



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ
ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

Μοντελοποίηση MOS τρανζίστορ σε υψηλές
συχνότητες

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

του

ΜΠΑΖΙΓΟΥ ΑΝΤΩΝΙΟΥ

Διπλωματούχου Ηλεκτρολόγου Μηχανικού και
Μηχανικού Υπολογιστών Ε.Μ.Π. (2003)

Αθήνα, Μάιος 2008



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ
ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

Μοντελοποίηση MOS τρανζίστορ σε υψηλές συχνότητες

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

του

ΜΠΑΖΙΓΟΥ ΑΝΤΩΝΙΟΥ

Διπλωματούχου Ηλεκτρολόγου Μηχανικού και
Μηχανικού Υπολογιστών Ε.Μ.Π. (2003)

Συμβουλευτική Επιτροπή: Matthias Bucher (Ματτίας Μπούχερ)
Παπανάνος Ιωάννης
Αβαριτσιώτης Ιωάννης

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 23^η Μαΐου 2008.

...
Ι. Παπανάνος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

...
M. Bucher
Επ. Καθηγητής Π.Κ.

...
Ι. Αβαριτσιώτης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

...
Ε. Καϊάφας
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

...
Δ. Τσαμάκης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

...
Ι. Ξανθάκης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

...
Δ. Τσουκαλάς
Αν. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάιος 2008

...

ΜΠΑΖΙΓΟΣ ΑΝΤΩΝΙΟΣ

Διδάκτωρ Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

© 2008 - All rights reserved

Περιεχόμενα

Περίληψη	10
Abstract	12
1 Εισαγωγή	15
1.1 Γενικά	15
1.2 Το MOSFET στην διάρκεια των ετών	17
1.3 Περιεχόμενο κεφαλαίων	17
2 Αναλυτική μοντελοποίηση του MOS τρανζίστορ	19
2.1 Το MOSFET ως διάταξη	19
2.1.1 Η φυσική δομή του MOSFET	20
2.1.2 Διαφοροποιήσεις μεταξύ nMOS και pMOS	21
2.2 Μοντελοποίηση ιδανικού MOSFET	23
2.2.1 Ανάλυση στοιχείου δύο ακροδεκτών (πύλης και σώματος)	23
2.2.2 Ανάλυση στοιχείου τεσσάρων ακροδεκτών	27
2.2.3 Ανάλυση φορτίων στην αναστροφή	29
2.2.4 Ανάλυση φορτίων στην συσσώρευση και την εξάντληση	33
2.2.5 Ρεύμα καναλιού	36
2.2.5.1 Γραμμικοποίηση (linearization) σχέσης φορτίου αναστροφής και δυναμικού επιφανείας	38
2.2.5.2 Συντελεστής κλίσης (slope factor) n	44
2.2.5.3 Ρεύμα καναλιού με βάση την γραμμικοποιημένη σχέση μεταξύ αναστρέφοντος φορτίου και δυναμικού επιφανείας	46
2.2.5.4 Κατανομή μεγεθών κατά μήκος του καναλιού	51
2.2.5.5 Διαγωγιμότητες ρεύματος καναλιού	53
2.2.6 Αναλυτικός υπολογισμός φορτίων ακροδεκτών	54
2.2.6.1 Διαχωρητικότητες	59
2.2.7 Ανάλυση ως προς τη διαφορά δυναμικού κατά μήκος του καναλιού	61
2.2.8 Τάση κατωφλίου (threshold voltage)	62
2.2.9 Ανάλυση εξισώσεων στον κόρο (saturation)	64
2.2.9.1 Λόγοι διαγωγιμοτήτων προς ρεύμα	64
2.3 Φαινόμενα ανώτερης τάξης σε διατάξεις μεγάλων διαστάσεων	66
2.3.1 Εξάρτηση κινητικότητας από το κάθετο πεδίο	66
2.3.1.1 Σκέδαση επιφανείας (surface scattering)	67
2.3.1.2 Σκέδαση Coulomb (Coulomb scattering)	70
2.3.2 Εξάντληση πολυκρυσταλλικού πυριτίου της πύλης	71
2.3.3 Κβαντικά φαινόμενα	75

2.3.4	Μετακίνηση τάσης κατωφλίου λόγω της τάσης στον ακροδέκτη drain σε διατάξεις ανομοιογενούς κατά μήκος συγκέντρωσης του σώματος (pocket implants)	76
2.4	Φαινόμενα κοντού καναλιού (short channel effects)	78
2.4.1	Κορεσμός ταχύτητας (velocity saturation)	79
2.4.1.1	Διαμόρφωση μήκους καναλιού (channel length modulation)	81
2.4.1.2	Επίδραση οριζόντιου ηλεκτρικού πεδίου στην κινητικότητα	82
2.4.2	Ανάστροφο φαινόμενο κοντού καναλιού (reverse short channel effect)	83
2.4.3	Συνδιαμόρφωση φορτίου (charge sharing) στον άξονα του μήκους	85
2.4.4	Πτώση φράγματος λόγω της τάσης στο drain (drain induced barrier lowering)	85
2.4.5	Χωρητικότητα επικάλυψης (overlap capacitance)	87
2.4.6	Χωρητικότητα θυσάνωσης (fringing capacitance)	88
2.4.7	Εν σειρά αντίσταση (series resistance)	90
2.5	Φαινόμενα στενού καναλιού (narrow channel effects)	91
2.5.1	Αντίστροφο φαινόμενο στενού καναλιού (inverse narrow channel effect)	91
2.5.2	Συνδιαμόρφωση φορτίου (charge sharing) στον άξονα του πλάτους	92
2.5.3	Πλευρική αγωγή (edge conductance)	93
2.6	Φαινόμενα που σχετίζονται με την θερμοκρασία	94
2.7	Μοντελοποίηση εξωτερικών στοιχείων	96
2.7.1	Παρασιτικές διόδους επαφής (junction diodes)	97
2.7.2	Αντίσταση πύλης (gate resistance)	97
2.7.3	Δίκτυο αντιστάσεων υποστρώματος (substrate network resistances)	99
2.8	Λειτουργία σε υψηλότερες συχνότητες	100
2.8.1	Μοντελοποίηση μικρού σήματος	100
2.8.2	Μοντελοποίηση μεγάλου σήματος	102
2.8.3	Επίδραση εξωτερικών στοιχείων σε υψηλές συχνότητες	105
2.9	Λοιπά φαινόμενα καναλιού	107
2.9.1	Φαινόμενο πίεσης δομής απομόνωσης ρηχής τάφρου (shallow trench isolation (STI) stress effect)	107
2.10	Ρεύμα ιονισμού πρόσπτωσης (impact ionization current)	111
2.11	Ρεύμα πύλης (gate current)	112
2.11.1	Ρεύμα επικάλυψης πύλης (overlap gate current)	114
2.12	Θόρυβος	115
2.12.1	Θερμικός θόρυβος	116
2.12.2	Μη-στατικός θόρυβος	116
2.12.3	Θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων	117
2.12.4	Θόρυβος βολής (shot noise)	118
2.13	Στατιστική ανάλυση	118

3	Υλοποίηση του Μοντέλου	121
3.1	Υλοποίηση με βάση την γλώσσα C	121
3.2	Η γλώσσα Verilog-A	122
3.2.1	Το εργαλείο ADMS	123
3.3	Ο κώδικας του μοντέλου	123
3.3.1	Το μοντέλο σε Verilog-A	124
3.3.2	Ένα απλοποιημένο παράδειγμα	126
4	Εξαγωγή παραμέτρων και χαρακτηρισμός	133
4.1	Μεθοδολογία εξαγωγής παραμέτρων	134
4.1.1	Αντιστάσεις πύλης και υποστρώματος	142
4.1.2	Παράμετροι θορύβου	143
4.1.3	Παράμετροι φαινομένου πίεσης από STI δομές	143
4.1.4	Παράμετροι φαινομένου πλευρικής αγωγής	143
4.2	Αναλυτικός χαρακτηρισμός	144
4.2.1	Εξαγωγή τάσης κατωφλίου	144
4.2.1.1	Εξαγωγή χαρακτηριστικού ρεύματος I_{spec}	146
4.2.1.2	Εφαρμογή σε ιδανικό μοντέλο	148
4.2.1.3	Εφαρμογή σε μετρήσεις	148
5	Δοκιμασίες ελέγχου ορθής λειτουργίας μοντέλου	151
5.1	Συνέχεια ρευμάτων, φορτίων και παραγώγων τους	152
5.2	Λόγος διαγωγιμότητας προς ρεύμα καναλιού	152
5.3	Φυσικά ορθή συμπεριφορά στο σημείο $V_{DS} = 0$, και γύρω αυτού	154
5.3.1	Ρεύμα καναλιού και πύλης	154
5.3.2	Διαχωρητικότητες	156
5.3.3	Ανάλυση αρμονικής παραμόρφωσης	156
5.4	Κύκλωμα σκάλας R2R	157
5.4.1	Στατιστική ανάλυση	157
5.5	Ανάλυση αντίστασης εισόδου μη στατικού μοντέλου.	160
5.6	Ποσοτικά κριτήρια	161
6	Εξαγωγή	163
6.1	Μελλοντική εργασία	165
	A' Ο κώδικας του μοντέλου σε Verilog-A	167
	B' Τυπικό σετ παραμέτρων	207
	Βιβλιογραφία	220
	Κατάλογος δημοσιεύσεων του συγγραφέα	233

Κατάλογος Σχημάτων

2.1	Τα κυκλωματικά σύμβολα των MOSFET.	19
2.2	Απλοποιημένη διατομή ενός nMOSFET.	20
2.3	Απλοποιημένη διατομή ενός pMOSFET.	22
2.4	Η κατανομή δυναμικών και φορτίων κατά μήκος του κάθετου άξονα στην πύλη.	23
2.5	Το δυναμικό επιφάνειας (Ψ_S) και το φορτίο στον ημιαγωγό (Q'_C) συναρτήσει της τάσης μεταξύ πύλης και σώματος (V_{GB}).	26
2.6	Η διάταξη nMOSFET και με τους τέσσερις ακροδέκτες της. Οι ακροδέκτες του source και drain είναι βραχυκυκλωμένοι.	28
2.7	Το δυναμικό επιφάνειας (Ψ_S) και το φορτίο στον ημιαγωγό (Q'_C) συναρτήσει της τάσης μεταξύ πύλης και σώματος (V_{GB}), παραμετρικά ως προς την τάση V_{ch}	29
2.8	Γραφική αποτύπωση της θεωρίας του επιφανειακού φορτίου (charge sheet theory).	30
2.9	Ο διαχωρισμός του φορτίου του ημιαγωγού (Q'_C) σε φορτίο εξάντλησης (Q'_B) και φορτίο αναστροφής (Q'_I).	31
2.10	Το φορτίο αναστροφής (Q'_I) και το δυναμικό επιφάνειας (Ψ_S) εξαρτήσεται της τάσης V_{ch}	32
2.11	Οι παράγωγοι του φορτίου αναστροφής (Q'_I) ως προς το δυναμικό επιφάνειας και την τάση του καναλιού.	33
2.12	Το δυναμικό επιφάνειας και το φορτίο στον ημιαγωγό στην περιοχή της συσσώρευσης (accumulation) και της εξάντλησης (depletion).	35
2.13	Η διάταξη nMOSFET με τους τέσσερις ακροδέκτες της συνδεδεμένους σε διαφορετικές τάσεις.	35
2.14	Η εξάρτηση του κανονικοποιημένου αναστρέφοντος φορτίου ως προς το δυναμικό επιφάνειας.	41
2.15	Συγκριτική μεταξύ διαφόρων συναρτήσεων επίλυσης της 2.15 ως προς q_I	44
2.16	Σύγκριση της γραμμικοποιημένης σχέσης (2.45) με την ακριβή (exact), εξίσωση (2.27).	46
2.17	Σύγκριση της γραμμικοποιημένης σχέσης (2.45) με την ακριβή (exact), εξίσωση (2.27), με βάση τον συντελεστή $n_{s,k}$ και για διάφορες τιμές του k	47
2.18	Το ρεύμα του καναλιού σαν ολοκλήρωμα του αναστρέφοντος φορτίου ως προς την τάση στο κανάλι.	49
2.19	Σύγκριση μεταξύ του αναλυτικού μοντέλου του πίνακα 2.1 και του ιδανικού μοντέλου της εξίσωσης (2.36).	50

2.20	Το κανονικοποιημένο γενικευμένο ρεύμα κορεσμού, το κανονικοποιημένο αναστρέφον φορτίο, η κανονικοποιημένη τάση καναλιού και το κανονικοποιημένο δυναμικό επιφανείας συναρτήσει της θέσης στο κανάλι.	52
2.21	Το δυναμικό επιφανείας μηδενικού φορτίου, υπολογισμένο με διάφορους τρόπους, και ο αντίστοιχος συντελεστής κλίσης n_v , όπως αυτός ορίζεται στην (2.81).	57
2.22	Τα φορτία στους ακροδέκτες της πύλης, του σώματος, του source και του drain συναρτήσει της τάσης V_{GB}	58
2.23	Οι δεκαέξι διαχωρητικότητες του MOSFET ως προς την τάση V_{GB}	60
2.24	Ανάλυση ρεύματος καναλιού ως προς την τάση στον ακροδέκτη drain. .	62
2.25	Οι δεκαέξι διαχωρητικότητες του MOSFET ως προς την τάση V_D	63
2.26	Κανονικοποιημένοι λόγοι διαχωρητικότητας προς ρεύμα καναλιού για ένα τρανζίστορ μεγάλων διαστάσεων.	65
2.27	Ρεύμα και διαγωγιμότητα για ένα τρανζίστορ μεγάλων διαστάσεων.	69
2.28	Μετρήσεις διαχωρητικότητας και απόκριση του μοντέλου EKV3.0, που χρησιμοποιεί τις εξισώσεις που περιγράφονται εδώ.	74
2.29	Απλοποιημένη διατομή ενός nMOSFET με ανομοιογενή συγκέντρωση στο υπόστρωμα κατά μήκος του καναλιού.	77
2.30	I_D vs. V_D ανάλυση, με $V_{SB} = 0V$, σε τρανζίστορ καναλιού μεγάλου μήκους.	78
2.31	Η επίδραση του φαινομένου κορεσμού ταχύτητας (velocity saturation) στην ενεργή τιμή της τάσης στον ακροδέκτη drain.	81
2.32	Ανάλυση I_D vs. V_D σε nMOS τρανζίστορ κοντού καναλιού.	82
2.33	Η εξάρτηση της τάσης κατωφλίου, στην γραμμική λειτουργία, από το μήκος του καναλιού του τρανζίστορ.	84
2.34	Η εξάρτηση της τάσης κατωφλίου, στην γραμμική λειτουργία και τον κορεσμό, από το μήκος του καναλιού.	87
2.35	Μετρήσεις διαχωρητικότητας C_{GG} και C_{CG} σε ένα τρανζίστορ nMOS κοντού καναλιού.	88
2.36	Η εξάρτηση της τάσης κατωφλίου από το πλάτος το καναλιού, λόγω του αντίστροφου φαινομένου στενού καναλιού.	92
2.37	Η επίδραση του φαινομένου πλευρικής αγωγής στην I_D vs. V_G και στον λόγο $\frac{g_m}{I_D}$	93
2.38	I_D vs. V_G ανάλυση, τόσο στην γραμμική λειτουργία όσο και στον κορεσμό, ενός τρανζίστορ μεγάλων διαστάσεων.	95
2.39	Η εσωτερική δομή μακρομοντέλων (macromodel).	96
2.40	Συμβολική κάτοψη (floor plan) ενός συνηθισμένου πολυδαχτυλικού τρανζίστορ, που χρησιμοποιείται σε κυκλώματα υψηλών συχνοτήτων.	98
2.41	Σχεδόν-στατικό και μη-στατικό ισοδύναμο μοντέλο μικρού σήματος.	101
2.42	Σχηματική αναπαράσταση της τεχνικής κατάτμησης καναλιού (channel segmentation).	103
2.43	Μετρήσεις Y-παραμέτρων, nMOS με μεγάλο μήκος καναλιού και αντίστοιχες προσομοιώσεις με QS και NQS μοντέλο.	106
2.44	Μετρήσεις και προσομοιώσεις Y-παραμέτρων, με βάση το μοντέλο EKV3.0.	108
2.45	Η σχετική θέση της STI δομές με το υπόλοιπο τρανζίστορ.	109

2.46	Η επίδραση του φαινομένου πίεσης (stress effect) της τεχνικής shallow trench isolation (STI) στην συμπεριφορά του τρανζίστορ.	109
2.47	Η επίδραση του φαινομένου πίεσης (stress effect) της τεχνικής shallow trench isolation (STI) στην συμπεριφορά των πολυδαχτυλικών τρανζίστορ.	110
2.48	Το ρεύμα ιονισμού πρόσπτωσης (impact ionization current) μίας nMOS διάταξης.	112
2.49	Μετρήσεις του ρεύματος του ακροδέκτη της πύλης.....	114
2.50	Στατιστική ανάλυση, με μορφή ιστογράμματος, της τάσης κατωφλίου. ..	119
3.1	Οι πέντε εκδοχές του υλοποιημένου κώδικα του μοντέλου EKV3.	125
4.1	Η εξάρτηση του ρεύματος τάσης κατωφλίου από την τάση V_{DS}	146
4.2	Εξαγωγή I_{spec} από τον λόγο διαγωγιμότητας προς ρεύμα καναλιού.	147
4.3	Εξαγωγή της τάσης κατωφλίου με δεδομένα από το ιδανικό αριθμητικό μοντέλο επιφανειακού δυναμικού.....	149
4.4	Η τάση κατωφλίου τρανζίστορ διαφόρων μηκών καναλιού.	149
5.1	Ανάλυση I_D vs. V_G και I_D vs. V_D και οι παράγωγοι μέχρι και τρίτης τάξης του ρεύματος.	153
5.2	Σχηματικό της ανάλυσης δοκιμής ενός MOSFET μοντέλου στην αλλαγή προσήμου του V_{DS} (Gummel symmetry test).	154
5.3	Αποτελέσματα της δοκιμής Gummel symmetry test κατά την εφαρμογή του στο μοντέλο EKV3.	155
5.4	Αποτελέσματα της δοκιμής Gummel symmetry test για τις διαχωρητικότητες C_{GS} και C_{GD} , κατά την εφαρμογή της στο μοντέλο EKV3.	156
5.5	Σχηματικό της ανάλυσης αρμονικής παραμόρφωσης ενός MOSFET μοντέλου, υπό πόλωση $V_{DS} = 0V$	157
5.6	Ανάλυση αρμονικής παραμόρφωσης (harmonic distortion) με βάση το σχηματικό 5.5.	158
5.7	Το σχηματικό του κυκλώματος σκάλας R2R σχεδιασμένο με MOSFET αντί για αντιστάσεις.	158
5.8	Η ανάλυση σκάλας R2R με βάση το μοντέλο EKV3.	159
5.9	Στατιστική ανάλυση του κυκλώματος σκάλας R2R με MOSFET.	160
5.10	Έλεγχος του μη στατικού μοντέλου, ως προς την αντίσταση εισόδου στην γραμμική περιοχή.	161

Κατάλογος Πινάκων

2.1	Πλήρες, αναλυτικό μοντέλο ρεύματος ιδανικού τρανζίστορ	50
2.2	Ο χρόνος προσομοίωσης με βάση διάφορα μοντέλα, κανονικοποιημένος ως προς το σχεδόν-στατικό (QS) μοντέλο.....	105
4.1	Πίνακας μεθοδολογίας εξαγωγής παραμέτρων.	142
4.2	Τυπικές τιμές του παράγοντα α_{th}	145
A'.1	Αρχεία του κώδικα του μοντέλου EKV301.01 σε Verilog-A	167

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στόχος ενός αναλυτικού μοντέλου MOSFET είναι η συνεπής και φυσικά ορθή περιγραφή των τρανζίστορ, στο πλαίσιο μίας μοντέρνας τεχνολογίας CMOS. Από την άλλη όμως, ένα μοντέλο έχει πολλά περισσότερα να προσφέρει στον σχεδιαστή από ένα μαύρο κουτί, που απαντάει στην αναρώτηση του για το πως δουλεύει ένα συγκεκριμένο στοιχείο ενός κυκλώματος και πως μπορεί να βελτιστοποιηθεί η σχεδίαση του κυκλώματος. Στην παρούσα διατριβή μελετάται η μοντελοποίηση του MOSFET. Προϊόν αυτής είναι η υλοποίηση ενός αναλυτικού μοντέλου MOSFET, συμβατού με μία πληθώρα προσομοιωτών ηλεκτρικών κυκλωμάτων και ικανού να καλύψει όλα τα φαινόμενα που παρουσιάζονται στις μοντέρνες, υπομικρομετρικές CMOS τεχνολογίες. Πραγματοποιείται ένας ποσοτικός και ποιοτικός έλεγχος της συμπεριφοράς του μοντέλου, τόσο σε σύγκριση με σύγχρονες τεχνολογίες ελάχιστου μήκους καναλιού μέχρι και $70nm$, όσο και με βάση την φυσική θεωρία που περιγράφει την συμπεριφορά του τρανζίστορ.

Η μοντελοποίηση που αναλύεται εδώ, στηρίζεται στην θεωρία του επιφανειακού φορτίου. Με βάση αυτή την θεωρία, υπολογίζονται τα αναστρέφονται φορτία στους δύο ακροδέκτες στα άκρα του καναλιού και ο υπολογισμός των διαφόρων ηλεκτρικών μεγεθών στο τρανζίστορ στηρίζεται στην ολοκλήρωση κατά μήκος του καναλιού. Η εξισώσεις του αναλυτικού μοντέλου απαιτούν μία σειρά προσεγγίσεων, που δεν επηρεάζουν την συνολική ακρίβεια του μοντέλου παρά σε ελάχιστο βαθμό, δικαιολογώντας έτσι πλήρως την επιλογή τους. Βασικότερη προσέγγιση είναι η θεώρηση της γραμμικής σχέσης μεταξύ αναστρέφοντος φορτίου και δυναμικού επιφανείας. Αποτέλεσμα της χρήσης της φυσικής θεωρίας για την εξαγωγή του μοντέλου, και όχι εμπειρικών σχέσεων, είναι το ενιαίο του συνόλου εξισώσεων, που χρησιμοποιείται τελικώς για να περιγραφεί η λειτουργία του τρανζίστορ ως προς την πόλωση και το επίπεδο αναστροφής. Αυτή η προσκόλληση στην φυσική θεωρία επιτρέπει, επίσης, την ελαχιστοποίηση των παραμέτρων μοντέλου, που τελικώς απαιτούνται να υπολογιστούν για να προσαρμοστεί η συμπεριφορά του μοντέλου σε μία συγκεκριμένη τεχνολογία.

Στην διατριβή αυτή, παρουσιάζεται επισταμένα η φυσική θεωρία που καλύπτει την συμπεριφορά των MOSFET, ως είναι διαμορφωμένη με βάση τις μοντέρνες υπομικρομετρικές τεχνολογίες. Αναφορά γίνεται σε όλα τα νέα φαινόμενα που εμφανίζονται σήμερα και δεν εμφανίζονταν σε παλαιότερες αντίστοιχες τεχνολογίες. Χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι τα χβαντικά φαινόμενα που γίνονται πιο έντονα όσο λεπταίνει το πάχος του μονωτή του τρανζίστορ, όπως και το ρεύμα της πύλης που πλέον δεν μπορεί να αμεληθεί. Από την άλλη περιγράφονται και όλα τα φαινόμενα που πάγια εμφανίζονται στις CMOS τεχνολογίες. Οι αναφορές καλύπτουν όλες τις πτυχές της συμπεριφοράς του τρανζίστορ και γίνονται συγκρίσεις με μετρήσεις τόσο στατικές, όσο και διαχωρητικότητας ή και μετρήσεις Υ-παραμέτρων, σε συχνότητες μέχρι και δεκάδων GHz . Παράλληλα με την παρουσίαση του μοντέλου, και σύμφωνα με το κάθε φαινόμενο που μελετάται κάθε φορά, παρουσιάζεται μία σύγκριση του μοντέλου με αντίστοιχες μετρήσεις, επιβεβαιώνοντας έτσι και πρακτικά την ορθή συμπεριφορά του.

Ένα μοντέλο, όμως, μπορεί να λειτουργήσει ως εργαλείο του σχεδιαστή και με διαφορετικούς τρόπους. Αφενός, είναι σημαντική η κατανόηση της συμπεριφοράς του τρανζίστορ μέσα από μία απλοποιημένη ανάλυση της διάταξης. Μία τέτοια γνώση, στην οποία μπορεί να συμβάλει ένα μοντέλο, επιτρέπει στον σχεδιαστή να αντιληφθεί καλλίτερα τις δυνατότητες τις διάταξης. Από την άλλη, η μοντελοποίηση που παρουσιάζεται

εδώ μπορεί να χρησιμοποιηθεί και στο πλαίσιο μία πρώτης τάξης σχεδίασης ενός κυκλώματος, θεωρώντας απλοποιημένα μοντέλα και εκτελώντας πράξεις στο χαρτί. Μία συνεπής μοντελοποίηση των πτυχών αυτών, παρέχει στον σχεδιαστή ένα σημαντικό εργαλείο για την εργασία του.

Επίσης, μπορεί να σημειωθεί ότι, ένα αναλυτικό μοντέλο έχει βοηθητικό ρόλο και στην διαδικασία εξέλιξης των τεχνολογιών. Δεδομένης της φυσικής σύνδεσης μεταξύ των παραμέτρων του μοντέλου και της διαδικασίας κατασκευής ολοκληρωμένων, δύναται να γίνει μία εκτίμηση της αξίας να εξελιχθεί μία τεχνολογία σε μία συγκεκριμένη κατεύθυνση, με βάση αποτελέσματα ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Τα αποτελέσματα αυτά μπορούν να λειτουργήσουν συμπληρωματικά ως προς αποτελέσματα προγραμματών αριθμητικής επίλυσης ηλεκτρικής συμπεριφοράς διατάξεων, η πολυπλοκότητα των οποίων, δεν τους επιτρέπει να διευρυνθεί η χρήση τους σε επίπεδο κυκλώματος.

Το μοντέλο, προκειμένου να αποτελέσει χρήσιμο εργαλείο στο πλαίσιο ενός προσομοιωτή ηλεκτρικών κυκλωμάτων, απαιτείται να κωδικοποιηθεί με βάση τις απαιτήσεις του λογισμικού. Για αυτό το σκοπό έχει επιλεγεί η γλώσσα Verilog-A. Πλεονεκτήματα σημαντικά της περιγραφικής αυτής γλώσσας είναι ότι, αφενός, είναι συμβατή με το σύνολο των προσομοιωτών ηλεκτρικών κυκλωμάτων, και αφετέρου, έχει ειδικά σχεδιαστεί για να καλύπτει τις ανάγκες της περιγραφής της συμπεριφοράς αναλογικών στοιχείων. Από την άλλη τα μειονεκτήματα της, που σχετίζονται με την μη βελτιστοποιημένη γραφή του μοντέλου για ταχείς προσομοιώσεις, μπορούν να λυθούν με την χρήση συνθετών κώδικα σε γλώσσα C, με βάση τον κώδικα Verilog-A, και την μεταγλώττιση αυτού, σε δυναμική βιβλιοθήκη.

Ένα ολοκληρωμένο μοντέλο οφείλει να παρέχει, επίσης, μία γρήγορη και εύχρηστη μεθοδολογία, η οποία να επιτρέπει την προσαρμογή του μοντέλου σε μία συγκεκριμένη τεχνολογία, έχοντας σαν ποσοτικό και τελικό κριτήριο τις μετρήσεις σε πλήθος διατάξεων της συγκεκριμένης τεχνολογίας. Στην διατριβή αυτή παρουσιάζονται, επίσης, οι αρχές με βάση τις οποίες υπολογίζονται οι παράμετροι του συγκεκριμένου μοντέλου, για μία συγκεκριμένη τεχνολογία. Η φυσική θεμελίωση του μοντέλου, επιτρέπει τόσο την ελαχιστοποίηση των παραμέτρων που χρησιμοποιεί, και συνεπώς διευκολύνει την εξαγωγή τους, όσο και περιορίζει την γραμμική τους εξάρτηση, διευκολύνοντας και πάλι την διαδικασία εξαγωγής των.

Τέλος, ένα μοντέλο που περιγράφει μία φυσική διάταξη, οφείλει να είναι συνεπές με τους νόμους της φυσικής που διαπερνούν και χαρακτηρίζουν όλες τις τεχνολογίες και όχι μία συγκεκριμένη υλοποίηση των διατάξεων. Αυτές οι δοκιμές χαρακτηρίζονται σαν ποιοτικοί έλεγχοι το μοντέλου, και επιβεβαιώνουν την ορθή συμπεριφορά του.

Τα τρανζίστορ MOS αποτελούν βασικό υλικό των σύγχρονων ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Οι σημερινές τεχνολογίες χαρακτηρίζονται από ελάχιστα μήκη καναλιού της τάξης των δεκάδων νανόμετρων. Από την άλλη, υπάρχει μία νέα γενιά πολυπυλικών διατάξεων, πιο πολύπλοκων του κλασσικού MOSFET, που προσπαθούν να αντικαταστήσουν την κυριαρχία των MOSFET, όταν πλέον οι απαιτήσεις σε συχνότητα και μήκος καναλιού δεν θα του επιτρέπουν να λειτουργήσει ομαλά, λόγω των έντονων φαινομένων κοντού καναλιού. Αποτελεί πρόκληση η εξέλιξη των μοντέλων έτσι ώστε τόσο να συνεχίσουν να ακολουθούν την συμπεριφορά των επόμενων γενεών των MOSFET, όσο και να καλύψουν τους υποψήφιους αντικαταστάτες αυτών, τις πολυπλοκότερες πολυπυλικές δομές.

ABSTRACT

The target of an analytical MOSFET model is the consistent and physically correct description of the transistor, within the frame of a modern CMOS technology. But, on the other hand, a model has much more to offer to the designer than a black box, that answers the wondering of how a certain element of a circuit works, and how the circuit's behaviour maybe optimized. At this thesis the modelling of the MOSFET is studied. Its product is the implementation of an analytical MOSFET model, compatible with a plethora of simulators of electrical circuits, able to cover all the phenomena that appear in modern submicron CMOS technologies. A quantitative and qualitative verification of the behaviour of the model is presented, in comparison with modern technologies of minimum channel length down to $70nm$, and also against tests based on the physics theory that describes the behaviour of the transistor.

The modelling procedure that is analyzed here, is based on the charge sheet theory. According to this theory, the inversion charges at the two nodes at the ends of the channel are calculated, and the calculation of the various electrical quantities of the transistor is based on the integration along the channel. The equations of the analytical model demand a series of approximations, which do not affect the overall accuracy of the model but at unimportant degree, justifying, this way, fully their usage. The most basic approximation is the assumption of a linear relation between the inversion charge and the surface potential. The result of the usage of the physical theory for the extraction of the model, and not empirical relations, is that a unified set of equations is used at the bottom line, for the correct description of the behaviour of the transistor, under any bias conditions, and under any level of inversion. This adherence to the physical theory allows, also, the minimization of the model parameters, that are demanded to be calculated for the fitting of the behaviour of the model upon a certain technology.

At this thesis, the physical theory, that covers the behaviour of the model, is carefully presented, as it is adopted for describing modern submicron technologies. All the new phenomena that appear today, and did not in older similar technologies are being addressed. Typical examples are the quantum effects that are more intense as the insulator gets thinner, as well as the gate current that cannot be further neglected. On the other hand, all the customary phenomena that appear in CMOS technologies are also described. The description covers all sides of the behaviour of the transistor, and comparisons are made with static measurements, as well as transconductances and Y-parameters, with frequency up to decades of GHz . In parallel with the presentation of the model, and according to each phenomenon that is studied each time, a comparison of the simulations results against relative measurements is displayed, verifying this way in action the correct behaviour of the model.

A model, though, can also operate as a designer's tool in other ways. On the one side, it is important the understanding of the behaviour of the model through a simplified analysis of the structure. Such knowledge, in favor of which a model can contribute, allows the designer to apprehend better the capabilities of the device. On the other side, the modelling approach that is presented here may be used within the frame of a first order approach to design a circuit, assuming simplified models

and performing hand calculations. A consistent modelling formulation for all these perspectives, primes the designer with an important tool for his/hers work.

Furthermore, it can be noted that an analytical model may have an auxiliary role at the procedure of the evolution of the technologies. Through the physical connection between the parameters of the model and the procedure of manufacturing of the integrated devices, an estimation is able to be performed, of the value of evolution of a technology towards a specific direction, based on results of circuit level. These results may be supplementary to results from numerical simulator software of structures in device level, whose complexity does not allow them to be extended to circuit level.

The model, in order to be a usable tool within a simulator of electric circuits, has to be coded according to the specifications of the software. For this purpose the Verilog-A language has been chosen. Important advantages of this behavioural language is that, on the one side, it is compatible with the whole of the simulators, and, on the other side, it is specially designed to cover the needs of the description of the behaviour of analogue components. On the other hand, its drawbacks, that are related with the non optimal writing of the model for fast simulations, can be solved with the usage of synthesizers of C-code, after the Verilog-A code, and its compilation into a dynamic library.

A complete model owes to offer, also, a fast and handy methodology that allows the fitting of the model upon a certain technology, having as a quantitative and final criterion the measurements on a range of devices of this specific technology. Within this thesis, the principles according to which the parameters of this model are extracted for a specific technology, are discussed. The physical foundation of the model, allows the minimization of the used parameters, thus eases their extraction, as well as limits their linear dependence, easing again their extraction.

Finally, a model that describes a physical structure owes to be consistent with the laws of physics that characterize all technologies, and not a specific implementation of these structures. These tests are characterized as qualitative verification tests of the model and attest its correct behaviour.

The MOS transistor is a basic component of the modern integrated circuits. Today's technologies are able for channel lengths as small as some decades of nanometers. On the other hand, there is a new generation of structures, more complicated than the classical MOSFET, of multigate devices that intend to pick up the dominance of MOSFET, when the needs in frequency and channel length will not allow to the last to operate normally, due to intense short channel effects. The evolution of the models, in order to keep on tracking the behaviour of the next generation MOSFET, as well as, their contestant successors, the multigate devices, states a challenge.

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1 Γενικά

Η μοντελοποίηση του MOSFET είναι ένα θέμα που έχει απασχολήσει έντονα την επιστημονική και την βιομηχανική κοινότητα. Παρά το σημαντικό του θέματος, και τις ανάλογες προσπάθειες, δεν έχουν βρεθεί ακόμα λύσεις, που να καλύπτουν πλήρως τις ανάγκες της σχεδίασης. Η παρούσα διδακτορική διατριβή ασχολείται με αυτό το θέμα και προσπαθεί να συνεισφέρει στην λύση αυτού του πολύπλευρου και διαρκούς προβλήματος.

Στόχος της μοντελοποίησης του MOSFET είναι η, κατά το δυνατόν, πληρέστερη και ορθότερη περιγραφή της συμπεριφοράς του MOSFET, μέσα σε ηλεκτρικά κυκλώματα. Με τον όρο συμπεριφορά του MOSFET εννοείται η σύνδεση των ηλεκτρικών δυναμικών που εφαρμόζονται στους ακροδέκτες του τρανζίστορ με, αφενός, τα ρεύματα που ρέουν εξ αυτών και τα φορτία που συσσωρεύονται σε αυτούς και, αφετέρου, τον θόρυβο που γεννάται σε αυτούς. Τα μοντέλα χρησιμοποιούνται στο πλαίσιο ενός προσομοιωτή, και με βάση αυτά ο σχεδιαστής αναζητεί την βέλτιστη δομή και λειτουργία ενός κυκλώματος. Η χρήση καλών μοντέλων σημαίνει ότι το υλοποιημένο ολοκληρωμένο κύκλωμα θα είναι μέσα στις προδιαγραφές που είχαν τεθεί αρχικά και κοντά στα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Τα προβληματικά μοντέλα μπορούν να οδηγήσουν σε υλοποιημένα κυκλώματα που δεν ικανοποιούν τις προδιαγραφές και αναγκάζουν την διαδικασία σχεδίασης να επαναληφθεί, λαμβάνοντας φυσικά υπόψιν τα συμπεράσματα που εξάγονται από την αποτυχημένη υλοποίηση. Μία τέτοια εξέλιξη επιβαρύνει την ολοκλήρωση την διαδικασίας υλοποίησης ενός κυκλώματος, τόσο από άποψη χρόνου, όσο και από άποψη κόστους.

Με βάση την προηγούμενη ανάλυση, εξάγεται το συμπέρασμα ότι ένα κριτήριο, για το αν ένα μοντέλο είναι καλό ή όχι, είναι το πόσο σωστά και με τι ακρίβεια προβλέπει την συμπεριφορά του MOSFET. Σε ένα δεύτερο επίπεδο, κριτήριο για ένα μοντέλο είναι και η υπολογιστική του απαίτηση στο πλαίσιο μίας προσομοίωσης. Κατά τεκμήριο η πολυπλοκότητα των κυκλωμάτων που υλοποιούνται σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα είναι ιδιαίτερα υψηλή και περιέχονται σε αυτά, ανάλογα με την εφαρμογή, από εκατοντάδες μέχρι εκατομμύρια τρανζίστορ. Ένα μοντέλο ιδιαίτερα απαιτητικό υπολογιστικά μπορεί να προσφέρει μία πρόβλεψη πολύ κοντά στην πραγματική αλλά η χρήση του καθίσταται απαγορευτική, καθώς η διαδικασία σχεδίασης απαιτεί την εκτέλεση πληθώρας χρονοβόρων προσομοιώσεων. Οι δύο αυτές απαιτήσεις από ένα μοντέλο έχουν αντιθετικό χαρακτήρα. Η κάλυψη των δύο αυτών κριτηρίων συνθέτει ένα ορισμό για τον όρο ‘καλό μοντέλο’: ένα μοντέλο ακριβές και γρήγορο.

Μία προσέγγιση μοντελοποίησης της συμπεριφοράς του MOSFET είναι η χρήση προγραμμάτων αριθμητικής επίλυσης (TCAD). Τέτοια προγράμματα δέχονται σαν είσοδο μία λεπτομερή τρισδιάστατη περιγραφή της διάταξης και εξάγουν την ηλεκτρική συμπεριφορά για συγκεκριμένες ηλεκτρικές συνθήκες. Η απόκριση του μοντέλου ακολουθεί την επίλυση των σημειακών διαφορικών εξισώσεων της φυσικής που ισχύουν στην έκταση του στοιχείου. Μία τέτοια διαδικασία είναι ιδιαίτερα πολύπλοκη αλλά λαμβάνει υπόψιν, με τον καλλίτερο δυνατό τρόπο, όλα τα φαινόμενα που μπορεί να εμφανισθούν στο εσωτερικό του τρανζίστορ. Αναφερόμενοι στους όρους που εισήχθησαν στην προηγούμενη παράγραφο, μία τέτοια μοντελοποίηση είναι ακριβής αλλά καθόλου γρήγορη, και η υπολογιστική της απαιτητικότητα την καθιστά μη χρήσιμη για λόγους σχεδίασης. Παρά ταύτα, τέτοια προγράμματα μπορεί να αποδειχθούν πολύ χρήσιμα για την μελέτη διαφόρων φαινομένων που εμφανίζονται στα MOSFET.

Μία άλλη ακραία προσέγγιση για την μοντελοποίηση είναι η χρήση μοντέλων πινάκων αναφοράς. Βασίζεται στην εκτέλεση ενός μεγάλου πλήθους μετρήσεων σε όλες τις δυνατές διατάξεις μία τεχνολογίας και την δημιουργία πινάκων αναφοράς που περιέχουν την συμπεριφορά του στοιχείου σε σχέση με την πόλωση που χρησιμοποιείται κάθε φορά. Η ταχύτητα αυτής της τεχνικής μπορεί να είναι ιδιαίτερα υψηλή, όμως η ακρίβεια της είναι αποτρεπτικά ασθενής. Ενδεικτικές δυσκολίες είναι ότι: (α) είναι δύσκολο να καλυφθούν σωστά όλες οι μετρήσεις και να προβλεφθούν όλες οι συνθήκες κάτω από τις οποίες θα ζητηθεί η συμπεριφορά ενός MOSFET κατά την διάρκεια της σχεδίασης, και (β) η απόκριση ενός κυκλώματος επηρεάζεται ουσιαστικά και από την τιμή των παραγώγων των μετρούμενων ποσοτήτων σε σχέση με τις συνθήκες πόλωσης, η μέτρηση των οποίων είναι ιδιαίτερα θορυβώδης. Ένα τέτοιο μοντέλο είναι επίσης ακατάλληλο για σχεδίαση, αλλά για διαφορετικούς λόγους σε σχέση με μοντέλα αριθμητικής επίλυσης.

Από τα παραπάνω διακρίνεται η αναγκαιότητα υιοθέτησης μίας άλλης προσέγγισης προκειμένου να λυθεί το πρόβλημα της υλοποίησης ενός καλού μοντέλου για σχεδίαση. Ο όρος 'αναλυτικό μοντέλο' αναφέρεται σε μία τέτοια λύση. Στο πλαίσιο ενός αναλυτικού μοντέλου αναζητείται ένα σύνολο εξισώσεων που να περιγράφει την συμπεριφορά της ειδικής διάταξης του MOSFET, χωρίς να απαιτείται κάθε φορά η επίλυση των διαφορικών εξισώσεων φυσικής θεωρίας που χαρακτηρίζουν την διάταξη. Επιγραμματικά έχουμε δύο κατηγορίες τέτοιων αναλυτικών μοντέλων. Η μία βασίζεται στην χρήση εμπειρικών εξισώσεων, που παρατηρείται μέσα από μετρήσεις ότι είναι ικανές να περιγράψουν την συμπεριφορά του MOSFET. Η άλλη βασίζεται στην εξαγωγή εξισώσεων εφαρμόζοντας την φυσική θεωρία στην ειδική διάταξη του MOSFET. Η δεύτερη κατηγορία χαρακτηρίζεται από σαφή πλεονεκτήματα σε σχέση με την πρώτη.

Το σημαντικότερο πρόβλημα των εμπειρικών μοντέλων είναι ότι ενδέχεται να οδηγήσουν σε μία ασυνεπή εκτίμηση της συμπεριφοράς των MOSFET. Η απόκριση ενός τρανζίστορ, στο σύνολο της, είναι μία ιδιαίτερα πολύπλοκη οντότητα και είναι δύσκολη η αποκλειστικά και εμπειρικά πλήρης έκφραση της, έτσι ώστε σε όλες τις περιπτώσεις να αποδίδεται ορθά η φυσική συμπεριφορά του τρανζίστορ. Η φυσική βάση των εξισώσεων δίνει ένα σαφές πλεονέκτημα σε αυτόν τον τομέα. Από την άλλη, υπάρχει το θέμα της προσαρμογής του μοντέλου σε διαφορετικές τεχνολογίες. Στόχος ενός μοντέλου δεν είναι η περιγραφή απλά της συμπεριφοράς ενός MOSFET μίας συγκεκριμένης τεχνολογίας ή μιας ολόκληρης CMOS τεχνολογίας, αλλά και η προσαρμοστικότητα του σε διάφορες τεχνολογίες. Για αυτό το λόγο οι εξισώσεις κάθε μοντέλου χρησιμοποιούν παραμέτρους που εξαρτώνται από την διαδικασία κατασκευής της τεχνολογίας. Είναι σημαντικό, αυτή η εξαγωγή να μπορεί να γίνει εύκολα και να χρειάζεται ο υπολογισμός

όσο το δυνατόν λιγότερων παραμέτρων. Ένα μοντέλο που εκμεταλλεύεται της φυσική που διέπει ένα τρανζίστορ αναγκάζεται να χρησιμοποιήσει λιγότερες παραμέτρους. Ας υπογραμμιστεί, σε αυτό το σημείο, η ευκολία της διαδικασίας εξαγωγής των παραμέτρων ενός μοντέλου, με βάση μία συγκεκριμένη τεχνολογία, καθότι αποτελεί ένα τρίτο κριτήριο σχετικά με το πόσο καλό είναι ένα αναλυτικό μοντέλο.

Επιπροσθέτως, είναι σημαντικό ένα μοντέλο να μην προσφέρεται στον σχεδιαστή σαν ένα μαύρο, και ακατανόητο, κουτί. Ιδανικά ένα μοντέλο MOSFET οφείλει να παρέχει πληροφορίες και γνώση στον σχεδιαστή σχετικά με την λειτουργικότητα του MOSFET μέσα στο κύκλωμα, όσο και γενικότερα, να μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν μία διεπιφάνεια επικοινωνίας μεταξύ του σχεδιαστή και του φυσικού στοιχείου.

Επίσης, η διαδικασία της σχεδίασης, πριν από το στάδιο των προσομοιώσεων, μπορεί να ξεκινήσει με μία σχετικά πρόχειρη και γρήγορη ανάλυση επί χάρτου, που να δίνει τη βασική δομή και λειτουργία του όλου κυκλώματος. Ένα μοντέλο, λοιπόν, ιδανικά θα πρέπει να προσφέρει, εκτός από την πλήρη του μορφή που θα την εκτελεί ένας υπολογιστής, και μία απλούστερη, η οποία θα μπορεί να χρησιμοποιηθεί για υπολογισμούς στο χέρι. Δεν απαιτείται φυσικά οι δύο μορφές αυτές να δίνουν τα ίδια ακριβώς αποτελέσματα, αλλά είναι σημαντικό και η απλούστερη μορφή να δίνει ποιοτικά συνεπή και σωστά αποτελέσματα, με μία σχετική ποσοτική ακρίβεια.

1.2 Το MOSFET στην διάρκεια των ετών

Η πρωτότυπη εμφάνιση του MOSFET ανήκει στον J. E. Lilienfeld και χρονολογείται από την τέταρτη δεκαετία του εικοστού αιώνα [1]. Η τότε διάταξη απέχει, φυσικά, παρασάγγας από την σημερινή της μορφή, η λογική όμως που την χαρακτηρίζει είναι ή ίδια. Η άνθιση της τεχνολογίας του MOSFET ήρθε στην δεκαετία του 1960, οπότε και η διαδικασίες κατασκευής του ωρίμασαν επιτρέποντας πιο αξιόπιστη και αποδοτική λειτουργία. Η χρησιμότητά του, τόσο σε ψηφιακά όσο και σε αναλογικά κυκλώματα, του έδωσε μία κυρίαρχη θέση στον χώρο της σχεδίασης ολοκληρωμένων κυκλωμάτων στην διάρκεια των επόμενων δεκαετιών [2]. Η τεχνολογική εξέλιξη των ακόλουθων ετών οδήγησαν στην επίτευξη όλο και μικρότερων διαστάσεων MOSFET, που σημαίνει όλο και υψηλότερου επιπέδου απόδοσης [3]. Πιο ειδικά, η σμίχρυνση των στοιχείων μείωσε την κατανάλωση ενέργειας και διεύρυνε το συχνοτικό εύρος λειτουργίας.

Ήδη, από τα τέλη του εικοστού αιώνα, οι τεχνολογίες λιθογραφίας επέτρεπαν την υλοποίηση MOSFET με ελάχιστο μήκος της πύλης πολύ μικρότερο του ενός μικρόμετρου. Η διαρκής συρρίκνωση των διαστάσεων μας οδηγεί στο σήμερα, τέλη της πρώτης δεκαετίας του εικοστού πρώτου αιώνα, όπου οι πλέον μοντέρνες τεχνολογίες επιτρέπουν την σχεδίαση με διατάξεις μήκους πύλης της τάξης των δεκάδων νανόμετρων. Η διαρκής αυτή πορεία σε όλα και μικρότερα στοιχεία έχει οδηγήσει στην ανάδειξη φαινομένων, που σε παλαιότερες τεχνολογίες είχαν αμελητέα επιρροή στην ηλεκτρική συμπεριφορά του τρανζίστορ, για παράδειγμα κβαντικά φαινόμενα. Συνεπώς, η μοντελοποίηση της συμπεριφοράς του MOSFET απαιτεί συνεχή ανανέωση, έτσι ώστε να μπορεί να παρακολουθεί τις εξελίξεις της τεχνολογίας.

1.3 Περιεχόμενο κεφαλαίων

Το πρώτο κεφάλαιο της παρούσας διδακτορικής διατριβής έχει ένα εισαγωγικό ρόλο. Στόχος του είναι η παροχή γενικών πληροφοριών στον αναγνώστη σχετικά με την

μοντελοποίηση του MOSFET [4, 5, 6]. Επίσης, εδώ περιγράφεται και η διάρθρωση της όλης διδακτορικής διατριβής.

Το **δεύτερο** κεφάλαιο ασχολείται με την μοντελοποίηση του MOSFET. Εδώ παρουσιάζεται αναλυτικά το σύνολο των εξισώσεων, που περιγράφουν τα φαινόμενα που παρατηρούνται στην διάταξη του MOSFET και καθορίζουν την ηλεκτρική συμπεριφορά του. Αρχικά παρέχεται μία λεπτομερής περιγραφή της διάταξης και έπειτα παρουσιάζεται ένα μοντέλο που καλύπτει την ιδανική περίπτωση. Σταδιακά περιγράφονται όλα τα υπόλοιπα φαινόμενα που λαμβάνουν χώρα στα MOSFET, όπως αυτά που σχετίζονται με κανάλια μικρού μήκους και πλάτους καθώς και με την επίδραση τη θερμοκρασίας. Η ανάλυση συμπεριφοράς του τρανζίστορ ολοκληρώνεται με την αναφορά στα εξωτερικά στοιχεία του και μελετώντας τόσο την συμπεριφορά του στοιχείου σε χαμηλές συχνότητες όσο και σε υψηλές. Ειδική αναφορά γίνεται στην μη στατική συμπεριφορά των σχετικά μεγάλων σε μήκος καναλιού τρανζίστορ. Το κεφάλαιο κλείνει αναφερόμενο σε άλλα παρασιτικά φαινόμενα που επηρεάζουν την συμπεριφορά του MOSFET.

Στο **τρίτο** κεφάλαιο παρουσιάζονται στοιχεία σχετικά με την υλοποίηση του μοντέλου. Το μοντέλο γράφτηκε στην γλώσσα Verilog-A, στην οποία γίνεται μία σχετική αναφορά. Στην συνέχεια του κεφαλαίου παρουσιάζεται αναλυτικά ο κώδικας του μοντέλου σε συσχέτιση με την μαθηματική περιγραφή του μοντέλου.

Το **τέταρτο** κεφάλαιο αναφέρεται στις παραμέτρους του μοντέλου. Προκειμένου ένα μοντέλο να μπορεί να περιγράψει ορθά κάθε μία διαφορετική τεχνολογία, η μαθηματική περιγραφή του στηρίζεται σε παραμέτρους, που σχετίζονται με την διαδικασία κατασκευής και λιθογραφίας κάθε τεχνολογίας. Θεωρητικά ο υπολογισμός των παραμέτρων αυτών μπορεί να γίνει αναλύοντας την διαδικασία κατασκευής, όμως, επειδή αυτός ο τρόπος είναι ιδιαίτερα πολύπλοκος και τελικώς αναποτελεσματικός, αποδεικνύεται ότι είναι προτιμότερο η εξαγωγή των παραμέτρων να γίνεται μέσα από την μελέτη της ηλεκτρικής συμπεριφοράς των διατάξεων της τεχνολογίας. Μία τέτοια μεθοδολογία αναπτύσσεται στο πλαίσιο αυτού του κεφαλαίου. Επιπρόσθετα σε αυτό το κεφάλαιο αναλύεται η διαδικασία χαρακτηρισμού, με βάση την φυσική θεωρία του μοντεού, των MOSFET.

Η συμπεριφορά του MOSFET, ως μία φυσική διάταξη ημιαγωγών, υπακούει σε συγκεκριμένους ποιοτικούς και ποσοτικούς κανόνες. Το κάθε ορθό μοντέλο MOSFET οφείλει να προβλέπει μία συνεπή συμπεριφορά σε σχέση με την φυσική θεωρία που διέπει τους ημιαγωγούς. Στο **πέμπτο** κεφάλαιο παρουσιάζεται ένα σύνολο ποιοτικών δοκιμών, χαρακτηριστικών για τις MOSFET διατάξεις, οι οποίες μπορούν να θεωρηθούν ως κριτήρια για την σωστή συμπεριφορά του μοντέλου.

Τελευταίο κεφάλαιο της παρούσας διατριβής είναι το **έκτο**. Σε αυτό, ο αναγνώστης εξάγεται συνδέοντας τις δυνατότητες μίας ορθής μοντελοποίησης με την γενικότερη λειτουργικότητα ενός αναλυτικού μοντέλου. Η διατριβή ολοκληρώνεται με μία αναφορά στις μελλοντικές προεκτάσεις της αυτής εργασίας.

Στα δύο **παραρτήματα** παρουσιάζονται μερικά συμπληρωματικά στοιχεία της εργασίας. Στο πρώτο αναπαράγεται ο πλήρης κώδικας του μοντέλου σε Verilog-A, ενώ στο δεύτερο ο αναγνώστης μπορεί να βρει ένα σύνολο τυπικών τιμών για τις παραμέτρους του μοντέλου.

□

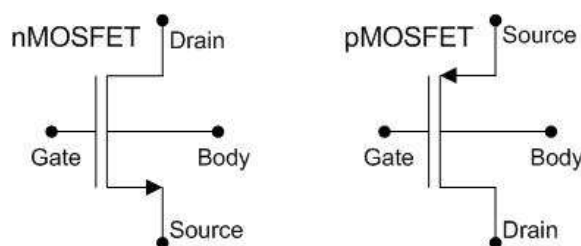
Κεφάλαιο 2

Αναλυτική μοντελοποίηση του MOS τρανζίστορ

2.1 Το MOSFET ως διάταξη

Η λειτουργία του MOSFET, καθώς φαίνεται και στο όνομα του, εξαρτάται από ένα πεδιακό φαινόμενο (FET: Field Effect Transistor). Πιο συγκεκριμένα, το πεδίο, που αναπτύσσεται μεταξύ δυο κόμβων, ορίζει την αγωγιμότητα μεταξύ των δύο άλλων κόμβων του στοιχείου. Στην ίδια κατηγορία των FET ανήκουν και άλλα στοιχεία: ενδεικτικά αναφέρεται το JFET. Από την άλλη υπάρχουν τα τρανζίστορ επαφής τα οποία συνθέτουν μια διαφορετική κατηγορία τρανζίστορ, με χαρακτηριστικότερο εκπρόσωπο τους το διπολικό τρανζίστορ επαφής (BJT). Οι δύο κατηγορίες αυτές χαρακτηρίζονται από μία μεγάλη διαφορά: τα τρανζίστορ επαφής μπορούν να θεωρηθούν σαν πηγές ρεύματος ελεγχόμενες από ρεύμα, ενώ τα τρανζίστορ πεδίου σαν πηγές ρεύματος ελεγχόμενες από τάση. Αυτή η διαφορά είναι βασικό πλεονέκτημα των τρανζίστορ πεδίου, διότι οδηγούν σε κυκλώματα χαμηλότερης κατανάλωσης.

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



Σχήμα 2.1: Τα κυκλωματικά σύμβολα των MOSFET. Επίσης αναφέρονται τα ονόματα των κόμβων του στοιχείου.

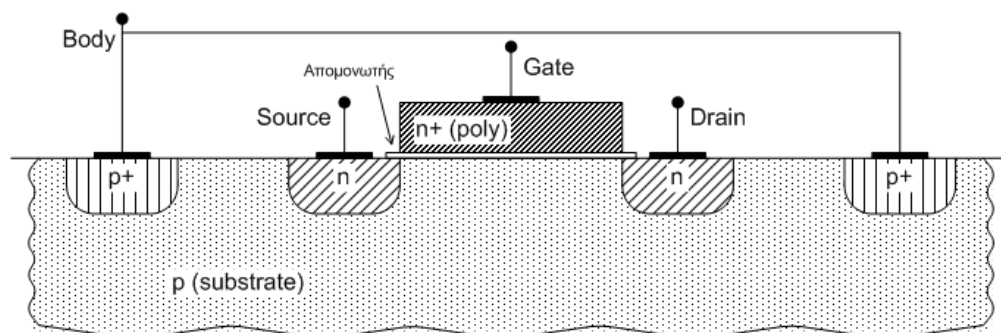
Οι τέσσερις ακροδέκτες του στοιχείου MOSFET φέρουν τα ονόματα: πύλη (gate), πηγή (source), σώμα (body ή bulk) και υποδοχέας¹ (drain). Στο κυκλωματικό σύμβολο, σχήμα 2.1, ο ακροδέκτης της πύλης δεν είναι σε επαφή με το υπόλοιπο κύκλωμα.

¹Η μετάφραση της ορολογίας είναι μια δύσκολη διαδικασία, που άλλοτε έχει επιτυχία και άλλοτε όχι. Η απόδοση του αγγλικού όρου drain στην ελληνική αποδεικνύεται ιδιαίτερα δύσκολη. Άλλες

Στην πραγματικότητα, υπάρχει ένα επίπεδο μονωτή ανάμεσα από την πύλη και την υπόλοιπη διάταξη. Κάτω από τον μονωτή της πύλης αναπτύσσεται το πεδίο που ορίζει την αγωγιμότητα μεταξύ των κόμβων drain και source.

2.1.1 Η φυσική δομή του MOSFET

Η διάταξη του MOSFET είναι μία τρισδιάστατη δομή. Στο σχήμα 2.2 απεικονίζεται μία τομή της διάταξης για να γίνει καλλίτερα αντιληπτή η δομή της. Ενδεικτικά, έχει επιλεγεί η παρουσίαση ενός nMOSFET. Αφού αυτή ολοκληρωθεί, θα παρουσιασθούν οι διαφοροποιήσεις στην περίπτωση του pMOSFET. Περιγράφοντας τη δομή περιληπτικά μπορούμε να εστιάσουμε στα ακόλουθα: ο ακροδέκτης του σώματος θεωρείτε ότι εκτείνεται σε όλη την έκταση του υποστρώματος (substrate). Η συνηθέστερη περίπτωση είναι το υπόστρωμα να είναι ημιαγωγός (semiconductor) τύπου p. Για την καλλίτερη σύνδεση του υποστρώματος με τον μεταλλικό ακροδέκτη, που βρίσκεται εκτός αυτού, χρησιμοποιούνται συνήθως κάποιες περιοχές εντονότερης έγχυσης και ίδιας πολικότητας (p+). Η πύλη του MOSFET αποτελείται από μία αγωγή επιφάνεια που βρίσκεται πάνω από ένα λεπτό στρώμα απομονωτή (insulator). Το πλέον συχνό υλικό για τον απομονωτή είναι το διοξείδιο του πυριτίου (SiO_2). Η πύλη σε παλαιότερες τεχνολογίες ήταν μεταλλική (metal), ενώ πλέον κατασκευάζεται από πολυκρυσταλλικό πυρίτιο. Η πύλη, για την καλλίτερη δυνατή λειτουργία του στοιχείου, οφείλει να έχει χαμηλή αντίσταση, πράγμα που επιτυγχάνεται μέσα από τον εμπλουτισμό της με φορείς είτε τύπου n είτε τύπου p. Σε αυτό το σημείο μπορεί να ερμηνευθεί και το όνομα της διάταξης. Η δομή της μπορεί να χωριστεί σε τρία επίπεδα, όπου το άνωθεν όλων είναι η πύλη (που στις πρώτες τεχνολογίες ήταν από μέταλλο (Metal), ενδιάμεσα βρίσκεται ένα λεπτό επίπεδο απομονωτή, ο οποίος συνηθέστερα είναι κάποιο οξείδιο (Oxide) και κάτωθεν όλων υπάρχει ημιαγωγός (Semiconductor). Τα πρώτα γράμματα των τριών αυτών λέξεων στα αγγλικά έδωσαν το όνομα τους στην διάταξη². [7, 8, 2]



Σχήμα 2.2: Απλοποιημένη διατομή ενός nMOSFET.

Οι δύο υπόλοιποι ακροδέκτες του στοιχείου δημιουργούνται ως εγχύσεις, αντίθετης πολικότητας σε σχέση με το υπόστρωμα, στα δύο άκρα της πύλης. Συνεπώς, δύο παρασιτικές διόδους δημιουργούνται μεταξύ, αφενός των ακροδεκτών source και drain, και αφετέρου του υποστρώματος. Οι διόδους αυτές, για την ορθή λειτουργία του στοιχείου πρέπει να είναι ανάστροφα πολωμένες, έτσι ώστε να υπάρχει κατά δυνατόν ηλεκτρική α-

δυνατές επιλογές είναι οι: συλλέκτης, εκβολή, αποδέκτης. Σε διάφορες περιπτώσεις, που η ελληνική απόδοση της ορολογίας δεν είναι βοηθητική, θα προτιμάται η ξενόγλωσση.

²Μία άλλη, παλαιότερη ονομασία είναι η IG-FET, από το insulated gate, που αναφέρεται στο στρώμα μονωτή κάτωθεν της πύλης.

πομόνωση μεταξύ των ακροδεκτών source και drain και του υποστρώματος. Ηλεκτρικά αυτό σημαίνει ότι πρέπει να ισχύουν οι (2.1).

$$\begin{aligned} V_S > V_B &\Leftrightarrow V_S - V_B > 0 \Leftrightarrow V_{SB} > 0, \quad (nMOS) \\ V_D > V_B &\Leftrightarrow V_D - V_B > 0 \Leftrightarrow V_{DB} > 0 \end{aligned} \quad (2.1)$$

όπου με V_S συμβολίζεται το δυναμικό στον ακροδέκτη source, με V_D συμβολίζεται το δυναμικό στον ακροδέκτη drain και με V_B συμβολίζεται το δυναμικό στον ακροδέκτη body.

Από τα παραπάνω, και από το σχήμα 2.2, διακρίνεται μία σαφής συμμετρία μεταξύ των ακροδεκτών source και drain. Αυτή η συμμετρία ενδέχεται να μην είναι απόλυτη σε πιο πολύπλοκες δομές MOSFET αλλά, σε γενικές γραμμές, είναι ένα χαρακτηριστικό της συγκεκριμένης διάταξης. Είναι η πόλωση της διάταξης η οποία σπάει την συμμετρία. Χωρίς να μπούμε σε λεπτομέρειες στην συγκεκριμένη φάση της διατριβής, ας αναφερθεί ότι κατά συνθήκη θεωρούμε τον ακροδέκτη source σε χαμηλότερο δυναμικό από τον ακροδέκτη drain, σχέση (2.2).

$$V_D > V_S \Leftrightarrow V_D - V_S > 0 \Leftrightarrow V_{DS} > 0, \quad (nMOS) \quad (2.2)$$

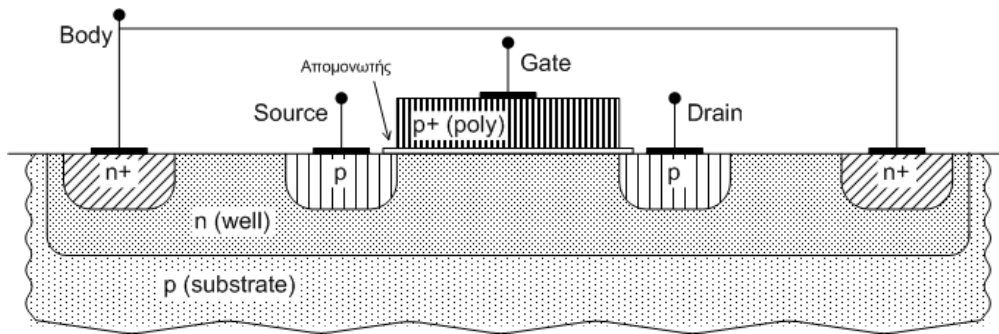
Περνώντας σε μία πρώτου επιπέδου ποιοτική ανάλυση του στοιχείου, και σε συνέχεια αυτών που έχουν αναφερθεί ήδη, παρατηρούνται τα ακόλουθα: μεταξύ των ακροδεκτών source και drain δεν υπάρχει, εν γένει, ηλεκτρική σύνδεση. Το μεταξύ τους διάκενο ημιαγωγού διαφορετικού τύπου, απομονώνει τις δύο περιοχές. Όμως, όπως προαναφέρθηκε, το δυναμικό στην πύλη δημιουργεί ένα πεδίο εσωτερικά του ημιαγωγού. Αυτό το πεδίο, ανάλογα με την έντασή του, δύναται να έλξει φορείς ίδιου τύπου με τις περιοχές source και drain (δηλαδή τύπου n στην περίπτωση του nMOS) και να δημιουργηθεί, πλησίον του απομονωτή, ένα στρώμα φορέων που θα επιτρέψει την ηλεκτρική σύνδεση των δύο άκρων. Αυτό το στρώμα ονομάζεται κανάλι (channel. Με τον όρο κανάλι, ενίοτε, αναφερόμαστε επίσης και απλά στον χώρο κάτωθι της πύλης, ασχέτως αν υπάρχουν συσσωρευμένοι φορείς ή όχι).

Με βάση την συγκεκριμένη ανάλυση και πόλωση, που έχει περιγραφεί μέχρι στιγμής, ερμηνεύεται και η ονοματοδοσία των δύο ακροδεκτών source και drain. Στην περίπτωση του nMOSFET οι ακροδέκτες αυτοί είναι εγχύσεις τύπου n και συνεπώς το ρεύμα που διαρρέεται στο κανάλι απαρτίζεται από ηλεκτρόνια. Η φυσική κίνηση των ηλεκτρονίων έχει την αντίθετη πορεία από αυτή του ρεύματος. Έτσι, εφόσον το V_{DS} είναι θετικό, το ρεύμα θα ρέει από το drain στο source, και τα ηλεκτρόνια αντίθετα. Άρα ο ακροδέκτης source λειτουργεί σαν μία πηγή ηλεκτρονίων τα οποία οδηγούνται στον ακροδέκτη drain, εξ ου και η ονομασία υποδοχέας.

2.1.2 Διαφοροποιήσεις μεταξύ nMOS και pMOS

Η περίπτωση του pMOSFET είναι η απόλυτα δυϊκή του nMOSFET. Ένα pMOSFET έχει ακριβώς την ίδια δομή αλλά διαφορετικές πολικότητες σε όλη του την έκταση. Χαρακτηριστική διαφορά είναι ότι, εφόσον τα pMOS κατασκευάζονται στις τεχνολογίες CMOS στο ίδιο υπόστρωμα με τα nMOS, η δημιουργία τους απαιτεί την κατασκευή μίας μεγάλης περιοχής τύπου n μέσα στην οποία θα δομηθεί το pMOS. Αυτή η περιοχή ονομάζεται πηγάδι τύπου n (N-well). Συνολικά, μία απλουστευμένη τομή ενός pMOSFET παρουσιάζεται στο σχήμα 2.3. Αξίζει να σημειωθεί ότι, σε σχέση τον την περίπτωση του nMOS, έχουμε μία ελαφρότατα πιο πολύπλοκη δομή, λόγω της ύπαρξης

του πηγαδιού. Ας υπογραμμισθεί επίσης, ότι μεταξύ του πηγαδιού και του υπόλοιπου υποστρώματος δημιουργείται μία παρασιτική διόδος, η οποία όμως δεν έχει άμεση σχέση με την δομή του pMOS, αλλά πρέπει και αυτή να είναι ανάστροφα πολωμένη.



Σχήμα 2.3: Απλοποιημένη διατομή ενός pMOSFET.

Από την άλλη, όλη η ανάλυση σε επίπεδο διαφορών δυναμικού στα pMOS είναι αντίθετη, σε επίπεδο προσήμου, σε σχέση με τα nMOS. Πλέον, για να είναι οι παρασιτικές διόδους στους ακροδέκτες source και drain ανάστροφα πολωμένες, απαιτούνται αντίθετες πολώσεις σε σχέση με τα nMOS, εξίσωση (2.3).

$$\begin{aligned} V_S < V_B &\Leftrightarrow V_S - V_B < 0 \Leftrightarrow V_{SB} < 0, \quad (pMOS) \\ V_D < V_B &\Leftrightarrow V_D - V_B < 0 \Leftrightarrow V_{DB} < 0 \end{aligned} \quad (2.3)$$

Στην περίπτωση του pMOSFET, το ρεύμα που διαρρέει το στοιχείο δημιουργείται από οπές, που έχουν ίδια ροή σε σχέση με το ρεύμα. Συνεπώς η πηγή των οπών θα είναι σε μεγαλύτερο δυναμικό σε σχέση με τον αποδέκτη τους. Για την πλήρη συνέπεια λοιπόν, πρέπει να θεωρηθεί στην περίπτωση του pMOSFET ότι ο ακροδέκτης source είναι σε μεγαλύτερο δυναμικό από τον ακροδέκτη drain, εξίσωση (2.4).

$$V_D < V_S \Leftrightarrow V_D - V_S < 0 \Leftrightarrow V_{DS} < 0, \quad (pMOS) \quad (2.4)$$

Η διυκότητα αυτή των δύο διατάξεων, έχει μεγάλη σημασία σε επίπεδο μοντελοποίησης, καθώς μπορεί το ίδιο ακριβώς σύνολο εξισώσεων, που αναπτύσσεται για την μία περίπτωση, να εφαρμοστεί και στην άλλη, αλλάζοντας τα πρόσημα των πολώσεων στην αρχή και αλλάζοντας και το πρόσημο των αποτελεσμάτων στο τέλος της ανάλυσης. Συνεπώς, σε επίπεδο μοντελοποίησης μας απασχολεί μόνο η μία περίπτωση, και συνηθισμένο είναι να θεωρείται η περίπτωση του nMOS.

Άλλη μία διαφορά μεταξύ των nMOS και pMOS, που σχετίζεται με τον ειδικό τρόπο κατασκευής τους, που γίνεται συνήθως σε υπόστρωμα τύπου p, είναι η θέση του ακροδέκτη του σώματος ως προς το υπόλοιπο κύκλωμα. Στην περίπτωση του nMOS, είδαμε στο σχήμα 2.2, ότι το σώμα του nMOS ταυτίζεται με το όλο υπόστρωμα του ολοκληρωμένου κυκλώματος, που συνηθέστερα συνδέεται με την γη του κυκλώματος. Συνεπώς, ο ένας από τους τέσσερις κόμβους του στοιχείου είναι αναγκαστικά συνδεδεμένος με την γη. Αυτό, αν και φαίνεται περιοριστικό, δεν είναι απαγορευτικό για την λειτουργία των κυκλωμάτων. Στην περίπτωση του pMOS ο ακροδέκτης του σώματος, λόγω της ύπαρξης του πηγαδιού, δεν είναι αναγκαστικά συνδεδεμένος με την γη. Συνηθίζεται όμως, μέσα στο ίδιο πηγάδι να κατασκευάζονται όλα τα pMOS στοιχεία ενός κυκλώματος, και το πηγάδι αυτό να βραχυκυκλώνεται με την θετική τροφοδοσία του κυκλώματος, έτσι ώστε σε κάθε περίπτωση να είναι ανάστροφα πολωμένες όλες

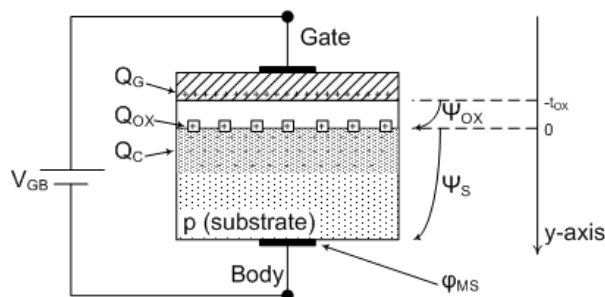
οι παρασιτικές διόδους που δημιουργούνται. Στην περίπτωση που υπάρχει ειδική ανάγκη να έχουμε πρόσβαση στον ακροδέκτη του σώματος μερικών τρανζίστορ, αυτό είναι δυνατό για τα μεν pMOS με την κατασκευή ενός ξεχωριστού πηγαδιού για αυτά τα τρανζίστορ, ενώ για την περίπτωση των nMOS είναι δυνατή η δημιουργία ενός διπλού πηγαδιού (ένα πηγάδι τύπου p μέσα σε ένα πηγάδι τύπου n).

2.2 Μοντελοποίηση ιδανικού MOSFET

Στόχος της αναλυτικής μοντελοποίησης είναι η εξαγωγή ενός συνόλου εξισώσεων που βασίζονται στην φυσική, αλλά, ταυτόχρονα, χαρακτηρίζονται από μία υπολογιστική λακωνικότητα. Για να επιτευχθεί αυτός ο στόχος, μία ακολουθία απλοποιήσεων και προσεγγίσεων είναι αναγκαία, αλλά προσέχοντας το κόστος σε ακρίβεια του μοντέλου να μην είναι απαγορευτικό.

2.2.1 Ανάλυση στοιχείου δύο ακροδεκτών (πύλης και σώματος)

Αρχικά αγνοηθούν οι ακροδέκτες source και drain και εστιάσει η ανάλυση ουσιαστικά στην πύλη και στην περιοχή κάτω από αυτήν, εκεί που δημιουργείται το κανάλι [9]. Θεωρώντας, δε, ότι τόσο το υπόστρωμα όσο και η πύλη έχουν μηδενική αντίσταση, έχουμε την διάταξη του σχήματος 2.4. Με t_{OX} συμβολίζεται το πάχος του μονωτή, ενώ θέτουμε και ένα κάθετο άξονα y , ο οποίος αυξάνει προς τα κάτω. Σε αυτή την ανάλυση έχουμε προσθέσει μία πηγή τάσης (V_{GB}) ανάμεσα στην πύλη και το σώμα του τρανζίστορ και αναλύουμε το πως αυτή κατανέμεται εντός της διάταξης του τρανζίστορ και τι φορτία δημιουργεί [4, 10, 11]. Κατ' αρχήν, παρατηρείται το φορτίο Q_{OX} το οποίο βρίσκεται στην κάτω μεριά του μονωτή ($y = 0$). Το φορτίο Q_{OX} αναφέρεται σε παγιδευμένα φορτία του μονωτή, από την μεριά του υποστρώματος, που δημιουργούνται κατά την διάρκεια κατασκευής του τρανζίστορ. Αυτό το φορτίο επειδή είναι σταθερό δεν επηρεάζει σημαντικά την τρέχουσα ανάλυση, παρότι σε μερικά άλλα φαινόμενα έχει σημαντικό ρόλο. Αντιθέτως προσοχή απαιτούν τα φορτία Q_G ($y = -t_{OX}$) και Q_C ($y > 0$). Τα φορτία αυτά συνδέονται άμεσα με την τάση V_{GB} . Στην περίπτωση, δε, που η τάση V_{GB} είναι αρκετά θετική, τότε δύναται να συγκεντρωθούν τόσα φορτία κάτω από τον μονωτή που, παρότι βρισκόμαστε εντός ενός ημιαγωγού τύπου p, δημιουργείται μία περιοχή με μεγάλη συγκέντρωση ηλεκτρονίων (φορέων τύπου n), μεγαλύτερη από αυτή των οπών.



Σχήμα 2.4: Η κατανομή δυναμικών και φορτίων κατά μήκος του κάθετου άξονα στην πύλη.

Στο πεδίο των τάσεων παρατηρούνται τα εξής: το σύμβολο Φ_{MS} αναφέρεται στην πτώση τάσης που δημιουργείται όταν έχουμε επαφή μεταξύ των υλικών της πύλης

και του υποστρώματος, και ονομάζεται έργο εξόδου (work function). Η τιμή αυτή σχετίζεται με τις επιτρεπτές ενεργειακές στάθμες των υλικών. Όταν, δε, υπάρχει μία ακολουθία υλικών σε επαφή, η πτώση τάσης της όλης δομής είναι ίση με την πτώση τάσης που δημιουργείται κατά την επαφή των δύο μόνο ακριανών υλικών. Για αυτό το λόγο δεν συνυπολογίζεται η επαφή της πύλης και του υποστρώματος με τον μονωτή [12, 13]. Αυτή η τάση, Φ_{MS} , ενδεικτικά τοποθετείται αμέσως πάνω από τον ακροδέκτη του σώματος παρότι στην πραγματικότητα είναι καταμερισμένη στις επαφές μεταξύ διαφορετικών υλικών. Η τιμή του Φ_{MS} είναι σταθερή, δεν εξαρτάται από την πόλωση της διάταξης και, τυπικά, για την περίπτωση του nMOSFET είναι περίπου $-1V$, ενώ για το pMOSFET είναι περίπου $1V$.

Από την άλλη, εμφανίζονται οι τάσεις Ψ_{OX} και Ψ_S , οι οποίες σχετίζονται με τα φορτία Q_G και Q_C αντίστοιχα. Το Ψ_{OX} αναφέρεται στην πτώση τάσης που παρατηρείται κατά μήκος του στρώματος οξειδίου, λόγω του φορτίου που είναι συσσωρευμένο ακριβώς από πάνω του. Το, δε, Ψ_S ονομάζεται δυναμικό επιφάνειας και αναφέρεται στο δυναμικό που εμφανίζεται ακριβώς κάτω από το στρώμα μονωτή και προφανώς συνδέεται με το φορτίο Q_C .

Εφαρμόζοντας τον νόμο τάσεων του Kirchhoff στον βρόγχο του σχήματος 2.4 εξάγεται η εξίσωση (2.5).

$$V_{GB} = \Phi_{MS} + \Psi_{OX} + \Psi_S \quad (2.5)$$

Από την αρχή διατήρησης του φορτίου, και δεδομένου ότι δεν εισάγονται φορτία στην διάταξη, το ολικό φορτίο θα έχει μηδενικό άθροισμα, εξίσωση (2.6).

$$Q_G + Q_{OX} + Q_C = 0 \quad (2.6)$$

Τα φορτία της εξίσωσης (2.6) αναφέρονται στην όλη διάταξη. Αν θεωρήσουμε την διάταξη ομοιόμορφη ως προς το κάθετο επίπεδο στον άξονα y , μπορεί να γραφεί η εξίσωση (2.6) σε φορτία ανά μονάδα επιφάνειας, χωρίς να ενδιαφέρουν πλέον οι οριζόντιες γεωμετρικές διαστάσεις της διάταξης, εξίσωση (2.7). Σημειώνεται ότι τα τονούμενα σύμβολα αντιστοιχούν στα φορτία ανά μονάδα επιφάνειας.

$$Q'_G + Q'_{OX} + Q'_C = 0 \quad (2.7)$$

Συνεχίζοντας την ανάλυση σε φορτία ανά μονάδα επιφάνειας, η σχέση που συνδέει το φορτίο Q'_G με την πτώση τάσης στο μονωτή (Ψ_{OX}) είναι η (2.8), όπου με C'_{OX} συμβολίζεται η χωρητικότητα ανά μονάδα επιφάνειας του μονωτή.

$$\Psi_{OX} = \frac{Q'_G}{C'_{OX}} \quad (2.8)$$

Σημειώνεται εδώ ότι η χωρητικότητα ανά μονάδα επιφάνειας του μονωτή δίνεται από τον λόγο της επιτρεπτότητας του μονωτή (ϵ_{OX}) προς το πάχος του t_{OX} , σχέση (2.9).

$$C'_{OX} = \frac{\epsilon_{OX}}{t_{OX}} \quad (2.9)$$

Στο σημείο αυτό εισάγεται η έννοια της τάσης ισορροπίας (flat-band voltage - V_{FB}). Ο όρος αυτός αντιστοιχεί στην τάση (V_{GB}), που πρέπει να εφαρμοστεί στα άκρα της διάταξης, έτσι ώστε το φορτίο στο υπόστρωμα να αλληλοεξουδετερώνεται, και συνεπώς το Q'_C να είναι μηδενικό. Σε αυτήν την περίπτωση θα ισχύει ότι $Q'_G = -Q'_{OX}$, $Q'_C = 0$ και, συνεπώς, $\Psi_S = 0$ και από τις εξισώσεις (2.5) και (2.7) εξάγεται η σχέση (2.10).

$$V_{FB} \equiv \Phi_{MS} - \frac{Q'_{OX}}{C'_{OX}} \quad (2.10)$$

Άρα, με βάση τις (2.10), (2.7) και την (2.8), η σχέση (2.5) μπορεί να μετατραπεί στην (2.11).

$$V_{GB} = V_{FB} + \Psi_S - \frac{Q'_C}{C'_{OX}} \quad (2.11)$$

Με βάση τα άνωθεν, αυτό που μέλλει να υπολογισθεί είναι η σχέση του φορτίου στον ημιαγωγό (Q'_C) με το δυναμικό στην επιφάνεια του ημιαγωγού (Ψ_S). Αυτή η σχέση θα βρεθεί λύνοντας την μονοδιάστατη διαφορική εξίσωση Poisson, κατά μήκος του άξονα y . Σχετικά με την μορφή της εξίσωσης Poisson ισχύει ότι, (α) αν θεωρηθεί μία συγκέντρωση φορέων N_A στο ημιαγωγό, η οποία είναι πολύ μεγαλύτερη από την εσωτερική συγκέντρωση φορέων (intrinsic carrier concentration - n_i) και συνεπώς αγνοηθεί το φαινόμενο επανασύνδεσης (recombination) ως αμελητέο, (β) αν θεωρηθεί ότι η διάχυση έχει γίνει χωρίς να εκφυλιστεί ο ημιαγωγός (non-degeneratedly doped) και (γ) αν θεωρηθεί ότι όλες οι νοθεύσεις είναι πλήρως ιονισμένες, τότε η εξίσωση Poisson πέρνει την μορφή της σχέσης (2.12). Στην (2.12) με Ψ συμβολίζεται η συνάρτηση του δυναμικού ως προς την θέση στον άξονα y , όπερ σημαίνει ότι θα ισχύει $\Psi(0) = \Psi_S$, με q το φορτίο του ηλεκτρονίου, με U_T το θερμικό δυναμικό (thermal potential), σχέση (2.13), με ϵ_{si} η επιτρεπτότητα του ημιαγωγού του υποστρώματος, και με Φ_F το δυναμικό Fermi του ημιαγωγού, σχέση (2.14). Στην (2.13) με k συμβολίζεται η σταθερά Boltzmann και με T η θερμοκρασία σε βαθμούς Kelvin.

$$\frac{\partial^2 \Psi}{\partial y^2} = -\frac{q \cdot N_A}{\epsilon_{si}} \left(\exp\left(\frac{\Psi}{U_T}\right) - 1 - \exp\left(\frac{2\Phi_F}{U_T}\right) \cdot \left(\exp\left(\frac{\Psi}{U_T}\right) - 1 \right) \right) \quad (2.12)$$

$$U_T = \frac{k \cdot q}{T} \quad (2.13)$$

$$\Phi_F = U_T \ln \frac{N_A}{n_i} \quad (2.14)$$

Η λύση της εξίσωσης Poisson (2.12) φαίνεται στην σχέση (2.15), όπου με γ συμβολίζεται ο συντελεστής φαινομένου υποστρώματος (substrate ή body effect factor), και δίνεται από την σχέση (2.16).

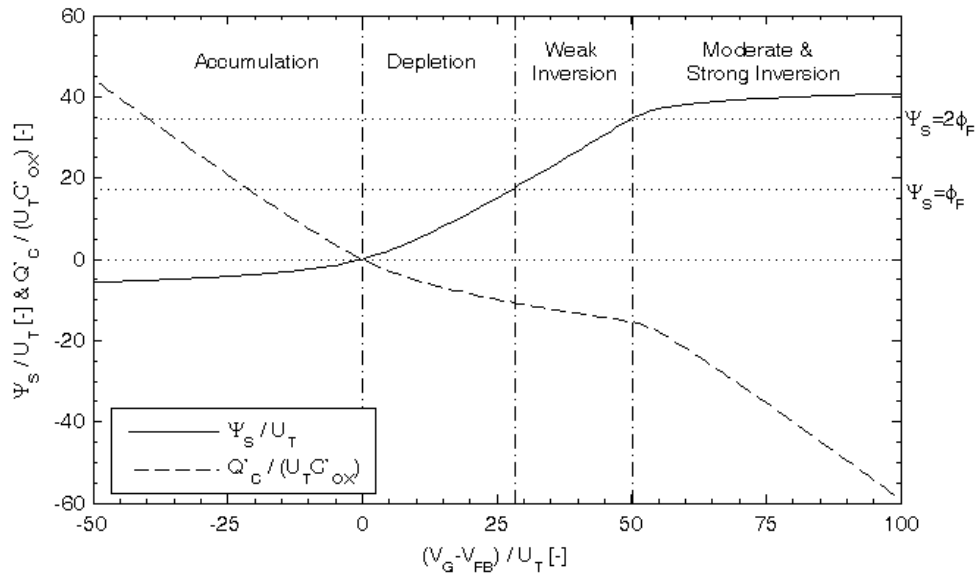
$$Q'_C = \mp \gamma C'_{OX} \sqrt{U_T} \sqrt{e^{-\frac{\Psi_S}{U_T}} + \frac{\Psi_S}{U_T} - 1 + e^{-\frac{2\Phi_F}{U_T}} \left(e^{\frac{\Psi_S}{U_T}} - \frac{\Psi_S}{U_T} - 1 \right)} \quad (2.15)$$

$$Q'_C > 0 \leftrightarrow \Psi_S < 0, \quad Q'_C < 0 \leftrightarrow \Psi_S > 0$$

$$\gamma = \frac{\sqrt{2 \cdot q \cdot \epsilon_{si} \cdot N_A}}{C'_{OX}} \quad (2.16)$$

Δυστυχώς, η εξίσωση (2.15) δεν λύνεται αναλυτικά ως προς το δυναμικό επιφάνειας (Ψ_S). Ένα τέτοιο ενδεχόμενο θα έκανε την διαδικασία εξαγωγής ενός καλού αναλυτικού μοντέλου πολύ ευκολότερη από ότι είναι τώρα. Αλλά αυτή είναι μία από τις δυσκολίες που καλούμεθα να αντιμετωπίσουμε.

Μέχρι τώρα έχει πραγματοποιηθεί μία κατακόρυφη ανάλυση του τρανζίστορ MOS, περιορισμένη σε δύο ακροδέκτες. Αυτή η βασική ανάλυση έχει μεγάλη σημασία, διότι περιγράφει την συμπεριφορά του φορτίου στον ημιαγωγό, η οποία οδηγεί στην δημιουργία του καναλιού. Για την καλλίτερη κατανόηση παρατίθενται μερικά γραφικά αποτέλεσμα από την μέχρι εδώ ανάλυση. Θεωρώντας σαν δεδομένη την εξωτερική τάση V_{GB} καθώς και τις παραμέτρους κατασκευής του στοιχείου, και χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (2.11) και (2.15) μπορούν να υπολογιστούν το δυναμικό επιφάνειας (Ψ_S) καθώς και το φορτίο στον ημιαγωγό (Q'_C). Στο σχήμα 2.5 παρουσιάζεται μία σχετική ανάλυση ως προς την εξωτερική τάση V_{GB} .



Σχήμα 2.5: Το δυναμικό επιφάνειας (Ψ_S) και το φορτίο στον ημιαγωγό (Q'_C) συναρτήσει της τάσης μεταξύ πύλης και σώματος (V_{GB}). Στις παραμέτρους της τεχνολογίας έχουν δοθεί οι ακόλουθες ενδεικτικές τιμές: $N_A = 4 \cdot 10^{21} \text{m}^{-3}$, $t_{OX} = 4 \text{nm}$, $Q'_{OX} = 2 \cdot 10^{-5} \text{C/m}^{-2}$. Από αυτές τις τιμές υπολογίζεται ότι: $V_{FB} \approx -1.01 \text{V}$, $\Phi_F \approx 0.45 \text{V}$, $C'_{OX} \approx 8.6 \text{mF/m}^{-2}$. Η θερμοκρασία είναι $T = 300^\circ \text{K}$ και συνεπώς $U_T \approx 25.9 \text{mV}$. Με κάθετες διακεκομμένες γραμμές χωρίζονται οι περιοχές της συσσώρευσης (accumulation), της εξάντλησης (depletion), και της αναστροφής (inversion). Το όριο μεταξύ της ασθενούς (weak) και της μέτριας (moderate) αναστροφής είναι το $\Psi_S = 2\Phi_F$ ενώ η έναρξη της ισχυρής (strong) αναστροφής δεν μπορεί να οριστεί με την ίδια σαφήνεια.

Ο ορισμός του V_{FB} (2.10) έγινε με βάση το μηδενισμό του φορτίου στο υπόστρωμα (Q'_C). Συνεπώς, ανάλογα με την σχετική τιμή του V_{GB} ως προς το V_{FB} , η κατάσταση στον ημιαγωγό διαφοροποιείται. Όταν το Q'_C είναι θετικό³ στον ημιαγωγό τύπου p, τότε προστίθενται οπές στις ήδη υπάρχουσες του ημιαγωγού. Αυτή η περιοχή ονομάζεται συσσώρευση (accumulation). Στην συσσώρευση το V_{GB} είναι μικρότερο του V_{FB} και το Ψ_S είναι αρνητικό.

Για να γίνει καλλίτερα κατανοητή η οριοθέτηση των επόμενων περιοχών, θα εισαχθεί παρενθετικά και η ποσότητα της συγκέντρωσης φορέων τύπου n στην επιφάνεια ($n_{surface}$) η οποία υπολογίζεται σαν συνάρτηση του δυναμικού στην επιφάνεια[4], και δίνεται από την σχέση (2.17).

³Υπενθυμίζεται ότι ενδεικτικά αναλύουμε την περίπτωση του nMOSFET όπου έχουμε ημιαγωγό τύπου p. Για την ανάλυση στην περίπτωση του pMOSFET είναι απαραίτητο να αλλάξουν όλα τα πρόσημα σχετικά με τα φορτία και τα δυναμικά.

$$n_{surface} = n_i \cdot \exp\left(\frac{\Psi_S - \Phi_F}{U_T}\right) \approx N_A \cdot \exp\left(\frac{\Psi_S - 2\Phi_F}{U_T}\right) \quad (2.17)$$

Καθώς η διαφορά $V_{GB} - V_{FB}$ αλλάζει πρόσημο και γίνεται θετικό και το Q'_C , επίσης, αλλάζει πρόσημο. Η επόμενη περιοχή ονομάζεται περιοχή εξάντλησης. Σε αυτήν, φορείς φορτίου τύπου n αρχίζουν να μαζεύονται στη επιφάνεια του ημιαγωγού. Η συγκέντρωση όμως αυτών των φορτίων είναι πολύ μικρότερη από συγκέντρωση φορέων τύπου p που έχει ο ημιαγωγός (N_A) και μικρότερη από την εσωτερική συγκέντρωση φορέων του ημιαγωγού (n_i). Όταν η συγκέντρωση του φορτίου στην επιφάνεια περάσει την τιμή n_i , το τρανζίστορ περνάει στην περιοχή της αναστροφής (inversion). Αυτό συμβαίνει όταν το δυναμικό στην επιφάνεια του ημιαγωγού έχει ίδια τιμή με το δυναμικό Fermi ($\Psi_S = \Phi_F$).

Η περιοχή της αναστροφής χωρίζεται σε τρεις υποπεριοχές, ανάλογα με το επίπεδο αναστροφής. Από την περιοχή της εξάντλησης και καθώς το V_{GB} αυξάνεται, η διάταξη περνάει στην ασθενή αναστροφή (weak inversion), στην έκταση της οποίας η συγκέντρωση φορτίων στην επιφάνεια είναι μεγαλύτερη από n_i αλλά μικρότερη από N_A . Η επόμενη περιοχή ονομάζεται μέτρια αναστροφή moderate inversion και αρχίζει όταν το δυναμικό στην επιφάνεια του ημιαγωγού έχει διπλάσια τιμή από το δυναμικό Fermi ($\Psi_S = 2\Phi_F$).

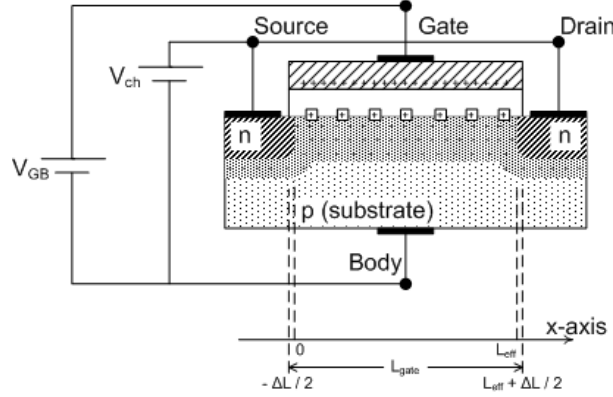
Τόσο στην μέτρια και όσο και στην ισχυρή αναστροφή (strong inversion) η συγκέντρωση φορτίου στην επιφάνεια είναι μεγαλύτερη από N_A . Το όριο μεταξύ των δύο τελευταίων υποπεριοχών δεν είναι τόσο σαφές όσο το όριο ανάμεσα στις δύο προηγούμενες. Γενικά μιλώντας, το εύρος της μέτριας αναστροφής, ως προς το δυναμικό στην επιφάνεια (Ψ_S), είναι μερικά U_T [4, 14, 15].

Σε παλαιότερες τεχνολογίες η περιοχή της μέτριας αναστροφής ήταν αμελητέας έκτασης διότι η τροφοδοσία ήταν πολύ μεγαλύτερη. Όμως, με την εξέλιξη της τεχνολογίας και την μείωση της τροφοδοσίας, το σημείο λειτουργίας των MOSFET συμπιέζεται όλο και πλησιέστερα στην μέτρια αναστροφή. Παράλληλα, η απαίτηση για κυκλώματα όλο και χαμηλότερης κατανάλωσης οδηγεί σε σχεδιαστικές λύσεις που πολώνουν τα MOSFET ακόμα και στην ασθενή αναστροφή. Παρατηρείται λοιπόν, στις πλέον πρόσφατες τεχνολογίες, μία μετατόπιση στις απαιτήσεις από τα μοντέλα MOSFET προς την κάλυψη με την ίδια ακρίβεια και προσοχή όλων των επιπέδων αναστροφής, ενώ σε παλαιότερες τεχνολογίες επικρατούσε, σε βαρύτητα, η ισχυρή αναστροφή.

2.2.2 Ανάλυση στοιχείου τεσσάρων ακροδεκτών

Με την εισαγωγή και των άλλων δύο κόμβων του τρανζίστορ εμφανίζεται πλέον ολόκληρη η διάταξη. Αυτή φαίνεται στο σχήμα 2.6. Σε αυτήν την διάταξη εισάγεται και ένα άξονας x , ο οποίος έχει κατεύθυνση από το source στο drain. Πάνω σε αυτόν το άξονα είναι και η ροή του ρεύματος, και, δεδομένης της σχέσης (2.2), η κατεύθυνση του ρεύματος είναι από τα θετικά του προς τα αρνητικά. Με L_{eff} συμβολίζεται το μήκος του καναλιού, το οποίο εν γένει δεν ταυτίζεται με το μήκος της πύλης (L_{gate}), αλλά συνήθως είναι κατά ένα παράγοντα ΔL μικρότερο. Με την εισαγωγή των δύο ακροδεκτών στα άκρα του καναλιού παρατηρούμε ότι πλέον η διάταξη δεν είναι πλήρως ομοιόμορφη ως προς το επίπεδο το κάθετο στον άξονα y , αλλά υπάρχουν δύο περιοχές, πλησίον των άκρων του καναλιού, όπου η συμπεριφορά τους επηρεάζεται από τη ύπαρξη των εγχύσεων που συνθέτουν τους ακροδέκτες source και drain. Αρχικά θα αγνοηθεί αυτή η διαφοροποίηση των άκρων, θεωρώντας ότι η έκταση αυτών των περιο-

χών είναι πολύ μικρότερη από την υπόλοιπη διάταξη. Αυτή η προσέγγιση θα επιτρέψει την εξαγωγή ενός μοντέλου που θα καλύπτει τις διατάξεις που είναι αρκετά μεγάλες και, συνεπώς, για αυτές αυτή η προσέγγιση είναι αρκετά σωστή. Για τις μικρότερες διατάξεις το μοντέλο οφείλει να επεκταθεί ώστε να καλύπτει και αυτές. Θέματα σχετικά με την μοντελοποίηση φαινομένων κοντού καναλιού αναλύονται σε μεγαλύτερη λεπτομέρεια στην παράγραφο 2.4.



Σχήμα 2.6: Η διάταξη nMOSFET και με τους τέσσερις ακροδέκτες της. Οι ακροδέκτες του source και drain είναι βραχυκυκλωμένοι. Ο άξονας x κατά μήκος της διάταξης έχει την ίδια διεύθυνση με το ρεύμα του τρανζίστορ. Με L_{gate} συμβολίζεται το μήκος της πύλης, με L_{eff} το μήκος του καναλιού, ενώ με ΔL η διαφορά των δύο τελευταίων.

Με τους ακροδέκτες source και drain δημιουργείται η δυνατότητα της ηλεκτρικής επικοινωνίας με το κανάλι. Αρχικά, ως θεωρηθούν οι δύο ακροδέκτες βραχυκυκλωμένοι και πολωμένοι σε μία κοινή τάση (V_{ch}). Αυτή η κοινή τάση ισούται με την διαφορά μεταξύ του quasi-Fermi δυναμικού των φορέων μειονότητας (Φ_{Fn}) και του quasi-Fermi δυναμικού των φορέων πλειονότητας ($\Phi_{Fp} \approx \Phi_F$), σχέση (2.18).

$$V_{ch} = \Phi_{Fn} - \Phi_{Fp} \approx \Phi_{Fn} - \Phi_F \quad (2.18)$$

Με την εισαγωγή στην διάταξη της εξωτερικής ηλεκτρικής επικοινωνίας, μέσω των ακροδεκτών source και drain, και της τάσης V_{ch} , η εξίσωση Poisson που περιγράφει το πρόβλημα αλλάζει και παίρνει την μορφή της (2.19) [10].

$$\frac{\partial^2 \Psi}{\partial y^2} = -\frac{q \cdot N_A}{\epsilon_{si}} \left(\exp\left(\frac{\Psi}{U_T}\right) - 1 - \exp\left(\frac{2\Phi_F}{U_T}\right) \cdot \left(\exp\left(\frac{\Psi - V_{ch}}{U_T}\right) - 1 \right) \right) \quad (2.19)$$

Η, δε, λύση της εξίσωσης Poisson έχει την μορφή της (2.20).

$$Q'_C = \mp \gamma C'_{OX} \sqrt{U_T} \sqrt{e^{-\frac{\Psi_S}{U_T}} + \frac{\Psi_S}{U_T} - 1 + e^{-\frac{2\Phi_F}{U_T}} \left(e^{\frac{\Psi_S - V_{ch}}{U_T}} - \frac{\Psi_S}{U_T} - e^{-\frac{V_{ch}}{U_T}} \right)} \quad (2.20)$$

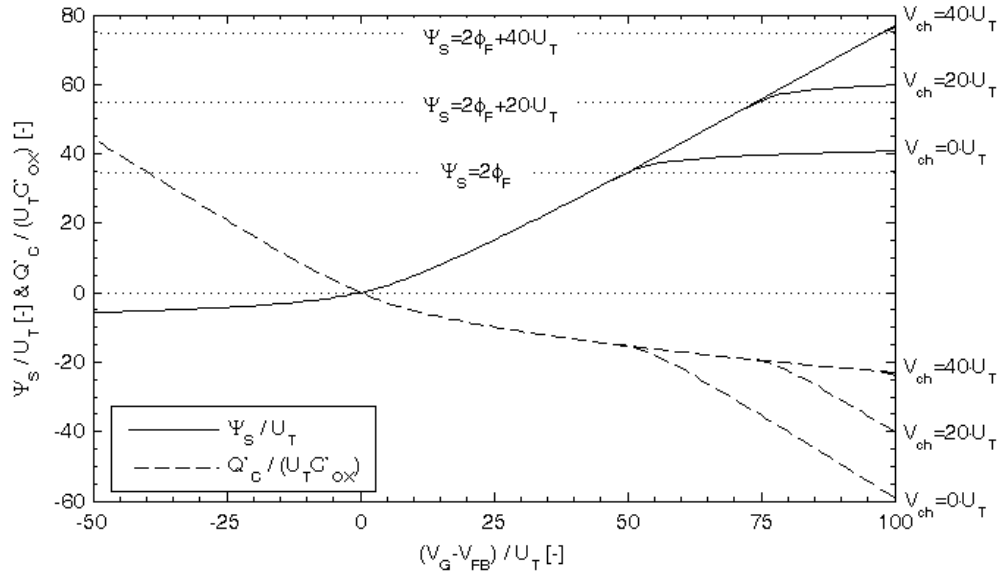
$$Q'_C > 0 \leftrightarrow \Psi_S < 0, \quad Q'_C < 0 \leftrightarrow \Psi_S > 0$$

Η, δε, σχέση που δίνει την συγκέντρωση φορέων μειονότητας στην επιφάνεια παίρνει την μορφή (2.21).

$$n_{surface} = n_i \cdot \exp\left(\frac{\Psi_S - (\Phi_F + V_{ch})}{U_T}\right) \approx N_A \cdot \exp\left(\frac{\Psi_S - (2\Phi_F + V_{ch})}{U_T}\right) \quad (2.21)$$

Με βάση την νέα σχέση (2.20) μπορεί να επαναληφθεί η γραφική ανάλυση του σχήματος 2.5, προσθέτοντας αυτή την φορά την παράμετρο V_{ch} . Στο σχήμα 2.7 φαίνονται τα αποτελέσματα. Η οριοθέτηση μεταξύ των περιοχών της αναστροφής, με την προσθήκη των ακροδεκτών στα άκρα του καναλιού, εμφανίζεται στις σχέσεις (2.22).

$$\begin{aligned} \Phi_F + V_{ch} < \Psi_S < 2\Phi_F + V_{ch} &\leftrightarrow \text{weak inversion} \\ 2\Phi_F + V_{ch} < \Psi_S &\leftrightarrow \text{moderate or strong inversion} \end{aligned} \quad (2.22)$$



Σχήμα 2.7: Το δυναμικό επιφάνειας (Ψ_S) και το φορτίο στον ημιαγωγό (Q'_C) συναρτήσει της τάσης μεταξύ πύλης και σώματος (V_{GB}), παραμετρικά ως προς την τάση V_{ch} . Οι παράμετροι της τεχνολογίας είναι ίδιες με αυτές του σχήματος 2.5. Οι οριζόντιες διακεκομμένες γραμμές δείχνουν το σημείο που αρχίζει η μέτρια αναστροφή ανάλογα με την V_{ch} , $\Psi_S = 2\Phi_F + V_{ch}$.

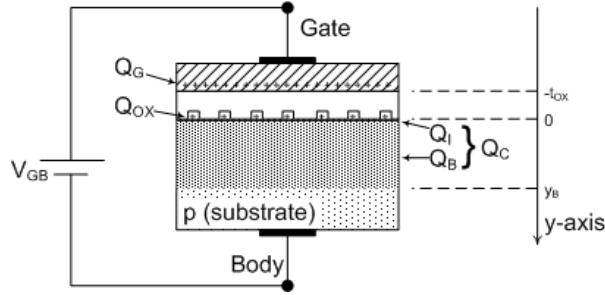
Η άνωθεν ανάλυση καλύπτει όλες τις περιοχές του τρανζίστορ, από την συσσώρευση μέχρι την ισχυρή αναστροφή. Για αυτό το λόγο και η πολυπλοκότητα των εξισώσεων της είναι αυξημένη. Απαιτείται, λοιπόν, ο περιορισμός του μοντέλου προκειμένου να μειωθεί η πολυπλοκότητά του και να αυξηθεί, συνεπώς, η χρηστικότητά του.

2.2.3 Ανάλυση φορτίων στην αναστροφή

Μεγαλύτερη σημασία από τις διάφορες περιοχές λειτουργίας του MOSFET έχει η αναστροφή, καθώς τότε εμφανίζεται το κανάλι που επιτρέπει την ηλεκτρική επικοινωνία μεταξύ των ακραίων ακροδεκτών του. Στην περίπτωση που το V_{GB} είναι τόσο μεγάλο ώστε να ισχύει ότι $\Psi_S \geq \Phi_F$ και η διάταξη να βρίσκεται στην αναστροφή, τότε το φορτίο στον ημιαγωγό μπορεί να θεωρηθεί σαν άθροισμα δύο φορτίων, το ένα μέρος εμπεριέχει τους φορείς που σχετίζονται με την εξάντληση (depletion) του ημιαγωγού (Q'_B) και το άλλο με τους φορείς αναστροφής (inversion) (Q'_I), σχέση (2.23). Σημειώνεται εδώ ότι στην πραγματικότητα οι σχέσεις που ακολουθούν ισχύουν και για το άνω μέρος της περιοχής εξάντλησης, δηλαδή το όριο $\Psi_S \geq \Phi_F$ είναι ένα αυστηρό όριο για την ανάλυση που ακολουθεί.

$$Q'_C = Q'_B + Q'_I \quad (2.23)$$

Για τον υπολογισμό των δύο συνιστωσών του φορτίου, θα γίνει μία θεμελιώδης προσέγγιση της εδώ ανάλυσης. Με βάση την θεωρία του επιφανειακού φορτίου (charge sheet theory), το, μεν, αναστρέφον φορτίο συσσωρεύεται εξ ολοκλήρου σε μία μηδενικού πάχους επιφάνεια αμέσως κάτω από τον μονωτή, το, δε, φορτίο εξάντλησης καλύπτει πλήρως μία περιοχή εξάντλησης συγκεκριμένου βάθους, δηλαδή μέχρι αυτό το βάθος η συγκέντρωση φορέων ρεύματος είναι πολύ μικρότερη από την συγκέντρωση των οπών [16, 17, 18, 19, 20, 21]. Στο σχήμα 2.8 αποτυπώνεται γραφικά η προσέγγιση αυτή.



Σχήμα 2.8: Γραφική αποτύπωση της θεωρίας του επιφανειακού φορτίου (charge sheet theory). Η θεωρία προϋποθέτει ότι όλο φορτίο αναστροφής (Q'_I) είναι συσσωρευμένο σε ένα στρώμα μηδενικού πλάτους, ακριβώς κάτω από τον μονωτή ($y = 0^+$). Το, δε, φορτίο εξάντλησης (Q'_B) θεωρείται ότι εκτείνεται σε μία περιοχή βάθους y_B , η οποία είναι πλήρως εξαντλημένη, δηλαδή η συγκέντρωση των ελεύθερων φορτίων είναι αμελητέα μπροστά στην συγκέντρωση των οπών του υποστρώματος.

Η προσέγγιση του επιφανειακού φορτίου επιτρέπει την σύνδεση του φορτίου εξάντλησης (Q'_B) με την τάση επιφάνειας του ημιαγωγού (Ψ_S), σχέση (2.24).

$$Q'_B \approx -\sqrt{2 \cdot q \cdot \epsilon_{si} \cdot N_A} = -\gamma \cdot C'_{OX} \cdot \sqrt{\Psi_S} = -\gamma \cdot C'_{OX} \cdot \sqrt{U_T} \cdot \sqrt{\frac{\Psi_S}{U_T}} \quad (2.24)$$

Το, δε, βάθος y_B δίνεται από την σχέση (2.25).

$$y_B = \sqrt{\frac{2 \cdot \epsilon_{si}}{q \cdot N_A}} \cdot \sqrt{\Psi_S} \quad (2.25)$$

Στην σχέση (2.24) παρατηρείται η άχρηστη εισαγωγή της θερμικής τάσης. Η αιτία της εισαγωγής αυτής είναι σε επίπεδο μορφοποίησης των εξισώσεων. Θα αποδειχθεί ότι η χρήση μερικών συντελεστών κανονικοποίησης επιτρέπει την απλούστερη γραφή των εξισώσεων του μοντέλου και βελτιώνει την αντιληπτική δυνατότητα του μοντέλου. Για την περίπτωση των τάσεων ο κανονικοποιητικός παράγοντας είναι η θερμική τάση (U_T). Οι υπόλοιποι παράγοντες θα εισαχθούν διαδοχικά στην συνέχεια της εργασίας.

Από την άλλη, στην περιοχή της αναστροφής, συγκεκριμένοι όροι της εξίσωσης (2.20) μπορούν να θεωρηθούν αμελητέοι και η έκφραση του φορτίου στον ημιαγωγό να απλοποιηθεί παίρνοντας την μορφή της (2.26).

$$Q'_C = -\gamma \cdot C'_{OX} \cdot \sqrt{U_T} \cdot \sqrt{\frac{\Psi_S}{U_T} + \exp\left(\frac{\Psi_S - 2\Phi_F - V_{ch}}{U_T}\right)} \quad (2.26)$$

Συνεπώς, με βάση την (2.23) και χρησιμοποιώντας τις (2.24) και (2.26) μπορεί να υπολογιστεί το αναστρέφον φορτίο Q'_I . Στην σχέση (2.27) φαίνεται η μορφή του

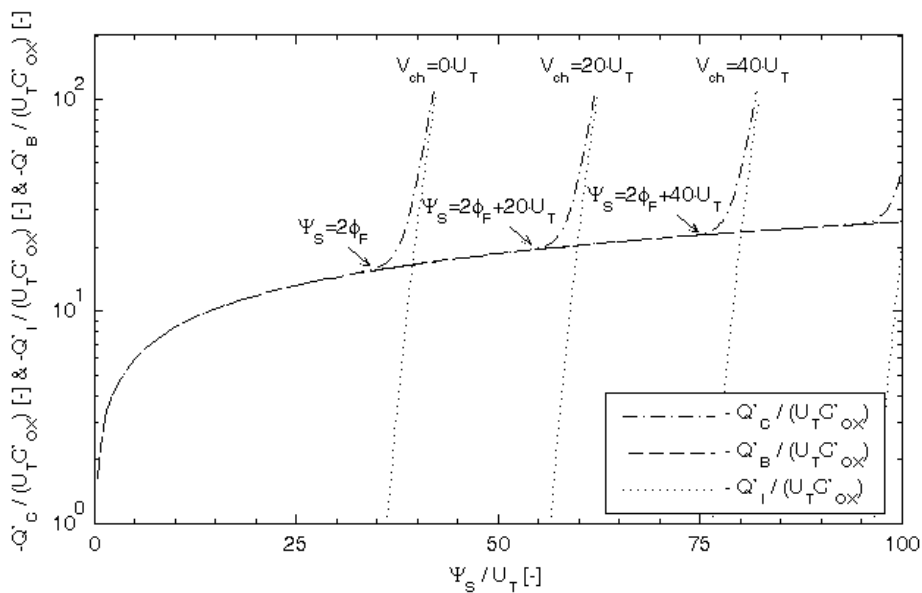
φορτίου Q'_I , παρατηρούμε, δε, ότι η χρήση του U_T σαν παρονομαστή σε κάθε τάση, κάνει την εξίσωση πιο ευανάγνωστη.

$$Q'_I = -\gamma \cdot C'_{OX} \cdot \sqrt{U_T} \cdot \left(\sqrt{\frac{\Psi_S}{U_T} + \exp\left(\frac{\Psi_S - 2\Phi_F - V_{ch}}{U_T}\right)} - \sqrt{\frac{\Psi_S}{U_T}} \right) \quad (2.27)$$

Δυστυχώς ούτε οι μέχρι εδώ απλοποιήσεις δεν έχουν επιτρέψει την ευθεία σύνδεση του δυναμικού επιφανείας με τις εξωτερικές τάσεις. Με την βοήθεια των σχέσεων (2.23) και (2.24), η σχέση (2.11) μετατρέπεται στην (2.28).

$$V_{GB} = V_{FB} + \Psi_S + \gamma \cdot \sqrt{\Psi_S} - \frac{Q'_I}{C'_{OX}} \quad (2.28)$$

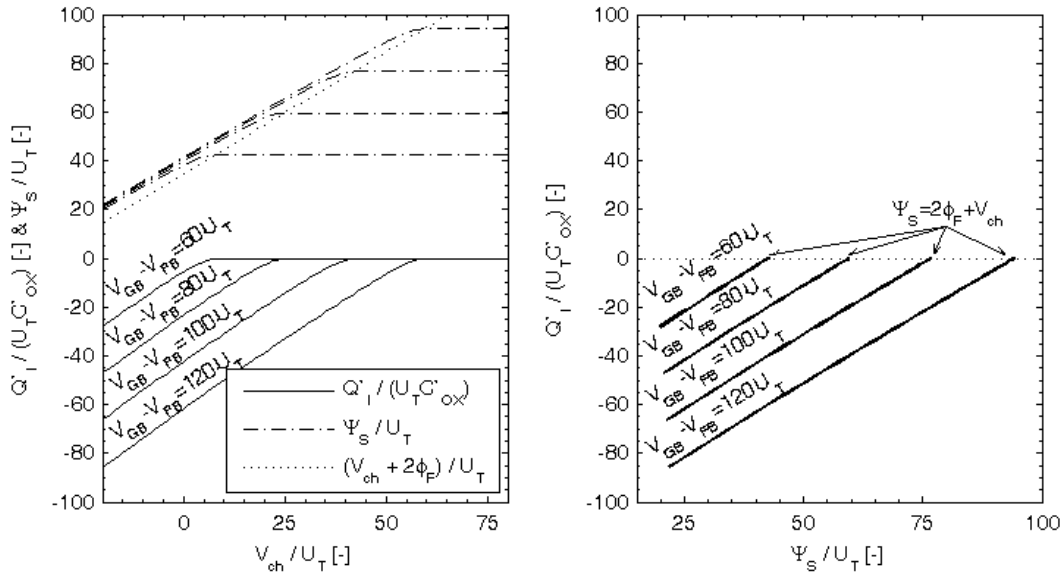
Είναι χαρακτηριστικά διαφορετικές οι εξισώσεις (2.24) και (2.27). Το, μεν, Q'_B είναι ανάλογο της τετραγωνικής ρίζας του δυναμικού επιφανείας σε όλο το εύρος της αναστροφής, ενώ το, δε, Q'_I , έχει πολύ μικρή τιμή στην ασθενή αναστροφή ($\Psi_S < 2\Phi_F + V_{ch}$) και μία, σχεδόν, εκθετική σχέση με το δυναμικό επιφανείας στην ισχυρή αναστροφή ($\Psi_S > 2\Phi_F + V_{ch}$). Αντίστοιχα, το ολικό φορτίο στον ημιαγωγό (Q'_C), στην ασθενή αναστροφή ορίζεται κυρίως από το φορτίο εξάντλησης (Q'_B), ενώ στην ισχυρή το φορτίο αναστροφής (Q'_I) είναι η σημαντικότερη συνιστώσα του. Επίσης αξίζει να σημειωθεί ότι το φορτίο εξάντλησης δεν είναι άμεσα συνάρτηση του V_{ch} αλλά μόνο μέσω του Ψ_S . Στο σχήμα 2.9 παρουσιάζεται μία ανάλυση των φορτίων σε σχέση με την τάση V_{GB} .



Σχήμα 2.9: Ο διαχωρισμός του φορτίου του ημιαγωγού (Q'_C) σε φορτίο εξάντλησης (Q'_B) και φορτίο αναστροφής (Q'_I) με βάση την θεωρία επιφανειακού φορτίου (charge sheet theory). Το φορτίο εξάντλησης επικρατεί στην περιοχή της ασθενούς αναστροφής, ενώ το φορτίο αναστροφής επικρατεί στην ισχυρή αναστροφή. Οι παράμετροι της τεχνολογίας είναι ίδιες με αυτές του σχήματος 2.5. Στην ανάλυση αυτή θεωρείται σταθερό το V_{ch} και το V_{GB} παίρνει τιμές από V_{FB} μέχρι $V_{FB} + 200 \cdot U_T$.

Το φορτίο αναστροφής είναι που δημιουργεί ουσιαστικά το κανάλι και συνεπώς, την ηλεκτρική σύνδεση μεταξύ των δύο άκρων του. Αξίζει, δε, να μελετηθεί περαιτέρω το

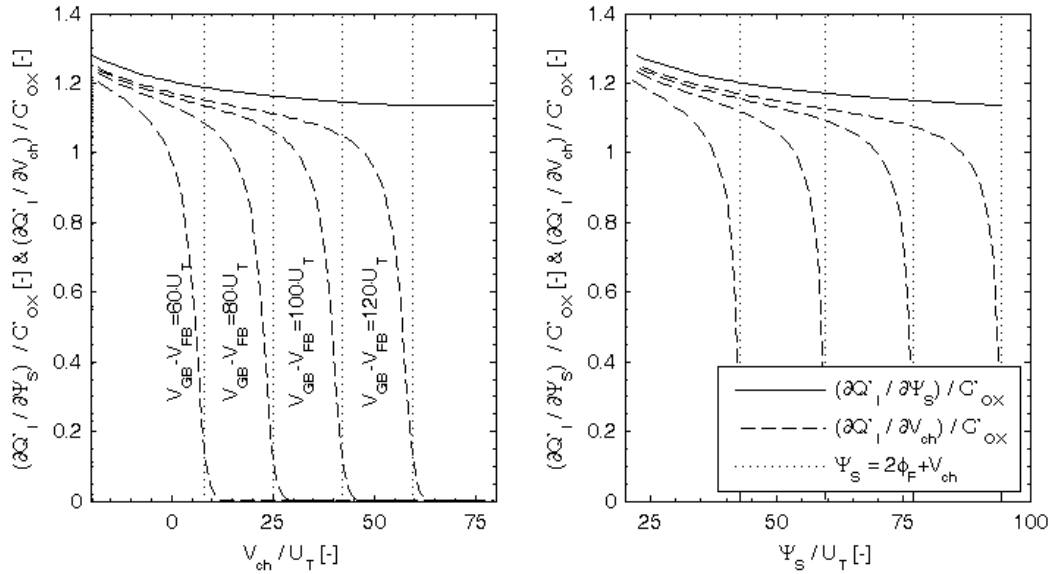
φορτίο Q'_I και η σύνδεση του με τις εξωτερικές τάσεις. Στο σχήμα 2.10 παρουσιάζεται μία ανάλυση παρόμοια με αυτήν του σχήματος 2.9, μόνο που αυτή την φορά δεν είναι η τάση V_{GB} που σαρώνεται αλλά η τάση V_{ch} . Στην προηγούμενη περίπτωση, της σάρωσης ως προς την τάση V_{GB} , είναι εύκολη η ανάγνωση του επιπέδου αναστροφής. Η αναστροφή γίνεται πιο έντονη όσο η τάση στην πύλη αυξάνει. Στην περίπτωση σάρωσης με την τάση V_{ch} η αλλαγή των περιοχών αλλάζει σειρά και οδηγείται η διάταξη, καθώς αυξάνει η τάση V_{ch} , σε λιγότερο έντονη αναστροφή.



Σχήμα 2.10: Το φορτίο αναστροφής (Q'_I) και το δυναμικό επιφανείας (Ψ_S) εξαρτάται της τάσης V_{ch} . Οι παράμετροι της τεχνολογίας είναι ίδιοι με αυτές του σχήματος 2.5. Στην ανάλυση αυτή θεωρείται σταθερό το V_{GB} και το V_{ch} παίρνει τιμές από $-20 \cdot U_T$ μέχρι $80 \cdot U_T$. Τα ημιεπίπεδα που ορίζει η γραμμή $\Psi_S = 2\Phi_F + V_{ch}$ διαχωρίζουν την ασθενή αναστροφή ($\Psi_S < 2\Phi_F + V_{ch}$) από την μέτρια και την ισχυρή ($\Psi_S > 2\Phi_F + V_{ch}$). Αξιοσημείωτη είναι η σχεδόν γραμμική σχέση του φορτίου αναστροφής ως προς το δυναμικό επιφανείας. Ανάλογα γραμμική είναι και η σχέση του Q'_I με την τάση V_{ch} , στην ισχυρή αναστροφή. Η γραμμικότητα αυτή χάνεται στις περιοχές της μέτριας και της ασθενούς αναστροφής.

Υπογραμμίζεται σε αυτό το σημείο η σχεδόν γραμμική σχέση που συνδέει το αναστρέφον φορτίο με το δυναμικό επιφανείας. Σχεδόν γραμμική είναι και η σχέση μεταξύ αναστρέφοντος φορτίου και τάσης στο κανάλι, στην ισχυρή αναστροφή, η οποία όμως χάνεται ασθενή αναστροφή. Αυτή, η γραμμική σχέση μεταξύ αναστρέφοντος φορτίου και δυναμικού επιφανείας και τάση καναλιού, μπορεί να ποσοτικοποιηθεί απεικονίζοντας την παράγωγο του φορτίου ως προς τα Ψ_S και V_{ch} , δηλαδή τους όρους $\frac{\partial Q'_I}{\partial \Psi_S}$ και $\frac{\partial Q'_I}{\partial V_{ch}}$. Στο σχήμα 2.11 παρουσιάζονται οι προαναφερθείσες παράγωγοι σε σχέση με το δυναμικό στην επιφάνεια. Η κλίση του αναστρέφοντος φορτίου ως προς το δυναμικό είναι σχετικά σταθερή. Η κλίση του Q'_I ως προς την τάση στο κανάλι είναι σχετικά σταθερή μόνο στην ισχυρή αναστροφή, ενώ φθίνει στην μέτρια αναστροφή, στη δε ασθενή αναστροφή έχει μηδενική τιμή. Από την άλλη παρατηρούμε ότι η κλίση του αναστρέφοντος φορτίου ως προς την τάση του καναλιού είναι πάντα μικρότερη από την αντίστοιχη με το δυναμικό επιφανείας. Στην ισχυρή αναστροφή είναι λίγο μικρότερη, ενώ στην μέτρια και την ασθενή περισσότερο.

Σε επίπεδο απολύτων τιμών, ας αναφερθούν τα ακόλουθα. Κατ' αρχήν η τιμή



Σχήμα 2.11: Οι παράγωγοι του φορτίου αναστροφής (Q'_I) ως προς το δυναμικό επιφανείας και την τάση του καναλιού. Οι παράμετροι της τεχνολογίας είναι ίδιοι με αυτές του σχήματος 2.5. Στην ανάλυση αυτή θεωρείται σταθερό το V_{GB} και το V_{ch} παίρνει τιμές από $-20 \cdot U_T$ μέχρι $80 \cdot U_T$. Σημειώνεται ότι στην ασθενή αναστροφή το δυναμικό επιφανείας δεν αλλάζει, πλέον, τιμή με την τάση V_{ch} . Όπως και στο σχήμα 2.10 η γραμμή $\Psi_S = 2\Phi_F + V_{ch}$ διαχωρίζει την ασθενή αναστροφή από την μέτρια και την ισχυρή.

της κλίσης $\frac{\partial Q'_I}{\partial \Psi_S}$ είναι μεγαλύτερη την μονάδας σε όλο το εύρος της αναστροφής. Η, δε, ποσότητα $\frac{\partial Q'_I}{\partial V_{ch}}$ είναι μεγαλύτερη της μονάδας στην ισχυρή αναστροφή ενώ πέφτει κάτω από αυτήν στην μέτρια και την ασθενή αναστροφή. Αυτό είναι χαρακτηριστικό που δεν εξαρτάται από τις τιμές της κάθε τεχνολογίας αλλά ποιοτικό, που σχετίζεται με την φυσική του μοντέλου, και, συνεπώς, ισχύει για όλες τις τεχνολογίες. Με τις συγκεκριμένες ενδεικτικές παραμέτρους το $\frac{\partial Q'_I}{\partial \Psi_S}$ παίρνει τιμές από 1.14 μέχρι 1.28, που αντιστοιχεί σε μία διακύμανση της περίπου 10%. Γενικά μιλώντας οι τιμές στις μοντέρνες CMOS τεχνολογίες κινούνται σε ένα ελαφρώς πιο διευρυμένο διάστημα τιμών (1.1 – 1.4).

2.2.4 Ανάλυση φορτίων στην συσσώρευση και την εξάντληση

Στην περιοχή της συσσώρευσης, όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 2.2.2 και όπως φαίνεται γραφικά στο σχήμα 2.7, τα φορτία που συσσωρεύονται στον ημιαγωγό είναι ίδιου τύπου με τον ημιαγωγό. Θυμίζεται, επίσης, ότι, από άποψη δυναμικών, στην περιοχή της συσσώρευσης ισχύει ότι $V_{GB} < V_{FB}$ και $\Psi_S < 0$. Από την άλλη, στην περιοχή της εξάντλησης ισχύει ότι $V_{GB} > V_{FB}$, ενώ τα φορτία του ημιαγωγού είναι αντίθετου τύπου σε σχέση με τον ημιαγωγό. Σε αμφότερες τις περιοχές, το φορτίο στον ημιαγωγό, σε αντιστοιχία με την θεώρηση της σχέσης (2.23) στην περιοχή της αναστροφής, δεν περιέχει καθόλου αναστρέφοντα φορτία. Απαλείφοντας, δε, τους αμελητέους όρους από την (2.20) στην ειδική περίπτωση της πόλωσης στην περιοχή της συσσώρευσης και της εξάντλησης, εξάγεται η απλοποιημένη σχέση (2.29). Σημειώνεται ότι με την σχέση 2.29) επεκτείνεται η έννοια του φορτίου Q'_B έτσι ώστε στις μεν

περιοχές της αναστροφής και της εξάντλησης να αντιστοιχεί στο φορτίο εξάντλησης, στην δε περιοχή της συσσώρευσης να αντιστοιχεί στο φορτίο συσσώρευσης.

$$Q'_C = Q'_B \approx \mp \gamma \cdot C'_{OX} \cdot \sqrt{U_T} \cdot \sqrt{\exp\left(-\frac{\Psi_S}{U_T}\right) + \frac{\Psi_S}{U_T} - 1} \quad (2.29)$$

$$Q'_C > 0 \leftrightarrow \Psi_S < 0, \quad Q'_C < 0 \leftrightarrow \Psi_S > 0$$

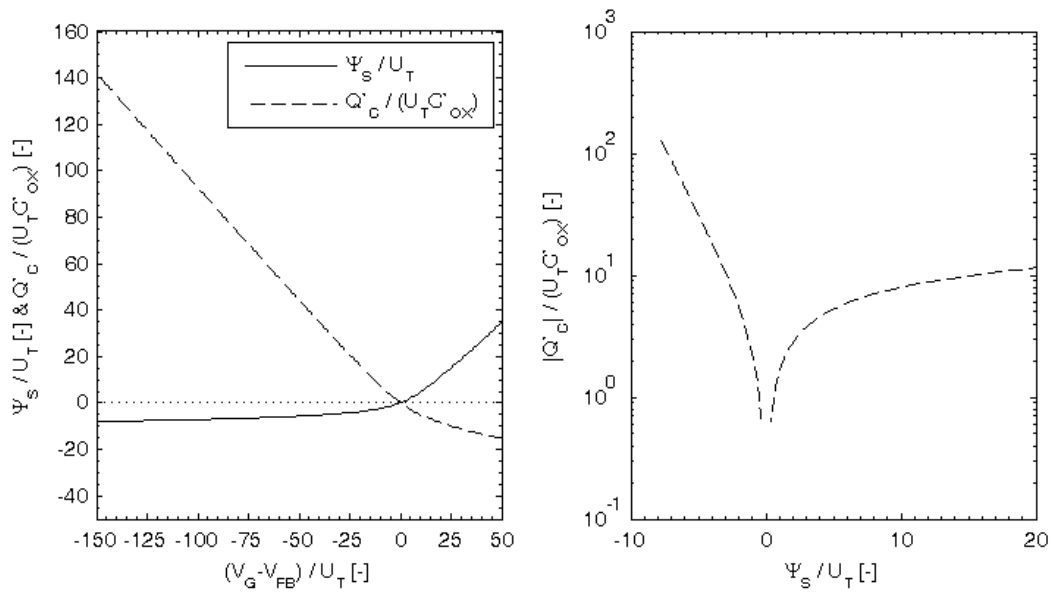
Αξιοσημείωτο, όσο και λογικό, είναι ότι, τόσο στην περιοχή της συσσώρευσης όσο και της εξάντλησης, η τάση τάση V_{ch} δεν επηρεάζει το φορτίο στον ημιαγωγό. Στις περιοχές αυτές δεν υπάρχει κανάλι, και συνεπώς καμία ηλεκτρική επικοινωνία μεταξύ των δύο άκρων του καναλιού. Οι δύο ακροδέκτες, source και drain, είναι πλήρως απομονωμένοι σε σχέση με το υπόλοιπο στοιχείο, μέσω των περιοχών απογύμνωσης των αναστροφών διόδων επαφής που δημιουργούν γύρω τους. Συνεπώς, σε αντίθεση με την περιοχή αναστροφής, δεν επηρεάζουν ηλεκτρικά την περιοχή του ημιαγωγού κάτω από τον μονωτή.

Η εξίσωση (2.11) καλύπτει φυσικά και την συσσώρευση και την εξάντληση. Η λύση της, με βάση την σχέση (2.29), οδηγεί στην εξαγωγή των αποτελεσμάτων που φαίνονται γραφικά στο σχήμα 2.12. Όσο η τάση στην πύλη ελαττώνεται, το τρανζίστορ οδηγείται βαθύτερα στην περιοχή της συσσώρευσης και απομακρύνεται από την περιοχή της εξάντλησης και, από μαθηματική άποψη, ο εκθετικός όρος της εξίσωσης (2.29) επικρατεί των υπολοίπων. Στην, δε, περιοχή της εξάντλησης ο εκθετικός όρος είναι αμελητέος και επικρατεί η εξάρτηση από την τετραγωνική ρίζα του δυναμικού επιφανείας.

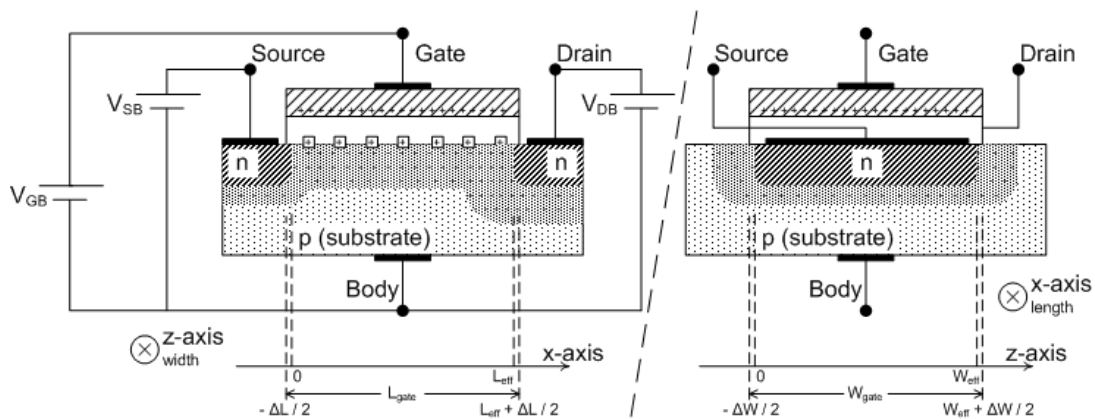
Μέχρι στιγμής έχει μελετηθεί η διάταξη του MOSFET έχοντας βραχυκυκλωμένα τα δύο άκρα του καναλιού (σχήμα 2.6). Υπό αυτήν την πόλωση κατά μήκος του καναλιού δεν αναπτύσσεται διαφορά δυναμικού και συνεπώς δεν ρέει ρεύμα μέσω αυτού. Για να μελετηθεί το ρεύμα που ρέει στο κανάλι, θα θεωρηθεί ότι οι δύο ακροδέκτες στα άκρα του καναλιού (source και drain) συνδέονται σε διαφορετικά δυναμικά. Σε συμφωνία με την εξίσωση (2.2), και συνεχίζοντας την ενδεικτική μελέτη μόνο της περίπτωσης του nMOS, τροποποιείται το σχήμα 2.6 στο σχήμα 2.13. Πλέον, το τρανζίστορ μελετάται στην γενικότερη δυνατή μορφή του.

Επίσης, εισάγεται στο σχήμα 2.13 και ο άξονας του βάθους (z), ο οποίος είναι κάθετος στους x και y . Πάνω σε αυτόν τον άξονα εκτείνεται το πλάτος της πύλης (W_{gate}) καθώς και το πλάτος του καναλιού (W_{eff}), τα οποία, εν γένει, συνδέονται όπως και το L_{gate} με το L_{eff} , δηλαδή μέσω μίας μικρής διαφοράς $\Delta W = W_{gate} - W_{eff}$. Παρά την εισαγωγή του πεπερασμένου πλάτους, όπως είχε γίνει και στην εισαγωγή του πεπερασμένου μήκους του καναλιού, θα θεωρηθεί αμελητέα σε έκταση την περιοχή την άκρη του καναλιού κατά πλάτος σε σχέση με το υπόλοιπο τρανζίστορ, και η ανάλυση θα συνεχιστεί με όρους ομοιομορφίας του καναλιού, ως προς το πλάτος, και με την μελέτη του φορτίου ανά μονάδα επιφάνειας.

Με την εισαγωγή όμως διαφορετικών τάσεων στα άκρα του καναλιού, σπάει η συμμετρία και η ομοιομορφία κατά μήκος του καναλιού. Η ανάλυση που αναπτύχθηκε ως εδώ, για παράδειγμα η ανάλυση περί του σχήματος 2.6, θεώρησε ότι στο επίπεδο $x-z$ υπάρχει ομοιομορφία σε όλη την έκταση του καναλιού. Αντιθέτως, τώρα παρατηρείται ότι κατά μήκος του άξονα x υπάρχει μία ηλεκτρική ασυμμετρία που οδηγεί στην εξάρτηση των διαφόρων μεγεθών από την θέση τους κατά μήκος του καναλιού. Χαρακτηριστικό παράδειγμα θα αποδειχθεί, η τάση του καναλιού ($V_{ch}(x)$) η οποία συνεχίζει



Σχήμα 2.12: Το δυναμικό επιφάνειας και το φορτίο στον ημιαγωγό στην περιοχή της συσσώρευσης (accumulation) και της εξάντλησης (depletion). Οι παράμετροι της τεχνολογίας είναι ίδιες με αυτές του σχήματος 2.5. Στην ανάλυση αυτή το V_{GB} παίρνει τιμές από $V_{FB} - 150 \cdot U_T$ μέχρι $V_{FB} + 50 \cdot U_T$. Σημειώνεται ότι, σε αντίθεση με τις περιοχές της εξάντλησης και της αναστροφής, στην συσσώρευση το φορτίο έχει θετική τιμή και το δυναμικό στην επιφάνεια αρνητική. Χαρακτηριστική είναι η εκθετική σχέση μεταξύ του φορτίου και του δυναμικού επιφάνειας στην περιοχή μακριά από την περιοχή εξάντλησης (χωρίς αυστηρότητα μιλώντας: για $\Psi_S < 2 \cdot U_T$)



Σχήμα 2.13: Η διάταξη nMOSFET με τους τέσσερις ακροδέκτες της συνδεδεμένους σε διαφορετικές τάσεις. Η διαφορά δυναμικού στα άκρα του καναλιού θα οδηγήσει στην εμφάνιση ρεύματος κατά μήκος του καναλιού. Θεωρώντας ότι $V_{DB} > V_{SB}$, η παρασιτική διάοδος της μεριάς του drain θα εμφανίζει μία μεγαλύτερη ζώνη απογύμνωσης σε σχέση με αυτήν του source.

ως έννοια και στην μετέπειτα ανάλυση, και παίρνει τις ακραίες τιμές $V_{ch}(0) = V_{SB}$ και $V_{ch}(L_{eff}) = V_{DB}$.

Θεωρώντας πλέον τα διάφορα μεγέθη, όπως το Ψ_S και το V_{ch} , ως συναρτήσεις της θέσης κατά μήκος του καναλιού, πρέπει να τροποποιηθεί και η σύνδεση μεταξύ επιπέδου αναστροφής και δυναμικού επιφανείας, όπως εκφράστηκε αυτή στην εξίσωση (2.22). Για την ακρίβεια, η εξίσωση συνεχίζει να ισχύει αλλά πλέον σημειακά και όχι σε όλη την έκταση του καναλιού. Τα διάφορα μέρη του καναλιού μπορούν να χαρακτηρίζονται από διαφορετικά επίπεδα αναστροφής ανάλογα με την πόλωση στα άκρα του καναλιού και την θέση τους πάνω στο κανάλι. Όσον αφορά στην όλη διάταξη, το μέρος του καναλιού που χαρακτηρίζεται από την ισχυρότερη αναστροφή ορίζει και το επίπεδο αναστροφής του όλου καναλιού. Συνυπολογίζοντας και την σχέση (2.2) εξάγεται το συμπέρασμα ότι είναι η μεριά πλησίον του source η οποία θα είναι η πλέον ανεστραμμένη και αυτή με βάση την τάση V_{SB} θα υπολογίζεται το επίπεδο αναστροφής του όλου καναλιού. Από την άλλη, καλύπτοντας την πιο γενική περίπτωση, ισχύει ότι η χαμηλότερη τάση από αυτές στους ακροδέκτες source και drain θα ορίσει το επίπεδο αναστροφής του όλου καναλιού.

2.2.5 Ρεύμα καναλιού

Με βάση την θεωρία του επιφανειακού φορτίου (charge sheet theory), και την εξίσωση (2.23) το φορτίο στην περιοχή κάτω από τον μονωτή, μπορεί να διαχωριστεί σε δύο κατηγορίες. Από αυτές τις δύο, μόνο το φορτίο Q'_I , που συμβολίζει τα ελεύθερα ηλεκτρόνια, μπορεί να κινηθεί ελεύθερα και να δώσει ηλεκτρικό ρεύμα μεταξύ των ακροδεκτών source και drain, ενώ το φορτίο Q'_B , είναι δεσμευμένο στο πλέγμα του ημιαγωγού. Συνεπώς, μόνο όταν η διάταξη βρίσκεται στην περιοχή της αναστροφής δύναται να υπάρξει ρεύμα μεταξύ των ακροδεκτών και όχι στην περιοχή της συσσώρευσης.

Η πυκνότητα ρεύματος (J_n), σε κάθε σημείο του καναλιού θα υπολογιστεί με βάση την εξίσωση (2.30) [22]. Στην (2.30) με μ συμβολίζεται η κινητικότητα των φορέων στο κανάλι, στην επιφάνεια δηλαδή κάτωθεν του μονωτή, με n_p η συγκέντρωση των φορέων, και με Ψ το δυναμικό. Η κινητικότητα θεωρείται ότι είναι ίδια σε όλο το μήκος του καναλιού και δεν επηρεάζεται από την πόλωση του καναλιού.

$$J_n = \mu \cdot q \cdot \left(\underbrace{-n_p \cdot \frac{d\Psi}{dx}}_{drift} + U_T \cdot \underbrace{\frac{dn_p}{dx}}_{diffusion} \right) \quad (2.30)$$

Στην σχέση (2.30) σημειώνονται ξεχωριστά δύο όροι, ο ένας αναφέρεται ως ρεύμα μετατόπισης (drift current) και ο άλλος ως ρεύμα διάχυσης (diffusion current). Οι δύο αυτές συνιστώσες του ρεύματος σχετίζονται με διαφορετικούς μηχανισμούς. Το ρεύμα μετατόπισης περιγράφει την ροή του ελεύθερου φορτίου που κινείται υπό το βάρος μιας διαφοράς δυναμικού, ενώ το ρεύμα διάχυσης σχετίζεται με την κλιμακούμενη συγκέντρωση του φορτίου κατά μήκος ενός άξονα. Επίσης, το ρεύμα διάχυσης επικρατεί στην ασθενή αναστροφή, ενώ το ρεύμα μετατόπισης στην ισχυρή αναστροφή.

Η εξίσωση (2.30) εξειδικεύεται στην περίπτωση του MOSFET και με βάση το σχήμα 2.13, παίρνοντας την μορφή της (2.31), στην οποία το $I_{DS}(x)$ συμβολίζει το ρεύμα στο κανάλι, και κατά μήκος του καναλιού, στην θέση x , και για την εξαγωγή της οποίας έχει γίνει ολοκλήρωση στο κανάλι κατά τον άξονα του πλάτους (z) [4, 6, 10, 11].

$$I_{DS}(x) = \mu \cdot W_{eff} \cdot \left(\underbrace{-Q'_I \cdot \frac{d\Psi_S}{dx}}_{drift} + \underbrace{U_T \cdot \frac{dQ'_I}{dx}}_{diffusion} \right) \quad (2.31)$$

Από την άλλη, η διαφορίση της (2.21), ως προς την θέση x , δίνει την (2.32).

$$\frac{dQ'_I}{dx} = \frac{Q'_I}{U_T} \cdot \left(\frac{d\Psi_S}{dx} - \frac{dV_{ch}}{dx} \right) \quad (2.32)$$

Με την βοήθεια της (2.32), η (2.31) μπορεί να απλοποιηθεί σχετικά και να συγκεντρώσει τους δύο όρους ρεύματος σε έναν, παίρνοντας την μορφή της (2.33).

$$I_{DS}(x) = -\mu \cdot W_{eff} \cdot Q'_I \cdot \frac{dV_{ch}}{dx} \quad (2.33)$$

Το πρόσημο του ρεύματος I_{DS} , μπορεί να υπολογιστεί από το πρόσημο των συντελεστών του. Οι παράγοντες μ και q είναι θετικοί, θεωρώντας την (2.2) η κλίση του V_{ch} ως προς την θέση x είναι θετική και το φορτίο Q'_I είναι αρνητικό. Το όλο ρεύμα, συνυπολογίζοντας και το αρχικό μείον, βγαίνει θετικό, εννοώντας μία ροή προς τα αρνητικά του άξονα x . Από τον νόμο ρευμάτων του Kirchhoff είναι προφανές ότι, εφόσον στο κανάλι έχουμε μόνο ένα ρεύμα, αυτό σε κάθε σημείο του καναλιού πρέπει να είναι ίσο με το ρεύμα σε κάθε γειτονικό του σημείο και συνεπώς και σε οποιοδήποτε άλλο σημείο του καναλιού. Συνεπώς, τόσο η σχέση (2.31), όσο και η (2.33), μπορούν να ολοκληρωθούν ως προς x από την αρχή του καναλιού (0) μέχρι την άκρη του (L_{eff}). Η ολοκλήρωση της (2.33) δίνει την σχέση (2.34).

$$\begin{aligned} \int_0^{L_{eff}} I_{DS}(x) dx &= \mu \cdot W_{eff} \cdot \int_{V_{SB}}^{V_{DB}} -Q'_I \cdot dV_{ch} \iff \\ \iff I_{DS} &= \mu \cdot \frac{W_{eff}}{L_{eff}} \cdot \int_{V_{SB}}^{V_{DB}} -Q'_I dV_{ch} \end{aligned} \quad (2.34)$$

Αντίστοιχα, η ολοκλήρωση της (2.31) δίνει την (2.35).

$$I_{DS} = \mu \cdot \frac{W_{eff}}{L_{eff}} \cdot \left(\underbrace{\int_{\Psi_S(0)}^{\Psi_S(L_{eff})} -Q'_I d\Psi_S}_{drift} + \underbrace{U_T \cdot \int_{Q'_I(0)}^{Q'_I(L_{eff})} dQ'_I}_{diffusion} \right) \quad (2.35)$$

Υπενθυμίζοντας ότι μελετάται η περίπτωση της αναστροφής στο κανάλι, και συνεπώς η σχέση που δίνει το Q'_I σαν συνάρτηση του Ψ_S (2.28) είναι σε ισχύ, μπορεί να υπολογιστεί το ολοκλήρωμα (2.35) δίνοντας μας την σχέση (2.36) [4].

$$I_{DS} = \mu \frac{W_{eff}}{L_{eff}} C'_{OX} \left[\underbrace{(V_{GB} - V_{FB})\Psi_S - \frac{1}{2}\Psi_S^2 - \frac{2}{3}\gamma\Psi_S^{\frac{3}{2}}}_{drift} + \underbrace{U_T(\Psi_S + \gamma\sqrt{\Psi_S})}_{diffusion} \right]_{\Psi_S=\Psi_S(0)}^{\Psi_S=\Psi_S(L_{eff})} \quad (2.36)$$

Η σχέση (2.36) είναι μία πολύ καλή σχέση περιγραφής του ρεύματος του καναλιού ως προς την εξωτερική πόλωση του τρανζίστορ, λόγω της γενικότητας της και των ελαχίστων προσεγγίσεων που έχουν γίνει για την εξαγωγή της. Τα αρνητικά της είναι, αφενός η πολυπλοκότητα της, και αφετέρου η ανάγκη για τον αριθμητικό υπολογισμό του δυναμικού επιφανείας πλησίον των ακροδεκτών source και drain. Στις εξισώσεις (2.37) σημειώνονται οι σχέσεις που δίνουν το δυναμικό επιφανείας.

$$\begin{aligned}\Psi_S(0) &= V_{GB} - V_{FB} - \gamma \sqrt{\Psi_S(0) + U_T e^{\left(\frac{\Psi_S(0) - 2\Phi_F - V_{SB}}{U_T}\right)}} \\ \Psi_S(L_{eff}) &= V_{GB} - V_{FB} - \gamma \sqrt{\Psi_S(L_{eff}) + U_T e^{\left(\frac{\Psi_S(L_{eff}) - 2\Phi_F - V_{DB}}{U_T}\right)}}\end{aligned}\quad (2.37)$$

Από τα δυναμικά επιφανείας στα άκρα του καναλιού, δηλαδή στους ακροδέκτες source και drain, υπολογίζονται και τα αναστρέφοντα φορτία $Q'_I(0)$ και $Q'_I(L_{eff})$, εξισώσεις (2.38).

$$\begin{aligned}Q'_I(0) &= -\gamma C'_{OX} \sqrt{U_T} \left(\sqrt{\frac{\Psi_S(0)}{U_T} + e^{\frac{\Psi_S(0) - 2\Phi_F - V_{SB}}{U_T}}} - \sqrt{\frac{\Psi_S(0)}{U_T}} \right) \\ Q'_I(L_{eff}) &= -\gamma C'_{OX} \sqrt{U_T} \left(\sqrt{\frac{\Psi_S(L_{eff})}{U_T} + e^{\frac{\Psi_S(L_{eff}) - 2\Phi_F - V_{DB}}{U_T}}} - \sqrt{\frac{\Psi_S(L_{eff})}{U_T}} \right)\end{aligned}\quad (2.38)$$

Συνεπώς, η εξαγωγή ενός καλού αναλυτικού μοντέλου απαιτεί περαιτέρω απλοποιήσεις, οι οποίες θα μειώσουν την πολυπλοκότητα των ως εδώ εξισώσεων, χωρίς να φθείρουν σημαντικά την σύνδεση τους με τους νόμους της φυσικής.

2.2.5.1 Γραμμικοποίηση (linearization) σχέσης φορτίου αναστροφής και δυναμικού επιφανείας

Προκειμένου να υπερκεραστούν να προβλήματα της πολυπλοκότητας και της μη αναλυτικής έκφρασης του ρεύματος ως προς τις τάσεις στους ακροδέκτες, είναι ανάγκη να γίνουν μερικές περαιτέρω προσεγγίσεις. Επιστρέφοντας στο σχήμα 2.10 και την ανάλυση της κλίσης του αναστρέφοντος φορτίου με το δυναμικό επιφανείας, σχήμα 2.11, υπενθυμίζεται η σχεδόν γραμμική σχέση μεταξύ των δύο αυτών μεγεθών (Q'_I και Ψ_S). Αυτή η γραμμική σχέση, εκμεταλλευόμενη κατάλληλα, δύναται να παρέχει μία καλή λύση για τις ανάγκες της μοντελοποίησης.

Εισάγεται σε αυτό το σημείο το μέγεθος της τάσης κατωφλίου ως προς το σώμα (threshold voltage referred to bulk V_{TB}), και ορίζεται, με βάση την σχέση (2.28), σαν την τιμή της τάσης V_{GB} για την οποία το αναστρέφον φορτίο έχει μηδενική τιμή· δίνεται, δε, από την σχέση (2.39).

$$V_{TB} \equiv V_{FB} + \Psi_S + \gamma \cdot \sqrt{\Psi_S}\quad (2.39)$$

Υπογραμμίζεται, εδώ, η διαφορά μεταξύ της τάσης κατωφλίου ως προς το σώμα (V_{TB}), που ορίζεται σαν την τάση για την οποία το αναστρέφον φορτίο μηδενίζεται ($Q'_I=0$), σε σχέση με την τάση ισορροπίας (V_{FB}), που ορίζεται ως η τάση για την οποία όλο το φορτίο του ημιαγωγού είναι μηδενικό ($Q'_C=0$). Η κλίση της τάσης κατωφλίου

ως προς το σώμα είναι μία μη γραμμική συνάρτηση ως προς το δυναμικό επιφανείας. Η πρώτη παράγωγος του, ως προς το Ψ_S , δίνεται στην σχέση (2.40), ορίζεται σαν συντελεστής κλίσης (slope factor), και συμβολίζεται ως n .

$$n \equiv \frac{\partial V_{TB}}{\partial \Psi_S} = 1 + \frac{\gamma}{2 \cdot \sqrt{\Psi_S}} \quad (2.40)$$

Ειδικά στην περιοχή της αναστροφής που μελετάται, ισχύει ότι το δυναμικό επιφανείας έχει μία τιμή αρκετά μεγάλη, μεγαλύτερη εν γένει της τάσης Fermi. Συνυπολογίζοντας και τα φυσικά όρια των τεχνολογιών και της τιμής του γ , προκύπτει ότι συντελεστής κλίσης έχει τιμή από λίγο μεγαλύτερη της μονάδας μέχρι και 1.5 περίπου. Είναι, δε, μία συνάρτηση που αλλάζει σχεδόν αμελητέα με το δυναμικό επιφανείας, επειδή το τελευταίο βρίσκεται στην δύναμη του $-1/2$ στην εξίσωση (2.40).

Με την εισαγωγή της τάσης κατωφλίου ως προς το σώμα, σχέση (2.39), η (2.28) γράφεται πλέον πιο απλά στην μορφή της (2.41).

$$-\frac{Q'_I}{C'_{OX}} = V_{GB} - V_{TB} \quad (2.41)$$

Ο ίδιος συντελεστής κλίσης (n) εμφανίζεται και στην σχέση μεταξύ αναστρέφοντος φορτίου και δυναμικού επιφανείας, σχέση (2.42).

$$\frac{\partial \frac{Q'_I}{C'_{OX}}}{\partial \Psi_S} = n \quad (2.42)$$

Συμπληρωματικά με τον ορισμό της τάσης κατωφλίου σε σχέση με το σώμα, εξίσωση (2.39), ορίζεται και η τιμή του δυναμικού επιφανείας για την οποία το αναστρέφον φορτίο έχει μηδενική τιμή, η οποία ονομάζεται δυναμικό επιφανείας μηδενικού φορτίου (pinch-off surface potential), και συμβολίζεται ως Ψ_P , εξίσωση (2.43).

$$V_{GB} = V_{FB} + \Psi_P + \gamma \cdot \sqrt{\Psi_P} \quad (2.43)$$

Η σχέση (2.43) λύνεται ως προς το δυναμικό επιφανείας μηδενικού φορτίου δίνοντας τον ορισμό του, σχέση (2.44).

$$\Psi_P \equiv V_{GB} - V_{FB} - \gamma^2 \cdot \left(\sqrt{\frac{V_{GB} - V_{FB}}{\gamma^2} + \frac{1}{4}} - \frac{1}{2} \right) \quad (2.44)$$

Έχοντας υπολογίσει πλέον, τόσο την κλίση του αναστρέφοντος φορτίου ως προς το δυναμικό επιφανείας (n), όσο και ένα σημείο της σχέσης τους ($Q'_I(\Psi_P) = 0$), δύναται η εξαγωγή μία απλοποιημένης σχέσης μεταξύ των, εξίσωση (2.45).

$$Q'_I = n \cdot C'_{OX} \cdot (\Psi_S - \Psi_P) \quad (2.45)$$

Το ερώτημα, που δεν έχει απαντηθεί ακόμα, είναι το σε ποιο σημείο θα πρέπει να υπολογιστεί ο συντελεστής κλίσης. Ο ιδανικότερος υπολογισμός του συντελεστή κλίσης είναι σαν η κλίση του V_{TB} ανάμεσα στο τρέχον δυναμικό επιφανείας (Ψ_S) και το Ψ_P , εξίσωση (2.46), αλλά με αυτόν τον τρόπο δεν απαλείφεται η εξάρτηση του n από το δυναμικό επιφανείας.

$$n_{opt} \equiv \frac{V_{TB}(\Psi_S) - V_{TB}(\Psi_P)}{\Psi_S - \Psi_P} = 1 + \frac{\gamma}{\sqrt{\Psi_S} + \sqrt{\Psi_P}} \quad (2.46)$$

Ο υπολογισμός του συντελεστή κλίσης θα συζητηθεί στην παράγραφο 2.2.5.2, αφού μελετηθεί πρωτύτερα λίγο περισσότερο η συμπεριφορά του δυναμικού επιφανείας στην ισχυρή αναστροφή. Προς το παρόν, θα θεωρηθεί το n σαν σταθερός αριθμός, προκειμένου να απλοποιηθούν οι εξισώσεις και να εξαχθεί ένα μοντέλο μικρότερης υπολογιστικής πολυπλοκότητας χωρίς να θιγεί η ακρίβεια του σε αποτρεπτικό βαθμό, καθώς, ούτως ή άλλως, η διακύμανση της τιμής του είναι μικρή.

Με την βοήθεια της (2.45), δύναται να απαλειφθεί ο όρος Ψ_S από την (2.27), η οποία, τελικώς, δίνει την εξίσωση (2.47).

$$\frac{\Psi_P - 2\Phi_F - V_{ch}}{U_T} = \frac{-Q'_I}{nC'_{OX}U_T} + \ln \left(\frac{-Q'_I}{\gamma C'_{OX}\sqrt{U_T}} \left(\frac{-Q'_I}{\gamma C'_{OX}\sqrt{U_T}} + 2\sqrt{\frac{Q'_I}{nC'_{OX}U_T} + \frac{\Psi_P}{U_T}} \right) \right) \quad (2.47)$$

Η σχέση (2.47) μπορεί να απλοποιηθεί ιδιαίτερα, αν χρησιμοποιηθούν συγκεκριμένοι κανονικοποιητικοί παράγοντες, όπως έχει αναφερθεί σχετικά και στην εξίσωση (2.24). Για τα μεγέθη που αναφέρονται σε φορτία ανά μονάδα επιφάνειας κανονικοποιητικός παράγοντας είναι ο Q'_{spec} , σχέση (2.48), ενώ, όπως προαναφέρθηκε, για τα δυναμικά η θερμική τάση U_T . Για τον συντελεστή φαινομένου σώματος ο κανονικοποιητικός παράγοντας είναι ο $\sqrt{U_T}$.

$$Q'_{spec} \equiv -2 \cdot n \cdot U_T \cdot C'_{OX} \quad (2.48)$$

Με την βοήθεια αυτών των κανονικοποιητικών παραγόντων, η σχέση (2.47) παίρνει την κανονικοποιημένη της μορφή (2.49).

$$\psi_P - 2\phi_F - v_{ch} = 2q_I + \ln q_I + \underbrace{\ln \left(\frac{2 \cdot n}{\hat{\gamma}} \cdot \left(q_I \cdot \frac{2 \cdot n}{\hat{\gamma}} + 2 \cdot \sqrt{\psi_P - 2q_I} \right) \right)}_{v_{sh}} \quad (2.49)$$

$$\psi_P \equiv \frac{\Psi_P}{U_T}, \quad \phi_F \equiv \frac{\Phi_F}{U_T}, \quad v_{ch} \equiv \frac{V_{ch}}{U_T}, \quad q_I \equiv \frac{Q'_I}{Q'_{spec}}, \quad \hat{\gamma} \equiv \frac{\gamma}{\sqrt{U_T}}$$

Επίσης ορίζονται τα κανονικοποιημένα μεγέθη που εμφανίζονται στην (2.50).

$$v_{GB} \equiv \frac{V_{GB}}{U_T}, \quad v_{FB} \equiv \frac{V_{FB}}{U_T} \quad (2.50)$$

Ο παράγοντας που συμβολίζεται στην (2.49) με το v_{sh} ονομάζεται τάση μετατόπισης (voltage shift). Η τιμή του, δε, χρησιμοποιώντας τιμές που περιγράφουν την πόλωση που αναλύουμε (αναστροφή) και τις σύγχρονες τεχνολογίες, κυμαίνεται από 1 ως 4 [15, 6]. Επίσης, από την κανονικοποιημένη μορφή της εξίσωσης (2.45), που φαίνεται στην (2.51), συμπεραίνεται ότι στην αναστροφή, όπου ισχύει ότι $\psi_S \gg 0$, ισχύει και $\psi_P \gg 2q_I$.

$$\psi_S = \psi_P - 2q_I \quad (2.51)$$

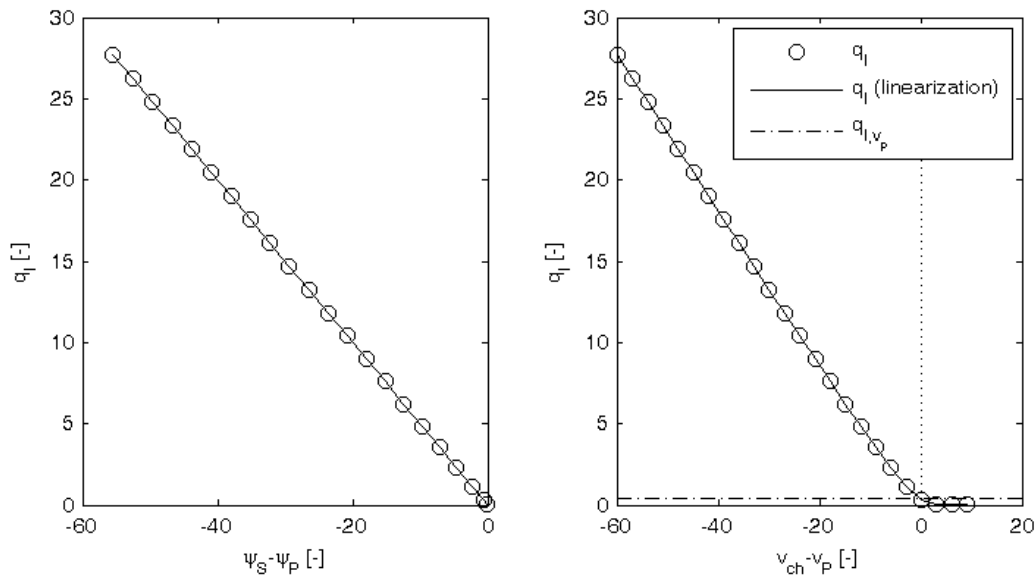
Συνεπώς, όντας στην αναστροφή, η (2.49) απλοποιείται και παίρνει την μορφή της (2.52).

$$\psi_P - 2\phi_F - v_{ch} = 2q_I + \ln q_I + \underbrace{\ln \left(\frac{4 \cdot n}{\hat{\gamma}} \cdot \sqrt{\psi_P} \right)}_{v'_{sh}} \quad (2.52)$$

Η εξάρτηση του απλοποιημένου παράγοντα v'_{sh} ως προς την πόλωση, μέσα από τη δυναμικό επιφανείας μηδενικού φορτίου (ψ_P), είναι πολύ μικρή, λόγω αφενός της ρίζας και του λογαρίθμου και αφετέρου της σχετικά μεγάλης τιμής του ψ_P . Μία καλή προσέγγιση είναι να υπολογιστεί το v'_{sh} για $\psi_P = 2\phi_F$ και να αγνοηθεί η εξάρτηση του από την πόλωση. Επίσης, εισάγεται ο όρος Ψ_0 , και κανονικοποιημένος ψ_0 , σχέση (2.53).

$$\Psi_0 \equiv 2\Phi_F + m \cdot U_T, \quad \psi_0 \equiv \frac{\Psi_0}{U_T} = 2\phi_F + m \quad (2.53)$$

$$m = v_{sh}(\psi_P) \approx v'_{sh}(\psi_P) \approx v'_{sh}(2\phi_F) = 1...4$$



Σχήμα 2.14: Η εξάρτηση του κανονικοποιημένου αναστρέφοντος φορτίου ως προς το δυναμικό επιφανείας. Το κανονικοποιημένο αναστρέφον φορτίο έχει μία σχεδόν γραμμική σχέση με το δυναμικό επιφανείας. Σε σχέση με τη τάση V_{ch} έχει μία γραμμική σχέση στην ισχυρή αναστροφή η οποία φθίνει στην μέτρια και την ασθενή αναστροφή. Τα κυκλικά σύμβολα αντιστοιχούν στο κανονικοποιημένο αναστρέφον φορτίο υπολογισμένο από την εξίσωση (2.41), ενώ η συνεχής γραμμή το κανονικοποιημένο φορτίο με βάση την προσέγγιση γραμμικοποίησης (linearization), που απεικονίζεται στην εξίσωση (2.45). Ο συντελεστής κλίσης, n , έχει υπολογιστεί με βάση την εξίσωση (2.46). Ο όρος q_{I,v_P} αντιστοιχεί στο κανονικοποιημένο αναστρέφον φορτίο για το οποίο ισχύει $2q_{I,v_P} + \ln q_{I,v_P} = 0$. Για τον υπολογισμό του ψ_0 έχει χρησιμοποιηθεί το σταθερό $m = \ln\left(\frac{4 \cdot n}{\gamma} \cdot \sqrt{2\phi_F}\right)$. Όλα τα μεγέθη απεικονίζονται στις κανονικοποιημένες τους μορφές. Στην ανάλυση αυτή η πόλωση που έχει χρησιμοποιηθεί είναι: $v_{GB} = v_{FB} + 100$ και το v_{ch} κυμαίνεται από -20 μέχρι 50 . Οι παράμετροι της τεχνολογίας είναι ίδιες με αυτές του σχήματος 2.5.

Ο παράγοντας m της σχέσης (2.53) μπορεί επίσης, για λόγους απλότητας, να προσεγγιστεί και ως παράμετρος με μία τιμή ανάμεσα από 1 και 4 και να αγνοηθεί τελείως η εξάρτηση του από την πόλωση. Με την βοήθεια της (2.53), η (2.52) παίρνει την μορφή της (2.54).

$$\psi_P - \psi_0 - v_{ch} = \underbrace{2q_I}_{strong} + \underbrace{\ln q_I}_{weak} \quad (2.54)$$

Αντίστοιχα με το δυναμικό επιφανείας μηδενικού φορτίου, ορίζεται και η τάση μηδενικού φορτίου (pinch-off voltage, V_P και κανονικοποιημένη v_P). Η τάση αυτή αντιστοιχεί σε μία τάση καναλιού για την οποία το κανάλι μόλις που αρχίζει να δημιουργείται, και δίνεται στην εξίσωση (2.55). Γενικά μιλώντας, με αυτήν την τάση στο κανάλι θα έπρεπε το αναστρέφον φορτίο να ήταν μηδενικό. Όμως, αυτή η σύνδεση ξεκινάει από την γραμμική σχέση μεταξύ του αναστρέφοντος φορτίου και του δυναμικού επιφανείας. Στην περίπτωση της τάσης του καναλιού, η γραμμική αυτή σχέση φθίνει στην μέτρια και την ασθενή αναστροφή, σχήμα 2.11, και συνεπώς, η τάση V_P δεν συνδέεται με μηδενικό αναστρέφον φορτίο. Για την ακρίβεια, θα συνδεόταν με τον μηδενισμό του αναστρέφοντος φορτίου αν υπήρχε μόνο ο μηχανισμός που επικρατεί στην ισχυρή αναστροφή, που αντιστοιχεί στον όρο $2q_I$ της εξίσωσης (2.54) και η γραμμική σχέση του αναστρέφοντος φορτίου (q_I) σε σχέση την τάση καναλιού (v_{ch}) ίσχυε σε όλο το εύρος της αναστροφής. Λαμβάνοντας υπόψιν και τον μηχανισμό αναστροφής που επικρατεί στην ασθενή αναστροφή, και αντιστοιχεί στον όρο $\ln q_I$ της εξίσωσης (2.54), συμπεραίνεται ότι η τάση V_P είναι η τάση του καναλιού για την οποία το αναστρέφον φορτίο, έστω q_{I,v_P} ικανοποιεί την σχέση $2q_{I,v_P} + \ln q_{I,v_P} = 0 \iff q_{I,v_P} \approx 0.4263$.

$$V_P \equiv \Psi_P - \Psi_0, v_P \equiv \frac{V_P}{U_T} \quad (2.55)$$

Στο σχήμα 2.14 απεικονίζεται το κανονικοποιημένο αναστρέφον φορτίο ως προς τις διαφορές $\psi_S - \psi_P$ και $v_{ch} - v_P$, ώστε να γίνει σαφέστερη η θέση και η χρηστικότητα των ψ_P και v_P .

Με την χρήση της (2.55), η (2.54) παίρνει την αρκετά πιο απλή μορφή της (2.56), η οποία έχει θέση στον πυρήνα της μοντελοποίησης που παρουσιάζεται εδώ. Η εξίσωση (2.56) είναι η πρώτη εξίσωση που συνδέει το αναστρέφον φορτίο με την τάση στο κανάλι χωρίς να εμφανίζεται το δυναμικό επιφανείας. Πλέον χρησιμοποιώντας μόνο μία σχέση, και όχι ένα σύστημα δύο εξισώσεων, όπως των (2.27) και (2.28), μπορεί να εξαχθεί το αναστρέφον φορτίο με τις εξωτερικές τάσεις V_{GB} και V_{ch} . Υπενθυμίζεται ότι το v_P εξαρτάται μόνο από το V_{GB} και τις παραμέτρους της τεχνολογίας.

$$\begin{aligned} v_P - v_{ch} &= 2q_I + \ln q_I = F(q_I) \\ F(x) &= 2x + \ln x \end{aligned} \quad (2.56)$$

Η σχέση (2.56), όπως και η (2.27), ανήκει στην οικογένεια των εξισώσεων που εμφανίζονται στην ανάλυση μας και θα θέλαμε να ήταν λίγο διαφορετικής μορφής έτσι ώστε να μπορεί να λυθεί αναλυτικά, ή αλλιώς η συνάρτηση F να αντιστρεφόταν αναλυτικά. Στην προκειμένη περίπτωση, ευτυχώς, το πρόβλημα ξεπερνιέται σχετικά εύκολα καθώς αποδεικνύεται ότι η (2.56) μπορεί να λυθεί αναλυτικά ως προς q_I με πολύ μεγάλη ακρίβεια μέσω μίας δίκλαδης συνάρτησης, η οποία θα αναφερθεί αργότερα, αφού πρώτα μελετηθεί η (2.56) ποιοτικά.

Στην περιοχή της ασθενούς αναστροφής (weak inversion), όπου $v_{ch} \gg v_P$ επικρατεί ο λογαριθμικός όρος $\ln q_I$ της (2.56), ενώ στην ισχυρή αναστροφή (strong inversion), όπου $v_{ch} \ll v_P$, επικρατεί ο γραμμικός όρος $2q_I$. Μελετώντας ξεχωριστά τις δύο περιοχές αυτές μπορεί να επιλυθεί η (2.56) ως προς q_I , εξίσωση (2.57).

$$q_{I,1}(v_P, v_{ch}) = \begin{cases} q_{I,1w}(v_P, v_{ch}) = e^{(v_P - v_{ch})} & v_{ch} \gg v_P \quad \text{weak inversion} \\ q_{I,1s}(v_P, v_{ch}) = \frac{v_P - v_{ch}}{2} & v_{ch} \ll v_P \quad \text{strong inversion} \end{cases} \quad (2.57)$$

Η δίκλαδη εξίσωση (2.57) μπορεί να εκφραστεί προσεγγιστικά σαν μία απλή, με την χρήση μία συνάρτησης παρεμβολής [23, 24], η οποία φαίνεται στην εξίσωση (2.58).

$$q_{I,2}(v_P, v_{ch}) = \sqrt{\frac{1}{4} + \left(\ln \left(1 + \exp \left(\frac{v_P - v_{ch}}{2} \right) \right) \right)^2} - \frac{1}{2} \quad (2.58)$$

Τέλος, την καλλίτερη αριθμητικά προσέγγιση την παρέχει μία δίκλαδη συνάρτηση που έχει εξαχθεί από προσεχτική αριθμητική ανάλυση της (2.56), και απεικονίζεται στην εξίσωση (2.59).

$$q_{I,3}(v_P, v_{ch}) = \begin{cases} v_P - v_{ch} > -0.6 \\ \left| \begin{array}{l} v = v_P - v_{ch} \\ v_1 = \frac{1}{4} \cdot (v - 1.4 + \sqrt{v^2 - 0.394036 \cdot v + 9.662671}) \\ v_2 = \frac{v - 2 \cdot v_1 - \ln v_1}{2 \cdot v_1 + 1} \\ v_1 \cdot (0.07 \cdot v_2^2 + v_2 + 1) \end{array} \right. \\ \\ v_P - v_{ch} \leq -0.6 \\ \left| \begin{array}{l} v = v_P - v_{ch} \\ v_1 = e^{\left(\frac{1}{2} \cdot (v - 0.201491 - \sqrt{v^2 - 0.402982 \cdot v + 2.446562})\right)} \\ v_2 = \frac{v - 2 \cdot v_1 - \ln v_1}{2 \cdot v_1 + 1} \\ v_1 \cdot (0.483 \cdot v_2^2 + v_2 + 1) \end{array} \right. \end{cases} \quad (2.59)$$

Στο σχήμα 2.15 παρουσιάζεται μία συγκριτική μεταξύ των τριών συναρτήσεων $q_{I,1}$ (2.57), $q_{I,2}$ (2.58), $q_{I,3}$ (2.59), σε σχέση με την αριθμητική επίλυση της (2.56). Η πρώτη συνάρτηση, $q_{I,1}$, παρέχει δύο κλάδους όπου ο κάθε ένας καλύπτει μία περιοχή αναστροφής. Η συνάρτηση παρεμβολής, $q_{I,2}$, παρέχει μία ποιοτικά σωστή λύση με σχετικά μεγάλο αριθμητικό σφάλμα, ειδικά στην μέτρια αναστροφή. Το πρόβλημα πρόβλημα λύσης της (2.56) ως προς q_I λύνεται με την συνάρτηση $q_{I,3}$ η οποία εμφανίζει ένα αμελητέο ποσοτικά σφάλμα.

Το μέχρι εδώ αποτέλεσμα είναι εξαιρετικά σημαντικό. Πλέον έχει εξαχθεί, μέσω μίας οδού διαδοχικών προσεγγίσεων φυσικά, μία αναλυτική σύνδεση μεταξύ του αναστρέφοντος φορτίου και των εξωτερικών τάσεων. Όπως θα αποδειχθεί οι προσεγγίσεις που έχουν γίνει δεν έχουν αλλοιώσει σημαντικά την ακρίβεια των εξισώσεων και, σιγά σιγά, δομείται ένα καλό μοντέλο, με την έννοια του ακριβούς και υπολογιστικά ελαφρού μοντέλου.

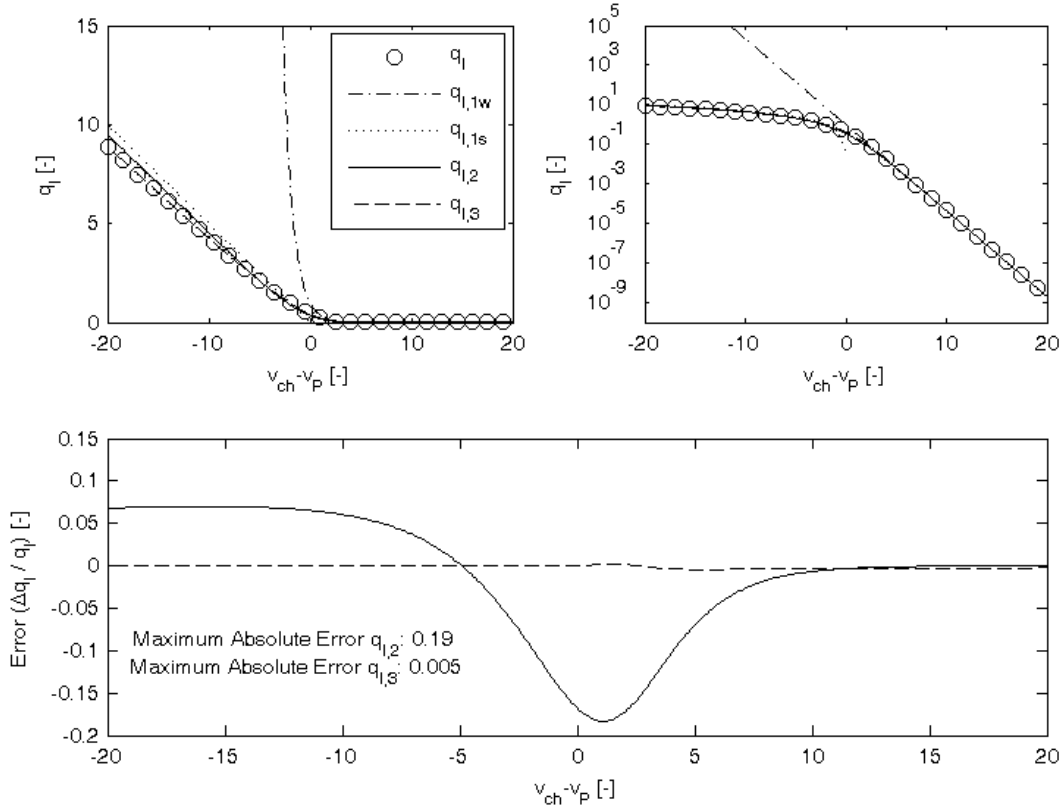
Επιπρόσθετα, αναφέρεται μία προσεγγιστική ανάλυση της τιμής του δυναμικού επιφανείας τόσο στην ισχυρή όσο και στην ασθενή αναστροφή. Υπενθυμίζεται ότι, όπως φαίνεται και στο σχήμα (2.7), στην ισχυρή αναστροφή το δυναμικό επιφανείας σταθεροποιείται σχετικά ως προς την τάση στην πύλη και εξαρτάται μόνο από την τάση στο κανάλι. Με βάση τις εξισώσεις (2.51) και (2.54), το δυναμικό επιφανείας στην ισχυρή αναστροφή, αγνοώντας τον λογαριθμικό όρο που επικρατεί στην ασθενή αναστροφή, υπολογίζεται από την σχέση (2.60), στην οποία ο δείκτης SI αναφέρεται στην περιοχή της ισχυρής αναστροφής (strong inversion).

$$\psi_{S,SI} \approx \psi_0 + v_{ch} \quad (2.60)$$

Από την άλλη, στην περιοχή της ασθενούς αναστροφής ισχύει ότι το αναστρέφον φορτίο είναι περίπου μηδενικό, και συνεπώς από την σχέση (2.51) μπορεί να υπολογιστεί

προσεγγιστικά το δυναμικό επιφανείας στην αναστροφή, εξίσωση (2.61), στην οποία ο δείκτης WI αναφέρεται στην περιοχή της ασθενούς αναστροφής (weak inversion).

$$\psi_{S,WI} \approx \psi_P = \psi_0 + v_P \quad (2.61)$$



Σχήμα 2.15: Συγκριτική μεταξύ διαφόρων συναρτήσεων επίλυσης της 2.15 ως προς q_I . Με σύμβολα παρουσιάζεται η αριθμητική επίλυση της 2.15. Στην ανάλυση αυτή το v_P ισούται με 40 ενώ το v_{ch} παίρνει τιμές από 20 ως 60. Η συνάρτηση $q_{I,1}$ (2.57), δεν δίνει λύση στην μέτρια αναστροφή, ενώ η $q_{I,2}$ (2.58), παρέχει μία ποιοτικά συνεπή λύση με σχετικά μεγάλο αριθμητικό σφάλμα. Σαν ιδανική λύση εμφανίζεται η $q_{I,3}$ (2.59), της οποίας το αριθμητικό λάθος είναι αμελητέο.

2.2.5.2 Συντελεστής κλίσης (slope factor) n

Ο συντελεστής κλίσης n ορίστηκε με την σχέση (2.40). Από γραφική άποψη ορίζεται καλλίτερα μέσα από την παράγωγο του αναστρέφοντος φορτίου ως προς το δυναμικό επιφανείας, σχέση (2.42) και σχήμα 2.14. Τόσο ο ορισμός του συντελεστή κλίσης, όσο και ο βέλτιστος τύπος υπολογισμού του, (2.46), δεν είναι απαλλαγμένοι από την χρήση του δυναμικού επιφανείας. Η εξάρτηση αυτή, ακυρώνει τον επιθυμητό αναλυτικό χαρακτήρα της μοντελοποίησης, καθώς στόχος είναι η σύνδεση όλων των εσωτερικών μεγεθών αναλυτικά και άμεσα με τις εξωτερικές τάσης. Συνεπώς παρουσιάζεται η ανάγκη απλοποίησης του υπολογισμού του συντελεστή κλίσης n . Άλλωστε, όπως αποδεικνύεται τόσο γραφικά όσο και αλγεβρικά η εξάρτηση της τιμής του συντελεστή κλίσης από το δυναμικό επιφανείας, δεν είναι πολύ μεγάλη, λόγω της θέσης του δυναμικού επιφανείας στην εξίσωση (2.40), στην δύναμη δηλαδή $-\frac{1}{2}$. Συνεπώς, χωρίς να

θιγεί έντονα η ακρίβεια της μοντελοποίησης, δύναται να προσδιοριστεί ο συντελεστής κλίσης αγνοώντας την εξάρτησή του από το δυναμικό επιφανείας.

Μία προσέγγιση για τον υπολογισμό του n , δίχως την χρήση του δυναμικού επιφανείας, είναι να υπολογιστεί προσεγγιστικά στην ασθενή αναστροφή, όπου το δυναμικό επιφανείας είναι περίπου όσο και το δυναμικού επιφανείας μηδενικού φορτίου, εξίσωση (2.61). Με αυτό τον τρόπο ορίζεται ένας συντελεστής κλίσης ασθενούς αναστροφής (n_{WI}), όπως φαίνεται στην εξίσωση (2.62). Με αυτόν το ορισμό απαλείφεται η εξάρτηση του συντελεστή κλίσης από το δυναμικό επιφανείας και διατηρείται μόνο η εξάρτηση από την τάση v_P η οποία είναι συνάρτηση της τάσης της πύλης.

$$n_{WI} \equiv 1 + \frac{\hat{\gamma}}{2 \cdot \sqrt{\psi_P}} = 1 + \frac{\hat{\gamma}}{2 \cdot \sqrt{\psi_0 + v_P}} \quad (2.62)$$

Μία πιο απλή προσέγγιση θα ήταν να στοχεύονταν και η ανεξαρτησία του συντελεστή κλίσης από τις εξωτερικές τάσης v_{GB} και v_{ch} , και να δίνεται μόνο από παραμέτρους της τεχνολογίας. Για αυτόν τον στόχο οφείλεται να υπολογιστεί ο συντελεστής κλίσης στην ισχυρή αναστροφή, για v_{ch} ίσο με μηδέν [25], εξίσωση (2.63). Επειδή σε αυτήν την περίπτωση ο συντελεστής κλίσης δεν εξαρτάται από καμία εξωτερική τάση, θα χρησιμοποιηθεί ο δείκτης 0. Η ανεξαρτησία του από την εξωτερικές τάσης μπορεί να αποδειχθεί ιδιαίτερα χρήσιμη σε περιπτώσεις όπου απαιτείται μία σταθερή προσέγγιση που να καλύπτει όλες τις δυνατές πολώσεις.

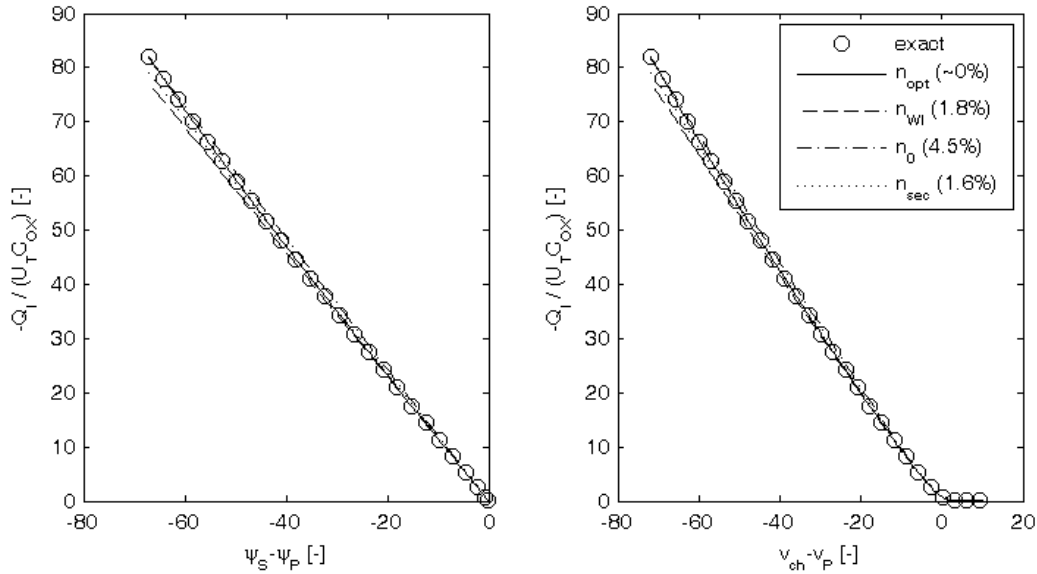
$$n_0 \equiv 1 + \frac{\hat{\gamma}}{2 \cdot \sqrt{\psi_0}} \quad (2.63)$$

Τόσο για τον υπολογισμό του n_{WI} όσο και του n_0 έχει επιλεγθεί μία συγκεκριμένη τιμή του δυναμικού επιφανείας και με βάση αυτή και την εξίσωση (2.40), υπολογίζεται ο συντελεστή κλίσης. Με αυτόν τον τρόπο παίρνεται μία τιμή η οποία δίνει πολύ καλά αποτελέσματα κοντά στο σημείο υπολογισμού, αλλά μειώνεται η ακρίβεια όσο απομακρύνεται κανείς από αυτό το σημείο. Για τον ιδανικό υπολογισμό του συντελεστή κλίσης, εξίσωση (2.46), επιλέχθηκε η χρήση δυο σημείων. Με αυτήν την λογική μπορεί να οριστεί και ένας συντελεστής κλίσης με την βοήθεια δύο σημείων που να δίνει καλλίτερη προσέγγιση σε ευρύτερο διάστημα. Επιλέγοντας σαν σημεία τα $\psi_S = \psi_0 + v_P$ και $\psi_S = \psi_0$ ορίζεται ο συντελεστής κλίσης n_{sec} [6], εξίσωση (2.64).

$$n_{sec} \equiv 1 + \frac{\hat{\gamma}}{\sqrt{\psi_0 + v_P} + \sqrt{\psi_0}} \quad (2.64)$$

Μία συγκριτική των αποτελεσμάτων με τους άνωθεν συντελεστές κλίσης παρουσιάζεται στο σχήμα 2.16. Σε αυτό χρησιμοποιούνται οι συντελεστές των εξισώσεων (2.46), (2.62), (2.63) και (2.64), και τα αποτελέσματα με βάση την χρήση αυτών των συντελεστών και της εξίσωσης (2.45) συγκρίνονται με την εξίσωση (2.27). Η χρήση του n_{opt} δίνει ιδανικά αποτελέσματα αλλά διατηρείται η εξάρτηση του συντελεστή κλίσης στο δυναμικό επιφανείας. Οι υπόλοιποι συντελεστές δίνουν κάποια σχετικά μικρά σφάλματα απλοποιώντας όμως σημαντικά την πολυπλοκότητα του μοντέλου, αφού αφαιρείται τελείως η εξάρτηση του συντελεστή κλίσης από το δυναμικό επιφανείας. Το μέγιστο σφάλμα δίνεται από τον συντελεστή κλίσης n_0 , που είναι η πλέον απλή περίπτωση υπολογισμού, καθότι δεν εξαρτάται καθόλου από τις εξωτερικές τάσεις.

Το κριτήριο για την τελική επιλογή του τύπου υπολογισμού του συντελεστή κλίσης είναι η ακρίβεια των αποτελεσμάτων σε σχέση με την αριθμητική λύση. Μία τελευταία επιλογή, που δίνει καλά αποτελέσματα με βάση αυτό το κριτήριο, είναι ο υπολογισμός



Σχήμα 2.16: Σύγκριση της γραμμικοποιημένης σχέσης (2.45) με την ακριβή (*exact*), εξίσωση (2.27). Οι διάφοροι συντελεστές κλίσης δίνουν διάφορα σχετικά σφάλματα, οι RMS τιμές των οποίων φαίνονται στο υπόμνημα. Για τον υπολογισμό του ψ_0 χρησιμοποιήθηκε ο όρος $m = v'_{sh, n=n_0} (2\phi_F)$. Οι παράμετροι της τεχνολογίας είναι ίδιες με αυτές του σχήματος 2.5. Ιδανικά αποτελέσματα δίνει η συντελεστής n_{opt} , ο οποίος όμως διατηρεί την εξάρτηση του από το δυναμικό επιφανείας.

του συντελεστή κλίσης σε ένα ενδιαμέσο σημείο, της μορφής $\psi_S = \psi_0 + k \cdot v_P$, όπου το k παίρνει τιμές από 0 ως 1, εξίσωση (2.65).

$$n_{s,k} \equiv 1 + \frac{\hat{\gamma}}{2 \cdot \sqrt{\psi_0 + k \cdot v_P}} \quad (2.65)$$

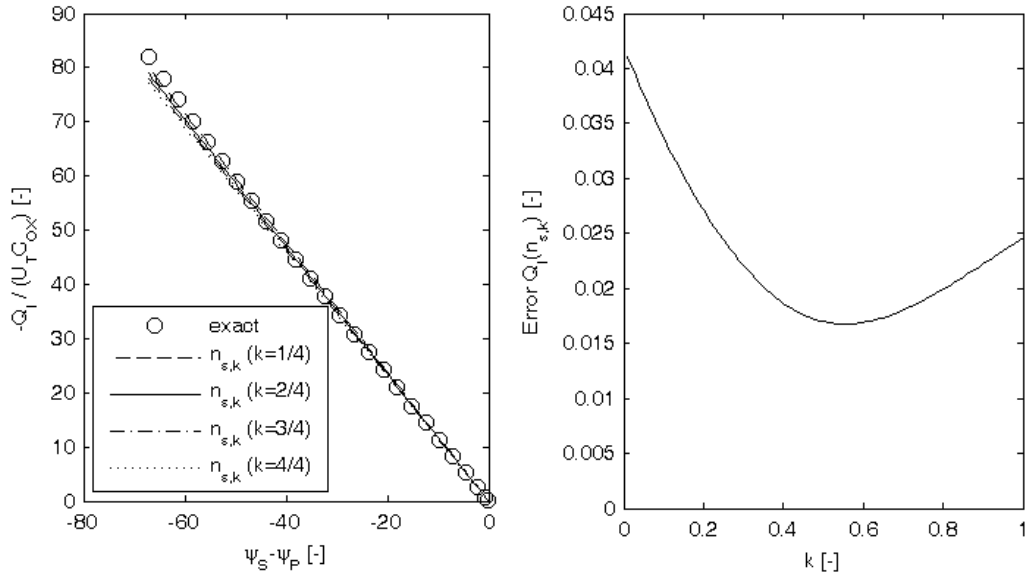
Στο σχήμα 2.17 παρουσιάζεται μία ανάλυση του σφάλματος στην γραμμικοποίηση του αναστρέφοντος φορτίου με την χρήση του συντελεστή κλίσης $n_{s,k}$, ως προς την τιμή του k . Η περίπτωση του $k = \frac{1}{2}$ εμφανίζεται σαν μία πολύ καλή εκτίμηση η οποία ελαχιστοποιεί το σφάλμα της γραμμικοποίησης του αναστρέφοντος φορτίου σε σχέση το δυναμικό επιφανείας.

2.2.5.3 Ρεύμα καναλιού με βάση την γραμμικοποιημένη σχέση μεταξύ αναστρέφοντος φορτίου και δυναμικού επιφανείας

Η σχέση (2.45) απλοποιεί σημαντικότερα την ολοκλήρωση της (2.31). Η διαφορίση της (2.45) δίνει την (2.66).

$$\frac{d\Psi_S}{dx} = \frac{1}{n \cdot C'_{OX}} \frac{dQ'_I}{dx} \quad (2.66)$$

Η (2.66) επιτρέπει την αλλαγή μεταβλητής ολοκλήρωσης του πρώτου ολοκληρώματος (*drift*) της σχέσης (2.35) οδηγώντας στην σχέση (2.67).



Σχήμα 2.17: Σύγκριση της γραμμικοποιημένης σχέσης (2.45) με την ακριβή (*exact*), εξίσωση (2.27), με βάση τον συντελεστή $n_{s,k}$ και για διάφορες τιμές του k . Για τον υπολογισμό του ψ_0 χρησιμοποιήθηκε ο όρος $m = v'_{sh, n=n_0} (2\phi_F)$. Οι παράμετροι της τεχνολογίας είναι ίδιες με αυτές του σχήματος 2.5. Το RMS σφάλμα εξαρτάται και από το εύρος τιμών όπου θα μελετηθεί. Σε κάθε περίπτωση η επιλογή του $k = \frac{1}{2}$ δίνει σφάλμα κοντά στην ελάχιστη τιμή του. Υπογραμμίζεται ότι η χρήση του $n_{s,k}$, με $k = \frac{1}{2}$, δίνει σφάλμα περίπου ίδιο με την χρήση των συντελεστών n_{WI} και n_{sec} .

$$\begin{aligned}
 I_{DS} &= \mu \cdot \frac{W_{eff}}{L_{eff}} \cdot \left(\underbrace{\int_{Q'_I(0)}^{Q'_I(L_{eff})} -\frac{Q'_I}{n \cdot C'_{OX}} dQ'_I}_{drift} + U_T \cdot \underbrace{\int_{Q'_I(0)}^{Q'_I(L_{eff})} dQ'_I}_{diffusion} \right) \iff \\
 \iff I_{DS} &= \mu \cdot \frac{W_{eff}}{L_{eff}} \cdot \left(\underbrace{\frac{Q_I'^2(0) - Q_I'^2(L_{eff})}{2 \cdot n \cdot C'_{OX}}}_{drift} + \underbrace{U_T \cdot (Q'_I(0) - Q'_I(L_{eff}))}_{diffusion} \right)
 \end{aligned} \tag{2.67}$$

Οι συμβολισμοί $Q'_I(0)$ και $Q'_I(L_{eff})$ αντιστοιχούν στο αναστρέφον φορτίο στις θέσεις του καναλιού 0 και L_{eff} . Οι θέσεις αυτές, όπως έχουν οριστεί στο σχήμα 2.6, αντιστοιχούν με την σειρά τους στους ακροδέκτες source και drain. Για την καλλίτερη σύνδεση των μεγεθών με τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά τους και όχι με τα φυσικά χαρακτηριστικά τους, εισάγονται οι συμβολισμοί της σχέσης (2.68).

$$Q'_{I,S} \equiv Q'_I(0), \quad Q'_{I,D} \equiv Q'_I(L_{eff}) \tag{2.68}$$

Με την βοήθεια των νέων συμβολισμών της (2.68), η (2.67) μπορεί να πάρει την μορφή της (2.69).

$$\begin{aligned}
 I_{DS} &= \mu \cdot \frac{W_{eff}}{L_{eff}} \cdot \left(\underbrace{\frac{Q'_{I,S}{}^2 - Q'_{I,D}{}^2}{2 \cdot n \cdot C'_{OX}}}_{drift} + \underbrace{U_T \cdot (Q'_{I,S} - Q'_{I,D})}_{diffusion} \right) \iff \\
 \iff I_{DS} &= \mu \cdot \frac{W_{eff}}{L_{eff}} \cdot \left(\underbrace{\frac{Q'_{I,S}{}^2}{2 \cdot n \cdot C'_{OX}} + U_T \cdot Q'_{I,S}}_{forward} - \underbrace{\frac{Q'_{I,D}{}^2}{2 \cdot n \cdot C'_{OX}} - U_T \cdot Q'_{I,D}}_{reverse} \right)
 \end{aligned} \tag{2.69}$$

Στην εξίσωση (2.69) διαχωρίστηκαν οι όροι του ρεύματος σε δύο συνιστώσες. Μία που σχετίζεται τον ακροδέκτη source, και συνεπώς με την πόλωση αυτού, η οποία ονομάζεται πρόσω ρεύμα (forward current), και μία δεύτερη που σχετίζεται με τον ακροδέκτη drain, η οποία ονομάζεται ανάστροφο ρεύμα (reverse current). Για την καλλίτερη περιγραφή των δύο αυτών συνιστωσών μπορεί να χρησιμοποιηθεί η σχέση (2.34) η οποία με την σειρά της μπορεί να δώσει την σχέση (2.70).

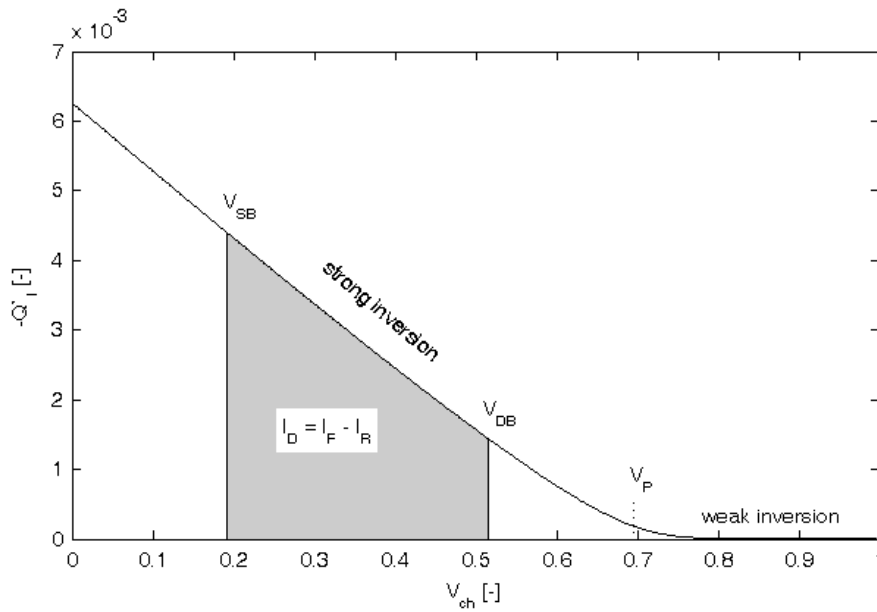
$$\begin{aligned}
 I_{DS} &= \mu \cdot \frac{W_{eff}}{L_{eff}} \cdot \int_{V_{SB}}^{V_{DB}} -Q'_I dV_{ch} \iff \\
 \iff I_{DS} &= \underbrace{\mu \cdot \frac{W_{eff}}{L_{eff}} \cdot \int_{V_{SB}}^{\infty} -Q'_I dV_{ch}}_{I_F} - \underbrace{\mu \cdot \frac{W_{eff}}{L_{eff}} \cdot \int_{V_{DB}}^{\infty} -Q'_I dV_{ch}}_{I_R}
 \end{aligned} \tag{2.70}$$

Στο σχήμα 2.18 παρουσιάζεται μία γραφική απεικόνιση των δύο συνιστωσών, πρόσω και αναστρέφον ρεύμα, ή αλλιώς I_F και I_R αντίστοιχα. Σημειώνεται, επίσης, ότι το I_F έχει φορά από το drain προς το source, όπως και το I_{DS} , ενώ το I_R έχει ανάστροφη φορά, από το source προς το drain.

Η σχέση (2.69) μπορεί να απλοποιηθεί σημαντικά με την χρήση κανονικοποιητικών παραγόντων, όπως της θερμικής τάσης για τα δυναμικά και του Q'_{spec} για τα φορτία, σχέση (2.49). Για την περίπτωση των ρευμάτων ορίζεται ο παράγοντας I_{spec} , όπως φαίνεται στην σχέση (2.71), στην οποία ορίζονται επίσης τα κανονικοποιημένα αναστρέφοντα φορτία στους ακροδέκτες source και drain, q_s και q_d , καθώς και τα κανονικοποιημένα ρεύματα καναλιού (i_{ds}), η πρόσω συνιστώσα του (i_f) καθώς και η αναστρέφουσα (i_r). Είναι χαρακτηριστική η απλότητα της μορφής της (2.71), η οποία επιτυγχάνεται μέσα από την χρήση κανονικοποιητικών παραγόντων.

$$\begin{aligned}
 i_{ds} &\equiv \frac{I_{DS}}{I_{spec}} = \frac{Q'_{I,S}{}^2}{Q'_{spec}{}^2} + \frac{Q'_{I,S}}{Q'_{spec}} - \frac{Q'_{I,D}{}^2}{Q'_{spec}{}^2} - \frac{Q'_{I,D}}{Q'_{spec}} = q_s^2 + q_s - q_d^2 - q_d = i_f - i_r \\
 I_{spec} &\equiv 2 \cdot n \cdot U_T^2 \cdot \mu \cdot C'_{OX} \frac{W_{eff}}{L_{eff}}, \\
 q_s &\equiv \frac{Q'_{I,S}}{Q'_{spec}}, \quad q_d \equiv \frac{Q'_{I,D}}{Q'_{spec}}, \quad i_f \equiv \frac{I_F}{I_{spec}} = q_s^2 + q_s, \quad i_r \equiv \frac{I_R}{I_{spec}} = q_d^2 + q_d
 \end{aligned} \tag{2.71}$$

Υπογραμμίζεται σε αυτό το σημείο η σύνδεση μεταξύ των κανονικοποιημένων πρόσω και αναστρέφοντος ρεύματος και των κανονικοποιημένων αναστρέφοντων φορτίων



Σχήμα 2.18: Το ρεύμα του καναλιού σαν ολοκλήρωμα του αναστρέφοντος φορτίου ως προς την τάση στο κανάλι. Το ολοκλήρωμα μπορεί να υπολογιστεί σαν την διαφορά δύο γενικευμένων ολοκληρωμάτων όπου το ένα έχει σαν κάτω όριο την τάση στο source και δίνει την συνιστώσα πρόσω ρεύματος (I_F), ενώ το δεύτερο έχει κάτω όριο την τάση στο drain και δίνει την συνιστώσα αναστρέφοντος ρεύματος (I_R). Στο σχήμα έχει αγνοηθεί ο όρος $\mu \cdot \frac{W_{eff}}{L_{eff}}$ για λόγους απλότητας. Οι παράμετροι της τεχνολογίας είναι ίδιες με αυτές του σχήματος 2.5, ενώ η τάση στην πύλη έχει τιμή $V_{GB} = V_{FB} + 85 \cdot U_T$.

στους ακροδέκτες source και drain του τρανζίστορ, αντίστοιχα. Η μεταξύ τους σχέση μπορεί να λυθεί και αναλυτικά οδηγώντας στις σχέσεις (2.72).

$$\begin{aligned} i_f = q_s^2 + q_s &\iff q_s = \sqrt{\frac{1}{4} + i_f} - \frac{1}{2} \\ i_r = q_d^2 + q_d &\iff q_d = \sqrt{\frac{1}{4} + i_r} - \frac{1}{2} \end{aligned} \quad (2.72)$$

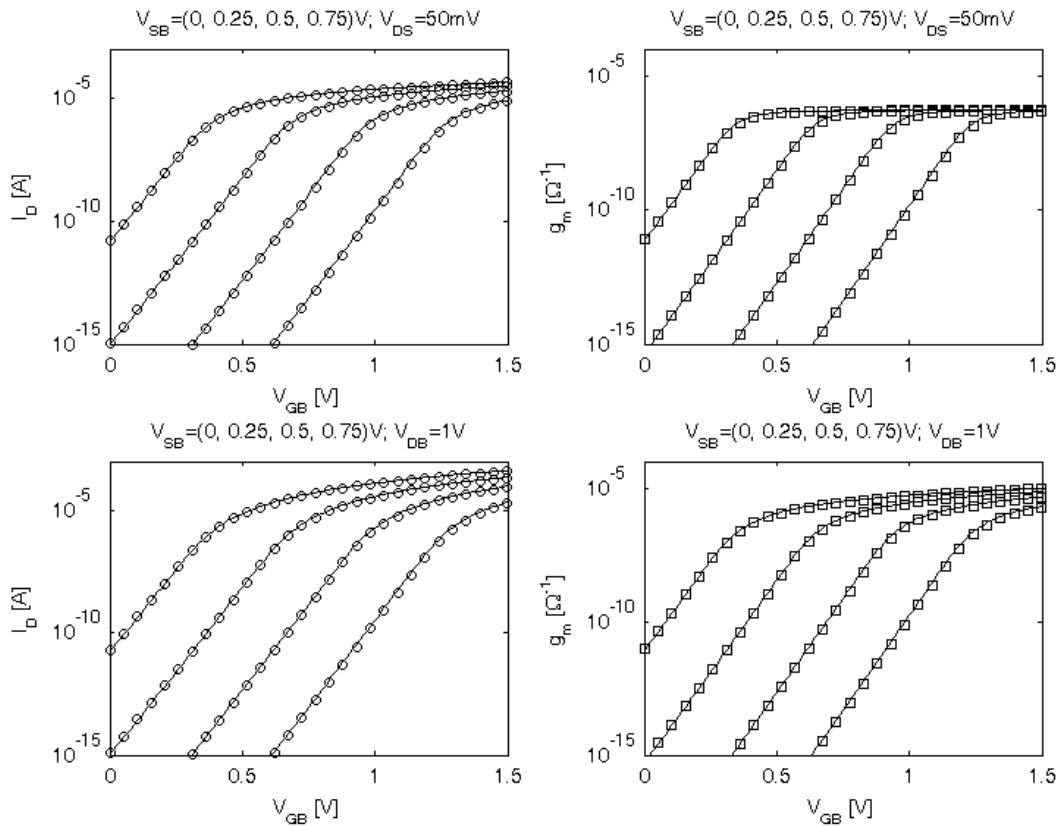
Από την άλλη, τα κανονικοποιημένα αναστρέφοντα φορτία q_s και q_d συνδέονται μέσω της σχέσης (2.56) με την τάση pinch-off και, αντικαθιστώντας την τάση του καναλιού, την τάση στους ακροδέκτες source και drain αντίστοιχα, όπως φαίνεται στην σχέση (2.73), στην οποία τον ρόλο της αντίστροφης της συνάρτησης F μπορεί να προσφέρει, ενδεικτικά, η συνάρτηση (2.59), ενώ με v_{SB} και v_{DB} συμβολίζονται οι κανονικοποιημένες διαφορές δυναμικού στους ακροδέκτες source και drain σε σχέση με τον ακροδέκτη του σώματος.

$$\begin{aligned} q_s = F^{-1}(v_P - v_{SB}), \quad v_{SB} &\equiv \frac{V_{SB}}{U_T} \\ q_d = F^{-1}(v_P - v_{DB}), \quad v_{DB} &\equiv \frac{V_{DB}}{U_T} \end{aligned} \quad (2.73)$$

Το πρόβλημα της εξίσωσης (2.36) ήταν η πολυπλοκότητα της. Με την άνωθεν ανάλυση ξεπεράστηκε η πολυπλοκότητα της εξαγωγής του ρεύματος καναλιού από τις

υπολογισμός	σχέση
1 δυναμικό επιφανείας μηδενικού φορτίου (Ψ_P)	(2.44)
2 Ψ_0	(2.53), $m = v'_{sh,n=1,2}(2\phi_F)$
3 τάση μηδενικού φορτίου (pinch-off) (V_P)	(2.55)
4 συντελεστής κλίσης (n)	(2.65), $k = \frac{1}{2}$
5 κανονικοποιημένα αναστρέφοντα φορτία (q_s, q_d)	(2.73), (2.59)
6 ρεύμα καναλιού (I_{DS})	(2.71)

Πίνακας 2.1: Πλήρες, αναλυτικό μοντέλο ρεύματος ιδανικού τρανζίστορ



Σχήμα 2.19: Σύγκριση μεταξύ του αναλυτικού μοντέλου του πίνακα 2.1 και του ιδανικού μοντέλου της εξίσωσης (2.36). Οι παράμετροι της τεχνολογίας είναι ίδιες με αυτές του σχήματος 2.5, ενώ έχει προστεθεί η υπόθεση για την τιμή της κινητικότητας, $\mu = 0.1 \frac{m^2}{V \cdot s}$, και των δύο διαστάσεων του τρανζίστορ, $W_{eff} = L_{eff} = 10.0 \mu m$. Η πόλωση των αναλύσεων εμφανίζεται άνωθεν κάθε γραφήματος. Παρουσιάζεται εκτός από το ρεύμα I_{DS} και η διαγωγιμότητα (transconductance) του τρανζίστορ, η οποία ορίζεται ως $g_m = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_G}$. Το αναλυτικό μοντέλο (γραμμές), παρά τις απλοποιήσεις, διατηρεί μία απόκριση πολύ κοντινή σε αυτή του ιδανικού μοντέλου (σύμβολα).

εξωτερικές τάσεις, με την βοήθεια της γραμμικοποίησης του αναστρέφοντος φορτίου ως προς το δυναμικό επιφανείας και μίας σειράς προσεγγίσεων. Συνολικά οι άνωθεν εξισώσεις μπορούν να συνθέσουν ένα απλοποιημένο μοντέλο υπολογισμού ρεύματος. Επιγραμματικά, παρουσιάζονται συγκεντρωμένες οι εξισώσεις που απαιτούνται για την σύνθεση ενός αναλυτικού μοντέλου στον πίνακα 2.1, ώστε να γίνει κατανοητότερη η δομή του. Είναι σαφές ότι μπορούν να υπάρξουν με μικροαλλαγές διάφορες εκδοχές του μοντέλου, για παράδειγμα επιλέγοντας διαφορετικό τύπο υπολογισμού του συντελεστή κλίσης.

Στον πίνακα 2.1 εισάγεται και η έννοια της παραμέτρου. Για τον υπολογισμό του Ψ_0 , χρησιμοποιείται μία εκτίμηση του m , βάσει μίας τιμής του n , η οποία παρουσιάζεται, σχετικά, αυθαίρετη. Το m , ή το n με βάση το οποίο υπολογίζεται, μπορεί να θεωρηθεί σαν μία παράμετρος του μοντέλου, η τιμή της οποίας θα υπολογιστεί με στόχο την προσαρμογή των αποτελεσμάτων του μοντέλου, κατά το δυνατόν πλησιέστερα, σε κάποιο δεδομένο στόχο. Στην προκειμένη, τα δεδομένα αυτά είναι τα αποτελέσματα του μοντέλου της εξίσωσης (2.36). Στην γενικότερη περίπτωση ο στόχος είναι οι μετρήσεις που έχουν γίνει πάνω σε μία συγκεκριμένη τεχνολογία.

Το ερώτημα που τίθεται πλέον είναι αν το κόστος σε ακρίβεια του μοντέλου είναι αρκετά μικρό. Στο σχήμα 2.19 παρουσιάζεται μία σύγκριση μεταξύ των δύο μοντέλων. Συγκρίνεται το μοντέλο που εμφανίζεται στον πίνακα 2.1 με αυτό που στηρίζεται στην εξίσωση (2.36). Τα αποτελέσματα δείχνουν ότι το απλοποιημένο αναλυτικό μοντέλο δίνει αποτελέσματα πολύ κοντινά σε αυτά του πλήρους μη αναλυτικού μοντέλου. Το όφελος από την άποψη της πολυπλοκότητας είναι, δε, ουσιώδες καθώς το μοντέλο της εξίσωσης (2.36) δεν λύνεται αναλυτικά και απαιτεί αριθμητικές τεχνικές επίλυσης.

2.2.5.4 Κατανομή μεγεθών κατά μήκος του καναλιού

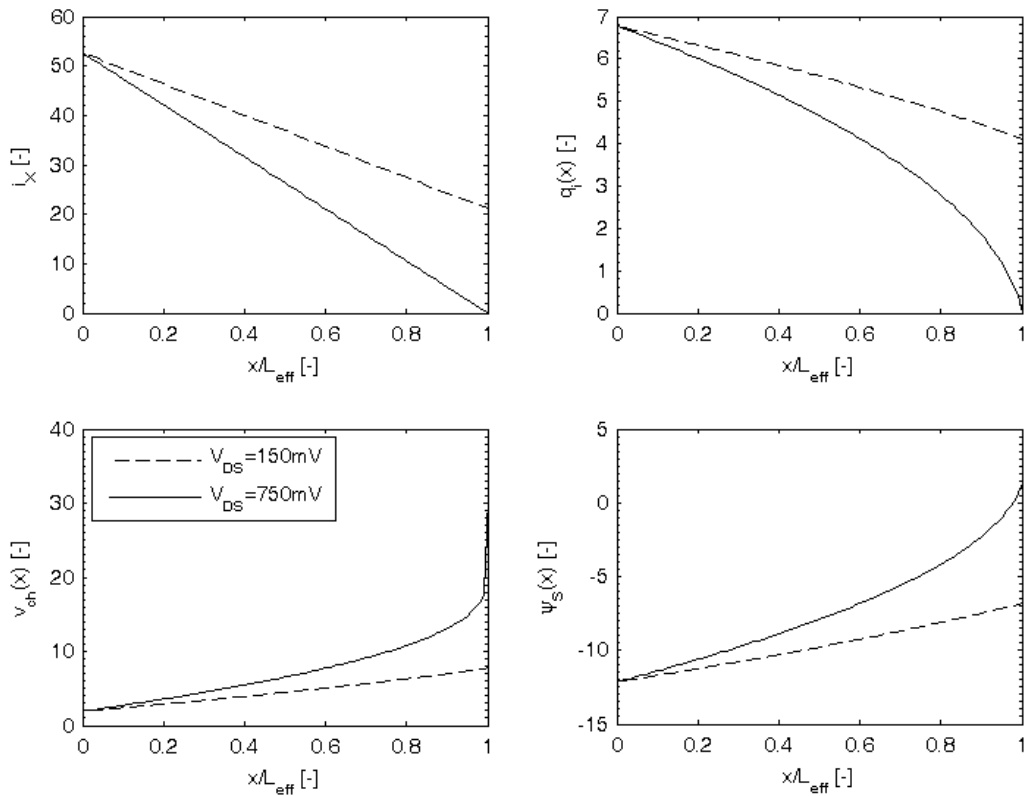
Με την εισαγωγή των δύο ακροδεκτών source και drain στα άκρα του καναλιού και θέτοντας τους δύο αυτούς ακροδέκτες σε διαφορετικό δυναμικό, σχήμα 2.13, και όπως παρατηρήθηκε ήδη, η ομοιομορφία κατά μήκος του καναλιού δεν ισχύει πλέον. Τα διάφορα μεγέθη ορίζονται σαν συναρτήσεις της θέσης πάνω στον άξονα του μήκους του καναλιού. Κατά πλάτος του καναλιού, η ομοιομορφία θεωρείται ακόμα δεδομένη, αγνοώντας το μικρό μέρος του καναλιού που βρίσκεται στην άκρη του καναλιού, σε σχέση με το υπόλοιπο μέρος της διάταξης. Σε αυτήν την παράγραφο θα μελετηθεί η μορφή των συναρτήσεων θέσης διαφόρων μεγεθών που αλλάζουν κατά μήκος του καναλιού.

Εισάγεται σε αυτό το σημείο η έννοια του γενικευμένου ρεύματος κορεσμού⁴, σαν συνάρτηση της θέσης του καναλιού (I_X) [10, 14], και σε κανονικοποιημένη μορφή (i_X). Αυτό το ρεύμα δίνεται από το ολοκλήρωμα που παρουσιάζεται στην σχέση (2.74). Η φυσική σημασία αυτού του μεγέθους είναι το ρεύμα καναλιού ενός τρανζίστορ, μήκους L_{eff} όπου στον ακροδέκτη source έχει τάση $V_{ch}(x)$ και στον ακροδέκτη drain έχει μία τάση πολύ μεγαλύτερη από την V_P ($V_{DB} \gg V_P$). Υπενθυμίζεται εδώ ότι η τιμή της μεταβλητής θέσης x κινείται μέσα στα όρια του καναλιού, παίρνει, συνεπώς, τιμές από 0, ακροδέκτης source, μέχρι L_{eff} , ακροδέκτης drain, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.13. Επίσης, υπενθυμίζεται ότι, η τάση του καναλιού στα δύο άκρα παίρνει την τιμή της τάσης των εξωτερικών ακροδεκτών source και drain, $V_{ch}(0) = V_{SB}$ και $V_{ch}(L_{eff}) = V_{DB}$.

⁴η ονομασία αυτή δικαιολογείται στην παράγραφο 2.2.7

$$I_X \equiv \mu \cdot \frac{W_{eff}}{L_{eff}} \cdot \int_{V_{ch}(x)}^{\infty} -Q'_I dV_{ch}, \quad i_X = \frac{I_X}{I_{spec}} \quad (2.74)$$

Ένα νοητικό πείραμα, που βοηθάει στην εξαγωγή συμπερασμάτων σχετικά με την κατανομή μεγεθών κατά μήκος του καναλιού, είναι να θεωρηθεί ένα μέρος του καναλιού σαν ολόκληρο τρανζίστορ. Ας οριστεί ένα τρανζίστορ ότι από την θέση 0 ως την θέση x . Αυτό το τρανζίστορ θα έχει στον ακροδέκτη του source ίδια τάση με το όλο τρανζίστορ, έστω συμβολικά $V'_{SB} = V_{SB}$, ενώ στον ακροδέκτη drain θα έχει την τάση που έχει το κανάλι στην θέση x , $V'_{DB} = V_{ch}(x)$. Το ρεύμα του μικρότερου καναλιού, έστω I_{XS} , αυτού θα είναι ίδιο με αυτό του όλου καναλιού, έστω I_{DS} , καθότι το κανάλι είναι ηλεκτρικά απομονωμένο από την υπόλοιπη διάταξη. Συνεπώς ισχύει η σχέση (2.75), βάσει της οποίας μπορεί να υπολογιστεί το I_X συναρτήσει της θέσης και του ρεύματος του όλου καναλιού.



Σχήμα 2.20: Το κανονικοποιημένο γενικευμένο ρεύμα κορεσμού, το κανονικοποιημένο αναστρέφον φορτίο, η κανονικοποιημένη τάση καναλιού και το κανονικοποιημένο δυναμικό επιφανείας συναρτήσει της θέσης στο κανάλι, για δύο διαφορετικές πολώσεις. Οι παράμετροι της τεχνολογίας είναι ίδιες με αυτές του σχήματος 2.5. Και στις δύο πολώσεις ισχύει ότι $V_{SB} = 50mV$ και $V_{GB} = 900mV$. Η διαφορά μεταξύ των προφίλ των δύο πολώσεων είναι χαρακτηριστική, καθώς στην δεύτερη περίπτωση, όπου ισχύει ότι $V_{DB} \gg V_P$, τόσο το γενικευμένο ρεύμα κορεσμού όσο και το αναστρέφον φορτίο πλησίον του ακροδέκτη drain είναι πολύ κοντά στο μηδέν.

$$\begin{aligned} I_{XS} = I_{DS} &\iff \frac{x}{L_{eff}} \cdot (I_F - I_X) = I_F - I_R \iff \\ I_X = I_F - \frac{x}{L_{eff}} \cdot (I_F - I_R) &\iff i_X = i_f - \frac{x}{L_{eff}} \cdot (i_f - i_r) \end{aligned} \quad (2.75)$$

Το κανονικοποιημένο γενικευμένο ρεύμα κορεσμού συνδέεται με το κανονικοποιημένο αναστρέφον φορτίο της θέσης x , όπως τα q_s και q_d συνδέονται με τα i_f και i_r , σχέσεις (2.72). Ορίζεται, δε, το κανονικοποιημένο αναστρέφον φορτίο στην θέση x , που θα δίνεται από την σχέση (2.76).

$$q_I(x) = \sqrt{\frac{1}{4} + i_X} - \frac{1}{2} \iff i_X = q_I^2(x) + q_I(x) \quad (2.76)$$

Το, δε, κανονικοποιημένο αναστρέφον φορτίο θέσης συνδέεται με την τάση του καναλιού στην αντίστοιχη θέση. Επιλύοντας την σχέση (2.56) ως προς την τάση καναλιού στην θέση x βρίσκεται η σχέση (2.77).

$$v_{ch}(x) = v_P - 2 \cdot q_I(x) - \ln q_I(x) \quad (2.77)$$

Τέλος, το κανονικοποιημένο δυναμικό επιφανείας σαν συνάρτηση της θέσης δίνεται από την εξίσωση (2.51), η οποία επαναγράφεται εδώ, με τους τρέχοντες συμβολισμούς, και παίρνει την μορφή της (2.78).

$$\psi_S(x) = \psi_P - 2 \cdot q_I(x) \quad (2.78)$$

Η κατανομή των άνωθεν μεγεθών κατά μήκος του καναλιού, για δύο διαφορετικές πολώσεις, φαίνονται στο σχήμα 2.20.

2.2.5.5 Διαγωγιμότητες ρεύματος καναλιού

Με την μέχρι εδώ ανάλυση έχει μελετηθεί η στατική απόκριση ρεύματος καναλιού του τρανζίστορ ως προς τις τάσεις στους ακροδέκτες του. Το επόμενο στάδιο είναι να μελετηθεί η ανάλυση μικρού σήματος ως προς το ρεύμα του καναλιού, δηλαδή οι παράγωγοι του ρεύματος ως προς τις τάσεις στους ακροδέκτες του τρανζίστορ. Θεωρώντας μικρές μεταβολές στις τάσεις στους τέσσερις ακροδέκτες του τρανζίστορ (ΔV_G , ΔV_S , ΔV_D , ΔV_B), και κάνοντας μία πρώτη τάξης ανάλυση, μπορεί να γραφτεί η εξίσωση (2.79), που αφορά στην μεταβολή του ρεύματος του καναλιού (ΔI_{DS}).

$$\begin{aligned} \Delta I_{DS} &= \underbrace{\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GB}}}_{g_{mg}} \cdot \Delta V_{GB} + \underbrace{\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{SB}}}_{g_{ms}} \cdot \Delta V_{SB} + \underbrace{\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DB}}}_{g_{md}} \cdot \Delta V_{DB} \iff \\ \iff \Delta i_{ds} &= \hat{g}_{mg} \cdot v_{GB} + \hat{g}_{ms} \cdot v_{SB} + \hat{g}_{md} \cdot v_{DB} \\ \hat{g}_{mg} &\equiv \frac{g_{mg}}{G_{spec}}, \quad \hat{g}_{ms} \equiv \frac{g_{ms}}{G_{spec}}, \quad \hat{g}_{md} \equiv \frac{g_{md}}{G_{spec}}, \\ G_{spec} &\equiv \frac{I_{spec}}{U_T} = 2 \cdot n \cdot U_T \cdot \mu \cdot C'_{OX} \cdot \frac{W_{eff}}{L_{eff}} \end{aligned} \quad (2.79)$$

Στην εξίσωση (2.79) ορίζονται οι τέσσερις διαγωγιμότητες (transconductances) του στοιχείου, σε κανονική και σε κανονικοποιημένη μορφή. Επίσης εμφανίζεται ο

κανονικοποιητικός παράγοντας για τις αγωγιμότητες (G_{spec}), που ορίζεται, για λόγους συνέπειας, σαν ο λόγος των αντίστοιχων κανονικοποιητικών παραγόντων του ρεύματος και της τάσης. Υπογραμμίζεται εδώ ότι, για την μετάβαση στην κανονικοποιημένη μορφή της (2.79), έχει θεωρεί αμελητέα η εξάρτηση των κανονικοποιητικών παραγόντων ως προς τις τάσεις των ακροδεκτών. Διαφορίζοντας, δε, την κανονικοποιημένη σχέση (2.71) εξάγονται οι διαφορικές σχέσεις (2.80).

$$\begin{aligned} \partial i_{ds} &= \partial i_f - \partial i_r, \\ \frac{\partial i_f}{\partial q_s} &= 2q_s + 1, \quad \frac{\partial q_s}{\partial v_S} = \frac{-q_s}{2q_s + 1}, \quad \hat{g}_{ms} = \frac{\partial i_{ds}}{\partial v_S} = -q_s \\ \frac{\partial i_r}{\partial q_d} &= 2q_d + 1, \quad \frac{\partial q_d}{\partial v_D} = \frac{-q_d}{2q_d + 1}, \quad \hat{g}_{md} = \frac{\partial i_{ds}}{\partial v_D} = q_d \end{aligned} \quad (2.80)$$

Για την διαφόριση ως προς την τάση στην πύλη απαιτείται να προηγηθεί η διαφόριση της v_P ως προς v_{GB} . Στο σημείο αυτό εισάγεται για την καλλίτερη απόδοση των εξισώσεων, και κατανόηση τους, ένας δεύτερος συντελεστής κλίσης (n_v). Με βάση τις σχέσεις (2.43) και (2.55), εξάγεται η διαφορική σχέση (2.81).

$$n_v = \left(\frac{\partial V_P}{\partial V_{GB}} \right)^{-1} = 1 + \frac{\gamma}{2 \cdot \sqrt{\Psi_0 + V_P}} \quad (2.81)$$

Από τις σχέσεις (2.71) και (2.81) υπολογίζεται η διαγωγιμότητα ως προς την πύλη, σχέση (2.82).

$$\begin{aligned} \frac{\partial i_f}{\partial v_P} &= q_s, \quad \frac{\partial i_r}{\partial v_P} = q_d, \quad \frac{\partial v_P}{\partial v_{GB}} = \frac{1}{n_v}, \\ \hat{g}_{mg} &= \frac{\partial i_{ds}}{\partial v_{GB}} = \frac{q_s - q_d}{n_v} \end{aligned} \quad (2.82)$$

Επιπρόσθετα, και για λόγους πληρότητας, ορίζεται και η διαγωγιμότητα σε σχέση με τον ακροδέκτη της βάσης. Η τιμή της είναι συμπληρωματική ως προς το μηδέν του αθροίσματος των υπολοίπων, σχέση 2.83.

$$\begin{aligned} g_{mb} &\equiv \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_B} = -g_{ms} - g_{md} - g_{mg}, \\ \hat{g}_{mb} &\equiv \frac{g_{mb}}{G_{spec}} = \frac{(n_v - 1) \cdot (q_s - q_d)}{n_v} = (n_v - 1) \cdot \hat{g}_{mg} \end{aligned} \quad (2.83)$$

Υπογραμμίζεται σε αυτό το σημείο, η συγγένεια, αλλά και η μη ταύτιση, των συντελεστών κλίσης n και n_v , καθώς και η διαφορετικότητα στους ορισμούς τους. Στην ειδική περίπτωση της ασθενούς αναστροφής παρατηρείται μία ταύτιση στις τιμές τους, σχέση 2.62), όπως και στην περίπτωση της εξίσωσης (2.65) με $k = 1$. Χωρίς την εισαγωγή μεγάλου σφάλματος στην μοντελοποίηση θα μπορούσαν οι δύο συντελεστές να θεωρηθούν ίσοι.

2.2.6 Αναλυτικός υπολογισμός φορτίων ακροδεκτών

Πέραν του συνεχούς ρεύματος που ρέει στο κανάλι, στο τρανζίστορ εμφανίζονται και φορτία που συσσωρεύονται και μπορούν να οδηγήσουν στην δημιουργία εναλλασσό-

μενων ρευμάτων. Τα φορτία θεωρείται ότι συσσωρεύονται στους τέσσερις ακροδέκτες του στοιχείου και με βάση αυτά τα φορτία θα υπολογιστούν οι διαχωρητικότητες (transcapacitances) της διάταξης.

Ως εδώ, το αναστρέφον φορτίο έχει μελετηθεί σαν φορτίο ανά μονάδα επιφάνειας και έχει υπολογιστεί για κάθε ένα σημείο ξεχωριστά. Για τον υπολογισμό του αναστρέφοντος φορτίου σε όλο το κανάλι (Q_I), απαιτείται η επιφανειακή ολοκλήρωσή του σε όλη την έκταση του καναλιού. Η ολοκλήρωση αυτή γίνεται αλλάζοντας την μεταβλητή ολοκλήρωσης και χρησιμοποιώντας την i_X από την εξίσωση (2.75), η διαφορίση της οποίας δίνει την σχέση (2.84).

$$dx = -\frac{L_{eff}}{i_f - i_r} di_X \quad (2.84)$$

Από την άλλη, το ολοκλήρωμα που εκφράζει το σύνολο του αναστρέφοντος φορτίου εμφανίζεται στην εξίσωση (2.85). Στην (2.85) ορίζεται και ο κανονικοποιητικός παράγοντας που αφορά στα φορτία σε απόλυτες μονάδες (Q_{spec}), και όχι ανά μονάδα επιφάνειας. Το αναστρέφον φορτίο θεωρείται ότι συσσωρεύεται στο κανάλι.

$$\begin{aligned} Q_I &= W_{eff} \cdot \int_0^{L_{eff}} Q'_I dx = -\frac{W_{eff} \cdot L_{eff}}{i_f - i_r} \cdot Q'_{spec} \cdot \int_{i_f}^{i_r} q_I di_X = \\ &= -\frac{W_{eff} \cdot L_{eff}}{i_f - i_r} \cdot Q'_{spec} \cdot \int_{i_f}^{i_r} \left(\sqrt{\frac{1}{4} + i_X} - \frac{1}{2} \right) di_X = \\ &= -Q_{spec} \cdot \frac{\frac{2}{3} \cdot \left(\sqrt{\frac{1}{4} + i_r} \right)^3 - \frac{1}{2} \cdot i_r - \left(\sqrt{\frac{1}{4} + i_f} \right)^3 + \frac{1}{2} \cdot i_f}{i_f - i_r} = \\ &= Q_{spec} \cdot \frac{\frac{2}{3} \cdot (q_s^2 + q_s \cdot q_d + q_d^2) + \frac{1}{2} \cdot (q_s + q_d)}{q_s + q_d + 1}, \end{aligned} \quad (2.85)$$

$$Q_{spec} \equiv Q'_{spec} \cdot W_{eff} \cdot L_{eff}$$

Το φορτίο του καναλιού θεωρείται σαν το άθροισμα των συσσωρευμένων φορτίων των ακροδεκτών source και drain. Ο καταμερισμός του φορτίου δύναται να γίνει βάση ενός γραμμικού σχήματος [26]. Με βάση αυτό, ορίζονται τα φορτία των ακροδεκτών source (Q_S) και drain (Q_D) όπως εμφανίζονται στην σχέση (2.86).

$$\begin{aligned} Q_S &= W_{eff} \cdot \int_0^{L_{eff}} \frac{1-x}{L_{eff}} \cdot Q'_I dx = \\ &= -Q_{spec} \frac{\frac{2}{5}q_s^3 + \frac{4}{5}q_s^2q_d + \frac{8}{15}q_sq_d^2 + \frac{4}{15}q_d^3 + \frac{3}{4}q_s^2 + \frac{5}{6}q_sq_d + \frac{5}{12}q_d^2 + \frac{1}{3}q_s + \frac{1}{6}q_d}{(q_s + q_d + 1)^2} \\ Q_D &= W_{eff} \cdot \int_0^{L_{eff}} \frac{x}{L_{eff}} \cdot Q'_I dx = \\ &= -Q_{spec} \frac{\frac{4}{15}q_s^3 + \frac{8}{15}q_s^2q_d + \frac{4}{5}q_sq_d^2 + \frac{2}{5}q_d^3 + \frac{5}{12}q_s^2 + \frac{5}{6}q_sq_d + \frac{3}{4}q_d^2 + \frac{1}{6}q_s + \frac{1}{3}q_d}{(q_s + q_d + 1)^2} \end{aligned} \quad (2.86)$$

$$Q_I = Q_S + Q_D$$

Σημειώνεται ότι οι εξισώσεις (2.85) και (2.86) ισχύουν και στις περιοχές της εξάντλησης και συσώρευσης, καθώς σε αυτές εκτιμούν ότι τα φορτία Q_I , Q_S και Q_D έχουν μηδενικές τιμές, σύμφωνα με την όλη ανάλυση.

Σε αντίθεση με το φορτίο αναστροφής, που έχει μη μηδενική τιμή μόνο στην αναστροφή, τα φορτία εξάντλησεως και συσσώρευσης (Q_B), οφείλονται να υπολογιστούν σε όλες περιοχές λειτουργίας του στοιχείου, από την συσσώρευση μέχρι την ισχυρή αναστροφή. Από την άλλη, ο υπολογισμός των φορτίων αναστροφής, έχει στηριχτεί σε μία έκφραση του δυναμικού επιφανείας μηδενικού φορτίου (Ψ_P), εξίσωση (2.44), που καλύπτει μόνο την αναστροφή και την εξάντληση. Για αυτό τον λόγο δημιουργείται η ανάγκη της επέκτασης του ορισμού του (Ψ_P) σε όλο το εύρος των τιμών της τάσης της πύλης.

Με αυτό τον στόχο, η ανάλυση είναι αναγκασμένη να επιστρέψει στις αρχικές εξισώσεις, πριν την γραμμικοποίηση του φορτίου αναστροφής. Θεωρώντας εκ νέου την εξίσωση (2.11). Αντικαθιστώντας σε αυτήν το φορτίο στον ημιαγωγό από την εξίσωση (2.29), η οποία έχει εξαχθεί με την υπόθεση ότι το αναστρέφον φορτίο είναι μηδενικό και, συνεπώς, καλύπτει τον ορισμό του δυναμικού επιφανείας μηδενικού φορτίου, μπορεί να εξαχθεί μία σχέση, η (2.87), που δίδει το δυναμικό επιφανείας μηδενικού φορτίου σε μία ευρύτερη περιοχή σε σχέση με την (2.44), η οποία όμως δεν λύνεται αναλυτικά ως προς αυτό. Με $\Psi_{P,exact}$ συμβολίζεται η τιμή του δυναμικού επιφανείας μηδενικού φορτίου, που δίνεται με αυτό τον τρόπο. Σημειώνεται επίσης ότι σε όλη την έκταση των περιοχών της συσσώρευσης και της εξάντλησης, όπου ισχύει ότι το αναστρέφον φορτίο είναι μηδενικό, ισχύει ότι το δυναμικό επιφανείας ισούται με το δυναμικό επιφανείας μηδενικού φορτίου.

$$V_{GB} = V_{FB} + \Psi_{P,exact} \pm \gamma \sqrt{U_T} \sqrt{\exp\left(-\frac{\Psi_{P,exact}}{U_T}\right) + \frac{\Psi_{P,exact}}{U_T} - 1} \quad (2.87)$$

($\pm \rightarrow -$) $\leftrightarrow \Psi_S < 0$, ($\pm \rightarrow +$) $\leftrightarrow \Psi_S > 0$

Προκειμένου να υπολογιστεί μία προσεγγιστική λύση της (2.87), ορίζεται, στην εξίσωση (2.88) ένα ενδιάμεσο μέγεθος, με τον συμβολισμό (Ψ_{PO}), που υπολογίζει μία αναλυτική προσέγγιση του $\Psi_{P,exact}$, η οποία όμως είναι ακριβής μόνο πλησίον του σημείου $V_{GB} = V_{FB}$.

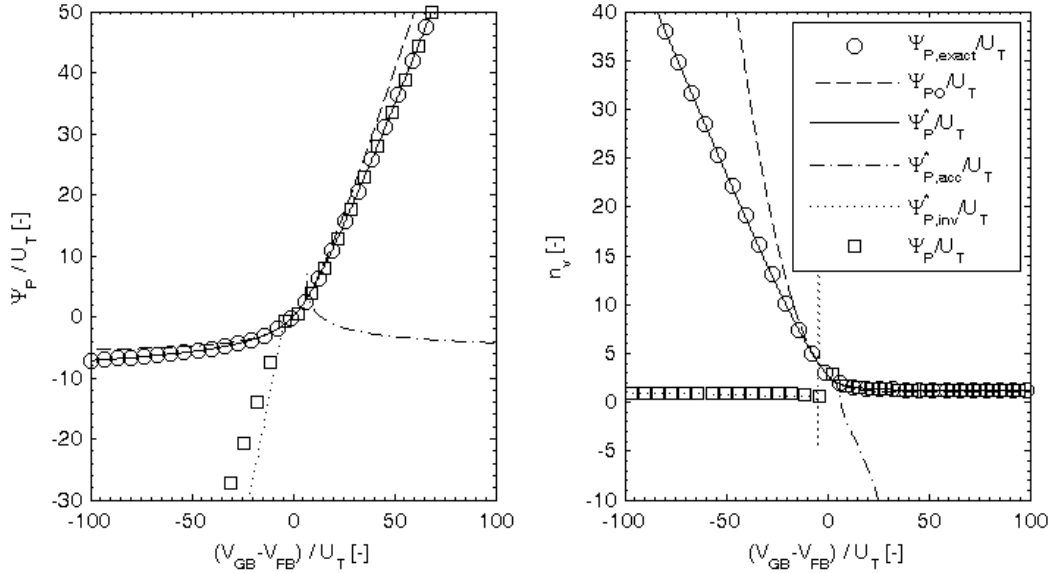
$$\Psi_{PO} \equiv \frac{V_{GB} - V_{FB}}{2} - 3 - \frac{3\gamma}{\sqrt{2}} + \sqrt{\left(\frac{V_{GB} - V_{FB}}{2} - 3 - \frac{3\gamma}{\sqrt{2}}\right)^2 + 6(V_{GB} - V_{FB})} \quad (2.88)$$

Με την βοήθεια του Ψ_{PO} μπορεί να οριστεί μία δίκλαδη συνάρτηση, εξίσωση (2.89), η οποία αντιστρέφει την (2.87) με ικανοποιητική ακρίβεια και συνέχεια.

$$\Psi_P^* \equiv \begin{cases} V_{GB} < V_{FB} \text{ (accumulation)} \\ \Psi_{P,acc}^* \equiv -U_T \ln \left(1 - \frac{\Psi_{PO}}{U_T} + \left(\frac{V_{GB} - V_{FB} - \Psi_{PO}}{\gamma \sqrt{U_T}} \right)^2 \right) \\ \\ V_{GB} \geq V_{FB} \text{ (depletion \& inversion)} \\ \Psi_{P,inv}^* \equiv U_T \left(\left(\sqrt{\frac{V_{GB} - V_{FB}}{U_T} - 1 + e^{-\frac{\Psi_{PO}}{U_T}} + \frac{\gamma^2}{4U_T} - \frac{\gamma}{2\sqrt{U_T}}} \right)^2 + 1 - e^{-\frac{\Psi_{PO}}{U_T}} \right) \end{cases} \quad (2.89)$$

Στο σχήμα 2.21 παρουσιάζεται μία συγκριτική μεταξύ των διαφόρων συναρτήσεων υπολογισμού του δυναμικού επιφανείας μηδενικού φορτίου. Είναι προφανές ότι αυτός ο

υπολογισμός του Ψ_P , (2.89), θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί στο μοντέλο του πίνακα 2.1, αντί της εξίσωσης (2.44). Το πλεονέκτημα αυτής της αντικατάστασης είναι η επέκταση του μοντέλου και στην συσσώρευση, γεγονός όμως που ελάχιστα θα αλλάξει την εκτίμηση του ρεύματος στην περιοχή της αναστροφής. Από την άλλη, ένα μειονέκτημα της χρήσης της (2.89) είναι η αύξηση της πολυπλοκότητας του μοντέλου. Τελικώς, είναι οι ειδικές ανάγκες και η χρήση του μοντέλου που θα κρίνουν την βέλτιστη επιλογή της δομής του.



Σχήμα 2.21: Το δυναμικό επιφανείας μηδενικού φορτίου, υπολογισμένο με διάφορους τρόπους, και ο αντίστοιχος συντελεστής κλίσης n_v , όπως αυτός ορίζεται στην (2.81). Η εξίσωση (2.89), Ψ_P^* , παρέχει μία ακριβή, συνεχή και λεία επίλυση της (2.87), $\Psi_{P,exact}$. Από την άλλη, η λύση που εξήχθη από την αναστροφή, παρέχει μία πολύ καλή προσέγγιση ακόμα και στην περιοχή της εξάντλησης, όπως και η συνάρτηση $\Psi_{P,inv}^*$, (2.89). Στην περιοχή της συσσώρευσης αντίστοιχα παρέχει καλά αποτελέσματα η συνάρτηση $\Psi_{P,acc}^*$, (2.89). Τέλος, υπογραμμίζεται η καλή εκτίμηση της (2.88), Ψ_{PO} , κοντά στην περιοχή όπου $V_{GB} = V_{FB}$.

Για τον υπολογισμό του συνολικού φορτίου του ημιαγωγού, στις περιοχές της εξάντλησης και της συσσώρευσης (Q_B), ένα παρόμοιο ολοκλήρωμα με το (2.85) θα υπολογιστεί. Αντικαθιστώντας στην (2.11) την (2.23), και επιλύοντας ως προς Q'_B , βρίσκεται η σχέση (2.90).

$$Q'_B = -C'_{OX} \cdot (V_{GB} - V_{FB} - \Psi_S) - Q'_I \quad (2.90)$$

Από την άλλη ισχύει η σχέση (2.45), η οποία, αν και έχει εξαχθεί από την γραμμικοποίηση του αναστρέφοντος φορτίου στην αναστροφή, ισχύει και στην συσσώρευση και την εξάντληση, καθώς σε αυτές της περιοχές το αναστρέφον φορτίο είναι μηδενικό και συνεπώς εξ ορισμού ισχύει ότι $\Psi_S = \Psi_P$. Αντικαθιστώντας το δυναμικού επιφανείας, μέσω της (2.45), στην (2.90) εξάγεται η σχέση (2.91).

$$Q'_B = -C'_{OX} \cdot (V_{GB} - V_{FB} - \Psi_P) - \frac{n-1}{n} Q'_I \quad (2.91)$$

Το φορτίο Q_B του όλου καναλιού, που αντιστοιχεί στο φορτίο που συσσωρεύεται στον ακροδέκτη του σώματος, θα εξαχθεί από το ολοκλήρωμα της εξίσωσης (2.92).

$$Q_B = W_{eff} \cdot \int_0^{L_{eff}} Q'_B dx = -C'_{OX} \cdot W_{eff} \cdot L_{eff} \cdot (V_{GB} - V_{FB} - \Psi_P) - \frac{n-1}{n} \cdot Q_I \quad (2.92)$$

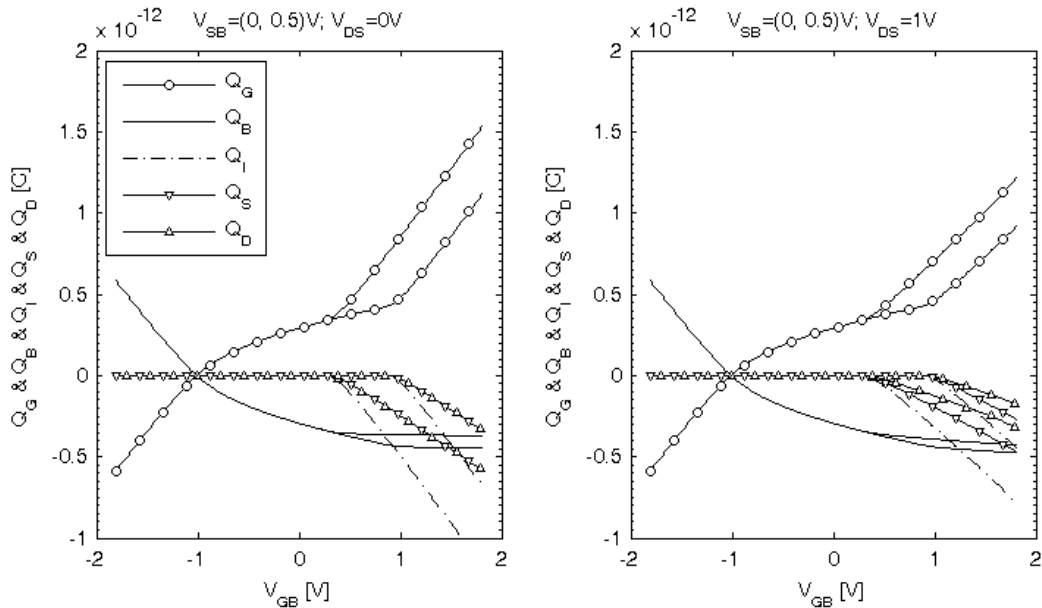
Το ολικό φορτίο του καναλιού (Q_C), αντίστοιχα με την σχέση (2.23), δίνεται από το άθροισμα του αναστρέφοντος φορτίου καναλιού και του φορτίου εξαντλήσεως, σχέση (2.93).

$$Q_C = Q_B + Q_I \quad (2.93)$$

Τέλος, με βάση την σχέση 2.6 και την αρχή διατήρησης του φορτίου, υπολογίζεται το φορτίο στην πύλη (Q_G). Το φορτίο της πύλης είναι προφανές ότι θεωρείται ότι είναι το φορτίο που συσσωρεύεται στον ακροδέκτη της πύλης.

$$Q_G = -Q_C - Q_{OX} \quad (2.94)$$

Υπογραμμίζεται σε αυτό το σημείο η σταθερότητα του φορτίου που είναι παγιδευμένο στον απομονωτή (Q_{OX}), και η ανεξαρτησία του από τις εξωτερικές τάσεις, η οποία οδηγεί στην ανεξαρτησία των διαχωρητικοτήτων της όλης διάταξης από το Q_{OX} . Συνεπώς η ακριβής τιμή δεν επηρεάζει σημαντικά την απόκριση του μοντέλου σε επίπεδο εναλλασσόμενου ρεύματος αλλά μόνο σε επίπεδο απόλυτης εκτίμησης του φορτίου στην πύλη, μέγεθος που δεν έχει ιδιαίτερη ηλεκτρική σημασία.



Σχήμα 2.22: Τα φορτία στους ακροδέκτες της πύλης (στρογγυλά σύμβολα), του σώματος (συνεχής γραμμή), του source (τρίγωνο με γωνία προς τα πάνω) και του drain (τρίγωνο με γωνία προς τα κάτω) συναρτήσει της τάσης V_{GB} . Επίσης σημειώνεται και το συνολικό φορτίο του καναλιού (διακεκομμένη γραμμή) που είναι το άθροισμα των φορτίων του source και του drain. Οι παράμετροι της τεχνολογίας είναι ίδιες με αυτές του σχήματος 2.5. Στην περίπτωση όπου $V_{DS} = 0$ τα φορτία που συσσωρεύονται στους ακροδέκτες στα άκρα του καναλιού είναι ίσα μεταξύ τους. Καθώς αυξάνει η τάση V_{SB} οι καμπύλες στην αναστροφή μετατοπίζονται αριστερότερα, δηλαδή η αναστροφή αρχίζει σε μεγαλύτερη τάση V_{GB} . Η τιμή του φορτίου Q_{OX} αντιστοιχεί απλώς σε μία κατακόρυφη μετατόπιση του φορτίου της πύλης. Όταν $V_{GB} = V_{FB}$ το φορτίο του σώματος έχει μηδενική τιμή.

Στο σχήμα 2.22 απεικονίζονται τα φορτία όπως αυτά υπολογίζονται από τις εξισώσεις (2.86), (2.92) και (2.6). Το, δε, δυναμικό επιφανείας μηδενικού φορτίου έχει υπολογιστεί με βάση την σχέση (2.87), η οποία ισχύει σε όλο το εύρος των τιμών της τάσης στην πύλη.

2.2.6.1 Διαχωρητικότητες

Με βάση τα φορτία στους ακροδέκτες της διάταξης υπολογίζονται οι διαχωρητικότητες της διάταξης. Πιο συγκεκριμένα, εφόσον η διάταξη έχει τέσσερις ακροδέκτες, ορίζονται δεκαέξι διαχωρητικότητες. Ο ορισμός των φαίνεται στην σχέση (2.95).

$$C_{XY} = \delta_{XY} \cdot \frac{\partial Q_X}{\partial V_Y}, \quad \delta_{XY} = \begin{cases} +1, & X = Y \\ -1, & X \neq Y \end{cases}, \quad X, Y = \{G, S, B, D\}$$

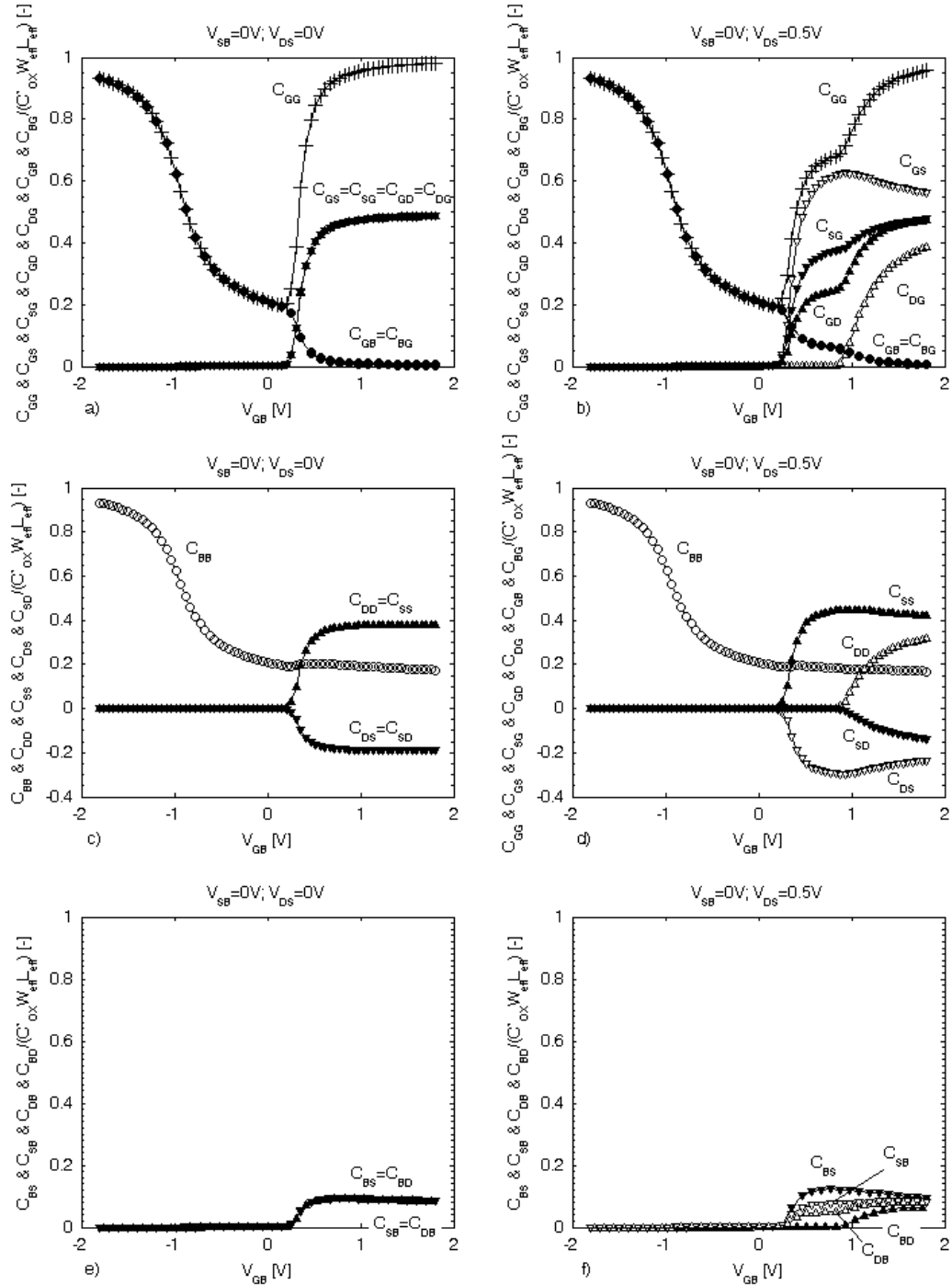
$$\Rightarrow \begin{cases} C_{GG} = +\frac{\partial Q_G}{\partial V_G} & C_{GS} = -\frac{\partial Q_G}{\partial V_S} & C_{GD} = -\frac{\partial Q_G}{\partial V_D} & C_{GB} = -\frac{\partial Q_G}{\partial V_B} \\ C_{SG} = -\frac{\partial Q_S}{\partial V_G} & C_{SS} = +\frac{\partial Q_S}{\partial V_S} & C_{SD} = -\frac{\partial Q_S}{\partial V_D} & C_{SB} = -\frac{\partial Q_S}{\partial V_B} \\ C_{DG} = -\frac{\partial Q_D}{\partial V_G} & C_{DS} = -\frac{\partial Q_D}{\partial V_S} & C_{DD} = +\frac{\partial Q_D}{\partial V_D} & C_{DB} = -\frac{\partial Q_D}{\partial V_B} \\ C_{BG} = -\frac{\partial Q_B}{\partial V_G} & C_{BS} = -\frac{\partial Q_B}{\partial V_S} & C_{BD} = -\frac{\partial Q_B}{\partial V_D} & C_{BB} = +\frac{\partial Q_B}{\partial V_B} \end{cases} \quad (2.95)$$

Η άνωθεν ανάλυση των φορτίων οδηγεί ευθέως στην εξαγωγή αναλυτικών σχέσεων για τον υπολογισμό των διαχωρητικοτήτων. Η εξαγωγή των παραγώγων μπορεί να στηριχθεί στις ενδιάμεσες παραγώγους που ορίστηκαν στην παράγραφο 2.2.5.5, όπου υπολογίστηκαν οι διαγωγιμότητες της διάταξης. Η πολυπλοκότητα των εκφράσεων καθιστούν την αναγραφή τους εδώ ιδιαίτερα δύσκολη. Για την καλύτερη αντίληψη των μεγεθών των διαχωρητικοτήτων, θα χρησιμοποιηθεί αποκλειστικά η γραφική αναπαράσταση τους.

Στο σχήμα 2.23 εμφανίζονται ομαδοποιημένες οι δεκαέξι διαχωρητικότητες και η διακύμανση τους σε σχέση με την τάση στην πύλη. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται αφενός για βραχυκυκλωμένους τους δύο ακροδέκτες στα άκρα του καναλιού, και αφετέρου με διαφορετικό δυναμικό στο source και το drain. Σημειώνεται ότι οι διαχωρητικότητες αυτές αφορούν μόνο στα φορτία που σχετίζονται με το φαινόμενο της αναστροφής και συσσώρευσης και το κανάλι γενικότερα, και δεν περιγράφουν το σύνολο των χωρητικοτήτων που εμφανίζεται στην διάταξη, για παράδειγμα τις χωρητικότητες που σχετίζονται με τις παρασιτικές διόδους που δημιουργούνται ανάμεσα από τους ακροδέκτες στα άκρα του καναλιού και το υπόστρωμα.

Στην περίπτωση όπου $V_{DS} = 0V$ αξιοσημείωτη, όσο και αναμενόμενη, είναι η ταύτιση διαφόρων διαχωρητικοτήτων, που συμφωνεί με την πλήρη συμμετρία της διάταξης, τόσο σε φυσικό επίπεδο όσο και σε ηλεκτρικό. Από την άλλη υπογραμμίζεται ότι όλες οι διαχωρητικότητες είναι, σε απόλυτα μεγέθη, μικρότερες από το όριο $C'_{OX} \cdot W_{eff} \cdot L_{eff}$, που αντιστοιχεί στην χωρητικότητα που θα εμφανιζόταν αν άνωθεν και κάτωθεν της επιφάνειας του μονωτή στην πύλη υπήρχαν ιδανικοί αγωγοί. Αρνητική τιμή εμφανίζουν μόνο οι διαχωρητικότητες C_{DS} και C_{SD} .

Η ανάλυση μοντελοποίησης καλύπτει πλέον, εκτός από την απλή στατική περίπτωση όπου υπολογίζεται το ρεύμα του καναλιού, και εναλλασσόμενα σήματα. Η ανάλυση έχει γίνει θεωρώντας σχετικά χαμηλές συχνότητες, τόσο χαμηλές έτσι ώστε να μην παρατηρούνται φαινόμενα καθυστέρησης και να θεωρείται ότι η αντίδραση των φορτίων είναι ακαριαία στις εξωτερικές αλλαγές τάσεων. Αυτή η υπόθεση ονομάζεται σχεδόν-στατική (ή ημι-στατική, αγγλιστί quasi-static (QS)). Καθώς αυξάνει η συχνότητα, η



Σχήμα 2.23: Οι δεκαέξι διαχωρητικότητες του MOSFET για διάφορες πολώσεις. Η τάση στην πύλη κυμαίνεται από $-1.8V$ μέχρι $1.8V$. Η τάση στο source είναι μηδέν, σε σχέση με το σώμα, ενώ η τάση στον ακροδέκτη drain είναι την μία $0V$, γραφήματα στα αριστερά (a,c,e) και την άλλη $0.5V$, γραφήματα στα δεξιά (b,d,f). Οι παράμετροι της τεχνολογίας είναι ίδιες με αυτές του σχήματος 2.5. Οι διαχωρητικότητες εμφανίζονται κανονικοποιημένες ως προς τον παράγοντα $C'_{OX} \cdot W_{eff} \cdot L_{eff}$. Τα σύμβολα αντιστοιχούν με τις διαχωρητικότητες ως εξής: (a,b: $C_{GG} +$, $C_{GS} \nabla$, $C_{SG} \blacktriangledown$, $C_{GD} \Delta$, $C_{DG} \blacktriangle$, $C_{GB} \circ$, $C_{BG} \bullet$), (c,d: $C_{BB} \circ$, $C_{DS} \nabla$, $C_{SD} \blacktriangledown$, $C_{DD} \Delta$, $C_{SS} \blacktriangle$), (e,f: $C_{SB} \nabla$, $C_{BS} \blacktriangledown$, $C_{DB} \Delta$, $C_{BD} \blacktriangle$).

υπόθεση αυτή παύει να δίνει αποτελέσματα κοντινά στην πραγματικότητα επειδή παρουσιάζονται φαινόμενα καθυστέρησης στην διάταξη. Η λειτουργία αυτή ονομάζεται μη-στατική (non-quasi-static, NQS). Φαινόμενα υψηλών συχνοτήτων θα συζητηθούν στην συνέχεια, στην παράγραφο 2.8.

2.2.7 Ανάλυση ως προς τη διαφορά δυναμικού κατά μήκος του καναλιού

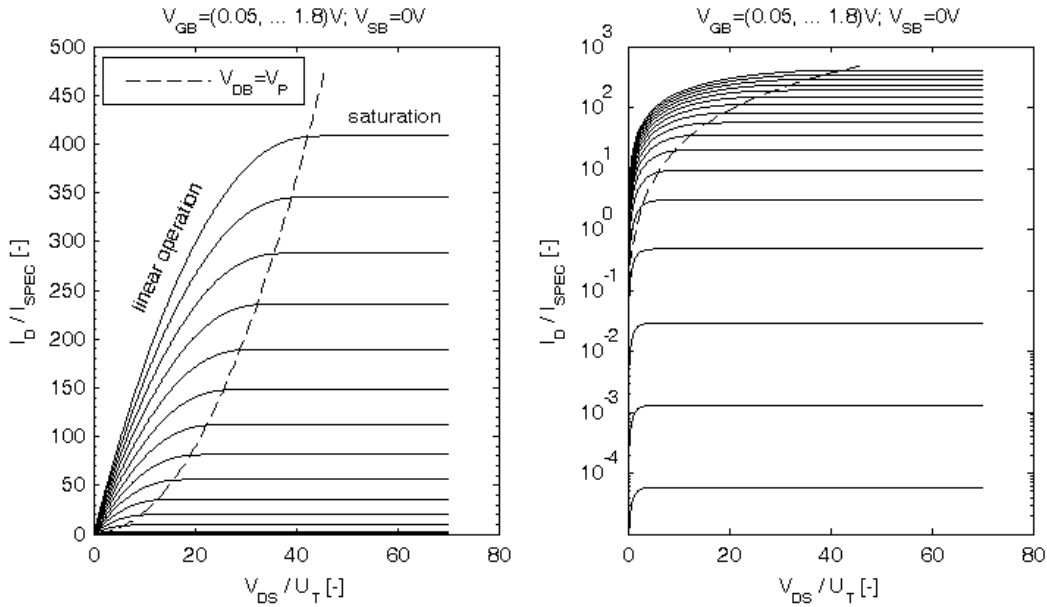
Στην ανάλυση μέχρι εδώ έχουν μελετηθεί οι περιοχές λειτουργίας του MOSFET για τις διάφορες τιμές της τάσης στην πύλη. Από την τάση στην πύλη εξαρτάται το αν θα έχει δημιουργηθεί κανάλι κάτω από τον μονωτή και αν η αναστροφή θα είναι ασθενής, μέτρια ή ισχυρή. Στην περίπτωση που δεν υπάρχει ανεστραμμένο κανάλι οι τάσεις στους ακροδέκτες source και drain δεν επηρεάζουν σημαντικά την λειτουργία, καθώς βρίσκονται σε ηλεκτρική απομόνωση ως προς την υπόλοιπη ημιαγωγική διάταξη. Στην περίπτωση που το τρανζίστορ είναι πολωμένο στην αναστροφή, οι τάσεις στους ακροδέκτες source και drain αποκτούν μεγάλη σημασία και επηρεάζουν την όλη διάταξη.

Θυμίζεται εδώ ότι συμβατικά έχουμε θεωρήσει, και παρά την φυσική συμμετρία της διάταξης, ως κόμβο source αυτόν με χαμηλότερο δυναμικό σε σχέση με τον κόμβο drain, για το nMOSFET. Από την άλλη αναφέρθηκε ότι το μέρος του καναλιού που χαρακτηρίζεται από το ισχυρότερο επίπεδο αναστροφής είναι που ορίζει και το επίπεδο αναστροφής ολόκληρου του καναλιού. Με βάση την σύμβαση ότι $V_{DS} > 0$ αποδείχθηκε ότι το σημείο του καναλιού με το ισχυρότερο επίπεδο αναστροφής είναι αυτό πλησίον του ακροδέκτη source, και συνεπώς είναι η τάση V_{SB} η οποία θα επηρεάζει το επίπεδο αναστροφής.

Με την γραφική βοήθεια του σχήματος 2.18 είναι ενδιαφέρον να παρατηρηθεί η εξάρτηση του ρεύματος από την διαφορά δυναμικού ανάμεσα ανάμεσα στους ακροδέκτες στα άκρα του καναλιού. Θεωρώντας μία τάση στην πύλη αρκετά μεγάλη έτσι ώστε το δυναμικό μηδενικού φορτίου (V_P) να είναι μεγαλύτερο από την τάση στο source, όπως ακριβώς στην περίπτωση του σχήματος, παρατηρείται το σχήμα, το εμβαδόν του οποίου ορίζει το ρεύμα του καναλιού. Όσο και η τάση στο drain παραμένει μικρότερη από την τάση V_P το ρεύμα συνεχώς αυξάνει. Όταν όμως η τάση V_{DB} ξεπεράσει την V_P παρατηρείται ότι το εμβαδόν χάνει την εξάρτηση του από την τάση V_{DB} . Συνεπώς σε εκείνη την περιοχή λειτουργίας περαιτέρω αύξηση της διαφοράς δυναμικού V_{DS} δεν συνοδεύεται από αύξηση του ρεύματος. Αυτό το φαινόμενο οφείλεται στο γεγονός ότι όταν ισχύει ότι $V_{DB} > V_P$ το μέρος του καναλιού πλησίον του ακροδέκτη drain περνάει από την αναστροφή στην εξάντληση. Συνεπώς το αναστρέφον φορτίο αυτής της άκρης του καναλιού μηδενίζεται. Το αυτό παρατηρείται και στην μία εκ των δύο περιπτώσεων του σχήματος 2.20.

Παρατηρούνται συνεπώς δύο περιοχές λειτουργίας, στην μεν πρώτη η τάση V_{DS} επηρεάζει το ρεύμα στο κανάλι, η περιοχή αυτή ονομάζεται περιοχής γραμμικής λειτουργίας (linear operation), στη δε, δεύτερη παύει η εξάρτηση αυτή, και η περιοχή αυτή ονομάζεται περιοχή κορεσμού (saturation). Με βάση αυτή την λογική έχει ονοματιστεί και το γενικευμένο ρεύμα κορεσμού, σχέση (2.74). Εκτελώντας μία ανάλυση ως προς την τάση στο drain και παρατηρώντας το ρεύμα του καναλιού, όπως γίνεται στο σχήμα 2.24, είναι εμφανής ο διαχωρισμός μεταξύ των δύο περιοχών λειτουργίας.

Από την άλλη, αξίζει να παρατηρηθεί και η συμπεριφορά των διαχωρητικότητων, καθώς αλλάζει η τάση στον ακροδέκτη drain. Στο σχήμα 2.25 μελετούνται οι δια-



Σχήμα 2.24: Ανάλυση ρεύματος καναλιού ως προς την τάση στον ακροδέκτη *drain*. Η τάση στην πύλη παίρνει διάφορες τιμές, ανάμεσα από 50mV και 1.8V, επιτρέποντας στην διάταξη να βρίσκεται σε διάφορα επίπεδα αναστροφής. Η λογαριθμική κλίμακα του ρεύματος αυξάνει την διακριτική ευχέρεια στην ασθενή αναστροφή. Οι παράμετροι της τεχνολογίας είναι ίδιες με αυτές του σχήματος 2.5. Σημειώνεται το όριο $V_{DB} = V_P$ που αποτελεί σύνορο μεταξύ των περιοχών γραμμικής λειτουργίας (*linear operation*) και κορεσμού (*saturation*). Το μοντέλο που χρησιμοποιείται στην εδώ ανάλυση είναι αυτό του πίνακα 2.1.

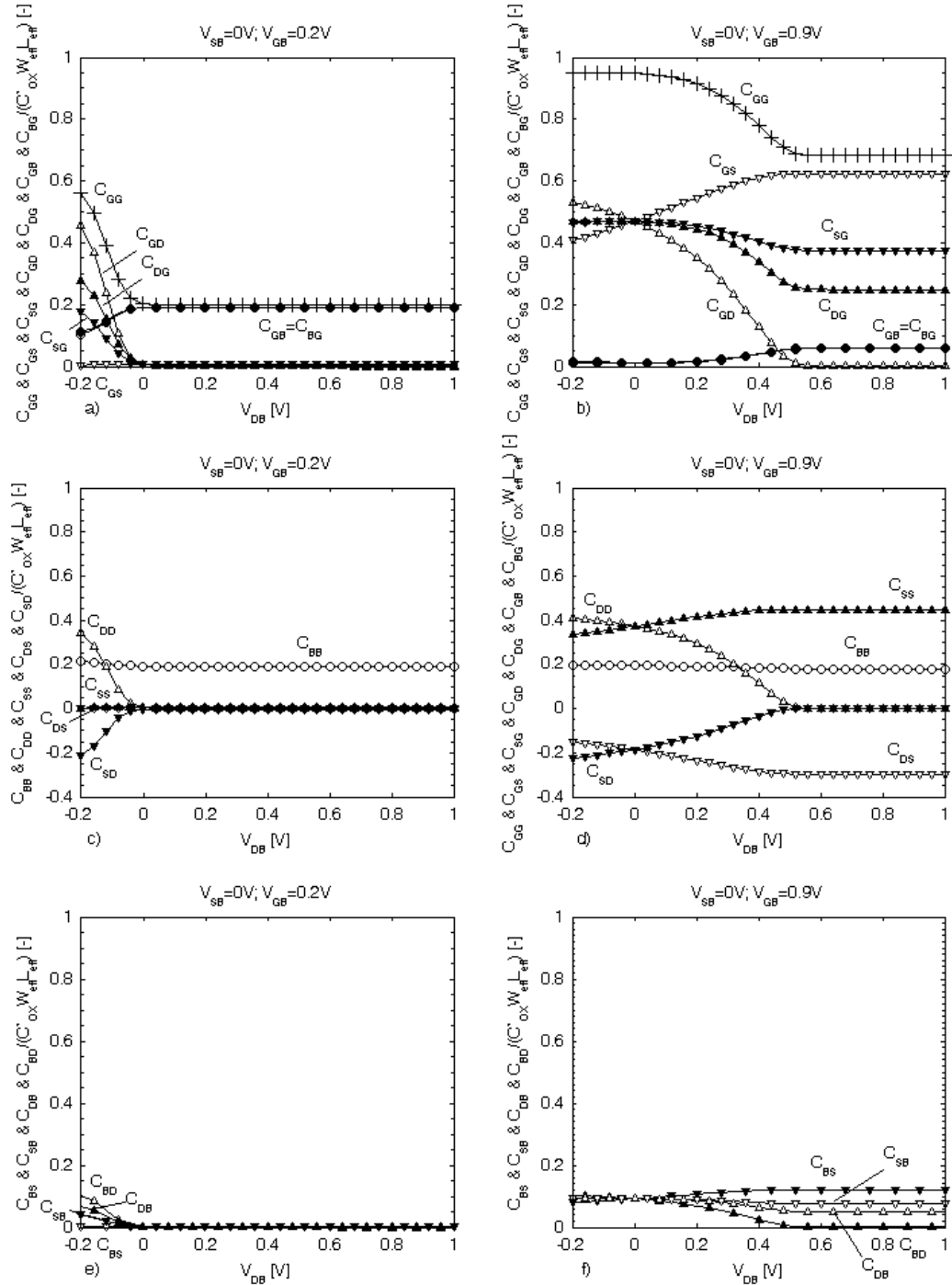
χωρητικότητες σε μία τέτοια ανάλυση. Στην ανάλυση αυτή, η τάση V_{DB} παίρνει και αρνητικές τιμές, αν και είχε αναφερθεί ότι κατά τεκμήριο η τάση αυτή οφείλει να είναι θετική, καθώς εφαρμόζεται στα άκρα μίας παρασιτικής διόδου. Είναι λογικό όμως να μην δημιουργείται πρόβλημα αν η αρνητική τιμή είναι αρκετά μικρή. Επίσης η τάση V_{DS} παρατηρείται ότι αλλάζει πρόσημο. Είναι σημαντική η μελέτη της συνέχειας του μοντέλου σε αυτό το σημείο που οι κόμβοι, από ηλεκτρική άποψη, αλλάζουν θέση. Παρατηρείται ότι το μοντέλο είναι ορθά γραμμμένο από άποψη συμμετρίας και προβλέπει μία ομαλή αλλαγή καθώς περνάμε από το σημείο $V_{DS} = 0V$. Επίσης υπογραμμίζεται η ταύτιση πολλών διαχωρητικότητων στο σημείο αυτό, όπως είχε παρατηρηθεί και στην ανάλυση του σχήματος 2.23.

2.2.8 Τάση κατωφλίου (threshold voltage)

Από την σχέση (2.81) παρατηρείται η σχεδόν γραμμική σχέση μεταξύ της τάσης μηδενικού φορτίου και της τάσης στην πύλη, επιτρέποντας την επανεγγραφή της σχέσης της υπολογισμού της τάσης μηδενικού φορτίου με την μορφή της σχέσης (2.96).

$$V_P \approx \frac{V_{GB} - V_{TO}}{n_v}, \quad V_{TO} \equiv V_{FB} + \Psi_0 + \gamma \cdot \sqrt{\Psi_0} \quad (2.96)$$

Στην σχέση (2.96) ορίζεται και η τάση κατωφλίου αναφοράς (reference threshold voltage V_{TO}). Η τάση αυτή μπορεί να οριστεί και σε συνέχεια της τάση κατωφλίου ως προς το σώμα, όπως αυτή ορίζεται στην σχέση (2.39). Ποιο συγκεκριμένα το V_{TO} αντιστοιχεί στο V_{TB} υπολογισμένο στην ισχυρή αναστροφή και για $V_{SB} = 0$, στην οποία περίπτωση ισχύει ότι $\Psi_S \approx \Psi_0$.



Σχήμα 2.25: Οι δεκαέξι διαχωρητικότητες του MOSFET για διάφορες πολώσεις. Η τάση στην πύλη παίρνει τις τιμές 0.2V, γραφήματα αριστερά (a,c,e), και 0.9V, γραφήματα δεξιά (b,d,f), ενώ η τάση στο drain κυμαίνεται από -0.2V μέχρι 1.0V. Η τάση στο source είναι μηδέν, σε σχέση με το σώμα. Οι παράμετροι της τεχνολογίας είναι ίδιες με αυτές του σχήματος 2.5. Οι διαχωρητικότητες εμφανίζονται κανονικοποιημένες ως προς τον παράγοντα $C'_{OX} \cdot W_{eff} \cdot L_{eff}$. Τα σύμβολα αντιστοιχούν με τις διαχωρητικότητες ως εξής: (a,b: $C_{GG} +$, $C_{GS} \nabla$, $C_{SG} \blacktriangledown$, $C_{GD} \Delta$, $C_{DG} \blacktriangle$, $C_{GB} \circ$, $C_{BG} \bullet$), (c,d: $C_{BB} \circ$, $C_{DS} \nabla$, $C_{SD} \blacktriangledown$, $C_{DD} \Delta$, $C_{SS} \blacktriangle$), (e,f: $C_{SB} \nabla$, $C_{BS} \blacktriangledown$, $C_{DB} \Delta$, $C_{BD} \blacktriangle$). Υπογραμμίζεται η συνέχεια του μοντέλου εκατέρωθεν του σημείου $V_{DS} = 0V$.

Στην προσπάθεια απλοποίησης των εξισώσεων και της έκφρασης των τάσεων κατωφλίου, δύναται να υπολογίσουμε μόνο την επιρροή του αναστρέφοντος φορτίου που επικρατεί στην ισχυρή αναστροφή. Με βάση αυτήν την απλοποίηση μπορεί να επαναγραφεί ο υπολογισμός της τάσης κατωφλίου όπως στην σχέση (2.97).

$$\begin{aligned} V_{TB,SI} &\equiv V_{FB} + \Psi_0 + V_{SB} + \gamma \cdot \sqrt{\Psi_0 + V_{SB}} \\ V_{TH,SI} &\equiv V_{FB} + \Psi_0 + \gamma \cdot \sqrt{\Psi_0 + V_{SB}} \end{aligned} \quad (2.97)$$

Στην (2.97) έχει θεωρηθεί ότι $V_{DS} > 0$ και συνεπώς είναι η τάση του ακροδέκτη του source που ορίζει το επίπεδο αναστροφής. Η τάση κατωφλίου μπορεί να οριστεί τόσο σε σχέση με το σώμα (V_{TB}) όσο και σε σχέση με τον ακροδέκτη source (V_{TH}).

Σε ένα δεύτερο επίπεδο θα μπορούσε κανείς να ισχυριστεί ότι οι εδώ ορισμοί της τάσης κατωφλίου, θεωρώντας δηλαδή μόνο το αναστρέφον φορτίο που σχετίζεται με την ισχυρή αναστροφή, είναι ορθότεροι των προηγούμενων, διότι στην πραγματικότητα το αναστρέφον φορτίο δεν μηδενίζεται σε κανένα σημείο της περιοχής της αναστροφής.

Η τάση κατωφλίου είναι μία πολύ σημαντική παράμετρος του στοιχείου του MOSFET και ειδικά της μοντελοποίησης και του χαρακτηρισμού του. Η τιμή του συνδέεται με την έναρξη της ισχυρής αναστροφής, και η χρήση του απλοποιεί πολύ τις εξισώσεις στην ισχυρή αναστροφή, όπως στην σχέση (2.41). Πολλά μοντέλα στηρίζουν την θεωρία τους στην έννοια της τάσης κατωφλίου (threshold voltage based model), με γνωστότερο το μοντέλο BSIM [27, 28]. Με αυτόν το τρόπο επιτυγχάνεται μία καλή προσέγγιση της συμπεριφοράς στην ισχυρή αναστροφή, αλλά περιορίζεται η αποτελεσματικότητα του μοντέλου στην ασθενή αναστροφή, καθώς ορισμικά η τάση κατωφλίου αναφέρεται στα φορτία της ισχυρής αναστροφής. Από σχεδιαστική άποψη, η τιμή της τάσης κατωφλίου χαρακτηρίζει την διάταξη σαν ένα όριο εισόδου στην ισχυρή αναστροφή ως προς την τάση της πύλης, στοιχείο σημαντικό στην επιλογή των πολώσεων κατά την διαδικασία σχεδίασης ενός κυκλώματος.

2.2.9 Ανάλυση εξισώσεων στον κόρο (saturation)

Ενδιαφέρον παρουσιάζουν οι εξισώσεις συμπεριφοράς του MOSFET σε συνθήκες κορεσμού. Όπως έχει ήδη αναφερθεί ο κορεσμός εμφανίζεται στην διάταξη όταν το μέρος του καναλιού από την μεριά του source είναι ανεστραμμένο, ενώ πλησίον του drain όχι. Αυτό συμβαίνει όταν η τάση στο V_{DB} είναι πολύ μεγαλύτερη από την V_P , ενώ η τάση V_{SB} όχι. Σε αυτήν την περίπτωση το κανονικοποιημένο αναστρέφον φορτίο πλησίον του ακροδέκτη drain (q_d) έχει μηδενική τιμή, ή τουλάχιστον πολύ μικρή. Συνεπώς οι εξισώσεις της διάταξης σε συνθήκες κορεσμού μπορούν να προσεγγιστούν από τις αντίστοιχες της συνολικής περίπτωση αφού αντικατασταθεί το φορτίο q_d με μηδέν. Χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι η περίπτωση του ρεύματος καναλιού όπου δίνεται στην αναστροφή από την σχέση (2.98), η οποία βγαίνει από την γενική περίπτωση που φαίνεται στην σχέση (2.71).

$$i_{ds,sat} = q_s^2 + q_s = i_f \quad (2.98)$$

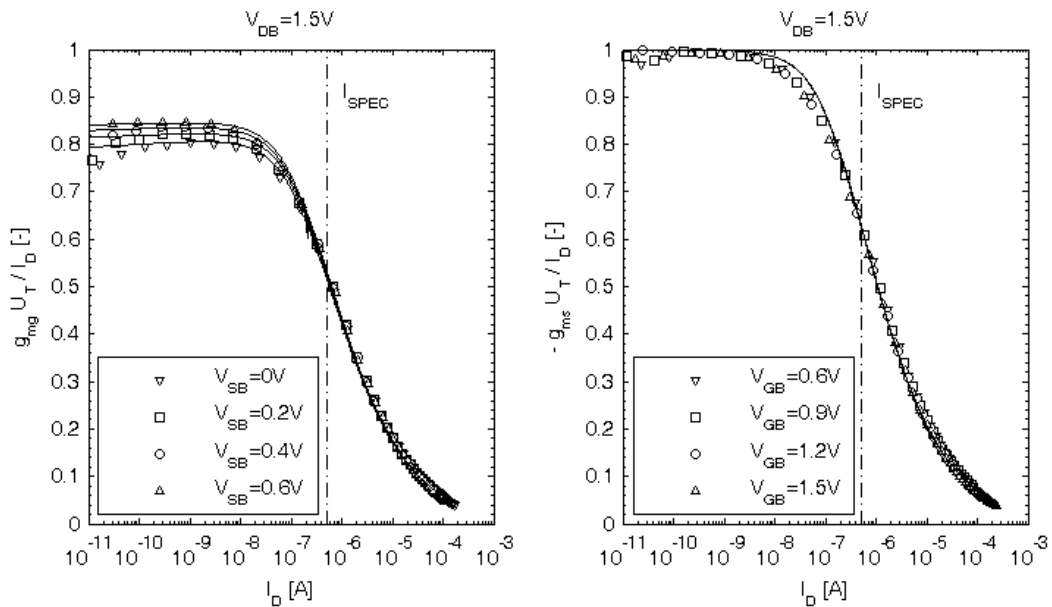
2.2.9.1 Λόγοι διαγωγιμοτήτων προς ρεύμα

Ειδικό ενδιαφέρον παρουσιάζουν οι εξισώσεις που σχετίζονται με τον λόγο των κανονικοποιημένων διαγωγιμοτήτων (\hat{g}_{mg} , \hat{g}_{ms}) προς το κανονικοποιημένο ρεύμα στην

περιοχή του κόρου. Συνδυάζοντας τις εξισώσεις (2.80 και (2.82) με το ρεύμα στον κόρο, σχέση (2.98), υπολογίζονται οι αντίστοιχοι λόγοι, σχέση (2.99).

$$\begin{aligned} \left. \frac{\widehat{g}_{mg}}{i_{ds}} \right|_{sat} &= \frac{1}{n_v} \cdot \frac{q_s}{q_s^2 + q_s} = \frac{1}{n_v} \cdot \frac{1}{q_s + 1} = \frac{1}{n_v} \cdot \frac{1}{\sqrt{i_{ds} + \frac{1}{4} + \frac{1}{2}}} \\ \left. \frac{\widehat{g}_{ms}}{i_{ds}} \right|_{sat} &= -\frac{q_s}{q_s^2 + q_s} = -\frac{1}{q_s + 1} = -\frac{1}{\sqrt{i_{ds} + \frac{1}{4} + \frac{1}{2}}} \end{aligned} \quad (2.99)$$

Αμφότεροι οι λόγοι παρουσιάζουν μία εντονότατη ανεξαρτησία από διάφορες παραμέτρους της τεχνολογίας, της διάταξης, της θερμοκρασίας και της πόλωσης [29, 30, 31]. Ο λόγος $\frac{\widehat{g}_{mg}}{i_{ds}}$ διατηρεί μία εξάρτηση από τον συντελεστή κλίσης n_v , που είναι σημαντικότερη στην ασθενή αναστροφή, αλλά ο λόγος $\frac{\widehat{g}_{ms}}{i_{ds}}$ είναι απαλλαγμένος κι από αυτήν την εξάρτηση. Το σχήμα της καμπύλης αυτής είναι χαρακτηριστικό, γράφημα 2.26 και μπορεί να συνδεθεί και με το επίπεδο αναστροφής του καναλιού.



Σχήμα 2.26: Κανονικοποιημένοι λόγοι διαχωρητικότητας προς ρεύμα καναλιού για ένα τρανζίστορ μεγάλων διαστάσεων. Με σύμβολα εμφανίζονται οι μετρήσεις σε ένα nMOS transistor, διαστάσεων $\frac{W}{L} = \frac{10\mu m}{10\mu m}$ μίας μοντέρνας τεχνολογίας με ελάχιστο μήκος 130nm, ενώ με συνεχόμενη γραμμή η απόκριση του μοντέλου, του πίνακα 2.1, με ένα σετ παραμέτρων που καλύπτει την τεχνολογία. Η κάθετη διακεκομμένη γραμμή ορίζει την εκτίμηση του μοντέλου για την τιμή του I_{spec} της διάταξης. Στην ασθενή αναστροφή επικρατεί το ρεύμα ρεύμα διάχυσης (diffusion current) που χαρακτηρίζεται από μία εκθετική εξάρτηση του ρεύματος καναλιού ως προς τις τάσεις V_{GB} και V_{SB} . Η εκθετική εξάρτηση οδηγεί σε ένα σταθερό λόγο της διαχωρητικότητας προς το ρεύμα κοντά στην μονάδα. Αυτό φαίνεται καθαρά για ρεύματα μικρότερα του I_{spec} . Στην ισχυρή αναστροφή η αντίστοιχη εξάρτηση του ρεύματος είναι τετραγωνική και συνεπώς οι λόγοι τείνουν στο μηδέν.

Με την ως εδώ ανάλυση έχει μελετηθεί πλήρως η συμπεριφορά μίας ιδανικής διάταξης MOSFET. Οι διαστάσεις του στοιχείου έχουν θεωρηθεί αρκετά μεγάλες έτσι ώστε η λειτουργία του να είναι ομοιόμορφη κατά πλάτος και κατά μήκος του καναλιού και να μην επηρεάζεται από την συμπεριφορά του στοιχείου στα άκρα. Από την άλλη

έχει θεωρηθεί το υλικό της πύλης σαν ιδανικός αγωγός φορτίου, με άπειρη δηλαδή επιτρεπτότητα. Το δε πάχος του μονωτή κάτωθεν της πύλης έχει θεωρηθεί αρκετά μεγάλο έτσι ώστε να μην εμφανίζονται κβαντικά φαινόμενα ανώτερης τάξης. Το τελικό αποτέλεσμα, παρά τις προσεγγίσεις και τις ελλείψεις αυτές, είναι ένα μοντέλο που μπορεί να περιγράψει αρκετά καλά ένα transistor μεγάλων διαστάσεων μίας μοντέρνας τεχνολογίας, όπως αυτό αποδεικνύεται και με το γράφημα 2.26 όπου συγκρίνεται η απόκριση του μοντέλου με πραγματικές μετρήσεις.

2.3 Φαινόμενα ανώτερης τάξης σε διατάξεις μεγάλων διαστάσεων

Η ανάλυση του πρώτου μέρους, παράγραφος 2.2, επικεντρώθηκε στην κάλυψη της ιδανικής και γενικής περίπτωσης. Μέσω αυτής, τέθηκε η βάση του μοντέλου που περιγράφει διατάξεις αρκετά μεγάλων διαστάσεων έτσι ώστε ακραία φαινόμενα να μπορούν να θεωρηθούν αμελητέα. Για να καλύψει ένα μοντέλο όλες τις δυνατές περιπτώσεις τεχνολογιών και διαστάσεων, οφείλει να επεκταθεί μελετώντας όλα τα ειδικά φαινόμενα που εμφανίζονται σε μοντέρνες CMOS τεχνολογίες. Στο τρέχον μέρος θα μελετηθεί μία σειρά φαινομένων που αφορούν σε διατάξεις μεγάλων διαστάσεων.

2.3.1 Εξάρτηση κινητικότητας από το κάθετο πεδίο

Στο ολοκλήρωμα (2.34) θεωρήθηκε ότι η τιμή της κινητικότητας είναι ανεξάρτητη της θέσης στο κανάλι και της πόλωσης. Αυτή η προσέγγιση δεν είναι ικανοποιητική σε σύγκριση με πραγματικά δεδομένα. Στην πραγματικότητα, λόγω της ανομοιογένειας του αναστρέφοντος φορτίου κατά μήκος του καναλιού, το κάθετο πεδίο στο κανάλι είναι επίσης μία συνάρτηση της θέσης. Η, δε, κινητικότητα επηρεάζεται από την τιμή του κάθετου πεδίου. Προκειμένου να συνεκτιμηθεί αυτή η διαφοροποίηση η σχέση (2.33) μπορεί να γραφτεί και να ολοκληρωθεί όπως φαίνεται στην (2.100).

$$\begin{aligned} \frac{I_{DS}(x)}{\mu(x)} &= -W_{eff} \cdot Q'_I \cdot \frac{dV_{ch}}{dx} \Rightarrow I_{DS} \cdot \int_0^{L_{eff}} \frac{1}{\mu(x)} dx = W_{eff} \cdot \int_{V_{SB}}^{V_{DB}} -Q'_I \cdot dV_{ch} \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow I_{DS} &= \mu_{eff} \cdot \frac{W_{eff}}{L_{eff}} \cdot \int_{V_{SB}}^{V_{DB}} -Q'_I dV_{ch}, \quad \mu_{eff} = \left(\frac{1}{L_{eff}} \cdot \int_0^{L_{eff}} \frac{1}{\mu(x)} dx \right)^{-1} \end{aligned} \quad (2.100)$$

Οι σχέσεις (2.34) και (2.100) είναι εν γένει ισοδύναμες, με την μόνη διαφορά ότι η σταθερή κινητικότητα της (2.34) έχει αντικατασταθεί από μία ενεργή, ισοδύναμη, μέση κινητικότητα, που συμβολίζεται μ_{eff} . Συνεπώς όλες οι ακόλουθες εξισώσεις της (2.34) είναι σε ισχύ, αρκεί να αντικατασταθεί καταλλήλως η κινητικότητα.

Ιδανικά μιλώντας, η κινητικότητα σε καθαρό πυρίτιο, χωρίς εγχύσεις φορέων, δίνεται από τις σχέσεις (2.101), όπου με μ_e συμβολίζεται η κινητικότητα των ηλεκτρονίων, ενώ με μ_h η κινητικότητα των οπών [32, 33]. Με T συμβολίζεται η θερμοκρασία σε βαθμούς Kelvin.

$$\mu_e \approx 0.143 \cdot \left(\frac{T}{300K} \right)^{-2} \frac{m^2}{V \cdot s}, \quad \mu_h \approx 0.046 \cdot \left(\frac{T}{300K} \right)^{-2.18} \frac{m^2}{V \cdot s} \quad (2.101)$$

Λόγω της έγχυσης στο υπόστρωμα η πραγματική κινητικότητα στις διατάξεις MOSFET είναι αναγκαστικά μικρότερη από αυτές τις τιμές, σχέσεις (2.101). Διάφοροι μηχανισμοί σκέδασης περιορίζουν την κινητικότητα των φορέων ρεύματος. Για κάθε ένα μηχανισμό σκέδασης μπορεί να εξαχθεί ένα μοντέλο και μετά ο συνδυασμός τους να δώσει την ενεργή κινητικότητα. Αυτοί οι μηχανισμοί σκέδασης είναι, επιγραμματικά, η σκέδαση επιφάνειας (surface scattering) [34, 35], η σκέδαση Coulomb (Coulomb scattering) [36] και η σκέδαση φωνόνιων (phonon scattering) [37]. Κάθε ένας μηχανισμός θα δώσει ένα συντελεστή για την τιμή της κινητικότητας, έστω μ_s , μ_c και μ_{ph} αντίστοιχα. Η ενεργή κινητικότητα θα δοθεί, με βάση τον εμπειρικό κανόνα Mathiessen [38, 39], από την σχέση (2.102).

$$\frac{1}{\mu_{eff}} = \frac{1}{\mu_s} + \frac{1}{\mu_c} + \frac{1}{\mu_{ph}} \quad (2.102)$$

Στην συνέχεια αναλύονται οι μηχανισμοί σκέδασης επιφάνειας και σκέδασης Coulomb.

2.3.1.1 Σκέδαση επιφάνειας (surface scattering)

Η επίδραση του φαινομένου σκέδασης επιφάνειας εξαρτάται από το κάθετο πεδίο εσωτερικά του καναλιού. Το κάθετο πεδίο στο κανάλι είναι μία συνάρτηση των φορτίων στο κανάλι, σχέση (2.103).

$$E_{\perp}(x) = \frac{Q'_B(x) + \eta \cdot Q'_I(x)}{\epsilon_{si}}, \quad \eta = \begin{cases} 1/2 & nMOS \\ 1/3 & pMOS \end{cases} \quad (2.103)$$

Το μέγιστο κάθετο πεδίο, στην επιφάνεια, βρίσκεται θέτοντας την τιμή 1 στην παράμετρο η . Αποδεικνύεται όμως ότι δεν είναι η μέγιστη τιμή που ορίζει την κινητικότητα αλλά μία μικρότερη ενεργή τιμή η οποία δίνεται συνυπολογίζοντας μέρος του αναστρέφοντος φορτίου [34, 35]. Στο πλαίσιο ενός μοντέλου, δε, ο συντελεστής η μπορεί να θεωρηθεί και σαν μία παράμετρος που εξάγεται με βάση τα βέλτιστα αποτελέσματα.

Γενικά μιλώντας, η κινητικότητα είναι αντιστρόφως ανάλογη μίας θετικής δύναμης του μέτρου του κάθετου ηλεκτρικού πεδίου, σχέση (2.104). Ο εκθέτης α_i παίρνει τιμές από 1 μέχρι 2 ενώ η παράμετρος Θ_i δίνεται σε μονάδες $\frac{m}{V}$.

$$\frac{1}{\mu_s} \Big|_x \propto |\Theta_i \cdot E_{\perp}(x)|^{\alpha_i} \quad (2.104)$$

Ιδανικά η τιμή του εκθέτη α_i είναι για τα μεν nMOS 2, ενώ για τα pMOS 1. Για λόγους ευελιξίας και προσαρμογής του μοντέλου σε πραγματικές τεχνολογίες είναι προτιμότερο να χρησιμοποιηθούν και οι δύο όροι τόσο για τα nMOS όσο και για τα pMOS, και να εξάγονται κατάλληλα οι παράμετροι Θ_i . Διευρύνεται, συνεπώς, η σχέση (2.104), οδηγώντας στην σχέση (2.105).

$$\frac{1}{\mu_s} \Big|_x \propto |\Theta_1 \cdot E_{\perp}(x)| + |\Theta_2 \cdot E_{\perp}(x)|^2 \quad (2.105)$$

Η σχέση (2.105) ισχύει τοπικά. Η ολοκλήρωση της κατά μήκος του καναλιού θα δώσει την απαιτούμενη εκτίμηση της μέσης κινητικότητας περιορισμένη με βάση την σκέδαση επιφάνειας, σχέση (2.106).

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{\mu_s} &= \frac{1}{L_{eff}} \cdot \int_0^{L_{eff}} \frac{1}{\mu_s} \Big|_x dx \propto \frac{1}{L_{eff}} \cdot \int_0^{L_{eff}} |\Theta_1 \cdot E_{\perp}(x)| + |\Theta_2 \cdot E_{\perp}(x)|^2 dx = \\
 &= \underbrace{\frac{1}{L_{eff}} \cdot \int_0^{L_{eff}} |\Theta_1 \cdot E_{\perp}(x)| dx}_{\propto \frac{1}{\mu_{s,1}}} + \underbrace{\frac{1}{L_{eff}} \cdot \int_0^{L_{eff}} |\Theta_2 \cdot E_{\perp}(x)|^2 dx}_{\propto \frac{1}{\mu_{s,2}}}
 \end{aligned} \tag{2.106}$$

Στην σχέση (2.106) έχει χωριστεί ο υπολογισμός του ολοκληρώματος σε δύο παράγοντες, $\frac{1}{\mu_{s,1}}$ και $\frac{1}{\mu_{s,2}}$ για να γίνει σχετικά σαφέστερος. Το πρώτο μέρος, που συμβολίζεται $\frac{1}{\mu_{s,1}}$ ουσιαστικά έχει υπολογιστεί ήδη, με την βοήθεια των σχέσεων (2.85), όπου υπολογίζεται το ολοκλήρωμα του Q'_I , και (2.92), όπου υπολογίζεται το ολοκλήρωμα του Q'_B . Συνεπώς, εύκολα γράφεται η σχέση 2.107. Σημειώνεται ότι στην αναστροφή, που ουσιαστικά μελετάται μόνο αυτή η περιοχή διότι ρεύμα στο κανάλι θεωρείται μόνο στην αναστροφή, το πρόσημο τόσο του φορτίου Q_B όσο και του φορτίου Q_I είναι μονίμως αρνητικό.

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{\mu_{s,1}} &\propto \frac{1}{L_{eff}} \cdot \int_0^{L_{eff}} |\Theta_1 \cdot E_{\perp}(x)| dx = \frac{1}{L_{eff}} \cdot \frac{\Theta_1 \cdot \int_0^{L_{eff}} |Q'_B + \eta \cdot Q'_I| dx}{\epsilon_{si}} = \\
 &= \frac{1}{W_{eff} \cdot L_{eff}} \cdot \frac{\Theta_1 \cdot |Q_B + \eta \cdot Q_I|}{\epsilon_{si}}
 \end{aligned} \tag{2.107}$$

Ο υπολογισμός του παράγοντα $\frac{1}{\mu_{s,2}}$, παρά την πολυπλοκότητα του, γίνεται με αντίστοιχο τρόπο με προηγούμενα ολοκληρώματα, σχέση (2.108).

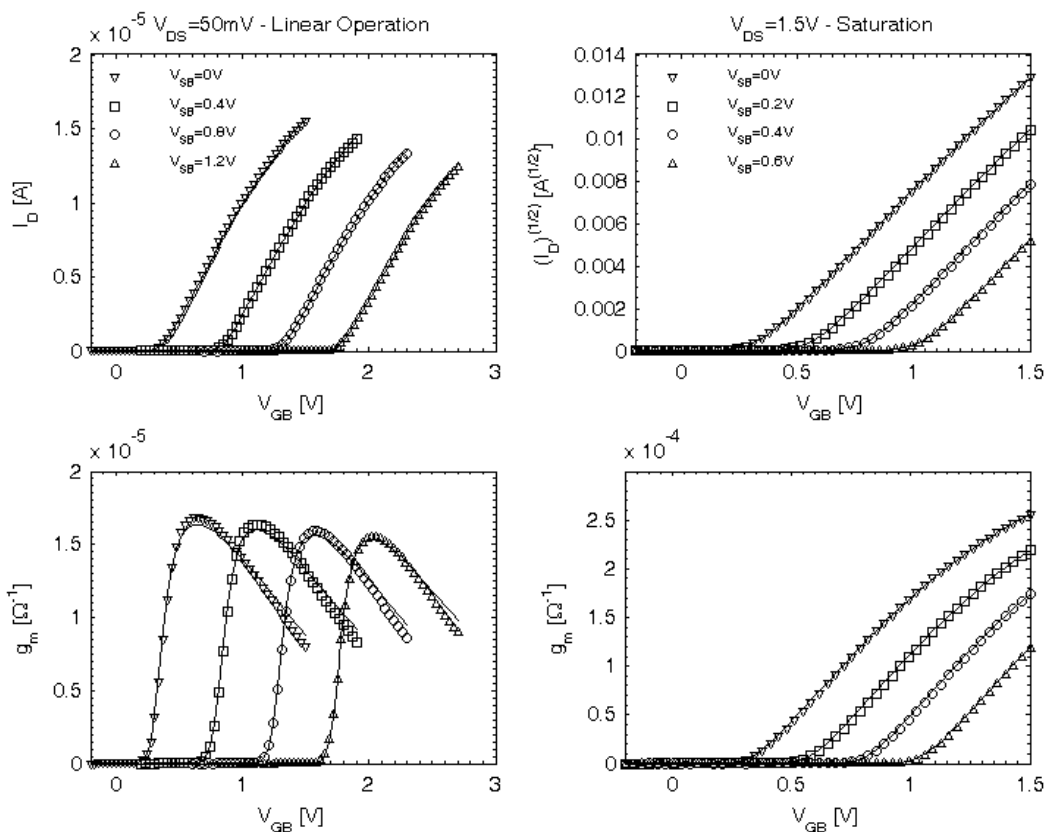
$$\begin{aligned}
 \frac{1}{\mu_{s,2}} &\propto \frac{1}{L_{eff}} \cdot \int_0^{L_{eff}} |\Theta_2 \cdot E_{\perp}(x)|^2 dx = \frac{1}{L_{eff}} \cdot \frac{\Theta_2^2 \cdot \int_0^{L_{eff}} |Q'_B + \eta \cdot Q'_I|^2 dx}{\epsilon_{si}^2} = \\
 &= \frac{-\Theta_2^2 Q_{spec}^2}{\epsilon_{si}^2 (i_f - i_r)} \int_{i_f}^{i_r} \left| \underbrace{\frac{\gamma \sqrt{\Psi_P}}{2nU_T} - \frac{1}{2} \left(\eta - \frac{n-1}{n} \right)}_A + \underbrace{\left(\eta - \frac{n-1}{n} \right) \sqrt{\frac{1}{4} + i_X}}_B \right|^2 di_X = \\
 &= \left(\frac{\Theta_2 \cdot Q'_{spec}}{\epsilon_{si}} \right)^2 \cdot \frac{\int_{i_f}^{i_r} A^2 + \frac{B^2}{4} + B^2 i_X + 2 \cdot A \cdot B \cdot \sqrt{\frac{1}{4} + i_X} di_X}{i_r - i_f} = \\
 &= \hat{\Theta}_2^2 \left(A^2 + \frac{B^2}{4} + \frac{B^2}{2} (q_s^2 + q_s + q_d^2 + q_d) + \frac{4AB}{3} \frac{q_s^2 + \frac{3}{2}q_s + q_d^2 + \frac{3}{2}q_d + q_s q_d + \frac{3}{4}}{q_s + q_d + 1} \right)
 \end{aligned} \tag{2.108}$$

Από την άλλη, ορίζεται ο παράγοντας $\mu_{s|V_P=0}$, ο οποίος θα χρησιμοποιηθεί σαν παράμετρος και σημείο αναφοράς υπολογισμού της κινητικότητας. Στο σημείο $V_P = 0$ υπενθυμίζεται ότι ισχύει $Q_I \approx 0$ και ότι η διάταξη βρίσκεται στην ασθενή αναστροφή. Ορίζεται, δε, με το σύμβολο μ_0 , η κινητικότητα στο σημείο $V_P = 0$. Θεωρώντας μόνο

την εξάρτηση από την σκέδαση επιφανείας, η ενεργή κινητικότητα μπορεί να γραφτεί όπως φαίνεται στην σχέση (2.109). Σημειώνεται ότι ο παράγοντας μ_s έχει υπολογιστεί σαν ανάλογος μία ποσότητας που χαρακτηρίζεται από δύο παραμέτρους, Θ_1 και Θ_2 . Θεωρώντας κατάλληλες τιμές στις παραμέτρους μπορεί να αντικατασταθεί η σχέση της αναλογίας με ισότητα. Επίσης, υπογραμμίζεται η συνέπεια της (2.109) με την γενική σχέση (2.102).

$$\mu_{eff} = \mu_0 \cdot \frac{1 + \frac{1}{\mu_s|V_D=0}}{1 + \frac{1}{\mu_s}} \quad (2.109)$$

Το μοντέλο κινητικότητας, που συνυπολογίζει την σκέδαση επιφανείας είναι πολλές φορές αρκετό από μόνο του για να περιγράψει πλήρως την συμπεριφορά διατάξεων μεγάλων διαστάσεων μοντέρνων CMOS. Στο σχήμα 2.27 εμφανίζονται αποτελέσματα που επιβεβαιώνουν την καλή απόκριση του μοντέλου κινητικότητας.



Σχήμα 2.27: Ρεύμα και διαγωγιμότητα για ένα τρανζίστορ μεγάλων διαστάσεων. Με σύμβολα εμφανίζονται οι μετρήσεις σε ένα nMOS transistor, διαστάσεων $\frac{W}{L} = \frac{10\mu m}{10\mu m}$ μίας μοντέρνας τεχνολογίας με ελάχιστο μήκος 130nm, ενώ με συνεχόμενη γραμμή η απόκριση του μοντέλου EKV3.0 που χρησιμοποιεί το μοντέλο σκέδασης επιφανείας της εξίσωσης (2.109). Το σετ παραμέτρων καλύπτει την συγκεκριμένη τεχνολογία. Μελετάται τόσο η γραμμική περιοχή λειτουργίας, όσο και ο κορεσμός. Το μοντέλο δίνει σωστά αποτελέσματα σε όλο το εύρος των πολώσεων.

2.3.1.2 Σκέδαση Coulomb (Coulomb scattering)

Η σκέδαση Coulomb επηρέαζε κυρίως τις διατάξεις MOSFET σε χαμηλές θερμοκρασίες. Στις μοντέρνες τεχνολογίες όμως παρατηρείται μία αύξηση της έντασης του φαινόμενο τέτοια ώστε ακόμα και σε θερμοκρασία δωματίου να μην μπορεί να αγνοηθεί. Μία σχέση που δίνει τον παράγοντα μ_c είναι η (2.110) [36].

$$\mu_c \propto \frac{U_T}{N_A \cdot L_{th}} \cdot \left(1 + \frac{L_{th}}{L_s}\right)^2, \quad L_{th} = \frac{\hbar}{\sqrt{2 \cdot m^* \cdot U_T}} \quad (2.110)$$

Στην (2.110) με L_{th} συμβολίζεται το θερμικό μήκος (thermal length), με m^* η μάζα των φορέων ρεύματος, και με \hbar η σταθερά του Planck διαιρεμένη με το 2π . Το, δε, L_s συμβολίζει το μήκος περιορισμού (screening length). Στην προκειμένη περίπτωση το L_s δίνεται από την τιμή Debye Hückel (L_{DH}), καθώς, στην περίπτωση των MOSFET έχουμε μία συγκέντρωση όχι υπερβολικά μεγάλη, και συνεπώς ένα μη εκφυλισμένο ημιαγωγό, σχέση (2.111).

$$L_s \approx L_{DH} = \frac{2 \cdot \epsilon_{si} \cdot U_T}{|Q'_I|} \quad (2.111)$$

Αντικαθιστώντας την (2.111) στην (2.110) εξάγεται η σχέση (2.112).

$$\frac{1}{\mu_c} \Big|_x \propto \frac{N_A \cdot L_{th}}{U_T} \cdot \left(1 + \underbrace{\frac{L_{th}}{2 \cdot \epsilon_{si} \cdot U_T} \cdot |Q'_{spec}| \cdot q_I}_{Z_c}\right)^{-2} \quad (2.112)$$

Η ολοκλήρωση της (2.112) σε όλο το μήκος του καναλιού προς το μήκος του καναλιού, θα δώσει τον παράγοντα που θα επηρεάσει συνολικά την κινητικότητα, σχέση (2.113). Για την ολοκλήρωση θεωρείται επιπλέον η προσεγγιστική σχέση $q_I = \sqrt{\frac{1}{4} + i_X} - \frac{1}{2} \approx i_X$, η οποία ισχύει για σχετικά μικρά επίπεδα αναστροφής, δηλαδή μικρές τιμές του i_X και του q_I . Η προσέγγιση αυτή δεν είναι αυθαίρετη καθώς σε αυτά τα επίπεδα αναστροφής είναι που το συγκεκριμένο φαινόμενο έχει μεγαλύτερη επίδραση, ενώ καθώς αυξάνει το επίπεδο αναστροφής η τιμή του λόγου $\frac{1}{\mu_c}$ τείνει προς το μηδέν.

$$\frac{1}{\mu_c} = \frac{1}{L_{eff}} \int_0^{L_{eff}} \frac{1}{\mu_c} \Big|_x dx = \frac{1}{L_{eff}} \int_0^{L_{eff}} \Theta_c (1 + Z_c q_I)^{-2} dx = \Theta_c \frac{1}{1 + Z_c q_s} \frac{1}{1 + Z_c q_d} \quad (2.113)$$

Στην (2.113) με Θ_c συμβολίζεται μία παράμετρος ανάλογη του όρου $\frac{N_A \cdot L_{th}}{U_T}$ που εμφανίζεται στην σχέση (2.112).

Αντίστοιχα με την περίπτωση της σκέδασης επιφανείας, μπορεί να οριστεί μία τιμή αναφοράς ($\mu_{c|V_P=0}$) της επιρροής της σκέδασης Coulomb, στην ασθενή αναστροφή, δηλαδή στο σημείο $V_P = 0$. Θεωρώντας πολύ μικρές τιμές για τα κανονικοποιημένα φορτία στους ακροδέκτες source και drain, εξάγεται η σχέση (2.114).

$$\frac{1}{\mu_{c|V_P=0}} = \Theta_c \quad (2.114)$$

Προσθέτοντας την επίδραση της σκέδασης Coulomb, (2.113), στην κινητικότητα, όπως αυτή είχε υπολογιστεί από την σχέση (2.109), εξάγεται η πληρέστερη σχέση (2.115).

$$\mu_{eff} = \mu_0 \cdot \frac{1 + \frac{1}{\mu_s|V_{P=0}} + \frac{1}{\mu_c|V_{P=0}}}{1 + \frac{1}{\mu_s} + \frac{1}{\mu_c}} \quad (2.115)$$

Σημειώνεται δε ότι κατά τεκμήριο η τιμή του $\frac{1}{\mu_c|V_{P=0}}$ είναι πολύ μικρότερη της μονάδας οπότε μπορεί και να αμεληθεί.

2.3.2 Εξάντληση πολυκρυσταλλικού πυριτίου της πύλης

Στην ως εδώ ανάλυση έχει θεωρηθεί ότι το υλικό της πύλης είναι ιδανικός αγωγός, καθότι είναι μέταλλο. Στις σύγχρονες τεχνολογίες ο κανόνας είναι να μην χρησιμοποιείται μέταλλο αλλά πολυκρυσταλλικό πυρίτιο εμπλουτισμένο έντονα. Το υλικό αυτό έχει μία αρκετά μεγάλη επιτρεπτότητα αλλά η προσέγγιση της με το άπειρο δεν δίνει σωστά αποτελέσματα [40, 41]. Για την υλοποίηση της πύλης με αυτήν την τεχνική συνηθίζεται να εμπλουτίζεται το υλικό της πύλης μαζί με τις περιοχές των ακροδεκτών source και drain. Με αυτόν τον τρόπο δημιουργείται μία συγκέντρωση φορέων στην πύλη αντίθετου τύπου φορέα ρεύματος σε σχέση με το υπόστρωμα. Η, δε, περίπτωση όπου οι φορείς στον ακροδέκτη της πύλης είναι ίδιου τύπου με τους φορείς του υποστρώματος μοντελοποιείται διαφορετικά. Επεκτείνοντας την χρήση των παραμέτρων, εισάγεται μία παράμετρος **TG** (από το αγγλικό Type of Gate) η οποία ανάλογα με την τιμή της θα αντιστοιχεί και σε διαφορετική περίπτωση. Με -1 συμβολίζεται η περίπτωση που η έγχυση γίνεται με φορείς διαφορετικού τύπου από αυτούς του υποστρώματος, που είναι και η συνηθέστερη και πρακτικότερη, με $+1$ την περίπτωση που οι φορείς της πύλης είναι ίδιου τύπου με το υπόστρωμα, και με 0 την περίπτωση όπου το υλικό στην πύλη χαρακτηρίζεται από τόσο μεγάλη αγωγιμότητα οπότε και το φαινόμενο μπορεί να αγνοηθεί. Την τελευταία περίπτωση ουσιαστικά έχει καλύψει η μέχρι τώρα ανάλυση.

Ποιοτικά συζητώντας για την περίπτωση διαφορετικού τύπου φορέων μεταξύ πύλης και υποστρώματος (**TG** = -1), και συνεχίζοντας ενδεικτικά με την μελέτη του nMOS, μπορούν να ειπωθούν τα ακόλουθα. Στην περιοχή της συσσώρευσης, το φορτίο της πύλης είναι αρνητικό. Εξ άλλου με αρνητικούς φορείς είναι εμπλουτισμένο και το υλικό. Συνεπώς μπορεί εύκολα να θεωρηθεί ότι το φορτίο θα συσσωρευτεί σε ένα επίπεδο μικρότατου πάχους με μηδενική πτώση τάσης στα άκρα του. Στην περίπτωση της αναστροφής όμως, και ειδικά της ισχυρής αναστροφή το θετικό φορτίο που συσσωρεύεται στην πύλη δημιουργεί ένα στρώμα απογύμνωσης και παράλληλα μία διαφορά δυναμικού στα άκρα του. Αυτή η διαφορά δυναμικού οδηγεί σε μία διαφορά ανάμεσα στην τάση που τοποθετούμε εξωτερικά στην πύλη, και αυτήν που φτάνει πραγματικά στο άνω μέρος του μονωτή της πύλης. Αυτή η διαφορά θα αυξάνει όσο αυξάνει και το φορτίο στην πύλη, συνεπώς όσο αυξάνει και η εξωτερική τάση στην πύλη και οδηγείται η διάταξη σε όλο και ισχυρότερη αναστροφή. Ευθεία συνέπεια της πτώσης τάσης εσωτερικά στην πύλη είναι και η μικρότερη συσσώρευση φορτίου στην πύλη που οδηγεί και σε μικρότερες χωρητικότητες σε σχέση με την περίπτωση μεταλλικής πύλης. Αντίστοιχα μικρότερο θα είναι και το κάθετο πεδίο εσωτερικά του καναλιού το οποίο με την σειρά του οδηγεί σε μία διαφορετική επίδραση του μοντέλου κινητικότητας.

Στην άλλη, σπανιότερη, περίπτωση, όπου οι φορείς στην πύλη είναι ίδιου τύπου με τους φορείς του υποστρώματος (**TG** = $+1$), η ανάλυση θα είναι συμμετρική. Στη μεν περιοχή της αναστροφής η λειτουργία θα είναι ίδια με την περίπτωση της πύλης από ιδανικό αγωγό, ενώ στην περιοχή της συσσώρευσης θα παρατηρείται μία μείωση των φορτίων και των χωρητικοτήτων. Στην περιοχή της συσσώρευσης δεν υπάρχει

ρεύμα στο κανάλι, συνεπώς η μελέτη της κινητικότητας δεν φέρει σημασία. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται εξάντληση πολυκρυσταλλικού πυριτίου (polysilicon depletion ή polydepletion).

Ποσοτικοποιώντας την μοντελοποίηση, αρχικά ορίζεται για το υλικό της πύλης, και σε αντιστοιχία με το υλικό του υποστρώματος, μία συγκέντρωση φορέων σε αυτό (N_G) και ένας συντελεστής διαμόρφωσης πύλης (γ_G , gate modulation factor) [6, 42]. Η σύνδεση αυτών των δύο μεγεθών φαίνεται στην σχέση (2.116), που είναι αντίστοιχη της (2.16)

$$\gamma_G = \frac{\sqrt{2 \cdot q \cdot \epsilon_{si} \cdot N_G}}{C'_{OX}} \quad (2.116)$$

Επισημαίνεται στην σχέση (2.116) ότι η τιμή του γ_G είναι ανάλογη της ρίζας του N_G , οπότε όταν η συγκέντρωση N_G είναι πολύ μεγαλύτερη της συγκέντρωσης στον ημιαγωγό (N_A) θα ισχύει η αντίστοιχη σχέση μεταξύ των συντελεστών γ_G και γ . Επίσης ορίζεται και η πτώση τάσης εσωτερικά της πύλης που θα δίνεται από τον τύπο (2.117).

$$\Psi_G = \begin{cases} \left. \begin{array}{l} 0, & Q'_G \leq 0 \\ \left(\frac{Q'_G}{\gamma_G \cdot C'_{OX}}\right)^2, & Q'_G > 0 \end{array} \right\} & \mathbf{TG} = -1 \\ \left. \begin{array}{l} -\left(\frac{-Q'_G}{\gamma_G \cdot C'_{OX}}\right)^2, & Q'_G < 0 \\ 0, & Q'_G \geq 0 \end{array} \right\} & \mathbf{TG} = +1 \end{cases} \quad (2.117)$$

Για την ευκολότερη γραφή των εξισώσεων ορίζεται ο όρος α_{PD} , σχέση (2.118). Με την βοήθεια του α_{PD} , η διαφορά δυναμικού στην πύλη μπορεί να εκφραστεί απλώς ως $\Psi_G = \alpha_{PD} \cdot \left(\frac{\alpha_{PD} \cdot Q'_G}{\gamma_G \cdot C'_{OX}}\right)^2 = \alpha_{PD} \cdot \left(\frac{Q'_G}{\gamma_G \cdot C'_{OX}}\right)^2$.

$$\alpha_{PD} = \begin{cases} \left. \begin{array}{l} 0, & Q'_G \leq 0 \\ +1, & Q'_G > 0 \end{array} \right\} & \mathbf{TG} = -1 \\ 0 & \mathbf{TG} = 0 \\ \left. \begin{array}{l} -1, & Q'_G < 0 \\ 0, & Q'_G \geq 0 \end{array} \right\} & \mathbf{TG} = +1 \end{cases} \quad (2.118)$$

Για να επεκταθεί το μοντέλο, έτσι ώστε να καλύπτει και το φαινόμενο του polydepletion, πρέπει να επεκταθεί η εξίσωση (2.5), έτσι ώστε να συνυπολογίζεται και η πτώση τάσης στα άκρα του υλικού της πύλης (Ψ_G), σχέση (2.119).

$$V_{GB} = \Phi_{MS} + \Psi_{OX} + \Psi_S + \Psi_G \quad (2.119)$$

Υπενθυμίζεται, δε, η σχέση (2.7), που ισχύει και σε κάθε περίπτωση, λόγω της αρχής διατήρησης του φορτίου. Ας τονιστεί εδώ ότι η πολυπλοκότητα των φαινομένων αναγκάζει την ανάλυση να γίνει πιο επιγραμματική. Περισσότερες λεπτομέρειες μπορούν να βρεθούν, μεταξύ άλλων, στις σχετικές αναφορές [6, 42]. Αντικαθιστώντας το φορτίο της πύλης Q'_G από την (2.7) στην (2.117) και με την σειρά του το Ψ_G στην (2.119), δύναται να επιλυθεί η σχέση ως προς Q'_I οδηγώντας στην σχέση (2.120).

$$Q'_I = C'_{OX} \left(\gamma \cdot \sqrt{\Psi_S} + \frac{V_{GB} - \Psi_S - \Phi_{MS}}{\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \alpha_{PD} \cdot \frac{V_{GB} - \Psi_S - \Phi_{MS}}{\gamma_G^2}}} \right) - Q_{OX} \quad (2.120)$$

Με βάση τον νέο υπολογισμό, τόσο του αναστρέφοντος φορτίου όσο και όλων των άλλων μεγεθών, απαιτείται και ο επαναπροσδιορισμός του υπολογισμού του δυναμικού επιφανείας μηδενικού φορτίου. Η σχέση (2.89) τροποποιείται και παίρνει την μορφή της (2.121).

$$\Psi_P^* \equiv \begin{cases} V_{GB} < V_{FB} \text{ (accumulation)} \\ \Psi_{P,acc}^* \equiv -U_T \ln \left(1 - \frac{\Psi_{PO}}{U_T} + \left(\frac{\frac{V_{GB}-V_{FB}-\Psi_{PO}}{\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \alpha_{PD} \cdot \frac{V_{GB}-V_{FB}-\Psi_{PO}}{\gamma_G^2}}}}{\gamma \sqrt{U_T}} \right)^2 \right) \\ V_{GB} \geq V_{FB} \text{ (depletion \& inversion)} \\ \Psi_{P,inv}^* \equiv U_T \left(\left(\frac{\left(\sqrt{\frac{(V_{GB}-V_{FB})U_T - 1 + e^{-\frac{\Psi_{PO}}{U_T}}}{1 + \alpha_{PD} \cdot \frac{\gamma^2}{\gamma_G^2}} + 4U_T - \frac{\gamma}{2\sqrt{U_T}}} \right)^2}{1 + \alpha_{PD} \cdot \frac{\gamma^2}{\gamma_G^2}} \right) + 1 - e^{-\frac{\Psi_{PO}}{U_T}} \right) \end{cases} \quad (2.121)$$

Ο συντελεστής κλίσης n επίσης αλλάζει τρόπο υπολογισμού. Ενδεικτικά ας αναφερθεί ο υπολογισμός του συντελεστή με βάση την σχέση (2.65), με $k = \frac{1}{2}$, και θεωρώντας αμελητέο το φορτίο Q'_{OX} , σχέση (2.122). Ορίζεται, επίσης, η κανονικοποιημένη έκφραση του συντελεστή διαμόρφωσης πύλης $\hat{\gamma}_G = \frac{\gamma_G}{\sqrt{U_T}}$.

$$n_s \equiv n_{s,k=1/2} \equiv \frac{1}{\sqrt{1 + \alpha_{PD} \frac{\hat{\gamma} \sqrt{\psi_0 + v_P}}{\hat{\gamma}_G^2} + \alpha_{PD} \frac{2v_P}{\hat{\gamma}_G^2}}} + \frac{\hat{\gamma}}{2 \cdot \sqrt{\psi_0 + \frac{v_P}{2}}} \quad (2.122)$$

Η σχέση (2.122) επιτρέπει μία ιδιαίτερη ποιοτική παρατήρηση σε σχέση με το εύρος τιμών του συντελεστή κλίσης. Ενώ από την ανάλυση με ιδανική πύλη εξάγονταν άμεσα το συμπέρασμα ότι ο συντελεστής κλίσης είναι πάντα μεγαλύτερος της μονάδας, αυτό παύει στην περίπτωση που συνυπολογίζεται το φαινόμενο της εξάντλησης του πολυχρυσταλλικού πυριτίου της πύλης.

Με αρκετά διαφορετικό τρόπο επηρεάζεται ο συντελεστής κλίσης τάσεων n_v , σχέση (2.123), αγνοώντας πάλι το φορτίο Q'_{OX} .

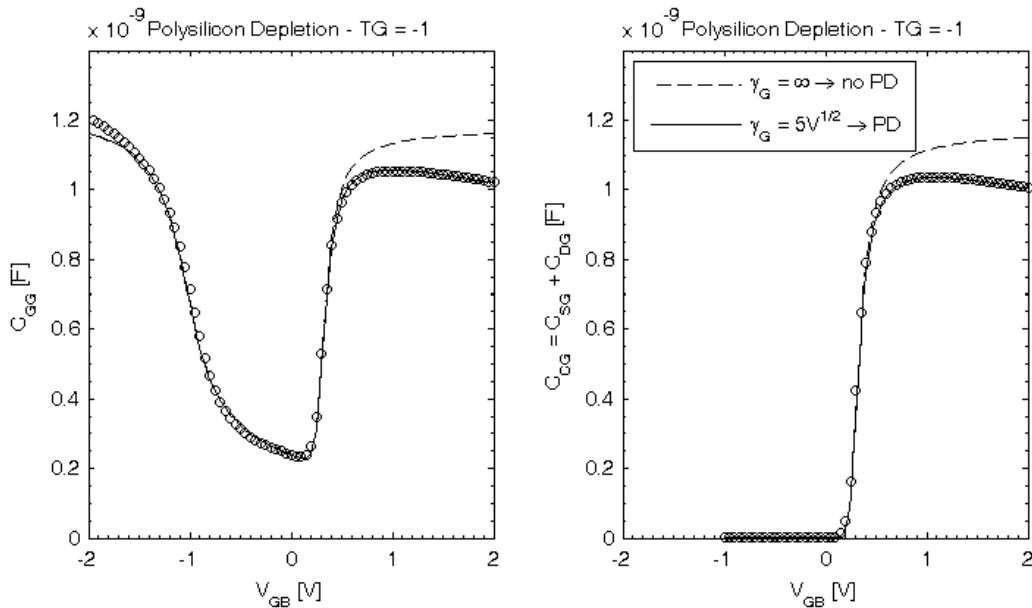
$$n_v = 1 + \frac{\gamma}{2 \cdot \sqrt{\Psi_0 + V_P}} + \alpha_{PD} \cdot \frac{\gamma^2}{\gamma_G^2} \quad (2.123)$$

Η μόνη περίπτωση που ο συντελεστής τάσεων n γίνεται μικρότερος την μονάδα είναι στην περιοχή της συσσώρευσης και για την περίπτωση όπου $\mathbf{TG} = 1$. Στην συνηθέστερη περίπτωση όπου $\mathbf{TG} = -1$ και αντίθετα με τον συντελεστή κλίσης φορτίου n , ο συντελεστής κλίσης τάσεων n_v διατηρεί την τιμή του συνεχώς μεγαλύτερη από την μονάδα.

Ολοκληρώνοντας την ποσοτική ανάλυση του φαινομένου του polydepletion, θα μπορούσαν να αναφερθούν οι τροποποιημένες εκφράσεις των φορτίων που συσσωρεύονται στους ακροδέκτες της διάταξης. Η πολυπλοκότητα αυτών των εκφράσεων δεν επιτρέπει την παρουσίαση τους εδώ. Καλλίτερη θα είναι η μελέτη του φαινομένου συγκρίνοντας γραφικά τα αποτελέσματα σε επίπεδο διαχωρητικότητας. Στο σχήμα 2.28 παρουσιάζονται οι μετρημένες διαχωρητικότητες C_{GG} και C_{GC} ενός στοιχείου nMO-SFET όπου το υλικό της πύλης είναι εμπλουτισμένο με φορείς ρεύματος διαφορετικού

τύπου από το υπόστρωμα. Με C_{CG} συμβολίζεται το άθροισμα των διαχωρητικότητων C_{SG} και C_{DG} , η αλλιώς το αρνητικό της μερικής παραγωγού του συνολικού αναστρέφοντος φορτίου του καναλιού ως προς την τάση στην πύλη. Μαζί με της μετρήσεις εμφανίζεται και η απόκριση του μοντέλου, μία συνυπολογίζοντας το φαινόμενο της εξάντλησης πολυκρυσταλλικού πυριτίου, και μία απουσία αυτού. Εφόσον παρατηρείται η περίπτωση $TG = -1$, αναμένεται να παρατηρηθεί, και όντως παρατηρείται, μία διαφοροποίηση στην περιοχή της αναστροφής, και δει της ισχυρής.

Σημειώνεται ότι οι μετρήσεις διαχωρητικότητας είναι αρκετά δύσκολες όταν τα μετρούμενα μεγέθη είναι ιδιαίτερα μικρά, όπως στην περίπτωση των MOSFET. Για αυτό συνηθίζεται οι μετρήσεις διαχωρητικότητας να μην γίνονται σε τρανζίστορ συνηθισμένων διαστάσεων, αλλά σε πολύ μεγαλύτερων από αυτές που χρησιμοποιούνται πραγματικά στα κυκλώματα. Για την μέτρηση τρανζίστορ με μικρό μήκος καναλιού, συνηθίζεται, αφενός το πλάτος να είναι πολύ μεγάλο και αφετέρου να τοποθετούνται πολλά όμοια τρανζίστορ παράλληλα και να μετρούνται οι αθροιστικές διαχωρητικότητες.



Σχήμα 2.28: Μετρήσεις διαχωρητικότητας και απόκριση του μοντέλου *EKV3.0*, που χρησιμοποιεί τις εξισώσεις που περιγράφονται εδώ. Τα σύμβολα αντιστοιχούν στις μετρήσεις C_{GG} και $C_{CG} = C_{SG} + C_{DG}$, ενώ οι γραμμές στις αντίστοιχες αποκρίσεις του μοντέλου. Οι διακεκομμένες γραμμές αφορούν στο μοντέλο που θεωρεί ιδανικό αγωγό το υλικό της πύλης, και συνεπώς αγνοεί το φαινόμενο του polydepletion, ενώ οι συνεχόμενες γραμμές στο μοντέλο που συνυπολογίζει το φαινόμενο και έτσι δύναται να περιγράψει την πτώση των διαχωρητικότητας που παρατηρείται στην ισχυρή αναστροφή. Οι μετρήσεις και οι προσομοιώσεις αφορούν σε μία διάταξη *nMOSFET* πολύ μεγάλων διαστάσεων, $W/L = 1000\mu m/100\mu m$, μίας τεχνολογίας *CMOS 130nm*.

Η αναλυτική έκφραση του φαινομένου polysilicon depletion είναι ιδιαίτερα πολύπλοκη όπως έχει φανεί, και για αυτό δεν παρουσιάζεται με λεπτομέρεια, σε επίπεδο μαθηματικής ανάλυσης, σε αυτήν την εργασία. Μελετώντας τις εξισώσεις θα μπορούσε να πει κανείς ότι σε αρκετά σημεία του μοντέλου, εκεί όπου στην ανάλυση απουσία του φαινομένου polydepletion εμφανίζονταν ο όρος γ , τώρα εμφανίζεται ο όρος γ_{eff} , σχέση (2.124).

$$\gamma_{eff} = \frac{\gamma_G^2}{\gamma_G^2 + \gamma^2} \cdot \gamma \quad (2.124)$$

Θα μπορούσε να ισχυρισθεί κανείς ότι το φαινόμενο οδηγεί σε μία εξασθένηση δηλαδή της ενεργούς τιμής του συντελεστή φαινομένου σώματος. Όμως αυτή η προσέγγιση δεν πρέπει να θεωρηθεί με αυστηρότητα, καθώς δεν είναι τόσο απλή η επιρροή του φαινομένου στην μοντελοποίηση. Για παράδειγμα αυτή η αντικατάσταση ισχύει για τον υπολογισμό του δυναμικού μηδενικού φορτίου στην αναστροφή, αλλά δεν ισχύει για τον υπολογισμό της τάσης κατωφλίου αναφοράς, σχέση (2.125), στην οποία έχει αγνοηθεί το φορτίο Q'_{OX} .

$$V_{TO} \equiv V_{FB} + \left(1 + \alpha_{PD} \frac{\gamma^2}{\gamma_G^2}\right) \cdot \Psi_0 + \gamma \cdot \sqrt{\Psi_0} \quad (2.125)$$

Επίσης, υπενθυμίζεται ότι όλες οι εξισώσεις, όταν θεωρηθεί ότι ο όρος γ_G έχει πολύ μεγάλη τιμή, εκφυλίζονται στις αντίστοιχες που αγνοούν την ύπαρξη του φαινομένου εξάντλησης πολυχρυσταλλικού πυριτίου.

2.3.3 Κβαντικά φαινόμενα

Καθώς το πάχος του οξειδίου της πύλης παίρνει όλο και μικρότερες τιμές, τα κβαντικά φαινόμενα (quantum effects) που εμφανίζονται στην πύλη αποκτούν όλο και μεγαλύτερη σημασία στην απόκριση του τρανζίστορ. Το μικρότερο πάχος του οξειδίου οδηγεί σε μεγαλύτερο ηλεκτρικό πεδίο στο κανάλι, δεδομένης της μη αναλογικής μείωσης των τάσεων της πόλωσης. Αποτέλεσμα είναι να αυξάνει το ενεργειακό χάσμα (band gap) που χρειάζεται ένας φορέας ρεύματος να καλύψει για να βρεθεί σε ελεύθερη κατάσταση αγωγιμότητας [10, 6, 43, 44].

Σε επίπεδο μοντελοποίησης ο συνυπολογισμός των κβαντικών δεδομένων στην ανάλυση αλλάζει κάποιες εξισώσεις του μοντέλου. Κατ' αρχήν επηρεάζει την ενεργή τιμή της χωρητικότητας ανά μονάδα επιφάνειας του μονωτή. Η τιμή που υπολογίζεται από την σχέση (2.9), δεν καλύπτει την ενεργή τιμή της χωρητικότητας, αλλά πρέπει να τροποποιηθεί όπως φαίνεται στην σχέση (2.126).

$$C'_{OX,qm} = \frac{C'_{OX}}{1 + \delta_{qm}}, \quad \delta_{qm} = \frac{1}{3} A_{qmi} \left(\frac{\gamma U_T C'_{OX}}{2\Phi_F} \right)^{2/3} \left(\frac{2n\sqrt{2\Phi_F}}{\gamma} - 1 \right) \quad (2.126)$$

Στην (2.126) ο όρος A_{qmi} είναι μία παράμετρος, που θεωρητικά δίνεται από την σχέση $A_{qmi} = (2m * q)^{-1/3} \left(\frac{9h}{16\epsilon_{SI}} \right)^{2/3}$, όπου h είναι η σταθερά του Planck. Πρακτικά μπορεί να θεωρηθεί σαν παράμετρος του μοντέλου και να λάβει τιμή ανάλογα με την τεχνολογία και τις μετρήσεις. Σημειώνεται ότι ο διορθωμένος όρος της $C'_{OX,qm}$ χρησιμοποιείται και στους κανονικοποιητικούς παράγοντες Q_{spec} και I_{spec} επηρεάζοντας συνολικά την απόκριση του μοντέλου.

Από την άλλη τα κβαντικά φαινόμενα εισέρχονται στην εξίσωση (2.52) και επηρεάζουν την τιμή του Ψ_0 . Η τιμή του μετατοπίζεται κατά ένα $\Delta\Psi_0$ που φαίνεται στην σχέση

$$\Psi_{0,qm} = \Psi_{0,qm} + \Delta\Psi_0, \quad \Delta\Psi_0 = A_{qmi} \left(\gamma C'_{OX} \sqrt{2\Phi_F} \right)^{2/3} \quad (2.127)$$

Τέλος, διαφοροποιείται και η εξίσωση που δίδει το φορτίο που συσσωρεύεται στον ακροδέκτη του σώματος (Q_B), που επηρεάζει κυρίως την συμπεριφορά στην περιοχή της συσσώρευσης. Στην εξίσωση (2.92) εισάγεται ένας όρος $\Delta\Psi_v$ όπως φαίνεται στην σχέση (2.128).

$$Q_{B,qm} = -C'_{OX} \cdot W_{eff} \cdot L_{eff} \cdot (V_{GB} - V_{FB} - \Psi_P + \Delta\Psi_v) - \frac{n-1}{n} \cdot Q_I$$

$$\Delta\Psi_v = \hat{A}_{qma} \left(\left(\sqrt{\left(\frac{V_{GB}-V_{FB}-\Psi_P}{2}\right)^2 + 4\hat{A}_{qma}\gamma^2} - \frac{V_{GB}-V_{FB}-\Psi_P}{2} \right)^{\frac{2}{3}} - \left(\sqrt{\left(\frac{3\gamma}{\sqrt{2}}\right)^2 + 4\hat{A}_{qma}\gamma^2} - \frac{3\gamma}{\sqrt{2}} \right)^{\frac{2}{3}} \right) \quad (2.128)$$

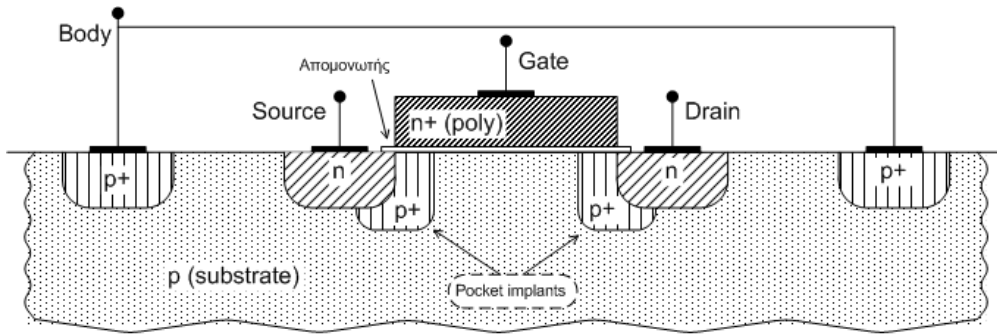
$$\hat{A}_{qma} = A_{qma} \left(\frac{C'^2_{OX}}{U_T} \right)^{\frac{1}{3}} \eta_{qm}^{2/3}$$

Η παράμετρος A_{qma} είναι αντίστοιχη με την A_{qmi} , που παρά την συγκεκριμένη θεωρητική τιμή της μπορεί να αφεθεί ελεύθερη να οριστεί ανάλογα με τις ανάγκες της κάθε τεχνολογίας. Η δε παράμετρος η_{qm} έχει θεωρητική τιμή $\frac{3}{4}$.

2.3.4 Μετακίνηση τάσης κατωφλίου λόγω της τάσης στον ακροδέκτη drain σε διατάξεις ανομοιογενούς κατά μήκος συγκέντρωσης του σώματος (pocket implants).

Στο σχήμα 2.2, όπως και στα ακόλουθα, έχει σχεδιαστεί η περιοχή ανάμεσα από τους ακροδέκτες source και drain σαν ομοιογενής, με συγκέντρωση που έχει συμβολιστεί N_A . Σε τρανζίστορ με τέτοια δομή παρατηρείται ότι για πολύ μικρά μήκη καναλιού εμφανίζεται το φαινόμενο του διαπερασμού (punchthrough). Το φαινόμενο αυτό αναφέρεται στην απευθείας σύνδεση των περιοχών του source και του drain, όχι διαμέσω του καναλιού αλλά λόγω της επέκτασής τους, με την αύξηση της τάσης V_{SB} και, κυρίως της V_{DB} [4]. Προκειμένου να λυθεί αυτό το πρόβλημα συνηθίζεται η δημιουργία ενός ανομοιογενούς προφίλ κατά μήκος του καναλιού. Πιο συγκεκριμένα επιλέγεται στα άκρα του καναλιού, και σε βάθος μεγαλύτερο από αυτό της περιοχής των source και drain, η συγκέντρωση να είναι υψηλότερη έτσι ώστε να περιορίζεται η επέκταση των ενεργών περιοχών κατά μήκος του καναλιού. Αποτέλεσμα αυτής της διαδικασίας είναι το κανάλι πλέον να χαρακτηρίζεται από μία ανομοιογένεια που πρέπει επιμελώς να μοντελοποιηθεί. Αυτές οι εγχύσεις εκατέρωθεν του καναλιού ονομάζονται rockets, λόγω του σχήματος τους που θυμίζει τσέπες, σχήμα 2.29.

Αν και η χρήση των pocket implants εστιάζει στην αντιμετώπιση προβλημάτων που αφορούν σε μικρού μήκους διατάξεις, επηρεάζει τελικώς την συμπεριφορά και σε τρανζίστορ μεγάλου μήκους. Μακροσκοπικά αναλύοντας την κατάσταση, θα περίμενε κανείς αυτό να μην συνέβαινε, καθώς τα pocket implants επηρεάζουν μόλις ένα μικρό μέρος του καναλιού, στα άκρα του, και το μήκος του όλου είναι μεγαλύτερο μέρος της διάταξης στην περίπτωση των διατάξεων μεγάλου μήκους. Από την άλλη όμως, το ρεύμα στο κανάλι διαπερνά τα διάφορα μέρη του καναλιού σειριακά καθώς ρέει κατά το όλο μήκος αυτού. Οι δε περιοχές του καναλιού που είναι τα pocket implants θα είναι δυσκολότερο να αναστραφούν, καθώς το υπόστρωμα εκεί έχει μεγαλύτερη συγκέντρωση. Τέλος, δε, και μιλώντας πιο ειδικά για το pocket implant πλησίον του ακροδέκτη drain η κατάσταση αναστροφής του θα επηρεάζεται έντονα και από την τάση στον ακροδέκτη drain λόγω της γειτνίασής των. Ομοίως ισχύει για το source αλλά επειδή κατά σύμβαση θεωρούμε $V_{DS} > 0$ το φαινόμενο παρατηρείται εντονότερο



Σχήμα 2.29: Απλοποιημένη διατομή ενός nMOSFET με ανομοιογενή συγκέντρωση στο υπόστρωμα κατά μήκος του καναλιού. Τα pocket implants χρησιμοποιούνται για να προστατευτεί η διάταξη από το φαινόμενο punchthrough, που παρατηρείται σε τρανζίστορ με κανάλια μικρού μήκους.

στην άκρη του drain. Συνεπώς, η ανάλυση καταλήγει στο συμπέρασμα ότι λόγω των pocket implants ακόμα και οι μεγάλοι μήκους διατάξεις παρουσιάζουν μία διαφορετική συμπεριφορά από ότι θα είχαν απουσία των pocket implants, και επιπλέον ότι αυτή η διαφοροποίηση περιέχει και μία επιπλέον επίδραση της τάσης V_{DS} στο κανάλι (drain induced threshold voltage shift ή DITS).

Για την καλλίτερη κατανόηση της κατάστασης θα μπορούσε να ειπωθεί ότι ένα τρανζίστορ με pocket implants θα μπορούσε να αντικατασταθεί με τρία τρανζίστορ στην σειρά όπου το μεν κεντρικό είναι ίδιο με το όλο αλλά λίγο μικρότερου μήκους, τα, δε, ακριανά είναι μήκους ίσου με το μήκος του κάθε pocket implant και συγκέντρωση υποστρώματος ίση με την συγκέντρωση που έχουν τα pocket implants [45]. Η τάση κατωφλίου των ακριανών διατάξεων θα είναι μεγαλύτερη από αυτή του μεσαίου τμήματος. Η δε τάση κατωφλίου του ακραίου τρανζίστορ, που είναι από την μεριά του ακροδέκτη drain, θα χαρακτηρίζεται και από μία έντονη επιρροή από την τάση V_D .

Από την άλλη, ενδιαφέρον παρουσιάζει η ανάλυση της διάταξης με pocket implants με βάση την αντίσταση που εμφανίζεται στον ακροδέκτη drain ($R_{out} = (g_{ds})^{-1} = \left(\frac{I_{DS}}{V_{DS}}\right)^{-1}$). Η αντίσταση εξόδου ορίζεται σαν το αντίστροφο της αγωγιμότητας εξόδου (g_{ds}). Η αντίσταση εξόδου στον κόρο, δε, μπορεί να εκφραστεί μέσω της τάσης Early (V_A). Η τάση Early μπορεί να περιγραφεί στην περίπτωση του τρανζίστορ με pocket implants με βάση την παραμετρική εξίσωση (2.129) [45, 28].

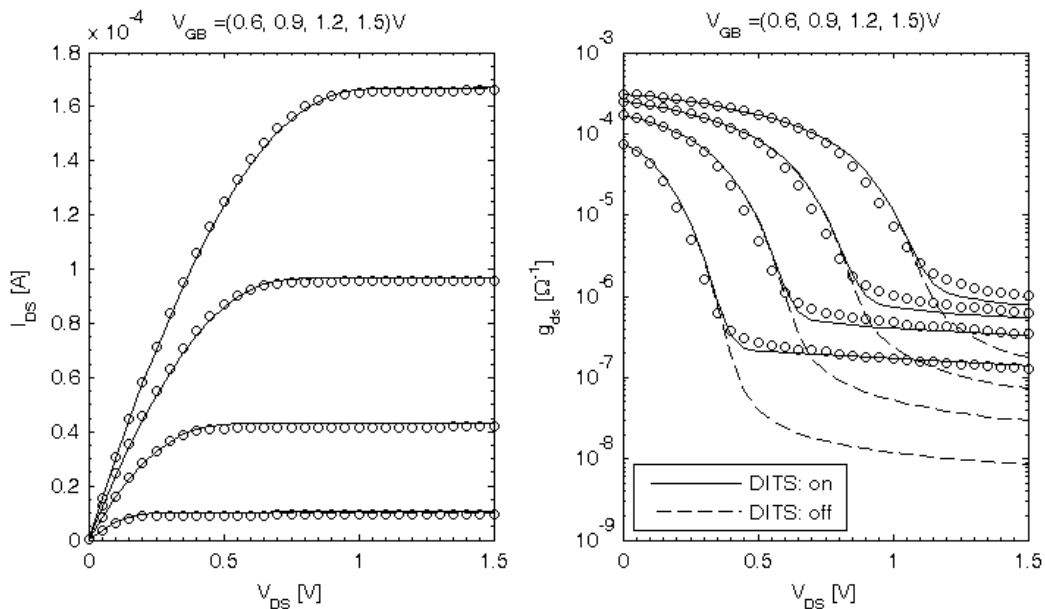
$$V_{A,DITS} = I_{DS}R_{out} = \frac{1}{1 + \frac{F_{Rout}\sqrt{L_{eff}}}{Q_I+2}} (1 + (1 + P_{DITS,L}L_{eff}) \exp(P_{DITS,D}V_{DS})) \quad (2.129)$$

Στην (2.129), εμφανίζεται η παράμετρος F_{Rout} που συνδέεται με την εξάρτηση της αντίστασης εξόδου από το μήκος του καναλιού. Επίσης εμφανίζονται οι παράμετροι P_{DITS} , $P_{DITS,L}$ και $P_{DITS,D}$, οι οποίες εισάγονται για την ευκολότερη προσαρμογή του μοντέλου πάνω σε πραγματικές τεχνολογίες. Με βάση την τάση Early υπολογίζεται η νέα τιμή του ρεύματος του καναλιού που περιέχει και την επίδραση των pocket implants, σχέση (2.130).

$$I_{DS,DITS} = I_{DS} \cdot \left(1 + \frac{V_{DS} - V_{DS,SAT}}{V_{A,DITS}}\right) \quad (2.130)$$

Στην (2.130) εμφανίζεται και ο όρος $V_{DS,SAT}$, που συνδέεται με την περιογή του κορεσμού και αναφέρεται σε ένα φαινόμενο που επικρατεί σε τρανζίστορ μικρών μηκών καναλιού και για αυτό θα αναλυθεί στην επόμενη παράγραφο (2.4.1).

Στο σχήμα 2.30 εμφανίζεται η απόκριση του μοντέλου, συνυπολογίζοντας τις εξισώσεις που αφορούν στο DITS, συγκρινόμενη με την απόκριση του μοντέλου που αγνοεί το φαινόμενο. Επίσης παρουσιάζονται μετρήσεις που επαληθεύουν την ορθή προσέγγιση του μοντέλου. Λόγω του φαινομένου DITS η αγωγιμότητα εξόδου στον κόρο είναι στην πραγματικότητα τάξεις μεγέθους μεγαλύτερη από την αναμενόμενη από την ιδανική ανάλυση. Θυμίζεται ότι στην ιδανική ανάλυση εξάγεται το συμπέρασμα ότι η εξάρτηση του ρεύματος από την τάση στον ακροδέκτη drain τείνει να είναι μηδενική στον κόρο. Στην πραγματικότητα ένα ολοκληρωμένο μοντέλο, κι αν μην καλύπτει το φαινόμενο DITS, δεν προβλέπει μία μηδενική αγωγιμότητα εξόδου, αλλά η παρουσία του φαινομένου κάνει την αγωγιμότητα να είναι τάξεις μεγέθους σε σχέση με τις διατάξεις που απουσιάζουν τα rocket implants. Υπογραμμίζεται επίσης ότι η διαφορά στην πρόβλεψη του ρεύματος I_{DS} αλλάζει ελάχιστα λόγω του φαινομένου DITS. Παρ' όλ' αυτά η αλλαγή στην αγωγιμότητα εξόδου είναι σημαντικότερη.



Σχήμα 2.30: I_D vs. V_D ανάλυση, με $V_{SB} = 0V$, σε τρανζίστορ καναλιού μεγάλου μήκους ($W/L = 10\mu\mu/10\mu\mu$), μίας CMOS τεχνολογίας 130nm. Λόγω του φαινομένου DITS, παρατηρείται μεγάλη απόσταση μεταξύ των μετρήσεων (σύμβολα) και της αγωγιμότητας εξόδου που προβλέπεται από το ιδανικό μοντέλο. Με γραμμές παρουσιάζεται η απόκριση του μοντέλου EKV3.0, αφενός συνυπολογίζοντας το φαινόμενο DITS (συνεχής γραμμές) και αφετέρου απουσία αυτού (διακεκομμένες γραμμές). Αν και η διαφορά στην απόκριση του ρεύματος είναι ελάχιστη, στην αγωγιμότητα η διαφορά είναι σημαντικότερη.

2.4 Φαινόμενα κοντού καναλιού (short channel effects)

Η ανάλυση μέχρι τώρα στηρίχθηκε στην υπόθεση ότι οι διαστάσεις του τρανζίστορ είναι τόσο μεγάλες ώστε τα φαινόμενα που λαμβάνουν χώρα στα άκρα του καναλιού να θεωρείται ότι δεν επηρεάζουν σημαντικά την λειτουργία του όλου στοιχείου. Η πρακτική

όμως θέλει τα τρανζίστορ με μικρό μήκος καναλιού να είναι τα πλέον σημαντικά στην σχεδίαση ηλεκτρονικών κυκλωμάτων, τόσο ψηφιακών όσο και αναλογικών. Συνεπώς, η εμπεριστατωμένη μελέτη των διαφόρων φαινομένων μικρών διαστάσεων είναι αναγκαία. Επιγραμματικά θα αναφερθούν τα φαινόμενα του κορεσμού ταχύτητας (velocity saturation), της επιρροής του οριζόντιου πεδίου στην κινητικότητα, της διαμόρφωσης του μήκους του καναλιού (channel length modulation), του ανάστροφου φαινομένου κοντού καναλιού (reverse short channel effect), της συνδιαμόρφωσης φορτίου (charge sharing), της πτώσης του φράγματος λόγω της τάσης στο drain (drain induced barrier lowering), της χωρητικότητας επικάλυψης (overlap capacitance), της χωρητικότητας θυσάνωσης (fringing capacitance) και της εν σειρά αντίστασης (series resistance).

2.4.1 Κορεσμός ταχύτητας (velocity saturation)

Στην παράγραφο 2.3.1 μελετήθηκε η εξάρτηση του τρανζίστορ, και ειδικότερα της κινητικότητας, από το κάθετο πεδίο στο κανάλι, ενώ αγνοήθηκε η εξάρτηση της απόκρισης του τρανζίστορ από το οριζόντιο πεδίο. Στον οριζόντιο άξονα το πεδίο εξαρτάται ανάλογα από την τάση στα άκρα του καναλιού (V_{DS}), και αντιστρόφως ανάλογα σε σχέση με το μήκος του καναλιού. Η ταχύτητα, δε, των φορέων ρεύματος θα είναι ανάλογη του οριζόντιου πεδίου σε κάθε σημείο. Από την άλλη όμως υπάρχει μία μέγιστη δυνατή τιμή της ταχύτητας των φορέων. Συνεπώς, η γραμμική σχέση μεταξύ οριζόντιου πεδίου και της ταχύτητας των φορέων διατηρείται μόνο για χαμηλά πεδία, ενώ για μεγαλύτερες τιμές η ταχύτητα θα συγκλίνει προς μία μέγιστη τιμή. Ένα μαθηματικό μοντέλο που περιγράφει το φαινόμενο αυτό, που ονομάζεται κορεσμός ταχύτητας, φαίνεται στην εξίσωση (2.131) [46].

$$v = v_{sat} \cdot \frac{\frac{E_{\parallel}}{E_c}}{\sqrt{1 + \frac{\left(2 \cdot (2-\delta) \cdot \frac{E_{\parallel}}{E_c}\right)^2}{G_{sat} + 2 \cdot (2-\delta) \cdot \frac{E_{\parallel}}{E_c}} + \left(\frac{E_{\parallel}}{E_c}\right)^2}}, \quad 1 \leq \delta \leq 2 \quad (2.131)$$

Στην (2.131) με E_{\parallel} συμβολίζεται το οριζόντιο πεδίο σε κάθε σημείο του καναλιού, με E_c συμβολίζεται η κρίσιμη τιμή του πεδίου που λειτουργεί σαν όριο μεταξύ της περιοχής του κορεσμού ταχύτητας και της γραμμικής σχέσης μεταξύ ταχύτητας και οριζόντιου πεδίου. Με v_{sat} συμβολίζεται η μέγιστη ταχύτητα που μπορούν να αναπτύξουν οι φορείς, ενώ με v η ταχύτητα που θα έχουν δεδομένης μίας τιμής για το οριζόντιο πεδίο. Τέλος, με δ συμβολίζεται η τάξη του μαθηματικού μοντέλου κορεσμού ταχύτητας. Για την περίπτωση των ηλεκτρονίων αποδεικνύεται ότι μία τιμή κοντά στο 2 δίνει τα καλλίτερα αποτελέσματα, ενώ για τις οπές η τιμή 1 είναι ιδανικότερη [47]. Στο πλαίσιο της παρούσας εργασίας θα αναπτυχθεί το μοντέλο θεωρώντας το δ σαν παράμετρο, που θα εξάγεται ανάλογα με τις ανάγκες της τεχνολογίας. Το G_{sat} είναι επίσης μία παράμετρος που διασφαλίζει την λεία, από μαθηματική άποψη, απόκριση του μοντέλου.

Παρουσία του φαινομένου του κορεσμού ταχύτητας το κανάλι μπορεί να διαχωριστεί σε δύο μέρη. Το ένα, εν γένει μεγαλύτερο και προς την μεριά του source, θα είναι το μέρος όπου η ταχύτητα των φορέων δεν έχει ακόμα κορεστεί και διατηρείται ακόμα η γραμμική σχέση μεταξύ ταχύτητας φορέων και οριζόντιου πεδίου. Το δεύτερο μέρος, προς την μεριά του drain, θα διαρρέεται από φορείς που πλέον η ταχύτητα του έχει κορεστεί και δεν δύναται να επιταχυνθούν περαιτέρω. Στην ουσία μόνο το πρώτο κομμάτι λειτουργεί σαν MOSFET με βάση την ανάλυση που έχει γίνει μέχρι

εδώ, ενώ το δεύτερο μέρος απλά διαρρέεται από το ρεύμα που αναπτύσσεται στο πρώτο κομμάτι. Έστω V_D' η τάση του καναλιού στο όριο των δύο περιοχών. Το ρεύμα του όλου τρανζίστορ, μπορεί να εξαχθεί θεωρώντας ένα τρανζίστορ που αποτελείται μόνο από το πρώτο μέρος του όλου τρανζίστορ, το μη κορεσμένο ως προς την ταχύτητα, το οποίο έχει τάση στον ακροδέκτη drain την V_D' . Στόχος συνεπώς είναι ο υπολογισμός της τάσης V_D' , καθώς και του μήκους του μη κορεσμένου ως προς την ταχύτητα τμήματος του καναλιού και της ενεργής κινητικότητας, όπως αυτή έχει επηρεαστεί από το οριζόντιο πεδίο. Η εξίσωση (2.132) παρουσιάζει την μέγιστη δυνατή τιμή της τάσης στην άκρη του ενεργού τμήματος του καναλιού που δεν χαρακτηρίζεται από το κορεσμό ταχύτητας [10].

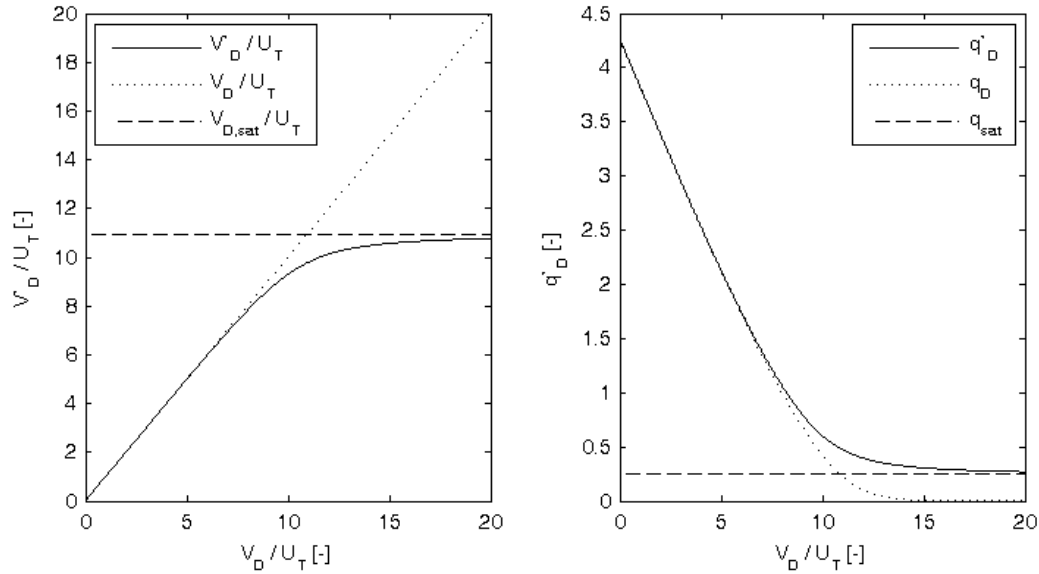
$$V_{D,sat} = V_P - \frac{(2 \cdot q_{sat} + \ln q_{sat}) \cdot \left(1 + \frac{U_T}{E_c \cdot L_{eff}} \cdot (q_s - q_{sat})\right)}{1 + \frac{2 \cdot \left(\frac{U_T}{E_c \cdot L_{eff}} \cdot (2-\delta) \cdot (q_s - q_{sat})\right)^2}{G_{sat} + \frac{U_T}{E_c \cdot L_{eff}} \cdot (2-\delta) \cdot (q_s - q_{sat})} + \left(\frac{U_T}{E_c \cdot L_{eff}} \cdot (q_s - q_{sat})\right)^2}, \quad (2.132)$$

$$q_{sat} = \frac{2 \cdot \frac{U_T}{E_c \cdot L_{eff}} \cdot (q_s^2 + q_s)}{2 + \frac{U_T}{E_c \cdot L_{eff}} + 2 \cdot q_s \cdot \frac{U_T}{E_c \cdot L_{eff}} + \sqrt{\left(2 + \frac{U_T}{E_c \cdot L_{eff}}\right)^2 + 8 \cdot q_s \cdot \frac{U_T}{E_c \cdot L_{eff}}}}$$

Ιδιαίτερη προσοχή απαιτείται στον υπολογισμό της τάσης V_D' . Η τιμή αυτή θα αντικαταστήσει την τιμή της τάσης V_D στους διάφορους υπολογισμούς του μοντέλου. Απαιτείται να υπολογίζεται με τέτοιο τρόπο έτσι ώστε να διατηρείται η φυσική συνέχεια των εξισώσεων, παράλληλα με την συνέχεια και των παραγώγων των μεγεθών που υπολογίζονται από το μοντέλο, όπως οι διαγωγιμότητες και οι διαχωρητικότητες. Επίσης υπογραμμίζεται η ανάγκη για συνεπή συμπεριφορά του μοντέλου ακόμα και στην περίπτωση αλλαγής του προσήμου του V_{DS} . Συνυπολογίζοντας αυτά τα κριτήρια εξάγεται η σχέση (2.133), στην οποία εμφανίζεται και η παραμετρική μεταβλητή α_{sat} , η οποία ασθενώς επηρεάζει την εξίσωση στην μετάβαση στο φαινόμενο του κορεσμού ταχύτητας. Η τιμή της, δε, είναι κοντά στην μονάδα.

$$V_D' = \frac{1}{2} \left(\sqrt{\left((V_D - V_S) \sqrt{1 + \frac{\alpha_{sat} q_{sat+1}}{\delta q_{s+1}}} + (V_{D,sat} - V_S) \right)^2 + \frac{4\alpha_{sat} (q_{sat+1})(V_{D,sat} - V_S)}{q_{s+1}}} - \sqrt{\left((V_D - V_S) \sqrt{1 + \frac{\alpha_{sat} q_{sat+1}}{\delta q_{s+1}}} - (V_{D,sat} - V_S) \right)^2 + \frac{4\alpha_{sat} (q_{sat+1})(V_{D,sat} - V_S)}{q_{s+1}}} \right) + V_S \quad (2.133)$$

Με βάση την ενεργή τιμή της τάσης στο drain λόγω του κορεσμού ταχύτητας V_D' , ορίζεται η κανονικοποιημένη έκφραση της $v_D' \equiv \frac{V_D'}{U_T}$ και υπολογίζεται το κανονικοποιημένο αναστρέφον φορτίο στο σημείο που αρχίζει ο κορεσμός ταχύτητας (q_d'). Στο σχήμα 2.31 αποδίδεται γραφικά η εξίσωση (2.133) και σημειώνεται το χαρακτηριστικό επίπεδο τάσης $V_{D,sat}$. Επίσης εμφανίζεται το κανονικοποιημένο φορτίο στον ακροδέκτη του γραμμικού τμήματος του καναλιού, τόσο συνυπολογίζοντας το φαινόμενο κορεσμού ταχύτητας όσο και απουσία αυτού, καθώς και το χαρακτηριστικό φορτίο q_{sat} , που υπολογίζεται στην (2.132).



Σχήμα 2.31: Η επίδραση του φαινομένου κορεσμού ταχύτητας (*velocity saturation*) στην ενεργή τιμή της τάσης στον ακροδέκτη *drain*. Στην εδώ ανάλυση ισχύει ότι $V_S \approx 2.9 \cdot U_T$, $V_B = 0V$, $V_P = 10 \cdot U_T$, $\delta = 1.5$.

2.4.1.1 Διαμόρφωση μήκους καναλιού (**channel length modulation**)

Όπως αναφέρθηκε στην προηγούμενη ανάλυση το κανάλι μπορεί να διαχωριστεί σε ένα μέρος που συμβαίνει ο κορεσμός ταχύτητας και ένα υπόλοιπο γραμμικό. Στο γραμμικό μόνο μέρος ισχύουν οι εξισώσεις που έχουν εκφραστεί μέχρι στιγμής. Για να υπάρχει η πλήρης εικόνα, απαιτείται, εκτός από την τάση στην άκρη του γραμμικού μέρους του καναλιού (V'_D) να υπολογιστεί και το μήκος του, που θα είναι κατά κάτι μικρότερο του όλου. Το μήκος του κορεσμένου από άποψη ταχύτητας, καναλιού δίνεται από την σχέση (2.134) [48]. Αφαιρώντας το κορεσμένο μέρος από το όλο υπολογίζεται το μήκος του ενεργού τρανζίστορ, έστω L' .

$$\Delta L \approx \lambda L_C \ln \left(\frac{\frac{L_C}{L_{eff} - 2L_C} + \frac{V_D - V'_D}{L_C E_C} + \sqrt{\left(\frac{V_D - V'_D}{L_C E_C}\right)^2 + 2 \frac{L_C}{L_{eff} - 2L_C} \frac{V_D - V'_D}{L_C E_C} + 1}}{1 + \frac{L_C}{L_{eff} - 2L_C}} \right) \quad (2.134)$$

$$L' = L_{eff} - \Delta L$$

Στην (2.134) χρησιμοποιείται η παράμετρος λ καθώς και το χαρακτηριστικό μήκος L_C , που εξαρτάται, συν τοις άλλοις, από το βάθος των περιοχών του source και του drain (X_J), και δίνεται από την σχέση (2.135).

$$L_C = \sqrt{\frac{\epsilon_{SI} \cdot X_J}{C'_{OX}}} \quad (2.135)$$

Μέχρι εδώ, έχει υπολογιστεί το δυναμικό στον ακροδέκτη του ενεργού καναλιού καθώς και το μήκος του. Ουσιαστικά μελετάται πλέον ένα τρανζίστορ με μήκος L' αντί για L_{eff} και δυναμικό στον ακροδέκτη drain V'_D αντί V_D .

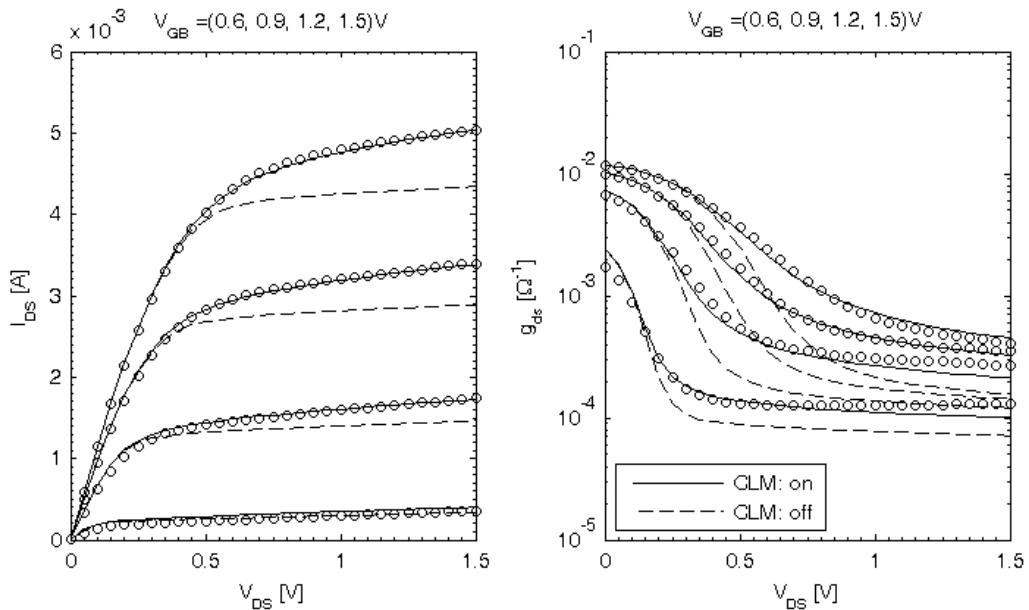
2.4.1.2 Επίδραση οριζόντιου ηλεκτρικού πεδίου στην κινητικότητα

Το οριζόντιο ηλεκτρικό πεδίο επιδρά στην κινητικότητα των φορέων εντός του ενεργού καναλιού, ακριβώς όπως και το κάθετο πεδίο. Η κινητικότητα και η ταχύτητα των φορέων συνδέονται μέσω του οριζόντιου πεδίου, σχέση 2.136.

$$\mu = \frac{v}{E_{\parallel}}, \quad E_{\parallel} = \frac{d\Psi_S}{dx} = \frac{1}{n \cdot C'_{OX}} \cdot \frac{dQ'_I}{dx} \quad (2.136)$$

Με την βοήθεια της 2.136 μπορεί να υπολογιστεί το ολοκλήρωμα που χρειάζεται για τον υπολογισμό της ενεργής τιμής της κινητικότητας, σχέση 2.137.

$$\begin{aligned} \frac{1}{L'} \int_0^{L'} \frac{1}{\mu} dx &= \frac{1}{L'} \int_0^{L'} \frac{E_c}{v_{sat}} \sqrt{1 + \frac{\left(2 \cdot (2 - \delta) \cdot \frac{E_{\parallel}}{E_c}\right)^2}{G_{sat} + 2 \cdot (2 - \delta) \cdot \frac{E_{\parallel}}{E_c}} + \left(\frac{E_{\parallel}}{E_c}\right)^2} dx \approx \\ &\approx \frac{E_c}{v_{sat}} \sqrt{1 + \frac{\left(\frac{4U_T}{L_C E_C} \cdot (2 - \delta) \cdot (q_s - q'_d)\right)^2}{G_{sat} + \frac{4U_T}{L_C E_C} \cdot (2 - \delta) \cdot (q_s - q'_d)} + \left(\frac{2U_T}{L_C E_C} (q_s - q'_d)\right)^2} \end{aligned} \quad (2.137)$$



Σχήμα 2.32: Ανάλυση I_D vs. V_D σε nMOS τρανζίστορ κοντού καναλιού ($L_{eff} = 140\text{nm}$) μίας τεχνολογίας CMOS 130nm. Λόγω του φαινομένου κορεσμού ταχύτητας η χαρακτηριστική είναι αισθητά διαφορετική από την αντίστοιχη των τρανζίστορ μεγάλου μήκους καναλιού, γράφημα 2.30, και, δει, στην περιοχή του κορεσμού. Η δε τιμή της αγωγιμότητας εξόδου, λόγω του φαινομένου του κορεσμού ταχύτητας και της διαμόρφωσης του μήκους του καναλιού έχει τάξεις μεγέθους μεγαλύτερη τιμή από την αντίστοιχη των μεγάλου μήκους καναλιού τρανζίστορ. Τα σύμβολα αντιστοιχούν σε μετρήσεις, οι συνεχείς γραμμές στην απόκριση του μοντέλου EKV3.0 που περιγράφει τα φαινόμενα κορεσμού ταχύτητα με τον τρόπο που αναλύεται εδώ, και με διακεκομμένες γραμμές η απόκριση του μοντέλου αγνοώντας το φαινόμενο της διαμόρφωσης μήκους καναλιού. Ισχύει ότι $V_{SB} = 0\text{V}$.

Προκειμένου να συνδυαστεί η μοντελοποίηση της επίδρασης του οριζόντιου πεδίου με την αντίστοιχη του κάθετου, υπενθυμίζεται ο ορισμός του μ_0 σαν την κινητικότητα

χαμηλού πεδίου, τόσο κάθετου όσο και οριζόντιου. Σε συνέπεια με τον κανόνα Mathiessen, και βάση το αποτέλεσμα της σχέσης (2.115), υπολογίζεται η κινητικότητα στο μη κορεσμένο τμήμα του καναλιού, έστω μ' , στην σχέση (2.138).

$$\mu' = \frac{\mu_{eff}}{\sqrt{1 + \frac{\left(\frac{4U_T}{L_C E_C} \cdot (2-\delta) \cdot (q_s - q'_d)\right)^2}{G_{sat} + \frac{4U_T}{L_C E_C} \cdot (2-\delta) \cdot (q_s - q'_d)} + \left(\frac{2U_T}{L_C E_C} (q_s - q'_d)\right)^2}} \quad (2.138)$$

Με την χρήση των μεγεθών V'_D , L' και μ' , αντί για τα αντίστοιχα μη τονούμενα, δύναται η επέκταση του μοντέλου έτσι ώστε να καλύπτει και το φαινόμενο του κορεσμού ταχύτητας velocity saturation. Στο γράφημα 2.32 εμφανίζονται οι μετρήσεις σε ένα τρανζίστορ με μήκος καναλιού στα όρια της τεχνολογίας όπου χαρακτηριστικά εμφανίζεται το φαινόμενο κορεσμού ταχύτητας. Η σύγκριση με την αντίστοιχη ανάλυση σε τρανζίστορ μεγάλου μήκους, σχήμα 2.30, αποκαλύπτει τις ποιοτικές διαφορές.

2.4.2 Ανάστροφο φαινόμενο κοντού καναλιού (reverse short channel effect)

Οι εγχύσεις στα άκρα του καναλιού, που μελετήθηκαν και παρουσιάστηκαν στο σχήμα 2.29, χρειάζονται για να αποφεύγεται η απευθείας σύνδεση των ενεργών περιοχών των drain και source σε τρανζίστορ μικρού μήκους. Από την άλλη η αυξημένη συγκέντρωση στα άκρα του καναλιού, επηρεάζει την τιμή της μέση τιμής της συγκέντρωσης σε όλο το κανάλι [49, 50]. Αυτή η επιρροή είναι εντονότερη προφανώς στα τρανζίστορ με κανάλια μικρού μήκους, καθώς σε αυτά η έκταση των pocket implants αποτελεί ποσοστιαία μεγαλύτερο μέρος του καναλιού, και ονομάζεται ανάστροφο φαινόμενο κοντού καναλιού (reverse short channel effect ή RSCE). Η επίδραση της μέσης τιμής, ή καλλίτερα ενεργής τιμής, της συγκέντρωσης επηρεάζει την τάση κατωφλίου (ή αλλιώς την τάση ισορροπίας (flat-band voltage), τον συντελεστή φαινομένου σώματος (γ), καθώς και την τάση Fermi.

Η επίδραση στην ενεργή τιμή της συγκέντρωσης μπορεί να μοντελοποιηθεί μαθηματικά μέσω της σχέσης (2.139).

$$N_{A,eff} \propto 2 \cdot \frac{1 - \exp\left(-\left(\frac{L_{eff}}{L_R}\right)^2\right)}{C'_{OX} \cdot \frac{L_{eff}}{L_R}} \quad (2.139)$$

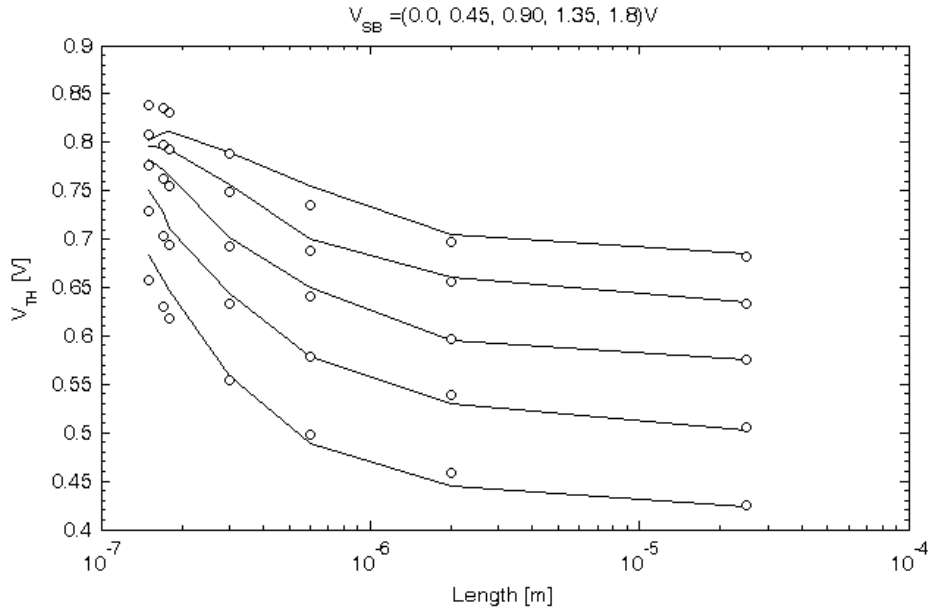
Ο συντελεστής της αναλογίας στην (2.139) εξαρτάται από τις ειδικές συγκεντρώσεις που χρησιμοποιούνται στην κάθε τεχνολογία, ενώ το χαρακτηριστικό μήκος L_R σχετίζεται με το μήκος των pocket implants. Με βάση αυτήν την εξάρτηση, και την χρήση παραμέτρων (Q_{LR} , N_{LR} και F_{LR}) που επιτρέπουν την προσαρμογή του μοντέλου πάνω στα χαρακτηριστικά της κάθε τεχνολογίας, εξάγονται οι σχέσεις (2.140) που εκφράζουν την επιρροή του φαινομένου πάνω στην απόκριση του μοντέλου.

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

$$\dot{\gamma}_{RSCE} = \sqrt{1 + 2 \cdot N_{LR} \cdot \frac{1 - \exp\left(-\left(\frac{L_{eff}}{L_R}\right)^2\right)}{C'_{OX} \cdot \frac{L_{eff}}{L_R}}}, \quad \gamma_{eff} = \gamma \cdot \dot{\gamma}_{RSCE} \quad (2.140)$$

$$\Delta \Phi_{F,RSCE} = U_T \cdot F_{LR} \cdot \ln\left(1 + 2 \cdot N_{LR} \cdot \frac{1 - \exp\left(-\left(\frac{L_{eff}}{L_R}\right)^2\right)}{C'_{OX} \cdot \frac{L_{eff}}{L_R}}\right),$$

$$\Phi_{F,eff} = \Phi_F + \Delta \Phi_{F,RSCE}$$



Σχήμα 2.33: Η εξάρτηση της τάσης κατωφλίου, για διάφορες τιμές του V_{SB} , από το μήκος του καναλιού του τρανζίστορ. Τα αποτελέσματα εξήχθησαν από μία CMOS τεχνολογία 150nm. Το πλάτος όλων των υπό μελέτη τρανζίστορ είναι $W = 25\mu m$. Τα τρανζίστορ μελετώνται στην γραμμική περιοχή λειτουργίας, με τάση $V_{DS} = 50mV$, ενώ η τάση κατωφλίου ορίζεται σαν την τάση για την οποία το ρεύμα του τρανζίστορ φτάνει σε συγκεκριμένο επίπεδο ρεύματος, ανάλογο του λόγου των διαστάσεων του $\frac{W}{L}$. Λόγω του ανάστροφου φαινομένου κοντού καναλιού (reverse short channel effect) η τάση κατωφλίου στα τρανζίστορ μικρού μήκους είναι σημαντικά μεγαλύτερη. Τα σύμβολα αντιστοιχούν σε μετρήσεις, ενώ οι γραμμές στην απόκριση του μοντέλου EKV3.0.

Γραφικά μπορεί να παρατηρηθεί το φαινόμενο εξάγοντας την τιμή της τάσης κατωφλίου για τρανζίστορ διαφόρων μηκών και σε διαφορετικές τάσης V_{SB} . Καθώς μικραίνει το μήκος του καναλιού παρατηρείται μία αύξηση της τιμής της τάσης κατωφλίου. Το φαινόμενο αυτό, φυσικά, δεν είναι το μόνο που επηρεάζει τις ενεργές τιμές αυτών των μεγεθών. Για την καλλίτερη μελέτη του φαινομένου προτιμάται η εξαγωγή της τάσης κατωφλίου στην γραμμική περιοχή, δηλαδή για V_{DS} σχετικά μικρό, όπου άλλα φαινόμενα κοντού καναλιού, που θα μελετηθούν στη συνέχεια, δεν κυριαρχούν. Στο σχήμα

2.33 παρουσιάζονται σχετικά αποτελέσματα που επιβεβαιώνουν την μοντελοποίηση που παρουσιάζεται εδώ.

2.4.3 Συνδιαμόρφωση φορτίου (charge sharing) στον άξονα του μήκους

Το φαινόμενο της συνδιαμόρφωσης φορτίου εμφανίζεται τόσο στα τρανζίστορ μικρού μήκους, όσο και σε αυτά μικρού πλάτους. Εδώ θα αναλυθεί η επιρροή μόνο στην περίπτωση του μικρού μήκους και η ανάλυση θα ολοκληρωθεί στην παράγραφο που αναφέρεται στα φαινόμενα στενού καναλιού, 2.5. Το φαινόμενο της συνδιαμόρφωσης φορτίου συνίσταται στην επιρροή των τάσεων στους ακροδέκτες στα άκρα του καναλιού πάνω στο κανάλι [51]. Ένα σημείο του καναλιού σχετικά στην μέση επηρεάζεται πιο πολύ από τις τάσεις στην πύλη και το υποστρώμα. Οι περιοχές, όμως, στα άκρα διαμορφώνονται και από την πόλωση των παρασιτικών διόδων που δημιουργούνται μεταξύ των ακροδεκτών source και drain, από την μία, και του υποστρώματος, από την άλλη. Συνέπεια αυτού του φαινομένου είναι επηρεάζεται η ενεργή τιμή του συντελεστή φαινομένου σώματος (γ) από τις τάσεις στους ακροδέκτες source και drain. Για την ακρίβεια, καθώς αυξάνονται οι τιμές V_{SB} και V_{DB} ο συντελεστής γ μειούται. Ποσοτικοποιημένα η εξάρτηση του συντελεστή φαινομένου σώματος μπορεί να εκφραστεί όπως στην σχέση (2.141).

$$\Delta\gamma_{CHSH} = -\frac{\eta_L \cdot \epsilon_{SI}}{L_{eff} \cdot C'_{OX}} \left(\sqrt{V_{BI} + V_{SB}} + \sqrt{V_{BI} + V_{DB}} \right), \quad \gamma_{eff} = \gamma + \Delta\gamma_{CHSH} \quad (2.141)$$

Στην (2.141) χρησιμοποιείται η παράμετρος η_L με σκοπό την προσαρμογή του φαινομένου πάνω στις διάφορες τεχνολογίες. Το, δε, σύμβολο V_{BI} αναφέρεται στην διαφορά δυναμικού της επαφής που δημιουργείται μεταξύ των ακροδεκτών στα άκρα του καναλιού και του υποστρώματος (*built – in potential*). Η τιμή του εξαρτάται κυρίως από τις συγκεντρώσεις στις δύο ημιαγωγικές περιοχές. Υπογραμμίζεται η συμμετρία του μοντέλου ως προς τις πλευρικές τάσεις του καναλιού.

Όπως φαίνεται υπάρχει μία πληθώρα φαινομένων που επηρεάζει κοινά χαρακτηριστικά του τρανζίστορ. Για παράδειγμα ο συντελεστής γ εξαρτάται τόσο από ανάστροφο φαινόμενο κοντού καναλιού όσο και από το φαινόμενο της συνδιαμόρφωσης φορτίου. Στο παρόν σημείο μελετάται πως επηρεάζει κάθε φαινόμενο επιμέρους την συμπεριφορά του τρανζίστορ, ή αλλιώς σαν να ήταν μόνο αυτό που εμφανίζεται. Τελικώς, και για την εξαγωγή ενός πλήρους μοντέλου, οφείλεται η κατά τον δυνατόν ταυτόχρονη μελέτη όλων των φαινομένων και η εξαγωγή συνδυαστικών σχέσεων.

2.4.4 Πτώση φράγματος λόγω της τάσης στο drain (drain induced barrier lowering)

Πέραν της ενεργής τιμής του συντελεστή φαινομένου σώματος, οι τάσεις στους ακροδέκτες στα άκρα του καναλιού επηρεάζουν και το δυναμικό επιφανείας κατά μήκος του καναλιού. Στο πλαίσιο της παρούσας μοντελοποίησης η επίδραση αυτού του φαινομένου μπορεί να εκφραστεί σαν μία αύξηση της τιμής του δυναμικού επιφανείας μηδενικού φορτίου (Ψ_P), ή ομοίως της τάσης μηδενικού φορτίου (V_P). Κατά σύμβαση η τάση στον ακροδέκτη drain είναι μεγαλύτερη από αυτήν στο source και συνεπώς το φαινόμενο επηρεάζεται εντονότερα από τον ακροδέκτη αυτό. Έτσι εξηγείται η ονοματοδοσία

του φαινομένου, που αποκαλείται πτώση φράγματος λόγω της τάσης στο drain (drain induced barrier lowering ή DIBL).

Μαθηματικά εκφράζοντας το φαινόμενο η μετατόπιση στον δυναμικό επιφανείας μηδενικού φορτίου μπορεί να εκφραστεί όπως στην σχέση (2.142) [52].

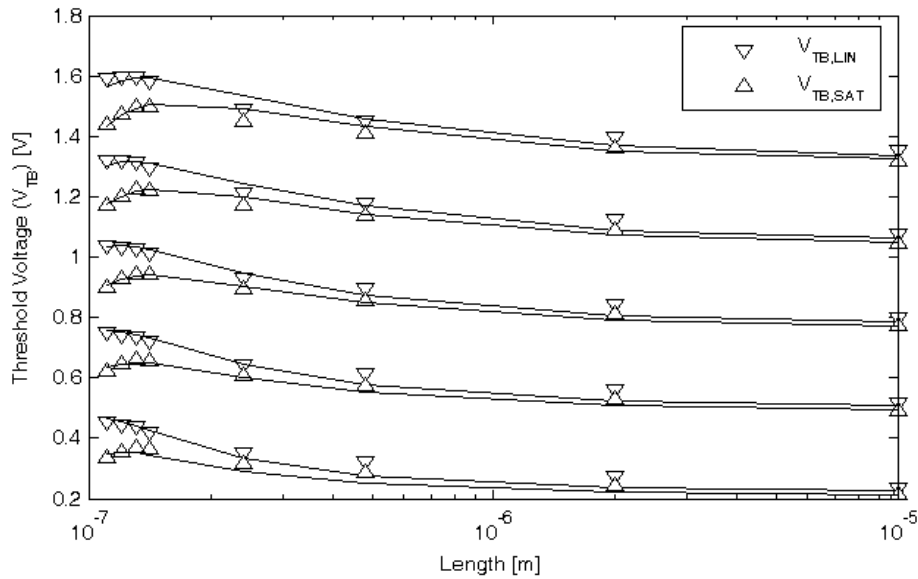
$$\begin{aligned}
 L_{DIBL} &= \eta_D \cdot \frac{\epsilon_{SI} \cdot \sqrt{\Psi_0}}{C'_{OX} \cdot \gamma} \\
 V_m &= \frac{1}{2} \cdot \left((V_{SB} + V_{DB}) - \sqrt{V_{DS}^2 + \left(4 + 40 \cdot \frac{L_{DIBL}}{L_{eff}}\right)^2} \right) \\
 V_\delta &= \frac{1}{2} \cdot \left((V_P + V_m) - \sqrt{(V_P - V_m)^2 + \left(4 + 40 \cdot \frac{L_{DIBL}}{L_{eff}}\right)^2} \right) \\
 \alpha_\delta &= \exp\left(-\frac{1}{2} \cdot \frac{L_{eff}}{L_{DIBL}}\right) \cdot \left(2 + \sigma_D \frac{L_{eff}}{L_{DIBL}} \cdot \frac{V_\delta}{4\Psi_0}\right) \\
 \Delta V_P &= \alpha_\delta \cdot \sqrt{(V_{SB} + V_{BI} - \Psi_0 - V_\delta) \cdot (V_{DB} + V_{BI} - \Psi_0 - V_\delta)}
 \end{aligned} \tag{2.142}$$

Για τον υπολογισμό της επίδρασης του DIBL εισάγονται οι παράμετροι η_D και σ_D , υπολογίζεται δε το μήκος L_{DIBL} που είναι χαρακτηριστικό μήκος του φαινομένου. Υπογραμμίζεται και εδώ η συμμετρία της μοντελοποίησης ως προς τις τάσεις και στους δύο ακροδέκτες στα άκρα του καναλιού.

Λόγω του φαινομένου DIBL παρουσιάζεται ουσιαστικά μία εξάρτηση της τάσης κατωφλίου από την τάση V_D . Για την ακρίβεια μία αυξημένη τιμή της V_D σημαίνει μία μείωση στην τάση κατωφλίου για τρανζίστορ μικρού σχετικά μήκους. Η παράμετρος η_D σχετίζεται με την ένταση του φαινομένου και έχει σαν ιδανική τιμή την μονάδα. Από την άλλη, η παράμετρος σ_D σχετίζεται πλιότερο με την επίδραση του φαινομένου σε μη μηδενικές τιμές της τάσης V_{SB} .

Για να παρατηρηθεί το φαινόμενο και γραφικά, βοηθάει ο ορισμός της τάσης κατωφλίου σε δύο διαφορετικές περιοχές λειτουργίας, αφενός στην γραμμική περιοχή λειτουργίας ($V_{TH,LIN}$), ή αλλιώς για μικρές τιμές του V_{DS} , και αφετέρου στον κορεσμό ($V_{TH,SAT}$), ή αλλιώς για μεγάλες τιμές του V_{DS} . Ιδανικά μιλώντας αναμένεται η διαφορά αυτών των δύο τιμών να είναι μηδενική. Αναλύθηκε βέβαια, στην περίπτωση των pocket implants, πως αυτή η ιδανικότητα αναιρείται ακόμα και στα τρανζίστορ με μεγάλο μήκος καναλιού. Στην περίπτωση των τρανζίστορ μικρού μήκους καναλιού η διαφοροποίηση είναι σημαντικότερη. Στο γράφημα 2.34 φαίνεται στους ίδιους άξονες η τιμή της τάσης κατωφλίου, στις δύο περιοχές λειτουργίας, για διάφορα τρανζίστορ διαφορετικών μηκών καναλιού και για διάφορες τιμές V_{SB} . Είναι χαρακτηριστικό το άνοιγμα της διαφοράς των δύο τάσεων κατωφλίου, καθώς το μήκος του τρανζίστορ γίνεται όλο και μικρότερο.

Η τάση κατωφλίου, όπως αναλύθηκε και στις προηγούμενες παραγράφους, επηρεάζεται από διάφορα φαινόμενα που εμφανίζονται σε τρανζίστορ μικρού μήκους, όπως το ανάστροφο φαινόμενο κοντού καναλιού και η συνδιαμόρφωση φορτίο. Παρατηρώντας τη εξάρτηση της τάσης κατωφλίου ως προς το μήκος του καναλιού εμφανίζεται ένα συνδυασμός επιρροής από αυτά τα φαινόμενα. Στην γραμμική περιοχή, όπου τόσο το charge sharing όσο και το DIBL δεν εμφανίζονται έντονα, παρατηρείται μία αύξηση της τάσης κατωφλίου καθώς μικραίνει το μήκος. Στην περίπτωση του κορεσμού, τα φαινόμενα DIBL και charge sharing αρχίζουν να επικρατούν και, ειδικά για τα μικρότερα δυνατά μήκη μίας τεχνολογίας, η μονοτονία αντιστρέφεται [53].



Σχήμα 2.34: Η εξάρτηση της τάσης κατωφλίου από το μήκος του καναλιού. Η τιμή της τάσης κατωφλίου έχει εξαχθεί με την τεχνική σταθερού ρεύματος, ανάλογου του λόγου $\frac{W}{L}$ του κάθε τρανζίστορ. Τα σύμβολα αντιστοιχούν σε μετρήσεις τρανζίστορ μεγάλου πλάτους ($W = 10\mu\text{m}$) και διαφόρων μηκών, μιας CMOS τεχνολογίας 120nm. Στην περιοχή της γραμμικής λειτουργίας ($V_{DS} = 50\text{mV}$) παρατηρείται μία αύξηση της τάσης κατωφλίου ($V_{TB,LIN}$) καθώς το μήκος μειούται, κυρίως λόγω του φαινομένου RSCE. Στην περιοχή του κορεσμού ($V_{DS} = 1.2\text{V}$), τα φαινόμενα DIBL και charge sharing γίνονται πιο έντονα μειώνοντας τελικώς την ενεργή τιμή της τάσης κατωφλίου ($V_{TB,SAT}$) για τα κοντύτερα τρανζίστορ της τεχνολογίας.

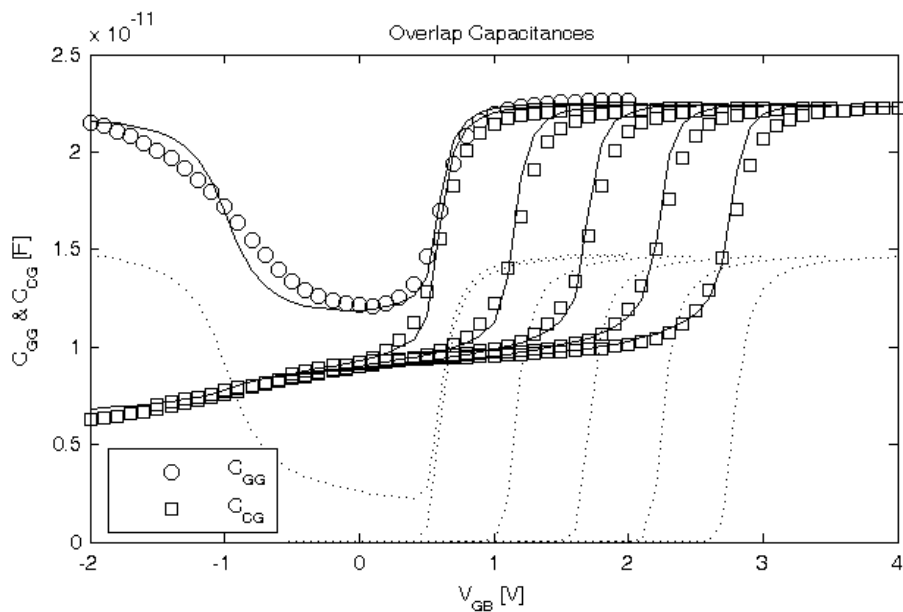
2.4.5 Χωρητικότητα επικάλυψης (overlap capacitance)

Το οξειδίο κάτωθεν της πύλης, τοποθετείται για να μπορεί να ελεγχθεί το επίπεδο αναστροφής της περιοχής του υποστρώματος που είναι ανάμεσα από τους ακροδέκτες drain και source, και να δημιουργηθεί το κανάλι, που μελετάται συνεχώς ως τώρα. Το οξειδίο αυτό, δημιουργεί την χωρητικότητα ανάμεσα από την πύλη και το υπόστρωμα. Το μήκος του οξειδίου, όμως, είναι κατά τεκμήριο, κατάτι μεγαλύτερο της απόστασης μεταξύ των ακροδεκτών source και drain, και συνεπώς, ένα μέρος του, στα δύο άκρα, βρίσκεται ανάμεσα από τον ακροδέκτη της πύλης και τους ακροδέκτες source και drain. Σε αυτές τις περιοχές δημιουργούνται δύο παρασιτικές χωρητικότητες επικάλυψης. Η τιμή τους είναι σχετικά μικρή, σε σχέση με το υπόλοιπο τρανζίστορ, στην περίπτωση που μελετάται ένα τρανζίστορ μεγάλου μήκους. Σε μικρά μήκη καναλιού όμως είναι της ίδιας τάξης μεγέθους με τις υπόλοιπες χωρητικότητες και συνεπώς η μοντελοποίηση της αποτελεί ανάγκη.

Η ανάλυση φορτίων, όπως έγινε στην περίπτωση του τρανζίστορ με τους τέσσερις ακροδέκτες, είναι αρκετή για να επεκταθεί και να καλύπτει και τις παρασιτικές αυτές χωρητικότητες. Η διαφοροποίηση συνίσταται στο ότι οι χωρητικότητες επικάλυψης μπορούν να θεωρηθούν σαν μέρος μίας διάταξης τρανζίστορ με απόντες του δύο ακραίους ακροδέκτες. Όσον αφορά στο φαινόμενο του polydepletion η παράμετρος **TG** έχει αντίθετη τιμή σε σχέση με το όλο τρανζίστορ, καθώς εξ ορισμού οι ακροδέκτες source και drain είναι ημιαγωγοί αντίθετου τύπου από το υπόστρωμα. Σημειώνεται ότι στην περίπτωση των χωρητικότητων επικάλυψης δεν εμφανίζονται αναστρέφοντα φορτία.

Στο σχήμα 2.35 εμφανίζονται μετρήσεις χωρητικότητας σε ένα τρανζίστορ μήκους

καναλιού στο ονομαστικό όριο της τεχνολογίας, όπου η επίδραση των χωρητικότητων επικάλυψης είναι εμφανέστατη. Επειδή τα μετρούμενα μεγέθη είναι μικρά, απαιτείται η μέτρηση σε διατάξεις ιδιαίτερα μεγάλες ή που να απαρτίζονται από πλήθος μικρότερων σε παράλληλη συνδεσμολογία. Συγκρίνοντας το προφίλ των χωρητικότητων του τρανζίστορ μικρού μήκους με ένα αντίστοιχο προφίλ ενός μακριού καναλιού, ενδεικτικά υπάρχει το σχήμα 2.28, παρατηρείται η μη μηδενική τιμή της χωρητικότητας C_{CG} στην περιοχή της συσσώρευσης. Για την ακρίβεια και στις δύο περιπτώσεις γεωμετριών η παρασιτική χωρητικότητα υπάρχει, αλλά στη μεν περίπτωση του μακριού καναλιού, έχει τιμή πολύ μικρότερη από τις μη παρασιτικές χωρητικότητες, ενώ στη δε περίπτωση του κοντού καναλιού είναι της ίδιας τάξης μεγέθους με τις υπόλοιπες χωρητικότητες και για αυτό εμφανίζεται τόσο έντονα.



Σχήμα 2.35: Μετρήσεις διαχωρητικότητας C_{GG} και C_{CG} σε ένα τρανζίστορ $nMOS$ κοντού καναλιού. Το μήκος του τρανζίστορ είναι στο ονομαστικό όριο της τεχνολογίας, $L = 150nm$, ενώ το συνολικό πλάτος του είναι ιδιαίτερα μεγάλο, $W = 16.8mm$. Τα κυκλικά σύμβολα αντιστοιχούν στην διαχωρητικότητα C_{GG} , μετρημένη με $V_S = V_D = V_B$, ενώ τα τετράγωνα αντιστοιχούν στην C_{CG} , μετρημένη για $V_{SB} = \{0.0, 0.5, 1.0, 1.5, 2.0\}V$ και $V_{DS} = 0$. Καθώς αυξάνει η τάση V_{SB} η καμπύλη της C_{CG} μετατοπίζεται δεξιότερα ως προς τον άξονα του V_{GB} . Η συνεχής γραμμή αντιστοιχεί στην απόκριση του μοντέλου $EKV3.0$, που μοντελοποιεί τις παρασιτικές χωρητικότητες επικάλυψης και θυσάνωσης με τον τρόπο που αναλύεται εδώ. Η διακεκομμένη γραμμή αντιστοιχεί στην απόκριση του μοντέλου αν αγνοηθούν αυτά τα παρασιτικά φαινόμενα και μοιάζει με την αντίστοιχη συμπεριφορά ενός τρανζίστορ μακριού καναλιού.

2.4.6 Χωρητικότητα θυσάνωσης (fringing capacitance)

Επιπρόσθετα της χωρητικότητας επικάλυψης, εμφανίζεται άλλη μία παρασιτική επικοινωνία μεταξύ του ακροδέκτη της πύλης και των source και drain, η οποία ονομάζεται χωρητικότητα θυσάνωσης (fringing capacitance). Η χωρητικότητα αυτή δύναται να καταταμηθεί σε δύο συνιστώσες, την εσωτερική και την εξωτερική. Η εσωτερική χωρητικότητα θυσάνωσης (inner fringing capacitance) σχετίζεται με το πεδίο που εμφανίζεται μεταξύ του ακροδέκτη της πύλης και των source και drain, και οι γραμμές του περνούν

μέσα και από το κανάλι και όχι μόνο μέσα από το οξειδίο. Οι πεδιακές γραμμές, λοιπόν, σχηματίζουν μία γωνία σχεδόν 90 μοιρών και ενώνουν την πύλη με τις πλευρικές περιοχές των source και drain που βρίσκονται προς το κανάλι. Η τιμή της εσωτερικής χωρητικότητας θυσάνωσης εξαρτάται από την συγκέντρωση του φορτίου στο κανάλι. Τόσο στην περιοχή της συσσώρευσης όσο και της ισχυρής αναστροφής, εμφανίζεται στο κανάλι μία μεγάλη συγκέντρωση φορτίου που εξασθενεί την τιμή της χωρητικότητας. Αντίθετα, στην περιοχή της εξάντλησης και της ασθενούς αναστροφής, η τιμή της μεγιστοποιείται. Ένα μοντέλο που περιγράφει ορθά, τόσο ποιοτικά όσο και ποσοτικά, την παρασιτική αυτή διαχωρητικότητα, σε επίπεδο φορτίων, παρουσιάζεται στην σχέση (2.143).

$$\begin{aligned} Q_{S,iFR} &= K_{iFR} \cdot W_{eff} \cdot (1 + C_{iFR} \cdot V_{SB}) \cdot (V_{BI} + V_{iFR} + V_{SB} - U_T \cdot (\psi_P - 2 \cdot q_S)) \\ Q_{D,iFR} &= K_{iFR} \cdot W_{eff} \cdot (1 + C_{iFR} \cdot V_{DB}) \cdot (V_{BI} + V_{iFR} + V_{DB} - U_T \cdot (\psi_P - 2 \cdot q_D)) \\ Q_{G,iFR} &= -Q_{S,iFR} - Q_{D,iFR} \end{aligned} \quad (2.143)$$

Τα $Q_{S,iFR}$, $Q_{D,iFR}$ και $Q_{G,iFR}$ είναι τα φορτία που συσσωρεύονται στους ακροδέκτες source, drain και gate αντίστοιχα, λόγω του εσωτερικού πεδίου θυσάνωσης. Στο μοντέλο εμφανίζονται επίσης οι παράμετροι K_{iFR} , C_{iFR} και V_{iFR} που επιτρέπουν την προσαρμογή του μοντέλου στην κάθε τεχνολογία. Υπογραμμίζεται η σχέση της χωρητικότητας με την γεωμετρία του τρανζίστορ, δηλαδή η αναλογία με το πλάτος και η ανεξαρτησία από το μήκος, που είναι λογική συνέπεια της φυσικής διάταξης. Στο σχήμα 2.35 εμφανίζεται ένα παράδειγμα τρανζίστορ μικρού μήκους που εμφανίζει σημαντική χωρητικότητα θυσάνωσης, και η οποία εμφανίζεται πίοτερο στην περιοχή μετάβασης από την εξάντληση στην ισχυρή αναστροφή, γύρω από την περιοχή δηλαδή που αυξάνει απότομα η διαχωρητικότητα C_{CG} .

Συμπληρωματικά της εσωτερικής χωρητικότητας θυσάνωσης, εμφανίζεται και η εξωτερική χωρητικότητα θυσάνωσης, που αναφέρεται στο πεδίο σχηματίζεται ανάμεσα από την πύλη και τους ακροδέκτες source, drain όπως και το υπόστρωμα, αλλά δεν διαπερνά ούτε το κανάλι ούτε αποκλειστικά το οξειδίο. Οι πεδιακές γραμμές συνδέουν τις πλευρικές επιφάνειες της πύλης με τις άνω επιφάνειες των περιοχών των source, drain και του υποστρώματος. Η τιμή αυτών των χωρητικότητων μπορεί να θεωρηθεί ανεξάρτητη της πόλωσης και ότι σχετίζεται αποκλειστικά με τις ηλεκτρικές ιδιότητες των υλικών της τεχνολογίας. Από γεωμετρική άποψη, συμπεραίνεται ότι οι μεν χωρητικότητες που εμφανίζονται προς τους ακροδέκτες source και drain θα είναι ανάλογες του πλάτους του τρανζίστορ, ενώ η χωρητικότητα ανάμεσα στην πύλη και το υπόστρωμα θα είναι ανάλογη του διπλάσιου του μήκους του καναλιού, εφόσον το πεδίο εμφανίζεται στα πλευρικά όρια του καναλιού και κατά μήκος αυτού. Χρησιμοποιώντας ένα απλό μοντέλο μπορούν οι διαχωρητικότητες αυτές να γραφτούν όπως στην σχέση (2.144).

$$\begin{aligned} C_{GS,oFR} &= C_{GSO} \cdot W_{eff} \\ C_{GD,oFR} &= C_{GDO} \cdot W_{eff} \\ C_{GB,oFR} &= C_{GBO} \cdot 2 \cdot L_{eff} \end{aligned} \quad (2.144)$$

Στην (2.144) εισάγονται οι παράμετροι C_{GSO} , C_{GDO} και C_{GBO} που εκφράζουν τις αντίστοιχες χωρητικότητες ανά μονάδα μήκους. Οι δύο πρώτες παράμετροι σε περίπτωση απόλυτης συμμετρίας, ως προς το source και το drain, μπορούν να θεωρηθούν

ταυτόσημες. Η χωρητικότητα $C_{GB,ofr}$ δεν επικρατεί σε τρανζίστορ μικρού μήκους αλλά μικρού πλάτους. Νοηματικά θα έπρεπε να τοποθετηθεί σε επόμενη παράγραφο (2.5) που ασχολείται με τα φαινόμενα που εμφανίζονται σε στενά τρανζίστορ. Όμως, λόγω της φυσικής της σύνδεση με τις υπόλοιπες δύο χωρητικότητες θυσάνωσης, επιτρέπεται η παρουσία της σε αυτό το σημείο της διατριβής.

2.4.7 Εν σειρά αντίσταση (series resistance)

Στην ως εδώ ανάλυση έχουν θεωρηθεί οι ακροδέκτες των source και drain σαν αμελητέας αντίστασης, όπως και οι υπόλοιποι ακροδέκτες. Αυτή η προσέγγιση είναι βοηθητική για περιπτώσεις τρανζίστορ μεγάλου μήκους. Καθώς μικραίνει το μήκος του καναλιού, και αυξάνει εν γένει το ρεύμα του τρανζίστορ, παρατηρείται ότι η μικρή αντίσταση που εμφανίζεται εσωτερικά της ενεργού περιοχής των ακροδεκτών source και drain δημιουργεί μία αρκετά σημαντική πτώση τάσης έτσι ώστε η πραγματική διαφορά δυναμικού στα άκρα του καναλιού, και συνεπώς και το ρεύμα αυτού, να είναι σημαντικά μικρότερη από την διαφορά δυναμικού των δύο ακροδεκτών εξωτερικά. Οι εν σειρά αυτές αντιστάσεις είναι ανάλογες με το μισό του μήκους των ενεργών περιοχών των source και drain, αν θεωρηθεί ότι η εξωτερική μεταλλική επαφή στους ακροδέκτες αυτούς καταλήγει στο μέσο τους. Αυτό το μήκος συνηθίζεται να συμβολίζεται ως H_{DIF} . Ένα απλό γεωμετρικό μοντέλο συμμετρικό ως προς source και drain, θα υπολόγιζε τις εν σειρά αντιστάσεις όπως στην σχέση (2.145).

$$R_{SR} = R_{SR,\square} \cdot \frac{H_{DIF}}{W_{eff}} \quad (2.145)$$

Ο ιδανικότερος τρόπος να συνυπολογιστεί η επίδραση των εν σειρά αντιστάσεων στην λειτουργία του κυκλώματος είναι η πρόσθεση τους σε κυκλωματικό επίπεδο στην προσομοίωση, εισάγοντας έτσι και δύο νέους εσωτερικούς κόμβους εσωτερικά του τρανζίστορ. Έτσι, τέμνεται το όλο MOSFET ουσιαστικά σε δύο μέρη. Το εσωτερικό που περικλείει ουσιαστικά το κανάλι, και το εξωτερικό που αποτελείται από όλα τα υπόλοιπα στοιχεία. Με την κυκλωματική αυτή πρόσθεση των σειριακών αντιστάσεων αφήνεται στον προσομοιωτή ή γενικά στο πρόγραμμα επίλυσης των εξισώσεων να βρει τις τάσεις που θα αναπτυχθούν στους εσωτερικούς κόμβους και που θα ορίσουν ουσιαστικά την λειτουργία του τρανζίστορ.

Μία πρώτου επιπέδου ανάλυση, που δίνει μια πρώτης τάξης προσέγγιση στην μείωση του ρεύματος λόγω των σειριακών αντιστάσεων παρουσιάζεται στην σχέση (2.146).

$$I_{DS,SR} = \frac{I_{DS}}{1 + g_{ms} \cdot R_{SR} + g_{md} \cdot R_{SR}} \quad (2.146)$$

Στην (2.146) τα μεγέθη στο δεξί μέρος αναφέρονται στους υπολογισμούς που έχουν γίνει αγνοώντας την ύπαρξη των εν σειρά αντιστάσεων, ενώ, στην αριστερή μεριά, υπολογίζεται το μειωμένο ρεύμα λόγω των σειριακών αντιστάσεων, που εδώ συμβολίζεται ως $I_{DS,SR}$ [54].

Σε πολλές τεχνολογίες οι ενεργές περιοχές των ακροδεκτών source και drain δεν έρχονται άμεσα σε επαφή με το κανάλι, αλλά μέσα από μία περιοχή χαμηλής συγκέντρωσης (low doping density ή LDD) αλλά ίδιου τύπου με τους ακροδέκτες source και drain. Το μήκος αυτών συνηθίζεται να συμβολίζεται με L_{DIF} . Σε αυτήν την περίπτωση η αντίσταση των περιοχών αυτών οφείλει να προστεθεί στην εν σειρά αντίσταση, όπως αυτή υπολογίστηκε στην (2.145).

Η επίδραση των εν σειρά αντιστάσεων στην λειτουργία της διάταξης είναι πλέον σημαντική στα τρανζίστορ μικρού μήκους και στην γραμμική περιοχή όπου η διαφορά δυναμικού στα άκρα του καναλιού είναι ανάλογη του ρεύματος του καναλιού.

2.5 Φαινόμενα στενού καναλιού (narrow channel effects)

Η οπτική υπό την οποία μελετάται το τρανζίστορ ως εδώ απαρτίζεται ουσιαστικά από δύο διαστάσεις: την αρχικά μελετώμενη διάσταση του βάρους, και την διάσταση του μήκους, που εισήχθη μετά, συνυπολογίζοντας και τα σχετικά φαινόμενα στα τρανζίστορ μικρού μήκους. Στην τρίτη διάσταση, του πλάτους, έχει θεωρηθεί ότι η συμπεριφορά είναι ομοιόμορφη και οσάκις απαιτείται ολοκλήρωση κατά το πλάτος του τρανζίστορ, εκτελείται ένας απλός πολλαπλασιασμός των ανά μονάδα πλάτους μεγεθών με το πλάτος της διάταξης. Στην τρέχουσα παράγραφο θα αναλυθούν μερικά φαινόμενα που εμφανίζονται εντονότερα σε τρανζίστορ μικρού πλάτους. Επιγραμματικά αυτά είναι το αντίστροφο φαινόμενο στενού καναλιού (inverse narrow channel effect ή INCE), η συνδιαμόρφωση φορτίου (charge sharing) κατά πλάτος, η πλευρική αγωγή (edge conductance) και εξωτερική κατά μήκος χωρητικότητα θυσάνωσης της πύλης με το υπόστρωμα. Η τελευταία έχει σχολιαστεί ήδη στην παράγραφο 2.4.6.

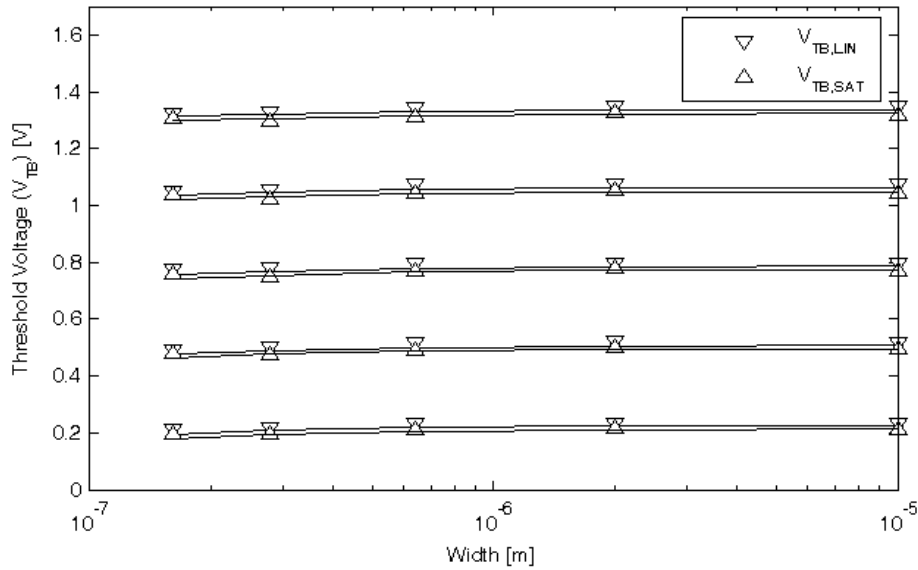
2.5.1 Αντίστροφο φαινόμενο στενού καναλιού (inverse narrow channel effect)

Τα πλευρικά όρια του καναλιού, μέσα στο υπόστρωμα, εμφανίζονται στο απλοποιημένο σχέδιο του σχήματος 2.13 σαν να αφήνονται ανοιχτά. Στην πραγματικότητα είναι πάγια τακτική, προκειμένου να ενισχυθεί η ηλεκτρική απομόνωση της διάταξης από γειτονικές, να τοποθετούνται μονωτικά τοιχώματα πλευρικά του καναλιού. Δύο τεχνικές, βάση των οποίων πραγματοποιείται αυτό, ονομάζονται LOCOS (local oxidation of silicon ή τοπική οξειδωση του πυριτίου) και STI (shallow trench isolation ή απομόνωση ρηχής τάφρου) [4].

Και οι δύο τεχνικές υλοποίησης προκαλούν αλλαγές στην πραγματική συμπεριφορά του τρανζίστορ σε σχέση με την ιδανική. Για την ακρίβεια, στη περίπτωση του LOCOS, όπου το οξειδίο που δημιουργείται στα άκρα του καναλιού έχει μία αυξάνει σε πλάτος σταδιακά καθώς απομακρύνεται από το κανάλι, παρατηρείται ότι στα τρανζίστορ στενού καναλιού η τάση κατωφλίου αυξάνεται, καθώς το όριο του καναλιού εκτείνεται και πέρα από το άκρο της πύλης, και το ακριανό μέρος ελέγχεται δυσκολότερα από την τάση στην πύλη. Στη, δε, περίπτωση του STI, το οξειδίο ορίζει απότομα και κάθετα το τέλος του καναλιού και στην περίπτωση των στενών τρανζίστορ, μέσω της εξωτερικής χωρητικότητας θυσάνωσης γίνεται ευκολότερο να ελεγχθεί το κανάλι από την τάση στην πύλη, ή αλλιώς μειώνεται η τάση κατωφλίου.

Από μαθηματική άποψη, επειδή το φαινόμενο φέρει αναλογίες με το RSCE, δύναται η μαθηματική επέκταση της μοντελοποίησης του RSCE έτσι ώστε να καλύπτει και τις δύο περιπτώσεις τεχνολογιών.

Στο σχήμα 2.36 φαίνεται η εξάρτηση της τάσης κατωφλίου από το πλάτος του τρανζίστορ σε μία τεχνολογία που χρησιμοποιεί την τεχνική STI για απομόνωση. Η εξάρτηση δεν είναι τόσο έντονη όπως στο RSCE αλλά ούτε και μπορεί να αγνοηθεί.



Σχήμα 2.36: Η εξάρτηση της τάσης κατωφλίου από το πλάτος το καναλιού, λόγω του αντίστροφου φαινομένου στενού καναλιού. Τα σύμβολα δείχνουν την τάση κατωφλίου τρανζίστορ με μεγάλο μήκος ($L_{eff} = 25\mu\text{m}$) και με διάφορες τιμές στο πλάτος, μίας τεχνολογίας CMOS 150nm. Η χρήση STI για απομόνωση ελαττώνει την τιμή της τάσης κατωφλίου για τα στενότερα τρανζίστορ. Με την γραμμή απεικονίζεται η τάση κατωφλίου όπως αυτή εξάγεται από τις προσομοιώσεις του μοντέλου EKV3.0 με ένα σετ παραμέτρων που αντιστοιχεί στην τεχνολογία. Η τάση κατωφλίου έχει εξαχθεί με την τεχνική του συγκεκριμένου ρεύματος, ανάλογο του λόγου διαστάσεων του καναλιού.

2.5.2 Συνδιαμόρφωση φορτίου (charge sharing) στον άξονα του πλάτους

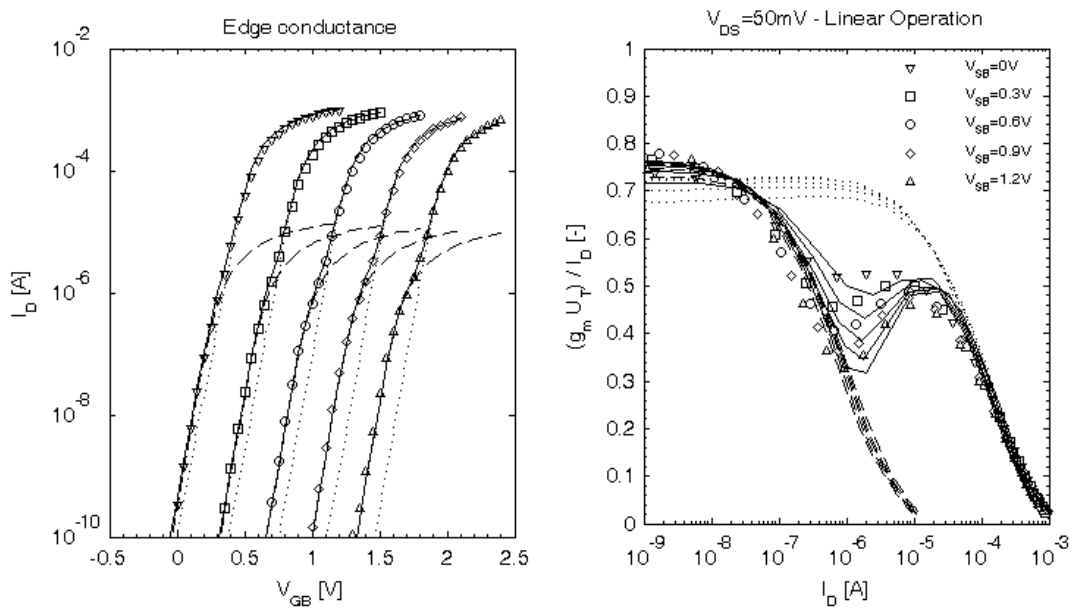
Στην παράγραφο 2.4.3 αναφέρθηκε το φαινόμενο της συνδιαμόρφωσης του φορτίου κοντά στις περιοχές του source και του drain από τις αντίστοιχες τάσεις και την τάση στον ακροδέκτη της πύλης. Αντίστοιχα, στον άξονα του πλάτους μπορεί να θεωρηθεί ότι η περιοχή που βρίσκεται μακριά από το κέντρο του καναλιού και κοντά στα άκρα του, επηρεάζεται λιγότερο από την τάση στην πύλη. Αυτό συνεπάγεται μία αύξηση του δυναμικού μηδενικού φορτίου και, συμπληρωματικά, μία μείωση της ενεργούς τιμής του συντελεστή φαινομένου σώματος. Για την ακρίβεια δύναται να γραφεί η σχέση 2.147

$$\begin{aligned} \dot{\alpha}_{W,CHSH} &= 1 + \frac{\eta W \cdot \epsilon_{SI}}{W_{eff} \cdot C'_{OX}}, \\ \Psi_{P,eff} &= \dot{\alpha}_{W,CHSH} \cdot \Psi_P, \quad \gamma_{eff} = \frac{\gamma}{\sqrt{\dot{\alpha}_{W,CHSH}}} \end{aligned} \quad (2.147)$$

Σε αυτό το σημείο μπορεί να υπογραμμιστεί το εξής. Το κάθε φαινόμενο μπορεί να θεωρηθεί από διάφορες γωνίες και με διάφορες οπτικές και συμβολικές επεξηγήσεις. Για παράδειγμα, μία αύξηση του δυναμικού επιφανείας μηδενικού φορτίου, μπορεί συμμετρικά να θεωρηθεί σαν μία μείωση της ενεργής τιμής της τάσης στην πύλη. Όλες οι ερμηνείες του κάθε φαινομένου οδηγούν φυσικά στο ίδιο πραγματικό αποτέλεσμα, ασχέτως της συμβολικής που έχει επιλεγεί. Το κριτήριο για το πια ερμηνεία και ειδική συμβολικά μοντελοποίηση θα επιλεγεί είναι η σαφήνεια της όλης θεωρίας και λογική συνέπεια της.

2.5.3 Πλευρική αγωγή (edge conductance)

Σε μερικές τεχνολογίες το μέρος του καναλιού που βρίσκεται στα δύο άκρα κατά πλάτος, έχει τόσο διαφορετικές ηλεκτρικές ιδιότητες από το υπόλοιπο μέσο κανάλι που η θεώρηση μίας μέσης τιμής αυτών σε ένα ομοιογενές κανάλι, δεν είναι αρκετή. Σε αυτήν την περίπτωση απαιτείται μία πιο μακροσκοπική θεώρηση που χρησιμοποιεί την κατάτμηση του τρανζίστορ σε δύο συμπληρωματικά. Το μεν βασικό αποτελείται από το μεγαλύτερο μέρος της διάταξης που βρίσκεται το κέντρο ως προς τον άξονα του πλάτους, ενώ το δεύτερο αποτελείται από τις δύο λωρίδες που βρίσκονται στα δύο άκρα. Λόγω συμμετρίας μπορεί να θεωρηθεί ότι αυτές οι δύο λωρίδες θα έχουν αντίστοιχες ηλεκτρικές παραμέτρους, οπότε και μπορούν να συνθέσουν ένα τρανζίστορ, παρά την μη γειννίαση τους. Αν συμβοληθεί με W_{edge} το πλάτος κάθε λωρίδας στα άκρα που έχει διαφορετικές ηλεκτρικές ιδιότητες, τότε το μεσαίο τρανζίστορ θα έχει πλάτος $W_{eff} = 2 \cdot W_{edge}$, ενώ το δεύτερο που θα αναφέρεται στο πλευρικό ρεύμα θα έχει πλάτος $2 \cdot W_{edge}$.



Σχήμα 2.37: Η επίδραση του φαινομένου πλευρικής αγωγής στην I_D vs. V_G χαρακτηριστική ενός τρανζίστορ, καθώς και στον λόγο διαγωγιμότητας προς ρεύμα. Τα σύμβολα αντιστοιχούν σε μετρήσεις σε ένα nMOS τρανζίστορ διαστάσεων $\frac{W}{L} = \frac{10\mu m}{80nm}$, μίας τεχνολογίας 70nm. Εδώ εμφανίζεται η ανάλυση στην γραμμική λειτουργία, αλλά παρόμοια είναι τα αποτελέσματα και στον κορεσμό. Με συνεχή γραμμή εμφανίζεται η απόκριση του μοντέλου $EKV3.0$, που καλύπτει το φαινόμενο με τον τρόπο που παρουσιάζεται εδώ. Με διακεκομμένη γραμμή εμφανίζεται το μέρος της απόκρισης του μοντέλου που σχετίζεται με το πλευρικό τρανζίστορ, ενώ με την σειρά τελειών η απόκριση του μοντέλου που σχετίζεται με το υπόλοιπο, κεντρικό τρανζίστορ. Στην ασθενή αναστροφή επικρατεί το μέρος του τρανζίστορ που έχει μικρότερη τάση κατωφλίου, δηλαδή το πλευρικό, ενώ στην ισχυρή αυτό που έχει μεγαλύτερες διαστάσεις και μπορεί να δώσει μεγαλύτερα ρεύματα, δηλαδή το κεντρικό.

Εν γένει το μεσαίο τρανζίστορ είναι αρκετά πλατύτερο του πλευρικού, και συνεπώς το ρεύμα θα ορίζεται κυρίως από αυτό. Στην περιοχή όμως της ασθενούς αναστροφής, και στην περίπτωση όπου η τάση κατωφλίου του πλευρικού τρανζίστορ είναι μικρότερη του μεσαίου, παρατηρείται ότι θα άγει πρώτα το πλευρικό τρανζίστορ και θα επικρατεί το ρεύμα αυτού. Στην περιοχή της ισχυρής αναστροφής και των δύο θα ισχύει το αντίθετο. Οι ηλεκτρικές παράμετροι που αρκούν για την ορθή ποσοτικά μοντελοποίηση

του φαινομένου είναι η τάση κατωφλίου, που προσεγγίζεται σαν μία αύξηση της τάσης μηδενικού φορτίου (V_P), και του συντελεστή του φαινομένου σώματος (γ). Το φαινόμενο, λόγω της εμφάνισης του στην ασθενή αναστροφή, παρουσιάζεται και σε διατάξεις μεγάλου πλάτους.

Στο σχήμα 2.37 παρουσιάζεται μία I_D vs. V_G ανάλυση σε ένα τρανζίστορ που εμφανίζει το φαινόμενο της πλευρικής αγωγής edge conductance. Χαρακτηριστική είναι η σιγμοειδής καμπύλη του ρεύματος σε λογαριθμική κλίμακα στην ασθενή αναστροφή, όπως επίσης και η επιρροή του φαινομένου στο λόγο διαγωγιμότητας προς το ρεύμα.

2.6 Φαινόμενα που σχετίζονται με την θερμοκρασία

Η μελέτη της συμπεριφοράς του τρανζίστορ έχει γίνει ως εδώ αγνοώντας, εν γένει, την επίδραση της θερμοκρασίας. Αν εξαιρεθούν τα μεγέθη του θερμικού δυναμικού (U_T) και της τάσης Fermi (Φ_F), που εκφράζονται συναρτήσει της θερμοκρασίας, όλη η υπόλοιπη ανάλυση έχει γίνει ανεξαρτήτου τιμής της θερμοκρασίας και μη συνυπολογίζοντας τις επιδράσεις της στην απόκριση της διάταξης. Στόχος είναι η μοντελοποίηση της απόκρισης του MOSFET μέσα σε κάποιο εύρος θερμοκρασιών που, κατά τεκμήριο, απαιτείται να λειτουργούν τα σχετικά κυκλώματα. Τα όρια αυτά κινούνται, μη αυστηρά μιλώντας, από $-75^\circ C$ μέχρι $150^\circ C$.

Η εξάρτηση της τάσης Fermi από την θερμοκρασία είναι σχεδόν γραμμική ενώ στηρίζεται κυρίως στην εξάρτηση από την θερμοκρασιακά μεταβαλλόμενη εσωτερική συγκέντρωση φορέων (intrinsic carrier concentration - n_i), εξίσωση (2.14), η οποία δίνεται από την σχέση (2.148), στην οποία με E_g συμβολίζεται το ενεργειακό διάκενο του ημιαγωγού [55].

$$n_i(T) = n_i(300^\circ K) \cdot \left(\frac{T}{300^\circ K} \right)^{\frac{3}{2}} \cdot \exp \left(\frac{E_g(300^\circ K)}{2 \cdot k \cdot 300^\circ K} - \frac{E_g(T)}{2 \cdot k \cdot T} \right) \quad (2.148)$$

$$E_g(T) = \left(1.16 - \frac{0.000702 \cdot T^2}{1108 + T} \right) eV, \quad n_i(300^\circ K) \approx 1.45 \cdot 10^{16} m^{-3}$$

Η εξάρτηση της τάσης Fermi μεταφέρεται τόσο στην τάση V_{FB} όσο και στην τάση κατωφλίου (V_{TO}). Στην τελευταία, μάλιστα, μεταφέρεται πολλαπλασιαζόμενη κατά ένα παράγοντα ανάμεσα από 3 και 4 [10]. Εστιάζοντας στην τιμή της τάσης κατωφλίου, και θεωρώντας την σαν παράμετρο, μπορεί να εκφραστεί η εξάρτηση αυτή με την μορφή της σχέσης 2.149, στην οποία με T_{NOM} συμβολίζεται η θερμοκρασία στην οποία έχει εξαχθεί η τάση κατωφλίου, ενώ με TC_{VTO} συμβολίζεται η παράμετρος που δίνει την θερμοκρασιακή εξάρτηση της τάσης κατωφλίου και αφήνεται εδώ σαν ελεύθερη παράμετρος προσαρμογής του μοντέλου στις μετρήσεις της κάθε τεχνολογίας. Η τιμή της είναι εν γένει αρνητική και της τάξης των μερικών mV ανά βαθμό Kelvin.

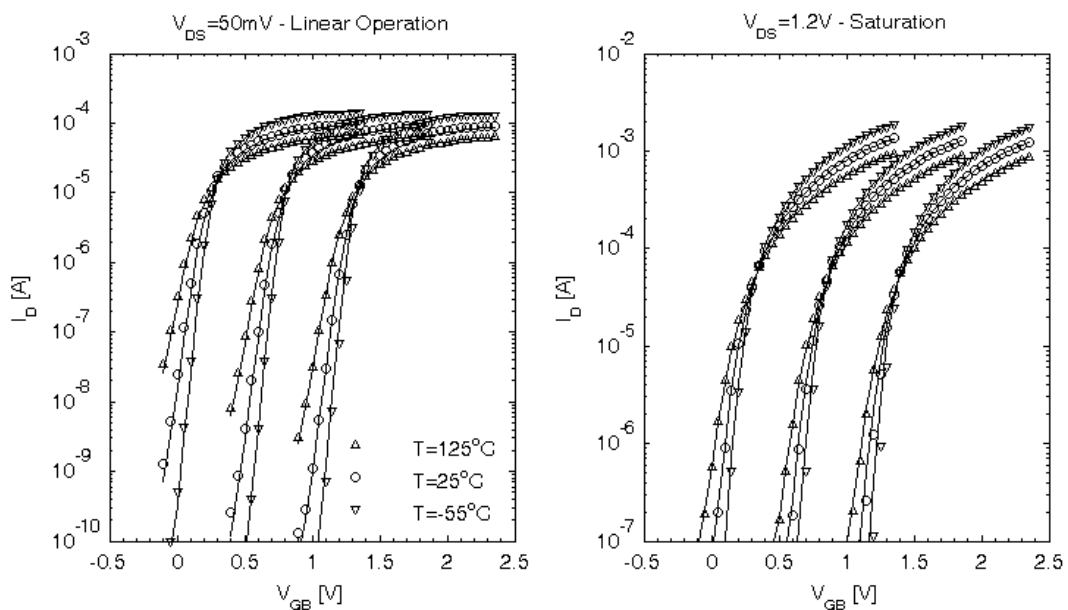
$$V_{TO}(T) = V_{TO}(T_{NOM}) + TC_{VTO} \cdot (T - T_{NOM}) \quad (2.149)$$

Από την άλλη, σημαντική είναι η εξάρτηση από την θερμοκρασία της κινητικότητας των φορέων στο κανάλι. Εκφράζοντας πάλι την εξάρτηση σχετικά με μία θερμοκρασία αναφοράς μπορεί να γραφτεί η σχέση (2.150), που περιγράφει μία λογαριθμική εξάρτηση της κινητικότητας από την θερμοκρασία [56].

$$\mu(T) = \mu(T_{NOM}) \cdot \left(\frac{T}{T_{NOM}} \right)^{-\mu_{ex}} \quad (2.150)$$

Η τιμή της παραμέτρου εξάρτησης μ_{ex} κινείται από 1.5 μέχρι 1.8.

Η εξάρτηση της τάσης κατωφλίου από την θερμοκρασία, και, δει, η μείωση της τάσης κατωφλίου με την εξάρτηση, οδηγεί σε μία αύξηση του ρεύματος στις μικρές τιμές της τάσης στην πύλη, καθώς το τρανζίστορ θα άγει πιο γρήγορα, όπερ σημαίνει για μικρότερη τάση στην πύλη. Από την άλλη η αύξηση της θερμοκρασίας οδηγεί σε μία πτώση της κινητικότητας, που ερμηνεύεται ως μία πτώση του ρεύματος για μεγάλες τιμές της τάσης στην πύλη, ή αλλιώς στην ισχυρή αναστροφή. Η αντίρροπη αυτή εξάρτηση οδηγεί σε ένα δέσιμο σημείο για μία συγκεκριμένη πόλωση, όπου το ρεύμα δεν εξαρτάται από την θερμοκρασία. Στο σχήμα 2.38 παρουσιάζεται μία σχετική ανάλυση.



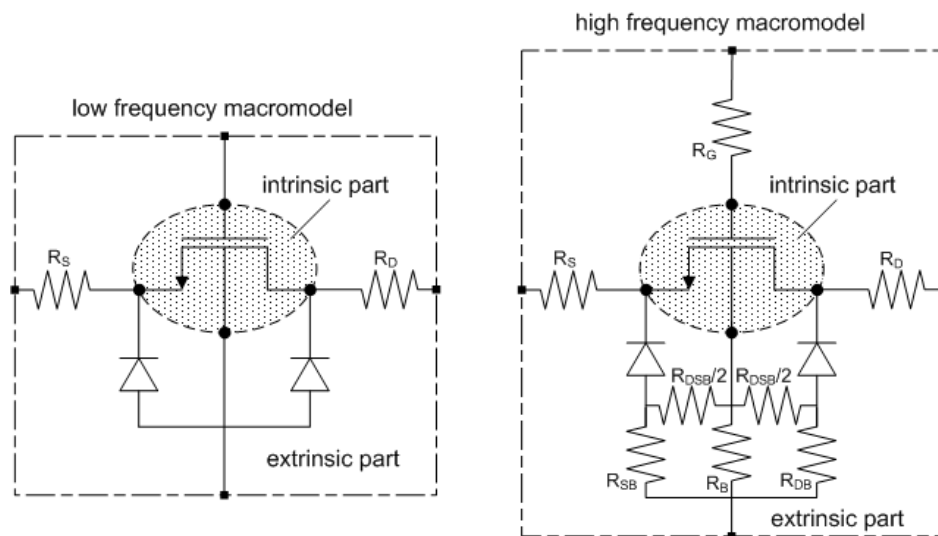
Σχήμα 2.38: I_D vs. V_G ανάλυση, τόσο στην γραμμική λειτουργία όσο και στον κορεσμό, ενός τρανζίστορ μεγάλων διαστάσεων ($\frac{W}{L} = \frac{10\mu m}{2\mu m}$), μίας τεχνολογίας 90nm, για διάφορες θερμοκρασίες. Στην ασθενή αναστροφή η πτώση της τάσης κατωφλίου με την αύξηση της θερμοκρασίας οδηγεί στην νωρίτερη αύξηση του ρεύματος, ως προς την τάση στην πύλη. Αντίθετα, η πτώση της κινητικότητας με την αύξηση της θερμοκρασίας, οδηγεί σε μία πτώση του ρεύματος στην ισχυρή αναστροφή. Ενδιαφέρον παρουσιάζει το γεγονός ότι, υπό μία συγκεκριμένη πόλωση, το ρεύμα παραμένει σχετικά ανεξάρτητο της θερμοκρασίας.

Και άλλες παράμετροι της μοντελοποίησης του MOSFET απαιτείται να θεωρηθούν εξαρτώμενες από την θερμοκρασία. Μία εμπειρική γραμμική ή λογαριθμική εξάρτηση είναι γενικά αρκετή για να καλύψει ένα μοντέλο ικανοποιητικά το υπό μελέτη εύρος θερμοκρασιών. Μερικές ακόμα παράμετροι που απαιτείται να εξαρτώνται από την θερμοκρασία, ως αναφερθούν μερικά παραδείγματα επιγραμματικά, είναι αυτές που σχετίζονται με το φαινόμενο μείωσης της κινητικότητας λόγω του κάθετου πεδίου, όπως και αυτές που σχετίζονται με το φαινόμενο κορεσμού ταχύτητας. Οι, δε, σειριακές αντιστάσεις μπορούν να προσεγγιστούν από ένα μοντέλο δεύτερης τάξης, για μεγαλύτερη ακρίβεια.

2.7 Μοντελοποίηση εξωτερικών στοιχείων

Ο όρος MOSFET αναφέρεται πρώτιστα στην λειτουργία του καναλιού, που είναι ο πυρήνας του τρανζίστορ, ή αλλιώς το εσωτερικό μέρος (intrinsic part) του μοντέλου. Γύρωθεν αυτού εμφανίζονται διάφορες άλλες φυσικές δομές, των οποίων η μοντελοποίηση είναι αναγκαία για την ορθή περιγραφή λειτουργίας της όλης δομής. Ήδη έχουν σημειωθεί οι παρασιτικές διόδοι, που εμφανίζονται μεταξύ από την μία των ακροδεκτών source και drain, και από την άλλη του υποστρώματος. Επίσης, στην περίπτωση όπου το τρανζίστορ είναι τοποθετημένο εντός ενός, ή περισσότερων, πηγαδιών, εμφανίζεται σε κάθε πηγάδι και μία διόδος που είναι, κατά τεκμήριο, ανάστροφα πολωμένη. Από την άλλη, σημαντικές είναι οι διάφορες αντιστάσεις που υπάρχουν στην διάταξη. Αναφέρθηκαν ήδη οι σειριακές αντιστάσεις στους ακροδέκτες source και drain. Το σύνολο αυτών των στοιχείων που περιστοιχίζει το εσωτέρο ιδανικό τρανζίστορ, ονομάζεται εξωτερικό μέρος (extrinsic part) του μοντέλου.

Ένα εξωτερικό δίκτυο που αποτελείται μόνο από τα προαναφερθέντα αυτά στοιχεία είναι αρκετό για να περιγράψει την συμπεριφορά του τρανζίστορ σε σχετικά χαμηλές συχνότητες. Καθώς η συχνότητα αυξάνει είναι απαραίτητο να συνυπολογιστούν και οι αντιστάσεις που παρουσιάζονται στον ακροδέκτη της πύλης καθώς και εσωτερικά του υποστρώματος [57, 58]. Στο σχήμα 2.39 εμφανίζονται οι εσωτερικές δομές δύο μακρομοντέλων που περιγράφουν την φυσική δομή ενός nMOSFET.



Σχήμα 2.39: Η εσωτερική δομή δύο μακρομοντέλων (macromodel), που περιγράφουν τόσο την λειτουργία του εσωτέρου μέρους (intrinsic part) του τρανζίστορ, όσο και των εξωτερικών στοιχείων (extrinsic part). Η απλούστερη δομή στα αριστερά καλύπτει την απόκριση του μοντέλου για χαμηλές συχνότητες (low frequency), ενώ για υψηλές συχνότητες (high frequency) απαιτείται να συνυπολογιστούν και οι αντιστάσεις που εμφανίζονται στην πύλη και στο υπόστρωμα

Οι σειριακές αντιστάσεις στους ακροδέκτες source και drain έχουν ήδη αναλυθεί, στην παράγραφο 2.4.7, οπότε εδώ θα σχολιασθούν μόνο τα υπόλοιπα εξωτερικά στοιχεία.

2.7.1 Παρασιτικές διόδους επαφής (junction diodes)

Οι παρασιτικές διόδους στο τρανζίστορ είναι, προκειμένου να λειτουργεί ορθά το στοιχείο, αναστροφα πολωμένες. Υπό τέτοια πόλωση υπάρχει ένα ρεύμα διαρροής, που είναι σημαντικό, ειδικά για τα ψηφιακά κυκλώματα, για τον υπολογισμό της καταναλισκόμενης ισχύος στο κύκλωμα. Από την άλλη, οι διόδους λειτουργούν στην αναστροφή σαν πυκνωτές μεταβαλλόμενης χωρητικότητας ως προς την τάση στα άκρα τους. Η χωρητικότητα αυτή επηρεάζει πλιότερο την λειτουργία στα αναλογικά κυκλώματα.

Υπάρχουν διάφορα μοντέλα που μπορούν να καλύψουν την συμπεριφορά των διόδων. Η χρήση ενός μοντέλου διόδου τροποποιημένου κατάλληλα ώστε να καλύπτει τα ειδικά χαρακτηριστικά των MOSFET είναι ικανοποιητική. Στο μοντέλο BSIM υπάρχει μία πλήρης μοντελοποίηση των διόδων [28]. Επίσης, το μοντέλο PSP [59, 60], χρησιμοποιεί το μοντέλο διόδων με το όνομα JUNCAP [61, 62, 63]. Ένα μοντέλο διόδων που χρησιμοποιείται από ένα μοντέλο MOSFET οφείλει να παρέχει συγκεκριμένες ειδικές προβλέψεις που απαντιούνται στα τρανζίστορ αυτά. Για παράδειγμα οφείλει να προσεγγίζει την διόδο σαν την παράλληλη σύνθεση τριών διόδων, η μία να είναι αυτή που αναπτύσσεται στην κάτω επιφάνεια επαφής, η δεύτερη αυτή που αναπτύσσεται στην περιφέρεια της ενεργούς περιοχής των source και drain αλλά όχι προς την μεριά της πύλης, και η τρίτη αυτή που αναπτύσσεται στην περιφέρεια των ενεργών περιοχών αλλά προς την μεριά της πύλης. Αυτός ο διαχωρισμός είναι αναγκαίος λόγω των διαφορετικών φυσικών χαρακτηριστικών των τριών αυτών περιοχών, που μεταφράζονται και σε διαφορετική ηλεκτρική συμπεριφορά.

Η περαιτέρω αναφορά σε ειδικά θέματα των διόδων ξεφεύγει από τα όρια της αυτής διατριβής.

2.7.2 Αντίσταση πύλης (gate resistance)

Η τιμή της αντίστασης του ακροδέκτη της πύλης (R_G) είναι ιδιαίτερα σημαντική στην λειτουργία του τρανζίστορ. Η θέση της στην πύλη, όπου εισάγεται το σήμα προς ενίσχυση στην περίπτωση της συνδεσμολογίας κοινής πηγής, την κάνει ιδιαίτερα σημαντική για τον δείκτη θορύβου (noise figure) του κυκλώματος. Επίσης όσο αυξάνει η συχνότητα λειτουργίας τόσο πιο πολύ επηρεάζει η αντίσταση στην πύλη την λειτουργία του όλου κυκλώματος.

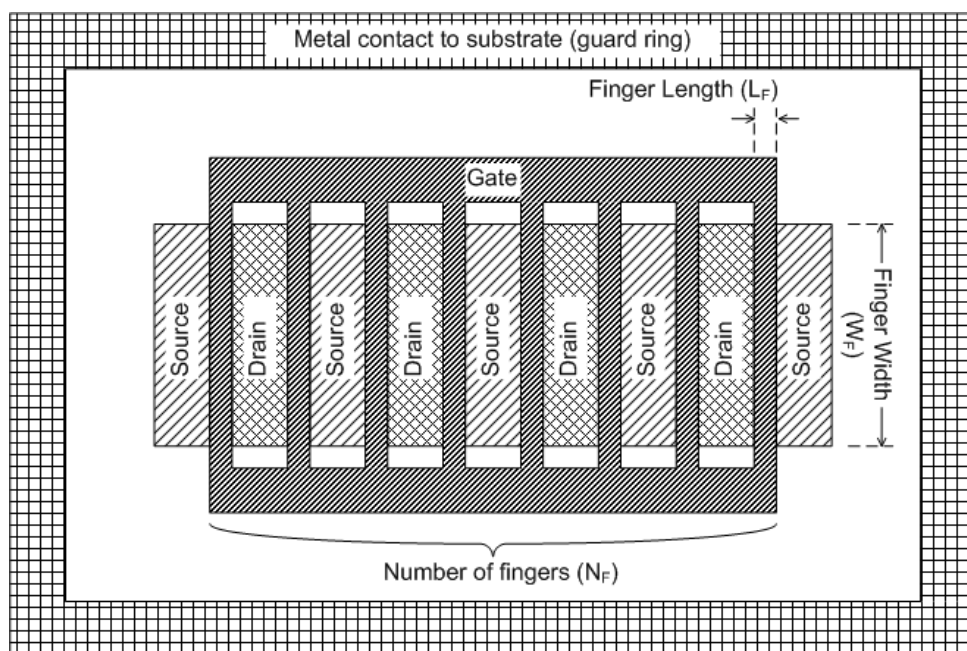
Τα σχήματα που έχουν παρουσιαστεί μέχρι τώρα για την περιγραφή του MOSFET είναι σχετικά απλοποιημένα και με γνώμονα την ποιοτική περιγραφή της διάταξης. Μία πιο ρεαλιστική κάτοψη μίας διάταξης, σχήμα 2.40, θα βοηθούσε στην καλλίτερη κατανόηση της σχέσης μεταξύ της γεωμετρίας του τρανζίστορ και της τιμής της αντίστασης πύλης.

Η αντίσταση της πύλης του σχήματος 2.40, δίνεται συναρτήσει των χαρακτηριστικών της γεωμετρίας του τρανζίστορ από την σχέση 2.151.

$$R_G = \begin{cases} \frac{1}{3} \cdot \frac{W_F}{N_F \cdot L_F} \cdot R_{G,\square} & \text{one - sided gate contact} \\ \frac{1}{4} \cdot \frac{1}{3} \cdot \frac{W_F}{N_F \cdot L_F} \cdot R_{G,\square} & \text{two - sided gate contact} \end{cases} \quad (2.151)$$

Τόσο με βάση την κοινή λογική όσο και από την εξίσωση (2.151), φαίνεται ότι η κατάτμηση του τρανζίστορ στο σχήμα πολλών δαχτύλων, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.40 επιτρέπει την ελαχιστοποίηση της αντίστασης της πύλης, για δεδομένο ολικό πλάτος καναλιού. Στην (2.151) ο όρος *one - sided gate contact* αντιστοιχεί στην σύνδεση των πυλών των δαχτύλων από την μια μεριά μόνο, ενώ ο όρος *two - sided gate contact*

στην περίπτωση της σύνδεσης των πυλών και από τις δύο μεριές, όπως στο σχήμα 2.40. Είναι προφανές ότι η δεύτερη δομή οδηγεί σε μικρότερη αντίσταση πύλης.



Σχήμα 2.40: Συμβολική κάτοψη (floor plan) ενός συνηθισμένου τρανζίστορ που χρησιμοποιείται σε κυκλώματα υψηλών συχνοτήτων, με κατατμημένη την πύλη σε πολλά δάχτυλα (finger). Το όλο τρανζίστορ αναλύεται σε μικρότερα “υπό-τρανζίστορ” πλεγμένα μεταξύ των. Με τον όρο “πλεγμένα” εννοείται ότι οι ακροδέκτες source και drain των υπο-τρανζίστορ ανά δύο ταυτίζονται σε μία κοινή ενεργή περιοχή. Το ολικό πλάτος του τρανζίστορ ισούται με το γινόμενο του πλήθους των δαχτύλων (number of fingers, N_F) με το πλάτος του καθενός δαχτύλου (finger width, W_F). Το, δε, μήκος του όλου τρανζίστορ ταυτίζεται με το μήκος του καθενός δαχτύλου (finger length, L_F). Με αυτό το σχήμα επιτυγχάνεται η ελαχιστοποίηση της αντίστασης στην πύλη (R_G), για συγκεκριμένο πλάτος τρανζίστορ. Τα δάχτυλα της πύλης δύναται να ενώνονται είτε από την μία μεριά μόνο είτε και από τις δύο (όπως εδώ). Με μεταλλικούς δρόμους, που δεν εμφανίζονται εδώ για λόγους απλότητας, βραχυκυκλώνονται όλες μεταξύ τους όλες οι ενεργές περιοχές των source, όπως και όλες των drain. Το όλο τρανζίστορ τοποθετείται στο εσωτέριο μέρος ενός μεταλλικού δαχτυλιδιού (guard ring) που συνδέεται με το υπόστρωμα, έτσι ώστε ο ακροδέκτης του υποστρώματος να είναι καλλίτερα ηλεκτρικά συνδεδεμένος, δηλαδή μέσα από το δυνατόν μικρότερη αντίσταση και δεχόμενος το λιγότερο δυνατό θόρυβο. Εναλλακτικά, αντί για δαχτυλίδι μπορεί να επιλεγεί και το σχήμα του γράμματος Π (στα αγγλικά horse-shoe που θα πει πέταλο), ή και δύο μόνο κάθετοι άξονες πλευρικά του τρανζίστορ.

Τόσο η αντίσταση πύλης όσο και τα εξωτερικά στοιχεία γενικότερα, εμπλέκονται στις εξισώσεις λειτουργίας του όλου τρανζίστορ. Θεωρώντας το τρανζίστορ σαν ένα δίθυρο, με κοινό ακροδέκτη αναφοράς εισόδου και εξόδου το βραχυκύκλωμα μεταξύ του υποστρώματος και του source, σαν είσοδο την πόρτα ανάμεσα την πύλη και το source και σαν έξοδο την πόρτα ανάμεσα από το drain και το source, ορίζονται οι Y παράμετροι του τρανζίστορ. Οι εξισώσεις αυτές μπορούν να λυθούν ως προς διάφορα εξωτερικά στοιχεία και να εξαχθούν τρόποι υπολογισμού των. Σημειώνεται ότι οι μετρήσεις τέτοιους είδους είναι δύσκολες και απαιτούν προσεκτικές διαδικασίες απεμφύτευσης (deembedding) έτσι ώστε να υπολογίζονται μόνο οι Y παράμετροι του διθύρου [64, 65, 66]. Ειδικά για την περίπτωση της αντίστασης πύλης, η τιμή της μπορεί να εξαχθεί με βάση της εξίσωση (2.152) [67, 6, 68].

$$R_G = \frac{Re(Y_{11})}{Im(Y_{11}) \cdot Im(Y_{12})} \quad (2.152)$$

2.7.3 Δίκτυο αντιστάσεων υποστρώματος (substrate network resistances)

Ο ακροδέκτης του υποστρώματος είναι ο πλέον απλωμένος στον όγκο της φυσικής διάταξης του MOSFET. Όσο και αν οι υπόλοιποι ακροδέκτες μπορούν να θεωρηθούν σαν σημεία, ή έστω σαν μία αντίσταση, για την περίπτωση του υποστρώματος αυτή η απλοποίηση αυτή παρέχει περιορισμένη ικανότητα πρόβλεψης της συμπεριφοράς της διάταξης σε υψηλές συχνότητες. Η χρήση ενός δικτύου αντιστάσεων, κάνει μεν την δομή του μακρομοντέλου πιο πολύπλοκη αλλά επιτρέπει την καλλίτερη προσαρμογή της απόκρισης του μοντέλου στις πραγματικές μετρήσεις. Από την άλλη, η επιχειρηματολογία μεταξύ αναγκών σε ταχύτητα και ακρίβεια του μοντέλου, στο ειδικό πλαίσιο της κάθε εφαρμογής του μοντέλου, συνυπολογίζεται στην εξαγωγή μιας απόφασης σχετικά με τον ιδανικότερο τρόπο προσέγγισης του υποστρώματος.

Πολλά δομές δικτύων αντιστάσεων έχουν προταθεί και χρησιμοποιηθεί για τη μοντελοποίηση του υποστρώματος [69, 70, 71]. Σαν πλέον κατάλληλη προτείνεται, στο πλαίσιο αυτής της διατριβής, η δομή των 5 αντιστάσεων που φαίνεται στο σχήμα 2.39, στο μακρομοντέλου που αφορά στην υψίσυχη λειτουργία. Ένα σημαντικό πλεονέκτημα της δομής αυτή είναι η συμμετρία της, ως προς τα δύο άκρα του καναλιού, που επιτρέπει στο μοντέλο την ποιοτικά ορθή συμπεριφορά σε περίπτωση που έχουμε αλλαγή του προσήμου της διαφοράς δυναμικού στα άκρα του καναλιού. Επιπλέον, η δομή του που, λόγω της πολυπλοκότητας της, πλησιάζει περισσότερο στην φυσική διάταξη, προσθέτει ευκαμψία στις χαρακτηριστικές απόκρισης του μοντέλου επιτρέποντας την προσαρμογή της απόκρισης καλλίτερα σε μεγαλύτερο εύρος συχνοτήτων καλύπτοντας και ανώτερης τάξης φαινόμενα.

Η σύνδεση των τιμών των πέντε αντιστάσεων του δικτύου του υποστρώματος με την γεωμετρία είναι αρκετά πολύπλοκη και διαφοροποιείται ανάλογα με το σχήμα της μεταλλικής επαφής του υποστρώματος και το αν είναι άρτιο (even) ή περιττό (odd) το πλήθος των δαχτύλων [72, 73]. Σημειώνεται ότι στην περίπτωση του άρτιου πλήθους, όπως στο σχήμα 2.40, συνηθίζεται ο ακροδέκτης του source να είναι αυτός με τις περισσότερες ενεργές περιοχές, δηλαδή αυτός που έχει και τις δύο ακραίες ενεργές περιοχές. Έτσι, ο ακροδέκτης του drain, από όπου συνηθέστερα λαμβάνεται η έξοδος, ελαχιστοποιεί την παρασιτική χωρητικότητα της διόδου επαφής με το υπόστρωμα. Οι εξισώσεις που συνδέουν τις αντιστάσεις με την γεωμετρία του τρανζίστορ φαίνονται στις σχέσεις (2.153).

$$\begin{aligned}
 R_{DSB} &= R_{DSB,W} \cdot \frac{L_F}{W_F \cdot N_F} \\
 R_B^{-1} &= \left(\frac{R_{B,W}}{2 \cdot W_F} \right)^{-1} + \left(\frac{R_{B,N}}{2 \cdot N_F} \right)^{-1} \\
 R_{SB}^{-1} &= \begin{cases} \left(\frac{R_{SB,W}}{2 \cdot W_F} \right)^{-1} + \left(\frac{R_{SB,N}}{2 \cdot N_F} \right)^{-1} & N_F \text{ even} \\ \left(\frac{R_{SB,W}}{W_F} \right)^{-1} + \left(\frac{R_{SB,N}}{2 \cdot N_F} \right)^{-1} & N_F \text{ odd} \end{cases} \\
 R_{DB}^{-1} &= \begin{cases} \left(\frac{R_{DB,W}}{2 \cdot W_F} \right)^{-1} + \left(\frac{R_{DB,N}}{2 \cdot N_F} \right)^{-1} & N_F \text{ even} \\ R_{SB}^{-1} & N_F \text{ odd} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{2.153}$$

Στις (2.153) με $R_{DSB,W}$ συμβολίζεται η επιφανειακή αντίσταση ανά τετράγωνο ανάμεσα από δύο περιοχές του υποστρώματος που βρίσκονται κάτω από γειτνιάζουσες ενεργές περιοχές ακροδεκτών source και drain, με $R_{B,W}$ η πλευρική αντίσταση ανά μονάδα πλάτους ανάμεσα από την περιοχή του υποστρώματος που βρίσκεται κάτω από ένα ακραίο κανάλι και τις πλευρικές μεταλλικές επαφές του υποστρώματος, με $R_{B,N}$ η αντίσταση που εμφανίζεται σε κάθε δάχτυλο ανάμεσα από την περιοχή του υποστρώματος κάτω από το κανάλι και τον άνω ή τον κάτω άξονα της μεταλλικής επαφής του υποστρώματος, ενώ με $R_{SB,W}$, $R_{SB,N}$, $R_{DB,W}$ και $R_{DB,N}$ συμβολίζονται οι αντίστοιχες αντιστάσεις ανά μονάδα πλάτους ή δαχτύλου αλλά από τις περιοχές του υποστρώματος κάτωθεν των ενεργών περιοχών των source και drain. Οι εξισώσεις αυτές εξαρτώνται και από το σχήμα του μεταλλικού αγωγού που συνδέεται με το υπόστρωμα (ενδεικτικά σχήματα: δαχτυλίδι, σχήμα Π, δύο παράλληλοι άξονες κατά πλάτος του τρανζίστορ και εκατέρωθεν αυτού).

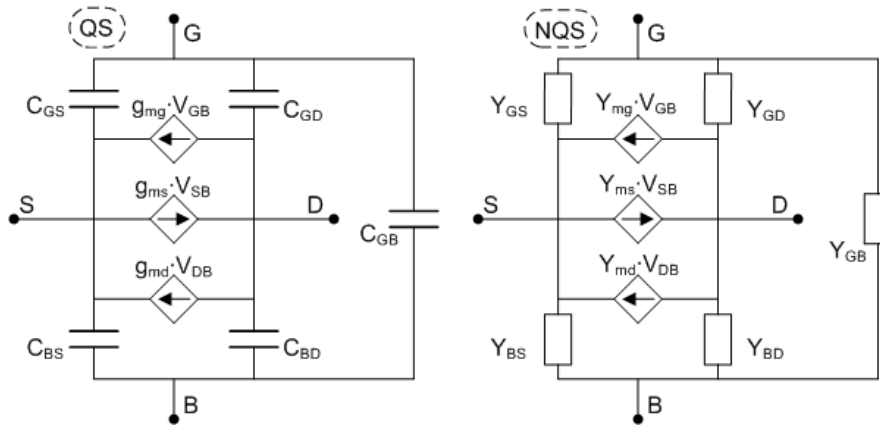
2.8 Λειτουργία σε υψηλότερες συχνότητες

Η μέχρι εδώ ανάλυση δεν έχει ασχοληθεί με υψίσυχνα φαινόμενα, αλλά θεωρεί ότι οι συχνότητες των σημάτων στους ακροδέκτες της διάταξης είναι τόσο χαμηλές έτσι ώστε να μην επηρεάζει η τιμή τους την συμπεριφορά του τρανζίστορ. Αυτή η θεώρηση θέλει τα φορτία και τα ρεύματα που εμφανίζονται στην διάταξη να αλλάζουν ακαριαία με τις αλλαγές των τάσεων στους ακροδέκτες της διάταξης. Η λειτουργία αυτή ονομάζεται σχεδόν-στατική (ή ημι-στατική, quasi-static (QS)). Καθώς αυξάνει η συχνότητα των τάσεων στους ακροδέκτες, αυτή η προσέγγιση δεν δίνει πλέον ικανοποιητικά αποτελέσματα. Η λειτουργία του τρανζίστορ ονομάζεται πλέον μη-στατική (non-quasi-static (NQS)). Βάση της μη-στατικής θεώρησης είναι ότι τα φορτία πλέον δεν προσαρμόζονται ακαριαία ακολουθώντας τις τάσεις στην είσοδο αλλά υπάρχουν διαστήματα προσαρμογής και, πιο συγκεκριμένα, φαινόμενα υστέρησης κατά μήκος του καναλιού [4, 6, 58, 74]. Το κανάλι πλέον λειτουργεί σαν γραμμή μεταφοράς και τα σχετικά φαινόμενα απαιτείται να μοντελοποιηθούν.

2.8.1 Μοντελοποίηση μικρού σήματος

Με στόχο την μοντελοποίηση των φαινομένων υψηλών συχνοτήτων, υπάρχουν δύο οδοί που μπορούν να ακολουθηθούν. Η πρώτη, και απλούστερη, θέλει την αντικατάσταση του τρανζίστορ από ένα δίκτυο διαγωγιμοτήτων με τόσο πραγματικό όσο και

φανταστικό μέρος. Για την περίπτωση λειτουργίας σε χαμηλές συχνότητες το δίκτυο εκφυλλίζεται σε ένα δίκτυο πραγματικών διαγωγιμοτήτων και διαχωρητικοτήτων που αντιστοιχούν στην μοντελοποίηση που έχει εκφραστεί μέχρι τώρα. Η λύση αυτή μπορεί να χρησιμοποιηθεί στο πλαίσιο μίας ανάλυσης μικρού σήματος καθώς εξάγει ένα υποκύκλωμα, που εξαρτάται από την πόλωση του τρανζίστορ, και που το αντικαθιστά. Από την άλλη, το μοντέλο αυτό παρέχει μία αναλυτική λύση που βοηθάει στην καλλίτερη αντίληψη των φαινομένων που εμφανίζονται στις υψηλότερες συχνότητες. Στο σχήμα 2.41 εμφανίζονται σχηματικά τα αντίστοιχα μοντέλα μικρού σήματος που μπορούν να αντικαταστήσουν το MOSFET στην σχεδόν-στατική και την μη-στατική περιοχή λειτουργίας. Υπογραμμίζεται ότι τα μοντέλα αυτά μικρού σήματος αντικαθιστούν το εσωτέρο μέρος του τρανζίστορ και δεν περιέχουν τα εξωτερικά στοιχεία του τρανζίστορ.



Σχήμα 2.41: Σχεδόν-στατικό και μη-στατικό ισοδύναμο μοντέλο μικρού σήματος. Αριστερά βρίσκεται το σχηματικό που μπορεί να αντικαταστήσει ένα MOSFET στην περίπτωση της ανάλυσης μικρού σήματος για συχνότητες τόσο χαμηλές ώστε να λειτουργεί η διάταξη στην σχεδόν-στατική (QS) περιοχή. Οι τιμές των στοιχείων υπολογίζονται με βάση τις (2.82), (2.80), (2.95) και την σχετική ανάλυση. Μετατρέποντας τις διαγωγιμότητες και τις χωρητικότητες σε μιγαδικές διαγωγιμότητες δύναται να επεκταθεί το μοντέλο έτσι ώστε να καλύπτει και την μη-στατική συμπεριφορά (NQS), σχηματικό δεξιά. Υπογραμμίζεται ότι τα μοντέλα αυτά μικρού σήματος αντικαθιστούν το εσωτέρο μέρος του τρανζίστορ και δεν περιέχουν τα εξωτερικά στοιχεία του τρανζίστορ.

Οι μιγαδικές διαγωγιμότητες του NQS μοντέλου του σχήματος 2.41 υπολογίζονται βάσει των αντιστοιχών στοιχείων του QS μοντέλου, και εκφυλλίζονται σε αυτά για χαμηλές συχνότητες. Η επέκταση αυτή στηρίζεται στην σταθερά χρόνου τ_{qs} , όπως αυτή ορίζεται στην σχέση (2.154). Επίσης στην (2.154) ορίζεται και η βοηθητική μεταβλητή τ_0 που είναι αμετάβλητη με την πόλωση και εξαρτάται μόνο από την γεωμετρία του τρανζίστορ και την τεχνολογία [75, 76]. Συμπληρωματικά ορίζεται και η αντίστοιχη συχνότητα f_{qs} .

$$\tau_{qs} \equiv \frac{\tau_0}{30} \cdot \frac{4q_s^2 + 4q_d^2 + 12q_s q_d + 10q_s + 10q_d + 5}{(q_s + q_d + 1)^3}, \quad \tau_0 \equiv \frac{L_{eff}^2}{\mu_{eff} U_T}, \quad f_{qs} \equiv \frac{1}{\tau_{qs}} \quad (2.154)$$

Υπογραμμίζεται στην (2.154) η εξάρτηση της σταθεράς χρόνου από το τετράγωνο του μήκους του καναλιού, ενώ δεν επηρεάζεται από το πλάτος αυτού. Ποιοτικά αυτό μπορεί να ερμηνευτεί με τον ακόλουθο τρόπο. Το κανάλι εν γένει συμπεριφέρεται σαν γραμμή μεταφοράς. Προσεγγίζοντας την γραμμή μεταφοράς σαν μία απλή σκάλα

οριζόντιων αντιστάσεων και κάθετων πυκνωτών, ισχύει ότι οι αντιστάσεις θα είναι ανάλογες του λόγου $\frac{L_{eff}}{W_{eff}}$ ενώ το άθροισμα των κάθετων πυκνωτών θα είναι ανάλογο του γινομένου $L_{eff} \cdot W_{eff}$. Το δε γινόμενο αυτών των δύο μεγεθών είναι που σχετίζεται με την συχνοτική συμπεριφορά της γραμμής και το γινόμενο αυτό είναι ανάλογο του τετραγώνου του L_{eff} και ανεξάρτητο του W_{eff} . Αυτό σημαίνει ότι αναμένουμε μία ισχυρή εξάρτηση του φαινομένου από το μήκος του τρανζίστορ και, για την ακρίβεια, ότι για κοντύτερα τρανζίστορ θα μεγαλώνει τετραγωνικά η σταθερά χρόνου του φαινομένου και, συνεπώς, θα απαιτείται αντίστοιχα μεγαλύτερη συχνότητα για να εμφανιστεί το φαινόμενο της μη-στατικής συμπεριφοράς.

Τα στοιχεία του σχεδόν-στατικού ισοδύναμου κυκλώματος μικρού σήματος έχουν υπολογιστεί ήδη με την μέχρι τώρα ανάλυση. Οι διαγωγιμότητες g_{ms} και g_{md} από την σχέση (2.80), η διαγωγιμότητα g_{mg} από την σχέση (2.82), και οι χωρητικότητες C_{GS} , C_{GD} , C_{BS} , C_{BD} , C_{GB} από τις διαχωρητικότητες της σχέσης (2.95). Ειδικά για τις χωρητικότητες μπορούν να γραφτούν και απλούστερες σχέσεις για τον υπολογισμό τους, αν θεωρηθεί ότι εξετάζεται μόνο η περίπτωση της αναστροφής και της εξάντλησης, σχέσεις (2.155).

$$\begin{aligned} C_{GS} &= C'_{OX} \cdot W_{eff} \cdot L_{eff} \cdot \frac{2q_s^2 + 4q_s q_d + 3q_s}{(q_s + q_d + 1)^2}, & C_{BS} &= (n - 1) \cdot C_{GS} \\ C_{GD} &= C'_{OX} \cdot W_{eff} \cdot L_{eff} \cdot \frac{2q_d^2 + 4q_s q_d + 3q_d}{(q_s + q_d + 1)^2}, & C_{BD} &= (n - 1) \cdot C_{GD} \\ C_{GB} &= \frac{n - 1}{n} \cdot (C'_{OX} \cdot W_{eff} \cdot L_{eff} - C_{GS} - C_{GD}) \end{aligned} \quad (2.155)$$

Με βάση τα παραπάνω μεγέθη μπορούν να υπολογιστούν και οι τιμές των στοιχείων του ισοδύναμου μοντέλου για την μη-στατική λειτουργία, σχέσεις (2.156).

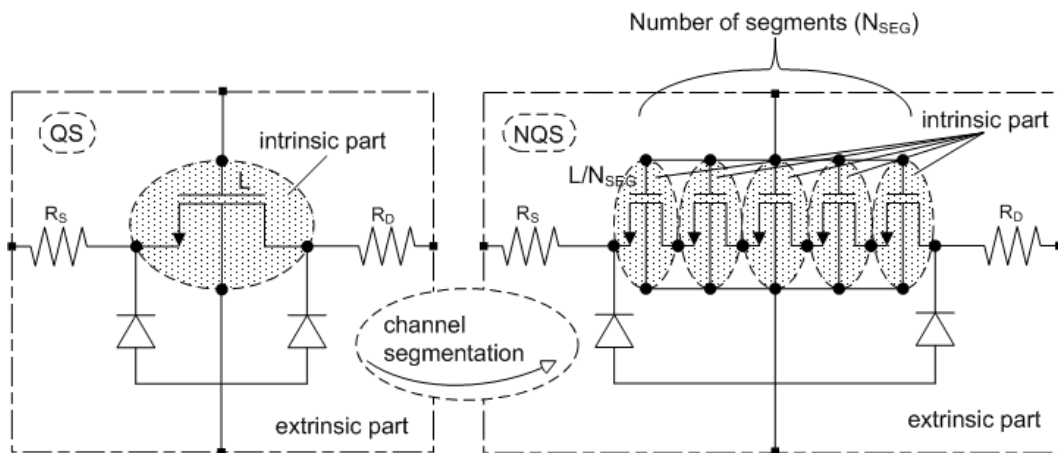
$$\begin{aligned} Y_{ms} &\approx g_{ms} \cdot \xi_m, & Y_{md} &\approx g_{md} \cdot \xi_m, & Y_m &= \frac{Y_{ms} - Y_{md}}{n}, \\ \xi_m &\equiv \frac{\lambda}{\sinh(\lambda)} \approx \frac{1}{1 + j\omega\tau_{qs}}, & \lambda &= (1 + j) \cdot \sqrt{3 \cdot \omega\tau_{qs}} \\ Y_{GS} &\approx j\omega C_{GS}\xi_c, & Y_{GD} &\approx j\omega C_{GD}\xi_c, & Y_{BS} &= (n - 1) \cdot Y_{GS}, & Y_{BD} &= (n - 1) \cdot Y_{GD}, \\ Y_{GB} &= \frac{n - 1}{n} \cdot (j\omega C'_{OX} W_{eff} L_{eff} - Y_{GS} - Y_{GD}) \\ \xi_c &\equiv 2 \cdot \frac{\cosh(\lambda) - 1}{\lambda \cdot \sinh(\lambda)} \approx \frac{1}{1 + j\omega\frac{\tau_{qs}}{2}} \end{aligned} \quad (2.156)$$

Στην (2.156) εμφανίζονται και οι προσεγγίσεις πρώτου βαθμού των όρων ξ_m και ξ_c , ενώ μπορούν να εξαχθούν προσεγγίσεις και μεγαλύτερων βαθμών. Όσο μεγαλύτερος ο βαθμός της προσέγγισης τόσο σε υψηλότερες συχνότητες θα φτάνει η ορθή συμπεριφορά του μοντέλου.

2.8.2 Μοντελοποίηση μεγάλου σήματος

Η προηγούμενη προσέγγιση παρέχει ένα μοντέλο που μπορεί μεν να καλύψει την μη-στατική συμπεριφορά του τρανζίστορ αλλά μόνο για ανάλυση μικρού σήματος. Προκειμένου να εξαχθεί ένα μοντέλο που να λειτουργεί στο πλαίσιο οποιασδήποτε ανάλυσης,

μία γενικότερη λύση είναι απαραίτητο να επιλεγεί. Μία τέτοια λύση είναι η τεχνική που ονομάζεται κατάτμηση καναλιού (channel segmentation) [77]. Κατά την προσέγγιση αυτή το κανάλι του τρανζίστορ θεωρείται σαν μία ακολουθία μικρότερων καναλιών, εισάγοντας έτσι στην ανάλυση μία σειρά κόμβων εσωτερικά του καναλιού, που είναι τα όρια των εσώτερων τμημάτων. Με αυτόν το τρόπο, η ίδια ακριβώς ανάλυση που έχει γίνει μέχρι εδώ, δηλαδή ένα σχεδόν-στατικό (QS) μοντέλο, μπορεί να χρησιμοποιηθεί έτσι ώστε να προβλεφθεί η μη-στατική συμπεριφορά του τρανζίστορ. Με την εισαγωγή των ενδιάμεσων κόμβων, το κανάλι πλησιάζει στην δομή της γραμμής μεταφοράς, όπου τα ενδιάμεσα σημεία μπορούν να έχουν διαφορετική ηλεκτρική κατάσταση τάσης και φορτίου ανά πάσα στιγμή ανάλογα με την καθυστέρηση που θα απαιτείται προκειμένου να φτάσει η διακύμανση της τάσης στους ακροδέκτες του τρανζίστορ στο κάθε εσωτερικό σημείο του καναλιού. Στο σχήμα 2.42 παρουσιάζεται μία γραφική περιγραφή της τεχνικής.



Σχήμα 2.42: Με βάση την τεχνική της κατάτμησης καναλιού (channel segmentation), ένα σχεδόν-στατικό (QS) μοντέλο μπορεί να επεκταθεί σε μη-στατικό (NQS). Το κανάλι του τρανζίστορ αντικαθίσταται από μία ακολουθία καναλιών με υποπολλαπλάσιο μήκος και πλήθους, έστω, N_{SEG} . Το συνολικό μήκος και στα δύο μοντέλα είναι τελικώς το ίδιο. Η αλυσίδα των ενδιάμεσων κόμβων πλησιάζει την δομή μίας γραμμής μεταφοράς και μπορεί να προβλέψει φαινόμενα καθυστέρησης μετάδοσης των μεταβολών των σημάτων στα άκρα του τρανζίστορ, κατά μήκος του καναλιού. Υπογραμμίζεται ότι κατατμείται το κανάλι και όχι το τρανζίστορ. Τα εξωτερικά στοιχεία του τρανζίστορ, που βρίσκονται πέραν των ορίων του καναλιού, εξακολουθούν να προσεγγίζονται ομοίως σε αμφότερες τις περιπτώσεις.

Είναι σημαντικό να γίνει μία διασαφήνιση του όρου κατάτμηση καναλιού και να μην εννοηθεί σαν κατάτμηση τρανζίστορ. Οι εσώτεροι κόμβοι αντιστοιχούν σε σημεία εσωτερικά του καναλιού που φυσικά δεν βρίσκονται σε επαφή με τα εξωτερικά στοιχεία του τρανζίστορ, όπως οι εν σειρά αντιστάσεις ή οι παρασιτικές δίοδοι ανάμεσα από τους ακροδέκτες source και drain και το υπόστρωμα. Συνεπώς το μοντέλο που περιγράφει την λειτουργία των μικρότερων τμημάτων του καναλιού δεν μπορεί να είναι ένα πλήρες μοντέλο τρανζίστορ, αλλά να περιέχει μόνο το εσωτερικό μέρος του μοντέλου που αφορά στην λειτουργία του καναλιού.

Η επέκταση του μοντέλου στην μη-στατική λειτουργία πρέπει να γίνεται με ένα συνεπή τρόπο ως προς τις χαμηλότερες συχνότητες της σχεδόν-στατικής λειτουργίας. Σε στατικές και χαμηλόσυχνες αναλύσεις, συνεπώς, τα δύο μοντέλα οφείλουν να δίνουν όμοια αποτελέσματα, όπως και με το μοντέλο χαμηλού σήματος που αναλύθηκε στην προηγούμενη παράγραφο (2.8.1). Αναγκαία προϋπόθεση για αυτό είναι η γεωμετρία

της διάταξης να μην αλλάζει και συνεπώς το άθροισμα των μηκών των τμημάτων του καναλιού να είναι ίσο με το μήκος του καναλιού. Ιδιαίτερη, όμως, προσοχή χρειάζεται να δοθεί στα φαινόμενα που σχετίζονται με το μήκος του καναλιού στα ενδιάμεσα τμήματα, έτσι ώστε να μην συνυπολογίζονται στην όλη διάταξη διαφορετικά από ότι θα προσεγγιζόντουσαν στην περίπτωση του μη κατατμημένου καναλιού.

Τα μη-στατικά μοντέλα έχουν αυξημένη πολυπλοκότητα σε σχέση με τα σχεδόν-στατικά συμπεριφορά. Πιο ειδικά, στην τεχνική της κατάτμησης καναλιού, το πλήθος των τμημάτων που θα επιλεγεί να χρησιμοποιηθεί σχετίζεται μονοτονικά με την αύξηση της πολυπλοκότητας του μη-στατικού μοντέλου. Προκειμένου να περιοριστεί αυτή η αρνητική επίδραση, μπορεί να ακολουθηθεί μία τεχνική αποδοτικής κατάτμησης καναλιού [78], η οποία αναπτύχθηκε στο πλαίσιο αυτής της διατριβής και ονομάζεται μινιμαλιστική κατάτμηση καναλιού.

Στο πλαίσιο της τεχνικής αυτής βελτιώνεται η ταχύτητα του μοντέλου με την βοήθεια του ιεραρχικού διαχωρισμού μεταξύ του μέρους του μοντέλου που περιγράφει την ιδανική συμπεριφορά του τρανζίστορ και του μέρους που εστιάζει σε ανώτερης τάξης φαινόμενα. Το πρώτο μέρος αφορά ουσιαστικά στην ανάλυση που αναπτύχθηκε στην παράγραφο 2.2, ενώ το δεύτερο σε αυτές που ακολούθησαν αυτής, παράγραφοι 2.3, 2.4, 2.5 και 2.6. Παρατηρείται ότι το μέρος της υπολογιστικής απαίτησης του μοντέλου που σχετίζεται με την ιδανική λειτουργία της διάταξης είναι ένα μικρό κομμάτι της συνολικής. Από την άλλη η φύση των φαινομένων ανώτερης τάξης και η μοντελοποίηση τους ουσιαστικά αφορά στο επίπεδο της όλης διάταξης. Γενικά, μπορεί να ειπωθεί ότι, κάθε ένα φαινόμενο ανώτερης τάξης αντικαθιστά ένα μέγεθος του ιδανικού μοντέλου με μία ενεργή τιμή αυτού του μεγέθους. Σαν παράδειγμα μπορεί να αναφερθεί η μείωση της κινητικότητας λόγω του κάθετου πεδίου, η μοντελοποίηση της οποίας γίνεται υπολογίζοντας την ενεργή τιμή της κινητικότητας ανάλογα με την πόλωση της διάταξης.

Αυτή η ιεραρχία μπορεί να οδηγήσει σε μία περιγραφή του σχεδόν-στατικού μοντέλου σαν ένα μοντέλο που πρώτα ασχολείται με όλα τα ανώτερης τάξης φαινόμενα, υπολογίζει με βάση αυτά κάποιες ενεργές τιμές στα μεγέθη που εμφανίζονται στο κανάλι, και τέλος μεταφέρει αυτές τις τιμές σαν είσοδο σε ένα μοντέλο που περιγράφει την ιδανική συμπεριφορά του τρανζίστορ. Με αυτή τη λογική, δύναται να δομηθεί ένα μη-στατικό μοντέλο το οποίο θα προσεγγίζει όλα τα ανώτερης τάξης φαινόμενα όμοια με το σχεδόν στατικό μοντέλο, θεωρώντας δηλαδή ένα συνεχές κανάλι, το οποίο όμως θα μεταφέρει τα αποτελέσματα της μοντελοποίησης των φαινομένων ανώτερης τάξης σε μία ακολουθία καναλιών, που θα μοντελοποιούνται με βάση το ιδανικό μοντέλο. Με αυτόν τον τρόπο, το απαιτητικότερο υπολογιστικά μέρος του μοντέλου δεν υπολογίζεται τόσες φορές όσα και τα τμήματα του καναλιού αλλά άπαξ. Βεβαίως, η επίδραση στην πολυπλοκότητα δεν είναι μόνο θέμα συνόλου εξισώσεων αλλά και θέμα τοπολογίας και μία δομή που εισάγει εσωτερικούς κόμβους αυξάνει την πολυπλοκότητά της.

Η μείωση της τελικής πολυπλοκότητας του μη-στατικού μοντέλου είναι σημαντική. Συγκρίνοντας το χρόνο που απαιτείται για την εκτέλεση μίας προσομοίωσης ενός μη-στατικού μοντέλου με βάση την κλασική τεχνική κατάτμησης καναλιού, σε σχέση με αντίστοιχη προσομοίωση μοντέλου με βάση την μινιμαλιστική κατάτμηση καναλιού, παρατηρείται ότι ο απαιτούμενος χρόνος στην δεύτερη περίπτωση είναι περίπου ο μισός σε σχέση με την πρώτη, και περίπου διπλάσιος σε σχέση με το σχεδόν-στατικό μοντέλο. Τα σχετικά αποτελέσματα εμφανίζονται στον πίνακα 2.2 [78].

Στο σχήμα 2.43 παρουσιάζονται μετρήσεις Y -παραμέτρων που εμφανίζουν χαρακτηριστικά την μη-στατική συμπεριφορά των MOSFET. Το μη-στατικό μοντέλο πε-

Ανάλυση	Μοντέλο			λόγος NQS (μν/κλ)
	QS	NQS - κατάτμηση καναλιού μινιμαλιστική	κλασσική	
S-παράμετροι	1	1.82	3.73	0.51
χρονική (transient)	1	1.91	3.68	0.52

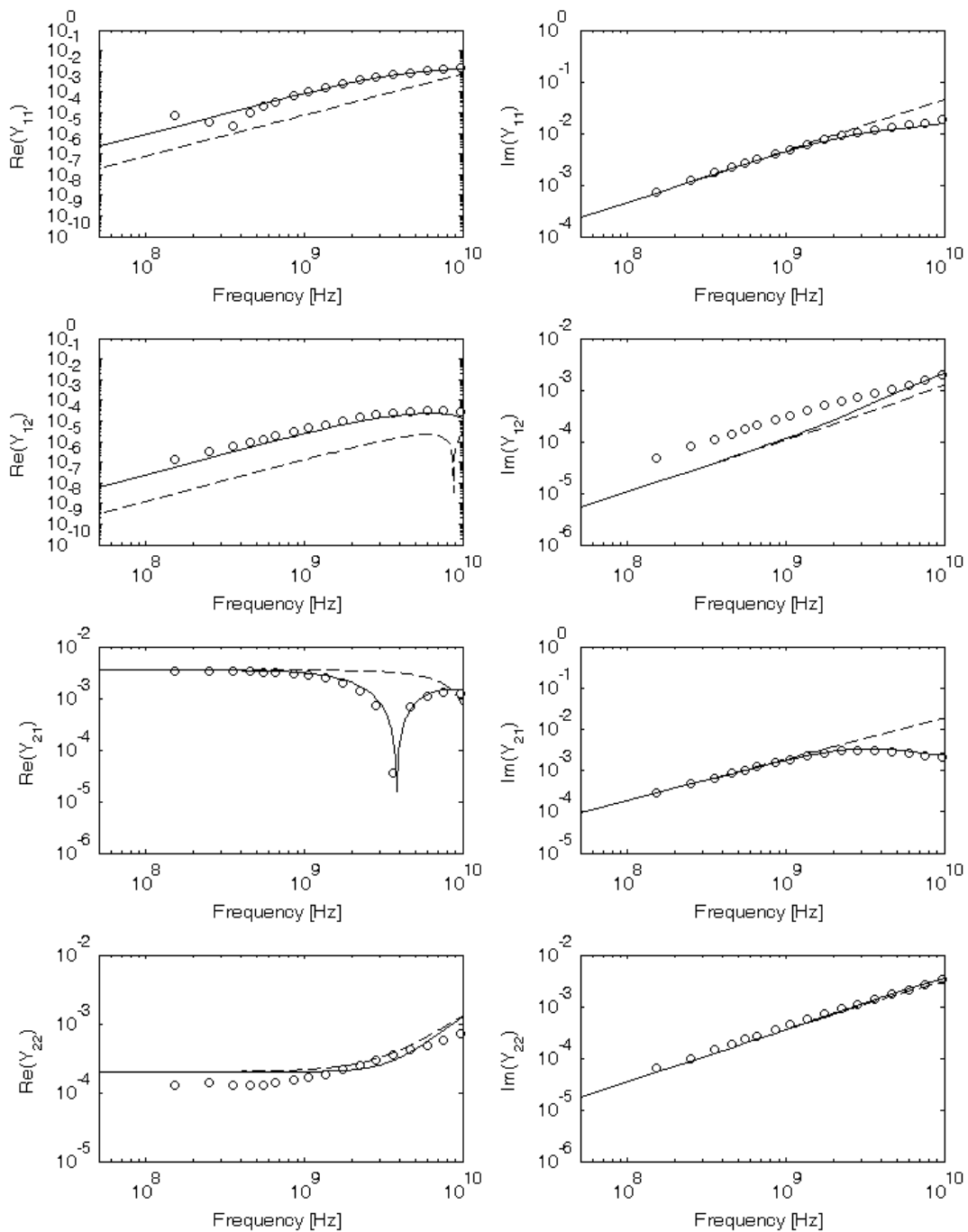
Πίνακας 2.2: Ο χρόνος προσομοίωσης με βάση διάφορα μοντέλα, κανονικοποιημένος ως προς το σχεδόν-στατικό (QS) μοντέλο. Η τεχνική της μινιμαλιστικής κατάτμησης καναλιού αυξάνει τον χρόνο προσομοίωσης του μη-στατικού μοντέλου σε σχέση με το σχεδόν-στατικό κατά το ένα τρίτο περίπου σε σχέση με την αντίστοιχη αύξηση της κλασσικής κατάτμησης καναλιού. Και τα τρία μοντέλα που συγκρίνονται έχουν στηριχτεί στο EKV3.0, ενώ οι προσομοιώσεις αφορούν σε ένα τρανζίστορ μεγάλου μήκους ($L = 2\mu m$) και σε συνθήκες λειτουργίας όπου η μη-στατική συμπεριφορά είναι εμφανής.

ριγράφει ορθά το προφίλ των Y-παραμέτρων σε όλο το εύρος των συχνοτήτων. Το σχεδόν-στατικό μοντέλο προβλέπει και πέραν της συχνότητας f_{qs} την προέκταση της συμπεριφοράς των χαμηλότερων συχνοτήτων, ενώ στην πραγματικότητα τα φαινόμενα καθυστέρησης μέσα στο κανάλι αλλάζουν την συμπεριφορά του τρανζίστορ. Στις Y-παραμέτρους σημαντικό ρόλο παίζουν και τα εξωτερικά στοιχεία του τρανζίστορ, όπως η αντίσταση στην πύλη και στο υπόστρωμα. Το μη-στατικό μοντέλο που χρησιμοποιείται εδώ στηρίζεται στην μινιμαλιστική κατάτμηση καναλιού.

Η μοντελοποίηση της συμπεριφοράς του τρανζίστορ με μεγάλο σήμα μπορεί να υπολογιστεί και με άλλες τεχνικές, πέραν της κατάτμησης του καναλιού. Μία τέτοια τεχνική στηρίζεται στην συμπαράθεση καμπυλών (spline collocation) [79, 80] και με βάση αυτή υλοποιείται το μη-στατικό μοντέλο του PSP.

2.8.3 Επίδραση εξωτερικών στοιχείων σε υψηλές συχνότητες

Όπως αναφέρθηκε ήδη, σημαντικό ρόλο στην συμπεριφορά σε υψηλές συχνότητες έχουν τα εξωτερικά στοιχεία του τρανζίστορ, όπως οι αντιστάσεις στην πύλη και το υπόστρωμα, και οι διάφορες χωρητικότητες. Εμμένοντας στην δίθυρη θεώρηση του τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινού source, εξάγονται οι σχέσεις (2.157) που συνδυάζουν τα εξωτερικά στοιχεία με τα εσωτερικά χαρακτηριστικά του καναλιού. Υπογραμμίζεται ότι στην (2.157) οι χωρητικότητες C_{GS} , C_{GD} , C_{GB} , C_{BS} , C_{BD} αναφέρονται στις αντίστοιχες χωρητικότητες του σχήματος 2.41, αφού όμως σε αυτές συνυπολογιστούν και οι αντίστοιχες χωρητικότητες υπερκάλυψης (overlap), θυσάνωσης (fringing) και των παρασιτικών διόδων. Οι δε αντίσταση R_B αναφέρεται σε αυτήν του σχήματος 2.39 υπό την απλοποιημένη θεώρηση του υποκυκλώματος, με μηδενική τιμή στις αντιστάσεις R_{DSB} και άπειρη στις R_{SB} και R_{DB} [74]. Η μελέτη αυτών των εξισώσεων οδηγεί στην εξαγωγή διαφόρων τιμών για τα εξωτερικά στοιχεία, όπως έχει φανεί και στην εξίσωση (2.152) [67, 68].



Σχήμα 2.43: Μετρήσεις Y -παραμέτρων, n MOS με σχετικά μεγάλο μήκος καναλιού ($L = 2\mu\text{m}$), και αντίστοιχες προσομοιώσεις με QS και NQS μοντέλο. Σαν είσοδος θεωρείται η πόρτα 1, ανάμεσα από την πύλη και το source, ενώ σαν έξοδος η πόρτα 2, ανάμεσα από το drain και το source. Η πόλωση είναι η $V_{GS} = 0.6\text{V}$, $V_{DS} = 0.5\text{V}$ και $V_{SB} = 0\text{V}$ και, υπό αυτήν την πόλωση, η χαρακτηριστική συχνότητα είναι $f_{qs} \approx 1\text{GHz}$. Πλησίον αυτής της συχνότητας το QS μοντέλο αρχίζει να απομακρύνεται από τις μετρήσεις, ενώ το NQS μοντέλο προβλέπει τα φαινόμενα καθυστέρησης στο κανάλι που παρουσιάζονται σε αυτές τις υψηλότερες συχνότητες. Οι προσομοιώσεις έχουν γίνει με τις αντίστοιχες εκδόσεις του EKV3.0 μοντέλου, που χρησιμοποιεί την τεχνική της μινιμαλιστικής κατάτμησης καναλιού.

$$\begin{aligned}
 Y_{11} &\approx \omega^2 R_G C_{GG}^2 + j\omega C_{GG} \\
 Y_{12} &\approx -\omega^2 R_G C_{GG} C_{GD} - j\omega C_{GG} \\
 Y_{21} &\approx g_m - \omega^2 R_G C_{GG} (\tau_{qs} g_m + C_{GD}) - j\omega (\tau_{qs} g_m + C_{GD} + g_m R_G C_{GG}) \\
 Y_{22} &\approx g_{ds} + \omega^2 \left(\begin{array}{l} R_G C_{GD} (C_{GD} + g_m R_G C_{GG}) + \\ + R_B C_{BD} (C_{BD} + g_{mb} R_B (C_{BD} + C_{BS} + C_{GB})) \end{array} \right) + \quad (2.157) \\
 &\quad + j\omega (C_{GD} (1 + g_m R_G) + C_{BD} (1 + g_{mb} R_B)) \\
 C_{GG} &= C_{GS} + C_{GD} + C_{GB}
 \end{aligned}$$

Για την πληρέστερη περιγραφή της υψίσυχνης συμπεριφοράς του μοντέλου παρουσιάζονται στο σχήμα 2.44 οι Y-παράμετροι για μία σειρά τρανζίστορ με διάφορα μήκη καναλιού. Στα μεγαλύτερα μήκη εμφανίζονται στις υψηλότερες συχνότητες μη-στατικά φαινόμενα. Στα μικρότερα μήκη τα φαινόμενα καθυστέρησης δεν είναι έντονα στο εύρος συχνοτήτων που μελετάται, αλλά επικρατεί η επιρροή των εξωτερικών στοιχείων. Μελετώντας τις σχέσεις (2.157) εξάγονται συμπεράσματα συσχέτισης των εξωτερικών στοιχείων και των Y-παραμέτρων.

2.9 Λοιπά φαινόμενα καναλιού

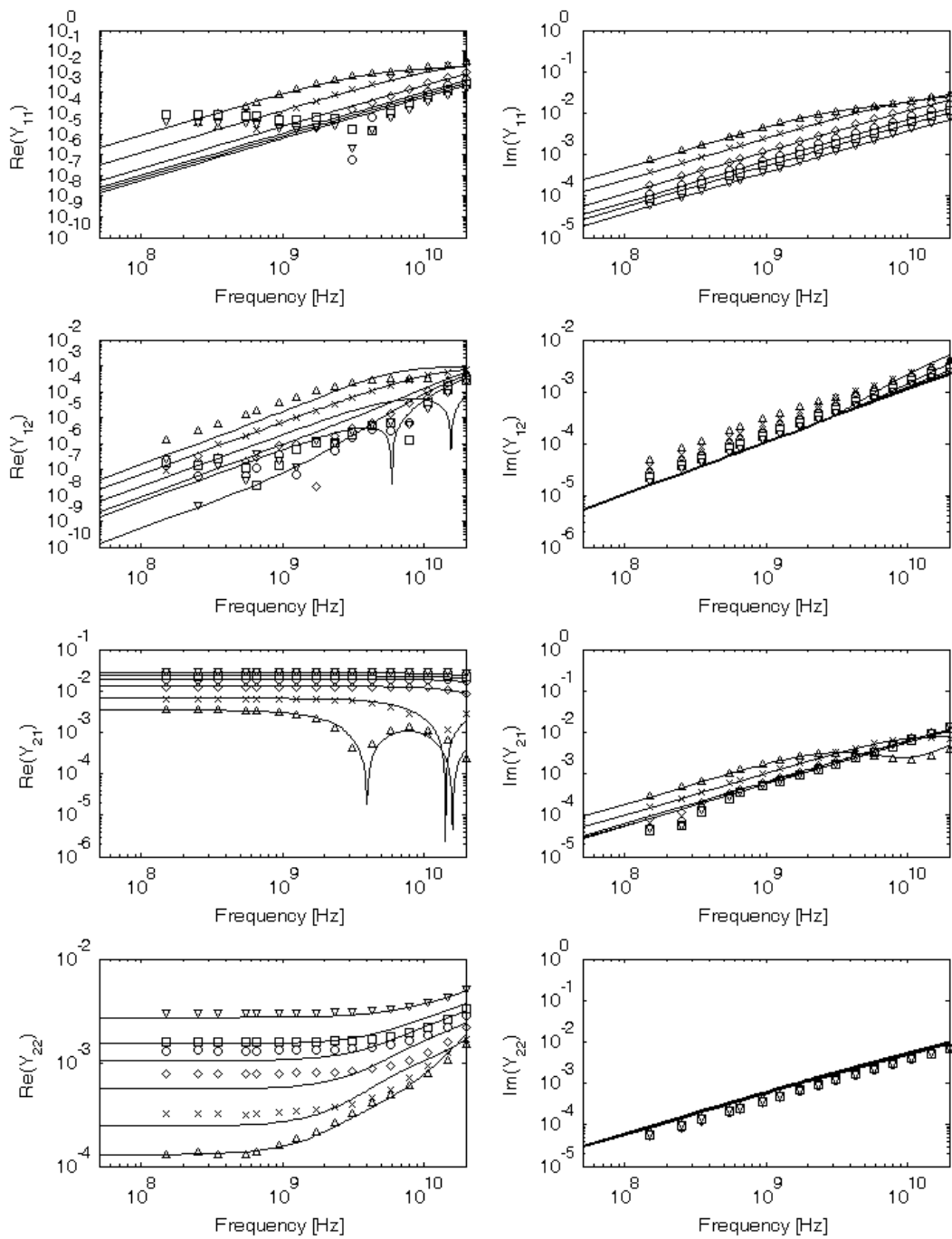
2.9.1 Φαινόμενο πίεσης δομής απομόνωσης ρηχής τάφρου (shallow trench isolation (STI) stress effect)

Στην παράγραφο 2.5.1 αναφέρθηκε η επίδραση των δομών απομόνωσης των τρανζίστορ πάνω στις ηλεκτρικές ιδιότητες τους. Σχετικά με την τεχνική shallow trench isolation (STI), αναφέρθηκε ότι το κανάλι επηρεάζεται διαφορετικά στα άκρα του από ότι στο μέσο, με συνέπεια τα στενά τρανζίστορ να εμφανίζουν διαφορετική συμπεριφορά σε σχέση με τα πιο πλατιά, όπου η διαφοροποίηση στα άκρα είναι αμελητέα. Από την άλλη, οι STI δομές ασκούν μία πίεση στον ημιαγωγό του υποστρώματος επηρεάζοντας τοπικά τις ηλεκτρικές ιδιότητες του. Ανάλογη με την απόσταση από την δομή, είναι και η πίεση η οποία ασκείται τοπικά σε κάθε σημείο του ημιαγωγού. Συνεπώς η επίδραση της πίεσης στο τρανζίστορ εξαρτάται από την απόσταση μεταξύ της STI δομής και του καναλιού.

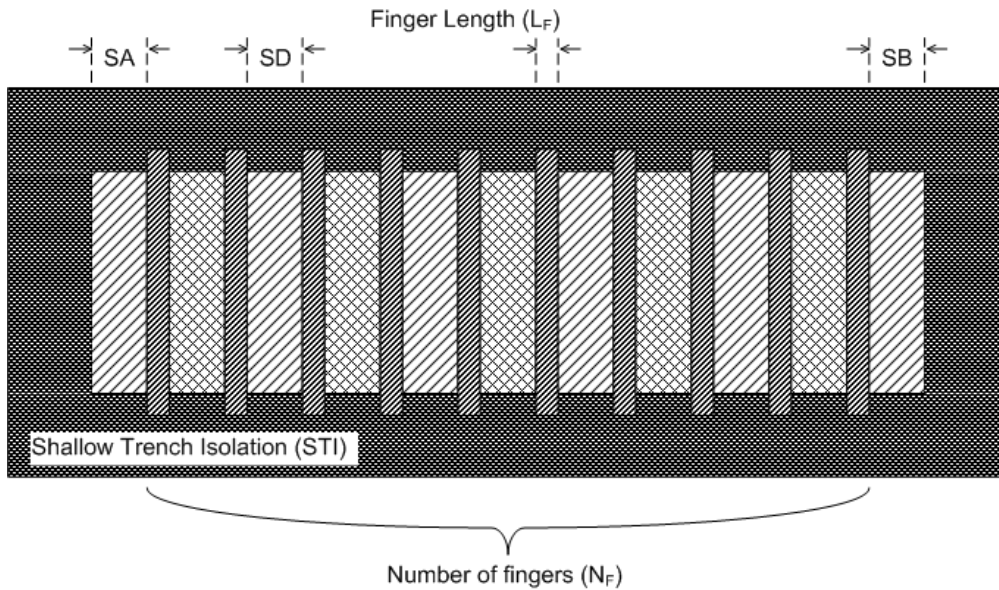
Σε πολυδαχτυλικές διατάξεις η επιρροή του φαινομένου είναι πιο πολύπλοκη, καθώς κάθε δάχτυλο έχει διαφορετική από στάση από την STI δομή. Αποτέλεσμα αυτού του φαινομένου είναι τελικά η εξάρτηση της συμπεριφοράς του τρανζίστορ από το πλήθος των δαχτύλων [68]. Πιο συγκεκριμένα η πίεση των STI δομών επηρεάζουν την κινητικότητα καθώς και την συγκέντρωση των φορτίων, και συνεπώς την τάση κατωφλίου καθώς και τον συντελεστή φαινομένου σώματος [81, 82]. Επίσης επηρεάζονται οι παράμετροι που σχετίζονται με μερικά φαινόμενα κοντού καναλιού, το φαινόμενο κορεσμού ταχύτητας και το DIBL [28].

Στο σχήμα 2.45 φαίνεται ένα απλοποιημένο σχήμα που απεικονίζει την θέση της δομής απομόνωσης STI σε σχέση με το υπόλοιπο τρανζίστορ. Πάνω στο σχήμα ορίζονται και οι παράμετροι SA, SB και SD που σχετίζονται με την ειδική μοντελοποίηση του φαινομένου.

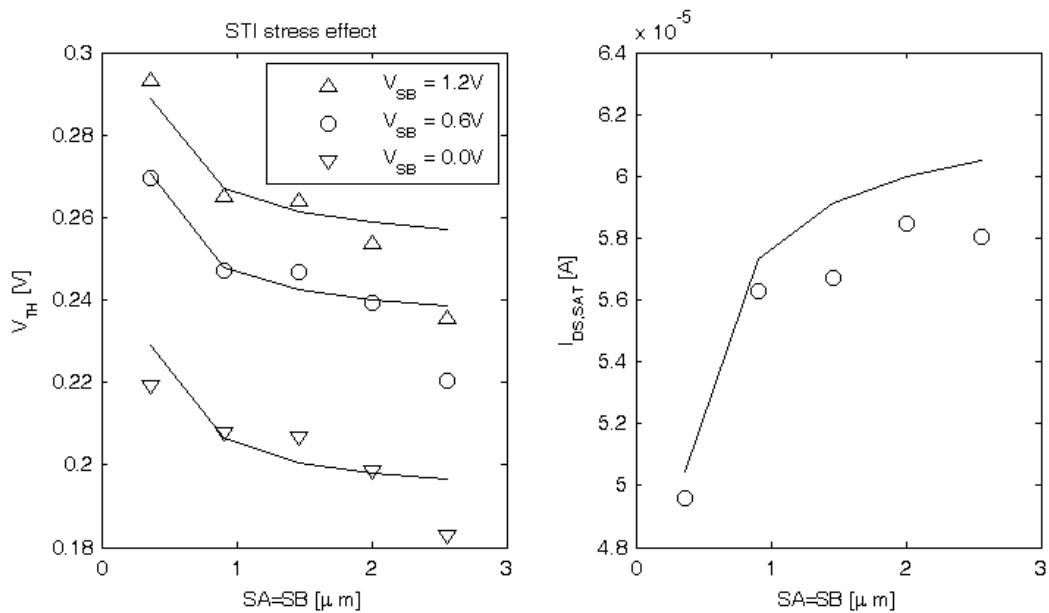
Η μοντελοποίηση της επίδρασης του φαινομένου υλοποιείται με την βοήθεια ενός παράγοντα (A_{STI}) που σχετίζεται με την γεωμετρία του τρανζίστορ και φαίνεται στην



Σχήμα 2.44: Μετρήσεις (σύμβολα) και προσομοιώσεις (γραμμές) Y -παραμέτρων, με βάση το μοντέλο EKV3.0, μίας σειράς τρανζίστορ διαφόρων μηκών, από μικρού ($L = 110\text{nm}$ ∇) μέχρι μεγάλου μήκους ($L = 2\mu\text{m}$ Δ). Τα ενδιάμεσα μήκη είναι $L = 180\text{nm}$ (\square), $L = 250\text{nm}$ (\circ), $L = 450\text{nm}$ (\diamond), $L = 1\mu\text{m}$ (\times). Χαρακτηριστική είναι η διαφοροποίηση των προφίλ των Y -παραμέτρων ανάλογα με το μήκος του καναλιού. Η χαρακτηριστική συχνότητα των μη-στατικών φαινομένων είναι αντιστρόφως ανάλογη του τετραγώνου του μήκους του καναλιού, και συνεπώς εμφανίζεται νωρίτερα στα μεγάλα μήκη κανάλια, διαφοροποιώντας σημαντικά την συμπεριφορά σε υψηλές συχνότητες εκτρέποντας την από μία απλή πρόεκταση της συμπεριφοράς σε χαμηλότερες συχνότητες



Σχήμα 2.45: Η σχετική θέση της STI δομής με το υπόλοιπο τρανζίστορ. Στο σχήμα φαίνονται οι χαρακτηριστικές αποστάσεις που σχετίζονται με την μοντελοποίηση της επίδρασης της πίεσης που ασκεί η δομή στο υπόστρωμα. SA και SB είναι οι αποστάσεις των ακραίων δαχτύλων από το STI ενώ με SD συμβολίζεται η απόσταση μεταξύ δύο διαδοχικών δαχτύλων της πύλης. Στο συγκεκριμένο απλοϊκό σχήμα οι τρεις διαστάσεις αυτές έχουν ίδια τιμή, χωρίς αυτό να είναι ο κανόνας.



Σχήμα 2.46: Η επίδραση του φαινομένου πίεσης (stress effect) της τεχνικής shallow trench isolation (STI) στην συμπεριφορά του τρανζίστορ. Η τάση κατωφλίου (V_{TH}) και το ρεύμα κορεσμού ($I_{DS,SAT}$) διαφοροποιούνται ανάλογα με την απόσταση της STI δομής από το τρανζίστορ (SA,SB). Η τάση κατωφλίου εξάγεται από την τεχνική σταθερού ρεύματος, ενώ το ρεύμα $I_{DS,SAT}$ αναφέρεται στο ρεύμα του καναλιού υπό την πόλωση $V_{GS} = V_{DS} = 1.2V$, $V_{SB} = 0V$. Στην εδώ ανάλυση τα τρανζίστορ έχουν ένα δάχτυλο, μήκος $L = 70nm$ και πλάτος $W = 0.5\mu m$. Τα σύμβολα αντιστοιχούν στις μετρήσεις ενώ η γραμμή στο μοντέλο EKV3.0 που υλοποιεί το εδώ αναλυθέν μοντέλο.

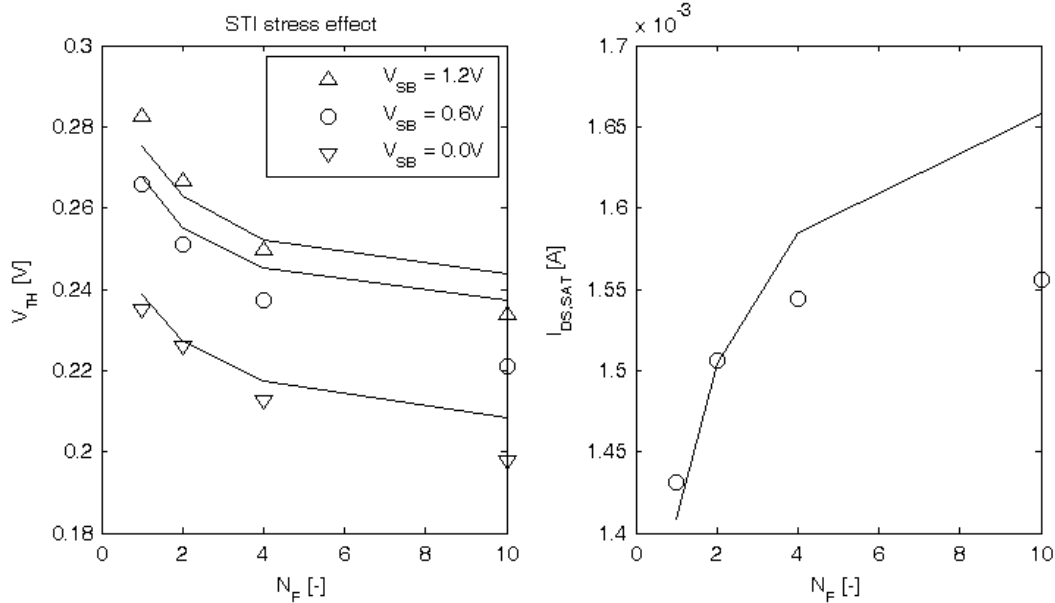
σχέση 2.158. Ο παράγοντας αυτός είναι μία εκτίμηση ανάλογη της πίεσης που δέχεται συνολικά η διάταξη από την STI δομή.

$$A_{STI}(SA, SB, SD) = \frac{1}{N_F} \sum_{k=0}^{N_F-1} \frac{1}{SA + \frac{L_F}{2} + k(SD + L_F)} + \frac{1}{N_F} \sum_{k=0}^{N_F-1} \frac{1}{SB + \frac{L_F}{2} + k(SD + L_F)} \quad (2.158)$$

Η τάση κατωφλίου, όπως και ο συντελεστής φαινομένου σώματος, εμφανίζει μία γραμμική εξάρτηση με τον παράγοντα A_{STI} . Συνεπώς η εξάρτηση της μπορεί να πάρει την μορφή της σχέσης (2.159), στην οποία το $V_{TO,ref}$ συμβολίζει την τάση κατωφλίου μίας μονοδαχτυλικής διάταξης με τα χαρακτηριστικές αποστάσεις για το φαινόμενο πίεσης του STI SA_{ref} , SB_{ref} , στην οποία δεν ορίζεται παράμετρος SD . Με αυτό σαν αναφορά, και με την βοήθεια της παραμέτρου προσαρμογής $KVTO$, εξάγεται η τάση κατωφλίου για τις διατάξεις άλλων γεωμετριών.

$$V_{TO} = V_{TO,ref} + KVTO \cdot (A_{STI}(SA, SB, SD) - A_{STI}(SA_{ref}, SB_{ref})) \quad (2.159)$$

Αντίστοιχα με την (2.159) μπορούν να γραφτούν σχέσεις για τον συντελεστή φαινομένου σώματος.



Σχήμα 2.47: Η επίδραση του φαινομένου πίεσης (*stress effect*) της τεχνικής *shallow trench isolation* (STI) στην συμπεριφορά των πολυδαχτυλικών τρανζίστορ. Η τάση κατωφλίου (V_{TH}) και το ρεύμα κορεσμού ($I_{DS,SAT}$) εξαρτώνται από το πλήθος των δαχτύλων του τρανζίστορ. Η τάση κατωφλίου εξάγεται από την τεχνική σταθερού ρεύματος, ενώ το ρεύμα $I_{DS,SAT}$ αναφέρεται στο ρεύμα του καναλιού υπό την πόλωση $V_{GS} = V_{DS} = 1.2V$, $V_{SB} = 0V$. Στην εδώ ανάλυση τα τρανζίστορ έχουν $SA = SB = 0.36\mu m$ και το πλήθος δαχτύλων κυμαίνεται από 1 μέχρι 10. Το μήκος του κάθε δαχτύλου είναι $L = 70nm$ και πλάτος $W = 2.0\mu m$. Τα σύμβολα αντιστοιχούν στις μετρήσεις ενώ η γραμμή στο μοντέλο $EKV3.0$ που υλοποιεί το εδώ αναλυθέν μοντέλο.

Η κινητικότητα εμφανίζει μία πιο πολύπλοκη εξάρτηση σε σχέση με τον συντελεστή A_{STI} . Πάλι με την χρήση της κινητικότητας αναφοράς (μ_{ref}), υπολογισμένη για μία μονοδαχτυλική διάταξη συγκεκριμένων χαρακτηριστικών διαστάσεων αναφοράς, και με την χρήση μίας παραμέτρου προσαρμογής KMU , μπορεί να υπολογιστεί η κινητικότητα για ένα τρανζίστορ διαφορετικών διαστάσεων, όπως φαίνεται στην σχέση (2.160).

$$\mu = \frac{1 + KMU \cdot A_{STI}(SA, SB, SD)}{1 + KMU \cdot A_{STI}(SA_{ref}, SB_{ref})} \mu_{ref} \quad (2.160)$$

Πειραματικά δεδομένα επιβεβαιώνουν την ορθή προσέγγιση του μοντέλου αυτού για την επίδραση της πίεσης του STI στην συμπεριφορά του τρανζίστορ. Στο σχήμα 2.46 παρουσιάζονται μετρήσεις και προσομοιώσεις με βάση το εδώ παρουσιασθέν μοντέλο που δείχνουν τις εν λόγω σχέσεις. Πιο ειδικά παρουσιάζεται η εξάρτηση της τάσης κατωφλίου από την απόσταση από την STI δομή, καθώς και η εξάρτηση του ρεύματος κορεσμού του καναλιού, που συνδέεται, επιπλέον, και με την εξάρτηση της κινητικότητας.

Στο, δε, σχήμα 2.47 παρουσιάζεται η επίδραση του STI stress effect σε πολυδαχτυλικά τρανζίστορ. Για την ακρίβεια εμφανίζεται η εξάρτηση της τάσης κατωφλίου, όπως και του του ρεύματος κορεσμού, από το πλήθος των δαχτύλων.

2.10 Ρεύμα ιονισμού πρόσπτωσης (impact ionization current)

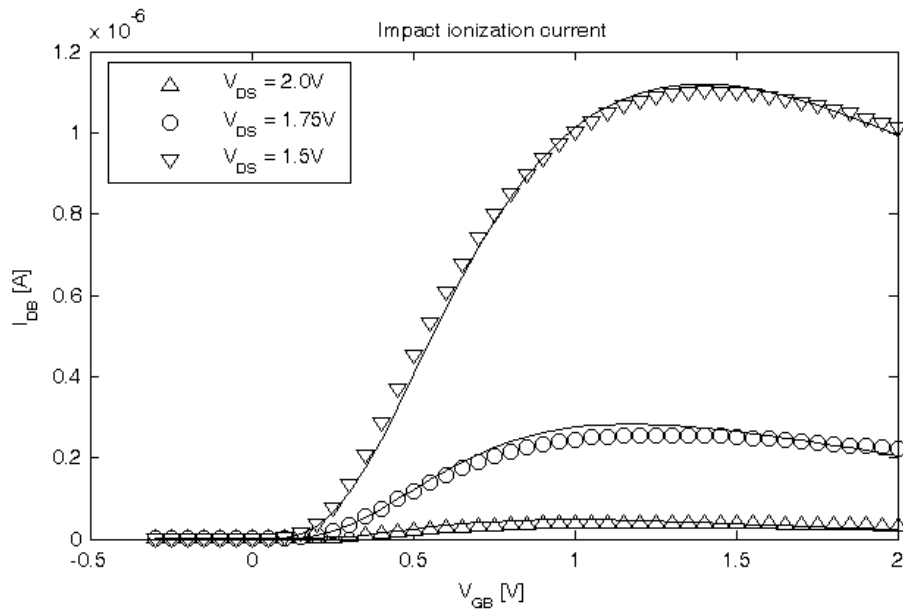
Μέχρι στιγμής έχει μελετηθεί μόνο το ρεύμα του καναλιού του τρανζίστορ. Από την άλλη έχουν αναφερθεί οι παρασιτικές δομές των διόδων ανάμεσα από τους ακροδέκτες source και drain και το υπόστρωμα. Σε αυτά τα ρεύματα έρχεται να προστεθεί άλλη μία παρασιτική συνιστώσα που εμφανίζεται σαν ένα ρεύμα από τον ακροδέκτη drain προς το υπόστρωμα. Το ρεύμα αυτό ονομάζεται ρεύμα ιονισμού πρόσπτωσης (Impact ionization current).

Οι φορείς ρεύματος, καθώς επιταχύνονται από την διαφορά τάσης στα άκρα του καναλιού, μεγιστοποιούν την ταχύτητα τους στο άκρο του drain. Η ταχύτητα τους είναι δυνατόν να προκαλέσει τον ιονισμό της περιοχής πλησίον του ακροδέκτη του drain και την δημιουργία ελεύθερων φορέων ρεύματος. Ένα μέρος αυτών των φορέων θα δημιουργήσει, λόγω και της διαφοράς δυναμικού V_{DB} , ένα ρεύμα (I_{DB}) από τον ακροδέκτη drain προς το υπόστρωμα [83, 84].

Η μοντελοποίηση αυτού του ρεύματος δύναται να επιτευχθεί από την σχέση 2.161, η οποία στηρίζεται στον υπολογισμό του ρεύματος του καναλιού, και στις παραμέτρους του φαινομένου του κορεσμού ταχύτητας, παράγραφος 2.4.1. Επιπλέον χρησιμοποιούνται οι παράμετροι προσαρμογής του φαινομένου I_{BA} , I_{BB} και I_{BN} [10].

$$I_{DB} = \frac{I_{BA} \cdot (V_{DS} - 2 \cdot I_{BN} \cdot V_{DS,SAT})}{I_{BB}} \exp\left(\frac{-I_{BB} \cdot \sqrt{\frac{\epsilon_{si} \cdot X_J}{C'_{OX}}}}{V_{DS} - 2 \cdot I_{BN} \cdot V_{DS,SAT}}\right) \cdot I_{DS} \quad (2.161)$$

Στο σχήμα 2.48 εμφανίζονται μετρήσεις του ρεύματος ιονισμού πρόσπτωσης καθώς και προσομοιώσεις που επιβεβαιώνουν την ικανότητα ορθής περιγραφής του μοντέλου. Ενδιαφέρον παρουσιάζει η μη μονότονη σχέση του ρεύματος με την τάση στην πύλη [4].



Σχήμα 2.48: Το ρεύμα ιονισμού πρόσπτωσης (*impact ionization current*) μίας nMOS διάταξης, διαστάσεων $L = 70\text{nm}$ και $W = 1\mu\text{m}$, μίας CMOS τεχνολογίας, ονομαστικού μήκους 70nm . Τα σύμβολα αντιστοιχούν σε μετρήσεις διαφόρων πολώσεων, και οι γραμμές αντιστοιχούν στην απόκριση του μοντέλου EKV3.0 που στηρίζει την προσομοίωση του φαινομένου στην ανάλυση που παρουσιάζεται εδώ. Το ρεύμα I_{DB} έχει μετρηθεί και υπολογιστεί σαν το ρεύμα που εξέρχεται από τον κόμβο του υποστρώματος.

Σημαντικό είναι να επισημανθεί ότι παρουσία του ρεύματος I_{DB} , ακυρώνεται η ταύτιση του ρεύματος καναλιού και του ρεύματος στον ακροδέκτη drain. Πλέον το ρεύμα του ακροδέκτη drain συνδέεται με το ρεύμα του καναλιού ως άθροισμα αυτού και του ρεύματος ιονισμού πρόσπτωσης, σχέση (2.162), αναφερόμενοι φυσικά στο εσωτέρο μέρος του τρανζίστορ, και αγνοώντας τα ρεύματα των εξωτερικών στοιχείων, όπως των παρασιτικών διόδων. Η σύνδεση αυτή επηρεάζει και τον ορισμό των διαγωγιμοτήτων και όλων των μεγεθών που σχετίζονται με το μετρούμενο I_D .

$$I_D = I_{DB} + I_{DS} \quad (2.162)$$

2.11 Ρεύμα πύλης (gate current)

Από την αρχή της ανάλυσης και μοντελοποίησης του MOSFET, έχει θεωρηθεί ότι το υλικό της πύλης είναι ένας μονωτής, και συνεπώς δεν επιτρέπει στο ρεύμα να τον διαπεράσει. Καθώς οι τεχνολογίες οδηγούνται σε όλο και μικρότερες διαστάσεις των διατάξεων, αναλογικά μικραίνει και το πάχος του μονωτή [85]. Στις μοντέρνες τεχνολογίες παρατηρείται ότι πλέον υπάρχει ένα μη αμελητέο ρεύμα που περνάει μέσα από τον μονωτή της πύλης [86]. Η μοντελοποίηση αυτού του ρεύματος είναι ιδιαίτερα σημαντική, καθώς αλλάζει την όλη λειτουργία του τρανζίστορ. Το ρεύμα αυτό σχετίζεται με το φαινόμενο σήραγγας (tunneling effect) που παρατηρείται εντονότερο καθώς λεπταίνει το υλικό του μονωτή [87].

Ας σημειωθεί σε αυτό το σημείο ότι, δεδομένης της παρασιτικής διάστασης του ρεύματος της πύλης, γίνονται προσπάθειες στον τομέα της κατασκευής να μειωθεί το επίπεδο αυτού του ρεύματος. Ο βασικός άξονας είναι με την μελέτη νέων υλικών για

τον μονωτή, με καλλίτερες ιδιότητες σε σχέση με το οξείδιο του πυριτίου (SiO_2), που είναι το πλέον συνηθισμένο.

Η μοντελοποίηση του φαινομένου του ρεύματος πύλης γίνεται μέσα από τον υπολογισμό της πιθανότητας να διαπεράσει ένα φορτίο τον μονωτή. Με βάση την ορολογία της μέχρι τώρα μοντελοποίησης αυτή η πιθανότητα υπολογίζεται όπως στην σχέση (2.163). Σημειώνεται ότι αυτή η σχέση αναφέρεται στο φαινόμενο χωρίς να συνυπολογίζει την επιρροή άλλων φαινομένων σε αυτό, όπως η εξάντληση πολυκρυσταλλικού πυριτίου ή τα χβαντικά φαινόμενα.

$$\Psi_{OX} = V_{GB} - V_{FB} - \Psi_P + 2q_s U_T$$

$$p_{tun} = \begin{cases} \exp\left(-\frac{E_B \cdot t_{OX}}{X_B} \left(\frac{1}{1 + \sqrt{1 - \frac{|\Psi_{OX}|}{X_B}}} + \sqrt{1 - \frac{|\Psi_{OX}|}{X_B}}\right)\right) & |\Psi_{OX}| < X_B \\ \exp\left(-\frac{E_B \cdot t_{OX}}{|\Psi_{OX}|}\right) & |\Psi_{OX}| \geq X_B \end{cases} \quad (2.163)$$

Στην (2.163) με X_B συμβολίζεται το ύψος του κατωφλίου φαινομένου σήραγγας, μεταξύ ημιαγωγού και μονωτή (tunneling barrier height), και το E_B αντιστοιχεί σε μία χαρακτηριστική τιμή του ηλεκτρικού πεδίου, που χρησιμοποιείται εδώ σαν παράμετρος προσαρμογής. Επιπλέον, με Ψ_{OX} συμβολίζεται η διαφορά δυναμικού στα άκρα του μονωτή.

Με βάση την πιθανότητα p_{tun} υπολογίζεται το ρεύμα που θα διαπερνά τον μονωτή. Στην περίπτωση της συσσώρευσης, οι ακροδέκτες source και drain είναι ηλεκτρικά απομονωμένοι και όλο το ρεύμα έρχεται στον ακροδέκτη της πύλης από το υπόστρωμα. Η, δε, τιμή του δίνεται από την σχέση (2.164).

$$I_{GB} = -K_G \cdot \frac{W_{eff} \cdot L_{eff}}{t_{OX}^2} \cdot \Psi_{OX} \cdot |\Psi_{OX}| \cdot p_{tun}, \quad V_{GB} < V_{FB} \quad (accumulation) \quad (2.164)$$

Αντίθετα, Στην περίπτωση της αναστροφής, και της εξάντλησης, η ροή του ρεύματος πηγάζει από την πύλη και εισέρχεται στο κανάλι. Από το κανάλι διαμοιράζεται στους ακροδέκτες source και drain, ανάλογα με την πόλωση, σχέση (2.165).

$$\alpha_{gc} = \frac{q_d^2 + q_d - q_s^2 - q_s}{1 + 2q_s} \left(\frac{1}{q_s} + \frac{2 \cdot U_T}{\Psi_{OX}} \right)$$

$$\beta_{gc} = \begin{cases} \frac{q_d^2 + q_d - q_s^2 - q_s}{1 + 2q_s} \frac{2E_B t_{OX} U_T}{X_B^2} \frac{3 + \frac{|\Psi_{OX}|}{X_B}}{4 + 2 \cdot \sqrt{1 - \frac{|\Psi_{OX}|}{X_B}} \cdot (2 + \frac{|\Psi_{OX}|}{X_B})} & |\Psi_{OX}| < X_B \\ \frac{q_d^2 + q_d - q_s^2 - q_s}{1 + 2q_s} \frac{2E_B t_{OX} U_T}{\Psi_{OX} |\Psi_{OX}|} & |\Psi_{OX}| \geq X_B \end{cases} \quad (2.165)$$

$$I_{GC} = 2K_G \frac{W_{eff} L_{eff}}{t_{OX}^2} \Psi_{OX} q_s n U_T p_{tun} \cdot \frac{2 + \alpha_{gc}}{2 - \beta_{gc}}, \quad V_{GB} \geq V_{FB} \quad (inversion)$$

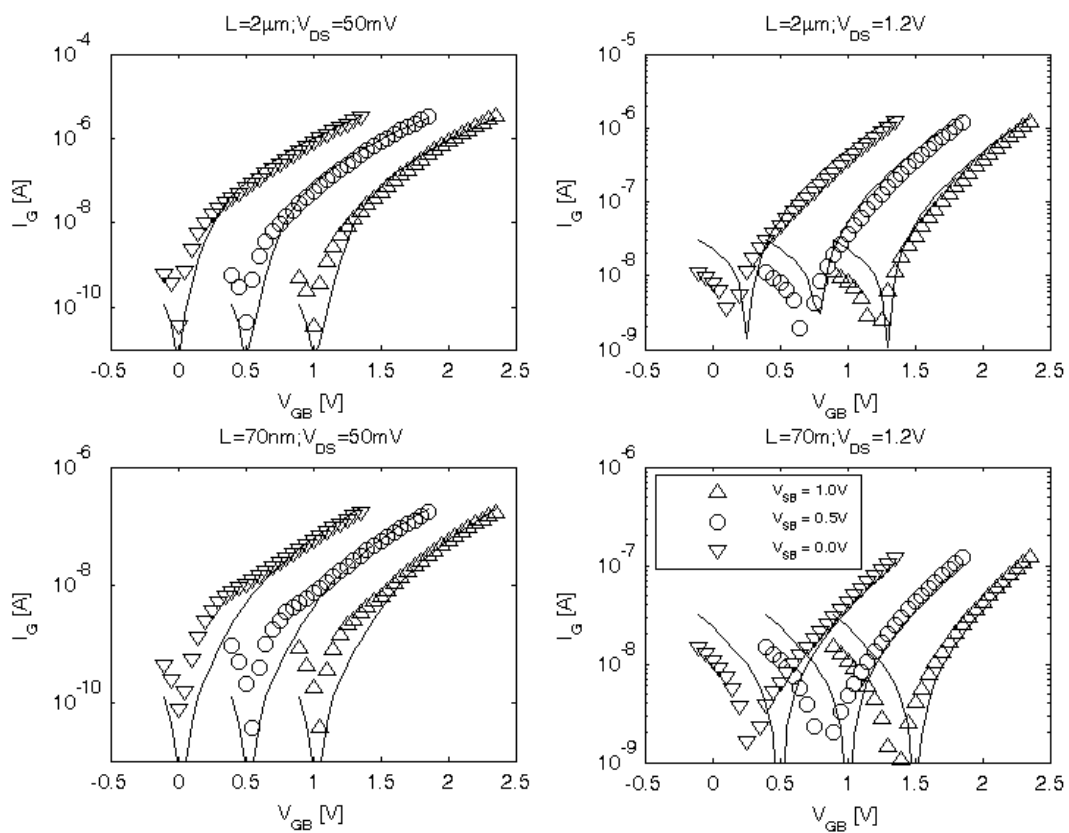
$$I_{GD} = I_{GC} \frac{2 - \beta_{gc}}{2 + \alpha_{gc}} \frac{3 + \alpha_{gc}}{3 - \beta_{gc}}, \quad I_{GS} = I_{GC} - I_{GD}$$

Στην σχέση (2.165) με I_{GC} συμβολίζεται όλο το ρεύμα που διαπερνά τον μονωτή της πύλης και πηγάζει στο κανάλι, ενώ οι συμβολισμοί I_{GD} και I_{GS} αναφέρονται στις

δύο συνιστώσες του I_{GC} , η, μεν, I_{GD} είναι το ρεύμα που συνεχίζει προς τον ακροδέκτη drain, ενώ η I_{GS} είναι το ρεύμα που συνεχίζει προς τον ακροδέκτη source. Είναι προφανές ότι το άθροισμα των δύο συνιστωσών δίνει το ολικό ρεύμα του ακροδέκτη της πύλης.

2.11.1 Ρεύμα επικάλυψης πύλης (overlap gate current)

Το μοντέλο που αναλύθηκε ως εδώ σχετικά με το ρεύμα της πύλης αφορά στην επιφάνεια της πύλης που βρίσκεται άνωθεν του καναλιού. Όπως όμως αναφέρθηκε και στην παράγραφο 2.4.5, σχετικά με την χωρητικότητα επικάλυψης, ένα μέρος του μονωτή της πύλης βρίσκεται πέραν των ορίων του καναλιού και άνωθεν των ενεργών περιοχών των source και drain. Μέσω αυτής της περιοχής του μονωτή υπάρχει, επίσης, ένα παρασιτικό ρεύμα που χρειάζεται να μοντελοποιηθεί.



Σχήμα 2.49: Μετρήσεις του ρεύματος του ακροδέκτη της πύλης σε δύο τρανζίστορ, ένα μακριού καναλιού ($L = 2\mu m$) και ένα κοντού καναλιού ($L = 70nm$), υπό δύο διαφορετικών πολώσεων στα άκρα του καναλιού, αφενός στην γραμμική περιοχή ($V_{DS} = 50mV$) και αφετέρου στο κορεσμό ($V_{DS} = 1.2V$). Στο τρανζίστορ κοντού καναλιού η εντονότερη σχετικά παρουσία του ρεύματος επικάλυψης πύλης φαίνεται στις μετρήσεις του ρεύματος πύλης στον κορεσμό. Τα σύμβολα αντιστοιχούν σε μετρήσεις μίας CMOS τεχνολογίας ελάχιστου ονομαστικού μήκους $70nm$ και οι γραμμές σε προσομιώσεις με το μοντέλο EKV3.0 που στηρίζει την περιγραφή του ρεύματος της πύλης στο μοντέλο που αναλύθηκε εδώ.

Η τιμή του ρεύματος πύλης είναι, όπως φαίνεται και στις σχέσεις (2.164) και (2.165), είναι ανάλογη του μήκους του καναλιού. Αντίθετα, το ρεύμα επικάλυψης πύλης δεν εξαρτάται από το μήκος του καναλιού αλλά μόνο από το μήκος της επικαλυπτόμενης

περιοχής του μονωτή. Συνεπώς η παρουσία του ρεύματος επικάλυψης θα γίνεται εντονότερα εμφανής στα τρανζίστορ με κοντό κανάλι.

Η μοντελοποίηση του ρεύματος επικάλυψης πύλης φαίνεται στην σχέση (2.166). Σε αυτήν την έκφραση του μοντέλου έχει θεωρηθεί το υλικό της πύλης ιδανικός αγωγός, ή αλλιώς έχει αγνοηθεί το φαινόμενο εξάντλησης πύλης (polysilicon depletion), όπως και η ενεργή περιοχή των περιοχών source και drain. Ο συνυπολογισμός των πεπερασμένων συγκεντρώσεων φορτίων στους ακροδέκτες, θα είχε σαν συνέπεια την μη ταύτιση της πτώσης τάσης στα άκρα του μονωτή ίση με την διαφορά δυναμικού των ακροδεκτών. Το μοντέλο εκφράζεται ως προς τον ακροδέκτη X , ο οποίος μπορεί να είναι είτε ο S (source) είτε ο D (drain).

$$\begin{aligned} \Psi_{OX,ov,X} &= V_{GB} - V_{XB}, \quad X = \{S, D\} \\ p_{tun,ov,X} &= \begin{cases} e^{-\frac{E_B \cdot t_{OX}}{X_B} \left(\frac{1}{1 + \sqrt{1 - \frac{|\Psi_{OX,ov,X}|}{X_B}}} + \sqrt{1 - \frac{|\Psi_{OX,ov,X}|}{X_B}} \right)} & |\Psi_{OX,ov,X}| < X_B \\ e^{-\frac{E_B \cdot t_{OX}}{|\Psi_{OX,ov,X}|}} & |\Psi_{OX,ov,X}| \geq X_B \end{cases} \\ I_{GX,ov} &= K_G \cdot \frac{W_{eff} \cdot L_{ov,gc}}{t_{OX}^2} \cdot \Psi_{OX,ov,X} \cdot |\Psi_{OX,ov,X}| \cdot p_{tun,ov,X} \end{aligned} \quad (2.166)$$

Στο σχήμα 2.49, παρουσιάζονται μετρήσεις ρεύματος πύλης, που έχουν μοντελοποιηθεί με την ανάλυση που παρουσιάζεται εδώ. Στην περίπτωση της γραμμικής περιοχής λειτουργίας, όπου $V_{DS} = 50mV$, δηλαδή είναι σχετικά μικρό, παρατηρείται ότι το ρεύμα πύλης είναι ομόσημο του V_{GB} , όπως και των V_{GS} και V_{GD} . Στον κορεσμό, όπου τα V_{GS} και V_{GD} είναι ετερόσημα για κάποιο εύρος τιμών του V_{GB} , παρατηρείται ότι το ρεύμα επικάλυψης πύλης προστίθεται αλγεβρικά στο ρεύμα της πύλης και προκαλεί την διαφωνία, σε ένα εύρος τιμών, των προσήμων του ολικού ρεύματος πύλης I_G και της τάσης V_{GB} . Στο τρανζίστορ κοντού καναλιού, όπου το ρεύμα επικάλυψης είναι μεγαλύτερο μέρος του ολικού ρεύματος, το φαινόμενο παρατηρείται πιο έντονα.

2.12 Θόρυβος

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

Ο θόρυβος που εμφανίζεται σε ένα MOSFET μπορεί να διαχωριστεί σε τέσσερις κατηγορίες. Η πρώτη αφορά στον θερμικό θόρυβο που εμφανίζεται στο κανάλι. Η τιμή του θορύβου αυτού είναι ίδια για κάθε συχνότητα και επηρεάζεται από διάφορα φαινόμενα. Ειδικό ενδιαφέρον παρουσιάζουν διάφορα φαινόμενα κοντού καναλιού με αλληλοακυρόμενες επιδράσεις [88, 89]. Επίσης στο κανάλι εμφανίζεται και ένας χαμηλόσυχνος θόρυβος, που ονομάζεται flicker noise, και είναι αντιστρόφως ανάλογος μίας θετικής δύναμης της συχνότητας. Βασικό ρόλο, ειδικά σε υψηλές αναλύσεις παίζει ο θόρυβος που μεταφέρεται στην πύλη (induced gate noise) λόγω μη-στατικών

(NQS) φαινομένων [90, 91]. Για την πληρότητα της ανάλυσης αναφέρεται και ο θόρυβος βολής που εμφανίζεται στην πύλη. Εκτός του εσωτερικού τμήματος του MOSFET εμφανίζεται θερμικός θόρυβος και στις διάφορες εξωτερικές αντιστάσεις.

2.12.1 Θερμικός θόρυβος

Ο θερμικός θόρυβος στο τρανζίστορ εκφράζεται μέσα από μία παράμετρο (g_n) που είναι η τιμή της αγωγιμότητας που θα δημιουργούσε το αντίστοιχο θερμικό θόρυβο, αν ήταν μία κανονική αντίσταση. Η τιμή αυτή επηρεάζεται ιδιαίτερα από φαινόμενα κοντού καναλιού τα οποία έχουν ένα αλληλοακυρωτικό χαρακτήρα. Η παράμετρος g_n υπολογίζεται από την σχέση 2.167. Η παράμετρος E_c έρχεται από το φαινόμενο κορεσμού ταχύτητας κοντού καναλιού, παράγραφος 2.4.1. Ο παράγοντας $S_{I_{DS}^2}$ συμβολίζει φάσμα πυκνότητας ισχύος (power spectral density ή PSD) μίας πηγής ρεύματος θορύβου παράλληλα με το κανάλι, ανάμεσα δηλαδή από τους ακροδέκτες source και drain του εσώτερου μέρους του τρανζίστορ.

$$g_n = \frac{2}{\left(1 + \frac{2U_T(q_s - q_d)}{E_c L_{eff}}\right)^2 (q_s + q_d + 1)} \left(\frac{q_s^2 + q_s q_d + q_d^2}{3} + \frac{U_T^2 i^2}{E_c^2 L_{eff}^2} + \frac{\left(\frac{2U_T i}{E_c L_{eff}} + 1\right)(q_s - q_d)}{4} + \left(\frac{2U_T i}{E_c L_{eff}} - 1\right) \frac{U_T i}{2E_c L_{eff}} (q_s + q_d + 1) \ln \frac{q_s + \frac{1}{2} - \frac{U_T i}{E_c L_{eff}}}{q_d + \frac{1}{2} - \frac{U_T i}{E_c L_{eff}}} \right)$$

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

$$S_{I_{DS}^2} = 4 \cdot k \cdot T \cdot g_n \cdot \frac{I_{spec}}{U_T} \quad (2.167)$$

Από την άλλη, ορίζεται ο παράγοντας δ ως ο λόγος της αγωγιμότητας g_n προς την αγωγιμότητα εξόδου του τρανζίστορ (g_{ds}), όπως αυτή υπολογίζεται στο $V_{DS} = 0V$, σχέση (2.168).

$$\delta \equiv \frac{g_n}{g_{ds, V_{DS}=0}} \quad (2.168)$$

Ο παράγοντας δ αποτελεί μία σύγκριση μεταξύ του θερμικού θορύβου της διάταξης σε σχέση με τον θόρυβο που θα εμφανίζονταν στο κανάλι, αν λειτουργούσε σαν μία απλή αντίσταση με τιμή $(g_{ds, V_{DS}=0})^{-1}$. Για τα τρανζίστορ μεγάλου μήκους καναλιού, χωρίς έντονα φαινόμενα κορεσμού ταχύτητας, η τιμή του δ είναι κοντά στην μονάδα για την γραμμική περιοχή και κοντά στο $\frac{2}{3}$ στον κορεσμό. Στα τρανζίστορ κοντού καναλιού, η τιμή του δ αυξάνει και πλησιάζει την τιμή 2, τιμή που συμφωνεί με διάφορα πειραματικά δεδομένα [92].

2.12.2 Μη-στατικός θόρυβος

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

των θορύβων της πύλης και του καναλιού, αποδεικνύεται και μαθηματικά η συσχέτιση τους.

Θεωρώντας τους τέσσερις ακροδέκτες του τρανζίστορ δύναται να εκφραστεί ο θόρυβος με τέσσερις πηγές θορύβου, μία σε κάθε ένα ακροδέκτη. Με $S_{I_D^2}$, $S_{I_S^2}$, $S_{I_G^2}$, $S_{I_B^2}$ συμβολίζονται τα φάσματα πυκνότητας ισχύος των πηγών αυτών, ενώ με $S_{I_{GI_D}^*}$ συμβολίζεται το φάσμα της συσχέτισης των πηγών στην πηγή και το drain. Αντίστοιχοι συμβολισμοί χρησιμοποιούνται και για τα υπόλοιπα μεγέθη ενδιαφέροντος. Οι σχέσεις (2.169) περιγράφουν ποσοτικά τα μεγέθη αυτά [90, 91, 75].

$$\begin{aligned}
 S_{I_D^2} &= 4kT \frac{I_{spec}}{U_T} \frac{4q_s^2 + 4q_s q_d + 4q_d^2 + 3q_s + 3q_d}{6(q_s + q_d + 1)} \\
 S_{I_S^2} &= S_{I_D^2} \\
 S_{I_G^2} &= 4kT \frac{I_{spec}}{U_T} \left(\frac{\omega}{\frac{\mu U_T}{L_{eff}^2}} \right)^2 \frac{\left[\begin{array}{l} 16q_s^4 + 80q_s^3 q_d + 168q_s^2 q_d^2 + 80q_d^3 q_s + 16q_d^4 + \\ + 57q_s^3 + 213q_s^2 q_d + 213q_d^2 q_s + 57q_d^3 + \\ + 66q_s^2 + 138q_s q_d + 66q_d^2 + 22.5q_s + 22.5q_d \end{array} \right]}{540n^2(q_s + q_d + 1)^5} \\
 S_{I_B^2} &= S_{I_G^2} \cdot (n - 1)^2 \\
 S_{I_{GI_D}^*} &= 4kT \frac{I_{spec}}{U_T} \frac{j\omega}{\frac{\mu U_T}{L_{eff}^2}} \frac{(q_s - q_d)(q_s^2 + 4q_s q_d + q_d^2 + 3q_s + 3q_d + \frac{3}{2})}{18n(q_s + q_d + 1)^3} \\
 S_{I_{GI_S}^*} &= S_{I_{GI_D}^*} \\
 c_{I_{GI_D}} &= \frac{S_{I_{GI_D}^*}}{\sqrt{S_{I_G^2} S_{I_D^2}}}
 \end{aligned} \tag{2.169}$$

Ενδιαφέρον παρουσιάζει η τιμή της συσχέτισης $c_{I_{GI_D}}$, η οποία είναι κοντά στο 0.4j.

2.12.3 Θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων

Στις χαμηλές συχνότητες στην λειτουργία του MOSFET επικρατεί ο λεγόμενος flicker θόρυβος ή αλλιώς 1/f (1 over f). Η πυκνότητα ισχύος του θορύβου αυτού είναι αντιστρόφως ανάλογη μίας δύναμης της συχνότητας, η οποία τυπικά έχει τιμή από λίγο μικρότερη της μονάδας μέχρι λίγο μεγαλύτερη του 2. Η πηγή του θορύβου αυτού δεν είναι ακόμα πλήρως αποσαφηνισμένη. Οι διάφορες θεωρίες που υπάρχουν πάντως, θέτουν πάντα μία εξάρτηση του θορύβου αντιστρόφως ανάλογη με το εμβαδόν του καναλιού και ανάλογη της διαγωγιμότητας. Μία σχέση που περιγράφει τον flicker θόρυβο φαίνεται στην σχέση 2.170, στην οποία με KF , EF και AF συμβολίζονται παράμετροι προσαρμογής του μοντέλου [93, 94].

$$S_{I_{D,S},fl} = KF \cdot \frac{g_m^{EF}}{C'_{OX} W_{eff} L_{eff} f^{AF}} \tag{2.170}$$

Σαν γενικό σχόλιο, αξίζει να σημειωθεί ότι ο flicker θόρυβος στα pMOS τρανζίστορ είναι σημαντικά μικρότερος από τον αντίστοιχο στα nMOS [4].

Από την άλλη, flicker θόρυβος εμφανίζεται και στην πύλη [95, 96]. Η τιμή του είναι ανάλογη του τετραγώνου του ρεύματος της πύλης, σχέση (2.171).

$$S_{I_G^2, fl} = KGF \cdot \frac{I_G^2}{f} \quad (2.171)$$

2.12.4 Θόρυβος βολής (shot noise)

Η τελευταία πηγή θορύβου που εμφανίζεται στα τρανζίστορ MOS είναι ο θόρυβος βολής που σχετίζεται με το ρεύμα διαροής της πύλης. Η τιμή του είναι ανάλογη με το ρεύμα διαροής, όπως φαίνεται στην σχέση (2.172) [97, 98].

$$S_{I_G^2, sh} = 2 \cdot q \cdot I_G \quad (2.172)$$

2.13 Στατιστική ανάλυση

Κατά την διαδικασία της σχεδίασης ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος, ο σχεδιαστής ορίζει τις διαστάσεις των τρανζίστορ. Ιδανικά μιλώντας, ο σχεδιαστής επιθυμεί το μοντέλο, που χρησιμοποιεί, να του δίνει με απόλυτη ακρίβεια την συμπεριφορά του τρανζίστορ. Ασχέτως όμως του πόσο καλό μπορεί να είναι ένα μοντέλο, τίθεται και ένα δεύτερο ερώτημα που σχετίζεται με το πόσο καλή μπορεί να είναι η διαδικασία κατασκευής του ολοκληρωμένου. Εν γένει, διατάξεις με ακριβώς την ίδια επιθυμούμενη γεωμετρία δεν θα καταλήξουν να έχουν ακριβώς την ίδια ηλεκτρική συμπεριφορά. Αυτό το φαινόμενο οφείλεται τόσο στην τυχαία ανομοιογένεια που μπορεί να χαρακτηρίζει το υπόστρωμα πάνω στο οποίο υλοποιούνται τα τρανζίστορ, όσο και σε μία απόσταση που θα έχουν οι επιθυμητές διαστάσεις από τις πραγματικές διαστάσεις ενός τρανζίστορ. Σε τελικό επίπεδο, ένα σετ παραμέτρων που περιγράφει ορθά μία τεχνολογία, οφείλει να μην αναφέρεται μόνο σε μία εκδοχή των διατάξεων της τεχνολογίας, αλλά να περιγράφουν και την στατιστική διακύμανση της συμπεριφοράς των τρανζίστορ [6].

Η στατιστική αυτή διακύμανση εμπεριέχεται και στην διαδικασία σχεδίασης ενός κυκλώματος. Αν και αρχίζει η διαδικασία θεωρώντας μία συγκεκριμένη συμπεριφορά της τεχνολογίας, οφείλει ο σχεδιαστής να εκτελέσει στο τέλος και διάφορες στατιστικές αναλύσεις που να εκτιμούν την στατιστική συμπεριφορά του κυκλώματος, και να βεβαιώσει ότι αυτή η συμπεριφορά παραμένει εντός των προδιαγραφών για ένα ικανοποιητικό ποσοστό περιπτώσεων [99].

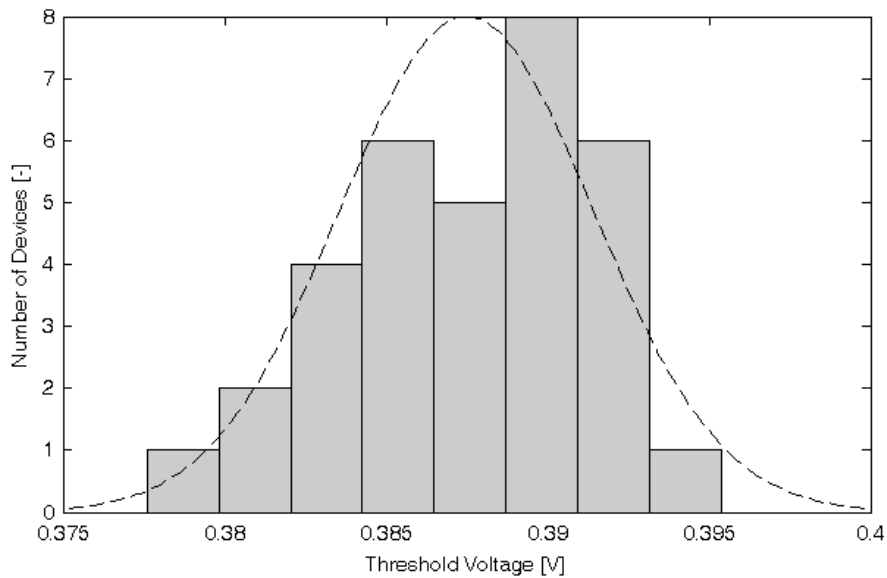
Η μελέτη της στατιστικής συμπεριφοράς ενός κυκλώματος μπορεί να γίνει εκτελώντας ένα σύνολο προσομοιώσεων με ακραία ενδεχόμενα της τεχνολογίας (corner parameter sets), που αντιστοιχούν σε σετ παραμέτρων που περιγράφει τα όρια τις στατιστικής συμπεριφοράς μίας τεχνολογίας. Συνεπώς εκτιμώνται και οι στατιστικά οριακές συμπεριφορές του κυκλώματος. Με αυτόν τον τρόπο μελετώνται οι διακυμάνσεις που μπορεί να επηρεάσουν ολοκληρωτικά το κύκλωμα, δεδομένου ότι τελικά σε κάθε μία ανάλυση θα εκτελεστεί ένα σετ παραμέτρων για όλα τα στοιχεία του κυκλώματος.

Από την άλλη ορίζεται η στατιστική ανάλυση τύπου Monte Carlo. Σε αυτήν μελετώνται οι στατιστικές διακυμάνσεις της συμπεριφορά του κυκλώματος θεωρώντας όμως μικροδιαφορές ανάμεσα στις παραμέτρους που περιγράφουν την συμπεριφορά το κάθε ένα τρανζίστορ (mismatch) [100, 101]. Για παράδειγμα θεωρώντας ότι η κινητικότητα δεν είναι ίδια για όλα τα τρανζίστορ όλα ότι έχει μία τιμή που δίνεται από μία στατιστική κατανομή. Κατά την ανάλυση αυτή εκτελείται ένα μεγάλο πλήθος προσομοιώσεων και καταγράφεται η στατιστική συμπεριφορά των χαρακτηριστικών του κυκλώματος.

Αποδεικνύεται ότι η διακύμανση των διαφόρων παραμέτρων του κάθε τρανζίστορ εξαρτάται από τον εμβαδόν του καναλιού, και, για την ακρίβεια, ότι είναι αντιστρόφως ανάλογη της ρίζας αυτού. Οι βασικές παράμετροι ενός τρανζίστορ, που μπορεί να θεωρηθεί η στατιστική τους διακύμανση, είναι η τάση κατωφλίου, η κινητικότητα και το συντελεστής φαινομένου σώματος. Μία γκαουσιανή στατιστική κατανομή είναι γενικά ικανή να περιγράψει την συμπεριφορά των τεχνολογιών CMOS [102].

Σε επίπεδο μαθηματικών, το μοντέλο της στατιστικής διακύμανσης μπορεί να περιγραφεί όπως στην σχέση 2.173. Οι μεταβλητές $V_{TO,a}$, μ_a , γ_a συμβολίζουν την τιμή της τάσης κατωφλίου, κινητικότητα και συντελεστή φαινομένου σώματος, αντίστοιχα, ενός συγκεκριμένου τρανζίστορ με διαστάσεις L_{eff} και W_{eff} , ενώ οι παράμετροι $A_{V_{TO},\sigma}$, $A_{\mu,\sigma}$, $A_{\gamma,\sigma}$ είναι μεταβλητές με τιμή που εξάγεται από μία γκαουσιανή στατιστική κατανομή με μηδενική μέση τιμή. Η τιμή των παραμέτρων αυτών είναι διαφορετική για κάθε τρανζίστορ ενός κυκλώματος, ενώ οι παράμετροι της κάθε μίας στατιστικής κατανομής είναι ίδιες.

$$\begin{aligned} V_{TO,a} &= V_{TO} + \frac{A_{V_{TO},\sigma}}{\sqrt{W_{eff} \cdot L_{eff}}} \\ \mu_a &= \mu \cdot \left(1 + \frac{A_{\mu,\sigma}}{\sqrt{W_{eff} \cdot L_{eff}}} \right) \\ \gamma_a &= \gamma + \frac{A_{\gamma,\sigma}}{\sqrt{W_{eff} \cdot L_{eff}}} \end{aligned} \quad (2.173)$$



Σχήμα 2.50: Στατιστική ανάλυση, με μορφή ιστογράμματος, της τάσης κατωφλίου σε 33 τρανζίστορ nMOS με τις ίδιες ονομαστικές διαστάσεις ($\frac{W}{L} = \frac{10\mu m}{2\mu m}$), μίας τεχνολογίας CMOS 180nm. Οι κατανομή περιγράφεται ικανοποιητικά από μία γκαουσιανή καμπύλη. Η τάση κατωφλίου έχει εξαχθεί με την τεχνική του σταθερού ρεύματος. Η διακεκομμένη γραμμένη δείχνει μία γκαουσιανή καμπύλη που ταιριάζει στην στατιστική αυτή κατανομή.

Μετρήσεις σε ένα πλήθος τρανζίστορ με ίδιες ονομαστικές διαστάσεις επιβεβαιώνουν την στατιστική κατανομή των ηλεκτρικών παραμέτρων τους. Στο σχήμα 2.50 φαί-

νεται η στατιστική κατανομή της τάσης κατωφλίου σε τριάντα τρία τρανζίστορ nMOS, καθώς και μία προσέγγιση της με γκαουσιανή καμπύλη.

□

Κεφάλαιο 3

Υλοποίηση του Μοντέλου

3.1 Υλοποίηση με βάση την γλώσσα C

Στο προηγούμενο κεφάλαιο αναπτύχθηκε η φυσική και μαθηματική οπτική της μοντελοποίησης του MOSFET. Για να γίνει χρησιμοποιήσιμη, αυτή η ανάλυση, πρέπει να εισαχθεί κατάλληλα στο πλαίσιο ενός προσομοιωτή ηλεκτρικών κυκλωμάτων, υπό την μορφή ενός ηλεκτρικού στοιχείου. Εν γένει, τέτοιου είδους προσομοιωτές είναι γραμμένοι στην γλώσσα προγραμματισμού C, και περιέχουν διάφορα γνωστά μοντέλα, που περιγράφουν τα στοιχεία των ηλεκτρικών κυκλωμάτων, συμπεριλαμβανομένων των MOSFET. Η εισαγωγή ενός επιπλέον στοιχείου στους προσομοιωτές απαιτεί την γραφή των εξισώσεων του μοντέλου στην γλώσσα C, και με βάση τα ειδικά χαρακτηριστικά λειτουργίας και ορολογίας του κάθε προσομοιωτή. Ακολουθώντας, ο κώδικας αυτός μεταγλωττίζεται (compile) σε μορφή δυναμικής βιβλιοθήκης συναρτήσεων και μπορεί να φορτωθεί από τον προσομοιωτή και να χρησιμοποιηθεί από αυτόν σαν στοιχείο ενός κυκλώματος.

Η περιγραφή του μοντέλου στην γλώσσα C συνίσταται στην έκφραση σε αυτή την γλώσσα των συναρτήσεων που συνδέουν τα ρεύματα, τα φορτία (ή τις διαχωρητικότητες) και τον θόρυβο στους ακροδέκτες του στοιχείου με τις τάσεις στους ακροδέκτες του στοιχείου. Επιπλέον, για λόγους ταχύτερης επίλυσης του αριθμητικού προβλήματος της λειτουργίας ενός κυκλώματος, δύναται να υπολογίζονται και οι παράγωγοι των μεγεθών των ρευμάτων και των φορτίων ή των διαχωρητικότητας ως προς τις τάσεις στους ακροδέκτες του στοιχείου. Στην γλώσσα C τελικώς περιγράφεται ένα σύνολο συναρτήσεων που δέχεται σαν είσοδο τις τάσεις στους ακροδέκτες ενός στοιχείου και δίνει σαν έξοδο τα προαναφερθέντα. Η ειδική μορφή αυτών των συναρτήσεων εξαρτάται από την υλοποίηση του κάθε προσομοιωτή μέσα στο πλαίσιο του οποίου καλείται να χρησιμοποιηθεί. Πρακτικά, αυτό σημαίνει ότι, για κάθε ένα προσομοιωτή οφείλεται να γραφεί ένα διαφορετικό σύνολο αρχείων, σε γλώσσα C, που θα υλοποιεί το μοντέλο. Αυτή η διαδικασία καθιστά την υλοποίηση ενός νέου μοντέλου μία δύσκολη διαδικασία οδηγώντας συχνά σε λάθη και διαφοροποιήσεις στις υλοποιήσεις του μοντέλου σε διάφορους προσομοιωτές. Από την άλλη, ιδιαίτερα δύσκολη είναι η εξέλιξη του μοντέλου, καθώς μια απλή αλλαγή ή βελτίωση σε αυτό, σημαίνει την ανάγκη επαναγραφής μεγάλου μέρους κώδικα. Μειονέκτημα επίσης αποτελεί η ανάγκη γνώσης της ειδικής ορολογίας του προσομοιωτή προκειμένου να γραφεί ένα νέο μοντέλο ενός στοιχείου.

Το πλεονέκτημα, δε, αυτού του σχήματος εισαγωγής ενός μοντέλου σε ένα προσομοιωτή, είναι ότι η κάθε μία υλοποίηση είναι άμεσα συνδεδεμένη και πλήρως συμβατή με τον εκάστοτε προσομοιωτή. Έτσι μπορεί να εκμεταλλευτεί πλήρως τις δυνατότητες

αυτού και να λειτουργήσει ιδανικά στο πλαίσιο αυτού.

3.2 Η γλώσσα Verilog-A

Προκειμένου να λυθούν τα προβλήματα της περιγραφής των μοντέλων με την γλώσσα C, και των διαφορετικών υλοποιήσεων ενός μοντέλου σε κάθε προσομοιωτή, αναπτύχθηκαν οι περιγραφικές γλώσσες της οικογένειας HDL (Hardware Description Language, γλώσσα περιγραφής υλισμικού). Ειδικά για τα αναλογικά συστήματα, αναπτύχθηκε η γλώσσα Verilog-A, όπου το A αντιστοιχεί στο analogue (αναλογικό). Η πρώτη έκδοση της γλώσσας εμφανίζεται το 1996 [103] ενώ η πλέον πρόσφατη είναι του 2004, η οποία και περιέχει σημαντικές βελτιώσεις που φάνηκαν αναγκαίες από τα πρώτα χρόνια χρήσης της και από τις εξελίξεις των αναγκών της μοντελοποίησης [104]. Η γλώσσα Verilog-A είναι, στην τελευταία έκδοση, υποσύνολο της γλώσσας Verilog-AMS (Analogue and Mixed Signal) [105], η οποία καλύπτει και μεικτά κυκλώματα, με τόσο αναλογικό όσο και ψηφιακό μέρος. Η ανάπτυξη της γλώσσας έγινε από μία συνεργασία διαφόρων εταιριών που υλοποιούν προσομοιωτές ηλεκτρικών κυκλωμάτων ή βρίσκονται γενικότερα στον χώρο της ηλεκτρονικής ημιαγωγών.

Βασικό χαρακτηριστικό της γλώσσας Verilog-A είναι, αφενός, η θεμελίωση της πάνω στους δύο βασικούς κανόνες λειτουργίας κυκλωμάτων, τους δύο νόμους του Kirchhoff και, αφετέρου, η περιγραφική της διάσταση. Με τον όρο “περιγραφική ΆΑ-ΆΑ εννοείται ότι η γλώσσα παρέχει όρους που δεν εστιάζουν τόσο στον ορισμό ενός συστήματος αλλά, περισσότερο, στην περιγραφή της συμπεριφοράς αυτού του συστήματος. Η δυνατότητες αυτές της γλώσσας την καθιστούν ιδιαίτερα ευέλικτη για την περιγραφή ηλεκτρικών στοιχείων και συστημάτων.

Το μεγάλο πλεονέκτημα της γλώσσας Verilog-A είναι ότι παρέχει ένα κοινό τόπο περιγραφής ενός συστήματος, ασχέτως του κάθε προσομοιωτή. Είναι, βέβαια, θέμα της υλοποίησης του προσομοιωτή να αναγνωρίζει και να υποστηρίζει την κοινή αυτή πλατφόρμα. Γενικά μιλώντας, σήμερα, η πλειοψηφία των προσομοιωτών υποστηρίζουν την γλώσσα Verilog-A, επιτρέποντας την χρήση ενός μοντέλου σε πολλούς προσομοιωτές μέσα από την δημιουργία ενός και μόνο αρχείου που περιγράφει το μοντέλο για οποιονδήποτε προσομοιωτή.

Τα μειονεκτήματα αυτής της μεθόδου, για την εισαγωγή ενός μοντέλου σε ένα προσομοιωτή, σχετίζονται με τα πλεονεκτήματα της προηγούμενης μεθόδου. Πλέον τα μοντέλα δεν είναι γραμμένα άμεσα για κάποιον προσομοιωτή και ενδεχομένως δεν εκμεταλλεύονται πλήρως τις δυνατότητες αυτού. Από την άλλη, οι διαφοροποιήσεις των μοντέλων σε κάθε προσομοιωτή με την περίπτωση της γλώσσας C, μεταφέρονται τώρα σαν διαφοροποιήσεις στην υποστήριξη της γλώσσας Verilog-A από τον κάθε προσομοιωτή. Όμως είναι ευκολότερο να λυθεί το πρόβλημα της διαφοροποίησης σε υψηλότερο επίπεδο γλώσσας παρά σε επίπεδο κάθε ενός μοντέλου.

Το σημαντικότερο μειονέκτημα, όμως, της χρήσης της γλώσσας Verilog-A σχετίζεται με την αποδοτικότητα των μοντέλων περιγεγραμμένων σε αυτήν. Η χρήση της γλώσσας C επιτρέπει την μεταγλώττιση του μοντέλου και την δημιουργία μίας δυναμικής βιβλιοθήκης που παρέχουν συναρτήσεις, που δίνουν πολύ γρήγορα αποτελέσματα στο πλαίσιο ενός υπολογισμού. Αντίθετα η χρήση της Verilog-A απαιτεί την χρήση ενός μεταφραστή (interpreter) που παρέχει σημαντικά πιο αργά αποτελέσματα σε σχέση με τον μεταγλωττιστή (compiler). Το κόστος στον χρόνο προσομοίωσης είναι σημαντικό και καθιστά την μέθοδο αυτή ίσως και απαγορευτική για την πολυπλοκότητα συγκεκριμένων πραγματικών κυκλωμάτων.

3.2.1 Το εργαλείο ADMS

Παρουσιάζεται, συνεπώς, η ανάγκη για μία λύση που να συνδυάζει τα πλεονεκτήματα των γλωσσών C και Verilog-A. Αυτή έρχεται μέσω εργαλείων όπως το ADMS (Automatic Device Model Synthesizer, αυτόματος συνθέτης μοντέλων στοιχείων) [106]. Η λογική αυτού του εργαλείου είναι να δέχεται σαν είσοδο το μοντέλο γραμμένο στην γλώσσα Verilog-A και να το μεταγράφει σε γλώσσα C. Η μεταγραφή αυτή γίνεται με βάση ειδικούς κανόνες που χαρακτηρίζουν τον κάθε ένα προσομοιωτή. Αλλάζοντας αυτούς τους κανόνες αλλάζει και η δομή της εξόδου του εργαλείου.

Συνεπώς, το σχήμα αυτό επιτρέπει την δημιουργία μοντέλων γραμμένα σε γλώσσα C και για διάφορους προσομοιωτές, έχοντας όμως όλα μία κοινή αφετηρία, το κώδικα γραμμένο στην γλώσσα Verilog-A. Το βασικό πλεονέκτημα της χρήσης ενός και μόνο κώδικα για την υλοποίηση του μοντέλου σε πολλούς προσομοιωτές διατηρείται. Από την άλλη, μεταγλώττιση του εξαγόμενου κώδικα C σε μορφή δυναμικής βιβλιοθήκης επιτρέπει την κατά πολύ ταχύτερη λειτουργία του μοντέλου στο πλαίσιο του προσομοιωτή. Το σχήμα αυτό συνδυάζει τα πλεονεκτήματα των δύο προηγούμενων τεχνικών και παρέχει μία πολύ καλή λύση για τις ανάγκες της μοντελοποίησης. Η μεταγλώττιση αυτή δύναται να παρέχει και συμβολική παραγωγή των ρευμάτων και των φορτίων ή διαχωρητικότητων του στοιχείου, που επιτρέπει την ταχύτερη επίλυση των κυκλωμάτων που χρησιμοποιούν τον κώδικα αυτό.

Το εργαλείο ADMS είναι ανοιχτού κώδικα και δεν σχετίζεται με κάποιον συγκεκριμένο προσομοιωτή [107]. Είναι θέμα της ομάδας που αναπτύσσει τον κάθε προσομοιωτή να ορίσει τους κανόνες που μεταφράζουν τον κώδικα από την γλώσσα Verilog-A στην γλώσσα C, με τα ειδικά χαρακτηριστικά και ορολογία που απαιτεί ο αυτός προσομοιωτής. Από την άλλη, υπάρχουν και εταιρίες που έχουν αναπτύξει συνθέτες κλειστού κώδικα [108], όπως η Tiburon Design Automation [109].

3.3 Ο κώδικας του μοντέλου

Στο πλαίσιο της παρούσας διδακτορικής διατριβής, δύο κωδικοποιήσεις του μοντέλου έλαβαν χώρα. Η μία ήταν στην γλώσσα προγραμματισμού C και έγινε με βάση τον προσομοιωτή Eldo της εταιρίας Mentor Graphics [110]. Αυτός ο κώδικας λειτουργήσε ικανοποιητικά και βοήθησε σημαντικά στην εξέλιξη του μοντέλου. Παράλληλα με αυτόν τον κώδικα υπήρχε και μία ισοδύναμη έκδοσή του στην γλώσσα Verilog-A [111]. Οι δύο κωδικοποιήσεις έδιναν στο πλαίσιο του προσομοιωτή αυτού ίδια ηλεκτρικά αποτελέσματα, όμως η μεταγλωττισμένη έκδοση λειτουργούσε ως περίπου δέκα φορές ταχύτερα, σε κυκλώματα με λίγα τρανζίστορ MOS.

Η δυσκινησία όμως του κώδικα C, κατέστησε τον κώδικα Verilog-A μονόδρομο στην εξελικτική διαδικασία του μοντέλου. Η χρήση εργαλείων σύνθεσης κώδικα C από Verilog-A επέτρεψε στην λήψη γρήγορων αποτελεσμάτων και με αυτόν τον κώδικα. Η πλέον πρόσφατες εκδόσεις των προσομοιωτών επιτρέπουν την εύκολη εισαγωγή στοιχείων γραμμένα στην γλώσσα Verilog-A και στην αυτόματη σύνθεση και μεταγλώττιση C κώδικα από αυτά.

Τελικώς, εδώ θα αναλυθεί μόνο η έκδοση στην γλώσσα Verilog-A καθώς είναι πιο γενική και δεν σχετίζεται αποκλειστικά με ένα προσομοιωτή. Από την άλλη, η ορολογία αυτής, επιτρέπει την ευκολότερη κατανόηση του περιεχομένου του μοντέλου, χωρίς να απαιτεί ειδική γνώση του προτύπου υλοποίησης κάποιου προσομοιωτή.

Οι γενικές αρχές του μοντέλου, που παρουσιάσθηκαν στο κεφάλαιο 2, είναι ο πυ-

ρήνας του αναλυτικού μοντέλου MOSFET με το όνομα EKV. Η παρούσα εργασία ταυτίζεται, εν μέρει, με την εξέλιξη του μοντέλου και την υλοποίηση μίας επόμενης έκδοσης του μοντέλου, που θα καλύπτει όλα τα φαινόμενα που λαμβάνουν χώρα στις μοντέρνες νανομετρικές CMOS τεχνολογίες. Τελικώς, η διδακτορική διατριβή, απέδωσε την έκδοση του μοντέλου με το όνομα EKV3 και αύξοντα αριθμό έκδοσης 301.01, γραμμένο στην γλώσσα Verilog-A. Στην επόμενη παράγραφο θα αναφερθούν μερικά σημαντικά χαρακτηριστικά του κώδικα [112, 113].

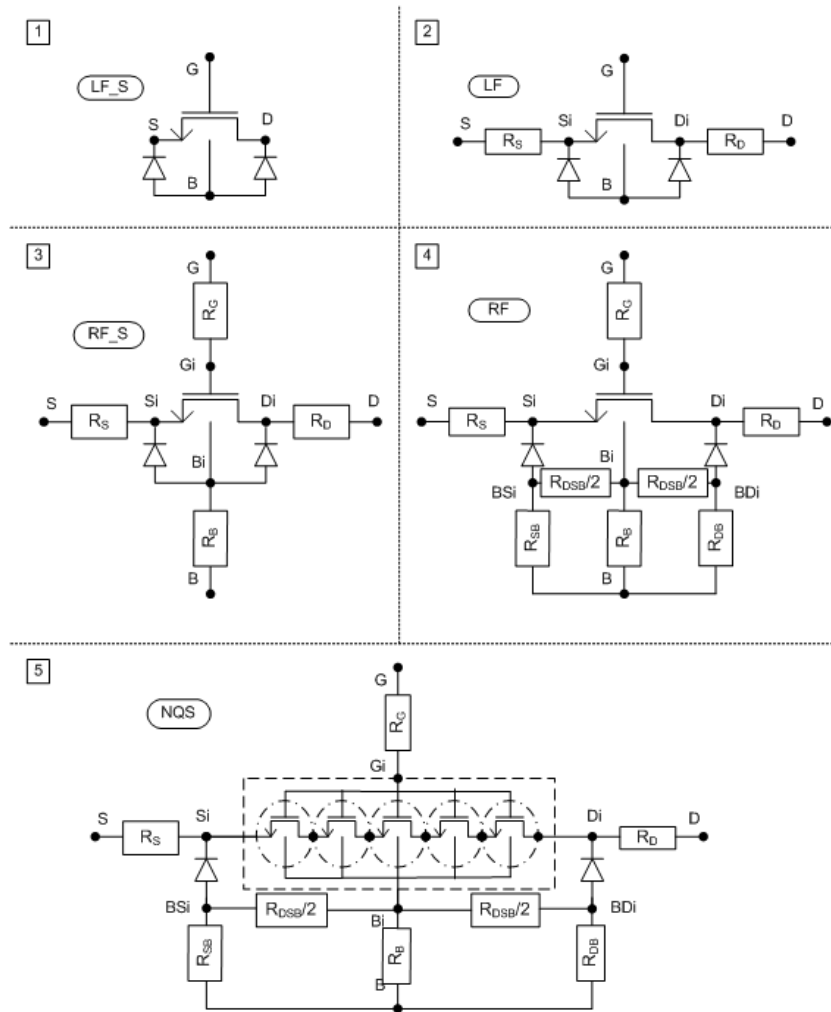
3.3.1 Το μοντέλο σε Verilog-A

Ο κώδικας του μοντέλου είναι γραμμένος σε δεκαοχτώ αρχεία που χαρακτηρίζονται από μία ιεραρχική δομή [114]. Ένα από αυτά είναι το βασικό αρχείο, ενώ κάθε ένα από τα υπόλοιπα δεκαεφτά αρχεία καλύπτει είτε μία ειδική λειτουργία του κώδικα, είτε την μοντελοποίηση ενός συγκεκριμένου φαινομένου. Για παράδειγμα, ένα αρχείο μπορεί να περιέχει κάποιες βοηθητικές συναρτήσεις του κώδικα ή μόνο τις δηλώσεις των παραμέτρων του μοντέλου, ενώ ένα άλλο αρχείο να περιγράφει αποκλειστικά την μοντελοποίηση του φαινομένου του ρεύματος πύλης.

Από την άλλη, ο κώδικας επιτρέπει να επιλέξει ο χρήστης ανάμεσα από πέντε εκδοχές του μοντέλου. Οι εκδοχές αυτές διαφοροποιούνται, όχι ως προς το μοντέλο το ίδιο αλλά, περισσότερο ως προς το συνολικό μακρομοντέλο που θέλει να χρησιμοποιήσει ο χρήστης. Ένας βασικός άξονας διαφοροποίησης σχετίζεται με το πλήθος των εξωτερικών αντιστάτων. Στην πλέον απλή περίπτωση δεν γίνεται η εισαγωγή καμίας εξωτερικής αντίστασης κι έτσι οι εσωτερικοί κόμβοι του καναλιού ταυτίζονται με τους εξωτερικούς. Ο, δε, υπολογισμός του φαινομένου της σειριακής αντίστασης για τα τρανζίστορ μικρού μήκους, γίνεται αναλυτικά, όπως περιγράφεται στην παράγραφο 2.4.7. Ακολουθεί σε πολυπλοκότητα η εκδοχή του μακρομοντέλου η οποία εισάγει δύο σειριακές αντιστάσεις στους ακροδέκτες source και drain, και συνεπώς δύο εσωτερικού κόμβους. Για κυκλώματα σχετικά χαμηλών συχνοτήτων, αυτή η εκδοχή είναι η καλλίτερη, από άποψη απόδοσης τόσο πεδίο του χρόνου προσομοίωσης όσο και της ακρίβειας. Η επόμενη εκδοχή προσθέτει στην προηγούμενη δύο αντιστάσεις στους ακροδέκτες της πύλης και του σώματος, και συνεπώς έχει τέσσερις εσωτερικούς ακροδέκτες. Η εκδοχή αυτή απαντάει στις απαιτήσεις κυκλωμάτων που λειτουργούν σε υψηλότερες συχνότητες αν και το απλό της δικτύωμα για την αντίσταση του υποστρώματος δεν δίνει τα καλλίτερα αποτελέσματα. Για τα υψίσυχνα κυκλώματα, προτιμάται η τέταρτη εκδοχή του μοντέλου, που χαρακτηρίζεται από ένα δικτύωμα πέντε αντιστάτων στο υπόστρωμα, παράγραφος 2.7.3, και συνολικά έξι εσωτερικούς κόμβους, σχήμα 2.39. Στην περίπτωση όπου η συχνότητα είναι τόσο μεγάλη, συναρτήσει και με το μήκος του καναλιού του τρανζίστορ, όπου να εμφανίζονται φαινόμενα μη-στατικής συμπεριφοράς, τότε απαιτείται η χρήση της πέμπτης και πλέον πολύπλοκης εκδοχής του μοντέλου, η οποία χρησιμοποιεί το εξωτερικό υποδίκτυο της προηγούμενης περίπτωσης αλλά εφαρμόζει και την τεχνική μινιμαλιστικής κατάτμησης καναλιού σε πέντε τμήματα, εισάγοντας έτσι συνολικά δέκα εσωτερικούς κόμβους, παράγραφος 2.8.2. Στο σχήμα 3.1 εμφανίζονται σχηματικά οι παραπάνω εκδοχές του μοντέλου.

Ο χρήστης δύναται να διαλέξει διαφορετικό μοντέλο για κάθε τρανζίστορ μέσα σε ένα κύκλωμα, ανάλογα με την ειδική θέση της διάταξης μέσα στην τοπολογία, τις διαστάσεις του τρανζίστορ, και γενικότερα την φαινόμενα τα οποία αναμένεται να παρατηρηθούν σε αυτό. Για αυτό το λόγο επιτρέπεται ο ορισμός κάθε εκδοχής του μοντέλου με διαφορετικό όνομα έτσι ώστε να μπορούν να χρησιμοποιηθούν ταυτόχρονα

από τον κάθε προσομοιωτή.



Σχήμα 3.1: Οι πέντε εκδοχές του υλοποιημένου κώδικα του μοντέλου EKV3. Η εκδοχή (1) είναι η πλέον απλή, ενώ η (2), με δύο εξωτερικές αντιστάσεις και δύο εσωτερικούς κόμβους, ενδείκνυται για χαμηλόσυχνα κυκλώματα. Η (3) συνυπολογίζει την αντίσταση στην πύλη και το υπόστρωμα, ενώ η (4) δίνει τα καλύτερα αποτελέσματα για υψηλόσυχνα κυκλώματα. Η (5) συνυπολογίζει την μη-στατική συμπεριφορά που παρατηρείται περισσότερο σε τρανζίστορ μεγάλου μήκους και σε υψηλές συχνότητες.

Συνολικά ο κώδικας απαρτίζεται από περίπου δύο χιλιάδες πεντακόσιες γραμμές. Η έκτασή του δεν επιτρέπει την αναπαραγωγή του εδώ και τον σχολιασμό του. Αντ' αυτού μπορεί να σχολιαστεί μία πολύ πιο απλή έκδοση του η οποία καλύπτει ελάχιστα, μεν, φαινόμενα, όμως έχει τα ίδια ποιοτικά χαρακτηριστικά με τον πλήρη κώδικα. Ο κώδικας αυτός περιέχεται σε ένα και μόνο αρχείο και το περιεχόμενό του ακολουθεί με σχετικό σχολιασμό, χωρίς να δίνεται ιδιαίτερη επιμονή σε κάθε λεπτομέρεια του κώδικα και της γλώσσας. Ένα αντίστοιχο παράδειγμα βρίσκεται στο επίσημο ιστότοπο του μοντέλου [115]. Στόχος είναι η σύνδεση του μαθηματικού μοντέλου με την κωδικοποίηση στην γλώσσα Verilog-A. Ο πλήρης κώδικας του μοντέλου EKV301.01 είναι το περιεχόμενό του παραρτήματος Α'.

3.3.2 Ένα απλοποιημένο παράδειγμα

Αρχή του κώδικα, δήλωση της διάταξης

```

01  'include "discipline.h"
02  module mos(d,g,s,b);
03  inout      d,g,s,b ;
04  electrical d,g,s,b,di,si;

```

Το αρχείο που καλείται στην γραμμή 1, `discipline.h`, είναι βασικό βοηθητικό αρχείο της γλώσσας και περιέχει πληροφορίες σχετικά με τον ορισμό των τάσεων και των ρευμάτων των ηλεκτρικών κόμβων ενός στοιχείου. Ακολουθεί, στην γραμμή 2, η δήλωση του ονόματος του στοιχείου που θα οριστεί (εδώ `mos`) και σε παρένθεση τα ονόματα των εξωτερικών κόμβων του στοιχείου. Στην γραμμή 3 ορίζεται ότι όλοι οι ακροδέκτες του στοιχείου μπορούν να λειτουργήσουν τόσο σαν είσοδο όσο και σαν έξοδοι του στοιχείου, ενώ στην γραμμή 4 δηλώνεται η ηλεκτρική φύση των εξωτερικών ακροδεκτών και προστίθενται οι εσωτερικοί ακροδέκτες που θα χρησιμοποιηθούν. Οι ακροδέκτες `d`, `g`, `s`, `b` αντιστοιχούν στους εξωτερικούς ακροδέκτες `drain`, `πύλη`, `source` και `υπόστρωμα`, ενώ οι ακροδέκτες `di` και `si` αντιστοιχούν στους εσωτερικούς ακροδέκτες `drain` και `source`. ανάμεσα από τους εξωτερικού και τους εσωτερικούς ακροδέκτες τοποθετούνται οι σειριακές αντιστάσεις, εκδοχή (2) του σχήματος 3.1 Η δήλωση ενός `module` εκκινεί με την γραμμή 2 και ολοκληρώνεται με την εντολή `endmodule`, η οποία θα κλείσει το αρχείο.

```

05  real ds, VG, VD, VS, vg, vd, vs;
06  real vto, phif, g, vfb, vp, n, tmp;
07  real qs, qd, if_, ir, qS, qD, qI, qB;
08  real mob, Ispec, Qspec, rs;

```

Ακολουθώς, δηλώνονται οι μεταβλητές που θα χρησιμοποιηθούν στον κώδικα. Η λειτουργικότητα τους θα φανεί στο κυρίως μέρος του κώδικα.

Δήλωση παραμέτρων

```

09  // MODEL PARAMETERS
10  parameter integer SIGN = 1      from [ -1: 1] exclude 0;
11  parameter real   VTO   = 0.5    from (-inf:inf);
12  parameter real   GAMMA = 0.7    from [ 0.0:inf);
13  parameter real   COX   = 10.0E-3 from [ 0.0:inf);
14  parameter real   PHIF  = 0.45   from [ 0.0:inf);
15  parameter real   MOB0  = 0.05   from [ 0.0:inf);
16  parameter real   E0    = 1.0E9   from [ 0.0:inf);
17  parameter real   ETA   = 0.5    from [ 0.0:2.0];
18  parameter real   RS    = 10.0E-6 from ( 0.0:inf);
19  // INSTANCE PARAMETERS
20  parameter real   W      = 10E-6   from ( 0.0:inf);
21  parameter real   L      = 10E-6   from ( 0.0:inf);

```

Στην συνέχεια δηλώνονται οι παράμετροι του μοντέλου. Όπως αναφέρθηκε ήδη, οι παράμετροι ενός μοντέλου σχετίζονται με την τεχνολογία και την διαδικασία κατασκευής μία τεχνολογίας. Η διαδικασία εξαγωγής των τιμών του, για να προσαρμοστεί ένα

μοντέλο σε μία τεχνολογία, σχετίζεται με την ελαχιστοποίηση του σφάλματος μεταξύ μετρήσεων σε διατάξεις της τεχνολογίας και της απόκρισης του μοντέλου. Από την άλλη υπάρχουν και οι παράμετροι που σχετίζονται, όχι με την τεχνολογία αλλά, με την συγκεκριμένη διάταξη που χρησιμοποιείται κάθε φορά. Αυτές ονομάζονται instance παράμετροι, ή παράμετροι στοιχείου, και δηλώνονται, στην περίπτωση της Verilog-A, με τον ίδιο τρόπο που δηλώνονται οι παράμετροι του μοντέλου. Στην δήλωση των παραμέτρων, πέραν του ονόματος τους, δηλώνεται και μία τιμή που θα έχει η παράμετρος, αν ο χρήστης δεν δώσει άλλη τιμή σε αυτήν, καθώς και οι επιτρεπτές τιμές που δύναται να λάβει μία παράμετρος. Σημειώνεται εδώ ότι οι δύο κάθετες γραμμές (//) σχολιάζουν την γραμμή που ακολουθεί και δεν αποτελούν μέρος του κώδικα του μοντέλου.

Η παράμετρος SIGN επιτρέπει την επιλογή ανάμεσα σε nMOS και pMOS διατάξεις. Όταν η τιμή της είναι 1 το μοντέλο αντιστοιχεί σε nMOS, ενώ η τιμή -1 αντιστοιχεί σε pMOS. Η συμμετρία των δύο δυϊκών διατάξεων είναι εύκολα εκμεταλλεύσιμη, έτσι ώστε ο ίδιος κώδικας να μπορεί να περιγράψει και τις δύο περιπτώσεις. Για την ακρίβεια, η περίπτωση των pMOS μπορεί να μοντελοποιηθεί αλλάζοντας τα πρόσημα των διαφορών τάσεων ως προς το υπόστρωμα στην αρχή και τα πρόσημα των ρευμάτων στο τέλος.

Η παράμετρος VTO αντιστοιχεί στην τάση κατωφλίου ως προς το υπόστρωμα, για $V_{SB} = 0V$, σχέση (2.97), η GAMMA στον συντελεστή φαινομένου σώματος, σχέση (2.16), η COX στην χωρητικότητα ανά μονάδα επιφάνειας του μονωτή, σχέση (2.9), η PHIF στο δυναμικό Fermi του υποστρώματος, σχέση (2.14), η MOB0 στην κινητικότητα σε χαμηλή τιμή ηλεκτρικού πεδίου, σχέση (2.109), η EO είναι μία παράμετρος προσαρμογής πρώτης τάξης του φαινομένου της σκέδασης επιφανείας, παράγραφος 2.3.1.1, η ETA είναι μία παράμετρος προσαρμογής για τον υπολογισμό του κάθετου πεδίου που επηρεάζει την κινητικότητα, σχέση (2.103), και η RS είναι μία παράμετρος που δείχνει την αντίσταση ανά μονάδα πλάτους ανάμεσα από την άκρη του καναλιού και τον ακροδέκτη drain ή source, παράγραφος 2.4.7

Οι παράμετροι στοιχείου L και W αντιστοιχούν στις σχεδιαστικές διαστάσεις του μήκους και του πλάτους του καναλιού του τρανζίστορ. Για λόγους απλότητας θα θεωρηθεί ότι αυτές ταυτίζονται με τις ενεργές διαστάσεις του καναλιού, υπόθεση που ισχύει για τρανζίστορ αρκετά μεγάλων διαστάσεων.

Μέχρι εδώ έχουν δοθεί τα γενικά χαρακτηριστικά του μοντέλου. Μένει να δοθούν οι εντολές που ορίζουν την συμπεριφορά του μοντέλου.

Περιγραφή λειτουργίας του στοιχείου

Η περιγραφή της λειτουργίας του μοντέλου ακολουθεί την εντολή analog, γραμμή 22. Επειδή, όπως είναι λογικό, η πλήρης περιγραφή δεν μπορεί να δοθεί σε μία μόνο εντολή, τοποθετείται το σύνολο των εντολών ανάμεσα σε ένα ζεύγος εντολών begin και end, ορίζοντας έτσι ένα σύνολο εντολών που εκτελείται ως μία.

```
22 analog
23 begin // analog block
24     if ((SIGN*V(di,b))>=(SIGN*V(si,b))) ds = +1.0;
25     else ds = -1.0;
26     VG = SIGN*V(g,b);
27     VD = SIGN*((ds+1)/2*V(di,b)+(1-ds)/2*V(si,b));
28     VS = SIGN*((ds+1)/2*V(si,b)+(1-ds)/2*V(di,b));
```

Ανάγνωση τάσεων ακροδεκτών Στις γραμμές 24 και 25, ελέγχεται η τιμή της τάσης του drain σε σχέση με την τάση του source, όπως στις σχέσεις (2.2) και (2.4). Στην περίπτωση που αντιστρέφεται το πρόσημο της διαφοράς δυναμικού στα άκρα του καναλιού, σε σχέση με την κλασσική περίπτωση, θεωρείται ότι οι ακροδέκτες είναι ανάποδα και στο τέλος ανάποδα δίνονται και τα διάφορα ρεύματα και φορτία. Η μεταβλητή ds πέρνει την τιμή 1 στην κλασσική περίπτωση, ενώ την τιμή -1 στην αντίθετη περίπτωση. Υπογραμμίζεται η γραφή $V(di,b)$ που αντιστοιχεί προφανώς στην διαφορά δυναμικού μεταξύ των δύο κόμβων στην παρένθεση.

Στις γραμμές 26 μέχρι 28, μεταφέρονται οι διαφορές δυναμικού στα άκρα του στοιχείου στις μεταβλητές VG , VD και VS , συνυπολογίζοντας την πολικότητα της διάταξης καθώς και το πρόσημο της διαφοράς δυναμικού στα άκρα του καναλιού. Οι τελευταίες παίρνουν τιμές σαν να είναι η διάταξη nMOS τρανζίστορ και η τάση στο drain να είναι μεγαλύτερη από την τάση στο source. Η σχετικά περίεργη γραφή των γραμμών 27 και 28 εξηγείται από το γεγονός ότι οι χρήση της εντολής `if` είναι καλό να αποφεύγεται διότι δημιουργεί προβληματικό υπολογισμό κατά την διαδικασία της συμβολικής παραγωγής. Ίδανικά θα έπρεπε να αποφευχθεί ακόμα και η χρήση του `if` στις γραμμές 24 και 25, αλλά τότε θα δημιουργούντο άλλα προβλήματα στο πλήρες μοντέλο, που σχετίζονται με φαινόμενα που εμφανίζονται μόνο στην μεριά του drain του τρανζίστορ. Στο τέλος της περιγραφής λειτουργίας θα ληφθούν υπόψιν και οι τιμές των $SIGN$ και ds για τον υπολογισμό των ρευμάτων και των φορτίων. Σημειώνεται ότι όλες οι διαφορές δυναμικού υπολογίζονται σε σχέση με τον ακροδέκτη του υποστρώματος.

Κανονικοποίηση μεγεθών Στις γραμμές 29-34 εκτελούνται οι κανονικοποιήσεις διαφόρων μεγεθών, όπως στην σχέση (2.50). Ο παράγοντας $\$vt$ της γλώσσας Verilog-A αντιστοιχεί στην θερμοκή τάση, σχέση (2.13).

```

29    vg    = VG / $vt;
30    vd    = VD / $vt;
31    vs    = VS / $vt;
32    vto   = VTO / $vt;
33    phif  = PHIF / $vt;
34    g     = GAMMA / sqrt($vt);

```

Υπολογισμός μεγεθών του μοντέλου Στις γραμμές 35, 36 και 37 υπολογίζονται η κανονικοποιημένες τιμές των τάσεων ισορροπίας (flat-band voltage), σχέση (2.97), και δυναμικού μηδενικού φορτίου (pinch-off voltage), σχέσεις (2.44) και (2.55), και ο συντελεστής κλίσης (slope factor), σχέση (2.62)

```

35    vfb = vto - 2*phif - g*sqrt(2*phif);
36    vp  = vg - vfb - 2*phif -
        g * (sqrt(vg - vfb + g*g/4) - g/2);
37    n   = 1 + g / (2*sqrt(2*phif + vp));

```

Υπολογισμός κανονικοποιημένων αναστρέφοντων φορτίων στα άκρα του καναλιού Εφόσον έχει υπολογιστεί η τάση μηδενικού φορτίου (v_p , pinch-off voltage), δύναται να υπολογιστούν τα κανονικοποιημένα αναστρέφοντα φορτία στα άκρα του καναλιού, εδώ υπολογίζεται με την χρήση της απλής σχέσης (2.58), όπως φαίνεται στις γραμμές 38-41. Η χρήση της ενδιάμεσης μεταβλητής tmp επιτρέπει

την ταχύτερη απόκριση του μοντέλου. Ακολούθως υπολογίζονται τα κανονικοποιημένα ρεύματα, πρόσω και αναστρέφον, γραμμές 42 και 43 αντίστοιχα, από τις σχέσεις (2.72).

```

38     tmp = log(1.0 + exp((vp - vs)) * 0.5);
39     qs = sqrt(0.25 + tmp * tmp) - 0.25;
40     tmp = log(1.0 + exp((vp - vd)) * 0.5);
41     qd = sqrt(0.25 + tmp * tmp) - 0.25;
42     if_ = qs * qs + qs;
43     ir  = qd * qd + qd;

```

Υπολογισμός κανονικοποιημένων φορτίων στους ακροδέκτες του τρανζίστορ Από τα αναστρέφοντα φορτία στους ακροδέκτες του τρανζίστορ υπολογίζονται τα φορτία που συσσωρεύονται στους ακροδέκτες source και drain του τρανζίστορ, σχέσεις (2.85), (2.86) και γραμμές 44, 45 και 46 του κώδικα. Συνυπολογίζοντας, δε, το φορτίο συσσώρευσης για το υπόστρωμα υπολογίζεται, στην γραμμή 47, και το φορτίο του υποστρώματος, σχέση (2.91).

```

44     qI = (2/3 * (qs*qs + qs*qd + qd*qd)+0.5*(qs + qd))
         / (qs+qd+1);
45     qS = (0.4*qs*qs*qs + 0.8*qs*qs*qd + 8.0/15.0*qs*qd*qd +
         4.0/15.0*qd*qd*qd + 0.75*qs*qs + 5.0/6.0*qs*qd +
         5.0/12.0*qd*qd + 1/3*qs + 1.0/6.0*qd)
         / ((qs+qd+1) * (qs+qd+1));
46     qD = qI - qS;
47     qB = - (vgp - vp + 2.0 * phif) - (n - 1.0) / n * qI;

```

Υπολογισμός κινητικότητας λόγω σκέδασης επιφανείας Στην συνέχεια, γραμμές 48 και 49, υπολογίζεται η επιρροή του φαινομένου σκέδασης επιφανείας στην κινητικότητα. Εδώ έχει θεωρηθεί ένα μοντέλο πρώτης τάξης, που περιγράφεται από την σχέση (2.107) και την (2.109).

```

48     e0 = ($vt * COX) / (EO * 1.036E-10);
49     mob = MOB0 * (1 + e0*g*sqrt(2*phif))
         / (1 + e0*(qB + n*ETA*qI));

```

Σημειώνεται ότι ο αριθμός στην γραμμή 48 αντιστοιχεί στην επιτρεπτότητα του υλικού του ημιαγωγού, δηλαδή του πυριτίου.

Υπολογισμός κανονικοποιητικών παραγόντων Στην συνέχεια, γραμμές 50, και 51, υπολογίζονται οι κανονικοποιητικοί παράγοντες για το ρεύμα και το φορτίο αντίστοιχα, σχέσεις (2.71), (2.85) και (2.48). Με βάση αυτούς του παραγόντες υπολογίζονται να ρεύματα και τα φορτία του τρανζίστορ, γραμμές 52-55. Ο υπολογισμός του φορτίου στην πύλη περιτεύει καθότι είναι συμπληρωματικό του αθροίσματος των υπολοίπων φορτίου.

```

50     Ispec = 2*n*mob*COX*$vt*$vt*W/L;
51     Qspec = - 2*n*COX*$vt*W*L;
52     ids = Ispec * (if_ - ir);
53     QS  = Qspec * qs;
54     QD  = Qspec * qd;
55     QB  = Qspec * qB;

```

Ανάθεση ρευμάτων και φορτίων του μοντέλου στους κόμβους

Πλέον έχουν υπολογιστεί τα διάφορα μεγέθη του τρανζίστορ, εννοώντας τα φορτία στους ακροδέκτες και το ρεύμα του καναλιού. Απομένει η απόδοση αυτών κατάλληλα στους ακροδέκτες του τρανζίστορ. αυτό γίνεται στις γραμμές 56-59.

```

56      I(di,si) <+ SIGN * ds * ids;
57      I(b ,g ) <+ SIGN * ddt(QB);
58      I(di,g ) <+ SIGN * ((ds+1)/2*ddt(QD)+(1-ds)/2*ddt(QS));
59      I(si,g ) <+ SIGN * ((ds+1)/2*ddt(QS)+(1-ds)/2*ddt(QD));

```

Επισημαίνεται η χρήση του γράμματος I πριν από ένα ζεύγος κόμβων σε παρένθεση που αντιστοιχεί στην ροή ρεύματος ανάμεσα από τους δύο κόμβους. Χαρακτηριστική είναι και η λειτουργία του συμβόλου της ανάθεσης της γλώσσας Verilog-A (<+), η οποία δεν πρέπει να συγχέεται με την ισότητα. Αντιστοιχεί στην ουσία σε μία πηγή ρεύματος και επιτρέπει την παράλληλη συνδεσμολογία διαφόρων τέτοιων πηγών ανάμεσα στους ίδιους κόμβους.

Η χρήση για την ανάθεση του ρεύματος του γινομένου με την παράμετρο SIGN και την μεταβλητή ds επιτρέπει την ορθή μοντελοποίηση της περίπτωσης του pMOS, καθώς και της περίπτωσης όπου δεν ισχύει η συνηθισμένη σχετική πολικότητα ανάμεσα στους ακροδέκτες source και drain.

Επίσης σημαντικό είναι να προσεχθεί η χρήση της συνάρτησης ddt η οποία μπορεί να περιγράψει σωστά τα φαινόμενα εναλλασσόμενου ρεύματος, τόσο σε ανάλυση μικρού σήματος όσο και στο πεδίο του χρόνου, με βάση μόνο τον υπολογισμό του φορτίου.

Περιγραφή εξωτερικού δικτύου

Το προηγούμενο μέρος του κώδικα δεν ασχολήθηκε καθόλου με τα εξωτερικά υποδίκτυο του μακρομοντέλου που χρησιμοποιείται. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, θα τοποθετηθούν δύο εξωτερικές αντιστάσεις στην σειρά στα άκρα του καναλιού. Ο υπολογισμός της γίνεται, με βάση ένα πολύ απλό μοντέλο, μέσω της παραμέτρου RS, η οποία εκφράζει την σειριακή αντίσταση σε μονάδες αντίστασης ανά μονάδα πλάτους. Ο υπολογισμός της κάθε μίας σειριακής αντίστασης γίνεται στην γραμμή 59, ενώ η τοποθέτησή τους στο κύκλωμα γίνεται στις γραμμές 60 και 61.

```

59      rs = RS / W;
60      I(s ,si) <+ V(s ,si) / rs;
61      I(d ,di) <+ V(d ,di) / rs;

```

Κλείσιμο του κώδικα

Η ολοκλήρωση του κώδικα απαιτεί το να γραφούν οι γραμμές 62 και 63. Η εντολή end αντιστοιχεί στην εντολή begin της γραμμής 23, ενώ η εντολή endmodule ολοκληρώνει την δήλωση του module, που εκκινά στην γραμμή 2.

```

62      end // analog block
63      endmodule // module mos

```

Με το απλοποιημένο αυτό παράδειγμα φαίνεται σε ένα πρώτο επίπεδο η σύνδεση του μαθηματικού μοντέλου με την κωδικοποίηση στην γλώσσα Verilog-A. Από το

Κεφάλαιο 3. Υλοποίηση του Μοντέλου

μοντέλο, που μόλις αναπτύχθηκε, λείπουν πολλά στοιχεία μέχρι να μπορεί να θεωρηθεί κατάλληλο για πραγματική χρήση. Το πλήρες περιεχόμενο του κώδικα, που καλύπτει το σύνολο των φαινομένων που αναλύθηκαν στο κεφάλαιο 2, παρουσιάζεται στο παράρτημα Α΄.

□

Κεφάλαιο 4

Εξαγωγή παραμέτρων και χαρακτηρισμός

Η δημιουργία αναλυτικών μοντέλων βασίζεται στην φυσική περιγραφή της λειτουργίας ενός στοιχείου. Αποτέλεσμα είναι η σύνθεση ενός συνόλου εξισώσεων που συνδέουν τα ηλεκτρικά μεγέθη ενός MOSFET, δηλαδή τις τάσεις στους ακροδέκτες του MOSFET με τα ρεύματα που το διαρρέουν, τα φορτία στους ακροδέκτες του, καθώς και τον θόρυβο στους ακροδέκτες του. Τα φυσικά φαινόμενα, που λαμβάνουν χώρα στο MOSFET, περιγράφονται με την χρήση παραμέτρων, που σχετίζονται με τα εσωτερικά φυσικά μεγέθη του στοιχείου, που, με την σειρά τους, σχετίζονται με την διαδικασία κατασκευής του στοιχείου και τα υλικά της τεχνολογίας.

Ο όρος παράμετροι αναφέρεται σε δύο κατηγορίες. Στην μία ανήκουν οι παράμετροι του στοιχείου (instance), οι οποίες αναφέρονται σε κάθε ένα τρανζίστορ ξεχωριστά, περιγράφοντας το μέσω των διαστάσεων του. Οι χαρακτηριστικότερες παράμετροι στοιχείου ενός τρανζίστορ είναι το μήκος και το πλάτος της πύλης του. Σε πολυπλοκότερες δομές πολυδαχτυλικών τρανζίστορ προστίθεται και η παράμετρος του πλήθους των δαχτύλων, ενώ παράμετροι στοιχείου είναι και, για παράδειγμα, οι διαστάσεις ανάμεσα από το τρανζίστορ και γειτονικές δομές, όπως οι ρηχές τάφροι απομόνωσης, παράγραφος 2.9.1. Οι παράμετροι αυτές ορίζονται από τον σχεδιαστή μέσα σε ένα κύκλωμα και απεικονίζονται στην φυσική δομή του στοιχείου μέσα στο ολοκληρωμένο κύκλωμα.

Από την άλλη, υπάρχει το σύνολο των παραμέτρων μοντέλου (model parameters). Αυτές οι παράμετροι χαρακτηρίζουν μία συγκεκριμένη τεχνολογία και, συνεπώς, όλα τα τρανζίστορ της αυτής τεχνολογίας, ασχέτως των ειδικών διαστάσεων τους. Οι παράμετροι αυτές δεν ορίζονται από τον χρήστη, αλλά εξάγονται βάσει μετρήσεων, τόσο στατικών όσο και σε χαμηλές και υψηλές συχνότητες, και σε ένα ευρύ πλήθος διατάξεων, διαφόρων διαστάσεων, μίας τεχνολογίας. Οι παράμετροι αυτής της κατηγορίας σχετίζονται, εν γένει, με τα υλικά της τεχνολογίας καθώς και την διαδικασία κατασκευής των ολοκληρωμένων δομών. Παράδειγματα παραμέτρων μοντέλου έχουν αναφερθεί ήδη στο κεφάλαιο 2. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελεί η κινητικότητα των φορέων ρεύματος του ημιαγωγού σε χαμηλό πεδίο.

Αναφέρεται ότι υπάρχει και ένα πλήθος παραμέτρων μοντέλου με έμμεση συσχέτιση με κάποιο φυσικό μέγεθος και με περισσότερο εμπειρικό χαρακτήρα, όπως οι παράμετροι στο μοντέλο εξάρτησης της κινητικότητας από το κάθετο πεδίο, παράγραφος 2.3.1. Τέλος υπάρχει και ένα μικρότερο σύνολο παραμέτρων μοντέλου με καθαρά εμπειρικό και μαθηματικό υπόβαθρο, οι οποίες ενδεχομένως να μην εξάγονται από την φυσική ανάλυση λειτουργίας του τρανζίστορ, αλλά από μία αμιγώς εμπειρική μελέτη. Είναι

σημαντικό σε ένα μοντέλο να ελαχιστοποιείται το πλήθος των παραμέτρων μοντέλου της τελευταίας κατηγορίας, των καθαρά εμπειρικών δηλαδή. Η φυσική σύνδεση των παραμέτρων με την λειτουργία του τρανζίστορ επιτρέπει την γενικότερη ελαχιστοποίηση του πλήθους των παραμέτρων ενός μοντέλου, καθιστώντας έτσι την εξαγωγή των τιμών τους για μία συγκεκριμένη τεχνολογία ευκολότερη διαδικασία. Δυστυχώς όμως, η πλήρης μη χρησιμοποίηση εμπειρικών παραμέτρων δεν επιτρέπει στα τρέχοντα μοντέλα να δίνουν μία αρκετά καλή προσέγγιση στις μετρήσεις, και, συνεπώς, η ύπαρξή τους σε ένα βαθμό πρέπει να θεωρηθεί σαν ένα αναγκαίο κακό, με μία συνεχή τάση, δε, για την περιθωριοποίησή τους.

Ένα αναλυτικό μοντέλο, με την βοήθεια των παραμέτρων, όπως αυτές περιγράφηκαν, εκφράζει ποιοτικά την συμπεριφορά των τρανζίστορ MOS μίας τεχνολογίας. Πρακτικός στόχος, όμως, είναι η εφαρμογή ενός μοντέλου πάνω σε κάποια συγκεκριμένη τεχνολογία. Αυτό γίνεται μέσα από την εύρεση ενός συνόλου ιδανικών τιμών για τις παραμέτρους ενός μοντέλου, για το οποίο η συμπεριφορά του μοντέλου βρίσκεται όσο πλησιέστερα γίνεται στην πραγματική συμπεριφορά των τρανζίστορ της τεχνολογίας. Η τελευταία δίνεται από μετρήσεις πάνω σε υλοποιημένες διατάξεις της τεχνολογίας, ενώ παράλληλα μπορεί να υποστηριχθεί και από αποτελέσματα προγραμμάτων αριθμητικής επίλυσης δομών ημιαγωγών ή και από προγράμματα προσομοίωσης κατασκευαστικών τεχνικών λιθογραφίας.

4.1 Μεθοδολογία εξαγωγής παραμέτρων

Η διαδικασία εξαγωγής των ιδανικών τιμών των παραμέτρων για κάποια συγκεκριμένη τεχνολογία, δεν μπορεί αν θεωρηθεί απλά σαν ένα μονοκόμματο μαθηματικό πρόβλημα ελαχιστοποίησης ενός σφάλματος, δηλαδή της απόκρισης του μοντέλου σε σχέση με μετρήσεις. Το σχετικά μεγάλο πλήθος των παραμέτρων ενός μοντέλου, καθώς και το εύρος των μετρήσεων που πρέπει να μελετηθούν, δεν επιτρέπει την ταυτόχρονη εξαγωγή τιμών για όλες. Συνεπώς, είναι ανάγκη να δομηθεί μία διαδικασία εξαγωγής των τιμών των παραμέτρων ενός μοντέλου η οποία να είναι εύχρηστη και, κατά το δυνατόν, μικρής πολυπλοκότητας [10, 116, 117, 118, 119, 120, 121, 122, 123, 124, 67].

Μία τέτοια μεθοδολογία πρέπει να εκμεταλλευθεί την ιδιαίτερη φυσική θέση της κάθε παραμέτρου μέσα σε ένα μοντέλο και να ανιχνεύσει την πτυχή της απόκρισης του μοντέλου που η κάθε παράμετρος επηρεάζει περισσότερο. Συγκρίνοντας αυτήν την συγκεκριμένη απόκριση του μοντέλου με τις αντίστοιχες μετρήσεις, είναι λογικό να εξαχεται κατά τον καλλίτερο τρόπο η τιμή μίας συγκεκριμένης παραμέτρου. Ένα παράδειγμα αυτής της σκεπτικής είναι ότι η κινητικότητα είναι ανάλογη του ρεύματος του καναλιού, ενώ δεν επηρεάζει το μοντέλο διαχωρητικότητας. Συνεπώς, οι παράμετροι σχετικά με την κινητικότητα θα εξαχθούν μέσω σύγκρισης της απόκρισης ρεύματος του μοντέλου με αντίστοιχες μετρήσεις και όχι διαχωρητικότητας.

Από την άλλη, πολλά φαινόμενα επηρεάζουν ταυτόχρονα την ίδια πτυχή της συμπεριφοράς ενός στοιχείου. Σε αυτές τις περιπτώσεις πρέπει να γίνεται προσπάθεια ανεύρεσης ειδικών συνθηκών που επικρατεί το ένα φαινόμενο στο άλλο, και αφού εξαχθούν, υπό αυτές τις συνθήκες, οι παράμετροι που σχετίζονται με το μεν, να συνεχίσει η διαδικασία με την εξαγωγή των υπολοίπων παραμέτρων. Σαν παράδειγμα, μπορεί να αναφερθεί το ανάστροφο φαινόμενο κοντού καναλιού (reverse short channel effect) και το φαινόμενο πτώσης του φράγματος λόγω της τάσης στο drain (drain induced barrier lowering). Αμφότερα τα φαινόμενα επηρεάζουν την τάση κατωφλίου σε τρανζίστορ κοντών καναλιών. Όμως το πρώτο επικρατεί στην γραμμική περιοχή. Αν εξαχθούν οι

παράμετροι του σε αυτές τις συνθήκες, δύναται έπειτα η εξαγωγή των παραμέτρων του δεύτερου μελετώντας μετρήσεις στον κόρο και θεωρώντας τις παραμέτρους του πρώτου φαινομένου δεδομένες.

Λαμβάνοντας υπόψιν τα άνωθεν, δύναται να εξαχθεί μία σειρά συγκρίσεων μοντέλου και μετρήσεων, που οδηγούν στην εξαγωγή συγκεκριμένων παραμέτρων κάθε φορά. Η ιεραρχική δομή αυτή πρέπει να επιτρέπει την εξαγωγή τιμών για όλες τις παραμέτρους ενός μοντέλου. Τελικώς, μία τέτοια μεθοδολογία είναι πολύ δύσκολο να λειτουργήσει απολύτως αυτοματοποιημένα και μηχανικά. Είναι, εν γένει, ανάγκη στην σειρά των διαφόρων βημάτων να πραγματοποιηθούν επαναλήψεις και βελτιώσεις στις τιμές των ήδη εξαχθέντων παραμέτρων. Άλλωστε, κάθε παράμετρος, ναι μεν επηρεάζει μία συγκεκριμένη πτυχή της συμπεριφοράς του μοντέλου ιδιαίτερα, αλλά είναι λάθος να θεωρηθεί ότι αφήνει πλήρως ανεπηρέαστες τις υπόλοιπες. Η συνολική δομή ενός πλήρους μοντέλου είναι τόσο πολύπλοκη που τέτοιου είδους συμπεράσματα έχουν ποιοτική σημασία αλλά όχι αυστηρά ποσοτική. Παρά ταύτα είναι καλλίτερη μία μεθοδολογία που απαιτεί επαναλήψεις παρά η παντελής απουσία αυτής.

Συνεπώς, ο όρος μεθοδολογία εξαγωγής παραμέτρων αναφέρεται σε μία ημιαυτοματοποιημένη διαδικασία ιεραρχικά δομημένων συγκρίσεων που οδηγούν στην εξαγωγή ιδανικών τιμών των παραμέτρων ενός μοντέλου με βάση μετρήσεις κάποιας συγκεκριμένης τεχνολογίας. Αυτή η διαδικασία πρέπει να ακολουθηθεί ξεχωριστά για τα nMOS τρανζίστορ και για τα pMOS καθώς είναι διαφορετικά τα υλικά τους και η διαδικασία κατασκευής τους. Από την άλλη, εφόσον το μοντέλο και στις δύο περιπτώσεις είναι ίδιο, η ίδια διαδικασία εξαγωγής παραμέτρων καλύπτει και τις δύο οικογένειες διατάξεων, προσαρμόζοντας κατάλληλα τα πρόσημα των πολιικοτήτων, όπου είναι απαραίτητο. Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστεί η διαδικασία εξαγωγής των παραμέτρων του μοντέλου που αναλύθηκε στο κεφάλαιο 2 αναφέροντας, σαν παράδειγμα, την περίπτωση της μελέτης nMOS διατάξεων και θεωρώντας αντίστοιχη και την περίπτωση των pMOS. Στην διαδικασία θα αναφέρεται τόσο η φύση της παραμέτρου όσο και η ονομασία της στο μοντέλο EKV301.01.

Πρέπει να αναφερθεί σε αυτό το σημείο ότι υπάρχουν παράμετροι σε ένα μοντέλο, που είναι πλήρως αλληλοεξαρτόμενες. Για παράδειγμα μπορεί να θεωρηθεί σαν παράμετρος το πάχος του μονωτή και από αυτό να υπολογιστεί η χωρητικότητα του ανά μονάδα επιφάνειας, συνυπολογίζοντας φυσικά την επιτρεπτότητα του υλικού, σχέση (2.9). Αντίστοιχα ζευγάρια παραμέτρων είναι η τάση ισορροπίας (flat-band voltage) με την τάση κατωφλίου και η συγκέντρωση φορέων στο υπόστρωμα με το συντελεστή φαινομένου σώματος. Οι πρώτες παράμετροι κάθε ζευγαριού αναφέρονται περισσότερο στην φυσική διάσταση της διάταξης, ενώ οι δεύτερες στη ηλεκτρική διάσταση της. Συνεπώς, όπου ορίζεται ή εξάγεται η μία, θα μπορούσε να εξάγεται και η άλλη. Στην εδώ ανάλυση θα προτιμηθεί η αναφορά στα ηλεκτρικά ισοδύναμα μεγέθη.

Από την άλλη, υπάρχουν παράμετροι που, ενώ θεωρητικά συνδέονται πλήρως, αφήνονται να κινούνται ανεξάρτητα για να υπάρχει καλλίτερη ευελιξία στο μοντέλο. Παράδειγμα είναι η τάση Fermi και ο συντελεστής φαινομένου σώματος, που ενώ συνδέονται θεωρητικά απόλυτα μέσω της συγκέντρωσης φορέων στο υπόστρωμα, σχέσεις (2.14) και (2.16), αφήνονται, εν τούτοις, να παίρνουν τιμές ελεύθερα, ανάλογα με την βέλτιστη προσαρμογή του μοντέλου στις μετρήσεις μίας τεχνολογίας.

Επίσης, σημαντικό είναι να αναφερθεί ότι, η εξαγωγή των παραμέτρων για τις διατάξεις MOSFET μίας τεχνολογίας, πρέπει να συνοδεύεται από την εξαγωγή των παραμέτρων που σχετίζονται με τις διόδους της ίδιας τεχνολογίας. Οι παρασιτικές διόδοι, που εμφανίζονται ανάμεσα από τους ακροδέκτες drain και source και τον ακροδέκτη του

υποστρώματος, χαρακτηρίζονται από το δικό τους μοντέλο και το δικό τους σύνολο παραμέτρων, που περιγράφει το στατικό ρεύμα τους και την χωρητική τους συμπεριφορά. Η εξαγωγή των σχετικών παραμέτρων γίνεται με την μελέτη μετρήσεων ρεύματος και χωρητικότητας τριών τουλάχιστον δομών. Η μία πρέπει να έχει σχετικά μεγάλη επιφάνεια, η δεύτερη να έχει σχετικά μεγάλη περίμετρο, και η τρίτη να έχει σχετικά μεγάλη περίμετρο με πλευρικά χαρακτηριστικά ίδια με το μέρος της περιμέτρου της παρασιτικής διόδου του τρανζίστορ που βρίσκεται προς την μεριά του καναλιού. Οι παράμετροι των διόδων είναι διαφορετικές για τις παρασιτικές διόδους των nMOS και των pMOS, καθώς δεν είναι συμμετρικές οι δύο περιπτώσεις. Οι τιμές του μοντέλου των παρασιτικών διόδων του τρανζίστορ εξάγονται συνεπώς από δομές διαφορετικές από τρανζίστορ. Στην μετέπειτα σύγκριση με τις μετρήσεις πάνω στα ίδια τα τρανζίστορ, δύναται να βελτιωθεί η εκτίμηση των σχετικών παραμέτρων, αν και λίγο επηρεάζουν οι παρασιτικές διόδοι την συμπεριφορά του όλου τρανζίστορ.

1. Διάταξη μεγάλου πλάτους και μεγάλου μήκους καναλιού

Η διαδικασία εξαγωγής παραμέτρων είναι λογικό να αρχίσει από διατάξεις μεγάλων διαστάσεων, στις οποίες δεν παρατηρείται μία σειρά φαινομένων μικρών διαστάσεων και οι οποίες χαρακτηρίζονται από μία πιο απλή συμπεριφορά. Συνεπώς, είναι μικρότερο το πλήθος των παραμέτρων που επηρεάζει την συμπεριφορά του τρανζίστορ μεγάλων διαστάσεων.

1.A. Ανάλυση C_{GG} vs. V_{GB} . Σαν πρώτο βήμα μπορεί να μελετηθεί η χωρητικότητα C_{GG} , που είναι ουσιαστικά η χωρητικότητα που αναπτύσσεται ανάμεσα από τον ακροδέκτη της πύλης και τους υπόλοιπους τρεις ακροδέκτες βραχυκυκλωμένους, και, πιο ειδικά, η εξάρτηση της C_{GG} από την τάση ανάμεσα στην πύλη και το υπόστρωμα. Οι ακροδέκτες source και drain βρίσκονται βραχυκυκλωμένοι με το υπόστρωμα. Το σχήμα 2.28 δείχνει μία τέτοια ανάλυση. Το σχήμα της καμπύλης αυτής εξαρτάται κυρίως από την χωρητικότητα ανά μονάδα επιφάνειας του μονωτή (COX^1), τον συντελεστή φαινομένου σώματος ($GAMMA$), την τάση κατωφλίου (V_{TO}) και την τάση Fermi ($PHIF$).

Η COX είναι ανάλογη της χωρητικότητας, οπότε καλλίτερα εξάγεται από τις μέγιστες τιμές του C_{GG} στην περιοχή της ισχυρής αναστροφής ($V_{GB} > V_{TB}$) ή της βαθιάς συσσώρευσης ($V_{GB} \ll V_{FB}$). Σημειώνεται εδώ ότι η ενεργή τιμή της COX , σε αντίθεση με το πάχος του μονωτή (TOX) επηρεάζεται και από τα κβαντικά φαινόμενα, οι σχετικές παράμετροι των οποίων ($AQMA$, $AQMI$, $ETAQM$) εξάγονται επίσης από αυτή την ανάλυση.

Η παράμετρος $GAMMA$ σχετίζεται με την ελάχιστη τιμή της χωρητικότητας C_{GG} που λαμβάνει χώρα ανάμεσα από την περιοχή της εξάντλησης και της ασθενούς αναστροφής, ή αλλιώς λίγο πριν από την τάση κατωφλίου. Η παράμετρος V_{TO} ορίζει το σημείο μετάβασης από την ασθενή αναστροφή στην ισχυρή, όπου παρατηρείται η μεγάλη αύξηση της τιμής του C_{GG} , ενώ η $PHIF$ ορίζει την τιμή της τάσης ισορροπίας σε σχέση με την τάση κατωφλίου, ή αλλιώς, γραφικά μιλώντας, επηρεάζει το άνοιγμα της καμπύλης C_{GG} vs. V_{GB} , που παρατηρείται γύρω από την περιοχή της εξάντλησης.

Επίσης, ανάλογα με τον τρόπο κατασκευής της τεχνολογίας και το υλικό της πύλης εμφανίζεται, ή όχι, και το φαινόμενο της εξάντλησης πολυκρυσταλλικού πυριτίου, παράγραφος 2.3.2. Ανάλογα ορίζεται η παράμετρος TG και εξάγεται η τιμή του συντελεστή διαμόρφωσης πύλης ($GAMMAG$).

¹Με αυτή την γραμματοσειρά αναφέρονται οι παράμετροι του μοντέλου EKV3

Κατά της εξαγωγή των άνω παραμέτρων μπορούν να συνυπολογιστούν και μετρήσεις C_{GC} vs. V_{GB} , με $V_{SB} = V_{BD} = V_{CB}$ και με V_{CB} είτε μηδενικό είτε μεγαλύτερο, ή και C_{GB} vs. V_{GB} με ίδιες πολώσεις.

1.Β. Ανάλυση I_D, g_m vs. V_G . Στην συνέχεια έρχεται η μελέτη στατικού ρεύματος καναλιού, και της διαγωγιμότητας πύλης, της διάταξης μεγάλων διατάξεων και ειδικά η εξάρτηση τους από την τάση στην πύλη. Μελετώντας τις γραφικές του ρεύματος σε λογαριθμική κλίμακα και έχοντας την ανάλυση για διάφορες τιμές της τάσης V_{SB} , επιτρέπεται η επιβεβαίωση, ή μικρορύθμιση και βελτίωση, των τιμών των παραμέτρων V_{TO} και GAMMA . Από την άλλη, σε γραμμική κλίμακα το ρεύμα επιτρέπει την εξαγωγή της κινητικότητας σε χαμηλό πεδίο (KP^2), όπως και οι παράμετροι του φαινομένου σκέδασης επιφανείας ($E0, E1, \text{ETA}$). Βέλτιστο είναι οι παράμετροι αυτές να εξαχθούν μελετώντας το ρεύμα του καναλιού τόσο στην γραμμική περιοχή, όσο και στο κορεσμό. Επίσης, το φαινόμενο σκέδασης Coulomb εμφανίζεται σε αυτές τις συνθήκες και η τιμές των σχετικών παραμέτρων (THC, ZC) μπορούν να εξαχθούν για σχετικά χαμηλές τιμές της τάσης στην πύλη.

1.Γ. Ανάλυση I_D, g_{ds} vs. V_D . Το φαινόμενο μετακίνησης της τάσης κατωφλίου λόγω της τάσης στον ακροδέκτη drain σε διατάξεις με pocket implants επηρεάζει σημαντικά την αγωγιμότητα εξόδου ($g_{ds} = \frac{\partial I_D}{\partial V_D}$). Επίσης, λόγω των pocket implants, εμφανίζεται και το φαινόμενο συνδιαμόρφωσης φορτίου σχετικά έντονο ακόμα και σε τρανζίστορ με μεγάλο μήκος. Οι σχετικές παράμετροι του πρώτου φαινομένου ($\text{FPROUT}, \text{PDITS}, \text{PDITSP}$), καθώς και η παράμετρος του δεύτερου φαινομένου που σχετίζεται με τις διατάξεις μεγάλων διαστάσεων (LETAO) εξάγονται από μία ανάλυση του g_{ds} vs. V_D για διάφορες τιμές του V_G . Παράλληλα, από την ανάλυση του ρεύματος καναλιού ως προς την τάση στο drain επιβεβαιώνονται και οι παράμετροι σχετικά με την κινητικότητα.

1.Δ. Ανάλυση I_G vs. V_G . Το ρεύμα της πύλης εμφανίζεται έντονο στις διατάξεις μεγάλης διάστασης, καθώς σε αυτές η πύλη έχει μεγάλη επιφάνεια. Οι σχετικές παράμετροι ($\text{KG}, \text{XB}, \text{EB}$) μπορούν να εξαχθούν μελετώντας το ρεύμα της πύλης και την εξάρτηση του από την τάση στην πύλη. Η παράλληλη μελέτη τόσο της γραμμικής περιοχής όσο και του κορεσμού επιτρέπει την καλλίτερη εξαγωγή των παραμέτρων. Επίσης, λόγω του μεγάλου εύρους τιμών του ρεύματος της πύλης, προτιμάται η μελέτη του σε λογαριθμική βάση.

2. Διάταξη μεγάλου πλάτους και μικρού μήκους καναλιού

Έχοντας δεδομένες τις παραμέτρους για τα τρανζίστορ μεγάλων διαστάσεων, ακολουθεί η μελέτη των φαινομένων κοντού καναλιού και η εξαγωγή των σχετικών παραμέτρων.

2.Α. Ανάλυση C_{GG} vs. V_{GB} . Η χωρητικότητα C_{GG} , στην περίπτωση του τρανζίστορ μικρού καναλιού, θα χαρακτηρίζεται από μία διαφορετική τάση κατωφλίου, συντελεστή φαινομένου σώματος και τάση Fermi. Λόγω του ανάστροφου φαινομένου κοντού καναλιού παρατηρείται μία αύξηση αυτών των μεγεθών. Ειδικά, η γραμμική

²Για την ακρίβεια η παράμετρος KP αντιστοιχεί στην κινητικότητα χαμηλού πεδίου πολλαπλασιασμένη με την χωρητικότητα ανά μονάδα επιφάνειας του μονωτή (COX).

περιοχή λειτουργίας, στην οποία άλλα φαινόμενα δεν εμφανίζονται, εξυπηρετεί για την εξαγωγή των σχετικών παραμέτρων (QLR, NLR, FLR αντίστοιχα). Σημειώνεται όμως ότι η πλήρης εξαγωγή των παραμέτρων αυτών, θα ολοκληρωθεί με την μελέτη τρανζίστορ διαφόρων μηκών καναλιού, καθώς οι σχετικές εξισώσεις με την χρήση της παραμέτρου LR, επιτρέπει να δημιουργηθούν διάφορα προφίλ εξαρτήσεων του φαινομένου από το μήκος του καναλιού. Σε αυτό το επίπεδο, ουσιαστικά, εξάγονται οι παράμετροι για μία σχετικά αυθαίρετη τιμή του LR, αλλά η αυθαιρεσία αυτή θα διορθωθεί σε επόμενο βήμα. Από την άλλη η παράμετρος LR, σε φυσικό επίπεδο συνδέεται με το μήκος των rocket implants οπότε ενδεχομένως να υπάρχει σχετική πληροφορία για την τιμή της από τα κατασκευαστικά δεδομένα της τεχνολογίας.

Από την άλλη, και πιο καλά μελετώντας παράλληλα και μετρήσεις C_{GC} vs. V_{GB} , επιτρέπεται η εξαγωγή των παραμέτρων που σχετίζονται με το ενεργό μήκος καναλιού (DL), η οποία επηρεάζει την όλη χωρητικότητα και συνεπώς καλλίτερα να εξαχθεί από την τιμή των διαχωρητικότητων στην ισχυρή αναστροφή, την χωρητικότητα επικάλυψης (LOV, GAMMAOV), φαινόμενο το οποίο καλλίτερα αποτυπώνεται στην διαχωρητικότητα C_{GC} στην συσσώρευση, καθώς και την χωρητικότητα θυσάνωσης (KJF, CJF), που περισσότερο επηρεάζει την C_{GC} στην μέτρια αναστροφή.

2.Β. Ανάλυση I_D , g_m vs. V_G , (γραμμική περιοχή). Σε επίπεδο στατικού ρεύματος, πρώτιστα επιβεβαιώνεται η τιμή της τάσης κατωφλίου και του συντελεστή φαινομένου σώματος, λόγω του ανάστροφου φαινομένου κοντού καναλιού, μελετώντας το ρεύμα του καναλιού σε λογαριθμική κλίμακα και στην γραμμική περιοχή λειτουργίας. Έπειτα παρατηρώντας την συμπεριφορά στην ισχυρή αναστροφή εξάγεται πληροφορία σχετικά με την σειριακή αντίσταση (RLX) καθώς επιβεβαιώνεται και η τιμή του ενεργού μήκους του καναλιού, σε σχέση με το μήκος σχεδίασης (DL). Ενδεχόμενες μικροδιαφορές μεταξύ των ενεργών μηκών από άποψη διαχωρητικότητας και ρεύματος, μπορούν να ρυθμιστούν μέσω της παραμέτρου DLC.

2.Γ. Ανάλυση I_D , g_m vs. V_G , (κορεσμός). Στην περιοχή του κορεσμού, και ειδικά στα τρανζίστορ κοντού καναλιού, υπάρχει μία ποικιλία φαινομένων που εμφανίζονται, και είναι δύσκολος ο ορισμός ειδικών συνθηκών όπου επικρατεί μόνο το ένα από αυτά. Μελετώντας την μέτρια αναστροφή στον κορεσμό, και συγκρίνοντας την με την μέτρια αναστροφή στην γραμμική περιοχή, εξάγονται οι παράμετροι που σχετίζονται με την πτώση του φράγματος λόγω της τάσης στο drain (ETAD, SIGMAD), το οποίο φαινόμενο συνεπάγεται την μείωση της τάσης κατωφλίου για υψηλότερες τιμές του V_{DS} .

Παράλληλα, στην ανάλυση αυτή εμφανίζεται, εν μέρει, και η επιρροή του φαινομένου συνδιαμόρφωσης φορτίου, που επηρεάζει την τιμή της τάσης κατωφλίου και του συντελεστή φαινομένου σώματος στα τρανζίστορ κοντού καναλιού με βάση τις τάσεις στους ακροδέκτες στα άκρα του καναλιού. Η σχετική παράμετρος ονομάζεται LETA.

2.Δ. Ανάλυση I_D , g_{ds} vs. V_D . Το φαινόμενο κορεσμού ταχύτητας (UCRIT, DELTA) και το φαινόμενο διαμόρφωσης μήκους καναλιού (LAMBDA) εμφανίζεται χαρακτηριστικότερα στην ανάλυση I_D vs. V_D , και ιδιαίτερα στη περιοχή λειτουργίας του κορεσμού.

Η, δε, αγωγιμότητα εξόδου, εξαρτάται τόσο από αυτά τα φαινόμενα όσο και από τα ήδη μελετηθέντα φαινόμενα συνδιαμόρφωσης φορτίου και πτώσης του φράγματος

λόγω της τάσης στο drain, και οι τιμές της αγωγιμότητας εξόδου, ειδικά στην ασθενή αναστροφή, απαιτείται να προσεγγιστούν με βάση και τις σχετικές παραμέτρους.

2.Ε. Ανάλυση I_G vs. V_G . Στην διάταξη με κοντό μήκος θα επικρατεί ως προς το ρεύμα της πύλης, το ρεύμα υπερκάλυψης της πύλης. Μελετώντας συνεπώς το την εξάρτηση του ρεύματος πύλης από την τάση στην πύλη, και έχοντας ήδη εξάγει τις παραμέτρους του φαινομένου που σχετίζονται με το ρεύμα πύλης μεγάλου μήκους καναλιού, εξάγονται οι παράμετροι που σχετίζονται ρεύμα υπερκάλυψης της πύλης (LOVIG).

2.ΣΤ. Ανάλυση I_B vs. V_D . Παράλληλα, στην διάταξη μικρού μήκους είναι που παρατηρείται εντονότερα το ρεύμα ιονισμού πρόσπτωσης. Συνεπώς από αυτήν την διάταξη είναι βέλτιστο να εξαχθούν οι σχετικές παράμετροι (IBA, IBB, IBN)

3. Διατάξεις μεγάλου πλάτους και διαφόρων μηκών καναλιού

Με την ανωτέρω διαδικασία, έχουν εξαχθεί παράμετροι που σχετίζονται τόσο με διατάξεις μεγάλου μήκους όσο και με διατάξεις μικρού μήκους. Αλλά για την εξαγωγή των έχουν χρησιμοποιηθεί μόνο δύο διατάξεις. Τα τρανζίστορ με μήκος καναλιού ενδιάμεσων τιμών δεν έχουν ακόμα μελετηθεί και προσεγγιστεί από το μοντέλο. Ακολουθεί, σε αυτό το σημείο, η εξαγωγή των παραμέτρων που σχετίζονται με την κλιμάκωση (scaling) του μοντέλου με βάση το μήκος του καναλιού.

3.Α. Ανάλυση V_{TH} , γ vs. L . Όπως αναφέρθηκε ήδη, το ανάστροφο φαινόμενο κοντού καναλιού, επιτρέπει, ανάλογα με το μήκος των pocket implants, διάφορα δυνατά προφίλ εξάρτησης της τάσης κατωφλίου και του συντελεστή φαινομένου σώματος από το μήκος του καναλιού. Παρατηρώντας είτε το V_{TH} και το γ , είτε γενικότερα τις αναλύσεις I_D vs. V_G , σε μέτρια αναστροφή, για διάφορες τιμές του V_{SB} και κυρίως στην γραμμική περιοχή λειτουργίας, για τρανζίστορ διαφόρων μηκών ανάμεσα από το ελάχιστο της τεχνολογίας και ένα αρκετά μεγάλο, εξάγονται τελικώς οι τιμές του φαινομένου (QLR, NLR, FLR, LR).

3.Β. Ανάλυση $I_{D,lin}$, $I_{D,sat}$ vs. L . Έπειτα, μελετάται η συμπεριφορά στην ισχυρή αναστροφή, τόσο στην γραμμική περιοχή (*lin*) όσο και στον κορεσμό (*sat*). Πιο συγκεκριμένα εξάγεται πληροφορία σχετικά με την διακύμανση της κινητικότητας συναρτήσει του μήκους του καναλιού (KA, LA, KB, LB). Το μοντέλο που σχετίζεται με τις παραμέτρους αυτές είναι εμπειρικό και επιτρέπει την δημιουργία ενός προφίλ, με ενδεχόμενη αλλαγή μονοτονίας, της κινητικότητας με βάση το μήκος του καναλιού. Οι όροι $I_{D,lin}$ και $I_{D,sat}$ αναφέρονται στην τιμή του ρεύματος καναλιού υπό συγκεκριμένη πόλωση, αφενός στην ισχυρή αναστροφή, και αφετέρου στην γραμμική λειτουργία και τον κορεσμό αντίστοιχα.

4. Διάταξη μικρού πλάτους και μεγάλου μήκους καναλιού

Αντίστοιχα με τις σειρές βημάτων 2 και 3, όπου μελετήθηκαν τα φαινόμενα που σχετίζονται με τα τρανζίστορ με μεγάλο πλάτος και διάφορα μήκη καναλιού, ακολουθούν δύο σειρές βημάτων που η μία σχετίζεται με το τρανζίστορ στενού πλάτους και μεγάλου μήκους και η δεύτερη με τρανζίστορ διαφόρων πλατών και αλλά πάντα μεγάλου μήκους.

4.A. Ανάλυση I_D , g_m vs. V_G . Πρώτιστα, γίνεται μία εκτίμηση των παραμέτρων του αντίστροφου φαινομένου στενού καναλιού (QWR, NWR), για συγκεκριμένη τιμή της WR, με στόχο να προσεγγιστεί σωστή η τιμή της τάσης κατωφλίου και του συντελεστή φαινομένου σώματος, αντίστοιχα με τις παραμέτρους του ανάστροφου φαινομένου κοντού καναλιού στο βήμα 2.A. Έπειτα, συνεχίζει η διαδικασία με την εξαγωγή της παραμέτρου DW, η οποία συνδέει την ενεργή τιμή του πλάτους του καναλιού με το ονομαστικό πλάτος σχεδίασης.

Από την άλλη, υπάρχουν παράμετροι που επιτρέπουν τις μικρορυθμίσεις παραμέτρων βασικών φαινομένων που μπορεί να εκφράζονται διαφορετικά σε κάθε διάταξη ανάλογα με την γεωμετρία της. Για αυτό εξάγονται, στην ισχυρή αναστροφή κυρίως, οι παράμετροι WE0 και WE1, οι οποίες δίνουν μία εξάρτηση της ενεργής τιμής των E0 και E1 αντίστοιχα, συναρτήσεως του πλάτους. Για πρακτικούς λόγους υπάρχουν διάφορες τέτοιες παράμετροι στο μοντέλο που προσδίδουν ευελιξία σε αυτό, κατά την προσαρμογή του σε διάφορες γεωμετρίες.

Επιπλέον σε τρανζίστορ μικρού πλάτους και μεγάλου μήκους, και περισσότερο στον κορεσμό, εμφανίζεται καθαρότερα η συνιστώσα του φαινομένου συνδιαμόρφωσης φορτίου που σχετίζεται με το πλάτος και που περιγράφεται από την παράμετρο WETA.

5. Διατάξεις μεγάλου μήκους και διαφόρων πλατών καναλιού

5.A. Ανάλυση V_{TH} , γ vs. W . Μελετώντας την τάση κατωφλίου και τον συντελεστή φαινομένου σώματος για τρανζίστορ μεγάλου μήκους και διαφόρων πλατών, ολοκληρώνεται η διαδικασία εξαγωγής των παραμέτρων του αντίστροφου φαινομένου στενού καναλιού (QWR, NWR, WR).

6. Διάταξη μικρού μήκους και μικρού πλάτους καναλιού

Μέχρι στιγμής έχουν μελετηθεί συγκεκριμένοι άξονες γεωμετρίας των τρανζίστορ, εννοώντας ότι τα τρανζίστορ που έχουν προσεγγιστεί ήταν είτε μεγάλου πλάτους, είτε μεγάλου μήκους. Επόμενο βήμα είναι η εξαγωγή παραμέτρων για τις διατάξεις που έχουν τόσο μικρό μήκος καναλιού όσο και μικρό πλάτος. Το ελάχιστο μέγεθος αυτών των διατάξεων τις καθιστούν ιδιαίτερα ελκυστικές για ψηφιακές εφαρμογές ή, γενικότερα, για περιπτώσεις όπου επιζητάται το ελάχιστο μέγεθος του κυκλώματος.

6.A. Ανάλυση I_D , g_m vs. V_G , (γραμμική περιοχή). Μερικές παράμετροι μικρορυθμίσεων και γεωμετρικών εξαρτήσεων διαφόρων φαινομένων μπορούν να εξαχθούν για την προσαρμογή του μοντέλου σε διατάξεις ελάχιστου μεγέθους καναλιού. Χαρακτηριστικά εξάγεται η παράμετρος WDL, που είναι μία εξάρτηση της DL από το πλάτος, όπως και η WRLX η οποία επιτρέπει μία γεωμετρική με το πλάτος μικρορύθμιση της σειριακής αντίστασης.

6.B. Ανάλυση I_D , g_{ds} vs. V_D . Επιτρέπεται, επίσης, η χρήση της παραμέτρου WUCRIT σε περίπτωση που παρατηρείται μία διαφορετική συμπεριφορά ως προς το φαινόμενο του κορεσμού ταχύτητας ανάμεσα από το κοντό τρανζίστορ με μικρό πλάτος και το κοντό τρανζίστορ με μεγάλο πλάτος.

7. Ανάλυση σε διαφορετικές θερμοκρασίες

Με την άνωθεν διαδικασία έχει εξαχθεί ένα σύνολο τιμών παραμέτρων που περιγράφει τις διατάξεις διαφόρων γεωμετριών μίας τεχνολογίας, αλλά έχει αγνοηθεί η εξάρτηση τους από την θερμοκρασία. Θεωρώντας ότι όλη η παραπάνω διαδικασία έχει εκτελεσθεί σε μία συγκεκριμένη θερμοκρασία, η οποία δίνεται στην παράμετρο του μοντέλου TNOM, οφείλεται να ακολουθηθεί μία διαδικασία εξαγωγής παραμέτρων που σχετίζονται με την εξάρτηση της συμπεριφοράς της τεχνολογίας από την θερμοκρασία.

Ως είναι λογικό, θα μελετηθεί πάλι πρώτα η διάταξη μεγάλων διαστάσεων, στην οποία εμφανίζονται λιγότερα φαινόμενα, και ακολούθως οι υπόλοιπες γεωμετρίες.

7.1.A. Τρανζίστορ μεγάλου πλάτους και μήκους καναλιού. Ανάλυση V_{TH} vs. T . Όπως έχει αναλυθεί ήδη, αναμένεται μία εξάρτηση της τάσης κατωφλίου από την θερμοκρασία. Η σχετική παράμετρος TCV εξάγεται μελετώντας την τάση κατωφλίου, ή γενικότερα το ρεύμα του καναλιού στην μέτρια αναστροφή σε διάφορες θερμοκρασίες.

7.1.B. Τρανζίστορ μεγάλου πλάτους και μήκους καναλιού. Ανάλυση I_D vs. V_G σε διάφορες θερμοκρασίες. Από την άλλη, υπάρχει και η εξάρτηση της κινητικότητας από την θερμοκρασία. Αυτή καθορίζεται από την παράμετρο BEX, και μπορεί να εξαχθεί μελετώντας τις I_D vs. V_G χαρακτηριστικές ενός μεγάλου μήκους και πλάτους τρανζίστορ. Από την άλλη, και οι παράμετροι του φαινομένου σκέδασης επιφανείας ενδέχεται να εξαρτώνται από την θερμοκρασία και για αυτό έχουν οριστεί αντίστοιχες παράμετροι TEOEX και TE1EX, που επιτρέπουν την αλλαγή των ενεργών τιμών των E0 και E1, ανάλογα με την θερμοκρασία.

7.2.A. Τρανζίστορ μεγάλου πλάτους και μικρού μήκους καναλιού. Ανάλυση V_{TH} vs. T . Στην περίπτωση του τρανζίστορ μικρού μήκους καναλιού, η παράμετρος TCVL επιτρέπει την προσαρμογή της εξάρτησης της τάσης κατωφλίου από την θερμοκρασία στα τρανζίστορ μικρού μήκους, σε σχέση με τα τρανζίστορ μεγάλου μήκους. Επίσης, η εξάρτηση της εξωτερικής σειριακής αντίστασης από την θερμοκρασία εξάγεται υπό αυτές τις συνθήκες (TR).

7.2.B. Τρανζίστορ μεγάλου πλάτους και μικρού μήκους καναλιού. Ανάλυση I_D vs. V_D σε διάφορες θερμοκρασίες. Από την άλλη, η παράμετρος UCEX, περιγράφει την εξάρτηση της κρίσιμης ταχύτητας του φαινομένου κορεσμού ταχύτητας, από την θερμοκρασία. Από τις I_D vs. V_D χαρακτηριστικές του τρανζίστορ κοντού καναλιού, σε διάφορες θερμοκρασίες εξάγεται η τιμή της.

Η άνωθεν διαδικασία εμφανίζει την τεχνική εξαγωγής τιμών για τις παραμέτρους του μοντέλου για μία συγκεκριμένη τεχνολογία. Καλύπτει όλες τις γεωμετρίες, από τις ελάχιστες της τεχνολογίας, μέχρι και τις τόσο μεγάλες έτσι ώστε να μην παρατηρούνται πλέον φαινόμενα μικρών διαστάσεων. Επίσης εκτείνεται και στην μελέτη της συμπεριφοράς της τεχνολογίας σε διάφορες θερμοκρασίες. Τα προαναφερθέντα βήματα συμπυκνώνονται επιγραμματικά στον πίνακα 4.1. Η μεθοδολογία δεν εξαντλεί κάθε λεπτομέρεια στο πεδίο των παραμέτρων αλλά αφήνεται σε ένα όριο ανάμεσα από την ποιοτική και την ποσοτική ακρίβεια. Έτσι, επιτρέπεται να διαφανούν καλλίτερα οι ποιοτικές αρχές της διαδικασίας, που σχετίζονται με την σειρά μελέτης των φαινομένων

και την εξαγωγή των σχετικών παραμέτρων, χωρίς να χάνονται οι γενικές αρχές μέσα σε λεπτομέρειες.

C_{GG} vs. V_G	1. $W = W_{MAX}$ $L = L_{MAX}$	2. $W = W_{MAX}$ $L = L_{MIN}$	3. $W = W_{MAX}$ vs. L	
	COX, VTO, PHIF, GAMMA, GAMMAG	DL, LOV, GAMMAOV, KJF, CJF		
	I_D vs. V_G (lin)	KP, EO, E1, ETA, THC, ZC	DL, RLX	QLR, NLR, LR
	I_D vs. V_G (sat)	KP, EO, E1, ETA	ETAD, SIGMAD, LETA	KA, LA, KB, LB
	I_D vs. V_D		UCRIT, LAMBDA, DELTA	
	I_G vs. V_G I_B vs. V_D	KG, XB, EB	LOVIG	
		IBA, IBB, IBN		
I_D vs. V_G (lin)	4. $W = W_{MIN}$ $L = L_{MAX}$	5. vs. W $L = L_{MAX}$	6. $W = W_{MIN}$ $L = L_{MIN}$	
	DW, WEO, WE1	QWR, NWR, WR	WDL, WRLX	
	I_D vs. V_G (sat)	WETA		
I_D vs. V_D			WUCRIT	
I_D vs. V_G (lin)	7.1. $W = W_{MAX}$ $L = L_{MAX}$ vs. T		7.2. $W = W_{MAX}$ $L = L_{MIN}$ vs. T	
	TCV, BEX, TEOEX, TE1EX		TCVL, TR	
	I_D vs. V_G (sat)	BEX, TEOEX, TE1EX		
I_D vs. V_D			UCEX	

Πίνακας 4.1: Πίνακας μεθοδολογίας εξαγωγής παραμέτρων. Οι πλειοψηφία των παραμέτρων του μοντέλου εξάγεται μέσω αυτής της διαδικασίας. Ο πίνακας ακολουθείται πρώτα κατά στήλες και έπειτα κατά γραμμές.

4.1.1 Αντιστάσεις πύλης και υποστρώματος

Στην μέχρι τώρα ανάλυση μελετήθηκαν μετρήσεις σε τρανζίστορ που ήταν είτε στατικού ρεύματος, είτε διαχωρητικότητας σε χαμηλές συχνότητες. Καθώς αυξάνει η συχνοτική λειτουργία της διάταξης εμφανίζονται και άλλα φαινόμενα που πρέπει να μελετηθούν και να εξαχθούν οι σχετικές παράμετροι. Όπως έχει αναφερθεί ήδη, αυτές οι παράμετροι σχετίζονται με το εξωτερικό υποδίκτυο του μακρομοντέλου του τρανζίστορ. Στο μακρομοντέλο αυτό, οι τιμές των διαχωρητικότητας έχουν ήδη υπολογισθεί. Αυτό που έχει μείνει κενό ακόμα, είναι οι τιμές του αντιστάσεων της πύλης και του υποστρώματος. Η εξαγωγή των τιμών τους γίνεται με την μελέτη μετρήσεων Y -παραμέτρων σε τρανζίστορ που θεωρούνται σαν δίθυρα σε συνδεσμολογία κοινής πηγής, μία θύρα εισόδου, έστω νούμερο 1, ανάμεσα από την πύλη και την πηγή και μία θύρα εξόδου, έστω νούμερο 2, την θύρα ανάμεσα από το drain και την πηγή.

Για την ακρίβεια, η παράμετρος που σχετίζεται με την αντίσταση της πύλης (RGSH) επηρεάζει περισσότερο το πραγματικό μέρος της παραμέτρου Y_{11} , όπως και το μιγαδικό της Y_{21} . Από την άλλη, οι αντιστάσεις του δικτύωματος του υποστρώματος (RDSBSH,

RBWSH, RSBWSH, RDBWSH) φαίνονται κυρίως μέσω της επιρροής τους στο πραγματικό μέρος του Y_{22} [124].

Το, δε, μοντέλο του κυκλώματος που περιγράφει την μη-στατική συμπεριφορά του τρανζίστορ δεν βασίζεται στην εξαγωγή επιπλέον παραμέτρων.

4.1.2 Παράμετροι θορύβου

Σχετικά με τον θόρυβο και την εξαγωγή των παραμέτρων που αφορούν σε αυτόν, μπορούν να ειπωθούν τα ακόλουθα. Η πλειοψηφία των πηγών θορύβου του τρανζίστορ δεν βασίζονται στην χρήση επιπλέον παραμέτρων. Το μοντέλο θερμικού θορύβου, που συνυπολογίζει και την επίδραση των φαινομένων κοντού καναλιού, στηρίζεται στις παραμέτρους μοντέλου που έχουν ήδη εξαχθεί. Μόνο το μοντέλο του χαμηλόσυχνου flicker θορύβου χρησιμοποιεί της παραμέτρους KF, EF και AF. Η πρώτη παράμετρος είναι ανάλογη του θορύβου γενικά, η δεύτερη σχετίζει τον θόρυβο με την εξάρτηση του από τη διαγωγιμότητα πύλης, και συνεπώς και την τάση στην πύλη, ενώ η τελευταία δείχνει την εξάρτηση του θορύβου από την συχνότητα. Πρέπει φυσικά να εξαχθούν όλες σε σχετικά χαμηλές συχνότητες όπου αυτή η πηγή θορύβου θα κυριαρχεί. Από την άλλη μία παράμετρος χρησιμοποιείται και στον flicker θόρυβο που οφείλεται στο ρεύμα της πύλης. Η παράμετρος αυτή (KGFN) είναι ανάλογη του θορύβου αυτού.

4.1.3 Παράμετροι φαινομένου πίεσης από STI δομές

Έχει ήδη αναφερθεί ότι οι δομές STI, που περιφράζουν το κανάλι του τρανζίστορ με στόχο την ηλεκτρική του απομόνωση, επηρεάζουν την ηλεκτρική του συμπεριφορά, λόγω της πίεσης που ασκούν στο υπόστρωμα. Η εξαγωγή των σχετικών παραμέτρων απαιτεί την πραγματοποίηση μετρήσεων σε διατάξεις με διαφορετικές αποστάσεις ανάμεσα στο κανάλι και την STI δομή. Μία συγκεκριμένη γεωμετρία θεωρείται σαν γεωμετρία αναφοράς και ως προς αυτήν εξάγονται οι παράμετροι του μοντέλου, με βάση την διαδικασία του πίνακα 4.1. Ακολούθως μελετάται η εξάρτηση της τάσης κατωφλίου, του συντελεστή φαινομένου σώματος και της κινητικότητας από τις απόστασεις του καναλιού από την STI δομή, και εξάγονται αντίστοιχα οι παράμετροι KVTO, KGAMMA και KKP. Η μελέτη αυτή γίνεται μέσω I_D vs. V_G μετρήσεων σε τρανζίστορ με κανάλι μεγάλων διαστάσεων.

Στην συνέχεια μελετούνται φαινόμενα που αφορούν σε τρανζίστορ κοντού καναλιού. Η παράμετρος KETAD επιτρέπει την ρύθμιση του φαινομένου της πτώσης του φράγματος λόγω της τάσεως στον αχροδέκτη drain και η εξαγωγή του γίνεται με την συγκριτική μελέτη της τάσης κατωφλίου στην γραμμική περιοχή και τον κορεσμό, ή αλλιώς συγκρίνοντας τα ρεύματα του καναλιού στην μέτρια αναστροφή, σε I_D vs. V_G αναλύσεις στην γραμμική περιοχή και στον κορεσμό. Επιπλέον, μέσω αναλύσεων I_D vs. V_D εξάγεται η παράμετρος KUCRIT που σχετίζεται με την εξάρτηση της κρίσιμης ταχύτητας του φαινομένου κορεσμού ταχύτητας από την απόσταση του καναλιού από την STI δομή. Η εξαγωγή αυτών των παραμέτρων είναι πλέον απλό να γίνει μελετώντας μονοδαχτυλικές διατάξεις και τα αποτελέσματα μπορούν να επιβεβαιωθούν, ή και να μικροβελτιωθούν, έπειτα σε πολυδαχτυλικές.

4.1.4 Παράμετροι φαινομένου πλευρικής αγωγής

Το φαινόμενο πλευρικής αγωγής παρατηρείται πιο έντονα σε διατάξεις στενού καναλιού, αλλά όχι αναγκαστικά μόνο σε αυτές. Η ιδιαίτερη φύση του φαινομένου, που το

θέλει να επικρατεί στην ασθενή αναστροφή, του επιτρέπει να γίνεται αντιληπτό ακόμα και σε πλατύτερες διατάξεις. Σε κάθε περίπτωση πάντως, η εξαγωγή των σχετικών παραμέτρων (WEDGE, DGAMMAEDGE, DPHIEDGE) γίνεται με την βοήθεια I_D vs. V_G αναλύσεων και κατά προτίμηση σε λογαριθμική κλίμακα ως προς το ρεύμα έτσι ώστε να αναδεικνύεται η ασθενής και μέτρια αναστροφή. Η πρώτη παράμετρος σχετίζεται με το πλάτος της διάταξης που χαρακτηρίζεται από διαφορετικά χαρακτηριστικά, η δεύτερη με την διαφορά των δύο τρανζίστορ ως προς τον συντελεστή φαινομένου σώματος, ενώ η τρίτη με την διαφορά στις τάσεις Φ_0 των δύο διατάξεων, η οποία, με την σειρά της, μεταφράζεται άμεσα σε διαφορά τάσεων κατωφλίου.

4.2 Αναλυτικός χαρακτηρισμός

Η παραπάνω διαδικασία εξαγωγής παραμέτρων του μοντέλου στηρίχθηκε στην σύγκριση των αποτελεσμάτων του μοντέλου με μετρήσεις των πραγματικών διατάξεων. Με την βοήθεια τεχνικών ελαχιστοποίησης του σφάλματος, επιτυγχάνεται η επιλογή των καλλίτερων τιμών για το μοντέλο, που θα περιγράφει κατά τον καλλίτερο δυνατό τρόπο την πραγματική συμπεριφορά της τεχνολογίας. Αυτή η διαδικασία είναι απαραίτητη στην προσαρμογή ενός οποιουδήποτε μοντέλου, σε μία συγκεκριμένη τεχνολογία.

Από την άλλη, υπάρχουν συγκεκριμένα χαρακτηριστικά μεγέθη ενός MOS τρανζίστορ, τα οποία χαρακτηρίζουν την διάταξη την ίδια ως προς την ηλεκτρική της συμπεριφορά. Για παράδειγμα η τάση κατωφλίου, είναι ένα κλασσικό μέγεθος που μπορεί να οριστεί ασχέτως κάποιου εφαρμοζόμενου μοντέλου, αλλά με βάση την φυσική ανάλυση στην συμπεριφορά του τρανζίστορ. Επίσης, υπάρχει ο συντελεστής φαινομένου σώματος, συμβολιζόμενος με το γράμμα γ , ο οποίος περιγράφει από μόνος του μία πτυχή της ηλεκτρικής συμπεριφοράς του τρανζίστορ που συνδέεται με την ίδια την διάταξη. Για διάφορα τέτοια μεγέθη, δύναται να εφαρμοστούν αναλυτικές τεχνικές σε μετρήσεις πραγματικών διατάξεων, στηριζόμενες πάντα στην φυσική θεωρία που διέπει την συμπεριφορά του τρανζίστορ, οι οποίες εξάγουν εκτιμήσεις για τις τιμές τους.

4.2.1 Εξαγωγή τάσης κατωφλίου

Η τάση κατωφλίου (V_{TH}) είναι μία κρίσιμη και χαρακτηριστική παράμετρος των MOS τρανζίστορ. Η τιμή της έχει σημαντικό ρόλο κατά την διαδικασία σχεδίασης, όσο και πιο πριν, στην διαδικασία κατασκευής των ολοκληρωμένων. Από την άλλη, όλα τα αναλυτικά μοντέλα MOSFET, είτε άμεσα είτε έμμεσα, υπολογίζουν την τιμή της και αποτελεί ένα χρήσιμο στοιχείο στην εκτίμηση της λειτουργίας της διάταξης. Ο συμπληρωματικός της ορισμός ως προς την τάση ισορροπίας (flat-band voltage), μέσω της τάσης Fermi, δεν είναι αρκετός για να την αφανίσει από το πεδίο του ενδιαφέροντος. Άλλωστε η τάση κατωφλίου είναι μία τιμή που βρίσκεται στην μέτρια αναστροφή και ορίζει ένα όριο ανάμεσα από την ασθενή και την ισχυρή αναστροφή. Η flat-band voltage, παρά τον ορισμό της, ο οποίος συνδέεται άμεσα με την φυσική της διάταξης, δεν είναι πιο βολική στην χρήση, καθώς βρίσκεται ανάμεσα από την περιοχή της συσσώρευσης και της εξάντλησης, όπου, κατά τεκμήριο, δεν είναι πλησίον της πώλωσης λειτουργίας των τρανζίστορ ενός κυκλώματος. Τα επιχειρήματα αυτά καθιστούν την τάση κατωφλίου σαν βασικό μέρος της ορολογίας χαρακτηρισμού ενός τρανζίστορ. Η σημαντικότητα της τάσης κατωφλίου φαίνεται και από το εύρος της συζήτησης σχετικά με τον ορισμό του, όπως και από το πλήθος των σχετικών τεχνικών αναλυτικού υπολογισμού που έχουν αναπτυχθεί [55, 125, 126, 127, 128].

Από την άλλη, οι αναλυτικές τεχνικές χαρακτηρισμού των τρανζίστορ, που έχουν αναπτυχθεί βασίζονται στις προσεγγίσεις της λειτουργίας του τρανζίστορ στην ισχυρή αναστροφή. Η ισχυρή αναστροφή ήταν, σε παλαιότερες τεχνολογίες, κανόνας ως προς την λειτουργία των κυκλωμάτων. Οι σημερινές ανάγκες, όμως, για σχεδίαση υπό χαμηλή τάση, φέρνουν την μέτρια αναστροφή, σαν περιοχή λειτουργίας, όλο και πιο κοντά στο πεδίο ενδιαφέροντος των σχεδιαστών. Αυτό απαιτεί μία αλλαγή της λογικής των τεχνικών που στηρίζονται, εν μέρει τουλάχιστον, στην λειτουργία στην ισχυρή αναστροφή, και στο πέρασμα στην θεωρία που καλύπτει την μέτρια αναστροφή [129].

Από την άλλη, οι τεχνικές αναλυτικής εξαγωγής της τάσης κατωφλίου επιλέγουν να ασχοληθούν με μία μόνο κατάσταση λειτουργίας, ως προς την διαφορά δυναμικού στα άκρα του καναλιού, δηλαδή ή την γραμμική λειτουργία [130, 131, 132, 129] ή τον κορεσμό [133, 134, 135]. Η τεχνική σχεδόν σταθερού ρεύματος (Quasi-Constant-Current, QCC) αφορά και στις δύο περιοχές λειτουργίας [136].

Στο πλαίσιο της παρούσας διατριβής αναπτύχθηκε μία τεχνική προσαρμοσμένου σταθερού ρεύματος (Adjusted Constant-Current, ACC) η οποία βασίζεται στην φυσική θεωρία που αναπτύσσεται στο κεφάλαιο 2, ή αλλιώς την θεωρία επιφανειακού φορτίου [137].

Με βάση την σχέση (2.96) μπορεί να εξαχθεί ο ορισμός της σχέσης (4.1) για την τάση κατωφλίου. Υπενθυμίζεται, ότι η τάση κατωφλίου, μπορεί να οριστεί είτε ως προς την τάση στο source (V_{TH}), είτε ως προς την τάση στο υπόστρωμα (V_{TB}). Οι δύο ορισμοί είναι ισοδύναμοι και συνδέονται, προφανώς, μέσα από την διαφορά δυναμικού V_{SB} .

$$V_{TH} \equiv V_G|_{V_P=V_S}, \quad V_{TB} \equiv V_{GB}|_{V_P=V_S} \quad (4.1)$$

Ο ορισμός αυτός, υπογραμμίζεται ότι καλύπτει τόσο τον κορεσμό όσο και την γραμμική περιοχή λειτουργίας. Στην περίπτωση του κορεσμού οι εξισώσεις του ρεύματος του καναλιού απλοποιούνται, όπως μελετήθηκε στην παράγραφο 2.2.9, λόγω της αμελητέας τιμής του ανάστροφου φορτίου στην μεριά του drain. Συνεπώς, μπορεί να οριστεί το ρεύμα τάσης κατωφλίου στον κορεσμό (I_{TH-sat}), σαν το ρεύμα καναλιού για την τιμή στην πύλη του τρανζίστορ, όσο και η τάση κατωφλίου. Με βάση την (2.98) και την (2.73) υπολογίζεται ότι το ρεύμα αυτό ισούται, περίπου, με τα έξι δέκατα του I_{spec} , σχέση (4.2).

$$I_{TH-sat} = I_{D|V_P=V_S} = (q_s^2|_{V_P=V_S} + q_s|_{V_P=V_S})I_{SPEC} = 0.608I_{SPEC}, \quad (4.2)$$

Πίνακας 4.2: Τυπικές τιμές του παράγοντα α_{th} , και συνεπώς και του ρεύματος τάσης κατωφλίου (I_{TH}) σε σχέση με τον παράγοντα I_{spec} , για διάφορες θερμοκρασίες.

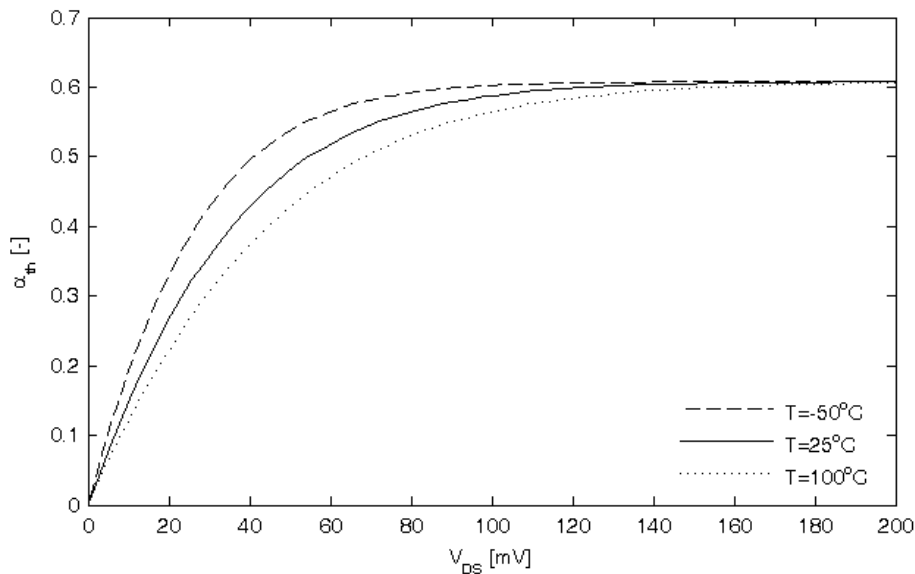
V_{DS}	$\alpha_{th} = I_{TH}/I_{spec}$		
	$T = -50^\circ C$	$T = 25^\circ C$	$T = 100^\circ C$
10 mV	0.1071	0.1486	0.1949
50 mV	0.3951	0.4804	0.5413
100 mV	0.5451	0.5877	0.6030
$0.5U_T$	\Rightarrow	0.1858	\Leftarrow
$1.0U_T$	\Rightarrow	0.3229	\Leftarrow
$1.5U_T$	\Rightarrow	0.4204	\Leftarrow
$2.0U_T$	\Rightarrow	0.4873	\Leftarrow

Αυτός ο υπολογισμός επιτρέπει την εκτίμηση της τάσης κατωφλίου στον κορεσμό, με βάση το ρεύμα καναλιού. Για να διευρυνθεί το ρεύμα τάσης κατωφλίου στην περιοχή της γραμμικής λειτουργίας οφείλει ο υπολογισμός του να περιέχει και την πληροφορία της πραγματικής τιμής του φορτίου q_d , που στην γραμμική περιοχή λειτουργίας, δεν είναι πλέον αμελητέα. Ορίζεται, για αυτό, ο παράγοντας α_{th} ο οποίος, εξαρτάται από την τάση V_{DS} και αντιστοιχεί στο μέρος του παράγοντα I_{spec} που δίδει το ρεύμα του καναλιού όταν, πάλι, η τάση στην πύλη είναι ίση με την τάση κατωφλίου. Υπενθυμίζεται η συνάρτηση $F(x) = 2x + \ln x$, η οποία είχε πρωτοεμφανιστεί στην σχέση (2.56).

$$\begin{aligned} I_{TH} &= I_{D|V_P=V_S} = \alpha_{th} I_{SPEC}, \\ \alpha_{th} &= q_s^2|_{V_P=V_S} + q_s|_{V_P=V_S} - q_d^2|_{V_P=V_S} - q_d|_{V_P=V_S}, \\ q_s|_{V_P=V_S} &= F^{-1}(0), \quad q_d|_{V_P=V_S} = F^{-1}\left(\frac{-V_{DS}}{U_T}\right) \end{aligned} \quad (4.3)$$

Μερικές χαρακτηριστικές τιμές του παράγοντα α_{th} , για συγκεκριμένες τιμές της διαφοράς δυναμικού στα άκρα του καναλιού, φαίνονται στον πίνακα 4.2.

Εξάλλου, στο σχήμα 4.1, απεικονίζεται και γραφικά η εξάρτηση του παράγοντα α_{th} από τη διαφορά δυναμικού στα άκρα του καναλιού. Για μεγάλες τιμές της τάσης V_{DS} η τιμή του α_{th} συγκλίνει στο 0.608, που καλύπτει την περίπτωση του κορεσμού.



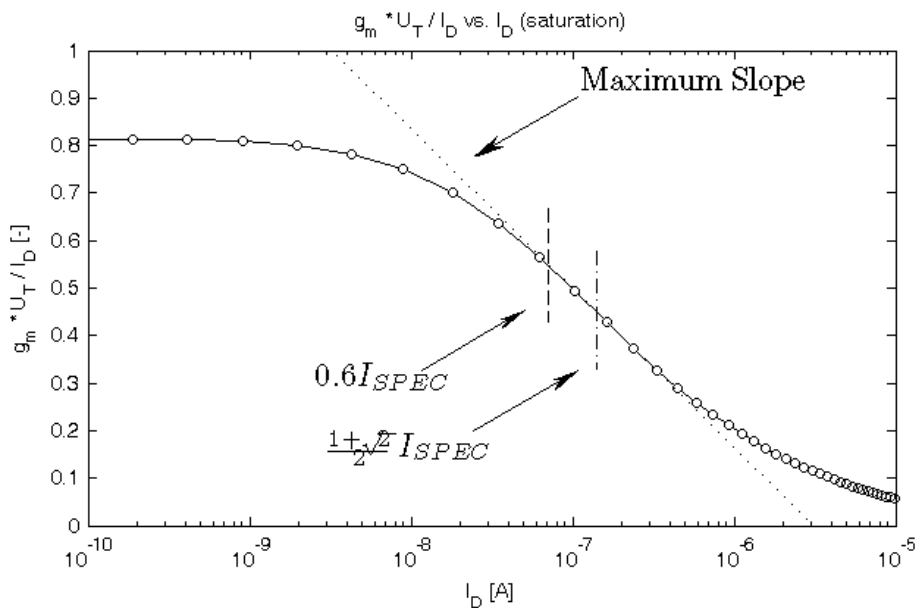
Σχήμα 4.1: Η εξάρτηση του ρεύματος τάσης κατωφλίου, μέσω του παράγοντα α_{th} , από την τάση V_{DS} για διάφορες θερμοκρασίες. Για μεγάλες τιμές της τάσης V_{DS} ο παράγοντας α_{th} συγκλίνει στην τιμή που χαρακτηρίζει την τάση κατωφλίου του κορεσμού, την 0.608.

4.2.1.1 Εξαγωγή χαρακτηριστικού ρεύματος I_{spec}

Για την ολοκλήρωση του υπολογισμού της τάσης κατωφλίου, μέσω του ρεύματος κατωφλίου, απαιτείται και ο υπολογισμός του χαρακτηριστικού παράγοντα I_{spec} . Διάφορες τεχνικές έχουν ήδη αναπτυχθεί σχετικά [117, 124], ενώ μία ακόμα είναι, μεταξύ άλλων, προϊόν της διδακτορικής αυτής διατριβής.

Η τεχνική αυτή στηρίζεται στον λόγο διαγωγιμότητας προς ρεύμα καναλιού ($\frac{g_m}{I_D}$ και $\frac{g_{ms}}{I_D}$, όπου $g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_G}$ και $g_{ms} = \frac{\partial I_D}{\partial V_S}$), μέγεθος που αναλύθηκε στην παράγραφο 2.2.9.1. Υπενθυμίζεται η χαρακτηριστική ανεξαρτησία από τις παραμέτρους της τεχνολογίας, την γεωμετρία του τρανζίστορ και την θερμοκρασία, της σχέσης του κανονικοποιημένου λόγου διαγωγιμότητας προς το ρεύμα με το κανονικοποιημένο ρεύμα στον κορεσμό [29, 30, 31], σχέση (2.99).

Το I_{spec} μπορεί να εξαχθεί όμοια, τόσο από την διαγωγιμότητα πύλης όσο και από την διαγωγιμότητα πηγής. Σαν παράδειγμα θα αναφερθεί η διαδικασία μόνο στην πρώτη, καθότι οι σχετικές μετρήσεις είναι συνηθέστερα διαθέσιμες. Σχηματικά, όπως φαίνεται και στο γράφημα 2.26, ο λόγος $\frac{g_m}{I_D}$ συναρτήσει του λογαρίθμου του ρεύματος του καναλιού είναι μία καμπύλη που αρχίζει από μία σταθερή τιμή στην ασθενή αναστροφή, φθίνει στην μέτρια, ενώ τείνει στο μηδέν στην ισχυρή αναστροφή. Αποδεικνύεται ότι το σημείο μέγιστης κλίσης της καμπύλης σχετίζεται άμεσα με την κανονικοποιημένη τιμή του ρεύματος στην οποία αποκτάται, και για την ακρίβεια λαμβάνει χώρα για $i_{ds} = \frac{1+\sqrt{2}}{2}$, ή αλλιώς, σε σχέση με το ρεύμα καναλιού σε Ampère, για $I_{DS} = \frac{1+\sqrt{2}}{2} I_{spec}$. Συνεπώς, με την βοήθεια του υπολογισμού του σημείου μέγιστης κλίσης από μετρήσεις πραγματικών τρανζίστορ και διαιρώντας με το κατάλληλο παράγοντα, σημειώνεται ότι $\frac{1+\sqrt{2}}{2} \approx 1.2$, δύναται να εξαχθεί μία εκτίμηση για την τιμή του χαρακτηριστικού ρεύματος I_{spec} . Τα άνωθεν φαίνονται και γραφικά στο σχήμα 4.2.



Σχήμα 4.2: Από τον λόγο διαγωγιμότητας προς ρεύμα καναλιού, δύναται να εξαχθεί η τιμή του χαρακτηριστικού ρεύματος I_{spec} . Η ανάλυση αφορά παρομοίως τόσο στον λόγο $\frac{g_m}{I_D}$ όσο και στον $\frac{g_{ms}}{I_D}$. Το σημείο μέγιστης κλίσης του λόγου, ως προς τον λογάριθμο του ρεύματος, βρίσκεται στο σημείο $I_{DS} = \frac{1+\sqrt{2}}{2} I_{spec}$. Στο γράφημα τα σύμβολα αντιστοιχούν σε αποτελέσματα από αριθμητικό προσομοιωτή ημιαγωγικών δομών και περιγράφουν ένα MOSFET μεγάλων διαστάσεων, ενώ η συνεχής γραμμή αντιστοιχεί στο μοντέλο της εξίσωσης (2.99). Η διαγώνιος διακεκομμένη γραμμή αντιστοιχεί στο σημείο της μέγιστης κλίσης, ενώ οι κάθετες διακεκομμένες γραμμές δείχνουν δύο σημεία ενδιαφέροντος της ανάλυσης, το ρεύμα μέγιστης κλίσης και το ρεύμα κατωφλίου στον κορεσμό. Σημειώνεται ότι αμφότερα τα σημεία βρίσκονται στην μέτρια αναστροφή του τρανζίστορ.

Η εξαγωγή του χαρακτηριστικού ρεύματος I_{spec} , αν και μπορεί να γίνει σε κάθε μία

διάταξη ξεχωριστά, μπορεί επίσης να γίνει και μόνο για μία διάταξη και να εξαχθεί από αυτήν την εκτίμηση η τιμή του για τις υπόλοιπες γεωμετρίες μιας τεχνολογίας, με βάση την θεωρητική του εξάρτηση από τις διαστάσεις του καναλιού. Με αυτό τον τρόπο αποφεύγεται η ενδεχόμενη επιρροή φαινομένων κοντού καναλιού στην εκτίμηση του.

Το αποτέλεσμα της εξαγωγής αυτής μπορεί να χρησιμοποιηθεί άμεσα και να βρεθεί το ρεύμα τάσης κατωφλίου ανάλογα με την τάση V_{DS} . Ακολούθως, με την βοήθεια μίας ανάλυσης I_D vs. V_G μπορεί να εξαχθεί η τάση στην πύλη για την οποία το ρεύμα του καναλιού ισούται με την επιθυμητή τιμή, και αυτή η τάση στην πύλη είναι μία εκτίμηση της τάσης κατωφλίου.

Ολοκληρώνοντας την τεχνική προσαρμοσμένου σταθερού ρεύματος, υπογραμμίζονται μερικά πλεονεκτήματα της, όπως το ότι η εφαρμογή της βρίσκει συνεχώς την διάταξη να λειτουργεί στην μέτρια αναστροφή. Τόσο το σημείο εξαγωγής του παράγοντα I_{spec} , όσο, φυσικά, και η λειτουργία της διάταξης στο ρεύμα της τάσης κατωφλίου είναι σημεία της μέτριας αναστροφής, κι έτσι εμποδίζεται η επιρροή στην εξαγόμενη εκτιμώμενη τιμή, από φαινόμενα που επικρατούν στην ισχυρή ή την ασθενή αναστροφή.

Από την άλλη, η τεχνική επιτρέπει την συνεπή εξαγωγή της τάσης κατωφλίου ανάλογα με την διαφορά δυναμικού στα άκρα του καναλιού. Έτσι μπορούν να βγουν ποσοτικά συμπεράσματα από την σύγκριση των δύο μεγεθών, της τάσης κατωφλίου στην γραμμική λειτουργία και της τάσης κατωφλίου στον κόρο.

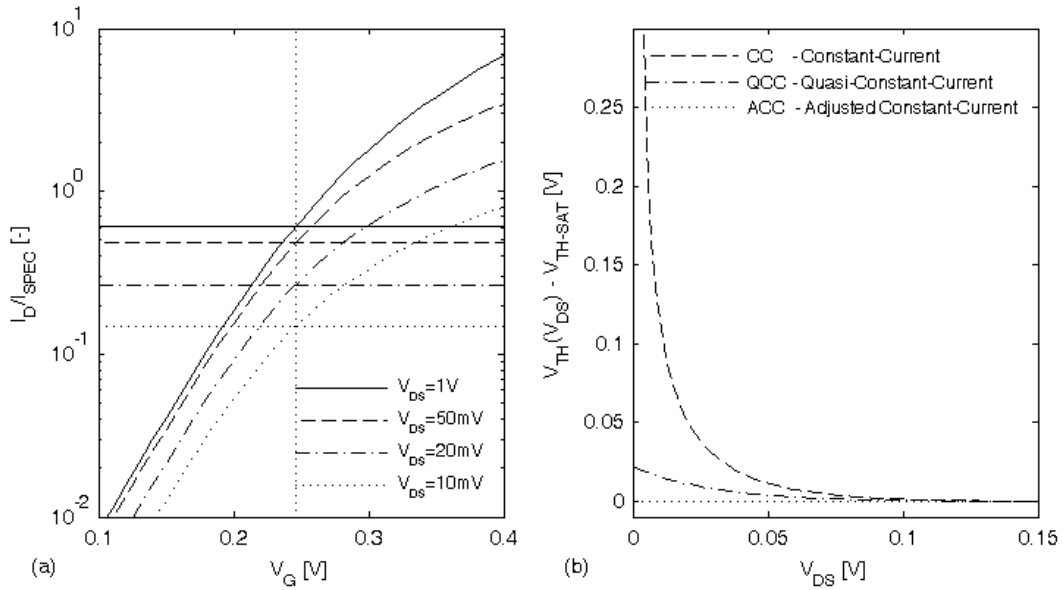
4.2.1.2 Εφαρμογή σε ιδανικό μοντέλο

Ενδιαφέρον παρουσιάζει η σύγκριση της τεχνικής ACC πάνω σε δεδομένα που έχουν εξαχθεί με το ιδανικό αριθμητικό μοντέλο επιφανειακού δυναμικού [4]. Στο γράφημα 4.3 απεικονίζεται μία I_D vs. V_G ανάλυση με βάση αυτό το μοντέλο για διάφορες τιμές του V_{DS} . Είναι εμφανές ότι η τεχνική ACC, σε συμφωνία με το θεωρητικά αναμενόμενο, εκτιμά τιμή για την τάση κατωφλίου ανεξάρτητη από την τάση V_{DS} . Σημειώνεται ότι, με βάση την τεχνική του σταθερού ρεύματος, η τάση κατωφλίου εξάγεται για όλες τις τιμές της τάσης V_{DS} με κριτήριο το ίδιο ρεύμα καναλιού.

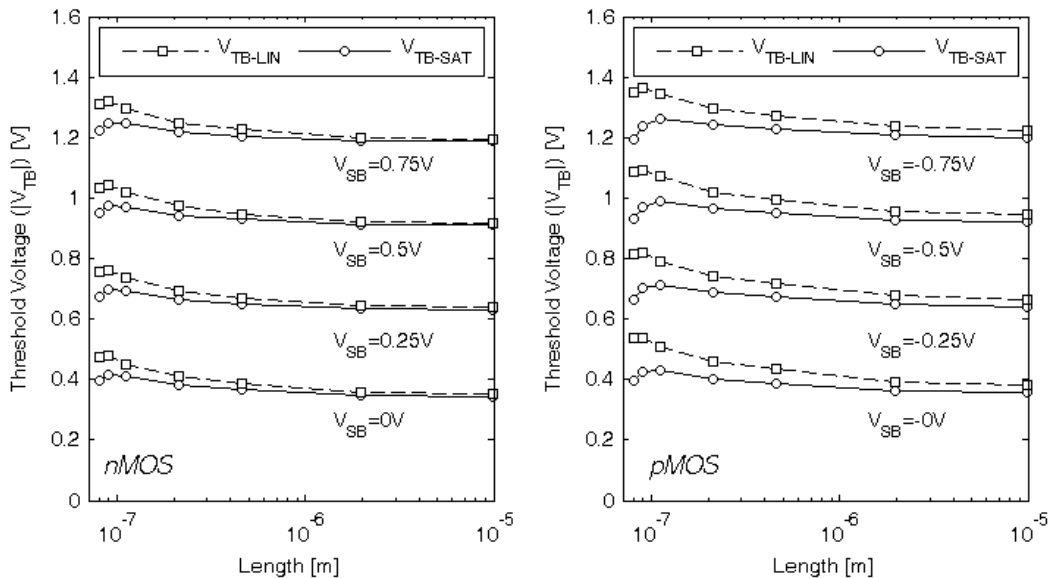
4.2.1.3 Εφαρμογή σε μετρήσεις

Για την επιβεβαίωση της λειτουργικότητας της τεχνικής, εφαρμόστηκε αυτή σε μετρήσεις μίας σειράς διατάξεων διαφορετικών μηκών καναλιού, μίας τεχνολογίας CMOS, ονομαστικού μήκους καναλιού 90nm, τόσο nMOS όσο και pMOS. Η τάση κατωφλίου εξήχθη για την γραμμική λειτουργία και για τον κορεσμό, ενώ μελετήθηκαν τέσσερις περιπτώσεις πόλωσης του source σε σχέση με το υπόστρωμα. Τα αποτελέσματα αποτυπώνονται στο γράφημα 4.4, και δείχνουν όλα τα αναμενόμενα φαινόμενα κοντών καναλιών. Στην περίπτωση της γραμμικής λειτουργίας, η τάση κατωφλίου αυξάνει καθώς μειούται το μήκος του καναλιού, λόγω του αναστροφου φαινομένου κοντού καναλιού. Εξ άλλου, στον κορεσμό η μονοτονία αυτή αλλάζει για τις διατάξεις κοντά στο ονομαστικό μήκος της τεχνολογίας, και η τάση κατωφλίου μειώνεται λόγω των φαινομένων της συνδιαμόρφωσης φορτίου, καθώς και της πτώσης φράγματος λόγω της τάσης στο drain. Η συμπεριφορά είναι ποιοτικά ίδια τόσο στα nMOS όσο και στα pMOS.

□



Σχήμα 4.3: Η τεχνική προσαρμοσμένου σταθερού ρεύματος (*Adjusted Constant Current, ACC*), αντίθετα με τις τεχνικές σταθερού ρεύματος (*Constant Current, CC*) και σχεδόν σταθερού ρεύματος (*Quasi Constant Current, QCC*), εξάγει ορθά την τάση κατωφλίου ως ανεξάρτητη της διαφοράς δυναμικού στα άκρα του καναλιού, με βάση το ιδανικό αριθμητικό μοντέλο επιφανειακού δυναμικού. Στο γράφημα αριστερά φαίνονται οι I_D vs. V_G χαρακτηριστικές με βάση το ιδανικό μοντέλο επιφανειακού δυναμικού και παραμέτρους $T_{OX} \approx 2.8nA$, $N_{SUB} \approx 4 \cdot 10^{23}$, $\Phi_F \approx 0.44V$, $V_{FB} \approx -1V$, $\mu \approx 0.04 \frac{m^2}{Vs}$. Οι οριζόντιες γραμμές δείχνουν το παράγοντα α_{th} ανάλογα με την τάση V_{DS} .



Σχήμα 4.4: Η τάση κατωφλίου τρανζίστορ διαφόρων μηκών καναλιού, μίας τεχνολογίας CMOS 90nm, όπως αυτή εξήχθει με την τεχνική ACC. Η γραμμική περιοχή λειτουργίας ($LIN:V_{DS} = 50mV$), χαρακτηρίζεται από διαφορετικό προφίλ σε σχέση με τον κορεσμό ($SAT:V_{DS} = 1.2V$), λόγω της διαφορετικής επίδρασης των φαινομένων κοντού καναλιού ανάλογα με την τάση στο drain.

Κεφάλαιο 5

Δοκιμασίες ελέγχου ορθής λειτουργίας μοντέλου

Με την μέχρι εδώ εργασία, έχει πρώτιστα αναλυθεί το μοντέλο και η φυσική βάση του, έπειτα περιγράφηκε η κωδικοποίηση του μοντέλου σε Verilog-A, έτσι ώστε να μπορέσει να χρησιμοποιηθεί στο πλαίσιο ενός προσομοιωτή, και, τέλος, εξηγήθηκε ο τρόπος προσαρμογής του μοντέλου πάνω σε μία συγκεκριμένη τεχνολογία. Καθόλη την διάρκεια της μέχρι τώρα εργασίας, το μοντέλο έχει επιδείξει την ικανότητα να προβλέπει ορθά την συμπεριφορά του κάθε τρανζίστορ ασχέτως των διαστάσεων του, της θερμοκρασίας και της συχνότητας. Αυτό ήδη αποτελεί μία διαδικασία ελέγχου της ορθής λειτουργίας του μοντέλου.

Από την άλλη, υπάρχει ένα σύνολο πιο ειδικών ποιοτικών δοκιμών που μπορούν να εκτελεστούν πάνω σε ένα μοντέλο και να μελετηθεί αν η συμπεριφορά που προβλέπει είναι ορθή. Σχετικά με την καταγραφή διαφόρων τέτοιων δοκιμών έχει ασχοληθεί αρκετά η ακαδημαϊκή και η βιομηχανική κοινότητα [4, 138, 139]. Σε αυτό το κεφάλαιο, ένα μέρος αυτών των δοκιμών έχει επιλεγεί για να παρουσιαστούν, και παράλληλα να εφαρμοστούν στο μοντέλο που έχει αναλυθεί στην αυτή διατριβή, με στόχο να επιβεβαιωθεί η σωστή συμπεριφορά του.

Εξάλλου, μέρος αυτής της διδακτορικής διατριβής ήταν και η συνεργασία με μία ομάδα συναδέλφων, που στόχο είχε την δημιουργία ενός εργαλείου που εκτελεί ένα σύνολο ελέγχων σε μοντέλα MOSFET που περιγράφουν συγκεκριμένες τεχνολογίες και εξάγει συμπεράσματα ως προς την ορθή ή προβληματική λειτουργία τους [140, 141].

Τέλος, στο πλαίσιο της υποστήριξης του μοντέλου EKV3 που βασίζεται στην μοντελοποίηση που αναπτύσσεται εδώ, υποστηρίχθηκε η συμμετοχή του μοντέλου EKV3 στον διεθνή διαγωνισμό προτυποποίησης μοντέλου MOSFET, που διεξήχθη το 2005 από το Συμβούλιο Αναλυτικών Μοντέλων (Compact Model Council, CMC) [142]. Το τελευταίο είναι ένας συμβούλιο βιομηχανιών ημιαγωγών διεθνούς κλίμακας που σχετίζεται με την χρήση αναλυτικών μοντέλων. Η συμμετοχή του κάθε μοντέλου επέβαλε από την ομάδα υποστήριξης του, την προσαρμογή του μοντέλου σε μία μοντέρνα CMOS τεχνολογία, ονομαστικού ελάχιστου μήκους 90nm. Μελετήθηκε ένα ευρύτατο σύνολο μετρήσεων τόσο πολλών γεωμετριών, όσο και μετρηθέντων στοιχείων, καλύπτοντας τόσο χαμηλές συχνότητες και στατικά ρεύματα, όσο και υψηλόσυχνες αναλύσεις. Επιπλέον τα μοντέλα δοκιμάστηκαν σε γενικά τεστ που σχετίζονται με την φυσική συνέπεια της συμπεριφοράς τους. Στο διαγωνισμό συμμετείχαν ακόμα τέσσερα μοντέλα. Η συμμετοχή του μοντέλου EKV3 πέρασε επιτυχώς όλα τα κριτήρια τα οποία χρησιμοποιήθηκαν, και δέχθηκε μερικά πολύ καλά σχόλια από διάφορες εταιρίες

που δοκίμασαν την λειτουργία των μοντέλων. Παρά ταύτα, δεν ήταν το μοντέλο που επιλέχθηκε να συνεχίσει στην τελική φάση του διαγωνισμού.

Μία κατηγορία των τεστ μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τον έλεγχο του μοντέλου αναφέρονται στον ποιοτικό έλεγχο της συμπεριφοράς του μοντέλου. Αυτά δεν σχετίζονται με την προσαρμογή του μοντέλου σε μία συγκεκριμένη τεχνολογία και αντίστοιχες μετρήσεις, και συνεπώς με ένα συγκεκριμένο σύνολο τιμών για τις παραμέτρους, αλλά έχουν να κάνουν με την ποιοτική συμπεριφορά του μοντέλου, σε επίπεδο μαθηματικών εξισώσεων, και που ελέγχονται με βάση κριτήρια που καλύπτουν γενικά την φυσική συμπεριφορά του MOSFET και την συνέπεια του μοντέλου ως προς αυτήν.

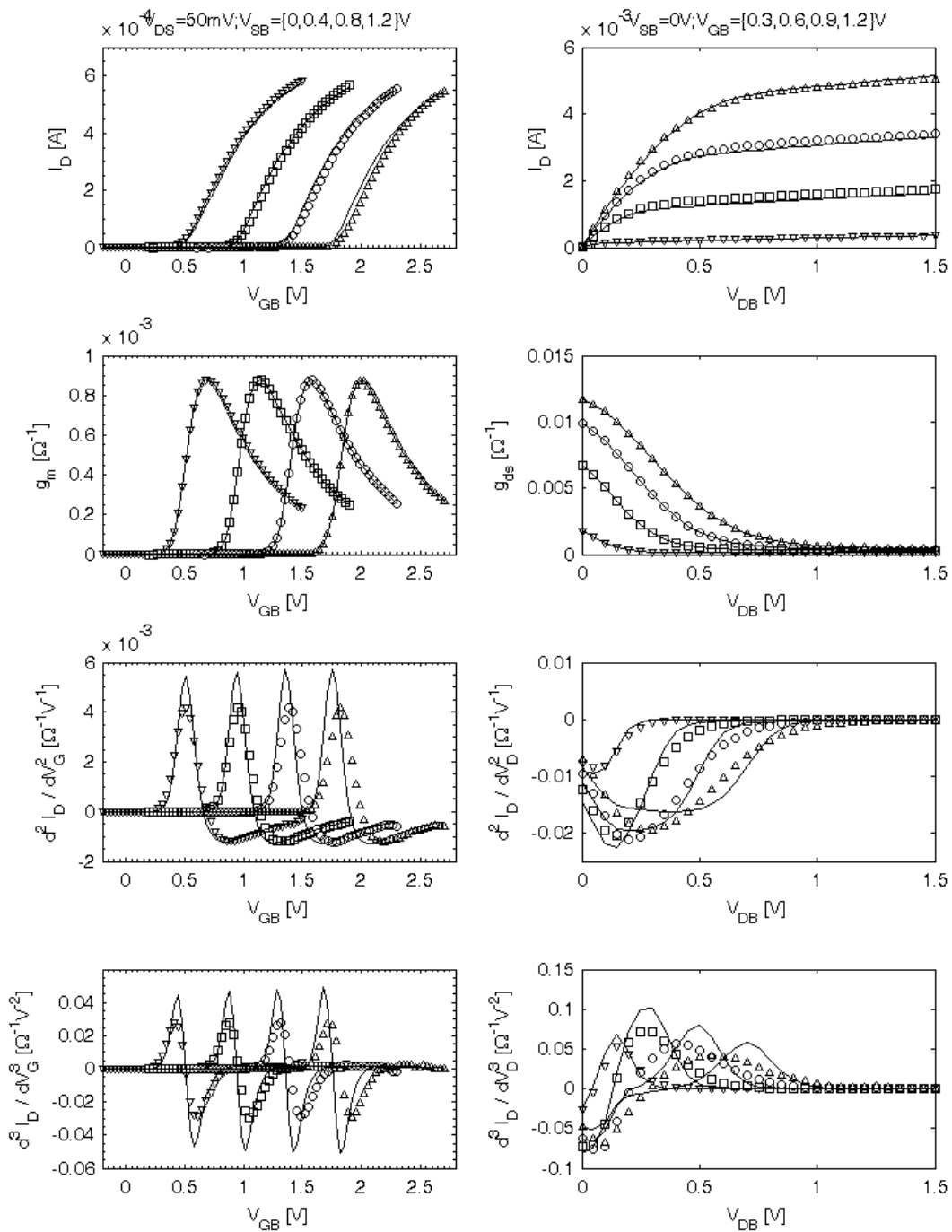
5.1 Συνέχεια ρευμάτων, φορτίων και παραγωγών τους

Προφανές και βασικό κριτήριο της ορθής συμπεριφοράς ενός μοντέλου είναι η πρόβλεψη από αυτό ρευμάτων και φορτίων που συνδέονται ως συνεχής και λείες συναρτήσεις με τις τάσεις στους ακροδέκτες του. Μέχρι το σημείο αυτό έχουν παρουσιαστεί αρκετά γραφήματα, τόσο ρευμάτων όσο και χωρητικότητων, από προσομοιώσεις με το μοντέλο που αναλύεται εδώ, που επιβεβαιώνουν το βασικό αυτό κριτήριο. Αν και σαν κριτήριο αυτό ίσως να φαίνεται εκ των ων ουκ άνευ, υπάρχουν απλά μοντέλα που δεν το ικανοποιούν και για αυτό πρέπει να αναφερθεί [4].

Η συνέχεια οφείλει να ικανοποιείται και από τις παραγωγούς ανώτερης τάξης των ρευμάτων και των φορτίων, καθώς πολλά μεγέθη της συμπεριφοράς ενός κυκλώματος εξαρτώνται από αυτές· σαν παράδειγμα ας αναφερθεί η ενδοδιαμόρφωση τρίτης τάξης που λαμβάνει χώρα σε ένα τρανζίστορ, που εξαρτάται εν πολλοίς από την τρίτη παράγωγο του ρεύματος του καναλιού ως προς την τάση στην πύλη. Στο γράφημα 5.1 απεικονίζονται τα ρεύματα και οι παράγωγοι τους, μέχρι και τρίτης τάξης, ενός τρανζίστορ κοντού καναλιού μαζί με τα αποτελέσματα με προσομοιώσεις του μοντέλου EKV3, που στηρίζεται στην μοντελοποίηση που έχει αναλυθεί στην διατριβή αυτή. Η συνέχεια των παραγωγών επιβεβαιώνει την ποιοτικά ορθή συμπεριφορά του μοντέλου. Σημειώνεται ότι μελετάται ένα τρανζίστορ κοντού καναλιού, όπερ σημαίνει ότι στην συμπεριφορά του μοντέλου έχουν συμπεριληφθεί και όλα τα φαινόμενα κοντού καναλιού. Επίσης υπογραμμίζεται η αρκετά καλή προσέγγιση του μοντέλου στις μετρήσεις ακόμα και στην τρίτης τάξης παραγωγή.

5.2 Λόγος διαγωγιμότητας προς ρεύμα καναλιού

Σημαντικό, επίσης, κριτήριο μελέτης είναι ο υπολογισμός από το μοντέλο του λόγου διαγωγιμότητας πύλης, ή και πηγής, προς το ρεύμα του καναλιού και, δη, η εξάρτηση από το ρεύμα του καναλιού. Η σχετική ανάλυση έχει ήδη παρουσιαστεί στο γράφημα 2.26 και δείχνει ότι προβλέπει το μοντέλο μία συνεχή εκτίμηση για τον λόγο αυτό. Πέραν της συνέχειας της καμπύλης, απαιτείται η τιμή του λόγου $\frac{g_m}{I_D}$ στην ασθενή αναστροφή, ή αλλιώς για χαμηλές τιμές του ρεύματος, να τείνει προς την τιμή $\frac{1}{U_T}$ καθώς αυξάνει η τιμή του V_{SB} . Το κριτήριο αυτό ονομάζεται Gummel tree-top test, και το μοντέλο εδώ ικανοποιεί και αυτό το κριτήριο.



Σχήμα 5.1: Ανάλυση I_D vs. V_G και I_D vs. V_D και οι παράγωγοι μέχρι και τρίτης τάξης του ρεύματος ως προς την τάση ανάλυσης κάθε φορά. Τα σύμβολα αντιστοιχούν σε μετρήσεις ενός nMOS τρανζίστορ, με μήκος καναλιού 140nm, αντίστοιχης CMOS τεχνολογίας. Οι γραμμές αντιστοιχούν σε προσομοιώσεις που έγιναν με το μοντέλο EKV3. Η συνέχεια τόσο του ρεύματος όσο και των παραγώγων μέχρι και τρίτης τάξης αυτού δείχνουν την ποιοτικά ορθή συμπεριφορά του μοντέλου.

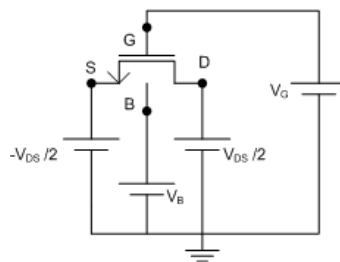
5.3 Φυσικά ορθή συμπεριφορά στο σημείο $V_{DS} = 0$, και γύρω αυτού

Όπως έχει αναφερθεί ήδη, υπάρχει σε φυσικό επίπεδο μία συμμετρία ανάμεσα στους ακροδέκτες source και drain. Αυτή η συμμετρία σπάει σε ηλεκτρικό επίπεδο όταν κατά συνθήκη θεωρείται ότι ο ακροδέκτης source είναι αυτός από τον οποίο εκκινούν οι φορείς ρεύματος και κατευθύνονται στον ακροδέκτη drain. Αυτό συνεπάγεται σε μία συγκεκριμένη τιμή για το πρόσημο της διαφοράς δυναμικού των δύο ακροδεκτών, ανάλογα με την πολικότητα της διάταξης, εννοώντας τις περιπτώσεις nMOS ή pMOS, σχέσεις (2.2) και (2.4).

Παρά ταύτα, είναι σημαντικό ένα μοντέλο να μην περιορίζεται από την ηλεκτρική συνθήκη αυτή και να επιτρέπει την φυσική αλλαγή τιμής του προσήμου της τάσης V_{DS} . Επίσης είναι σημαντικό στο σημείο της αλλαγής να προβλέπει μία ομαλή μετάβαση με φυσική συνέχεια στα ρεύματα και τα φορτία που υπολογίζονται από το μοντέλο. Συνέχεια επιβάλλεται και στις παραγώγους των αντίστοιχων μεγεθών [143].

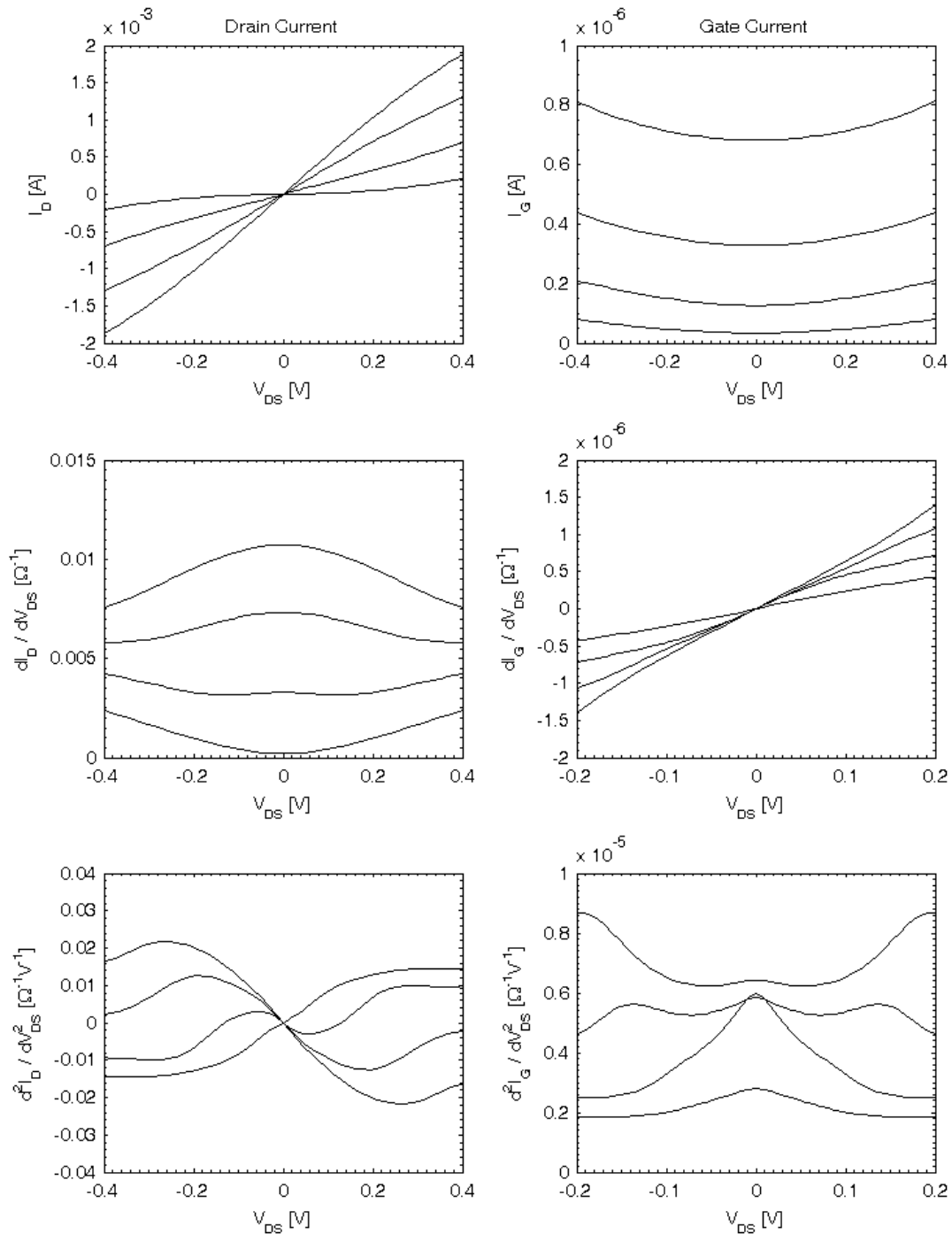
5.3.1 Ρεύμα καναλιού και πύλης

Στο σχήμα 5.2 απεικονίζεται το σχηματικό της ανάλυσης που ελέγχει την ορθή συμπεριφορά ενός μοντέλου, ως προς το ρεύμα του καναλιού, στην αλλαγή του προσήμου της τάσης V_{DS} . Η δοκιμή αυτή είναι γνωστή ως Gummel symmetry test [144]. Η λογική είναι ότι διατηρούνται σταθερές οι τάσεις στην πύλη και το υπόστρωμα, ενώ μεταβάλλεται η τάση στους ακροδέκτες source και drain, διατηρώντας όμως συνέχεια σταθερό άθροισμα. Η ανάλυση γίνεται γύρω από το σημείο όπου η τάση στους δύο τελευταίους ακροδέκτες είναι ίση. Απαιτείται από το μοντέλο να προβλέπει ένα ρεύμα καναλιού που να είναι συνεχές στο σημείο της αλλαγής και ομοίως να ισχύει για τις παραγώγους αυτού. Στις μοντέρνες τεχνολογίες, όπου το ρεύμα της πύλης δεν είναι αμελητέο, όμοια κριτήρια οφείλει να ικανοποιεί και το ρεύμα της πύλης.



Σχήμα 5.2: Σχηματικό της ανάλυσης δοκιμής ενός MOSFET μοντέλου, σχετικά με την συνέχεια των ρευμάτων, στην αλλαγή προσήμου της τάσης V_{DS} . Το τεστ αυτό είναι γνωστό με το όνομα *Gummel symmetry test*. Η τάση στους ακροδέκτες πύλης και υποστρώματος έχει σταθερή τιμή, ενώ αλλάζει η τάση στους ακροδέκτες source και drain. Η αλλαγή των τιμών γίνεται έτσι ώστε να διατηρείται ένα σταθερό άθροισμα, και συνεπώς εκατέρωθεν της ισότητας να ισχύουν πλήρως συμμετρικές πολώσεις.

Στο μοντέλο που μελετάται εδώ εφαρμόστηκε η δοκιμή αυτή και το αποτέλεσμα ήταν θετικό [113]. Στο γράφημα 5.3 παρουσιάζεται τόσο το ρεύμα του καναλιού, και εξάρτηση του από την τάση V_{DS} και ειδικότερα στην αλλαγή του προσήμου αυτής, όσο και το ρεύμα της πύλης, μαζί με τις παραγώγους των ρευμάτων ως προς V_{DS} , πρώτης και δεύτερης τάξης. Αμφότερα τα ρεύματα και οι παράγωγοι τους είναι συνεχείς και λείες συναρτήσεις της μεταβαλλόμενης τάσης. Οι παράμετροι του μοντέλου, με



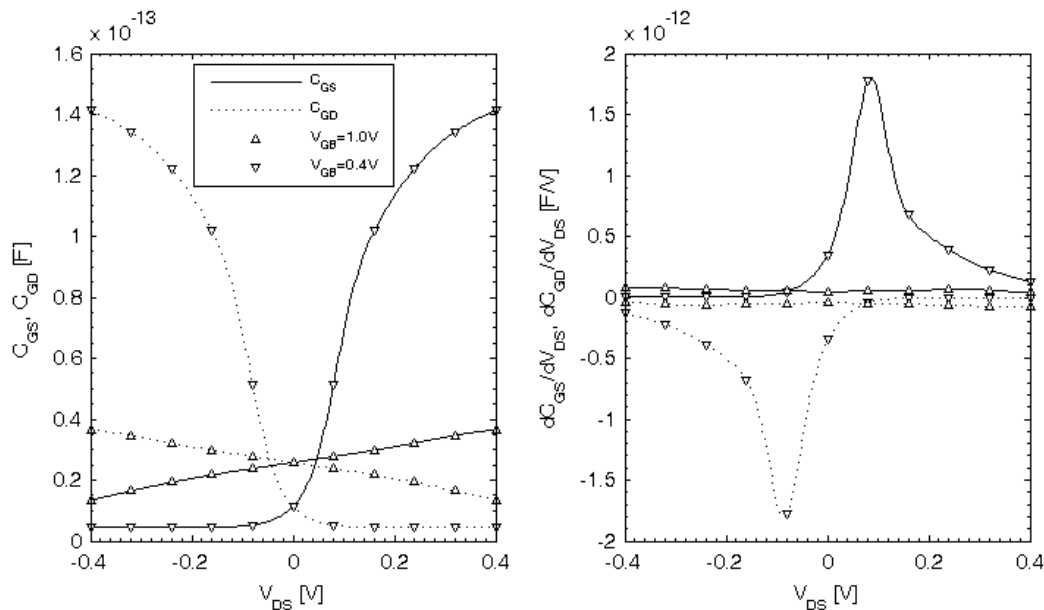
Σχήμα 5.3: Αποτελέσματα της δοκιμής *Gummel symmetry test* κατά την εφαρμογή του στο μοντέλο που μελετάται εδώ. Το μοντέλο προβλέπει ορθά μία συνεχή και λεία εκτίμηση των ρευμάτων ως προς την διαφορά δυναμικού στα άκρα του καναλιού, ακόμα και μέχρι τις ανώτερης τάξης παραγώγους αυτών. Εδώ μελετάται ένα τρανζίστορ κοντού καναλιού μίας μοντέρνας CMOS τεχνολογίας, ελάχιστου ονομαστικού μήκους 180nm, ενώ η πόλωση είναι $V_B = 0V$ και $V_G = \{0.4, 0.6, 0.8, 1.0\}V$. Στα τρανζίστορ κοντού καναλιού λαμβάνουν χώρα φαινόμενα που εξαρτώνται από την διαφορά δυναμικού στα άκρα του καναλιού και μοντελοποίηση τους πρέπει να γίνει προσεκτικά, έτσι ώστε να μην επηρεάζουν αρνητικά την δοκιμή αυτή και να μην προβλέπουν μία μη φυσική συμπεριφορά στην αλλαγή προσήμου της τάσης V_{DS} .

βάση τις οποίες γίνεται η δοκιμή, καλύπτουν μία τεχνολογία 180nm, ενώ μελετάται η συμπεριφορά ενός τρανζίστορ κοντού καναλιού, όπου λαμβάνουν χώρα και τα φαινόμενα κορεσμού ταχύτητας και διαμόρφωσης μήκους καναλιού, που επηρεάζονται από την τάση V_{DS} και είναι επικίνδυνο να εισάγουν προβλήματα σε αυτήν την δοκιμή.

5.3.2 Διαχωρητικότητες

Παράλληλα με τα ρεύματα, όμοια συμπεριφορά οφείλει να προβλέπει ένα ορθό μοντέλο και για τις διαχωρητικότητες, Στην αλλαγή του προσήμου της τάσης V_{DS} πρέπει οι διαχωρητικότητες να ακολουθούν ομαλά, ακόμα και οι ανώτερης τάξης παράγωγοι τους. Επίσης, οφείλει το μοντέλο να μην συγχέει την συμβατική θεώρηση ως προς τους ακροδέκτες source και drain με την φυσική τοπολογία. Αποτελέσματα σχετικά με αυτόν τον έλεγχο έχουν ήδη παρουσιαστεί στο σχήμα 2.25, όπου το πρόσημο της τάσης V_{DS} αλλάζει και παρατηρείται η λεία συμπεριφορά στις διαχωρητικότητες.

Μία επιπλέον ανάλυση της συμπεριφοράς των διαχωρητικοτήτων θα εκτελεσθεί σε αυτό το σημείο, χρησιμοποιώντας πάλι την τοπολογία του κυκλώματος του Gummel symmetry test, αλλά εστιάζοντας αυτή την φορά στις διαχωρητικότητες C_{GS} και C_{GD} και τις παραγώγου πρώτης τάξης αυτών. Στο σχήμα 5.4 παρουσιάζονται τα σχετικά αποτελέσματα που επιβεβαιώνουν την ορθή μοντελοποίηση της ανάλυσης που μελετάται.

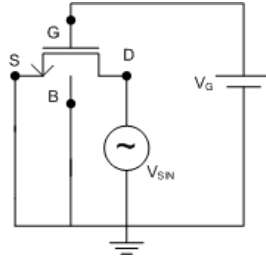


Σχήμα 5.4: Αποτελέσματα της δοκιμής Gummel symmetry test για τις διαχωρητικότητες C_{GS} και C_{GD} , κατά την εφαρμογή της στο μοντέλο που μελετάται εδώ. Το μοντέλο προβλέπει, όπως και στην περίπτωση των ρευμάτων, μία συνεχή και λεία εκτίμηση τους. Εδώ μελετάται ένα τρανζίστορ κοντού καναλιού μίας μοντέρνας CMOS τεχνολογίας, ελάχιστου ονομαστικού μήκους 180nm, ενώ η πόλωση είναι $V_B = 0V$ και $V_G = \{0.4, 1.0\}V$.

5.3.3 Ανάλυση αρμονικής παραμόρφωσης

Συνεχίζοντας την μελέτη του τρανζίστορ στην περιοχή $V_{DS} = 0V$, ένα ακόμα τεστ μπορεί να εφαρμοστεί σχετικά με την συμπεριφορά του μοντέλου ως προς την αρμονική παραμόρφωση που προβλέπει. Εφαρμόζοντας μία ανάλυση, που στηρίζεται στο

σχηματικό 5.5, δύναται να παρατηρηθεί η εκτίμηση των αρμονικών συνιστωσών του ρεύματος καναλιού ενός MOSFET καθώς αυξάνει η ισχύς του σήματος εισόδου στον ακροδέκτη drain. Σύμφωνα με την θεωρία, η κάθε μία αρμονική συνιστώσα του ρεύματος οφείλει να αυξάνει με ένα ρυθμό ίσο της τάξης της. Έτσι η θεμελιώδης αρμονική αυξάνει με ρυθμό ένα dB/dB, η δεύτερη με ρυθμό 2dB/dB ενώ η τρίτη με ρυθμό 3dB/dB. Η ορθή εκτίμηση του ρυθμού αύξησης της τρίτης αρμονικής έχει αποτελέσει ένα δύσκολο σημείο για συγκεκριμένα μοντέλα, λόγω της μορφής των εξισώσεων τους [145, 146].



Σχήμα 5.5: Σχηματικό της ανάλυσης αρμονικής παραμόρφωσης ενός MOSFET μοντέλου, όταν το σήμα εισάγεται στο drain, γύρω από την πόλωση $V_{DS} = 0V$. Για μία συγκεκριμένη συχνότητα αυξάνεται η ισχύς του σήματος και παρατηρούνται οι ισχείς των αρμονικών συνιστωσών του ρεύματος του καναλιού. Με βάση την θεωρία, για χαμηλά σήματα εισόδου, όπου δεν εμφανίζονται φαινόμενα συμπίεσης, κάθε συνιστώσα οφείλει να αυξάνει με ένα ρυθμό ίσο με την τάξη της.

Η φυσική θεμελίωση της μοντελοποίησης που παρουσιάζεται εδώ, επιτρέπει την ορθή εκτίμηση των ρυθμών αύξησης και των τριών συνιστωσών αρμονικών [113]. Στο γράφημα 5.6 παρουσιάζονται τα σχετικά αποτελέσματα, για ένα τρανζίστορ σχετικά κοντού καναλιού μίας τεχνολογίας CMOS 140nm.

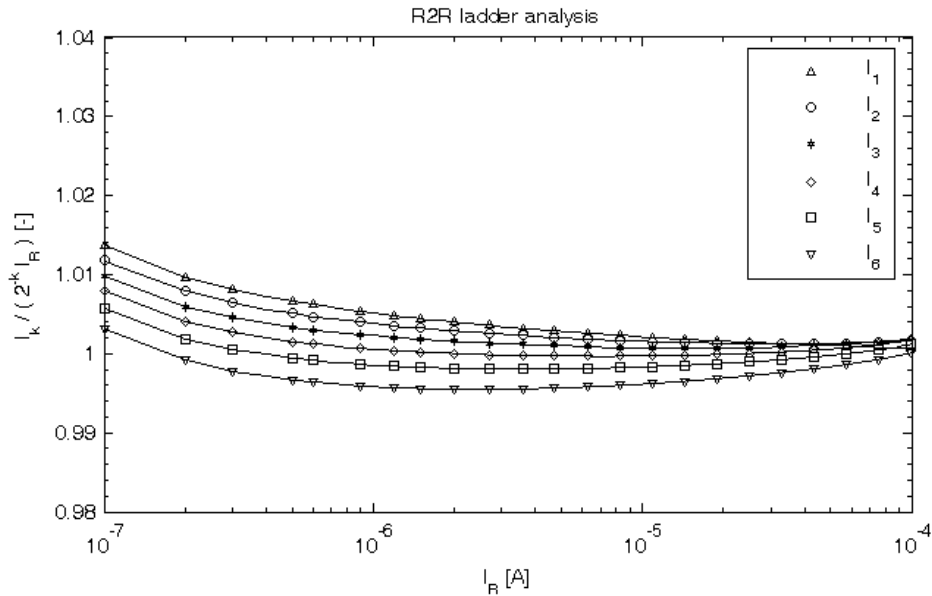
5.4 Κύκλωμα σκάλας R2R

Ένα κλασσικό κύκλωμα της ηλεκτρονικής, που σχετίζεται με την δημιουργία ρευμάτων υποπολλαπλάσιων ενός ρεύματος αναφοράς, είναι το κύκλωμα σκάλας R2R. Αυτό το κύκλωμα, όταν είχε πρωτοδοκιμαστεί, σε επίπεδο προσομοιώσεων, να αντικατασταθούν με MOSFET οι αντιστάσεις, είχε φανεί ότι δεν λειτουργούσε ορθά. Τελικώς αποδείχθηκε ότι η αιτία που δεν λειτουργούσε το κύκλωμα ήταν η λανθασμένη μοντελοποίηση των μοντέλων της εποχής. Η μοντελοποίηση, που παρουσιάζεται εδώ, προβλέπει μία φυσική λειτουργία για το συγκεκριμένο κύκλωμα. Το σχηματικό του κυκλώματος εμφανίζεται στο σχήμα 5.7.

Τα αποτελέσματα της ανάλυσης, με βάση το μοντέλο, παρουσιάζονται στο γράφημα 5.8. Το μοντέλο προβλέπει ορθά τα ρεύματα ως υποπολλαπλάσια του ρεύματος αναφοράς για ένα μεγάλο εύρος τιμών των ρευμάτων αναφοράς. Τα αποτελέσματα εξάγονται χρησιμοποιώντας παραμέτρους μίας τεχνολογίας 130nm, και θεωρώντας σαν βασική μονάδα του κυκλώματος ένα τρανζίστορ μεγάλων διαστάσεων.

5.4.1 Στατιστική ανάλυση

Το κύκλωμα σκάλας είναι κατάλληλο για να γίνει και ένας έλεγχος της στατιστικής συμπεριφοράς του μοντέλου. Όπως αναφέρθηκε ήδη στην παράγραφο 2.13, η στατιστική μελέτη της συμπεριφοράς ενός κυκλώματος είναι βασικό στοιχείο στην διαδικασία

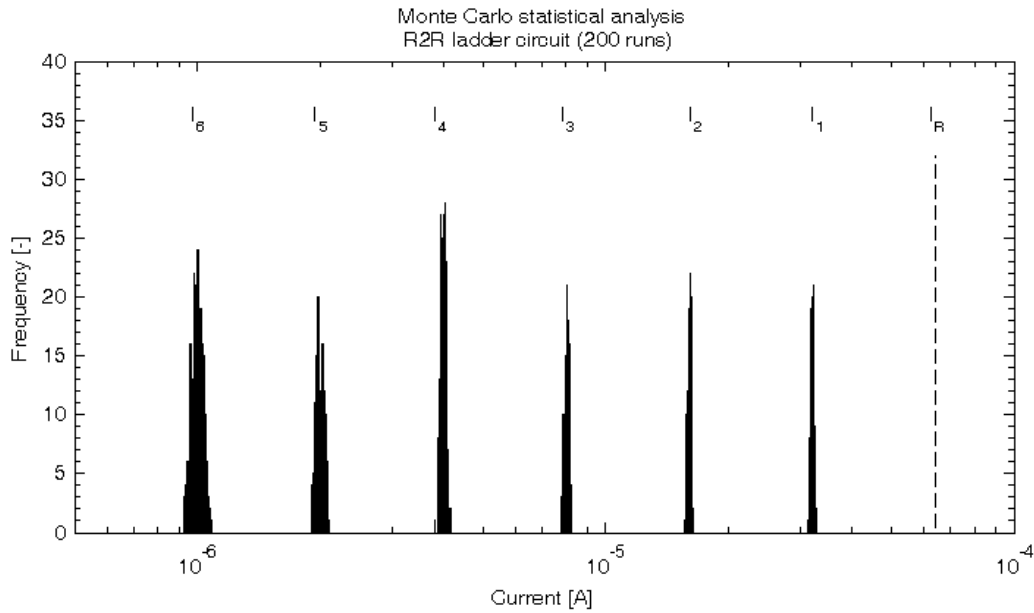


Σχήμα 5.8: Η ανάλυση σκάλας R2R με βάση το μοντέλο EKV3. Οι παράμετροι που χρησιμοποιήθηκαν περιγράφουν μία τεχνολογία CMOS ονομαστικού μήκους 130nm. Οι δύο γεωμετρίες των τρανζίστορ που χρησιμοποιήθηκαν ήταν αμφότερες μεγάλων τιμών μήκους και πλάτους, με το ένα πλάτος να είναι διπλάσιο του άλλου, σχηματικό 5.7. Στο γράφημα προβάλλονται κανονικοποιημένα τα καθρεφτιζόμενα ρεύματα ως προς την ονομαστική τους τιμή, με βάση την θεωρητική ανάλυση.

σχεδίασης και υλοποίησης ενός κυκλώματος, καθώς τελικώς η ηλεκτρικές ιδιότητες των τρανζίστορ δεν θα είναι όλων ακριβώς οι προβλεπόμενες μέσα σε ένα ολοκληρωμένο.

Στην μελέτη που παρουσιάζεται σε αυτήν την παράγραφο θεωρείται ότι τα μεγέθη της τάσης κατωφλίου, της κινητικότητας και του συντελεστή φαινομένου σώματος για κάθε τρανζίστορ δεν είναι απολύτως ίδια αλλά κινούνται στο πλαίσιο μίας γκαουσιανής στατιστικής κατανομής. Εκτελείται, με βάση αυτή την προϋπόθεση, ένα μεγάλο πλήθος προσομοιώσεων, διακόσιες στην συγκεκριμένη περίπτωση, και καταγράφονται τα ρεύματα που υπολογίζονται σε κάθε περίπτωση. Τέλος, αποτυπώνονται τα αποτελέσματα σαν στατιστική κατανομή συχνότητας και παρατηρείται η στατιστική κατανομή των ρευμάτων αυτών. Το αποτέλεσμα που δίνει το μοντέλο συμφωνεί με το αναμενόμενο, γράφημα 5.9. Αυτό σημαίνει και την ορθή συμπεριφορά του μοντέλου σε περίπτωση που υπάρχουν μικροδιαφορές και ασυμμετρίες στο κύκλωμα.

Σημειώνεται σε αυτό το σημείο, ότι για την ανάλυση Monte Carlo χρησιμοποιήθηκε αντί του κώδικα Verilog-A ο κώδικας του μοντέλου που είναι γραμμένος σε γλώσσα C και γράφτηκε για τον προσομοιωτή eldo. Ένα πλεονέκτημα του κώδικα στην γλώσσα C είναι ότι, όντας γραμμένος κατευθείαν στο πλαίσιο του κάθε προσομοιωτή, εκμεταλλεύεται πλήρως την λειτουργικότητα του προσομοιωτή, όπως η εκτέλεση στατιστικών αναλύσεων. Η ίδια ανάλυση με τον Verilog-A κώδικα δεν γίνεται το ίδιο εύκολα. Είναι θέμα της ενσωμάτωσης της γλώσσας Verilog-A καθώς και της εξέλιξης της ίδιας γλώσσας το να επιτρέψει στα μοντέλα, που έχουν γραφτεί σε αυτήν, να έχουν την ίδια λειτουργικότητα με τα μοντέλα που γράφονται απ' ευθείας σε C.



Σχήμα 5.9: Στατιστική ανάλυση του κυκλώματος σκάλας R2R με MOSFET. Στην στατιστική ανάλυση (Monte Carlo) που εκτελείται θεωρούνται στατιστικές κατανομές στην τάση κατωφλίου, την κινητικότητα και τον συντελεστή φαινομένου σώματος. Πραγματοποιούνται συνολικά διακόσιες προσομοιώσεις και καταγράφονται τα ρεύματα κάθε φορά, τα οποία, με την σειρά τους, αποδίδονται στο ιστόγραμμα. Το ρεύμα αναφοράς, επίσης, σημειώνεται στο γράφημα, και έχει τιμή $I_R = 64\mu A$. Το μοντέλο προβλέπει ορθά την συμπεριφορά του κυκλώματος και στις μη ιδανικές περιπτώσεις ταύτισης των ηλεκτρικών συμπεριφορών των τρανζίστορ.

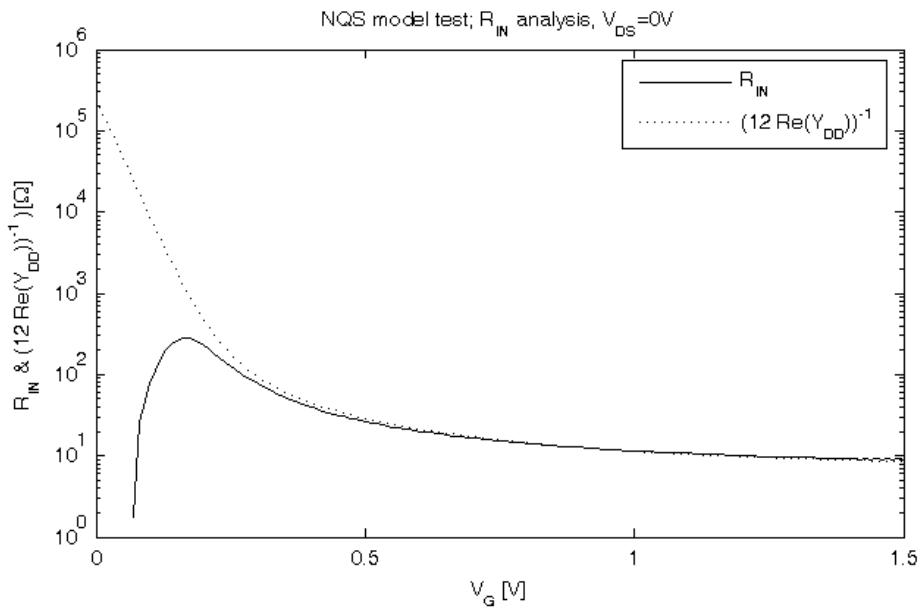
5.5 Ανάλυση αντίστασης εισόδου μη στατικού μοντέλου.

Σχετικά με το μοντέλο μη στατικής συμπεριφοράς, που αναλύθηκε στην παράγραφο 2.8.2 και στηρίζεται στην τεχνική της μινιμαλιστικής κατάτμησης καναλιού, υπάρχουν δοκιμαστικά κυκλώματα και προσομοιώσεις που μελετούν την συμφωνία του μοντέλου με την θεωρία. Ένα τέτοιο κριτήριο περιγράφεται στο [80] και εφαρμόζεται στο μοντέλο υπό μελέτη.

Σύμφωνα με την θεωρία γραμμών μεταφοράς, μία διάταξη MOSFET μεγάλου μήκους, όντας πολωμένη σε μηδενική τάση στα άκρα του καναλιού, $V_{DS} = 0V$, και στην ισχυρή αναστροφή χαρακτηρίζεται από μία αντίσταση εισόδου, θεωρώντας σαν είσοδο την πύλη, ίση με το ένα δωδέκατο της αντίστασης εξόδου. Η αντίσταση εξόδου είναι η ανάστροφη αγωγιμότητα εξόδου (g_{ds}). Στην περίπτωση της μελέτης του κυκλώματος με βάση της Y-παραμέτρους και θεωρώντας σαν μία πόρτα εισόδου την πύλη και πόρτα εξόδου το drain, το παραπάνω κριτήριο εκφράζεται όπως στην σχέση (5.1).

$$R_{IN} = \frac{1}{12 \cdot g_{ds}} \Leftrightarrow Re(Y_{GG}^{-1}) = \frac{1}{12 \cdot Re(Y_{DD})}, \quad V_{DS} = 0V, \text{ saturation} \quad (5.1)$$

Στο γράφημα 5.10 παρουσιάζονται τα σχετικά αποτελέσματα, με βάση την τεχνική της μινιμαλιστικής κατάτμησης καναλιού. Η διαδικασία εφαρμόζεται σε ένα τρανζίστορ nMOS μήκους $2\mu m$. Το μήκος αυτό είναι αρκετά μεγάλο έτσι ώστε να παρατηρείται μη στατική συμπεριφορά και η επίδραση του σχετικού μοντέλου να είναι σημαντική. Το αποτέλεσμα επιβεβαιώνει την συνεπή με την θεωρία συμπεριφορά του μοντέλου.



Σχήμα 5.10: Έλεγχος του μη στατικού μοντέλου, ως προς την αντίσταση εισόδου στην γραμμική περιοχή. Σύμφωνα με την θεωρία των γραμμών μεταφοράς, σε ένα τρανζίστορ MOS μεγάλου μήκους η αντίσταση εισόδου ικανοποιεί την σχέση (5.1). Εδώ παρουσιάζονται αποτελέσματα με βάση το μη στατικό μοντέλο, ένα nMOS τρανζίστορ με διαστάσεις $\frac{W}{L} = \frac{5\mu\text{m}}{2\mu\text{m}}$, και με πόλωση $V_{DS} = 0V$. Καθώς αυξάνει η τάση στην πύλη και περνάει το τρανζίστορ στην ισχυρή αναστροφή τα μεγέθη της εξίσωσης (5.1) ταυτίζονται.

5.6 Ποσοτικά κριτήρια

Στην τελική γραμμή, το σημαντικότερο κριτήριο της καλής λειτουργίας ενός μοντέλου, δεν είναι παρά η ικανότητα του να περιγράφει ορθά συγκεκριμένες και πραγματικές τεχνολογίες. Ένα μοντέλο που έχει μία συνεπή φυσικά συμπεριφορά έχει μία αξία μόνο εκπαιδευτική αν δεν μπορεί να ακολουθήσει τις μετρήσεις μίας συγκεκριμένης τεχνολογίας, και έτσι δεν μπορεί να φανεί χρηστικό στο πλαίσιο της υλοποίησης κυκλωμάτων. Συνεπώς, η παράλληλη ικανοποίηση τόσο ποιοτικών όσο και ποσοτικών κριτηρίων είναι απαραίτητη έτσι ώστε ένα μοντέλο να θεωρηθεί ικανό για να περιγράψει μία τεχνολογία, και επίσης να χρησιμοποιηθεί έτσι ώστε να εκτελεσθούν διαδικασίες σχεδίασης με βάση αυτό. Αυτό το κριτήριο καταλήγει στην δυνατότητα του μοντέλου να πλησιάζει όλο το εύρος των μετρήσεων σε όλες τις διατάξεις μίας τεχνολογίας, με την χρήση ενός συγκεκριμένου συνόλου τιμών για τις παραμέτρους του. Τέτοιου είδους δοκιμές παρουσιάστηκαν με το μοντέλο, που αναλύεται εδώ, πλειστάκις στο κεφάλαιο 2. Αν και κάλυπταν ένα πλήθος τεχνολογιών, και όχι μία, αυτό ήταν για λόγους παρουσίασης ευρύτερων αποτελεσμάτων και για λόγους καλλίτερης ανάδειξης κάθε φορά του συγκεκριμένου φαινομένου που αναλύονταν. Επίσης, δυστυχώς, για κάθε τεχνολογία, που το μοντέλου είχε εξαχθεί, δεν υπάρχει το ίδιο πάντα σύνολο μετρήσεων, επιτρέποντας έτσι μόνο σε μία σύνθεση αποτελεσμάτων από διάφορες τεχνολογίες να μπορεί να καλύψει την μέγιστη ποικιλία των μετρήσεων, από στατικές, μέχρι υψηλών συχνοτήτων.

Στην πενταετή διάρκεια της διατριβής, υπήρχε η ευκαιρία να αναμετρηθεί το μοντέλο με μία πληθώρα μοντέρνων SMOS τεχνολογιών, δέκα για την ακρίβεια, επιδεικνύοντας ιδιαίτερα ικανοποιητικά αποτελέσματα κάθε φορά, του επιπέδου που παρουσιάστηκαν ήδη σε αυτή την διατριβή. Οι τεχνολογίες αυτές χαρακτηρίζονται από γεωμετρίες ελάχιστου μήκους καναλιού από 70nm μέχρι 250nm. Η διαδικασία αυτή, από την άλ-

λη, οδήγησε στην εξέλιξη του μοντέλου, την βελτίωση του και στην προέκταση του συνόλου των εξισώσεων του, έτσι ώστε να καλύπτει περισσότερα φαινόμενα, που εμφανίζονται σε μοντέρνες υπομικρομετρικές τεχνολογίες. Η επανάληψη της παρουσίασης ποσοτικών αποτελεσμάτων σε αυτό το σημείο κρίνεται σαν μη αναγκαία.

□

Κεφάλαιο 6

Εξαγωγή

Θέμα της παρούσας διδακτορικής διατριβής είναι η μελέτη της συμπεριφοράς του ΜΟ-SFET και η μοντελοποίηση του. Η μελέτη αυτή έγινε με βάση την θεωρία του επιφανειακού φορτίου [23, 16, 17, 18, 19, 20, 21]. Από την άλλη, η δουλειά αυτή αποτελεί μέρος συνεργασίας με την ομάδα ανάπτυξης του μοντέλου EKV. Μεγάλο μέρος της σχετίζεται με την ολοκλήρωση και προώθηση της τρέχουσας έκδοσης του μοντέλου, που φέρει το όνομα EKV301.01.

Μετά από μία εισαγωγή στις τεχνικές και την διαδικασία της μοντελοποίησης, παρουσιάστηκαν, κατά σειρά, η θεωρητική ανάλυση του μοντέλου, ακολούθως η υλοποίηση του σε λειτουργικό κώδικα, έπειτα η διαδικασία εξαγωγής των παραμέτρων για μία συγκεκριμένη τεχνολογία, και ολοκληρώθηκε η ανάλυση μελετώντας ποιοτικά την συμπεριφορά του μοντέλου. Σημειώνεται ότι, παράλληλα με την θεωρητική ανάπτυξη του μοντέλου, παρουσιάστηκαν αποτελέσματα που επιβεβαιώνουν και την ποσοτικά ορθή συμπεριφορά του. Τελικό αποτέλεσμα όλης αυτής της διαδικασίας είναι η δημιουργία ενός λειτουργικού μοντέλου, στο πλαίσιο ενός προσομοιωτή, που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την σχεδίαση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων με βάση μία συγκεκριμένη μοντέρνα τεχνολογία.

Ένα μοντέλο, όμως, μπορεί, και ίσως οφείλει, να παρέχει περισσότερα στον σχεδιαστή, από ένα μαύρο κουτί που προβλέπει την συμπεριφορά των στοιχείων ενός κυκλώματος στο πλαίσιο ενός πολύπλοκου προσομοιωτή. Ένα μοντέλο οφείλει να αποτελεί χρηστικό εργαλείο σε όλα τα στάδια της σχεδίασης ενός κυκλώματος και γενικότερα της ηλεκτρικής μελέτης και ανάλυσης της συμπεριφοράς ενός στοιχείου. Η σχεδιαστική διαδικασία δεν εκκινεί αναγκαστικά από την ανάλυση ενός πλήρους κυκλώματος, συνυπολογίζοντας όλες τις λεπτομέρειες ενός πραγματικού κυκλώματος, αλλά εκτελώντας μία απλοποιημένη ανάλυση, και θεωρώντας κάποια απλοποιημένα μοντέλα και κάνοντας μερικές αναλύσεις, όχι σε επίπεδο προσομοιωτή, αλλά, ας πούμε, σε επίπεδο χαρτιού και πράξεων με το χέρι. Μία τέτοια ανάλυση μπορεί να οδηγήσει σε σημαντικά συμπεράσματα για την ποιοτική συμπεριφορά ενός κυκλώματος, ενώ δύναται να λειτουργήσει σαν σημείο εκκίνησης της σχεδίασης που θα συνυπολογίζει την όλη λειτουργία μίας τεχνολογίας. Υπό αυτό το πρίσμα, τα μη αναλυτικά μοντέλα δεν μπορούν να φανούν χρήσιμα, ενώ τα αναλυτικά μοντέλα δίνουν την σχετική δυνατότητα.

Συνεπώς ο σχεδιαστής έχει να επωφεληθεί από ένα μοντέλο που μπορεί μέσα σε ένα απλό πλαίσιο εξισώσεων να του παρέχει ένα συνεπές με την θεωρία μοντέλο, που να μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να εκτελεστεί μία πρώτης τάξης ανάλυση του επιθυμημένου κυκλώματος. Η κλασικότερη ανάλυση τέτοιου είδους στηρίζεται στις εξισώσεις του τετραγωνικού νόμου, για την ισχυρή αναστροφή, ή του εκθετικού νόμου για την

ασθενή. Αντίθετα, η μοντελοποίηση που αναπτύχθηκε εδώ, προβλέπει την συμπεριφορά του τρανζίστορ μέσα από ένα ενιαίο σύνολο εξισώσεων, κοινό για όλα τα επίπεδα αναστροφής. Αυτό το χαρακτηριστικό γίνεται, συν τω χρόνω, όλο και μεγαλύτερου βάρους στην κρίση ενός μοντέλου, καθώς η μέτρια και ασθενής αναστροφή, λόγω της διαρκούς απαίτησης για κυκλώματα χαμηλότερης κατανάλωσης και τάσεως λειτουργίας, κινείται όλο και πιο κοντά στο κέντρο του πεδίου ενδιαφέροντος των σχεδιαστών. Ένα μοντέλο που με συνεπή τρόπο καλύπτει τόσο τις ποσοτικές ανάγκες της σχεδίασης, σε επίπεδο ακρίβειας σε σχέση με μετρήσεις, όσο και την ποιοτική και θεωρητική λειτουργία ενός MOSFET, αποτελεί διπλό εργαλείο στην διάθεση του σχεδιαστή.

Από την άλλη, υπογραμμίζεται ότι η μοντελοποίηση που παρουσιάζεται εδώ έχει σαν βάση το μέγεθος του συντελεστή αναστροφής (inversion coefficient). Αυτός ο συντελεστής σχετίζεται, αφενός με το επίπεδο αναστροφής του καναλιού, και αφετέρου με το ρεύμα του καναλιού. Το ρεύμα του καναλιού όμως αποτελεί βασική ηλεκτρική παράμετρο στην σχεδιαστική διαδικασία. Συνεπώς, με την φυσική αυτή βάση ανάλυσης του μοντέλου, δύναται ο σχεδιαστής να εκμεταλλευτεί την ορολογία του, έτσι ώστε να διευκολύνεται στην πρώτη τάξης ανάλυση ενός κυκλώματος. Η συνηθισμένη διαδικασία σχεδίασης βασίζεται στην χρήση των διαστάσεων μήκους και πλάτους του καναλιού του κάθε τρανζίστορ. Με την βοήθεια του συντελεστή αναστροφής, ο οποίος δίδει άμεσα το ρεύμα και το επίπεδο αναστροφής ενός τρανζίστορ, αντικαθίσταται η παράμετρος του πλάτους που δίνει έμμεσα το ρεύμα, και αφήνεται η τελευταία να υπολογιστεί μετά την ολοκλήρωση της μελέτης [31, 147].

Σε ένα δεύτερο επίπεδο, ένα μοντέλο μπορεί να αποτελεί εκπαιδευτικό εργαλείο σχετικά με την μελέτη του MOSFET. Για παράδειγμα, σε μία πρώτη επαφή των νέων σχεδιαστών στην λειτουργία του τρανζίστορ, η ανάλυση μπορεί να γίνει παραθέτοντας, μαζί με την φυσική δομή και λειτουργία της διάταξης, ένα μοντέλο που ποσοτικοποιεί την συμπεριφορά του, σε ένα υπολογιστικά λειτουργικό επίπεδο. Έτσι, μπορεί ο νεοεισαχθέν στην λογική του τρανζίστορ να χρησιμοποιήσει ένα παραπάνω εργαλείο, ανάμεσα από την φυσική ανάλυση και τα αποτελέσματα των πλήρων μοντέλων που μπορεί να εξάγει μέσα από ένα σύνολο προσομοιώσεων, με στόχο την ενιαία αντίληψη του ως προς την λειτουργία της διάταξης. Η μονοσήμαντη, ως προς το επίπεδο αναστροφής του καναλιού, και απλή έκφραση του μοντέλου που μελετήθηκε και παρουσιάστηκε εδώ βοηθάει στην ενοποιημένη και συνεπή ορολογία σε όλα τα πεδία μελέτης και ανάλυσης.

Υπενθυμίζεται σε αυτό το σημείο και η σημασία της ορθής θεμελίωσης, σε επίπεδο φυσικής, ενός μοντέλου. Αυτή η βάση αποδεικνύεται σημαντική σε δύο επίπεδα. Αφενός, ελαχιστοποιεί το πλήθος των παραμέτρων που αναγκαστικά εισάγονται στο μοντέλο, καθώς εκμεταλλεύεται την φυσική θεωρία έτσι ώστε να είναι ευκολότερο να περιγράψει την φυσική συμπεριφορά ενός τρανζίστορ, και, αφετέρου, επιτρέπει στο μοντέλο να προβλέπει φυσικά ορθή συμπεριφορά σε πιο πολύπλοκες και βαθιές πτυχές της συμπεριφοράς της διάταξης. Για παράδειγμα, ο τετραγωνικός κανόνας καλύπτει την περιγραφή του ρεύματος στην ισχυρή αναστροφή αλλά η εμπειρική θεμελίωσή του, δε του επιτρέπει να προβλέψει ορθά την αρμονική παραμόρφωση της τρίτης τάξης. Αντίθετα, η θεωρία του επιφανειακού φορτίου καλύπτει και αυτό το ειδικό κριτήριο. Είναι σημαντικό αυτό το χαρακτηριστικό και για τεχνικές σχεδίασης που δεν έχουν ακόμα δοκιμαστεί και επιβεβαιωθεί πειραματικά. Ένα φυσικά ορθό μοντέλο μπορεί να αποδειχθεί χρήσιμο στην ανίχνευση διαφορετικών τεχνικών από τις πεπατημένες, και συνεπώς να αποτελεί εργαλείο επέκτασης της κυκλωματικής βιβλιοθήκης των σχεδιαστών.

Παράλληλα, ένα ορθό φυσικά μοντέλο μπορεί να συμμετέχει και στην μελέτη δυνατοτήτων εξέλιξης συγκεκριμένων τεχνολογιών. Μελετώντας μικροδιαφορές στο επίπεδο

δο των παραμέτρων μοντέλου μπορεί εκτιμηθεί, σε ένα πρώτο επίπεδο, η λειτουργία μίας εξελιγμένης τεχνολογίας σε συγκεκριμένη κατεύθυνση στο πλαίσιο ενός κυκλώματος, παρέχοντας έτσι μία σειρά επιχειρημάτων στην διαδικασία ανάπτυξης μίας τεχνολογίας επόμενης γενιάς. Φυσικά, αυτή η λειτουργία έχει μόνο ένα υποστηρικτικό χαρακτήρα στην ανάπτυξη των νέων τεχνολογιών. Επιπλέον επιτρέπει την μελέτη, πάλι σε ένα πρώτο επίπεδο, διατάξεων με διαστάσεις μικρότερες από τις δυνατότητες της τρέχουσας τεχνολογίας.

Ολοκληρώνοντας αυτήν την ανάλυση μπορεί να ειπωθεί ότι είναι σημαντική η θεωρία ενός μοντέλου, όχι μόνο σαν ένα εργαλείο σχεδίασης στο πλαίσιο ενός προσομοιωτή, αλλά προεκτείνοντας το σε χρηστικό εργαλείο σε τρεις άξονες, πρώτον, σαν ένα εργαλείο πρώτης τάξης σχεδίασης κυκλωμάτων “επί χάρτου”, δεύτερον σαν μέρος της εκπαιδευτικής διαδικασίας σχετικά με την λειτουργία του MOSFET, και τρίτον, στην ερευνητική δραστηριότητα τόσο σε επίπεδο νέων κυκλωματικών τοπολογιών όσο και επίπεδο τεχνολογιών. Το παρόν μοντέλο προσπαθεί να κινηθεί μέσα σε αυτό το πλαίσιο, και η θεμελίωση του πυρήνα του σε μία συνεπή φυσική θεωρία του επιτρέπει να καλύπτει αυτές τις ανάγκες.

6.1 Μελλοντική εργασία

Το μοντέλο που παρουσιάστηκε εδώ έχει αποδείξει την αξία του συγκρινόμενο με αρκετές μοντέρνες τεχνολογίες, καθώς και δοκιμαζόμενο με την χρήση πληθώρας ποιοτικών δοκιμών. Επιπλέον, το μοντέλο τόσο στην σημερινή του μορφή όσο και παλαιότερες εκδόσεις του, έχουν ήδη χρησιμοποιηθεί για την σχεδίαση και υλοποίηση προϊόντων με μοντέρνες CMOS τεχνολογίες. Όπως έχει άλλωστε ήδη αναφερθεί, στο πλαίσιο αυτής της εργασίας πραγματοποιήθηκε η εξαγωγή παραμέτρων για μία δεκάδα τεχνολογιών, και κάθε φορά αποτέλεσμα ήταν, εν γένει, η εξαγωγή των παραμέτρων που περιγράφουν τις τεχνολογίες αυτές, καθώς και η δημιουργία αυτοτελών εργαλείων που να μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την σχεδίαση με βάση τις συγκεκριμένες τεχνολογίες.

Από την άλλη, στην τρέχουσα φάση, το μοντέλο βρίσκεται σε μία κατάσταση διάδοσης του, και η ενσωμάτωση του σε όλο και περισσότερους και γνωστότερους προσομοιωτές είναι καθ’ οδόν. Η διάδοση του θα επιτρέψει την χρήση του από πολύ περισσότερο κόσμο, παρέχοντας πληροφορίες σε μεγάλο όγκο σχετικά με την λειτουργικότητα του και με ενδεχόμενα προβλήματα που εμφανίζει η χρήση του, σε περιπτώσεις που δεν έχουν ακόμα μελετηθεί. Αυτή η διαδικασία, που θα διευρύνει τον μικρό σχετικά κύκλο χρήσης του μοντέλου, σε ένα πολύ μεγαλύτερο αποτελεί βασικό κριτήριο για την εξέλιξη του μοντέλου και για την δημιουργία των επόμενων εκδόσεων του. Συνεπώς, βασικό βήμα αυτή την στιγμή είναι η, σε κατά το δυνατό μεγαλύτερη κλίμακα, χρήση του μοντέλου, στο πλαίσιο της σχεδίασης και υπό το πρίσμα των βασικών αναγκών του κάθε σχεδιαστή και της διαδικασίας υλοποίησης του κάθε προϊόντος.

Από την άλλη, σημαντική είναι η εξέλιξη των τεχνικών εξαγωγής παραμέτρων του μοντέλου για κάποια συγκεκριμένη τεχνολογία. Η σχετική δουλειά ήδη παρέχει σημαντική καθοδήγηση για την διαδικασία αυτή, αλλά κάθε βήμα προς την αυτοματοποίηση της αποτελεί μία διαρκή ανάγκη του κάθε μοντέλου.

Η σημερινή έκδοση του μοντέλου έχει δοκιμαστεί μελετώντας τεχνολογίες που κινούνται στο εύρος των $70nm$ μέχρι και $250nm$. Σήμερα ήδη έχουν βγει στο προσκήνιο τεχνολογίες μικρότερου ελάχιστου μήκους, στις οποίες διάφορα φαινόμενα εμφανίζουν διαφοροποιημένη συμπεριφορά, και απαιτείται η σχετική προσαρμογή και εξέλιξη των μοντέλων στις νέες αυτές τεχνολογίες. Η μελέτη τέτοιων τεχνολογιών οφείλει να

γίνει με βάση τη τρέχουσα έκδοση του μοντέλου, και οπουδήποτε αποδεικνύεται αυτή ελλιπής στο να περιγράψει την πραγματικότητα, οφείλεται να εφαρμοστούν επεκτάσεις που να παρέχουν σχετικές λύσεις.

Σήμερα υπάρχει μία οικογένεια νέων διατάξεων που, αν και στηρίζονται στην λογική των MOSFET, αποτελούν μία διαφορετική οικογένεια. Σε αυτήν την κατηγορία ανήκουν διατάξεις που μπορούν να χαρακτηριστούν με τον γενικό τίτλο πολυπυλικές (multi-gate). Χαρακτηριστικά υπάρχουν διατάξεις διπυλικές (double-gate), που είναι παρόμοιες με την γνωστή δομή των MOSFET, με την διαφορά ότι επιτρέπουν την επαφή και τον ηλεκτρικό έλεγχο του καναλιού μέσα από δύο ακροδέκτες πύλης, ο ένας αντίκρου του άλλου. Αυτή η διάταξη επιτρέπει έτσι τον καλλίτερο έλεγχο του καναλιού. Επίσης υπάρχουν οι διατάξεις πτερύγια (FinFET), στις οποίες το κανάλι ελέγχεται μέσα από μία επιφάνεια πύλης που σχηματίζει ένα “Π” γύρω από το κανάλι, προσφέροντας έτσι ουσιαστικά τρεις επιφάνειες πύλης στην διάταξη (triple-gate). Τέλος αναφέρονται και οι διατάξεις που ο ακροδέκτης της πύλης βρίσκεται γύρω από το κανάλι και στις τέσσερις διαστάσεις δημιουργώντας μία τετραπλή πύλη (quadraple-gate) ή μία πύλη ολόγυρα (all-around-gate).

Χαρακτηριστικό όλων αυτών των περιπτώσεων είναι ότι απαιτούν μία σημαντικά πιο πολύπλοκη δομή για το τρανζίστορ, και, θα μπορούσε να πει κανείς, μία πιο “τρισιδιάστατη” δομή. Η πολυπλοκότητα αυτή εστιάζεται στην δομή της πύλης και συνεπώς και την δυνατότητα της να επιδράσει στο κανάλι. Στόχος αυτών των τεχνολογιών είναι η δημιουργία μίας διάταξης η οποία θα μπορεί να διαδεχθεί το MOSFET σε τεχνολογίες των επόμενων γενεών. Τα τρανζίστορ MOS εδώ και πολλά χρόνια συνιστούν μία δομή που, με την σμίχρυνση των διαστάσεων τους, και ειδικά του μήκους του καναλιού, έχουν μπορέσει να κινηθούν παράλληλα με τις απαιτήσεις της κάθε εποχής και τις επιταγές βελτίωσης των επιδόσεων της κάθε νέας τεχνολογίας. Σήμερα το ελάχιστο μήκος καναλιού των CMOS τεχνολογιών είναι της τάξης των μερικών δεκάδων νανόμετρων. Ακόμα και σήμερα τα MOSFET παρέχουν μία αξιόπιστη και λειτουργική λύση για τις ανάγκες των κυκλωμάτων. Η προβολή όμως στο μέλλον δείχνει ότι οι τεχνολογίες που θα ζητούν διατάξεις ελάχιστου μήκους την τάξης των λίγων νανόμετρων, δεν θα μπορούν να βασίζονται στην κλασική δομή του MOSFET, καθότι σε αυτές τα φαινόμενα κοντού καναλιού θα είναι τόσο έντονα που θα είναι αδύνατος ο έλεγχος του καναλιού από την πύλη. Υπό αυτό το πρίσμα απαιτείται η δημιουργία δομών που θα επιτρέπουν τον καλλίτερο έλεγχο του καναλιού, μέσα από μία πολύπλευρη επαφή με αυτό. Οι πολυπυλικές διατάξεις έχουν μέχρι τώρα δείξει αξιολογικά αποτελέσματα στον τομέα αυτό, χωρίς να είναι οι μόνες τεχνολογίες που μελετώνται.

Παρά την πιο πολύπλοκη δομή των διατάξεων αυτών, η ορολογία και η τεχνική που ακολουθείται εδώ έχει χώρο και στην μοντελοποίηση αυτών των διατάξεων. Σαν μελλοντικός χώρος εργασίας επιβάλλεται να είναι η εξέλιξη του μοντέλου έτσι ώστε να παρέχει την δυνατότητα περιγραφής και τέτοιων πιο πολύπλοκων πολυπυλικών δομών [148].

□

Παράρτημα Α΄

Ο κώδικας του μοντέλου σε Verilog-A

Στο παράρτημα αυτό παρουσιάζεται ο πλήρης κώδικας του μοντέλου EKV3, έκδοση 301.01, σε γλώσσα Verilog-A, που είναι βασισμένο στην ανάλυση της διατριβής αυτής. Ο κώδικας αποτελείται από δεκαοχτώ αρχεία δομημένα ιεραρχικά. Το βασικό αρχείο ονομάζεται `ekv3.va`. Τα ονόματα όλων των αρχείων εμφανίζονται στον πίνακα Α΄.1 μαζί με ένα μικρό σχόλιο σχετικά με την λειτουργικότητα τους.

όνομα αρχείου	
<code>ekv3.va</code>	βασικό αρχείο περιγραφής του μοντέλου
<code>ekv3_natures.va</code>	δήλωση εντολών κόμβων της γλώσσας (αντί του αρχείου <code>discipline.h</code>)
<code>ekv3_definitions.va</code>	δήλωση βοηθητικών εντολών προεπεξεργασίας
<code>ekv3_def_check.va</code>	έλεγχος δηλώσης εκδοχής του μοντέλου
<code>ekv3_variables.va</code>	δήλωση μεταβλητών του μοντέλου
<code>ekv3_functions_def.va</code>	δήλωση συναρτήσεων του μοντέλου με μορφή εντολών προεπεξεργασίας
<code>ekv3_parameters.va</code>	δήλωση παραμέτρων του μοντέλου
<code>ekv3_edge.va</code>	περιγραφή πλευρικής αγωγής
<code>ekv3_overlap.va</code>	περιγραφή χωρητικότητας επικάλυψης
<code>ekv3_fringing.va</code>	περιγραφή εσωτερικής χωρητικότητας θυσάνωσης
<code>ekv3_gidl.va</code>	περιγραφή ρεύματος διαροής του drain λόγω της τάσης στην πύλη (gate induced drain leakage)
<code>ekv3_gate_current.va</code>	περιγραφή ρευμάτων πύλης (gate current)
<code>ekv3_idb.va</code>	περιγραφή ρεύματος ιονισμού πρόσπτωσης
<code>ekv3_noise.va</code>	περιγραφή θορύβου
<code>ekv3_extrinsic_diodes.va</code>	περιγραφή λειτουργίας εξωτερικών διόδων
<code>ekv3_extrinsic_rc.va</code>	περιγραφή δομής εξωτερικού υποδικτύου αντιστάσεων και πυκνωτών
<code>ekv3_extract_debug.va</code>	εντολές ελέγχου για διόρθωση προβλημάτων
<code>ekv3_all.va</code>	βοηθητικό αρχείο παράλληλης δήλωσης και των πέντε εκδοχών του μοντέλου

Πίνακας Α΄.1: Αρχεία του κώδικα του μοντέλου EKV301.01 σε Verilog-A

Στη παράγραφο 3.3.1, έγινε αναφορά στον κώδικα του μοντέλου, καθώς και σχολιασμός μία απλοποιημένης έκδοσης αυτού. Ακολουθεί, χωρίς ειδικό σχολιασμό, ο πλήρης κώδικας όλων των αρχείων του μοντέλου.

```

1 // **** Verilog-A Code for EKV3 MOSFET MODEL *****
2 //
3 // Title: EKV3 MOSFET Model Verilog-A Code
4 // Authors: Antonios Bazigos, Matthias Bucher, Francois Krummenacher
5 //
6 // Version Date
7 // -----
8 // Current 301.01 November 22, 2007
9 //
10 // Older: 301.00 September 14, 2007
11 //         300.03 August 1, 2007
12 //         300.02 April 23, 2007
13 //         300.01 October 28, 2006
14 //         300.00 March 23, 2005
15 //
16 // *****
17 //
18 // The Verilog-A Code for EKV3 MOSFET Model has been developed in cooperation
19 // among Technical University of Crete (TUC), Chania, Crete, National Technical
20 // University of Athens (NTUA), Athens, Greece and Swiss Federal Institute of
21 // Technology (EPFL), Lausanne, Switzerland.
22 //
23 // Your feedback is most welcome. Please direct inquiries, comments etc. to,
24 //
25 // Prof. Matthias Bucher
26 // Technical University of Crete (TUC)
27 // 73100 Chania, Crete, Greece
28 // phone:+30 28210 37210
29 // fax:+30 28210 37542
30 // bucher@electronics.tuc.gr
31 //
32 // Main contributions:
33 //
34 // Coordination Matthias Bucher, TUC.
35 // Coding, implementation and testing Antonios Bazigos, NTUA, Matthias Bucher, TUC.
36 // Contributions to model formulation and coding Francois Krummenacher, EPFL.
37 // Contributions to model formulation Jean-Michel Sallese, ChristianENZ, EPFL.
38 // Contributions to noise modelling Ananda Roy, ChristianENZ, EPFL.
39 // Contributions to code standardization, Wlodek Grabinski, EPFL.
40 //
41 // This model and its code are confidential property of the EKV model
42 // development team. Its distribution to third-parties is subject to NDA
43 // (non-disclosure agreement) conditions.
44 // The model and its code are made available 'as is', without any warranty
45 // regarding its functionality or fitness of performance.
46 // Any usage of this code supposes that the name of the model, the authors
47 // of the present code and contributors are suitably acknowledged.
48 //
49 // The EKV3 MOSFET model code is continuously being tested, corrected and
50 // extended. Updates to the code may be frequent. Backward compatibility of
51 // code updates is not guaranteed.
52 //
53 // *****
54 //
55 // GENERAL COMMENTS:
56 // -genvar (NQS MODEL) NOT ALWAYS SUPPORTED
57 // -hand-written version of NQS instead of "for" loop; NLS = 5
58 //
59 // Please check the ekv3_updates.txt file for changes between the versions
60 //
61
62 'include "ekv3_include/ekv3_natures.va"
63 'include "ekv3_include/ekv3_definitions.va"
64
65 'ifdef ALL
66 'else
67 //'define DC_S

```

Παράρτημα Α'. Ο κώδικας του μοντέλου σε Verilog-A

```
68 `define DC
69 //`define RF_S
70 //`define RF
71 //`define NQS
72 `endif
73
74 `include "ekv3_include/ekv3_def_check.va"
75
76 `ifdef ALL
77 `ifdef DC_S
78 module ekv3_s (d,g,s,b);
79 `endif
80 `ifdef DC
81 module ekv3 (d,g,s,b);
82 `endif
83 `ifdef RF_S
84 module ekv3_r4 (d,g,s,b);
85 `endif
86 `ifdef RF
87 module ekv3_rf (d,g,s,b);
88 `endif
89 `ifdef NQS
90 module ekv3_nqs (d,g,s,b);
91 `endif
92 `else
93 module ekv3 (d,g,s,b);
94 `endif
95
96 inout d,g,s,b ;
97 `ifdef DC_S
98 electrical d, g, s, b;
99 electrical noi;
100 `endif
101 `ifdef DC
102 electrical d, g, s, b;
103 electrical di, si;
104 electrical noi;
105 `endif
106 `ifdef RF_S
107 electrical d, g, s, b;
108 electrical di, si;
109 electrical gi, bi;
110 electrical noi;
111 `endif
112 `ifdef RF
113 electrical d, g, s, b;
114 electrical di, si;
115 electrical gi, bi;
116 electrical bdi, bsi;
117 electrical noi;
118 `endif
119 `ifdef NQS
120 electrical d, g, s, b;
121 electrical di, si;
122 electrical gi, bi;
123 electrical bdi, bsi;
124 electrical m1, m2, m3, m4;
125 electrical noi;
126 `endif
127
128 `include "ekv3_include/ekv3_variables.va"
129 `include "ekv3_include/ekv3_functions_def.va"
130 `include "ekv3_include/ekv3_parameters.va"
131
132 analog begin
133
134 ///////////////
135 // LEVEL 0 //
136 ///////////////
137
138 //`MODEL
139 begin
140
```

```

141 begin : GENERAL_VALUES
142   NF_M = NF*M;
143   SIGN_NF = SIGN*NF;
144   SIGN_M = SIGN*M;
145   SIGN_NF_M = SIGN*NF_M;
146   QON = (1.0-QOFF);
147   // TYPICAL LENGTHS
148   TSI = 'C_EPSSIL/COX;
149   TOX = 'C_EPSOX/COX;
150   TOX2 = TOX*TOX;
151   LC = sqrt(TSI*XJ); // used in vsat model
152 end // GENERAL_VALUES
153   hdif = HDIF*SCALE;
154   ldif = LDIF*SCALE;
155
156 end
157
158 ///////////////
159 // LEVEL 1 //
160 ///////////////
161
162 // 'INSTANCE
163 begin
164
165   begin : EFFECTIVE_GATE_LENGTH_AND_WIDTH___SCALING
166     l = L*SCALE+XL;
167     WF = W/NF;
168     w = WF*SCALE+XW;
169     Leff = (LL == 0.0) ?
170     l+DL+WDL/w:
171     l+DL+WDL/w-LL*exp(LLN*ln(1.0/l));
172     Weff = w+DW+LDW/l;
173     Leffc = Leff+DLC;
174     Weffc = Weff+DWC;
175
176     Leff = 'MAX(Leff ,1.0e-9);
177     Weff = 'MAX(Weff ,1.0e-9);
178     Leffc = 'MAX(Leffc,1.0e-9);
179     Weffc = 'MAX(Weffc,1.0e-9);
180
181     WeffNF = Weff*NF;
182     WLeff = Weff*Leff;
183   end // EFFECTIVE_GATE_LENGTH_AND_WIDTH___SCALING
184
185   begin : MATCHING
186     awl = 1.0E6/sqrt(WLeff);
187     VTO_a = VTO+AVTO*awl;
188     GAMMA_a = GAMMA+AGAMMA*awl;
189     KP_a = KP*(1.0+AKP*awl);
190   end // MATCHING
191
192   begin : LONG_AND_WIDE_CHANNEL_CORRECTION_AVT_LVT
193     DVTLONG =-AVT*'MAXA(ln(Leff/LVT),0.0,1.0e-2);
194     DVTWIDE =-AVT*'MAXA(ln(Weff/WVT),0.0,1.0e-2);
195     // DVTLONG =-AVT*ln(1.0+Leff/LVT)/UT;
196   end // LONG_AND_WIDE_CHANNEL_CORRECTION_AVT_LVT
197
198   begin : LONG_AND_WIDE_GAMMA
199     DGAMMALONG =-AGAM*'MAXA(ln(Leff/LGAM),0.0,1.0e-2);
200     DGAMMAWIDE =-AGAM*'MAXA(ln(Weff/WGAM),0.0,1.0e-2);
201   end // LONG_AND_WIDE_GAMMA
202
203   begin : NF_DEPENDENCE_ON_THRESHOLD_VOLTAGE
204     DVTNF = NFVTA*log(((NF)-1)*NFVTB+1);
205   end
206
207   begin : WIDTH_SCALING
208     LR_g = LR+WLR/Weff;
209     QLR_g = QLR*(1.0+WQLR/Weff);
210     NLR_g = NLR*(1.0+WNLR/Weff);
211     EO_g = EO*(1.0+WEO/Weff);
212     E1_g = E1*(1.0+WE1/Weff);
213     UCRIT_g = UCRIT*(1.0+WUCRIT/Weff);

```

Παράρτημα Α'. Ο κώδικας του μοντέλου σε Verilog-A

```
214 LAMBDA_g = LAMBDA*(1.0+WLAMBDA/Weff);
215 ETAD_g = ETAD*(1.0+WETAD/Weff);
216 TCV_g = TCV+TCVL/Leff+TCVW/Weff+TCVWL/WLeff;
217 UCXEX_g = UCXEX*(1.0+WUCXEX/Weff);
218 end // WIDTH_SCALING
219
220 begin : LENGTH_SCALING
221   WR_g = WR+LWR/Leff;
222   QWR_g = QWR*(1.0+LQWR/Leff);
223   NWR_g = NWR*(1.0+LNWR/Leff);
224 end
225
226 begin : RSCE
227   Leff_o_LR = Leff/LR_g;
228   if (Leff_o_LR > 6.0) one_lr = 1.0;
229   else one_lr = 1.0-exp(-Leff_o_LR*Leff_o_LR);
230   DVTRSCE = 2.0*QLR_g*one_lr/(COX*Leff_o_LR);
231   GAMMA_RSCE = sqrt(1.0+2.0*NLR_g*one_lr/(COX*Leff_o_LR));
232   DPHIF_RSCE = 'UT(TNOM+273.15)*FLR*ln(1.0+2.0*NLR_g*one_lr/(COX*Leff_o_LR));
233 end // RSCE
234
235 begin : INWE
236   Weff_o_WR = Weff/WR_g;
237   if (Weff_o_WR > 6.0) one_wr = 1.0;
238   else one_wr = 1.0-exp(-Weff_o_WR*Weff_o_WR);
239   DVTINWE = -2.0*QWR_g*one_wr/(COX*Weff_o_WR);
240   GAMMA_INWE = 1.0/sqrt(1.0+2.0*NWR_g*one_wr/(COX*Weff_o_WR));
241 end // INWE
242
243 begin : MOBILITY_LENGTH_SCALING
244   if ((KA == 0.0) && (KB == 0.0)) kpl = 1.0;
245   else
246     kpl = 1.0/(1.0+(KA*LA/Leff)*(1.0-exp(-Leff/LA))+(KB*LB/Leff)*(1.0-exp(-Leff/LB)));
247   end // MOBILITY_LENGTH_SCALING
248
249 begin : MOBILITY_WIDTH_SCALING
250   if (WKP2 == 0.0) kpw = 1.0;
251   else
252     begin
253       kpw = (ln(Weff/WKP1))/WKP3;
254       kpw = 1.0+WKP2*exp(-kpw*kpw);
255     end
256   end // MOBILITY_WIDTH_SCALING
257
258 begin : STI_STRESS
259   if ((SA > 0) && (SB > 0))
260     begin
261       i_sti = 0;
262       if (NF == 1)
263         begin
264           inv_sa051 = 1.0/(SA+0.5*1);
265           inv_sb051 = 1.0/(SB+0.5*1);
266         end
267       else if (NF > 1)
268         begin
269           inv_sa051 = 0.0;
270           inv_sb051 = 0.0;
271           for (i_sti = 0; i_sti < NF; i_sti = i_sti+1)
272             begin
273               inv_sa051 = inv_sa051+1.0/(SA+0.5*1+i_sti*(SD+1));
274               inv_sb051 = inv_sb051+1.0/(SB+0.5*1+i_sti*(SD+1));
275             end
276           inv_sa051 = inv_sa051/NF;
277           inv_sb051 = inv_sb051/NF;
278         end
279       else
280         begin
281           inv_sa051 = 1.0;
282           inv_sb051 = 1.0;
283         end
284
285       inv_saref051 = 1.0/(SAREF+0.5*1);
286       inv_sbref051 = 1.0/(SBREF+0.5*1);
```

```

287
288   tmp1 = exp(-LLODKKP*ln(1));
289   tmpw = exp(-WLODKKP*ln(w+WLOD));
290   KKP_sti = (1.0+LKKP*tmp1+WKKP*tmpw+PKKP*tmp1*tmpw);
291   a_sti = KKP/KKP_sti*(inv_sa051+inv_sb051);
292   aref_sti = KKP/KKP_sti*(inv_saref051+inv_sbref051);
293   kp_sti = (1.0+a_sti)/(1.0+aref_sti);
294   ucrit_sti = (1.0+KUCRIT*a_sti)/(1.0+KUCRIT*aref_sti);
295   tmp1 = exp(-LLODKVTO*ln(1));
296   tmpw = exp(-WLODKVTO*ln(w+WLOD));
297   KVTO_sti = 1.0+LKVTO*tmp1+WKVTO*tmpw+PKVTO*tmp1*tmpw;
298   b_sti = inv_sa051+inv_sb051-inv_saref051-inv_sbref051;
299   DVTSTI = KVTO/KVTO_sti*b_sti;
300   DGAMMASTI = KGAMMA/exp(LODKGAMMA*ln(KVTO_sti))*b_sti;
301   DETADSTI = KETAD/exp(LODKETAD*ln(KVTO_sti))*b_sti;
302   end
303   else
304   begin
305     kp_sti = 1.0;
306     ucrit_sti = 1.0;
307     DVTSTI = 0.0;
308     KKP_sti = 1.0;
309     DGAMMASTI = 0.0;
310     DETADSTI = 0.0;
311     inv_sa051 = 1.0;
312     inv_sb051 = 1.0;
313     inv_saref051 = 1.0;
314     inv_sbref051 = 1.0;
315   end
316 end // STI_STRESS
317
318   VTO_DEV = VTO_a+SIGN*(DVTLONG+DVTWIDE+DVTRSCE+DV TINWE+DVTNF+DVTSTI);
319   GAMMA_DEV = (GAMMA_a+DGAMMALONG+DGAMMAWIDE)*GAMMA_RSCE+GAMMA_INWE+DGAMMASTI;
320   PHIF_DEV = PHIF+DPHIF_RSCE;
321   KP_DEV = KP_a*kpl*kpw*kp_sti;
322   ETAD_DEV = ETAD_g+DETADSTI;
323   UCRIT_DEV = UCRIT_g*ucrit_sti;
324
325 begin : CHARGE_SHARING
326   CHSHL = LETA0+(LETA/Leff)+(LETA2/(Leff*Leff));
327   CHSHW = WETA/Weff;
328   NUV = NO+NCS*3.0*TOX*CHSHL;
329 end // CHARGE_SHARING
330
331 ///////////////
332 // LEVEL 2 //
333 ///////////////
334
335 begin : STANDARD_VALUES
336   UT = $vt;
337   UT2 = UT*UT;
338   UT3 = UT*UT2;
339   sqrtUT = sqrt(UT);
340
341   thermocrasia = $temperature;
342   tnom = TNOM+273.15;
343   dT = thermocrasia-tnom;
344   dT2 = dT*dT;
345   rT = thermocrasia/tnom;
346   lnRT = ln(rT);
347 end // STANDARD_VALUES
348
349 begin : TEMPERATURE_AND_STI
350   if ((SA > 0) && (SB > 0))
351     begin
352       KKP_sti_t = KKP_sti*(1.0+TKKP*(rT-1.0));
353       a_sti_t = KKP/KKP_sti_t*(inv_sa051+inv_sb051);
354       aref_sti_t = KKP/KKP_sti_t*(inv_saref051+inv_sbref051);
355       kp_sti_t = (1.0+a_sti_t)/(1.0+aref_sti_t)/kp_sti;
356     end
357   else
358     begin
359       kp_sti_t = 1.0;

```


Παράρτημα Α'. Ο κώδικας του μοντέλου σε Verilog-A

```

360     end
361 end // TEMPERATURE_AND_STI
362
363 begin : TEMPERATURE
364 // MODEL PARAMETERS
365 VTO_DEV_t = SIGN*(VTO_DEV-TCV_g*dT);
366 KP_DEV_t = KP_DEV*exp(BEX*lnrT)*kp_sti_t;
367 ETA_t = ETA+(TETA*dT);
368 EO_gt = EO_g*exp(TEOEX*lnrT);
369 E1_gt = E1_g*exp(TE1EX*lnrT);
370 UCRIT_DEV_t = UCRIT_DEV*exp(UCEX_g*lnrT);
371 LAMBDA_gt = LAMBDA_g+TLAMBDA*(rT-1.0);
372 IBB_t = IBB*(1.0+IBBT*dT);
373 // PHIF
374 eg_nom = 1.16-(7.02E-4*tnom*tnom)/(tnom+1108.0);
375 eg_thermo = 1.16-(7.02E-4*thermocrasia*thermocrasia)/(thermocrasia+1108);
376 temp_arg_S = exp((eg_nom/'UT(tnom)-eg_thermo/UT+XTIS*lnrT)/NJS);
377 temp_arg_D = exp((eg_nom/'UT(tnom)-eg_thermo/UT+XTID*lnrT)/NJD);
378 temp_arg2 = -UT*3.0*lnrT+(eg_thermo-eg_nom*rT);
379 PHIF_DEV_t = (PHIF_DEV*rT)+(temp_arg2/2.0);
380 end // TEMPERATURE
381
382 ////////////////
383 // LEVEL 3a //
384 ////////////////
385
386 begin : NORMALIZING
387 // PHIF
388 phif = PHIF_DEV_t/UT;
389 sqrtphif = sqrt(phif);
390 // VTO
391 vto = VTO_DEV_t/UT;
392 // GAMMA, GAMMAG
393 gamma_b_dev = GAMMA_DEV/sqrtUT;
394 gamma_b_dev2 = gamma_b_dev*gamma_b_dev;
395 gamma_g = GAMMAG/sqrtUT;
396 gamma_g2 = gamma_g*gamma_g;
397 dpd = (TG != 0) ?
398 gamma_b_dev2/gamma_g2 :
399 0.0;
400 // OVERLAP
401 gamma_ov = GAMMAOV/sqrtUT;
402 gamma_g_ov = GAMMAGOV/sqrtUT;
403 vfb_ov = VFBOV/UT;
404 gamma_ov2 = gamma_ov*gamma_ov;
405 // VSAT
406 ucrit_o_UT = UCRIT_DEV_t/UT;
407 // GATE CURRENT
408 xb = XB/UT;
409 ub = EB*TOX/XB;
410 // VMR VARIABLES
411 ev = UT/(EO_gt*TSI);
412 tmp = E1_gt*TSI;
413 ev1 = UT2/(tmp*tmp);
414 end // NORMALIZING
415
416 ////////////////
417 // LEVEL 3b //
418 ////////////////
419
420 // NQ0
421 nq0 = (TG < 0) ?
422 (1.0/(1.0+(dpd*2.0*'SQRT2*sqrtphif/gamma_b_dev))+gamma_b_dev/(2.0*'SQRT2*sqrtphif)):
423 1.0+(gamma_b_dev/(2.0*'SQRT2*sqrtphif));
424
425 begin : QUANTUM_MECHANIC_EFFECT
426 aqma = AQMA*exp('ONE3RD*(ln(COX*COX/UT)));
427 axetaqm2_3 = aqma*exp('TWO3RDS*ln(ETAQM));
428 inv_dqmip1 = 'ONE3RD*AQMI*exp('TWO3RDS*ln(gamma_b_dev*COX*0.5/(sqrtUT*phif)));
429 inv_dqmip1 = inv_dqmip1*(2.0*ETAQM*nq0*'SQRT2*sqrtphif/gamma_b_dev-1.0);
430 inv_dqmip1 = 1.0/(1.0+inv_dqmip1);
431 dpsio = AQMI*exp('TWO3RDS*ln(gamma_b_dev*COX*'SQRT2*sqrtphif));
432 DPSIO = dpsio*UT;

```

```

433 end // QUANTUM_MECHANIC_EFFECT
434
435 // PHI(PHIF)
436 phi = phif*2.0+ln(4.0*nq0*sqrtphif*SQRT2/gamma_b_dev)+dpsi0;
437 sqrtphi = sqrt(phi);
438 // VBI AND NUL
439 if (VBI == 0.0)
440 begin
441 nul = 3.0;
442 vbi = phi+nul;
443 end
444 else
445 begin
446 vbi = VBI/UT;
447 nul = vbi-phi;
448 end
449 sqrtvbi = sqrt(vbi);
450
451 begin : NORMALIZING_FACTORS_FOR_CHARGES
452 QO = -Weffc*NF*Leffc*COX*UT*inv_dqmip1*(Weff-WEDGE)/Weff;
453 QOOV = WeffNF*LOV*COX*UT*inv_dqmip1;
454 end // NORMALIZING_FACTORS_FOR_CHARGES
455
456 end
457
458 //////////////////////////////////////////////////
459 // LEVEL 3c //
460 //////////////////////////////////////////////////
461
462 // INPUT VOLTAGES
463 `ifdef DC_S
464 VS = V(s ,b ); VD = V(d ,b ); VG = V(g ,b );
465 `endif
466 `ifdef DC
467 VS = V(si ,b ); VD = V(di ,b ); VG = V(g ,b );
468 `endif
469 `ifdef RF_S
470 VS = V(si ,bi ); VD = V(di ,bi ); VG = V(gi ,bi );
471 `endif
472 `ifdef RF
473 VS = V(si ,bi ); VD = V(di ,bi ); VG = V(gi ,bi );
474 `endif
475 `ifdef NQS
476 VS = V(si ,bi ); VD = V(di ,bi ); VG = V(gi ,bi );
477 `endif
478
479 begin : NORMALIZING_INPUT_VOLTAGES
480 if (SIGN*VS > SIGN*VD) d_gt_s_flag = -1;
481 else d_gt_s_flag = 1;
482 vd = SIGN*0.5*((d_gt_s_flag+1)*VD+(1-d_gt_s_flag)*VS)/UT;
483 vs = SIGN*0.5*((d_gt_s_flag+1)*VS+(1-d_gt_s_flag)*VD)/UT;
484 vg = SIGN*VG/UT;
485 end // NORMALIZING_INPUT_VOLTAGES
486
487 begin : EFFECTIVE_GAMMA_DUE_TO_CHARGE_SHARING_POLYDEPLETION
488 chsh_l = CHSHL*TSI;
489 chsh_w = CHSHW*TSI;
490 one_w = 1.0+chsh_w;
491 chsh_a1 = 1-chsh_l*(sqrt('MAXA(vbi+vs,0,UT2))+sqrt('MAXA(vbi+vd,0,UT2)))/gamma_b_dev;
492 chsh_a2 = chsh_a1+chsh_a1-1.0+(chsh_w+chsh_w)*sqrtphi/gamma_b_dev;
493 chsh_a3 = one_w+dpd*chsh_a2;
494 gamma_b_chsh = gamma_b_dev*chsh_a1/one_w;
495 gamma_b_chsh2 = gamma_b_chsh*gamma_b_chsh;
496 gamma_b_eff = gamma_b_dev*chsh_a1/chsh_a3;
497 gamma_b_eff2 = gamma_b_eff*gamma_b_eff;
498 chsh_a10 = 1.0-chsh_l*2.0*sqrt(vbi)/gamma_b_dev;
499 chsh_a20 = chsh_a10+chsh_a10-1.0+(chsh_w+chsh_w)*sqrtphi/gamma_b_dev;
500 chsh_a30 = one_w+dpd*chsh_a20;
501 gamma_b_chsh0 = gamma_b_dev*chsh_a10/one_w;
502 gamma_b_chsh02 = gamma_b_chsh0*gamma_b_chsh0;
503 end // EFFECTIVE_GAMMA_DUE_TO_CHARGE_SHARING_POLYDEPLETION
504
505 begin : FLAT_BAND_VOLTAGE // depending on gamma_b_chsh0

```

Παράρτημα Α'. Ο κώδικας του μοντέλου σε Verilog-A

```
506 tmp_vfb = 1.0-(chsh_l+chsh_l)*sqrtvbi/gamma_b_dev+chsh_w*sqrtphi/gamma_b_dev;
507 vfb = vto-phi*(one_w+dpd*tmp_vfb*tmp_vfb);
508 vfb = vfb - gamma_b_dev*(1.0-(chsh_l+chsh_l)*sqrtvbi/gamma_b_dev)*sqrtphi;
509 end // FLAT_BAND_VOLTAGE
510
511 begin : EFFECTIVE_GATE_VOLTAGE
512 vg_p = vg-vfb;
513 vg_p_chsh = vg_p/one_w;
514 vg_p_chsh_pd = vg_p/chsh_a3;
515 vg_p_chsh_pd0 = vg_p/chsh_a30;
516 end // EFFECTIVE_GATE_VOLTAGE
517
518 begin : PSI_PO___APPROXIMATION_AROUND_PSI_P_EQUALS_ZERO
519 tmp = vg_p_chsh*0.5-3.0*(1.0+gamma_b_chsh*'ONESQRT2);
520 psi_po = tmp+sqrt(tmp*tmp+6.0*vg_p_chsh);
521 tmp = vg_p_chsh*0.5-3.0*(1.0+gamma_b_chsh0*'ONESQRT2);
522 psi_po0 = tmp+sqrt(tmp*tmp+6.0*vg_p_chsh);
523 end // PSI_PO___APPROXIMATION_AROUND_PSI_P_EQUALS_ZERO
524
525 ////////////////////////////////////////////////////////////////////
526 // PINCH-OFF SURFACE POTENTIAL //
527 ////////////////////////////////////////////////////////////////////
528
529 begin : PINCH_OFF_SURFACE_POTENTIAL_VOLTAGE_SLOPE_FACTOR
530 if (vg_p < 0.0)
531 begin
532 tmp = (psi_po-vg_p_chsh)/gamma_b_chsh;
533 psi_p = -ln(1.0-psi_po+tmp*tmp);
534 tmp = (psi_po0-vg_p_chsh)/gamma_b_chsh0;
535 psi_p0 = -ln(1.0-psi_po0+tmp*tmp);
536 end
537 else
538 begin // as polydepletion is formulated into the charge sharing model
539 epsilon = exp(-psi_po);
540 psi_p_tmp = sqrt(vg_p_chsh_pd-1.0+epsilon+gamma_b_eff2*0.25)-gamma_b_eff*0.5;
541 psi_p = psi_p_tmp*psi_p_tmp+1.0-epsilon;
542 epsilon = exp(-psi_po0);
543 psi_p_tmp = sqrt(vg_p_chsh_pd0-1.0+epsilon+gamma_b_chsh02*0.25)-gamma_b_chsh0*0.5;
544 psi_p0 = psi_p_tmp*psi_p_tmp+1.0-epsilon;
545 end
546 sqrt_psi_p = sqrt('MAXA(psi_p ,1.0E-4,1.0E-2));
547 sqrt_psi_p0 = sqrt('MAXA(psi_p0,1.0E-4,1.0E-2));
548
549 // PINCH-OFF VOLTAGE
550 vp = psi_p-phi;
551 // SLOPE FACTOR NV
552 nv = chsh_a3+gamma_b_dev*chsh_a1/(2.0*sqrt_psi_p );
553 end
554
555 begin : DIBL
556 if (ETAD == 0.0)
557 begin
558 deltapsis = 0.0;
559 end
560 else
561 begin
562 l0 = ETAD_DEV*TSI*sqrt(2.0*sqrtphi/gamma_b_dev);
563 v_o_dibl = 4.0+40.0*l0/Leff;
564 v_o_dibl2 = v_o_dibl*v_o_dibl;
565 dv_dibl = 'MINA(vp,'MINA(vs,vd ,v_o_dibl2),v_o_dibl2);
566 tmp = Leff/(l0+l0);
567 if (tmp > 70.0)
568 begin
569 deltapsis = 0.0;
570 end
571 else
572 begin
573 exp_tmp = exp(-tmp);
574 deltapsis = exp_tmp*(2+SIGMAD*tmp*dv_dibl/(2*phi));
575 deltapsis = deltapsis*sqrt((nul+vs-dv_dibl)*(nul+vd-dv_dibl));
576 end
577 end
578 end // DIBL
```

```

579
580 begin : NORMALIZED_FORWARD_CURRENT
581   'QV(qs,(vp+deltapsis-vs))
582   qs2 = qs*qs;
583   if_ = qs2+qs;
584   sif2 = 0.25+if_;
585   sif = sqrt(sif2);
586 end // NORMALIZED_FORWARD_CURRENT
587
588 begin : VELOCITY_SATURATION
589   g_clm = 0.1;
590   e_clm = 2.0/(ucrit_o_UT*Leff);
591   e_clm2 = e_clm*e_clm;
592   e_clmx2 = 2.0*e_clm;
593   e_clmp2 = 2.0+e_clm;
594   e_clmx2xqs = e_clmx2*qs;
595   qsat = e_clmx2*if_/(e_clmp2+e_clmx2xqs+sqrt(e_clmp2*e_clmp2+4.0*e_clmx2xqs));
596   qs_qsat = qs-qsat;
597   qs_qsat2 = qs_qsat*qs_qsat;
598   mdm2 = 2.0-DELTA;
599   e_clmxmdm2_2 = e_clm2*mdm2*mdm2;
600   vdsat_tmp1 = (2.0*qsat+ln(qsat))*(1.0+e_clm*qs_qsat);
601   vdsat_tmp11 = g_clm+e_clm*mdm2*qs_qsat;
602   vdsat_tmp2 = sqrt(1.0+(2.0*e_clmxmdm2_2*qs_qsat2)/vdsat_tmp11+e_clm2*qs_qsat2);
603   vdsat = vp-vdsat_tmp1/vdsat_tmp2;
604   dv_clm = (ACL/DELTA)*(4.0*qsat+DELTA)/(qs+1.0);
605   vdssat = 'MAXA(vdsat-vs,3.0,4.0);
606   vdp_tmp1 = (vd-vs)*sqrt(1.0+4.0*dv_clm/vdssat);
607   vdp_tmp2 = sqrt((vdp_tmp1+vdssat)*(vdp_tmp1+vdssat)+4.0*dv_clm*vdssat);
608   vdp_tmp3 = sqrt((vdp_tmp1-vdssat)*(vdp_tmp1-vdssat)+4.0*dv_clm*vdssat);
609   vdp = 0.5*(vdp_tmp2-vdp_tmp3)+vs;
610 // CHANNEL LENGTH MODULATION MODEL
611   u_clm = 0.5*e_clm*Leff/LC*(vd-vdp);
612   alpha_clm = LC/(Leff-2.0*LC);
613   tmp=ln((alpha_clm+u_clm+sqrt(u_clm*u_clm+2.0*alpha_clm*u_clm+1.0))/(alpha_clm+1.0));
614   delta1 = LAMBDA_gt*LC*tmp;
615 end // VELOCITY_SATURATION
616
617 begin : NORMALIZED_REVERSE_CURRENT
618   'QV(qdp,(vp+deltapsis-vdp))
619   qdp2 = qdp*qdp;
620   irp = qdp2+qdp;
621   sirp2 = 0.25+irp;
622   sirp = sqrt(sirp2);
623 end // NORMALIZED_REVERSE_CURRENT
624
625 // CHARGE CALCULATIONS
626   qsqdp = qs+qdp;
627   qs_qdp = qs-qdp;
628   powqs_qdp2 = qs_qdp*qs_qdp;
629   qsqdp1 = qsqdp+1.0;
630   powqsqdp1_2 = 1.0/(qsqdp1*qsqdp1);
631
632   i = if_-irp;
633
634 // NQ
635   'NQ(nq,psi_p,sqrt_psi_p,qs,qdp,dpd,gamma_b_chsh,gamma_g2)
636
637 begin : CHARGE_MODEL
638 //v_o: psi_p0 instead of psi_p
639   v_o = vg_p_chsh-psi_p0;
640 // QME
641   if (AQMA != 0.0)
642     begin
643       qr1 = 3.0*'ONESQRT2*gamma_b_chsh;
644       if (vg_p < 0.0) qbo = vg_p_chsh-psi_p;
645       else qbo = vg_p_chsh/(1.0+dpd)-psi_p;
646       dpsiv = exp('TWO3RDS*ln(sqrt(0.25*qbo*qbo+4.0*axetaqm2_3*gamma_b_chsh2)-0.5*qbo));
647       dpsiv = dpsiv - exp('TWO3RDS*ln(sqrt(qr1*qr1+4.0*axetaqm2_3*gamma_b_chsh2)-qr1));
648       dpsiv = dpsiv * axetaqm2_3;
649       v_o = v_o+dpsiv;
650     end
651   else

```

Παράρτημα Α'. Ο κώδικας του μοντέλου σε Verilog-A

```
652 begin
653 dpsiv = 0.0;
654 end
655 // QG, QD, QS, QB
656 begin
657 'QX(qS,psi_p,nq,qs,qdp,powqs_qdp2,powqsqdp1_2)
658 'QX(qD,psi_p,nq,qdp,qs,powqs_qdp2,powqsqdp1_2)
659 'QG(qG,psi_p,qs,qdp,powqs_qdp2,powqsqdp1_2,qsqdp1,v_o,gamma_g2)
660 end
661 qI = qS+qD;
662 qB = qG-qI;
663 end // CHARGE_MODEL
664
665 begin : MOBILITY_EFFECTS
666 // COULOMB_SCATTERING
667 beta_coul = THC/((1.0+(nv*ZC*qs))*(1.0+(nv*ZC*qdp)));
668 // VMR: VERTICAL-FIELD MOBILITY REDUCTION
669 nu = (nv*(1.0-ETA_t))-1.0;
670 gpnu = (gamma_b_eff*sqrt_psi_p)+nu;
671 eq = qB+(ETA_t*nv*qI);
672 eq1 = gpnu*gpnu+nu*nu*(1.0+if_+if_+irp+irp);
673 eq1 = eq1-8.0*'ONE3RD*nu*gpnu*(sif2+sif*sirp+sirp2)/(sif+sirp);
674 beta_nom = 1.0+(ev*gamma_b_eff*sqrtphi)+(ev1*gamma_b_eff2*phi);
675 beta_denom = 1.0+(ev*eq)+(ev1*eq1)+beta_coul;
676 beta = KP_DEV_t*beta_nom/beta_denom;
677 // MOBILITY FACTOR DUE TO CLM
678 beta_clm_denom = 1+2*e_clmxmdm2_2*powqs_qdp2/(g_clm+e_clm*mdm2*(qs_qdp));
679 beta_clm_denom = beta_clm_denom+e_clm2*powqs_qdp2;
680 beta_clm_denom = sqrt(beta_clm_denom);
681 beta = beta/beta_clm_denom;
682 end // MOBILITY_EFFECTS
683
684 begin : SPECIFIC_CURRENT
685 i0 = 2.0*nq*UT2*beta*inv_dqmip1;
686 Ispec = i0*WeffNF/(Leff-deltaI)*(Weff-WEDGE)/Weff;
687 end // SPECIFIC_CURRENT
688
689 // DITS
690 begin : DITS
691 if (PDITS == 0.0)
692 begin
693 dits_factor = 1.0;
694 end
695 else
696 begin
697 f_dits = 1.0/(1.0+FPROUT*sqrt(Leff)/(qI+2.0));
698 va_dits = (f_dits/PDITS)*(1.0+(1.0+PDITSL*Leff)*exp(PDITSD*(vd-vs)*UT));
699 vdseff = vdssat-'MAXA(vdssat-(vd-vs)-DDITS, 0.0, 4.0*DDITS*vdssat);
700 dits_factor = (1.0+(vd-vs-vdseff)/va_dits );
701 end
702 end // DITS
703
704 begin : DENORMALISING
705 QS = qS*Q0;
706 QD = qD*Q0;
707 QG =-qG*Q0;
708 QB =-QS-QD-QG;
709 IDS = Ispec*i*dits_factor;
710 end // DENORMALISING
711
712 'include "ekv3_include/ekv3_edge.va"
713 'include "ekv3_include/ekv3_overlap.va"
714 'include "ekv3_include/ekv3_fringing.va"
715 'include "ekv3_include/ekv3_gidl.va"
716 'include "ekv3_include/ekv3_gate_current.va"
717 'include "ekv3_include/ekv3_idb.va"
718 'include "ekv3_include/ekv3_noise.va"
719 'include "ekv3_include/ekv3_extrinsic_diodes.va"
720 'include "ekv3_include/ekv3_extrinsic_rc.va"
721
722 'ifdef DC_S
723 // SERIES RESISTANCE
724 IDS = IDS/(1.0+(rs*Ispec/UT)*qs+(rd*Ispec/UT)*qdp);
```

```

725 // IDS
726 I(d ,s ) <+ SIGN_M*d_gt_s_flag*IDS;
727 // CAPACITANCES
728 I(b ,g ) <+ SIGN_M*ddt(QB)*QON;
729 I(d ,g ) <+ SIGN_M*0.5*((d_gt_s_flag+1)*ddt(QD)+(1-d_gt_s_flag)*ddt(QS))*QON;
730 I(s ,g ) <+ SIGN_M*0.5*((d_gt_s_flag+1)*ddt(QS)+(1-d_gt_s_flag)*ddt(QD))*QON;
731 `endif
732
733 `ifdef DC
734 // IDS
735 I(di,si) <+ SIGN_M*d_gt_s_flag*IDS;
736 // CAPACITANCES
737 I(b ,g ) <+ SIGN_M*ddt(QB)*QON;
738 I(di,g ) <+ SIGN_M*0.5*((d_gt_s_flag+1)*ddt(QD)+(1-d_gt_s_flag)*ddt(QS))*QON;
739 I(si,g ) <+ SIGN_M*0.5*((d_gt_s_flag+1)*ddt(QS)+(1-d_gt_s_flag)*ddt(QD))*QON;
740 `endif
741
742 `ifdef RF_S
743 // IDS
744 I(di,si) <+ SIGN_M*d_gt_s_flag*IDS;
745 // CAPACITANCES
746 I(bi,gi) <+ SIGN_M*ddt(QB)*QON;
747 I(di,gi) <+ SIGN_M*0.5*((d_gt_s_flag+1)*ddt(QD)+(1-d_gt_s_flag)*ddt(QS))*QON;
748 I(si,gi) <+ SIGN_M*0.5*((d_gt_s_flag+1)*ddt(QS)+(1-d_gt_s_flag)*ddt(QD))*QON;
749 `endif
750
751 `ifdef RF
752 // IDS
753 I(di,si) <+ SIGN_M*d_gt_s_flag*IDS;
754 // CAPACITANCES
755 I(bi,gi) <+ SIGN_M*ddt(QB)*QON;
756 I(di,gi) <+ SIGN_M*0.5*((d_gt_s_flag+1)*ddt(QD)+(1-d_gt_s_flag)*ddt(QS))*QON;
757 I(si,gi) <+ SIGN_M*0.5*((d_gt_s_flag+1)*ddt(QS)+(1-d_gt_s_flag)*ddt(QD))*QON;
758 `endif
759
760 `ifdef NQS
761 begin : MOS_FIRST
762 spec_factor = 'NLS;
763 //IV
764 v1 = (d_gt_s_flag == 1) ? SIGN*V(si,bi)/UT: vdp; v2 = SIGN*V(m1,bi)/UT;
765 `QV(q1,(vp+deltapsis-v1)) i1 = q1*q1+q1;
766 `QV(q2,(vp+deltapsis-v2)) i2 = q2*q2+q2;
767 I(m1,si) <+ SIGN_M*Ispec*spec_factor*(i1-i2)*dits_factor;
768 //CV
769 `NQ(nq,psi_p,sqrt_psi_p,q1,q2,dpd,gamma_b_chsh,gamma_g2)
770 q1q2 = q1+q2; q1_q2 = q1-q2; powq1_q22 = q1_q2*q1_q2; q1q2p1 = q1q2+1.0;
771 powq1q2p1_2 = 1.0/(q1q2p1*q1q2p1);
772 `QX(qq1,psi_p,nq,q1,q2,powq1_q22,powq1q2p1_2)
773 `QX(qq2,psi_p,nq,q2,q1,powq1_q22,powq1q2p1_2)
774 `QG(qG,psi_p,q1,q2,powq1_q22,powq1q2p1_2,q1q2p1,v_o,gamma_g2)
775 qB =-qq1-q2+qG;
776 I(bi,gi) <+ SIGN_M*ddt(qB*Q0/spec_factor)*QON;
777 I(m1,gi) <+ SIGN_M*ddt(qq2*Q0/spec_factor)*QON;
778 I(si,gi) <+ SIGN_M*ddt(qq1*Q0/spec_factor)*QON;
779 end
780 begin : MOS_M1
781 spec_factor = 'NLS;
782 //IV
783 v1 = SIGN*V(m1,bi)/UT; v2 = SIGN*V(m2,bi)/UT;
784 `QV(q1,(vp+deltapsis-v1)) i1 = q1*q1+q1;
785 `QV(q2,(vp+deltapsis-v2)) i2 = q2*q2+q2;
786 I(m2,m1) <+ SIGN_M*Ispec*spec_factor*(i1-i2)*dits_factor;
787 //CV
788 `NQ(nq,psi_p,sqrt_psi_p,q1,q2,dpd,gamma_b_chsh,gamma_g2)
789 q1q2 = q1+q2; q1_q2 = q1-q2; powq1_q22 = q1_q2*q1_q2; q1q2p1 = q1q2+1.0;
790 powq1q2p1_2 = 1.0/(q1q2p1*q1q2p1);
791 `QX(qq1,psi_p,nq,q1,q2,powq1_q22,powq1q2p1_2)
792 `QX(qq2,psi_p,nq,q2,q1,powq1_q22,powq1q2p1_2)
793 `QG(qG,psi_p,q1,q2,powq1_q22,powq1q2p1_2,q1q2p1,v_o,gamma_g2)
794 qB =-qq1-q2+qG;
795 I(bi,gi) <+ SIGN_M*ddt(qB*Q0/spec_factor)*QON;
796 I(m2,gi) <+ SIGN_M*ddt(qq2*Q0/spec_factor)*QON;
797 I(m1,gi) <+ SIGN_M*ddt(qq1*Q0/spec_factor)*QON;

```

Παράρτημα Α'. Ο κώδικας του μοντέλου σε Verilog-A

```

798 end
799 begin : MOS_M2
800 spec_factor = 'NLS;
801 //IV
802 v1 = SIGN*V(m2,bi)/UT; v2 = SIGN*V(m3,bi)/UT;
803 'QV(q1,(vp+deltapsis-v1)) i1 = q1*q1+q1;
804 'QV(q2,(vp+deltapsis-v2)) i2 = q2*q2+q2;
805 I(m3,m2) <+ SIGN_M*Ispec*spec_factor*(i1-i2)*dits_factor;
806 //CV
807 'NQ(nq,psi_p,sqrt_psi_p,q1,q2,dpd,gamma_b_chsh,gamma_g2)
808 q1q2 = q1+q2; q1_q2 = q1-q2; powq1_q22 = q1_q2*q1_q2; q1q2p1 = q1q2+1.0;
809 powq1q2p1_2 = 1.0/(q1q2p1*q1q2p1);
810 'QX(qq1,psi_p,nq,q1,q2,powq1_q22,powq1q2p1_2)
811 'QX(qq2,psi_p,nq,q2,q1,powq1_q22,powq1q2p1_2)
812 'QG(qG,psi_p,q1,q2,powq1_q22,powq1q2p1_2,q1q2p1,v_o,gamma_g2)
813 qB =-qq1-qq2+qG;
814 I(bi,gi) <+ SIGN_M*ddt(qB*Q0/spec_factor)*QON;
815 I(m3,gi) <+ SIGN_M*ddt(qq2*Q0/spec_factor)*QON;
816 I(m2,gi) <+ SIGN_M*ddt(qq1*Q0/spec_factor)*QON;
817 end
818 begin : MOS_M3
819 spec_factor = 'NLS;
820 //IV
821 v1 = SIGN*V(m3,bi)/UT; v2 = SIGN*V(m4,bi)/UT;
822 'QV(q1,(vp+deltapsis-v1)) i1 = q1*q1+q1;
823 'QV(q2,(vp+deltapsis-v2)) i2 = q2*q2+q2;
824 I(m4,m3) <+ SIGN_M*Ispec*spec_factor*(i1-i2)*dits_factor;
825 //CV
826 'NQ(nq,psi_p,sqrt_psi_p,q1,q2,dpd,gamma_b_chsh,gamma_g2)
827 q1q2 = q1+q2; q1_q2 = q1-q2; powq1_q22 = q1_q2*q1_q2; q1q2p1 = q1q2+1.0;
828 powq1q2p1_2 = 1.0/(q1q2p1*q1q2p1);
829 'QX(qq1,psi_p,nq,q1,q2,powq1_q22,powq1q2p1_2)
830 'QX(qq2,psi_p,nq,q2,q1,powq1_q22,powq1q2p1_2)
831 'QG(qG,psi_p,q1,q2,powq1_q22,powq1q2p1_2,q1q2p1,v_o,gamma_g2)
832 qB =-qq1-qq2+qG;
833 I(bi,gi) <+ SIGN_M*ddt(qB*Q0/spec_factor)*QON;
834 I(m4,gi) <+ SIGN_M*ddt(qq2*Q0/spec_factor)*QON;
835 I(m3,gi) <+ SIGN_M*ddt(qq1*Q0/spec_factor)*QON;
836 end
837 begin : MOS_LAST
838 spec_factor = 'NLS;
839 //IV
840 v1 = SIGN*V(m4,bi)/UT; v2 = (d_gt_s_flag == 1) ? vdp : SIGN*V(di,bi)/UT;
841 'QV(q1,(vp+deltapsis-v1)) i1 = q1*q1+q1;
842 'QV(q2,(vp+deltapsis-v2)) i2 = q2*q2+q2;
843 I(di,m4) <+ SIGN_M*Ispec*spec_factor*(i1-i2)*dits_factor;
844 //CV
845 'NQ(nq,psi_p,sqrt_psi_p,q1,q2,dpd,gamma_b_chsh,gamma_g2)
846 q1q2 = q1+q2; q1_q2 = q1-q2; powq1_q22 = q1_q2*q1_q2; q1q2p1 = q1q2+1.0;
847 powq1q2p1_2 = 1.0/(q1q2p1*q1q2p1);
848 'QX(qq1,psi_p,nq,q1,q2,powq1_q22,powq1q2p1_2)
849 'QX(qq2,psi_p,nq,q2,q1,powq1_q22,powq1q2p1_2)
850 'QG(qG,psi_p,q1,q2,powq1_q22,powq1q2p1_2,q1q2p1,v_o,gamma_g2)
851 qB =-qq1-qq2+qG;
852 I(bi,gi) <+ SIGN_M*ddt(qB*Q0/spec_factor)*QON;
853 I(di,gi) <+ SIGN_M*ddt(qq2*Q0/spec_factor)*QON;
854 I(m4,gi) <+ SIGN_M*ddt(qq1*Q0/spec_factor)*QON;
855 end
856 'endif
857
858 //'include "ekv3_include/ekv3_extract_debug.va"
859 end
860 endmodule

```

ekv3.va

```

1 'ifdef NATURES_INCLUDE
2 'else
3 //'define CURRENT_ABSTOL 1E-15
4 //'define CHARGE_ABSTOL 1E-17
5 //'define VOLTAGE_ABSTOL 1E-09
6

```

Παράρτημα Α'. Ο κώδικας του μοντέλου σε Verilog-A

```
7 //include "discipline.h" // The following lines are part of the discipline.(h/vams) file.
8 // // Here they are written directly for portability purposes
9
10 nature Current
11     units = "A";
12     access = I;
13     idt_nature = Charge;
14 #ifdef CURRENT_ABSTOL
15     abstol = 'CURRENT_ABSTOL;
16 #else
17     abstol = 1E-12;
18 #endif
19 endnature
20
21 nature Charge
22     units = "coul";
23     access = Q;
24     ddt_nature = Current;
25 #ifdef CHARGE_ABSTOL
26     abstol = 'CHARGE_ABSTOL;
27 #else
28     abstol = 1E-14;
29 #endif
30 endnature
31
32 nature Voltage
33     units = "V";
34     access = V;
35     idt_nature = Flux;
36 #ifdef VOLTAGE_ABSTOL
37     abstol = 'VOLTAGE_ABSTOL;
38 #else
39     abstol = 1E-6;
40 #endif
41 endnature
42
43 nature Flux
44     units = "Wb";
45     access = Phi;
46     ddt_nature = Voltage;
47 #ifdef FLUX_ABSTOL
48     abstol = 'FLUX_ABSTOL;
49 #else
50     abstol = 1E-9;
51 #endif
52 endnature
53
54 discipline electrical
55     potential Voltage;
56     flow Current;
57 enddiscipline
58
59 discipline voltage
60     potential Voltage;
61 enddiscipline
62
63 discipline current
64     potential Current;
65 enddiscipline
66 // END: discipline.h
67 #define NATURES_INCLUDE
68
69 #endif
70
----- ekv3_natures.va -----
----- ekv3_definitions.va -----
1 #ifdef DEFINITIONS_INCLUDE
2 #else
3
4 // CONSTANTS
5 #define C_EPSSIL (1.03594314E-10)
```



```

35             'undef DC_S
36         'endif
37     'else
38         'ifdef DC
39             'ifdef DC_S
40                 'undef DC_S
41             'endif
42         'else
43             'ifdef DC_S
44                 'else
45                     'define DC_S
46                 'endif
47             'endif
48         'endif
49     'endif
50 'endif
51
----- ekv3_def_check.va -----

```

```

----- ekv3_variables.va -----
1  //////////////////////////////////////////////////
2  // VARIABLES //
3  //////////////////////////////////////////////////
4
5  // ekv3.va
6  real NF_M, SIGN_NF, SIGN_M, SIGN_NF_M, TSI, TOX, TOX2, LC, QON, hdif, ldif;
7  real l, WF, w, Leff, Weff, Leffc, Weffc, WeffNF, WLeff, awl, VTO_a, GAMMA_a;
8  real KP_a, DVTLONG, DVTWIDE, DVTNF, DGAMMALONG, DGAMMAWIDE, LR_g, QLR_g, NLR_g;
9  real EO_g, E1_g, UCRIT_g, LAMBDA_g, ETAD_g, TCV_g, UCEX_g, WR_g, QWR_g, NWR_g;
10 real DVTRSCE, GAMMA_RSCE, DPHIF_RSCE, DVTINWE, GAMMA_INWE, kpl, kpw, VTO_DEV;
11 real GAMMA_DEV, PHIF_DEV, KP_DEV, UCRIT_DEV, ETAD_DEV, CHSHL, CHSHW, NUV, UT;
12 real UT2, UT3, sqrtUT, thermocrasia, tnom, dT, dT2, rT, lnrT, VTO_DEV_t;
13 real KP_DEV_t, ETA_t, EO_gt, E1_gt, UCRIT_DEV_t, LAMBDA_gt, IBB_t, eg_nom;
14 real eg_thermo, temp_arg_S, temp_arg_D, temp_arg2, PHIF_DEV_t, phif, sqrtphif;
15 real vto, gamma_b_dev, gamma_b_dev2, gamma_g, gamma_g2, dpd, gamma_ov;
16 real gamma_g_ov, vfb_ov, gamma_ov2, ucrit_o_UT, xb, ub, ev, tmp, ev1, nq0;
17 real aqma, axetaqm2_3, inv_dqmip1, dpsio, DPSIO, phi, sqrtphi, nul, vbi, sqrtvbi;
18 real chsh_l, chsh_w, one_w, vfb, Q0, Q0OV, VS, VD, VG, d_gt_s_flag, vd, vs;
19 real vg, chsh_a1, chsh_a2, chsh_a3, gamma_b_chsh, gamma_b_chsh2, gamma_b_eff;
20 real gamma_b_eff2, vg_p, vg_p_chsh, vg_p_chsh_pd, psi_po, psi_p, sqrt_psi_p, vp;
21 real nv, deltapis, qs, qs2, if_, sif2, sif, g_clm, e_clm, e_clm2, mdm2;
22 real e_clmxmdm2_2, vdsat, vdssat, vdp, deltal, qdp, qdp2, irp, sirp2, sirp;
23 real qsqdp, qs_qdp, powqs_qdp2, qsqdp1, powqsqdp1_2, i, nq, v_o, qr1, qbo;
24 real dpsiv, qS, qD, qG, qI, qB, beta_coul, nu, gpnu, eq, eq1, beta_nom;
25 real beta_denom, beta, beta_clm_denom, io, Ispec, dits_factor, QS, QD, QG;
26 real QB, IDS, IDB, Leff_o_LR, one_lr, Weff_o_WR, one_wr, tmp_vfb, epsilon;
27 real psi_p_tmp, l0, v_o_dibl, v_o_dibl2, dv_dibl, exp_tmp, vv, z1, z2, ln_z1;
28 real e_clmx2, e_clmp2, e_clmx2xqs, qsat, qs_qsat, qs_qsat2, vdsat_tmp1;
29 real vdsat_tmp11, vdsat_tmp2, dv_clm, vdp_tmp1, vdp_tmp2, vdp_tmp3, u_clm;
30 real alpha_clm, f_dits, va_dits, vdseff, psi_p0, psi_po0, sqrt_psi_p0, chsh_a10;
31 real chsh_a20, chsh_a30, gamma_b_chsh0, gamma_b_chsh02, vg_p_chsh_pd0, psi_sa_tmp;
32 real sqrt_psi_sa, z0, zk, v1_qg, v2_qg, k1, k2, k12, k12_2, k12_3, i_sti;
33 real inv_sa05l, inv_sb05l, inv_saref05l, inv_sbref05l, tmpl, tmpw, KKP_sti;
34 real a_sti, aref_sti, kp_sti, ucrit_sti, KVTO_sti, b_sti, KKP_sti_t, a_sti_t;
35 real aref_sti_t, kp_sti_t, DVTSTI, DGAMMASTI, DETADSTI;
36
37 'ifdef NQS
38 real v1, v2, q1, q2, i1, i2, qq1, qq2, q1q2, q1_q2, powq1_q22, q1q2p1;
39 real powq1q2p1_2, spec_factor;
40 'endif
41
42 // ekv3_edge.va
43 real Ispec_edge, Q0_edge, dgamma_edge, dphi_edge, dvp_edge, qs_edge, qdp_edge;
44 real ids_edge, IDS_edge, psi_p_edge, sqrt_psi_p_edge, nq_edge, qsqdp_edge;
45 real qs_qdp_edge, powqs_qdp2_edge, qsqdp1_edge, powqsqdp1_2_edge, qS_edge;
46 real qD_edge, qG_edge, qI_edge, qB_edge, QS_edge, QD_edge, QG_edge, QB_edge;
47 real gamma_b_chsh_edge;
48
49 // ekv3_overlap.va
50 real QSOV, QDOV, vgsov_p, gamma_dep_sov, gamma_acc_sov, v0_sov, a0_sov, a1_sov;
51 real a2_sov, a3_sov, v1_sov, dpsigs0, gamma_dep2_sov, a4_sov, v2_sov, dpsigs;
52 real v2b_sov, v3_sov, dpsiox_s, vgdov_p, gamma_dep_dov, gamma_acc_dov, v0_dov;

```

Παράρτημα Α'. Ο κώδικας του μοντέλου σε Verilog-A

```
53 real a0_dov, a1_dov, a2_dov, a3_dov, v1_dov, dpsigd0, gamma_dep2_dov, a4_dov;
54 real v2_dov, dpsigd, v2b_dov, v3_dov, dpsiox_d;
55
56 // ekv3_fringing.va
57 real QSFR, QDFR;
58
59 // ekv3_gidl.va
60 real vgse, vgde, tmp1, tmp2, IGIDL, IGISL;
61
62 // ekv3_gate_current.va
63 real v1_ig, v2_ig, psi_ox, d_psi_dq, psi_x, s1_px, p_tun, igo, nigr, nigs;
64 real nigd, dq_dksi, a_gc, b_gc, psi_oxr_ov_s, psi_xr_ov_s, p_tun_sov;
65 real psi_oxr_ov_d, psi_xr_ov_d, p_tun_dov, IGB, IG, IGD, IGS, IGDOV, IGSOV;
66
67 // ekv3_noise.va
68 real xf, xr, OMEGA, j, omegaspec, snidid, snigig, snibib, snigid, c_igid;
69 real gn, thermal, gmg, flicker, snspect, noise_ds1, noise_ds2, noise_g;
70 real noise_b, sig_shot, sig_flicker;
71
72 // ekv3_extrinsic_diodes.va
73 real as, ad, ps, pd, v_di_b, is_d, arg_d, f_breakdown_d, idb_tun, v_si_b;
74 real is_s, arg_s, f_breakdown_s, isb_tun, csb_d, cssw_d, csswg_d, csb_s;
75 real cssw_s, csswg_s, jss_t, jssws_t, jsswgs_t, pbs_t, pbsws_t, pbswgs_t, cjs_t;
76 real cjsws_t, cjswgs_t, njtss_t, njtssws_t, njtsswgs_t, jtss_t, jtssws_t;
77 real jtsswgs_t, jsd_t, jsswd_t, jsswg_d_t, pbd_t, pbswd_t, pbswg_d_t, cjd_t;
78 real cjswd_t, cjswg_d_t, jtsd_t, jtsswd_t, jtsswg_d_t, njtsd_t, njtsswd_t;
79 real njtsswg_d_t;
80
81 // ekv3_extrinsic_rc.va
82 real rs, rd, rg, rb, rdsb, rsb, rdb, IDBJ, ISBJ, QDBJ, QSBJ;
83
84 // ekv3_idb.va
85 real v_ib;
86
87 // ekv3_extract_debug.va
88 //real debug_ 'ATTR(ask="yes");
89 //integer file;
```

_____ ekv3_variables.va _____

Sto par'arthma aut'o parousi'azetai

```
_____ ekv3_functions_def.va _____
1  'ifdef FUNCTIONS_INCLUDE
2  'else
3
4  'define QV(q,v) \
5  begin \
6  vv = v / NUV; \
7  if (vv > -0.6) \
8  begin\
9  z1 = 0.25 * (vv - 1.4 + sqrt(vv * (vv - 0.394036) + 9.662671));\
10 z2 = (vv - (2.0 * z1 + ln(z1))) / (2.0 * z1 + 1.0);\
11 q = z1 * (1.0 + z2 * (1.0 + 0.070 * z2)) * NUV; \
12 end\
13 else\
14 begin\
15 ln_z1_ = 0.5 * (vv - 0.201491 - sqrt(vv * (vv - 0.402982) + 2.446562));\
16 z1 = exp(ln_z1_); \
17 z2 = (vv - (2.0 * z1 + ln_z1_)) / (2.0 * z1 + 1.0);\
18 q = z1 * (1.0 + z2 * (1.0 + 0.483 * z2)) * NUV; \
19 end\
20 end
21
22 'define NQ(nq,psi_p,sqrt_psi_p,qs,qd,dpd,gamma_b,gamma_g2) \
23 begin \
24 psi_sa_tmp = psi_p - qs - qd;\
25 sqrt_psi_sa = sqrt('MAXA(psi_sa_tmp,1.0e-4,1.0E-2)); \
26 if (TG < 0) \
27 begin\
28 z0 = 1.0 + dpd + gamma_b / (sqrt_psi_p + sqrt_psi_sa);\
29 zk = 0.5 + dpd * sqrt_psi_sa / gamma_b; \
30 nq = z0 / (zk + sqrt(zk * zk + z0 * (qs + qd) / gamma_g2));\
31 end\
32 else\
```

Παράρτημα Α'. Ο κώδικας του μοντέλου σε Verilog-A

```

33   nq   = 1.0 + gamma_b / (sqrt_psi_p + sqrt_psi_sa); \
34   end
35
36   'define QX(qx,psi_p,nq,qs,qd,powqs_qd2,powqsqd1_2) \
37   begin \
38     if (psi_p > 2.0) qx=inv_dqmip1*nq*'ONE3RD*(qs+qd+qs+0.5*(1+0.8*qs+1.2*qd)*powqs_qd2*powqsqd1_2);\
39     else qx = 0.0;\
40   end
41
42   'define QG(qG,psi_p,qs,qd,powqs_qd2,powqsqd1_2,qsqd1,v_o,gamma_g2) \
43   begin \
44     if (psi_p > 2.0) \
45       begin \
46         if (TG < 0) \
47           begin \
48             v1_qg = v_o + 2.0 * qs * inv_dqmip1; \
49             v2_qg = v_o + 2.0 * qd * inv_dqmip1; \
50             k1 = sqrt(0.25 + v1_qg / gamma_g2); \
51             k2 = sqrt(0.25 + v2_qg / gamma_g2); \
52             k12 = k1 + k2; \
53             k12_2 = k12 * k12; \
54             k12_3 = k12_2 * k12; \
55             qG = v1_qg/(1+2*k1)+v2_qg/(1+2*k2);
56             qG = qG + inv_dqmip1*'ONE3RD*(powqs_qd2/k12_3)*(0.8*(k12_2+k1*k2)/qsqd1+2/gamma_g2);\
57           end \
58         else \
59           qG = v_o + qs + qd + inv_dqmip1 * 'ONE3RD * powqs_qd2 / qsqd1;\
60         end \
61       else if (psi_p > 0.0) \
62         qG = (TG<0) ? v_o / (0.5 + sqrt(0.25 + v_o / gamma_g2)) : v_o;\
63       else \
64         qG = (TG>0) ? v_o / (0.5 + sqrt(0.25 - v_o / gamma_g2)) : v_o;\
65     end
66
67   'define FUNCTIONS_INCLUDE
68   'endif

```

ekv3_functions_def.va

```

1 ///////////////////////////////////////////////////////////////////
2 // INSTANCE PARAMETERS //
3 ///////////////////////////////////////////////////////////////////
4
5 parameter real L = 10.0E-06 from (1.0E-9:inf) 'ATTR(type="instance" info="GATE'S LENGTH");
6 parameter real W = 10.0E-06 from (1.0E-9:inf) 'ATTR(type="instance" info="GATE'S WIDTH");
7 parameter real NF = 1 from [1:inf) 'ATTR(type="instance" info="NUMBER OF FINGERS");
8 parameter real M = 1 from [1:inf) 'ATTR(type="instance" info="NUMBER OF DEVICES IN PARALLEL");
9 parameter real AD = 0.0 from [0.0:inf) 'ATTR(type="instance" info="DRAIN'S AREA");
10 parameter real AS = 0.0 from [0.0:inf) 'ATTR(type="instance" info="SOURCE'S AREA");
11 parameter real PD = 0.0 from [0.0:inf) 'ATTR(type="instance" info="DRAIN'S PERIMETER");
12 parameter real PS = 0.0 from [0.0:inf) 'ATTR(type="instance" info="SOURCE'S PERIMETER");
13
14 parameter real SA = 0.0 'ATTR(type="instance" info="STI PARAMETER; DISTANCE FROM STI");
15 parameter real SB = 0.0 'ATTR(type="instance" info="STI PARAMETER; DISTANCE FROM STI");
16 parameter real SD = 0.0 'ATTR(type="instance" info="STI PARAMETER; DISTANCE BETWEEN GATES");
17
18 ///////////////////////////////////////////////////////////////////
19 // FLAGS AND SETUP PARAMETERS //
20 ///////////////////////////////////////////////////////////////////
21
22 parameter real SIGN = 1 from [-1:1] 'ATTR(info="SIGN = 1 FOR NMOS; SIGN = -1 FOR PMOS");
23 parameter real TG = -1 from [-1:1] 'ATTR(info="TYPE OF GATE: -1 ENHANCEMENT; 1 DEPLETION");
24 parameter real TNOM = 27.0 from [-273.15:inf);
25 parameter real SCALE = 1.0 from (0.0:inf);
26 parameter real QOFF = 0.0;
27 parameter real XL = 0.0 from (-inf:inf);
28 parameter real XW = 0.0 from (-inf:inf);
29 parameter real NQS_NOI = 1.0;
30 parameter real TH_NOI = 0.0;
31
32 // MATCHING
33

```

ekv3_parameters.va

Παράρτημα Α'. Ο κώδικας του μοντέλου σε Verilog-A

```
34 parameter real AVTO = 0.0 'ATTR(type="instance" info="MATCHING PARAMETER FOR THRESHOLD VOLTAGE");
35 parameter real AGAMMA = 0.0 'ATTR(type="instance" info="MATCHING PARAMETER FOR BODY FACTOR");
36 parameter real AKP = 0.0 'ATTR(type="instance" info="MATCHING PARAMETER FOR MOBILITY");
37
38 ////////////////////////////////////////////////////
39 // MODEL PARAMETERS //
40 ////////////////////////////////////////////////////
41
42 // OXIDE, SUBSTRATE AND GATE DOPING RELATED PARAMETERS (7(8))
43
44 parameter real COX = 0.012 from (0.0:inf);
45 parameter real XJ = 20.0E-09 from (0.0:inf);
46 parameter real VTO = 0.3 from (-inf:inf) 'ATTR(info="THRESHOLD VOLTAGE");
47 parameter real PHIF = 0.45 from [0.1:inf) 'ATTR(info="FERMI BULK POTENTIAL");
48 parameter real GAMMA = 0.3 from (0.0:inf);
49 parameter real GAMMAG = 4.1 from (0.0:inf);
50 parameter real NO = 1.0;
51 parameter real VBI = 0.0;
52 //parameter real VBI = (PHIF + PHIF + 5.0 * $vt);
53
54 // QUANTUM EFFECTS (3)
55
56 parameter real AQMA = 0.5;
57 parameter real AQMI = 0.4;
58 parameter real ETAQM = 0.75;
59
60 // VERTICAL FIELD MOBILITY EFFECTS PARAMETERS (4)
61
62 parameter real KP = 500.0E-06 from [0.0:inf);
63 parameter real EO = 1.0E+10 from (0.0:inf);
64 parameter real E1 = 3.1E+08 from (0.0:inf);
65 parameter real ETA = 0.5 from [0.0:inf);
66
67 // COULOMB SCATTERING (2)
68
69 parameter real ZC = 1.0E-6;
70 parameter real THC = 0.0;
71
72 // MOBILITY RELATED GEOMETRICAL PARAMETERS (7)
73
74 parameter real LA = 1.0;
75 parameter real LB = 1.0;
76 parameter real KA = 0.0;
77 parameter real KB = 0.0;
78 parameter real WKP1 = 1.0E-6;
79 parameter real WKP2 = 0.0;
80 parameter real WKP3 = 1.0;
81
82 // GEOMETRICAL PARAMETERS (8)
83
84 parameter real DL = -10.0E-9 from (-inf:inf);
85 parameter real DLC = 0.0 from (-inf:inf);
86 parameter real DW = -10.0E-9 from (-inf:inf);
87 parameter real DWC = 0.0 from (-inf:inf);
88 parameter real LDW = 0.0;
89 parameter real WDL = 0.0;
90 parameter real LL = 0.0;
91 parameter real LLN = 1.0;
92
93 // LONG AN DWIDE CHANNEL VTO AND GAMMA CORRECTION (6)
94
95 parameter real AVT = 0.0;
96 parameter real LVT = 1.0;
97 parameter real WVT = 1.0;
98 parameter real AGAM = 0.0;
99 parameter real LGAM = 1.0;
100 parameter real WGAM = 1.0;
101 parameter real NFVTA = 0.0;
102 parameter real NFVTB = 10000.0;
103
104
105 // VELOCITY SATURATION & CLM RELATED PARAMETERS (3)
106
```

```

107 parameter real UCRIT = 5.0E+06 from (0.0:inf);
108 parameter real LAMBDA = 0.5 from [0.0:inf];
109 parameter real DELTA = 2.0 from [1.0:2.0];
110 parameter real ACLM = 0.83;
111
112 // REVERSE SHORT CHANNEL EFFECT (4)
113
114 parameter real LR = 50.0E-09 from (0.0:inf);
115 parameter real QLR = 0.5E-3 from (-inf:inf);
116 parameter real NLR = 10.0E-3 from (-inf:inf);
117 parameter real FLR = 0.0;
118
119 // CHARGE SHARING EFFECT (5)
120
121 parameter real LETAO = 0.0 from (-inf:inf);
122 parameter real LETA = 500.0E-3 from [0.0:inf];
123 parameter real LETA2 = 0.0;
124 parameter real WETA = 200.0E-3 from [0.0:inf];
125 parameter real NCS = 1.0;
126
127 // DRAIN INDUCED BARRIER LOWERING (2)
128
129 parameter real ETAD = 1.0 from [0.0:inf];
130 parameter real SIGMAD = 1.0;
131
132 // INVERSE NARROW WIDTH EFFECT (3)
133
134 parameter real WR = 90.0E-09 from (0.0:inf);
135 parameter real QWR = 0.3E-3 from (-inf:inf);
136 parameter real NWR = 5.0E-3 from (-inf:inf);
137
138 // DITS (5)
139
140 parameter real FPROUT = 1.0E6;
141 parameter real PDITS = 0.0;
142 parameter real PDITSL = 0.0;
143 parameter real PDITSD = 1.0;
144 parameter real DDITS = 0.3;
145
146 // IMPACT IONIZATION CURRENT (3)
147
148 parameter real IBA = 000.0E+06 from [0.0:inf];
149 parameter real IBB = 300.0E+06 from [0.0:inf];
150 parameter real IBN = 1.0 from [0.0:inf];
151
152 // GATE CURRENT (4)
153
154 parameter real XB = 3.1 from (0.0:inf);
155 parameter real EB = 29.0E+09 from (0.0:inf);
156 parameter real KG = 00.0E-6 from [0.0:inf];
157 parameter real LOVIG = 20.0E-9 from [0.0:inf];
158
159 // GIDL - GISL (4)
160
161 parameter real AGIDL = 0.0;
162 parameter real BGIDL = 2.3E+09;
163 parameter real CGIDL = 0.5;
164 parameter real EGIDL = 0.8;
165
166 // FLICKER NOISE PARAMETERS (4)
167
168 parameter real KF = 0.0 from [0.0:inf];
169 parameter real AF = 1.0 from [0.0:inf];
170 parameter real EF = 2.0 from [0.0:inf];
171 parameter real KGFN = 0.0 from [0.0:inf];
172
173 // LENGTH SCALING PARAMETERS (3)
174
175 parameter real LQWR = 0.0;
176 parameter real LNWR = 0.0;
177 parameter real LWR = 0.0;
178 parameter real LDPHIEDGE = 0.0;
179

```

Παράρτημα Α'. Ο κώδικας του μοντέλου σε Verilog-A

```
180
181 // WIDTH SCALING PARAMETERS (11)
182
183 parameter real WQLR = 0.0;
184 parameter real WNLR = 0.0;
185 parameter real WLR = 0.0;
186 parameter real WUCRIT = 0.0;
187 parameter real WLAMBDA = 0.0;
188 parameter real WETAD = 0.0;
189 parameter real WEO = 0.0;
190 parameter real WE1 = 0.0;
191 parameter real WRLX = 0.0;
192 parameter real WUCEX = 0.0;
193 parameter real WDPHIEDGE = 0.0;
194
195 // COMBINED SCALING PARAMETERS (2)
196
197 parameter real WLDPHIEDGE = 0.0;
198 parameter real WLDGAMMAEDGE = 0.0;
199
200 // EDGE DEVICE (3)
201
202 parameter real WEDGE = 0.0;
203 parameter real DGAMMAEDGE = 0.0;
204 parameter real DPHIEDGE = 0.0;
205
206 // STI STRESS EFFECT (13)
207
208 parameter real SAREF = 0.0;
209 parameter real SBREF = 0.0;
210 parameter real WLOD = 0.0;
211 parameter real KKP = 0.0;
212 parameter real LKKP = 0.0;
213 parameter real WKKP = 0.0;
214 parameter real PKKP = 0.0;
215 parameter real TKKP = 0.0;
216 parameter real LLODKKP = 1.0;
217 parameter real WLODKKP = 1.0;
218 parameter real KVTO = 0.0;
219 parameter real LKVTO = 0.0;
220 parameter real WKVTO = 0.0;
221 parameter real PKVTO = 0.0;
222 parameter real LLODKVTO = 1.0;
223 parameter real WLODKVTO = 1.0;
224 parameter real KGAMMA = 0.0;
225 parameter real LODKGAMMA = 1.0;
226 parameter real KETAD = 0.0;
227 parameter real LODKETAD = 1.0;
228 parameter real KUCRIT = 0.0;
229
230
231
232 ////////////////////////////////////////////////////
233 // TEMPERATURE PARAMETERS (8) //
234 ////////////////////////////////////////////////////
235
236 parameter real TETA = -0.9E-3 from (-inf:inf);
237 parameter real TLAMBDA = 0.0 from (-inf:inf);
238 parameter real TCV = 600.0E-6 from (-inf:inf);
239 parameter real BEX = -1.5 from (-inf:inf);
240 parameter real UCEX = 1.5 from (-inf:inf);
241 parameter real TEOEX = 0.5 from (-inf:inf);
242 parameter real TE1EX = 0.5 from (-inf:inf);
243 parameter real IBBT = 800.0E-6 from (-inf:inf);
244
245 // TEMPERATURE AND GEOMETRY SCALING (3)
246
247 parameter real TCVL = 0.0;
248 parameter real TCVW = 0.0;
249 parameter real TCVWL = 0.0;
250
251 ////////////////////////////////////////////////////
252 // EXTRINSIC PART //
```

```

253 //////////////////////////////////////////////////
254
255 // OVERLAP CAPACITANCES (8)
256
257 parameter real GAMMAOV = 1.6 from (0.0:inf);
258 parameter real GAMMAGOV= 10.0 from (0.0:inf);
259 parameter real VFBOV = 0.0 from (-inf:inf);
260 parameter real LOV = 20.0E-9 from [0.0:inf];
261 parameter real VOV = 1.0 from [0.0:2.0];
262 parameter real CGSO = 0.0;
263 parameter real CGDO = 0.0;
264 parameter real CGBO = 0.0;
265
266 // FRINGING CAPACITANCE (4)
267
268 parameter real KJF = 0.0;
269 parameter real CJF = 0.0;
270 parameter real VFR = 0.0;
271 parameter real DFR = 1.0E-3;
272
273 // SERIES RESISTANCES RS AND RD
274
275 // - TYPICAL SPICE MODEL
276
277 parameter real HDIF = 0.0e-6 from [0.0:inf];
278 parameter real RSH = 0.0 from [0.0:inf];
279 parameter real LDIF = 0.0 from [0.0:inf];
280 parameter real RS = 0.0 from [0.0:inf];
281 parameter real RD = 0.0 from [0.0:inf];
282
283 // - NON-GEOMETRICAL APPROACH
284
285 parameter real RLX = -1.0 from (-inf:inf) 'ATTR(info="EXTERNAL SERIES RESISTANCE");
286 parameter real RSX = -1.0 from (-inf:inf);
287 parameter real RDX = -1.0 from (-inf:inf);
288
289 // - TEMPERATURE SCALING
290
291 parameter real TR = 0.0 from (-inf:inf);
292 parameter real TR2 = 0.0 from (-inf:inf);
293
294 // JUNCTION DRAIN - BULK AND SOURCE-BULK AREA, CURRENT, CAPACITANCE
295
296 parameter real GMIN = 0.0 from (-inf:inf);
297
298 // SOURCE SIDE
299
300 parameter real NJS = 1.0 from (-inf:inf);
301 parameter real XJBVS = 0.0 from (-inf:inf);
302 parameter real BVS = 10.0 from (-inf:inf);
303
304 parameter real JSS = 0.0E-09 from (-inf:inf);
305 parameter real JSSWS = 0.0E-12 from (-inf:inf);
306 parameter real JSSWGS = 0.0E-12 from (-inf:inf);
307
308 parameter real JTSS = 0.0E-09 from (-inf:inf);
309 parameter real JTSSWS = 0.0E-12 from (-inf:inf);
310 parameter real JTSSWGS = 0.0E-12 from (-inf:inf);
311
312 parameter real NJTSS = 1.0 from (-inf:inf);
313 parameter real NJTSSWS = 1.0 from (-inf:inf);
314 parameter real NJTSSWGS= 1.0 from (-inf:inf);
315
316 parameter real VTSS = 0.0 from (-inf:inf);
317 parameter real VTSSWS = 0.0 from (-inf:inf);
318 parameter real VTSSWGS = 0.0 from (-inf:inf);
319
320 parameter real CJS = 0.0E-06 from (-inf:inf);
321 parameter real CJSWS = 0.0E-09 from (-inf:inf);
322 parameter real CJSWGS = 0.0E-09 from (-inf:inf);
323
324 parameter real PBS = 0.800 from (-inf:inf);
325 parameter real PBSWS = 0.600 from (-inf:inf);

```


Παράρτημα Α'. Ο κώδικας του μοντέλου σε Verilog-A

```
326 parameter real PBSWGS = 0.600 from (-inf:inf);
327
328 parameter real MJS = 0.900 from (-inf:inf);
329 parameter real MJSWS = 0.700 from (-inf:inf);
330 parameter real MJSWGS = 0.700 from (-inf:inf);
331
332 parameter real XTIS = 3.0 from (-inf:inf); (KP)
333
334 parameter real XTSS = 0.0 from (-inf:inf);
335 parameter real XTSSWS = 0.0 from (-inf:inf);
336 parameter real XTSSWGS = 0.0 from (-inf:inf);
337
338 parameter real TNJTSS = 0.0 from (-inf:inf);
339 parameter real TNJTSSWS= 0.0 from (-inf:inf);
340 parameter real TNJTSSWGS= 0.0 from (-inf:inf);
341
342 // BOTH SIDES
343
344 parameter real TCJ = 0.0 from (-inf:inf);
345 parameter real TCJSW = 0.0 from (-inf:inf);
346 parameter real TCJSWG = 0.0 from (-inf:inf);
347 (KP)
348 parameter real TPB = 0.0 from (-inf:inf);
349 parameter real TPBSW = 0.0 from (-inf:inf);
350 parameter real TPBSWG = 0.0 from (-inf:inf);
351
352 // DRAIN SIDE
353
354 parameter real NJD = 1.0 from (-inf:inf);
355 parameter real XJBVD = 0.0 from (-inf:inf);
356 parameter real BVD = 10.0 from (-inf:inf);
357
358 parameter real JSD = 0.0E-09 from (-inf:inf);
359 parameter real JSSWD = 0.0E-12 from (-inf:inf);
360 parameter real JSSWGD = 0.0E-12 from (-inf:inf);
361
362 parameter real JTSD = 0.0E-09 from (-inf:inf);
363 parameter real JTSSWD = 0.0E-12 from (-inf:inf);
364 parameter real JTSSWGD = 0.0E-12 from (-inf:inf);
365
366 parameter real NJTSD = 1.0 from (-inf:inf);
367 parameter real NJTSSWD = 1.0 from (-inf:inf);
368 parameter real NJTSSWGD= 1.0 from (-inf:inf);
369
370 parameter real VTSD = 0.0 from (-inf:inf);
371 parameter real VTSSWD = 0.0 from (-inf:inf);
372 parameter real VTSSWGD = 0.0 from (-inf:inf);
373
374 parameter real CJD = 0.0E-06 from (-inf:inf);
375 parameter real CJSWD = 0.0E-09 from (-inf:inf);
376 parameter real CJSWGD = 0.0E-09 from (-inf:inf);
377
378 parameter real PBD = 0.800 from (-inf:inf);
379 parameter real PBSWD = 0.600 from (-inf:inf);
380 parameter real PBSWGD = 0.600 from (-inf:inf);
381
382 parameter real MJD = 0.900 from (-inf:inf);
383 parameter real MJSWD = 0.700 from (-inf:inf);
384 parameter real MJSWGD = 0.700 from (-inf:inf);
385
386 parameter real XTID = 3.0 from (-inf:inf);
387
388 parameter real XTSD = 0.0 from (-inf:inf);
389 parameter real XTSSWD = 0.0 from (-inf:inf);
390 parameter real XTSSWGD = 0.0 from (-inf:inf);
391
392 parameter real TNJTSD = 0.0 from (-inf:inf);
393 parameter real TNJTSSWD= 0.0 from (-inf:inf);
394 parameter real TNJTSSWGD= 0.0 from (-inf:inf);
395
396 // PARAMETERS RF
397
398 parameter real RGSH = 3.0;
```

```

399 parameter real GC = 1;
400 parameter real KRGL1 = 0.0;
401 parameter real RDSBSH = 1.0E+3;
402 parameter real RBWSH = 3.0E-3;
403 parameter real RBN = 0.0;
404 parameter real RSBWSH = 1.0E-3;
405 parameter real RSEN = 0.0;
406 parameter real RDBWSH = 1.0E-3;
407 parameter real RDBN = 0.0;
408 parameter real RINGTYPE= 1.0;
409 // RINGTYPE: 1: HORSE-SHOE
410 // 2: SYMMETRIC
411
----- ekv3_parameters.va -----

----- ekv3_edge.va -----
1 // EDGE_DEVICE'S_NORMALIZATION_FACTORS
2 Ispec_edge = Ispec * WEDGE / (Weff - WEDGE);
3 Q0_edge = Q0 * WEDGE / (Weff - WEDGE);
4
5 // SCALING / NORMALIZING
6 dgamma_edge = (DGAMMAEDGE * (1.0 + WLDGAMMAEDGE / WLeff) / sqrtUT);
7 dphi_edge = DPHIEDGE*(1.0+LDPHIEDGE/Leff)*(1.0+WDPHIEDGE/Weff)*(1.0+WLDPHIEDGE/WLeff)/UT;
8
9 // PINCH-OFF DELTA FOR EDGE DEVICES
10 dvp_edge = - dgamma_edge * psi_p / (sqrt_psi_p + 0.5 * gamma_b_eff) - dphi_edge;
11
12 begin : INVERSION_CHARGES
13 'QV(qs_edge ,(vp + dvp_edge + deltapsis - vs ))
14 'QV(qdp_edge,(vp + dvp_edge + deltapsis - vdp))
15 end
16
17 // EDGE_DEVICE'S_CURRENT
18 ids_edge = (qs_edge * (qs_edge + 1.0) - qdp_edge * (qdp_edge + 1.0)) * dits_factor;
19 IDS_edge = Ispec_edge * ids_edge;
20
21 // EDGE_DEVICE'S_CHARGE_MODEL
22 psi_p_edge = psi_p - dgamma_edge * psi_p / (sqrt_psi_p + 0.5 * gamma_b_eff);
23 sqrt_psi_p_edge = sqrt('MAXA(psi_p_edge,1.0E-4,1.0E-2));
24 gamma_b_chsh_edge = gamma_b_chsh + dgamma_edge;
25
26 'NQ(nq_edge,psi_p_edge,sqrt_psi_p_edge,qs_edge,qdp_edge,dpd,gamma_b_chsh_edge,gamma_g2)
27
28 qsqdp_edge = qs_edge + qdp_edge;
29 qs_qdp_edge = qs_edge - qdp_edge;
30 powqs_qdp2_edge = qs_qdp_edge * qs_qdp_edge;
31 qsqdp1_edge = qsqdp_edge + 1.0;
32 powqsqdp1_2_edge = 1.0 / (qsqdp1_edge * qsqdp1_edge);
33
34 'QX(qS_edge,psi_p_edge,nq_edge,qs_edge,qdp_edge,powqs_qdp2_edge,powqsqdp1_2_edge)
35 'QX(qD_edge,psi_p_edge,nq_edge,qdp_edge,qs_edge,powqs_qdp2_edge,powqsqdp1_2_edge)
36 'QG(qG_edge,psi_p_edge,qs_edge,qdp_edge,powqs_qdp2_edge,powqsqdp1_2_edge,qsqdp1_edge,v_o,gamma_g2)
37
38 qI_edge = qS_edge + qD_edge;
39 qB_edge = qG_edge - qI_edge;
40
41 QS_edge = qS_edge * Q0_edge;
42 QD_edge = qD_edge * Q0_edge;
43 QG_edge = - qG_edge * Q0_edge;
44 QB_edge = - QS_edge - QD_edge - QG_edge;
45
46 'ifdef DC_S
47 // IDS
48 I(d ,s ) <+ SIGN_M * d_gt_s_flag * IDS_edge;
49 // CAPACITANCES
50 I(b ,g ) <+ SIGN_M * ddt(QB_edge) * QON;
51 I(d ,g ) <+ SIGN_M*0.5*((d_gt_s_flag+1)*ddt(QD_edge)+(1-d_gt_s_flag)*ddt(QS_edge))*QON;
52 I(s ,g ) <+ SIGN_M*0.5*((d_gt_s_flag+1)*ddt(QS_edge)+(1-d_gt_s_flag)*ddt(QD_edge))*QON;
53 'endif
54
55 'ifdef DC
56 // IDS

```

Παράρτημα Α'. Ο κώδικας του μοντέλου σε Verilog-A

```

57     I(di,si) <+ SIGN_M * d_gt_s_flag * IDS_edge;
58 // CAPACITANCES
59     I(b ,g ) <+ SIGN_M * ddt(QB_edge) * QON;
60     I(di,g ) <+ SIGN_M*0.5*((d_gt_s_flag+1)*ddt(QD_edge)+(1-d_gt_s_flag)*ddt(QS_edge))*QON;
61     I(si,g ) <+ SIGN_M*0.5*((d_gt_s_flag+1)*ddt(QS_edge)+(1-d_gt_s_flag)*ddt(QD_edge))*QON;
62 'endif
63
64 'ifdef RF_S
65 // IDS
66     I(di,si) <+ SIGN_M * d_gt_s_flag * IDS_edge;
67 // CAPACITANCES
68     I(bi,gi) <+ SIGN_M * ddt(QB_edge) * QON;
69     I(di,gi) <+ SIGN_M*0.5*((d_gt_s_flag+1)*ddt(QD_edge)+(1-d_gt_s_flag)*ddt(QS_edge))*QON;
70     I(si,gi) <+ SIGN_M*0.5*((d_gt_s_flag+1)*ddt(QS_edge)+(1-d_gt_s_flag)*ddt(QD_edge))*QON;
71 'endif
72
73 'ifdef RF
74 // IDS
75     I(di,si) <+ SIGN_M * d_gt_s_flag * IDS_edge;
76 // CAPACITANCES
77     I(bi,gi) <+ SIGN_M * ddt(QB_edge) * QON;
78     I(di,gi) <+ SIGN_M*0.5*((d_gt_s_flag+1)*ddt(QD_edge)+(1-d_gt_s_flag)*ddt(QS_edge))*QON;
79     I(si,gi) <+ SIGN_M*0.5*((d_gt_s_flag+1)*ddt(QS_edge)+(1-d_gt_s_flag)*ddt(QD_edge))*QON;
80 'endif
81
82 'ifdef NQS
83     begin : EDGE_MOS_FIRST
84 //IV
85         v1 = (d_gt_s_flag == 1) ? SIGN * V(si,bi) / UT: vdp; v2 = SIGN * V(m1,bi) / UT;
86         'QV(q1,(vp + deltapsis - v1)) i1 = q1 * q1 + q1;
87         'QV(q2,(vp + deltapsis - v2)) i2 = q2 * q2 + q2;
88         I(m1,si) <+ SIGN_M * Ispec_edge * 'NLS * (i1 - i2) * dits_factor;
89 //CV
90         'NQ(nq_edge,psi_p_edge,sqrt_psi_p_edge,q1,q2,dpd,gamma_b_chsh_edge,gamma_g2)
91         q1q2 = q1 + q2; q1_q2 = q1 - q2; powq1_q22 = q1_q2 * q1_q2; q1q2p1 = q1q2 + 1.0;
92         powq1q2p1_2 = 1.0 / (q1q2p1 * q1q2p1);
93         'QX(qq1,psi_p_edge,nq_edge,q1,q2,powq1_q22,powq1q2p1_2)
94         'QX(qq2,psi_p_edge,nq_edge,q2,q1,powq1_q22,powq1q2p1_2)
95         'QG(qG_edge,psi_p_edge,q1,q2,powq1_q22,powq1q2p1_2,q1q2p1,v_o,gamma_g2)
96         qB_edge = - qq1 - qq2 + qG_edge;
97         I(bi,gi) <+ SIGN_M * ddt(qB_edge * Q0_edge / 'NLS) * QON;
98         I(m1,gi) <+ SIGN_M * ddt(qq2 * Q0_edge / 'NLS) * QON;
99         I(si,gi) <+ SIGN_M * ddt(qq1 * Q0_edge / 'NLS) * QON;
100     end
101     begin
102 //IV
103         v1 = SIGN * V(m1,bi) / UT; v2 = SIGN * V(m2,bi) / UT;
104         'QV(q1,(vp + deltapsis - v1)) i1 = q1 * q1 + q1;
105         'QV(q2,(vp + deltapsis - v2)) i2 = q2 * q2 + q2;
106         I(m2,m1) <+ SIGN_M * Ispec_edge * 'NLS * (i1 - i2) * dits_factor;
107 //CV
108         'NQ(nq_edge,psi_p_edge,sqrt_psi_p_edge,q1,q2,dpd,gamma_b_chsh_edge,gamma_g2)
109         q1q2 = q1 + q2; q1_q2 = q1 - q2; powq1_q22 = q1_q2 * q1_q2; q1q2p1 = q1q2 + 1.0;
110         powq1q2p1_2 = 1.0 / (q1q2p1 * q1q2p1);
111         'QX(qq1,psi_p_edge,nq_edge,q1,q2,powq1_q22,powq1q2p1_2)
112         'QX(qq2,psi_p_edge,nq_edge,q2,q1,powq1_q22,powq1q2p1_2)
113         'QG(qG_edge,psi_p_edge,q1,q2,powq1_q22,powq1q2p1_2,q1q2p1,v_o,gamma_g2)
114         qB_edge = - qq1 - qq2 + qG_edge;
115         I(bi,gi) <+ SIGN_M * ddt(qB_edge * Q0_edge / 'NLS) * QON;
116         I(m2,gi) <+ SIGN_M * ddt(qq2 * Q0_edge / 'NLS) * QON;
117         I(m1,gi) <+ SIGN_M * ddt(qq1 * Q0_edge / 'NLS) * QON;
118     end
119     begin
120 //IV
121         v1 = SIGN * V(m2,bi) / UT; v2 = SIGN * V(m3,bi) / UT;
122         'QV(q1,(vp + deltapsis - v1)) i1 = q1 * q1 + q1;
123         'QV(q2,(vp + deltapsis - v2)) i2 = q2 * q2 + q2;
124         I(m3,m2) <+ SIGN_M * Ispec_edge * 'NLS * (i1 - i2) * dits_factor;
125 //CV
126         'NQ(nq_edge,psi_p_edge,sqrt_psi_p_edge,q1,q2,dpd,gamma_b_chsh_edge,gamma_g2)
127         q1q2 = q1 + q2; q1_q2 = q1 - q2; powq1_q22 = q1_q2 * q1_q2; q1q2p1 = q1q2 + 1.0;
128         powq1q2p1_2 = 1.0 / (q1q2p1 * q1q2p1);
129         'QX(qq1,psi_p_edge,nq_edge,q1,q2,powq1_q22,powq1q2p1_2)

```

```

130     'QX(qq2,psi_p_edge,nq_edge,q2,q1,powq1_q22,powq1q2p1_2)
131     'QG(qG_edge,psi_p_edge,q1,q2,powq1_q22,powq1q2p1_2,q1q2p1,v_o,gamma_g2)
132     qB_edge = - qq1 - qq2 + qG_edge;
133     I(bi,gi)    <+ SIGN_M * ddt(qB_edge * Q0_edge / 'NLS) * QON;
134     I(m3,gi)   <+ SIGN_M * ddt(qq2 * Q0_edge / 'NLS) * QON;
135     I(m2,gi)   <+ SIGN_M * ddt(qq1 * Q0_edge / 'NLS) * QON;
136     end
137     begin
138     //IV
139     v1 = SIGN * V(m3,bi) / UT;  v2 = SIGN * V(m4,bi) / UT;
140     'QV(q1,(vp + deltapsis - v1))  i1 = q1 * q1 + q1;
141     'QV(q2,(vp + deltapsis - v2))  i2 = q2 * q2 + q2;
142     I(m4,m3) <+ SIGN_M * Ispec_edge * 'NLS * (i1 - i2) * dits_factor;
143     //CV
144     'NQ(nq_edge,psi_p_edge,sqrt_psi_p_edge,q1,q2,dpd,gamma_b_chsh_edge,gamma_g2)
145     q1q2 = q1 + q2;  q1_q2 = q1 - q2;  powq1_q22 = q1_q2 * q1_q2;  q1q2p1 = q1q2 + 1.0;
146     powq1q2p1_2 = 1.0 / (q1q2p1 * q1q2p1);
147     'QX(qq1,psi_p_edge,nq_edge,q1,q2,powq1_q22,powq1q2p1_2)
148     'QX(qq2,psi_p_edge,nq_edge,q2,q1,powq1_q22,powq1q2p1_2)
149     'QG(qG_edge,psi_p_edge,q1,q2,powq1_q22,powq1q2p1_2,q1q2p1,v_o,gamma_g2)
150     qB_edge = - qq1 - qq2 + qG_edge;
151     I(bi,gi)    <+ SIGN_M * ddt(qB_edge * Q0_edge / 'NLS) * QON;
152     I(m4,gi)   <+ SIGN_M * ddt(qq2 * Q0_edge / 'NLS) * QON;
153     I(m3,gi)   <+ SIGN_M * ddt(qq1 * Q0_edge / 'NLS) * QON;
154     end
155     begin : EDGE_MOS_LAST
156     //IV
157     v1 = SIGN * V(m4,bi) / UT;  v2 = (d_gt_s_flag == 1) ? vdp : SIGN * V(di,bi) / UT;
158     'QV(q1,(vp + deltapsis - v1))  i1 = q1 * q1 + q1;
159     'QV(q2,(vp + deltapsis - v2))  i2 = q2 * q2 + q2;
160     I(di,m4) <+ SIGN_M * Ispec_edge * 'NLS * (i1 - i2) * dits_factor;
161     //CV
162     'NQ(nq_edge,psi_p_edge,sqrt_psi_p_edge,q1,q2,dpd,gamma_b_chsh_edge,gamma_g2)
163     q1q2 = q1 + q2;  q1_q2 = q1 - q2;  powq1_q22 = q1_q2 * q1_q2;  q1q2p1 = q1q2 + 1.0;
164     powq1q2p1_2 = 1.0 / (q1q2p1 * q1q2p1);
165     'QX(qq1,psi_p_edge,nq_edge,q1,q2,powq1_q22,powq1q2p1_2)
166     'QX(qq2,psi_p_edge,nq_edge,q2,q1,powq1_q22,powq1q2p1_2)
167     'QG(qG_edge,psi_p_edge,q1,q2,powq1_q22,powq1q2p1_2,q1q2p1,v_o,gamma_g2)
168     qB_edge = - qq1 - qq2 + qG_edge;
169     I(bi,gi)    <+ SIGN_M * ddt(qB_edge * Q0_edge / 'NLS) * QON;
170     I(di,gi)    <+ SIGN_M * ddt(qq2 * Q0_edge / 'NLS) * QON;
171     I(m4,gi)   <+ SIGN_M * ddt(qq1 * Q0_edge / 'NLS) * QON;
172     end
173
174 'endif

```

ekv3_edge.va

```

1 begin : OVERLAP_CAPACITANCES_CHARGES
2   if (LOV > 0.0)
3     begin
4       // SOURCE
5       if (TG < 0)
6         begin
7           vgsov_p = vg - VOV * vs - vfb_ov;
8           if (vgsov_p > 0.0)
9             begin
10              gamma_dep_sov = gamma_g_ov;
11              gamma_acc_sov = gamma_ov;
12              v0_sov = vgsov_p;
13            end
14          else
15            begin
16              gamma_dep_sov = gamma_ov;
17              gamma_acc_sov = gamma_g_ov;
18              v0_sov = - vgsov_p;
19            end
20          a0_sov = 1.0 + gamma_acc_sov * 'ONESQRT2;
21          a1_sov = gamma_dep_sov / gamma_acc_sov;
22          a2_sov = a0_sov / (a0_sov + a1_sov);
23          a3_sov = 1.0 + gamma_dep_sov * 'ONESQRT2 + a1_sov;
24          v1_sov = v0_sov * 0.5 - 3.0 * a2_sov * a3_sov;

```

ekv3_overlap.va

Παράρτημα Α'. Ο κώδικας του μοντέλου σε Verilog-A

```
25     dpsigs0    = v1_sov + sqrt(v1_sov * v1_sov + 6.0 * a2_sov * v0_sov);
26     gamma_dep2_sov = gamma_dep_sov*(0.5+3/(3*'SQRT2*gamma_acc_sov+v0_sov-dpsigs0));
27     a4_sov     = 1.0 - exp(-dpsigs0);
28     v2_sov     = v0_sov - a4_sov;
29     tmp        = v2_sov / (gamma_dep2_sov + sqrt(gamma_dep2_sov * gamma_dep2_sov + v2_sov));
30     dpsigs     = tmp * tmp + a4_sov;
31     v2b_sov    = v0_sov - dpsigs;
32     v3_sov     = v2b_sov * 0.5;
33     tmp        = v3_sov + 3.0 * a0_sov;
34     if (vgssov_p > 0.0)    dpsiox_s = v3_sov - 3.0 * a0_sov + sqrt(tmp * tmp - 6.0 * v2b_sov);
35     else                    dpsiox_s = - (v3_sov - 3.0 * a0_sov + sqrt(tmp * tmp - 6.0 * v2b_sov));
36     end
37     else
38     begin
39         vgssov_p    = vg - VOV * vs - vfb_ov;
40         if (vgssov_p > 0.0)
41         begin
42             gamma_acc_sov = gamma_ov;
43             v0_sov        = vgssov_p;
44             a0_sov        = 1.0 + gamma_acc_sov * 'ONESQRT2;
45             v1_sov        = v0_sov * 0.5 - 3.0 * a0_sov * a0_sov;
46             dpsigs0       = v1_sov + sqrt(v1_sov * v1_sov);
47             dpsigs        = 1.0 - exp(-dpsigs0);
48             v2b_sov       = v0_sov - dpsigs;
49             v3_sov        = v2b_sov * 0.5;
50             tmp            = v3_sov + 3.0 * a0_sov;
51             dpsiox_s      = v3_sov - 3.0 * a0_sov + sqrt(tmp * tmp - 6.0 * v2b_sov);
52         end
53     else
54     begin
55         gamma_dep_sov    = gamma_ov;
56         v0_sov           = - vgssov_p;
57         a3_sov           = 1.0 + gamma_dep_sov * 'ONESQRT2;
58         v1_sov           = v0_sov * 0.5 - 3.0 * a3_sov;
59         dpsigs0          = v1_sov + sqrt(v1_sov * v1_sov + 6.0 * v0_sov);
60         gamma_dep2_sov   = gamma_dep_sov * 0.5;
61         a4_sov           = 1.0 - exp(-dpsigs0);
62         v2_sov           = v0_sov - a4_sov;
63         tmp              = v2_sov / (gamma_dep2_sov + sqrt(gamma_dep2_sov * gamma_dep2_sov + v2_sov));
64         dpsigs           = tmp * tmp + a4_sov;
65         v2b_sov          = v0_sov - dpsigs;
66         dpsiox_s         = - v2b_sov;
67     end
68     end
69
70     // DRAIN
71     if (TG < 0)
72     begin
73         vgdov_p    = vg - VOV * vd - vfb_ov;
74         if (vgdov_p > 0.0)
75         begin
76             gamma_dep_dov = gamma_g_ov;
77             gamma_acc_dov = gamma_ov;
78             v0_dov        = vgdov_p;
79         end
80     else
81     begin
82         gamma_dep_dov = gamma_ov;
83         gamma_acc_dov = gamma_g_ov;
84         v0_dov        = - vgdov_p;
85     end
86     a0_dov          = 1.0 + gamma_acc_dov * 'ONESQRT2;
87     a1_dov          = gamma_dep_dov / gamma_acc_dov;
88     a2_dov          = a0_dov / (a0_dov + a1_dov);
89     a3_dov          = 1.0 + gamma_dep_dov * 'ONESQRT2 + a1_dov;
90     v1_dov          = v0_dov * 0.5 - 3.0 * a2_dov * a3_dov;
91     dpsigd0         = v1_dov + sqrt(v1_dov * v1_dov + 6.0 * a2_dov * v0_dov);
92     gamma_dep2_dov = gamma_dep_dov*(0.5+3/(3*'SQRT2*gamma_acc_dov+v0_dov-dpsigd0));
93     a4_dov          = 1.0 - exp(-dpsigd0);
94     v2_dov          = v0_dov - a4_dov;
95     tmp             = v2_dov / (gamma_dep2_dov + sqrt(gamma_dep2_dov * gamma_dep2_dov + v2_dov));
96     dpsigd          = tmp * tmp + a4_dov;
97     v2b_dov         = v0_dov - dpsigd;
```

```

98     v3_dov      = v2b_dov * 0.5;
99     tmp        = v3_dov + 3.0 * a0_dov;
100    if (vgdov_p > 0.0)  dpsiox_d = v3_dov - 3.0 * a0_dov + sqrt(tmp * tmp - 6.0 * v2b_dov);
101    else              dpsiox_d = - (v3_dov - 3.0 * a0_dov + sqrt(tmp * tmp - 6.0 * v2b_dov));
102    end
103    else
104    begin
105        vgdov_p    = vg - VOV * vd - vfb_ov;
106        if (vgdov_p > 0.0)
107        begin
108            gamma_acc_dov = gamma_ov;
109            v0_dov      = vgdov_p;
110            a0_dov      = 1.0 + gamma_acc_dov * 'ONESQRT2;
111            v1_dov      = v0_dov * 0.5 - 3.0 * a0_dov * a0_dov;
112            dpsigd0     = v1_dov + sqrt(v1_dov * v1_dov);
113            dpsigd      = 1.0 - exp(-dpsigd0);
114            v2b_dov     = v0_dov - dpsigd;
115            v3_dov      = v2b_dov * 0.5;
116            tmp         = v3_dov + 3.0 * a0_dov;
117            dpsiox_d    = v3_dov - 3.0 * a0_dov + sqrt(tmp * tmp - 6.0 * v2b_dov);
118        end
119    else
120    begin
121        gamma_dep_dov = gamma_ov;
122        v0_dov        = - vgdov_p;
123        a3_dov        = 1.0 + gamma_dep_dov * 'ONESQRT2;
124        v1_dov        = v0_dov * 0.5 - 3.0 * a3_dov;
125        dpsigd0       = v1_dov + sqrt(v1_dov * v1_dov + 6.0 * v0_dov);
126        gamma_dep2_dov = gamma_dep_dov * 0.5;
127        a4_dov        = 1.0 - exp(-dpsigd0);
128        v2_dov        = v0_dov - a4_dov;
129        tmp           = v2_dov / (gamma_dep2_dov + sqrt(gamma_dep2_dov * gamma_dep2_dov + v2_dov));
130        dpsigd        = tmp * tmp + a4_dov;
131        v2b_dov       = v0_dov - dpsigd;
132        dpsiox_d      = - v2b_dov;
133    end
134    end
135    QSOV    = - QOOV * dpsiox_s;
136    QDOV    = - QOOV * dpsiox_d;
137    end
138    else
139    begin
140        dpsiox_s = 0.0;
141        QSOV    = 0.0;
142        dpsiox_d = 0.0;
143        QDOV    = 0.0;
144    end
145    end
146
147    `ifdef DC_S
148        I(d ,g ) <+ SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * ddt(QDOV) + (1 - d_gt_s_flag) * ddt(QSOV));
149        I(s ,g ) <+ SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * ddt(QSOV) + (1 - d_gt_s_flag) * ddt(QDOV));
150    `endif
151    `ifdef DC
152        I(di,g ) <+ SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * ddt(QDOV) + (1 - d_gt_s_flag) * ddt(QSOV));
153        I(si,g ) <+ SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * ddt(QSOV) + (1 - d_gt_s_flag) * ddt(QDOV));
154    `endif
155    `ifdef RF_S
156        I(di,gi) <+ SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * ddt(QDOV) + (1 - d_gt_s_flag) * ddt(QSOV));
157        I(si,gi) <+ SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * ddt(QSOV) + (1 - d_gt_s_flag) * ddt(QDOV));
158    `endif
159    `ifdef RF
160        I(di,gi) <+ SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * ddt(QDOV) + (1 - d_gt_s_flag) * ddt(QSOV));
161        I(si,gi) <+ SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * ddt(QSOV) + (1 - d_gt_s_flag) * ddt(QDOV));
162    `endif
163    `ifdef NQS
164        I(di,gi) <+ SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * ddt(QDOV) + (1 - d_gt_s_flag) * ddt(QSOV));
165        I(si,gi) <+ SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * ddt(QSOV) + (1 - d_gt_s_flag) * ddt(QDOV));
166    `endif

```

ekv3.overlap.va

ekv3.fringing.va

Παράρτημα Α'. Ο κώδικας του μοντέλου σε Verilog-A

```

1 begin : FRINGING_CAPACITANCES
2   if (KJF != 0.0)
3     begin
4       tmp = vbi + VFR / UT + vs - (psi_p - 2.0 * qs);
5       QSFR = Weffc * NF * KJF * (1.0 + CJF * UT * vs) * sqrt(UT * 'MAXA(tmp,0.0,DFR));
6       tmp = vbi + VFR / UT + vdp - (psi_p - 2.0 * qdp);
7       QDFR = Weffc * NF * KJF * (1.0 + CJF * UT * vdp) * sqrt(UT * 'MAXA(tmp,0.0,DFR));
8     end
9     else
10    begin
11      QSFR = 0.0;
12      QDFR = 0.0;
13    end
14  end // FRINGING_CAPACITANCES_GUILDENBLAT
15
16  'ifdef DC_S
17    I(d ,g ) <+ SIGN_M*0.5*((d_gt_s_flag+1)*ddt(QDFR)+(1-d_gt_s_flag)*ddt(QSFR));
18    I(s ,g ) <+ SIGN_M*0.5*((d_gt_s_flag+1)*ddt(QSFR)+(1-d_gt_s_flag)*ddt(QDFR));
19  'endif
20  'ifdef DC
21    I(di,g ) <+ SIGN_M*0.5*((d_gt_s_flag+1)*ddt(QDFR)+(1-d_gt_s_flag)*ddt(QSFR));
22    I(si,g ) <+ SIGN_M*0.5*((d_gt_s_flag+1)*ddt(QSFR)+(1-d_gt_s_flag)*ddt(QDFR));
23  'endif
24  'ifdef RF_S
25    I(di,gi) <+ SIGN_M*0.5*((d_gt_s_flag+1)*ddt(QDFR)+(1-d_gt_s_flag)*ddt(QSFR));
26    I(si,gi) <+ SIGN_M*0.5*((d_gt_s_flag+1)*ddt(QSFR)+(1-d_gt_s_flag)*ddt(QDFR));
27  'endif
28  'ifdef RF
29    I(di,gi) <+ SIGN_M*0.5*((d_gt_s_flag+1)*ddt(QDFR)+(1-d_gt_s_flag)*ddt(QSFR));
30    I(si,gi) <+ SIGN_M*0.5*((d_gt_s_flag+1)*ddt(QSFR)+(1-d_gt_s_flag)*ddt(QDFR));
31  'endif
32  'ifdef NQS
33    I(di,gi) <+ SIGN_M*0.5*((d_gt_s_flag+1)*ddt(QDFR)+(1-d_gt_s_flag)*ddt(QSFR));
34    I(si,gi) <+ SIGN_M*0.5*((d_gt_s_flag+1)*ddt(QSFR)+(1-d_gt_s_flag)*ddt(QDFR));
35  'endif

```

ekv3.fringing.va

```

1 begin : GIDL
2   vgse = vfb + psi_p - 2.0 * qs;
3   tmp1 = (vdp - vs - vgse) * UT - EGIDL;
4   if (tmp1 < 1.0e-10)
5     IGIDL = 0.0;
6   else
7     begin
8       tmp2 = vdp * vdp * vdp * UT3;
9       IGIDL = AGIDL*WeffNF*(tmp1/(3*TOX))*exp(-(3*TOX*BGIDL)/tmp1)*tmp2/(CGIDL+tmp2);
10    end
11  end // GIDL
12
13  begin : GISL
14    vgde = vfb + psi_p - 2.0 * qdp;
15    tmp1 = (vs - vdp - vgde) * UT - EGIDL;
16    if (tmp1 < 1.0e-10)
17      IGISL = 0.0;
18    else
19      begin
20        tmp2 = vs * vs * vs * UT3;
21        IGISL = AGIDL*WeffNF*(tmp1/(3*TOX))*exp(-(3*TOX*BGIDL)/tmp1)*tmp2/(CGIDL+tmp2);
22      end
23    end // GISL
24
25  'ifdef DC_S
26    I(d ,b ) <+ SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGIDL + (1 - d_gt_s_flag) * IGISL);
27    I(s ,b ) <+ SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGISL + (1 - d_gt_s_flag) * IGIDL);
28  'endif
29  'ifdef DC
30    I(di,b ) <+ SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGIDL + (1 - d_gt_s_flag) * IGISL);
31    I(si,b ) <+ SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGISL + (1 - d_gt_s_flag) * IGIDL);
32  'endif
33  'ifdef RF_S
34    I(di,bi) <+ SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGIDL + (1 - d_gt_s_flag) * IGISL);

```

ekv3.gidl.va

```

35     I(si,bi) <+ SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGISL + (1 - d_gt_s_flag) * IGIDL);
36   'endif
37   'ifdef RF
38     I(di,bi) <+ SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGIDL + (1 - d_gt_s_flag) * IGISL);
39     I(si,bi) <+ SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGISL + (1 - d_gt_s_flag) * IGIDL);
40   'endif
41   'ifdef NQS
42     I(di,bi) <+ SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGIDL + (1 - d_gt_s_flag) * IGISL);
43     I(si,bi) <+ SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGISL + (1 - d_gt_s_flag) * IGIDL);
44   'endif
45
----- ekv3_gidl.va -----

----- ekv3_gate_current.va -----
1  begin : GATE_CURRENT
2    if (KG > 0.0)
3      begin
4        if (((psi_p > 0) && (TG < 0)) || ((psi_p < 0) && (TG > 0)))
5          begin
6            v1_ig  = sqrt(0.25 + (v_o + 2.0 * qs) / gamma_g2);
7            v2_ig  = 0.5 + v1_ig;
8            psi_ox  = (v_o + 2.0 * qs) / v2_ig;
9            d_psi_dq = (2.0 / v2_ig) * (1.0 - (v_o + 2.0 * qs) / (2.0 * v1_ig * v2_ig * gamma_g2));
10         end
11        else
12          begin
13            psi_ox  = v_o + 2.0 * qs;
14            d_psi_dq = 2.0;
15          end
16        psi_x      = abs(psi_ox) / xb;
17        if (psi_x < 1.0)
18          begin
19            s1_px   = sqrt(1.0 - psi_x);
20            p_tun   = exp( - ub * (1.0 / (1.0 + s1_px) + s1_px));
21          end
22        else p_tun   = exp( - ub / psi_x);
23        igo        = qs * psi_ox * p_tun;
24        if ((vs == vd) || (psi_ox == 0.0))
25          begin
26            nigc    = igo * nq;
27            nigs    = nigc * 0.5;
28            nigd    = nigs;
29          end
30        else
31          begin
32            dq_dksi = (irp - if_) / (2.0 * qs + 1.0);
33            a_gc    = dq_dksi * (1.0 / qs + d_psi_dq / psi_ox);
34            if (psi_x < 1.0)
35              begin
36                s1_px = sqrt(1.0 - psi_x);
37                if (psi_ox > 0.0) b_gc=dq_dksi*d_psi_dq*(ub/xb)*(3+psi_x)/(4+2*s1_px*(2+psi_x));
38                else b_gc = -dq_dksi*d_psi_dq*(ub/xb)*(3+psi_x)/(4+2*s1_px*(2+psi_x));
39              end
40            else
41              b_gc = dq_dksi * d_psi_dq * ub / (psi_x * psi_ox);
42            nigc   = nq * igo * (2.0 + a_gc) / (2.0 - b_gc);
43            nigs   = 0.5 * nq * igo * (3.0 + a_gc) / (3.0 - b_gc);
44            nigd   = nigc - nigs;
45          end
46        if (vg > vfb)
47          begin
48            IGB    = 0.0;
49            IG     = 2.0 * KG * WeffNF * Leff * UT2 * nigc / TOX2;
50            IGD    = 2.0 * KG * WeffNF * Leff * UT2 * nigd / TOX2;
51            IGS    = IG - IGD;
52          end
53        else
54          begin
55            IGB    = KG * WeffNF * Leff * psi_ox * abs(psi_ox) * UT2 * p_tun / TOX2;
56            IG     = 0.0;
57            IGD    = 0.0;
58            IGS    = 0.0;

```


Παράρτημα Α'. Ο κώδικας του μοντέλου σε Verilog-A

```

59     end
60 // OVERLAP
61     if (LOVIG != 0)
62     begin
63         psi_oxr_ov_s      = (vg - vs > vfb_ov)?
64             vg - vs - pow( sqrt( vg-vs-vfb_ov+gamma_g2*0.25)-gamma_g*0.5 ,2.0) :
65             vg - vs + pow( sqrt(-vg+vs+vfb_ov+gamma_ov2*0.25)-gamma_ov*0.5 ,2.0);
66         psi_xr_ov_s      = abs(psi_oxr_ov_s) / xb;
67         if (psi_xr_ov_s < 1.0)
68         begin
69             s1_px        = sqrt(1.0 - psi_xr_ov_s);
70             p_tun_sov    = exp( - ub * (1.0 / (1.0 + s1_px) + s1_px));
71         end
72         else p_tun_sov    = exp( - ub / psi_xr_ov_s);
73         IGSOV = KG * WeffNF * LOVIG * psi_oxr_ov_s * abs(psi_oxr_ov_s) * UT2 * p_tun_sov / TOX2;
74
75         psi_oxr_ov_d      = (vg - vd > vfb_ov)?
76             vg - vd - pow( sqrt( vg - vd - vfb_ov + gamma_g2 * 0.25) - gamma_g * 0.5 ,2.0) :
77             vg - vd + pow( sqrt(-vg + vd + vfb_ov + gamma_ov2 * 0.25) - gamma_ov * 0.5 ,2.0);
78         psi_xr_ov_d      = abs(psi_oxr_ov_d) / xb;
79         if (psi_xr_ov_d < 1.0)
80         begin
81             s1_px        = sqrt(1.0 - psi_xr_ov_d);
82             p_tun_dov    = exp( - ub * (1.0 / (1.0 + s1_px) + s1_px));
83         end
84         else p_tun_dov    = exp( - ub / psi_xr_ov_d);
85         IGDOV = KG * WeffNF * LOVIG * psi_oxr_ov_d * abs(psi_oxr_ov_d) * UT2 * p_tun_dov / TOX2;
86     end
87     else
88     begin
89         IGSOV      = 0.0;
90         IGDOV      = 0.0;
91     end
92 end
93 else
94 begin
95     IG      = 0.0;
96     IGS     = 0.0;
97     IGD     = 0.0;
98     IGB     = 0.0;
99     IGSOV   = 0.0;
100    IGDOV   = 0.0;
101 end
102 end
103
104 `ifdef DC_S
105 // GATE CURRENTS
106 I(b ,g ) <+ -SIGN_M * IGB;
107 I(s ,g ) <+ -SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGS      + (1 - d_gt_s_flag) * IGD);
108 I(d ,g ) <+ -SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGD      + (1 - d_gt_s_flag) * IGS);
109 // OVERLAP GATE CURRENTS
110 I(s ,g ) <+ -SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGSOV   + (1 - d_gt_s_flag) * IGDOV);
111 I(d ,g ) <+ -SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGDOV   + (1 - d_gt_s_flag) * IGSOV);
112 `endif
113 `ifdef DC
114 // GATE CURRENTS
115 I(b ,g ) <+ -SIGN_M * IGB;
116 I(si,g ) <+ -SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGS      + (1 - d_gt_s_flag) * IGD);
117 I(di,g ) <+ -SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGD      + (1 - d_gt_s_flag) * IGS);
118 // OVERLAP GATE CURRENTS
119 I(si,g ) <+ -SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGSOV   + (1 - d_gt_s_flag) * IGDOV);
120 I(di,g ) <+ -SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGDOV   + (1 - d_gt_s_flag) * IGSOV);
121 `endif
122 `ifdef RF_S
123 // GATE CURRENTS
124 I(b ,gi) <+ -SIGN_M * IGB;
125 I(si,gi) <+ -SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGS      + (1 - d_gt_s_flag) * IGD);
126 I(di,gi) <+ -SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGD      + (1 - d_gt_s_flag) * IGS);
127 // OVERLAP GATE CURRENTS
128 I(si,gi) <+ -SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGSOV   + (1 - d_gt_s_flag) * IGDOV);
129 I(di,gi) <+ -SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGDOV   + (1 - d_gt_s_flag) * IGSOV);
130 `endif
131 `ifdef RF

```

```

132 // GATE CURRENTS
133 I(b ,gi) <+ -SIGN_M * IGB;
134 I(si,gi) <+ -SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGS      + (1 - d_gt_s_flag) * IGD);
135 I(di,gi) <+ -SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGD      + (1 - d_gt_s_flag) * IGS);
136 // OVERLAP GATE CURRENTS
137 I(si,gi) <+ -SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGSOV    + (1 - d_gt_s_flag) * IGDOV);
138 I(di,gi) <+ -SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGDOV    + (1 - d_gt_s_flag) * IGSOV);
139 `endif
140 `ifdef NQS
141 // GATE CURRENTS
142 I(b ,gi) <+ -SIGN_M * IGB;
143 I(si,gi) <+ -SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGS      + (1 - d_gt_s_flag) * IGD);
144 I(di,gi) <+ -SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGD      + (1 - d_gt_s_flag) * IGS);
145 // OVERLAP GATE CURRENTS
146 I(si,gi) <+ -SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGSOV    + (1 - d_gt_s_flag) * IGDOV);
147 I(di,gi) <+ -SIGN_M * 0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * IGDOV    + (1 - d_gt_s_flag) * IGSOV);
148 `endif
_____ ekv3_gate_current.va _____

```

```

_____ ekv3_idb.va _____
1 begin : IMPACT_IONIZATION_CURRENT_IDB
2     v_ib      = (vd - vs) - IBN * 2.0 * vdssat;
3     if ((v_ib > 0.0) && (IBA > 0.0))
4         begin
5             tmp      = IBB_t * LC / (v_ib * UT);
6             if (tmp > 70.0)
7                 IDB      = 0.0;
8             else
9                 IDB      = IDS * v_ib * UT * exp(-tmp) * IBA / IBB_t;
10            end
11        else
12            IDB      = 0.0;
13    end // IMPACT_IONIZATION_CURRENT_IDB
14
15    `ifdef DC_S
16        I(d ,b ) <+ SIGN_M * 0.5 * (d_gt_s_flag + 1) * IDB;
17        I(s ,b ) <+ SIGN_M * 0.5 * (1 - d_gt_s_flag) * IDB;
18    `endif
19
20    `ifdef DC
21        I(di,b ) <+ SIGN_M * 0.5 * (d_gt_s_flag + 1) * IDB;
22        I(si,b ) <+ SIGN_M * 0.5 * (1 - d_gt_s_flag) * IDB;
23    `endif
24
25    `ifdef RF_S
26        I(di,bi) <+ SIGN_M * 0.5 * (d_gt_s_flag + 1) * IDB;
27        I(si,bi) <+ SIGN_M * 0.5 * (1 - d_gt_s_flag) * IDB;
28    `endif
29
30    `ifdef RF
31        I(di,bi) <+ SIGN_M * 0.5 * (d_gt_s_flag + 1) * IDB;
32        I(si,bi) <+ SIGN_M * 0.5 * (1 - d_gt_s_flag) * IDB;
33    `endif
34
35    `ifdef NQS
36        I(di,bi) <+ SIGN_M * 0.5 * (d_gt_s_flag + 1) * IDB;
37        I(si,bi) <+ SIGN_M * 0.5 * (1 - d_gt_s_flag) * IDB;
38    `endif
_____ ekv3_idb.va _____

```

```

_____ ekv3_noise.va _____
1 begin : NOISE
2 // THERMAL NOISE (ANANDA ROY-CHRISTIAN ENZ)
3     tmp = 1+e_clm*qs_qdp;
4     gn = ln(max(1.0E-24,abs((qs+0.5-0.5*e_clm*i)/(qdp+0.5-0.5*e_clm*i))));
5     gn = (e_clm*i-1)*0.125*e_clm2*i*qsqdp1*gn;
6     gn = gn+'ONE3RD*(qs2+qs*qdp+qdp2)+e_clm2*i*i*0.25+0.25*(e_clm*i+1)*qsqdp;
7     gn = gn * (2/(tmp*tmp*qsqdp1));
8     thermal = 4.0*'C_K*thermocrasia*Ispec*gn/UT*TH_NOI;
9 // FLICKER NOISE
10    gmg      = (Ispec/UT)*(qs_qdp)/nv;

```

Παράρτημα Α'. Ο κώδικας του μοντέλου σε Verilog-A

```

11 flicker = KF*exp(EF*ln(max(1.0E-24,abs(gmg))))/(WefnF*Leff*COX*inv_dqmip1);
12 end // NOISE
13
14 begin : CORRELATED_NOISE
15 omegaspec = (beta/COX)*UT/(Leff*Leff);
16 if (omegaspec != 0.0)
17     OMEGA = 1.0/omegaspec;
18 else
19     OMEGA = 0.0;
20 j = 1.0;
21 xf = qs+0.5;
22 xr = qdp+0.5;
23 snidid = (4.0*xf*xf-3.0*xf+4.0*xf*xr-3.0*xr+4.0*xr*xr)/(6.0*(xf+xr));
24 snigig = 16*xf*xf*xf+16*xr*xr*xr+80*xf*xr*xr+80*xf*xf*xf;
25 snigig = snigig + 168*xf*xf*xr*xr-15*xf*xf*xf-15*xr*xr*xr-75*xf*xf*xr-75*xf*xr*xr;
26 snigig = OMEGA*OMEGA*snigig/(540*nq0*nq0*(xf+xr)*(xf+xr)*(xf+xr)*(xf+xr));
27 snibib = snigig*(nq0-1.0)*(nq0-1.0);
28 snigid = (j*OMEGA/(18.0*nq0))*((xf-xr)*(xf*xf+4.0*xf*xr+xr*xr));
29 snigid = snigid/((xf+xr)*(xf+xr)*(xf+xr));
30 if ((snidid == 0.0) || (snigig == 0.0))
31     c_igid = 0.0;
32 else
33     c_igid = j*snigid/sqrt(snidid*snigig);
34 snspec = 4.0*C_K*thermocrasia*Ispec/UT;
35 snidid = snidid*NQS_NOI;
36 snigig = snigig*NQS_NOI;
37 snigid = snigid*NQS_NOI;
38 noise_ds1 = snidid*(1.0-c_igid*c_igid)*NQS_NOI;
39 noise_ds2 = c_igid*snidid*NQS_NOI;
40 noise_g = snigig*NQS_NOI;
41 noise_b = snibib*NQS_NOI;
42 if (noise_ds1 <= 0.0) noise_ds1 = 0.0;
43 if (noise_ds2 <= 0.0) noise_ds2 = 0.0;
44 if (noise_g <= 0.0) noise_g = 0.0;
45 if (noise_b <= 0.0) noise_b = 0.0;
46 end // CORRELATED_NOISE
47
48 begin : GATE_NOISE__SHOT_AND_FLICKER
49 if (IG > 0.0)
50     begin
51         sig_shot = 2.0*C_QE*IG;
52         sig_flicker = KGFN*IG*IG;
53     end
54 else
55     begin
56         sig_shot = 0.0;
57         sig_flicker = 0.0;
58     end
59 end
60
61 `ifdef DC_S
62 I(d,s) <+ white_noise (M*thermal, "THERMAL NOISE IN CHANNEL");
63 I(d,s) <+ flicker_noise (M*flicker,AF,"FLICKER NOISE IN CHANNEL");
64 I(noi) <+ V(noi);
65 I(noi) <+ white_noise(M*snspec);
66 I(d,s) <+ white_noise(M*snspec*noise_ds1);
67 I(d,s) <+ V(noi) *noise_ds2;
68 I(g) <+ ddt(V(noi)*noise_g);
69 I(b) <+ flicker_noise(M*snspec*noise_b*2.0*PI,-2.0);
70 I(g) <+ white_noise (M*sig_shot,"GATE SHOT NOISE");
71 I(g) <+ flicker_noise (M*sig_flicker,1.0,"GATE FLICKER NOISE");
72 `endif
73 `ifdef DC
74 I(di,si) <+ white_noise (M*thermal, "THERMAL NOISE IN CHANNEL");
75 I(di,si) <+ flicker_noise (M*flicker,AF,"FLICKER NOISE IN CHANNEL");
76 I(noi) <+ V(noi);
77 I(noi) <+ white_noise(M*snspec);
78 I(di,si) <+ white_noise(M*snspec*noise_ds1);
79 I(di,si) <+ V(noi) *noise_ds2;
80 I(g) <+ ddt(V(noi)*noise_g);
81 I(b) <+ flicker_noise(M*snspec*noise_b*2.0*PI,-2.0);
82 I(g) <+ white_noise (M*sig_shot,"GATE SHOT NOISE");
83 I(g) <+ flicker_noise (M*sig_flicker,1.0,"GATE FLICKER NOISE");

```

```

84 'endif
85 'ifdef RF_S
86 I(di,si) <+ white_noise (M*thermal, "THERMAL NOISE IN CHANNEL");
87 I(di,si) <+ flicker_noise (M*flicker,AF,"FLICKER NOISE IN CHANNEL");
88 I(noi) <+ V(noi);
89 I(noi) <+ white_noise(M*snspec);
90 I(di,si) <+ white_noise(M*snspec*noise_ds1);
91 I(di,si) <+ V(noi) *noise_ds2;
92 I(gi) <+ ddt(V(noi)*noise_g);
93 I(bi) <+ flicker_noise(M*snspec*noise_b*2.0*'PI,-2.0);
94 I(gi) <+ white_noise (M*sig_shot,"GATE SHOT NOISE");
95 I(gi) <+ flicker_noise (M*sig_flicker,1.0,"GATE FLICKER NOISE");
96 'endif
97 'ifdef RF
98 I(di,si) <+ white_noise (M*thermal, "THERMAL NOISE IN CHANNEL");
99 I(di,si) <+ flicker_noise (M*flicker,AF,"FLICKER NOISE IN CHANNEL");
100 I(noi) <+ V(noi);
101 I(noi) <+ white_noise(M*snspec);
102 I(di,si) <+ white_noise(M*snspec*noise_ds1);
103 I(di,si) <+ V(noi) *noise_ds2;
104 I(gi) <+ ddt(V(noi)*noise_g);
105 I(bi) <+ flicker_noise(M*snspec*noise_b*2.0*'PI,-2.0);
106 I(gi) <+ white_noise (M*sig_shot,"GATE SHOT NOISE");
107 I(gi) <+ flicker_noise (M*sig_flicker,1.0,"GATE FLICKER NOISE");
108 'endif
109 'ifdef NQS
110 I(di,si) <+ white_noise (M*thermal, "THERMAL NOISE IN CHANNEL");
111 I(di,si) <+ flicker_noise (M*flicker,AF,"FLICKER NOISE IN CHANNEL");
112 I(noi) <+ V(noi);
113 I(noi) <+ white_noise(M*snspec);
114 I(di,si) <+ white_noise(M*snspec*noise_ds1);
115 I(di,si) <+ V(noi) *noise_ds2;
116 I(gi) <+ ddt(V(noi)*noise_g);
117 I(bi) <+ flicker_noise(M*snspec*noise_b*2.0*'PI,-2.0);
118 I(gi) <+ white_noise (M*sig_shot,"GATE SHOT NOISE");
119 I(gi) <+ flicker_noise (M*sig_flicker,1.0,"GATE FLICKER NOISE");
120 'endif
_____ ekv3_noise.va _____

```

```

_____ ekv3_extrinsic_diodes.va _____
1 // EXTERNAL: DIODES
2
3 begin : DIODES
4 begin : TEMPERATURE_DIODES
5 // source
6 jss_t = JSS*temp_arg_S;
7 jssws_t = JSSWS*temp_arg_S;
8 jsswgs_t = JSSWGS*temp_arg_S;
9 pbs_t = PBS-(TPB*dT);
10 pbsws_t = PBSWS-(TPBSW*dT);
11 pbswgs_t = PBSWGS-(TPBSWG*dT);
12 cjs_t = CJS*(1.0+TCJ*dT);
13 cjsws_t = CJSWS*(1.0+TCJSW*dT);
14 cjswgs_t = CJWGS*(1.0+TCJSWG*dT);
15 jtss_t = JTSS*exp(-eg_nom/UT*XTSS*(1.0-rT));
16 jtssws_t = JTSSWS*exp(-eg_nom/UT*XTSSWS*(1.0-rT));
17 jtsswgs_t = JTSSWGS*exp(-eg_nom/UT*XTSSWGS*(1.0-rT));
18 njtss_t = NJTSS*(1.0+(rT-1.0)*TNJTSS);
19 njtssws_t = NJTSSWS*(1.0+(rT-1.0)*TNJTSSWS);
20 njtsswgs_t = NJTSSWGS*(1.0+(rT-1.0)*TNJTSSWGS);
21 // drain
22 jsd_t = JSD*temp_arg_D;
23 jsswd_t = JSSWD*temp_arg_D;
24 jsswgd_t = JSSWGD*temp_arg_D;
25 pbd_t = PBD-(TPB*dT);
26 pbswd_t = PBSWD-(TPBSW*dT);
27 pbswgd_t = PBSWGD-(TPBSWG*dT);
28 cjd_t = CJD*(1.0+TCJ*dT);
29 cjswd_t = CJSWD*(1.0+TCJSW*dT);
30 cjswgd_t = CJWGD*(1.0+TCJSWG*dT);
31 jtstd_t = JTSD*exp(-eg_nom/UT*XTSD*(1.0-rT));
32 jtsswd_t = JTSSWD*exp(-eg_nom/UT*XTSSWD*(1.0-rT));

```

Παράρτημα Α'. Ο κώδικας του μοντέλου σε Verilog-A

```

33  jtsswg_d_t = JTSSWGD*exp(-eg_nom/UT*XTSSWGD*(1.0-rT));
34  njtsd_t   = NJTSD*(1.0+(rT-1.0)*TNJTSD);
35  njtssw_d_t = NJTSSWD*(1.0+(rT-1.0)*TNJTSSWD);
36  njtsswg_d_t = NJTSSWGD*(1.0+(rT-1.0)*TNJTSSWGD);
37  end // TEMPERATURE_DIODES
38
39  begin : SCALING_GEOMETRY_JUNCTION_DIODES
40    if ((AS == 0.0) && (HDIF > 0.0)) as = 2.0*hdif*WeffNF;
41    else as = AS*SCALE*SCALE;
42    if ((PS == 0.0) && (HDIF > 0.0)) ps = (4.0*hdif+1.0*Weff)*NF;
43    else ps = PS*SCALE;
44    if ((AD == 0.0) && (HDIF > 0.0)) ad = 2.0*hdif*WeffNF;
45    else ad = AD*SCALE*SCALE;
46    if ((PD == 0.0) && (HDIF > 0.0)) pd = (4.0*hdif+1.0*Weff)*NF;
47    else pd = PD*SCALE;
48  end // SCALING_GEOMETRY_JUNCTION_DIODES
49
50  `ifdef DC_S
51    v_si_b = SIGN*V(s ,b ); v_di_b = SIGN*V(d ,b );
52  `endif
53  `ifdef DC
54    v_si_b = SIGN*V(si,b ); v_di_b = SIGN*V(di,b );
55  `endif
56  `ifdef RF_S
57    v_si_b = SIGN*V(si,bi ); v_di_b = SIGN*V(di,bi );
58  `endif
59  `ifdef RF
60    v_si_b = SIGN*V(si,bsi); v_di_b = SIGN*V(di,bdi);
61  `endif
62  `ifdef NQS
63    v_si_b = SIGN*V(si,bsi); v_di_b = SIGN*V(di,bdi);
64  `endif
65
66  // SOURCE-BULK CURRENT
67  is_s = jss_t*as+jssws_t*ps+jsswgs_t*WeffNF;
68  arg_s = -v_si_b*rT/(UT*NJS);
69  if (arg_s < -40.0) arg_s = -40.0;
70  f_breakdown_s = 1.0+XJBVS*exp(-(-v_si_b+BVS)*rT/(UT*NJS));
71  // SOURCE:TRAP-ASSISTED TUNNELING CURRENT
72  isb_tun = WeffNF*jtsswgs_t*(exp(v_si_b*rT/(UT*njtsswgs_t)*VTSSWGS/max(VTSSWGS+v_si_b,1E-3))-1);
73  isb_tun = isb_tun+ps*jtssws_t*(exp(v_si_b*rT/(UT*njtssws_t)*VTSSWS/max(VTSSWS+v_si_b,1E-3))-1);
74  isb_tun = isb_tun+as*jtss_t*(exp(v_si_b*rT/(UT*njtss_t)*VTSS/max(VTSS+v_si_b,1.0E-3))-1.0);
75  ISBJ = (is_s*(1.0-exp(arg_s))*f_breakdown_s+v_si_b*GMIN+isb_tun);
76  // DRAIN-BULK CURRENT
77  is_d = jsd_t*ad+jswd_t*pd+jsswg_d_t*WeffNF;
78  arg_d = -v_di_b*rT/(UT*NJD);
79  if (arg_d < -40.0) arg_d = -40.0;
80  f_breakdown_d = 1.0+XJBVD*exp(-(-v_di_b+BVD)*rT/(UT*NJD));
81  // DRAIN: TRAP-ASSISTED TUNNELING CURRENT
82  idb_tun +=WeffNF*jtsswg_d_t*(exp(v_di_b*rT/(UT*njtsswg_d_t)*VTSSWGD/max(VTSSWGD+v_di_b,1E-3))-1);
83  idb_tun = idb_tun+pd*jtsswd_t*(exp(v_di_b*rT/(UT*njtsswd_t)*VTSSWD/max(VTSSWD+v_di_b,1E-3))-1);
84  idb_tun = idb_tun+ad*jtsd_t*(exp(v_di_b*rT/(UT*njtsd_t)*VTSD/max(VTSD+v_di_b,1.0E-3))-1.0);
85  IDBJ = (is_d*(1.0-exp(arg_d))*f_breakdown_d+v_di_b*GMIN+idb_tun);
86  // SOURCE-BULK CAPACITANCE CHARGES
87  if (v_si_b > 0.0)
88    begin
89      csb_s = cjs_t *as *exp(-MJS *ln(1.0+v_si_b/pbs_t ));
90      cssw_s = cjsws_t *ps *exp(-MJSWS *ln(1.0+v_si_b/pbsws_t ));
91      csswg_s = cjswgs_t*WeffNF*exp(-MJSWGS*ln(1.0+v_si_b/pbswgs_t));
92    end
93  else
94    begin
95      csb_s = cjs_t *as *(1.0-MJS *v_si_b/pbs_t );
96      cssw_s = cjsws_t *ps *(1.0-MJSWS *v_si_b/pbsws_t );
97      csswg_s = cjswgs_t*WeffNF*(1.0-MJSWGS*v_si_b/pbswgs_t);
98    end
99  QSBJ = (csb_s+cssw_s+csswg_s)*v_si_b;
100 // DRAIN-BULK CAPACITANCE CHARGES
101 if (v_di_b > 0.0)
102   begin
103     csb_d = cjd_t *ad *exp(-MJD *ln(1.0+v_di_b/pbd_t ));
104     cssw_d = cjswd_t *pd *exp(-MJSWD *ln(1.0+v_di_b/pbswd_t ));
105     csswg_d = cjswgd_t*WeffNF*exp(-MJSWGD*ln(1.0+v_di_b/pbswgd_t));

```

```

106     end
107     else
108     begin
109         csb_d = cjd_t *ad *(1.0-MJD *v_di_b/pbd_t );
110         cssw_d = cjswd_t *pd *(1.0-MJSWD *v_di_b/pbswd_t );
111         csswg_d = cjswg_d*WeffNF*(1.0-MJSWGD*v_di_b/pbswg_d_t);
112     end
113     QDBJ = (csb_d+cssw_d+csswg_d)*v_di_b;
114 end // DIODES
115
116
117 'ifdef DC_S
118 // DIODES IV
119 I(d ,b ) <+ SIGN_M*IDBJ;
120 I(s ,b ) <+ SIGN_M*ISBJ;
121 // DIODES CV
122 I(d ,b ) <+ SIGN_M*ddt(QDBJ);
123 I(s ,b ) <+ SIGN_M*ddt(QSBJ);
124 'endif
125
126 'ifdef DC
127 // DIODES IV
128 I(di,b ) <+ SIGN_M*IDBJ;
129 I(si,b ) <+ SIGN_M*ISBJ;
130 // DIODES CV
131 I(di,b ) <+ SIGN_M*ddt(QDBJ);
132 I(si,b ) <+ SIGN_M*ddt(QSBJ);
133 'endif
134
135 'ifdef RF_S
136 // DIODES IV
137 I(di,bi) <+ SIGN_M*IDBJ;
138 I(si,bi) <+ SIGN_M*ISBJ;
139 // DIODES CV
140 I(di,bi) <+ SIGN_M*ddt(QDBJ);
141 I(si,bi) <+ SIGN_M*ddt(QSBJ);
142 'endif
143
144 'ifdef RF
145 // DIODES IV
146 I(di,bdi) <+ SIGN_M*IDBJ;
147 I(si,bsi) <+ SIGN_M*ISBJ;
148 // DIODES CV
149 I(di,bdi) <+ SIGN_M*ddt(QDBJ);
150 I(si,bsi) <+ SIGN_M*ddt(QSBJ);
151 'endif
152
153 'ifdef NQS
154 // DIODES IV
155 I(di,bdi) <+ SIGN_M*IDBJ;
156 I(si,bsi) <+ SIGN_M*ISBJ;
157 // DIODES CV
158 I(di,bdi) <+ SIGN_M*ddt(QDBJ);
159 I(si,bsi) <+ SIGN_M*ddt(QSBJ);
160 'endif
----- ekv3_extrinsic_diodes.va -----

----- ekv3_extrinsic_rc.va -----
1 // EXTERNAL: RESISTORS
2
3 begin : SERIES_RESISTORS
4     if (RLX < 0.0)
5         begin
6             if (RSX < 0.0)         rs = (hdif * RSH + (ldif - DL / 2.0) * RS) / WeffNF;
7             else                 rs = RSX / WeffNF;
8             if (RDX < 0.0)         rd = (hdif * RSH + (ldif - DL / 2.0) * RD) / WeffNF;
9             else                 rd = RDX / WeffNF;
10        end
11    else
12        begin
13            rs = RLX / WeffNF;
14            rd = rs;

```

Παράρτημα Α'. Ο κώδικας του μοντέλου σε Verilog-A

```

15     end
16     // WIDTH SCALING OF RS AND RD
17     tmp           = (1.0 + WRLX / Weff);
18     rs            = rs * tmp;
19     rd            = rd * tmp;
20
21     // EXTERNAL RESISTORS (RG, SUBSTRATE RESISTANCES NETWORK )
22     rg = RGSH * Weff / (3*GC*GC*NF*Leff) * (1+KRGL1*Leff*Leff);
23
24     if (RINGTYPE == 1.0) // HORSE-SHOE
25     begin
26         rb            = (RBN == 0.0) ? RBWSH * 0.5 / Weff :
27             1.0 / ((Weff*2/RBWSH)+(NF/RBN));
28         if (NF % 2 == 0) // EVEN NUMBER OF FINGERS
29         begin
30             rsb        = (RSBN == 0.0) ? RSBWSH * 0.5 / Weff :
31                 1.0 / ((Weff * 2.0 / RSBWSH) + (NF/RSBN));
32             rdb        = (RDBN == 0.0) ? RDBWSH * 0.5 / Weff :
33                 1.0 / ((Weff * 2.0 / RDBWSH) + (NF / RDBN));
34         end
35         else
36         begin
37             rsb        = (RSBN == 0.0) ? RSBWSH / Weff :
38                 1.0 / ((Weff / RSBWSH) + (NF / RSBN));
39             rdb        = rsb;
40         end
41     end
42     else // SYMMETRIC
43     begin
44         rb            = RBWSH * 0.5 / Weff;
45
46         if (NF % 2 == 0) // EVEN NUMBER OF FINGERS
47         begin
48             rsb        = RSBWSH * 0.5 / Weff ;
49             rdb        = RDBWSH * 0.5 / Weff ;
50         end
51         else
52         begin
53             rsb        = RSBWSH / Weff ;
54             rdb        = rsb;
55         end
56     end
57
58     rdsb            = RDSBSH * Leff / WeffNF;
59
60     // TEMPERATURE EFFECTS
61     tmp            = (1.0 + TR * dT + TR2 * dT2);
62     rs            = rs * tmp;
63     rd            = rd * tmp;
64     rg            = rg * tmp;
65     rb            = rb * tmp;
66     rsb           = rsb * tmp;
67     rdb           = rdb * tmp;
68     rdsb         = rdsb * tmp;
69
70     // MINIMUM VALUE FOR RESISTANCES
71     rs            = 'MAX(rs , 'MINIMUM_RESISTANCE);
72     rd            = 'MAX(rd , 'MINIMUM_RESISTANCE);
73     rg            = 'MAX(rg , 'MINIMUM_RESISTANCE);
74     rb            = 'MAX(rb , 'MINIMUM_RESISTANCE);
75     rsb           = 'MAX(rsb , 'MINIMUM_RESISTANCE);
76     rdb           = 'MAX(rdb , 'MINIMUM_RESISTANCE);
77     rdsb         = 'MAX(rdsb , 'MINIMUM_RESISTANCE);
78 end // SERIES RESISTORS
79
80 'ifdef DC_S
81     I(g,s) <+ ddt(CGSO * M * WeffNF * V(g,s));
82     I(g,d) <+ ddt(CGDO * M * WeffNF * V(g,d));
83     I(g,b) <+ ddt(CGBO * M * 2.0 * Leff * NF * V(g,b));
84 'endif
85
86 'ifdef DC
87     I(g,si) <+ ddt(CGSO * M * WeffNF * V(g,si));

```

```

88     I(g,di) <+ ddt(CGDO * M * WeffNF * V(g,di));
89     I(g,b) <+ ddt(CGBO * M * 2.0 * Leff * NF * V(g,b));
90 // SERIES RESISTORS
91     I(s ,si) <+ M * V(s,si) / rs;
92     I(s ,si) <+ white_noise(4.0 * 'C_K * thermocrasia / rs);
93     I(d ,di) <+ M * V(d,di) / rd;
94     I(d ,di) <+ white_noise(4.0 * 'C_K * thermocrasia / rd);
95 'endif
96
97 'ifdef RF_S
98     I(gi,si) <+ ddt(CGSO * M * WeffNF * V(gi,si));
99     I(gi,di) <+ ddt(CGDO * M * WeffNF * V(gi,di));
100    I(gi,bi) <+ ddt(CGBO * M * 2.0 * Leff * NF * V(gi,bi));
101 // SERIES RESISTORS
102    I(s ,si) <+ M * V(s,si) / rs;
103    I(s ,si) <+ white_noise(4.0 * 'C_K * thermocrasia / rs);
104    I(d ,di) <+ M * V(d,di) / rd;
105    I(d ,di) <+ white_noise(4.0 * 'C_K * thermocrasia / rd);
106 // EXTERNAL RESISTORS (RG, RB)
107    I(g ,gi) <+ M * V(g,gi) / rg;
108    I(g ,gi) <+ white_noise(4.0 * 'C_K * thermocrasia / rg);
109    I(b ,bi) <+ M * V(b,bi) / rb;
110    I(b ,bi) <+ white_noise(4.0 * 'C_K * thermocrasia / rb);
111 'endif
112
113 'ifdef RF
114    I(gi,si) <+ ddt(CGSO * M * WeffNF * V(gi,si));
115    I(gi,di) <+ ddt(CGDO * M * WeffNF * V(gi,di));
116    I(gi,bi) <+ ddt(CGBO * M * 2.0 * Leff * NF * V(gi,bi));
117 // SERIES RESISTORS
118    I(s ,si) <+ M * V(s,si) / rs;
119    I(s ,si) <+ white_noise(4.0 * 'C_K * thermocrasia / rs);
120    I(d ,di) <+ M * V(d,di) / rd;
121    I(d ,di) <+ white_noise(4.0 * 'C_K * thermocrasia / rd);
122 // EXTERNAL RESISTORS (RG, SUBSTRATE RESISTANCES NETWORK )
123    I(g ,gi ) <+ M * V(g ,gi ) / rg;
124    I(g ,gi ) <+ white_noise(4.0 * 'C_K * thermocrasia / rg);
125    I(b ,bi ) <+ M * V(b ,bi ) / rb;
126    I(b ,bi ) <+ white_noise(4.0 * 'C_K * thermocrasia / rb);
127    I(b ,bsi) <+ M * V(b ,bsi) / rsb;
128    I(b ,bsi) <+ white_noise(4.0 * 'C_K * thermocrasia / rsb);
129    I(b ,bdi) <+ M * V(b ,bdi) / rdb;
130    I(b ,bdi) <+ white_noise(4.0 * 'C_K * thermocrasia / rdb);
131    I(bi,bsi) <+ M * V(bi,bsi) * 2.0 / rdsb;
132    I(bi,bsi) <+ white_noise(4.0 * 'C_K * thermocrasia * 2.0 / rdsb);
133    I(bi,bdi) <+ M * V(bi,bdi) * 2.0 / rdsb;
134    I(bi,bdi) <+ white_noise(4.0 * 'C_K * thermocrasia * 2.0 / rdsb);
135 'endif
136
137 'ifdef NQS
138    I(gi,si) <+ ddt(CGSO * M * WeffNF * V(gi,si));
139    I(gi,di) <+ ddt(CGDO * M * WeffNF * V(gi,di));
140    I(gi,bi) <+ ddt(CGBO * M * 2.0 * Leff * NF * V(gi,bi));
141 // SERIES RESISTORS
142    I(s ,si) <+ M * V(s,si) / rs;
143    I(s ,si) <+ white_noise(4.0 * 'C_K * thermocrasia / rs);
144    I(d ,di) <+ M * V(d,di) / rd;
145    I(d ,di) <+ white_noise(4.0 * 'C_K * thermocrasia / rd);
146 // EXTERNAL RESISTORS (RG, SUBSTRATE RESISTANCES NETWORK )
147    I(g ,gi ) <+ M * V(g ,gi ) / rg;
148    I(g ,gi ) <+ white_noise(4.0 * 'C_K * thermocrasia / rg);
149    I(b ,bi ) <+ M * V(b ,bi ) / rb;
150    I(b ,bi ) <+ white_noise(4.0 * 'C_K * thermocrasia / rb);
151    I(b ,bsi) <+ M * V(b ,bsi) / rsb;
152    I(b ,bsi) <+ white_noise(4.0 * 'C_K * thermocrasia / rsb);
153    I(b ,bdi) <+ M * V(b ,bdi) / rdb;
154    I(b ,bdi) <+ white_noise(4.0 * 'C_K * thermocrasia / rdb);
155    I(bi,bsi) <+ M * V(bi,bsi) * 2.0 / rdsb;
156    I(bi,bsi) <+ white_noise(4.0 * 'C_K * thermocrasia * 2.0 / rdsb);
157    I(bi,bdi) <+ M * V(bi,bdi) * 2.0 / rdsb;
158    I(bi,bdi) <+ white_noise(4.0 * 'C_K * thermocrasia * 2.0 / rdsb);
159 'endif
_____ ekv3.extrinsic.rc.va _____

```


Παράρτημα Α'. Ο κώδικας του μοντέλου σε Verilog-A

```
----- ekv3_extract_debug.va -----
1 begin : EXTRACTING_RESULTS
2 @(initial_step) $strobe("START_DEBUG %m");
3 @(final_step) $strobe("VGB:%g \t VSB:%g \t VDB:%g",V(g)-V(b),V(s)-V(b),V(d)-V(b));
4 @(final_step) $strobe("qs:%g \t qdp:%g",qs,qdp);
5 @(final_step) $strobe("END_DEBUG %m");
6 //
7 //extract info to file (ekv3_debug.txt)
8 //uncomment the "integer file" command at the ekv3_variables.va file
9 //
10 //@(initial_step) file = $fopen("ekv3_debug.txt");
11 //@(final_step) $fstrobe(file,"VGB:%g \t VSB:%g \t VDB:%g",V(g)-V(b),V(s)-V(b),V(d)-V(b));
12 //@(final_step) $fstrobe(file,"qs:%g \t qdp:%g",qs,qdp);
13 //@(final_step) $fclose(file);
14 end
15
16 ----- ekv3_extract_debug.va -----
```

```
----- ekv3_all.va -----
1 `define ALL 1
2
3 `define DC_S
4 `include "ekv3.va"
5 `undef DC_S
6
7 `define DC
8 `include "ekv3.va"
9 `undef DC
10
11 `define RF_S
12 `include "ekv3.va"
13 `undef RF_S
14
15 `define RF
16 `include "ekv3.va"
17 `undef RF
18
19 `define NQS
20 `include "ekv3.va"
21 `undef NQS
22
23 `undef ALL
----- ekv3_all.va -----
```

□

Παράρτημα Β΄

Τυπικό σετ παραμέτρων

Ένα αναλυτικό μοντέλο χρησιμοποιεί μία παραμετροποιημένη ανάλυση έτσι ώστε να μπορεί να προσαρμόσει την συμπεριφορά, την οποία προβλέπει, σε ένα πλήθος διαφορετικών τεχνολογιών. Οι παράμετροι του κάθε μοντέλου σχετίζονται με την κατασκευαστική διαδικασία μίας τεχνολογίας, τα υλικά που χρησιμοποιούνται όπως και άλλα χαρακτηριστικά της κάθε τεχνολογίας. Θεωρητικά μιλώντας, υπάρχει μία ευθεία φυσική σύνδεση των παραμέτρων του κάθε μοντέλου με την κατασκευαστική διαδικασία της τεχνολογίας, αλλά ο ευθύς υπολογισμός τους είναι μία διαδικασία πολύ δύσκολη με καθόλου θετικά αποτελέσματα. Άλλωστε, υπάρχει και ένα σύνολο παραμέτρων που έχουν καθαρά εμπειρικό χαρακτήρα και η εξαγωγή τους είναι αδύνατη από μία τέτοια ανάλυση. Συνεπώς η εξαγωγή των τιμών των παραμέτρων γίνεται με κριτήριο την τελική ηλεκτρική συμπεριφορά ενός μοντέλου σε σχέση με μετρήσεις που έχουν γίνει σε διατάξεις της συγκεκριμένης τεχνολογίας.

Συνεπώς ένα μοντέλο, για να είναι χρηστικό, οφείλει να συνοδεύεται από ένα σύνολο τιμών για τις παραμέτρους του που περιγράφει μία συγκεκριμένη πραγματική τεχνολογία. Σημειώνεται ότι στην κωδικοποίηση ενός μοντέλου, για κάθε μία παράμετρο προβλέπεται μία τιμή σε περίπτωση που δεν οριστεί αργότερα από τον σχεδιαστή. Το σύνολο αυτών των προκαθορισμένων τιμών δύναται ή να περιγράφει μία πραγματική τυπική τεχνολογία της εποχής, ή να αντιστοιχεί σε μία ιδανική περίπτωση τεχνολογίας, και έχοντας η χρήση τους περισσότερο εκπαιδευτικό χαρακτήρα. Σε κάθε περίπτωση όμως, οφείλει ένα σετ παραμέτρων να προβλέπει τα βασικά φαινόμενα που παρατηρούνται στα MOSFET και κάνουν την χρήση τους λειτουργική στο πλαίσιο των κυκλωμάτων.

Σημειώνεται επίσης ότι για την εξαγωγή των παραμέτρων μίας τεχνολογίας εξάγονται οι παράμετροι του μοντέλου μελετώντας τις διατάξεις της τεχνολογίας. Οι διατάξεις αυτές έχουν διαστάσεις τέτοιες ώστε να είναι μέσα στις δυνατότητες της τεχνολογίας να κατασκευαστούν. Χαρακτηριστικότερη είναι η ελάχιστη διάσταση του μήκους του καναλιού ενός τρανζίστορ, η οποία δίνει, εν γένει και όχι αυστηρά, και το όνομα της τεχνολογίας. Από την άλλη υπάρχει και ένα ελάχιστο πλάτος του καναλιού των διατάξεων το οποίο δεν ταυτίζεται αναγκαστικά με το ελάχιστο μήκος. Συνεπώς, το κάθε σύνολο τιμών για τις παραμέτρους, που περιγράφει μία τεχνολογία έχει νόημα να χρησιμοποιείται για διατάξεις που έχουν διαστάσεις μέσα στα όρια της τεχνολογίας αυτής, και όχι για μικρότερες διατάξεις.

Στο παράρτημα αυτό παρουσιάζονται δύο τυπικά σύνολα τιμών για μία τεχνολογία CMOS 180nm, με ελάχιστη δυνατή διάσταση σχεδίασης στο μήκος την ονομαστική της και ελάχιστη διάσταση στο πλάτος την 320nm. Οι τιμές των παραμέτρων αυτών δεν αντιστοιχούν σε μία πραγματική τεχνολογία, αλλά έχουν εξαχθεί μετά από την μελέτη

μίας σειράς τεχνολογιών κοντινών γεωμετρικών ικανοτήτων και μία σχετική στρογγυλοποίηση αυτών για λόγους απλότητας. Καλύπτει το ένα σύνολο την περίπτωση των nMOS τρανζίστορ, ενώ το δεύτερο την περίπτωση των pMOS. Η χρήση τους μπορεί να παρέχει στον σχεδιαστή μία ποιοτική εκτίμηση της λειτουργίας των κυκλωμάτων του με βάση μία τεχνολογία αντίστοιχου γεωμετρικού χαρακτηρισμού. Οι παράμετροι θα δοθούν σε μορφή της γλώσσας του προσομοιωτή SPICE. Το σύνολο των τιμών των παραμέτρων μίας τεχνολογίας αναφέρεται ως κάρτα μοντέλου (model card). Οι κάρτες μοντέλων που ακολουθούν, αναφέρονται στο μοντέλο EKV301.01 το οποίο βασίζεται στην μοντελοποίηση που παρουσιάζεται και μελετάται σε αυτήν την διατριβή.

nMOSFET κάρτα μοντέλου

```
.model CMOS180n ekv3
*****
*** GENERAL PARAMETERS ***
*****
+ SIGN = 1
+ TNOM = 27.00
+ TG = -1.000
+ XL = 0.000
+ XW = 0.000
+ SCALE = 1.000
*****
*** MAIN MODEL PARAMETERS ***
*****
+ VTO = 313.0m
+ COX = 12.50m
+ XJ = 20.00n
+ PHIF = 457.0m
+ GAMMA = 415.0m
+ GAMMAG = 12.00
+ NO = 1.025
*****
*** QUANTUM EFFECTS ***
*****
+ AQMA = 400.0m
+ AQMI = 500.0m
+ ETAQM = 750.0m
*****
*** MOBILITY RELATED PARAMETERS ***
*****
+ KP = 255.0u
*** SURFACE SCATTERING
+ EO = 900.0MEG
+ E1 = 150.0MEG
+ ETA = 666.7m
*** COULOMB SCATTERING
+ ZC = 1.000u
+ THC = 0.000
*****
```

Παράρτημα Β'. Τυπικό σετ παραμέτρων

```
*** DRAIN INDUCED THRESHOLD VOLTAGE SHIFT ***
*****
+ FPROUT = 1.000G
+ PDITS = 0.000
+ PDITSL = 0.000
+ PDITS D = 0.000
+ DDITS = 0.000
*****
*** MOBILITY LENGTH SCALING ***
*****
+ KA = 0.000
+ LA = 1.000u
+ KB = 0.000
+ LB = 1.000u
*****
*** MOBILITY WIDTH SCALING ***
*****
+ WKP1 = 2.200u
+ WKP2 = 50.00m
+ WKP3 = 500.0m
*****
*** LONG AND WIDE CHANNEL CORRECTIONS FOR THRESHOLD VOLTAGE ***
*** AND BODY EFFECT COEFFICIENT ***
*****
+ LVT = 1.000
+ WVT = 1.000
+ AVT = 0.000
+ LGAM = 1.000
+ WGAM = 1.000
+ AGAM = 0.000
*****
*** GEOMETRY PARAMETERS ***
*****
+ DL = -20.00n
+ DW = -22.00n
+ DLC = 2.000n
+ DWC = 0.000
+ LL = 0.000
+ LLN = 1.000
+ WDL = 0.000
+ LDW = 0.000
*****
*** SERIES RESISTANCE ***
*****
+ RLX = 60.00u
*****
*** REVERSE SHORT CHANNEL EFFECT ***
*****
+ LR = 60.00n
+ QLR = 2.700m
+ NLR = 10.00m
```

```

+ FLR = 2.000
*****
*** INVERSE NARROW CHANNEL EFFECT ***
*****
+ WR = 80.00n
+ QWR = 500.0u
+ NWR = 0.000
*****
*** CHARGE SHARING ***
*****
+ NCS = 0.000
+ LETA0 = 0.000
+ LETA = 500.0m
+ LETA2 = 0.000
+ WETA = 0.000
*****
*** VELOCISTY SATURATION AND CHANNEL LENGTH MODULATION ***
*****
+ UCRIT = 4.500MEG
+ LAMBDA = 600.0m
+ DELTA = 2.000
+ ACLM = 830.0m
*****
*** DRAIN INDUCED BARRIER LOWERING ***
*****
+ ETAD = 900.0m
+ SIGMAD = 1.000
*****
*** OVERLAP CAPACITANCES ***
*****
+ LOV = 35.00n
+ GAMMAOV = 7.000
+ VFBOV = 0.000
+ VOV = 1.000
*****
*** FRINGING CAPACITANCES ***
*****
+ KJF = 0.000
+ CJF = 200.0m
*****
*** IMPACT IOANZATION CURRENT ***
*****
+ IBA = 0.000
+ IBB = 400.0MEG
+ IBN = 1.000
*****
*** GATE CURRENT ***
*****
+ KG = 0.000
+ XB = 5.500
+ EB = 22.00G

```

Παράρτημα Β'. Τυπικό σετ παραμέτρων

```
+ LOVIG = 30.00n
*****
*** EDGE CONDUCTANCE ***
*****
+ WEDGE = 0.000
+ DPHIEDGE = 0.000
+ DGAMMAEDGE = 0.000
*****
*** FLICKER NOISE ***
*****
+ AF = 1.000
+ KF = 0.000
*****
*** GEOMETRY SCALING PARAMETERS ***
*****
*** SURFACE SCATTERING
+ WE0 = 0.000
+ WE1 = 0.000
*** SERIES RESISTANCE
+ WRLX = 0.000
*** VELOCITY SATURATION AND CHANNEL LENGTH MODULATION
+ WUCRIT = 0.000
+ WLAMBDA = 0.000
+ WUCEX = 0.000
*** DRAIN INDUCED BARRIER LOWERING
+ WETAD = 0.000
*** REVERSE SHORT CHANNEL EFFECT
+ WLR = 0.000
+ WQLR = 0.000
+ WNLR = 0.000
*** INVERSE NARROW CHANNEL EFFECT
+ LWR = 0.000
+ LQWR = 0.000
+ LNWR = 0.000
*** EDGE CONDUCTANCE
+ LDPHIEDGE = 0.000
+ WDPHIEDGE = 0.000
+ WLDPHIEDGE = 0.000
+ WLDGAMMAEDGE = 0.000
*****
*** TEMPERATURE PARAMETERS ***
*****
*** THRESHOLD VOLTAGE
+ TCV = 800.0u
*** MOBILITY
+ BEX = -1.400
*** SURFACE SCATTERIN
+ TETA = -1.000m
+ TEOEX = -1.500
+ TE1EX = 0.000
*** VELOCITY SATURATION AND CHANNEL LENGTH MODULATION
```

```
+ UCEX = 1.500
+ TLAMBDA = 300.0m
*** IMPACT IONIZATION CURRENT
+ IBBT = 0.000
*** GEMOMETRY SCALING FOR THRESHOLD VOLTAGE TEMPERATURE COEFFICIENT
+ TCVL = 0.000
+ TCVW = 0.000
+ TCVWL = 0.000
*** RESISTANCES
+ TR = -500.0u
+ TR2 = 0.000
*****
*** JUNCTION DIODES ***
*** ASSYMETRIC MODEL ***
*****
***
*** SOURCE SIDE
***
+ NJS = 1.077
+ JSS = 475.0n
+ JSSWS = 300.0n
+ JSSWGS = 300.0n
+ MJS = 510.9m
+ MJSWS = 399.6m
+ MJSWGS = 1.796
+ PBS = 886.9m
+ PBSWS = 203.7m
+ PBSWGS = 203.7m
+ CJS = 1.000m
+ CJSWS = 40.00p
+ CJSWGS = 40.00p
+ NJTSS = 3.197
+ NJTSSWS = 3.020
+ NJTSSWGS = 3.020
+ VTSS = 920.8m
+ VTSSWS = 994.4m
+ VTSSWGS = 994.4m
+ XJBVS = 0.000
+ BVS = 10.00
+ XTIS = 5.200
+ TNJTSS = 0.000
+ TNJTSSWS = 0.000
+ TNJTSSWGS = 0.000
***
*** DRAIN SIDE
***
+ NJD = 1.077
+ JSD = 475.0n
+ JSSWD = 300.0n
+ JSSWGS = 300.0n
+ MJD = 510.9m
```


Παράρτημα Β'. Τυπικό σετ παραμέτρων

```
+ MJSWD = 399.6m
+ MJSWGD = 1.796
+ PBD = 886.9m
+ PBSWD = 203.7m
+ PBSWGD = 203.7m
+ CJD = 1.000m
+ CJSWD = 40.00p
+ CJSWGD = 40.00p
+ NJTSD = 3.197
+ NJTSSWD = 3.020
+ NJTSSWGD = 3.020
+ VTSD = 920.8m
+ VTSSWD = 994.4m
+ VTSSWGD = 994.4m
+ XJBVD = 0.000
+ BVD = 10.00
+ XTID = 5.200
+ TNJTSD = 0.000
+ TNJTSSWD = 0.000
+ TNJTSSWGD = 0.000
***
*** BOTH SIDES - COMMON PARAMETERS
***
+ GMIN = 0.000
+ TCJ = 832.7u
+ TCJSW = 1.067m
+ TCJSWG = 1.067m
+ TPB = 1.514m
+ TPBSW = -864.1u
+ TPBSWG = -864.1u
***
*** SPICE GEOMETRIC MODEL
***
+ HDIF = 400.0n
+ LDIF = 0.000
*****
*** GATE RESISTANCE ***
*****
+ RGSB = 4.500
+ GC = 2.000
*****
*** SUBSTRATE RESISTANCE NETWORK ***
*****
+ RDSBSH = 200.0K
+ RBWSH = 2.000m
+ RSBWSH = 40.00m
+ RDBWSH = 40.00m
```

pMOSFET κάρτα μοντέλου

```
.model CMOS180p ekv3
```

```

*****
*** GENERAL PARAMETERS ***
*****
+ SIGN = -1.000
+ TNOM = 27.00
+ TG = -1.000
+ QOFF = 0.000
+ XL = 0.000
+ XW = 0.000
+ SCALE = 1.000
*****
*** MAIN MODEL PARAMETERS ***
*****
+ VTO = -440.0m
+ COX = 12.30m
+ XJ = 20.00n
+ PHIF = 420.0m
+ GAMMA = 415.5m
+ GAMMAG = 12.00
+ NO = 1.025
*****
*** QUANTUM EFFECTS ***
*****
+ AQMA = 400.0m
+ AQMI = 500.0m
+ ETAQM = 750.0m
*****
*** MOBILITY RELATED PARAMETERS ***
*****
+ KP = 132.0u
*** SURFACE SCATTERING
+ EO = 1.000G
+ E1 = 111.0MEG
+ ETA = 500.0m
*** COULOMB SCATTERING
+ ZC = 1.000u
+ THC = 0.000
*****
*** DRAIN INDUCED THRESHOLD VOLTAGE SHIFT ***
*****
+ FPROUT = 1.000G
+ PDITS = 0.000
+ PDITSL = 0.000
+ PDITSD = 0.000
+ DDITS = 0.000
*****
*** MOBILITY LENGTH SCALING ***
*****
+ KA = 0.000
+ LA = 1.000u
+ KB = 0.000

```

Παράρτημα Β'. Τυπικό σετ παραμέτρων

```
+ LB = 1.000u
*****
*** MOBILITY WIDTH SCALING ***
*****
+ WKP1 = 350.0n
+ WKP2 = 450.0m
+ WKP3 = 500.0m
*****
*** LONG AND WIDE CHANNEL CORRECTIONS FOR THRESHOLD VOLTAGE ***
*** AND BODY EFFECT COEFFICIENT ***
*****
+ LVT = 1.000
+ WVT = 1.000
+ AVT = 0.000
+ LGAM = 1.000
+ WGAM = 1.000
+ AGAM = 0.000
*****
*** GEOMETRY PARAMETERS ***
*****
+ DL = -22.00n
+ DW = 15.00n
+ DLC = 0.000
+ DWC = 0.000
+ LL = 0.000
+ LLN = 1.000
+ WDL = 0.000
+ LDW = 0.000
*****
*** SERIES RESISTANCE ***
*****
+ RLX = 150.0u
*****
*** REVERSE SHORT CHANNEL EFFECT ***
*****
+ LR = 60.00n
+ QLR = 1.050m
+ NLR = 10.00m
+ FLR = 2.000
*****
*** INVERSE NARROW CHANNEL EFFECT ***
*****
+ WR = 80.00n
+ QWR = 0.000
+ NWR = 0.000
*****
*** CHARGE SHARING ***
*****
+ NCS = 0.000
+ LETAO = 1.000MEG
+ LETA = 300.0m
```

```

+ LETA2 = 0.000
+ WETA = 0.000
*****
*** VELOCISTY SATURATION AND CHANNEL LENGTH MODULATION ***
*****
+ UCRIT = 12.00MEG
+ LAMBDA = 750.0m
+ DELTA = 1.650
+ ACLM = 830.0m
*****
*** DRAIN INDUCED BARRIER LOWERING ***
*****
+ ETAD = 950.0m
+ SIGMAD = 1.000
*****
*** OVERLAP CAPACITANCES ***
*****
+ LOV = 35.00n
+ GAMMAOV = 7.000
+ VFBOV = 0.000
+ VOV = 1.000
*****
*** FRINGING CAPACITANCES ***
*****
+ KJF = 0.000
+ CJF = 200.0m
*****
*** IMPACT IOANZATION CURRENT ***
*****
+ IBA = 0.000
+ IBB = 400.0MEG
+ IBN = 1.000
*****
*** GATE CURRENT ***
*****
+ KG = 0.000
+ XB = 5.500
+ EB = 22.00G
+ LOVIG = 30.00n
*****
*** EDGE CONDUCTANCE ***
*****
+ WEDGE = 0.000
+ DPHIEDGE = 0.000
+ DGAMMAEDGE = 0.000
*****
*** FLICKER NOISE ***
*****
+ AF = 1.000
+ KF = 0.000
*****

```

Παράρτημα Β'. Τυπικό σετ παραμέτρων

```
*** GEOMETRY SCALING PARAMETERS ***
*****
*** SURFACE SCATTERING
+ WE0 = 0.000
+ WE1 = 0.000
*** SERIES RESISTANCE
+ WRLX = 0.000
*** VELOCITY SATURATION AND CHANNEL LENGTH MODULATION
+ WUCRIT = 0.000
+ WLAMBDA = 0.000
+ WUCEX = 0.000
*** DRAIN INDUCED BARRIER LOWERING
+ WETAD = 0.000
*** REVERSE SHORT CHANNEL EFFECT
+ WLR = 0.000
+ WQLR = 0.000
+ WNLR = 0.000
*** INVERSE NARROW CHANNEL EFFECT
+ LWR = 0.000
+ LQWR = 0.000
+ LNWR = 0.000
*** EDGE CONDUCTANCE
+ LDPHIEDGE = 0.000
+ WDPHIEDGE = 0.000
+ WLDPHIEDGE = 0.000
+ WLDGAMMAEDGE = 0.000
*****
*** TEMPERATURE PARAMETERS ***
*****
*** THRESHOLD VOLTAGE
+ TCV = 1.200m
*** MOBILITY
+ BEX = -600.0m
*** SURFACE SCATTERIN
+ TETA = 0.000
+ TEOEX = -1.500
+ TE1EX = 0.000
*** VELOCITY SATURATION AND CHANNEL LENGTH MODULATION
+ UCEX = 1.700
+ TLAMBDA = 0.000
*** IMPACT IONIZATION CURRENT
+ IBBT = 0.000
*** GEMOMETRY SCALING FOR THRESHOLD VOLTAGE TEMPERATURE COEFFICIENT
+ TCVL = 0.000
+ TCVW = 0.000
+ TCVWL = 0.000
*** RESISTANCES
+ TR = 500.0u
+ TR2 = 0.000
*****
*** JUNCTION DIODES ***
```

*** ASSYMETRIC MODEL ***

*** SOURCE SIDE

+ NJS = 1.077
+ JSS = 475.0n
+ JSSWS = 300.0n
+ JSSWGS = 300.0n
+ MJS = 510.9m
+ MJSWS = 399.6m
+ MJSWGS = 1.796
+ PBS = 886.9m
+ PBSWS = 203.7m
+ PBSWGS = 3.079
+ CJS = 1.000m
+ CJSWS = 40.00p
+ CJSWGS = 40.00p
+ NJTSS = 3.197
+ NJTSSWS = 3.020
+ NJTSSWGS = 3.020
+ VTSS = 920.8m
+ VTSSWS = 994.4m
+ VTSSWGS = 994.4m
+ XJBVS = 0.000
+ BVS = 10.00
+ XTIS = 5.200
+ TNJTSS = 0.000
+ TNJTSSWS = 0.000
+ TNJTSSWGS = 0.000

*** DRAIN SIDE

+ NJD = 1.077
+ JSD = 475.0n
+ JSSWD = 300.0n
+ JSSWGD = 300.0n
+ MJD = 510.9m
+ MJSWD = 399.6m
+ MJSWGD = 1.796
+ PBD = 886.9m
+ PBSWD = 203.7m
+ PBSWGD = 3.079
+ CJD = 1.000m
+ CJSWD = 40.00p
+ CJSWGD = 40.00p
+ NJTSD = 3.197
+ NJTSSWD = 3.020
+ NJTSSWGD = 3.020
+ VTSD = 920.8m
+ VTSSWD = 994.4m

Παράρτημα Β'. Τυπικό σετ παραμέτρων

```
+ VTSSWGD = 994.4m
+ XJBVD = 0.000
+ BVD = 10.00
+ XTID = 5.200
+ TNJTSD = 0.000
+ TNJTSSWD = 0.000
+ TNJTSSWGD = 0.000
***
*** BOTH SIDES - COMMON PARAMETERS
***
+ GMIN = 0.000
+ TCJ = 832.7u
+ TCJSW = 1.067m
+ TCJSWG = 0.000
+ TPB = 1.514m
+ TPBSW = -864.1u
+ TPBSWG = 0.000
***
*** SPICE GEOMETRIC MODEL
***
+ HDIF = 400.0n
+ LDIF = 0.000
*****
*** GATE RESISTANCE ***
*****
+ RGSH = 15.00
+ GC = 2.000
*****
*** SUBSTRATE RESISTANCE NETWORK ***
*****
+ RDSBSH = 120.0K
+ RBWSH = 5.500m
+ RSBWSH = 110.0m
+ RDBWSH = 110.0m
```

□

Βιβλιογραφία

- [1] J. E. LILIENFELD. US Patents: 1,745,175 (1930, filed October 26, 1926), 1,877,140 (1932, filed December 8, 1928), 1,900,018 (1933, filed March 28, 1928).
- [2] C. T. SHAH. Evolution of the MOS transistor - From conception to VLSI. In *Proceedings IEEE* (Οκτώβρης 1988), vol. 76, pp. 1280 – 1326.
- [3] INTERNATIONAL TECHNOLOGY ROADMAP FOR SEMICONDUCTORS. <http://www.itrs.net/reports.html>.
- [4] Y. TSIVIDIS. *Operation and Modeling of The MOS Transistor*, Second ed. Oxford University Press, 1999.
- [5] W. GRABINSKI, B. NAUWELAERS, D. SCHREURS, Ed. *Transistor Level Modeling for Analog/RF IC Design*. Springer, 2006.
- [6] C. C. ENZ, E. A. VITTOZ. *Charge-Based MOS Transistor Modeling: The EKV Model for Low-Power and RF IC Design*. Wiley, 2006.
- [7] S. R. HOFSTEIN, F. P. HEIMAN. The silicon insulated-gate field-effect transistor. In *Proceedings IEEE* (Σεπτέμβρης 1963), vol. 51, pp. 1190 – 1202.
- [8] R. S. COBBOLD. MOS transistor as a four terminal device. *Electronics Letters*, vol. 2 (Ιούνιος 1966), 189 – 190.
- [9] E. H. NICOLLIAN, J. R. BREWS. *MOS Physics and Technology*. John Wiley, 1982.
- [10] M. BUCHER. *Analytical MOS transistor modelling for analog circuit simulation*. PhD thesis, École Polytechnique Fédérale de Luasanne, EPFL, 2000. no. 2114.
- [11] C. C. ENZ. *High Precision CMOS Micropower Amplifiers*. PhD thesis, École Polytechnique Fédérale de Luasanne, EPFL, 1989. no. 802.
- [12] B. E. DEAL, E. H. SNOW, C. A. MEAD. Barrier energies in metal-silicon dioxide-silicon structures. *Journal of Physics and Chemistry of Solids*, vol. 27 (1966), 1873.
- [13] S. KAR. Determination of Si-metal work function differences by MOS capacitance technique. *Solid-State Electronics*, vol. 18 (1975), 169 – 181.

- [14] C. ENZ, F. KRUMMENACHER, E. VITTOZ. An analytical MOS transistor model valid in all regions of Operation and dedicated to low-voltage and low-current applications. *Journal on Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, Kluwer Academic Publishers (Ιούλιος 1995), 83 – 114.
- [15] J. M. SALLESE, M. BUCHER, F. KRUMMENACHER, P. FAZAN. Inversion Charge Linearization in MOSFET Modeling and Rigorous Derivation of the EKV Compact Model. *Solid-State Electronics*, vol. 47 (2003), 677 – 683.
- [16] I. R. M. MANSOUR. On the modeling of MOS devices. In *Proceedings of the Third International Symposium on Network Theory* (Yugoslavia, 1975), pp. 705 – 713.
- [17] I. R. M. MANSOUR. Improved modeling of MOS devices. In *Proceedings of the European Conference of Circuit Theory and Design* (Italy, 1976).
- [18] G. BACCARANI, M. RUDAN, G. SPADINI. Analytical IGFET model including drift and diffusion currents. *IEEE Journal of Solid-State and Electron Devices*, vol. 2 (Μάρτιος 1978), 62 – 68.
- [19] J. R. BREWS. A charge sheet model of the MOSFET. *Solid-State Electronics*, vol. 21 (1978), 345 – 355.
- [20] F. VAN DE WIELE. A long-channel MOSFET model. *Solid-State Electronics*, vol. 22 (1979), 991 – 997.
- [21] J. R. BREWS. *Silicon Integrated Circuits, Part A*. Applied Solid State Science Series. Academic Press, New York, 1981, ch. 1. Physics of the MOS transistor.
- [22] S. M. SZE. *Semiconductor Devices: Physics and Technology*, 2nd ed. John Wiley & Sons, 1981.
- [23] H. OQUEY AND S. CSERVENY. Modèle du transistor MOS valable dans un grand domaine de courants. *Bulletin SEV/VSE* (Φεβρουάριος 1982), 113 – 116.
- [24] H. OQUEY AND S. CSERVENY. MOS modelling at low current density. *ESAT Summer Course on Process and Device Modelling, Leuven-Heverlee, Belgium* (Ιούνιος 1983).
- [25] J. D. CHÂTELAIN. *Dispositifs à Semiconducteur*, 2nd ed., vol. 7 of *Traité d'Électricité*. Editions Georgi, 1979.
- [26] D. E. WARD. Charge Based Modeling of Capacitance in MOS Transistors. *Technical Report G201-11, Integrated Circuits Laboratory, Stanford University* (Ιούνιος 1981).
- [27] W. LIU, X. JIN, X. XI, J. CHEN, M.-C. JENG, Z. LIU, Y. CHENG, K. CHEN, M. CHAN, K. HUI, J. HUANG, R. TU, P. K. KO, C. HU. *BSIM3v3.3 MOSFET Model, Users' Manual*. Department of Electrical Engineering and Computer Sciences, University of California, Berkeley, 2005.

- [28] M. V. DUNGA, W. M. YANG, X. J. XI, J. HE, W. LIU, KANYU, M. CAO, X. JIN, J. J. OU, M. CHAN, A. M. NIKNEJAD, C. HU. *BSIM4.6.1 MOSFET Model, User's Manual*. Department of Electrical Engineering and Computer Sciences, University of California, Berkeley, 2007.
- [29] M. BUCHER, D. KAZAZIS, F. KRUMMENACHER, D. BINKLEY, D. FOTY, Y. PAPANANOS. Analysis of transconductances at all levels of inversion in deep submicron CMOS. In *Proceedings of 9th International Conference on Electronics, Circuits and Systems* (Σεπτέμβριος 15 - 18, 2002), vol. 3, pp. 1183 - 1186.
- [30] D. BINKLEY, M. BUCHER, D. FOTY. Design-Oriented Characterization of CMOS over the Continuum of Inversion Level and Channel Length. In *Proceedings of 7th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS 2000)* (Δεκέμβριος 17 - 20, 2000), pp. 161 - 164.
- [31] M. BUCHER, C. LALLEMENT, C. ENZ, F. THÉODOLOZ, F. KRUMMENACHER. Scalable GM/I Based MOSFET Model. In *Proceedings of 1997 International Semiconductor Device Research Symposium (ISDRS'97)* (Δεκέμβριος 10 - 13, 1997), pp. 615 - 618.
- [32] A. SCHENK, W. FICHTNER. Physical Models for the Drift-Diffusion Approach to Silicon Device Simulation. *Technical Report 92/22, Integrated Systems Laboratory, Swiss Federal Institute of Technology, Zürich* (1992).
- [33] C. FISCHER, P. HABAS, O. HEINREICHBERGER, H. KOSINA, PH. LINDORFER, P. PICHLER, H. PÖLZL, C. SALA, A. SCHÜLT, S. SELBERHERR, M. STIFTINGER, M. THURNER. MINIMOS 6, Users' Guide. *Institute for Microelectronics, Technical University, Vienna* (Οκτώβριος 1994).
- [34] A. G. SABNIS, J. T. CLEMENS. Characterization of Electron Mobility in the Inverted <100> Silicon Surface. *IEDM Tech. Digest* (1979), 18.
- [35] S. A. SCHWARZ, S. E. RUSSEK. Semi-empirical Equation for Electron Velocity in Silicon: Part II - MOS Inversion Layer. *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 30, no. 12 (Δεκέμβριος 1983), 1634 - 1639.
- [36] S. VILLA, A. L. LACAITA, L. M. PERRON, R. BEZ. A physically-based model of the effective mobility in heavily-doped n-MOSFETs. *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 45, no. 1 (Ιανουάριος 1998), 110 - 115.
- [37] F. GÁMIZ, J. LÓPEZ-VILLANUEVA, J. BANQUERI, J. CARCELLER, P. CARTUZO. A Comparison of Models for Phonon scattering in Silicon Inversion Layers. *Journal of Applied Physics*, vol. 77 (1995), 4128 - 4130.
- [38] F. STERN. Calculated Temperature Dependence of Mobility in Silicon Inversion Layers. *Physical Review Letters*, vol. 44, no. 22 (Ιούνιος 1980), 1469 - 1472.
- [39] D. S. JEON, D. E. BURK. MOSFET Electron Inversion Layer Mobilities - a Physical Based Semi-empirical Model for a Wide Temperature Range. *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 36, no. 8 (1989), 1456 - 1463.

- [40] P. HABAŠ, S. SELBERHERR. On the effect of non-degenerate doping of polysilicon gate in thin oxide MOS-devices - Analytical modeling. *Solid-State Electronics*, vol. 33, no. 12 (Δεκέμβριος 1990), 1539 – 1544.
- [41] C. L. HUANG, N. D. ARORA. Measurements and modeling of MOSFET I-V characteristics with polysilicon depletion effect. *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 40, no. 12 (Δεκέμβριος 1993), 2330 – 2337.
- [42] J. M. SALLESE, M. BUCHER, C. LALLEMNET. Improved analytical modeling of polysilicon depletion in MOSFETs for circuit simulation. *Solid-State Electronics*, vol. 44, no. 6 (Ιούνιος 2000), 905 – 912.
- [43] C. LALLEMENT, J. M. SALLESE, M. BUCHER, W. GRABINSKI, P. C. FAZAN. Accounting for quantum effects and polysilicon depletion from weak to strong inversion in a charge-based design-oriented MOSFET model. *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 50, no. 2 (Φεβρουάριος 2003), 406 – 417.
- [44] F. STERN. Quantum properties of surface space-charge layers. *Critical Reviews in Solid State and Materials Sciences*, vol. 4, no. 1 - 4 (Δεκέμβριος 1973), 499 – 514.
- [45] K. M. CAO, W. LIU, X. JIN, K. VASHANTH, K. GREEN, J. KRICK, T. VROTSOS, C. HU. Modeling of pocket implanted MOSFETs for anomalous analog behavior. *Electron Devices Meeting, 1999. IEDM Technical Digest. International* (5 - 8 Δεκέμβριος 1999), 171 – 174.
- [46] D. M. CAUGHEY, R. E. THOMAS. Carrier mobilities in silicon empirically related to doping and field. *Proceedings of the IEEE*, vol. 55, no. 12 (Δεκέμβριος 1967), 2192 – 2193.
- [47] K. K. THORNER. Relation of drift velocity to low-field mobility and high-field saturation velocity. *Journal of Applied Physics*, vol. 51, no. 4 (Απρίλιος 1980), 2127 – 2136.
- [48] H. WONG, M. C. POON. Approximation of the length of velocity saturation region in MOSFET's. *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 44, no. 11 (Νοέμβριος 1997), 2033 – 2036.
- [49] M. ORLOWSKI, C. MAZURE, F. LAU. Submicron short channel effects due to gate reoxidation induced lateral interstitial diffusion. *International Electron Devices Meeting, 1987*, vol. 33 (1987), 632 – 635.
- [50] N. D. ARORA, M. S. SHARMA. Modeling the anomalous threshold voltage behavior of submicrometer MOSFET's. *IEEE Electron Device Letters*, vol. 13, no. 3 (Φεβρουάριος 1992), 92 – 94.
- [51] L. D. YAU. A simple theory to predict the threshold voltage of short-channel IGFET's. *Solid-State Electronics*, vol. 17, no. 10 (Οκτώβριος 1974), 1059 – 1063.
- [52] Z. H. LIU, C. HU, J. H. HUANG, T. Y. CHAN, M. C. JENG, P. K. KO, Y. C. CHENG. Threshold voltage model for deep-submicrometer MOSFETs.

- IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 40, no. 1 (Ιανουάριος 1993), 86 – 95.
- [53] E. KITONAKI, A. BAZIGOS, M. BUCHER, H. PUCHNER, S. BHARDWAJ, Y. PAPANANOS. Scaling Issues in an 0.15 μ m CMOS Technology with EKV3.0. In *Proceedings of 13th Int. Conf. on Mixed Signal Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES 2006)* (Gdynia, Poland, 22 - 24, Ιούλιος 2006), pp. 151 – 158.
- [54] S. CSERVENY. Relationship between measured and intrinsic conductances of MOSFETs. *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 37, no. 11 (Νοέμβριος 1990), 2413 – 2414.
- [55] N. D. ARORA. *MOSFET models for VLSI circuit simulation, Theory and Practice. Computational Microelectronics. Editor: S. Selberherr.* Spinger Verlag, Wien-New York, 1993.
- [56] N. D. ARORA, G. SH. GILDENBLAT. A semi-empirical model of the MOSFET inversion layer mobility for low-temperature operation. *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 34, no. 1 (Ιανουάριος 1987), 89 – 93.
- [57] C. ENZ, Y. CHENG. MOS transistor modeling for RF IC design. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 2 (Φεβρουάριος 2000), 186 – 201.
- [58] C. ENZ. An MOS transistor model for RF IC design valid in all regions of operation. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 1 (Ιανουάριος 2002), 342 – 359.
- [59] G. D. J. SMIT, A. J. SCHOLTEN, D. B. M. KLAASSEN, R. VAN LANGEVELDE, G. GILDENBLAT, X. LI, W. WU. PSP 102.2: documentation. http://pspmodel.asu.edu/downloads/psp1022_summary.pdf, 2007.
- [60] G. GILDENBLAT, X. LI, W. WU, H. WANG, A. JHA, R. VAN LANGEVELDE, G. D. J. SMIT, A. J. SCHOLTEN, D. B. M. KLAASSEN. PSP: An Advanced Surface-Potential-Based MOSFET Model for Circuit Simulation. *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 53, no. 9 (Σεπτέμβριος 2006), 1979 – 1993.
- [61] A. J. SCHOLTEN, G. D. J. SMIT, M. DURAND, R. VAN LANGEVELDE, C. J. J. DACHS, D. B. M. KLAASSEN. A New Compact Model for Junctions in Advanced CMOS Technologies. *IEDM* (2005), 200 – 203.
- [62] A. J. SCHOLTEN, G. D. J. SMIT, M. DURAND, R. VAN LANGEVELDE, D. B. M. KLAASSEN. The Physical Background of JUNCAP2. *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 53, no. 9 (Σεπτέμβριος 2006), 2098 – 2107.
- [63] A. J. SCHOLTEN, M. DURAND, G. D. J. SMIT, D. B. M. KLAASSEN. JUNCAP2 v200.3: documentation. <http://pspmodel.asu.edu/downloads/juncap200.3.pdf>, 2007.

- [64] M. C. A. M. KOOLEN, J. A. M. GEELLEN, M. P. J. G. VERSLEIJEN. An improved de-embedding technique for on-wafer high-frequency characterization. In *IEEE Proc. Bipolar Circuit Technol. Meeting* (1991), pp. 188 – 191.
- [65] M. C. A. M. KOOLEN. On-wafer high-frequency device characterization. In *Proc. Eur. Solid-State Devices Res. Conf.* (Σεπτέμβριος 1992), pp. 679 – 686.
- [66] H. CHO, D. E. BURK. A three-step method for the de-embedding of high-frequency S-parameter measurements. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38 (Ιούνιος 1991), 1371 – 1375.
- [67] S. YOSHITOMI, A. BAZIGOS, M. BUCHER. EKV3 parameter extraction and characterization of 90nm RF-CMOS technology. In *Proceedings of 14th Int. Conf. on Mixed Signal Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES 2007)* (Ciechocinek, Poland, 21 - 23, Ιούνιος 2007), pp. 74 – 79.
- [68] S. YOSHITOMI. Challenges of Compact Modeling for Deep-Submicron RF-CMOS Devices. In *Proceedings of 12th Int. Conf. on Mixed Design (MIXDES 2005)* (Krakow, Poland, 22 - 25, Ιούνιος 2005).
- [69] W. LIU, R. GHARPUREY, M. C. CHANG, U. ERDOGAN, R. AGGARWAL, J. P. MATTIA. RF MOSFET modeling accounting for distributed substrate and channel resistances with emphasis on the BSIM3v3 SPICE model. In *Proceedings of International Electron Devices Meeting, 1997. Technical Digest.* (Ciechocinek, Poland, 7 - 10, Δεκέμβριος 1997), pp. 309 – 312.
- [70] L. F. TIEMEIJER, D. B. M. KLAASSEN. Geometry Scaling of the Substrate Loss of RF MOSFETs. In *Proceeding of the 28th European Solid-State Device Research Conference, 1998* (8 - 10, Σεπτέμβριος 1998), pp. 480 – 483.
- [71] S. F. TIN, K. MAYARAM. Substrate network modeling for CMOS RF circuit simulation. In *Proceedings of the IEEE Custom Integrated Circuits, 1999* (16 - 19, Μάιος 1999), pp. 583 – 586.
- [72] S. H. JEN, C. ENZ, D. R. PEHLKE, M. SCHROTER, B. J. SHEU. Accurate MOS Transistor Modeling and Parameter Extraction Valid up to 10-GHz. *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 46, no. 11 (Νοέμβριος 1999), 2217 – 2227.
- [73] C. ENZ. MOS transistor modeling for RF integrated circuit design. In *Proceedings of the IEEE Custom Integrated Circuits Conference, 2000* (21 - 24, Μάιος 2000), pp. 189 – 196.
- [74] M. BUCHER, A. BAZIGOS, S. YOSHITOMI, N. ITOH. A Scalable Advanced RF IC Design-Oriented MOSFET Model. *International Journal of RF and Microwave Computer Aided Engineering (to be published)* (2008).
- [75] A. S. PORRET. *Design of a low-power and low-voltage UHF transceiver integrated in a CMOS process.* PhD thesis, École Polytechnique Fédérale de Luasanne, EPFL, 2002. no. 2542.

- [76] A. S. PORRET, J. M. SALLESE, C. C. ENZ. A compact non-quasi-static extension of a charge-based MOS model. *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 48, no. 8 (Αύγουστος 2001), 1647 – 1654.
- [77] A. J. SCHOLTEN, L. F. TIEMEIJER, P. W. H. DE VREEDE, D. B. M. KLAASSEN. A Large Signal Non-Quasi-Static MOS Model for RF Circuit Simulation. *IEDM Tech Digest 1999* (1999), 163 – 166.
- [78] M. BUCHER, A. BAZIGOS. An efficient channel segmentation approach for a large-signal NQS MOSFET model. *Solid-State Electronics*, vol. 52, no. 2 (Φεβρουάριος 2008), 275 – 281.
- [79] H. WANG, T. L. CHEN, G. GILDENBLAT. Quasi-Static and Non-Quasi-Static Compact MOSFET Models Based on Symmetric Linearization of the Bulk and Inversion Charges. *IEEE Transaction on Electron Devices*, vol. 50, no. 11 (Νοέμβριος 2003), 2262 – 2272.
- [80] H. WANG, X. LI, W. WU, G. GILDENBLAT, R. VAN LANGEVELDE, G. D. J. SMIT, A. J. SCHOLTEN, D. B. M. KLAASSEN. A Unified Nonquasi-Static MOSFET Model for Large Signal and Small-Signal Simulation. *IEEE Transaction on Electron Devices*, vol. 52, no. 9 (Σεπτέμβριος 2006), 2035 – 2043.
- [81] A. LOCHTEFELD, D. A. ANTONIADIS. Investigating the relationship between electron mobility and velocity in deeply scaled NMOS via mechanical stress. *IEEE Electron Device Letters*, vol. 22, no. 12 (Δεκέμβριος 2001), 591 – 593.
- [82] C. GALLON, G. REIMBOLD, G. GHIBAUDO, R. A. BIANCHI, R. GWOZIECKI, S. ORAIN, E. ROBILLIART, C. RAYNAUD, H. DANSAS. Electrical analysis of mechanical stress induced by STI in short MOSFETs using externally applied stress. *IEEE Transaction on Electron Devices*, vol. 51, no. 8 (Αύγουστος 2004), 1254 – 1261.
- [83] C. HU, S. C. TAM, F. C. HSU, P. K. KO, T. Y. CHAN, K. W. TERRILL. Hot-electron-induced MOSFET degradation Model, monitor, and improvement. *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 32, no. 2 (Φεβρουάριος 1985), 375 – 385.
- [84] C. HU, S. C. TAM, F. C. HSU, P. K. KO, T. Y. CHAN, K. W. TERRILL. Hot-electron-induced MOSFET degradation Model, monitor, and improvement. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 20, no. 1 (Φεβρουάριος 1985), 295 – 305.
- [85] K. F. SCHUEGRAF, C. C. KING, C. HU. Ultra-thin silicon dioxide leakage current and scaling limit. In *Proceedings of the VLSI Sys. Tech. Dig.* (Seattle, Ιούνιος 1992), pp. 18 – 19.
- [86] J. CAIN C. T. SAH. Gate-tunneling currents in ultrathin oxide metaloxide-silicon transistors. *Applied Physics Letters*, vol. 89 (2001), 2272 – 2285.
- [87] R. TSU, L. ESAKI. Tunneling in a finite superlattice. *Applied Physics Letters*, vol. 22 (1973), 562 – 564.

- [88] A. S. ROY, C. ENZ. Compact Modeling of Thermal Noise in the MOS Transistor. In *Proceedings of 11th Int. Conf. on Mixed Signal Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES 2004)* (Szczecin, Poland, Ιούνιος 2004), pp. 71 – 78.
- [89] A. S. ROY, C. ENZ. Compact modeling of thermal noise in the MOS transistor. *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 52, no. 4 (Απρίλιος 2005), 611 – 614.
- [90] A. S. PORRET AND C. C. ENZ. Non-Quasi-Static (NQS) Thermal Noise Modeling of the MOS Transistor. In *Symposium on Fluctuations and Noise - Noise in Devices and Circuits* (Ιούνιος 2003), pp. 78 – 92.
- [91] A. S. PORRET, C. ENZ. Non-Quasi-Static (NQS) Thermal Noise Modeling of the MOS Transistor. *IEE Proceedings Circuits, Devices and Systems*, vol. 151, no. 2 (Απρίλιος 2004), 155 – 166.
- [92] C. ENZ, A. S. ROY. Advanced Noise Modeling in EKV. Presentation of EKV Users' Meeting/Workshop, November 4-5, 2004, EPFL in Lausanne. Available online: <http://legwww.epfl.ch/ekv/workshop/>.
- [93] M. VALENZA, A. HOFFMANN, D. SODINI, A. LAIGLE, F. MARTINEZ, D. RIGAUD. Overview of the impact of downscaling technology on 1/f noise in p-MOSFETs to 90 nm. *IEE Proceedings Circuits, Devices and Systems*, vol. 151, no. 2 (Απρίλιος 2004), 102 – 110.
- [94] J. CHANG, A. A. ABIDI, Y. R. VISWANATHAN. Flicker noise in CMOS transistors from subthreshold to strong inversion at various temperatures. *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 41, no. 11 (Νοέμβριος 1994), 1965 – 1971.
- [95] J. W. HASLETT, E. J. M. KENDALL. Gate flicker noise in MOSFET's. *Proceedings of the IEEE*, vol. 60, no. 9 (Σεπτέμβριος 1972), 1111 – 1112.
- [96] Z. ZHANG, J. LAU. Compact Modeling of Thermal Noise in the MOS Transistor. In *IEEE Conference on Custom Integrated Circuits, 2001* (6 - 9 Μάιος 2001), pp. 393 – 396.
- [97] C. FIEGNA. Analysis of gate shot noise in MOSFETs with ultrathin gate oxides. *IEEE Electron Device Letters*, vol. 24, no. 2 (Φεβρουάριος 2003), 108 – 110.
- [98] R. ZENG, H. WANG. Effect of FN stress and gate-oxide breakdown on high-frequency noise characteristics in deep-submicrometer nMOSFETs. *IEEE Electron Device Letters*, vol. 26, no. 6 (Ιούνιος 2005), 390 – 393.
- [99] E. VITTOZ. The Design of High-Performance Analog Circuits on Digital CMOS Chips. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 20, no. 3 (Ιούνιος 1985), 657 – 665.
- [100] M. J. M. PELGROM, A. C. J. DUINMAIJER, A. P. G. WELBERS. Matching properties of MOS transistors. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 24, no. 5 (Οκτώβριος 1989), 1433 – 1439.

- [101] K. R. LAKSHMIKUMAR, R. A. HADAWAY, M. A. COPELAND. Characterisation and modeling of mismatch in MOS transistors for precision analog design. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 21, no. 6 (Δεκέμβριος 1986), 1057 – 1066.
- [102] J. A. CROON, M. ROSMEULEN, S. DECOUTERE, W. SANSEN, H. E. MAES. An easy-to-use mismatch model for the MOS transistor. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 8 (Αύγουστος 2002), 1056 – 1064.
- [103] OPEN VERILOG INTERNATIONAL. Verilog-A Language Reference Manual; Analog Extensions to Verilog HDL; Version 1.0; August 1, 1996; Available online: <http://www.verilog.org/verilog-ams/htmlpages/public-docs/lrm/VerilogA/verilog-a-lrm-1-0.pdf>.
- [104] ACCELLERA. Verilog-AMS Language Reference Manual; Analog & Mixed-Signal Extensions to Verilog HDL; Version 2.2; November 2004; Available online: <http://www.verilog.org/verilog-ams/htmlpages/public-docs/lrm/2.2/AMS-LRM-2-2.pdf>.
- [105] ACCELLERA VERILOG ANALOG MIXED-SIGNAL GROUP. <http://www.eda-stds.org/verilog-ams/>.
- [106] L. LEMAITRE, C. MCANDREW, S. HAMM. ADMS-automatic device model synthesizer. In *Proceedings of the IEEE Custom Integrated Circuits Conference 2002* (12 - 15 Μάιος 2002), pp. 27 – 30.
- [107] ADMS - AUTOMATIC DEVICE MODEL SYNTHESIZER. Open Source project: <http://sourceforge.net/projects/mot-adms/>.
- [108] M. MIERZWINSKI, P. O'HALLORAN, B. TROYANOVSKY, K. MAYARAM, R. W. DUTTON. New Capabilities for Verilog-A Implementations of Compact Device Models. In *Technical Proceedings of the 2004 NSTI Nanotechnology Conference and Trade Show, Volume 2* (7 - 11 Μάρτιος 2004), pp. 187 – 190.
- [109] TIBURON DESIGN AUTOMATION. Official Site: <http://www.tiburon-da.com>.
- [110] MENTOR GRAPHICS. Official Site: <http://www.mentor.com>.
- [111] M. BUCHER, A. BAZIGOS, F. KRUMMENACHER, W. GRABINSKI. Exploring the “Light Edition” of the EKV3.0 MOSFET model. Presentation of MOS-AK Workshop, May 7, 2004, Stuttgart. Available online: <http://legwww.epfl.ch/ekv/mos-ak/stuttgart/>.
- [112] M. BUCHER, A. BAZIGOS, F. KRUMMENACHER, J. M. SALLESE, C. ENZ. *Transistor Level Modeling for Analog/RF IC Design*. Springer, 2006, ch. 3. EKV3.0: An advanced charge based MOS transistor model, pp. 67 – 95.
- [113] A. BAZIGOS, M. BUCHER, S. YOSHITOMI. Benchmarking the EKV3.0 MOSFET Model in Verilog-A with 0.14um CMOS. In *Proceedings of 11th International Conference on Mixed Design, MIXDES* (Ιούνιος 2004), pp. 104 – 109.

- [114] M. BUCHER, A. BAZIGOS, F. KRUMMENACHER. Status of the EKV3.0 MOS Transistor Model. Presentation of MOS-AK/ESSDERC/ESSCIRC Workshop, Compact Modelling for Emerging Technologies, Friday, 22 September 2006, Montreux Switzerland. Available online: <http://www.mos-ak.org/montreux/>.
- [115] EKV COMPACT MOSFET MODEL. Official Site: <http://legwww.epfl.ch/ekv>.
- [116] G. A. S. MACHADO, C. ENZ, M. BUCHER. Estimating key parameters in the EKV MOST model for analogue design and simulation. In *Proceedings of the IEEE Symposium on Circuits and Systems* (1995), vol. 3, pp. 1588 – 1595.
- [117] M. BUCHER, C. LALLEMENT, C. ENZ. An efficient parameter extraction methodology for the EKV MOST model. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Microelectronic Test Structures* (1996), pp. 145 – 150.
- [118] W. GRABINSKI, M. BUCHER, F. KRUMMENACHER. The EKV Model Parameter Extraction Based on its IC-CAP USERC Implementation. Presentation of HP-IC-CAP Users Meeting, Marseille, France, June 17, 1999. Available online: <http://legwww.epfl.ch/ekv/pdf/iccap99.pdf>.
- [119] F. KRUMMENACHER, M. BUCHER, W. GRABINSKI. HF MOSFET model parameter extraction. Report of CRAFT European Project Project No 25710; WP23; July 28, 2000. Available online: <http://www.lowpower.org/Repository/esdlpd/CRAFT/d23.pdf>.
- [120] W. GRABINSKI. EKV Model v2.6 and Extraction Methodologies. Presentation of ICCAP Users' Web Conference, December 2001. Available online: http://legwww.epfl.ch/ekv/pdf/iccap_web_01.pdf. webcast: http://eesof.tm.agilent.com/products/85190a_webex.html.
- [121] W. GRABINSKI. EKV v2.6 Parameter Extraction Tutorial. Presentation of ICCAP Users' Conference, Berlin, March 2002.
- [122] A. BAZIGOS, M. BUCHER. EKV3.0 Model Code, Parameters & Case Studies. Presentation of EKV Users' Meeting/Workshop, November 4-5, 2004, EPFL in Lausanne. Available online: <http://legwww.epfl.ch/ekv/workshop/>.
- [123] M. BUCHER, D. DIAMANTAKOS, A. BAZIGOS, F. KRUMMENACHER. Design-oriented Characterization and Parameter Extraction Methodologies for the EKV3 MOSFET Model. Presentation of NANOTECH 2007 Workshop on Compact Modeling, May 22 - 24 2007. Available online: <http://www.nsti.org/Nanotech2007/WCM2007/WCM2007-MBucher.pdf>.
- [124] M. BUCHER, A. BAZIGOS, W GRABINSKI. Determining MOSFET Parameters in Moderate Inversion. In *Proceedings of the Design and Diagnostics of Electronic Circuits and Systems, 2007. DDECS '07. IEEE* (11 - 13 Απρίλιος 2007), pp. 1 – 4.
- [125] K. TERADA, K. NISHIYAMA, K. I. HATANAKA. Comparison of MOSFET-threshold-voltage extraction methods. *Solid-State Electronics*, vol. 45 (2000), 35 – 40.

- [126] M. C. SCHNEIDER, C. GALUP-MONTORO, M. B. MACHADO, A. I. A. CUNHA. Interrelations between Threshold voltage definitions and extraction methods. In *Proceedings of NSTI-Nanotech 2006* (2006), pp. 868 – 871.
- [127] L. DOBRESCU, M. PETROV, D. DOBRESCU, C. RAVARIU. Threshold Voltage Extraction Methods for MOS Transistors. In *Proceedings of International Semiconductor Conference* (Οκτώβριος 10 - 14, 2000), vol. 1, pp. 371 – 374.
- [128] J. A. CROON, H. P. TUINHOUT, R. DIFRENZA, J. KNOL, A. J. MOONEN, S. DECOUTERE, H. E. MAES, W. SANSEN. A comparison of extraction techniques for threshold voltage mismatch. In *Proceedings of IEEE 2002 International Conference on Microelectronic Test Structures* (Απρίλιος 2002), vol. 15.
- [129] A. I. A. CUNHA, M. C. SCHNEIDER, C. GALUP-MONTORO, C. D. C. CAETANO, M. B. MACHADO. Unambiguous Extraction of Threshold Voltage Based on the Transconductance-to-Current Ratio. In *Proceedings of Nanotech Conference 2005, Workshop on Compact Models* (2005), pp. 139 – 143.
- [130] H. S. WONG, M. H. WHITE, T. J. KRUTSICK, R. V. BOOTH. Modeling of transconductance degradation and extraction of the threshold voltage in thin oxide MOSFETs. *Solid-State Electronics*, vol. 30 (1987), 953 – 968.
- [131] W. Y. CHOI, H. KIM, B. LEE, J. D. LEE, B. G. PARK. Stable Threshold Voltage Extraction Using Tikhonov's Regularization Theory. *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 51 (Νοέμβριος 2004), 1833 – 1839.
- [132] R. PICOS, M. ROCA, B. IÑÍGUEZ, E. GARCÍA-MORENO. A new procedure to extract the threshold voltage of MOSFETs using noise-reduction techniques. *Solid-State Electronics*, vol. 47 (2003), 1953 – 1958.
- [133] C. LALLEMENT, M. BUCHER, C. ENZ. Modelling and characterization of non-uniform substrate doping. *Solid-State Electronics*, vol. 41 (1997), 1857 – 1861.
- [134] A. ORTIZ-CONDE, A. CERDEIRA, M. ESTRADA, F.J. GARCÍA SÁNCHEZ, R. QUINTERO. A simple procedure to extract the threshold voltage of amorphous thin film MOSFETs in the saturation region. *Solid-State Electronics*, vol. 45 (2001), 663 – 667.
- [135] J. HE, X. XI, M. CHAN, K. CAO, C. HU, Y. LI, X. ZHANG, R. HUANG, Y. WANG. Normalized mutual integral difference method to extract threshold voltage of MOSFETs. *IEEE Electron Device Letters*, vol. 23 (Ιούλιος 2002), 428 – 430.
- [136] M. J. DEEN, Z. X. YAN. A new method for measuring the threshold voltage of small-geometry MOSFETs from subthreshold conduction. *Solid-State Electronics*, vol. 33 (Μάιος 1990), 503 – 511.
- [137] A. BAZIGOS, M. BUCHER, J. ASSENMACHER, S. DECKER, W. GRABINSKI, Y. PAPANANOS. An Adjusted Constant-Current Method to Determine Saturated and Linear Mode Threshold Voltage of MOSFETs. *IEEE Transaction on Electron Devices* (Accepted for publication) (2008).

- [138] IEEE RECOMMENDED PRACTICES #P1485 ON: TEST PROCEDURES FOR MICRO-ELECTRONIC MOSFET CIRCUIT SIMULATOR MODEL VALIDATION. (Working Draft - Completed 05/21/97). Available Online: <http://ray.eeel.nist.gov/modval/database/contents/reports/micromosfet/standard.html>.
- [139] Y. P. TSIVIDIS, K. SUYAMA. MOSFET modeling for analog circuit CAD: problems and prospects. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 29 (Μάρτιος 1994), 210 – 216.
- [140] N. NASTOS, Y. PAPANANOS. A CAD Tool for Benchmarking MOSFET Models. In *Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 475 – 478.
- [141] A. VASILOPOULOS, Y. PAPANANOS, A. BAZIGOS, N. NASTOS. A User-friendly Benchmark Tool For MOS Models. In *Proceedings of 7th International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and System, 2006. MIXDES 2006*. (Ιούνιος 22 - 24, 2006), pp. 147 – 150.
- [142] COMPACT MODEL COUNCIL. Official Site: <http://www.eigroup.org/cmc/>.
- [143] C. MCANDREW. Improved Basic Symmetry Tests for MOSFET Models. Presented at Workshop on Compact Modeling 9-11 May, 2006. NSTI Nanotech 2006, Βοστώνη. Available online: <http://www.nsti.org/Nanotech2006/WCM2006/WCM2006-CMcAndrew2.pdf>.
- [144] K. JOARDAR, K. K. GULLAPALLI, C. C. MCANDREW, M. E. BURNHAM, A. WILD. An improved MOSFET model for circuit simulation. *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 45 (Ιανουάριος 1998), 134 – 148.
- [145] N. SCHEINBERG, A. PINKHASOV. A computer simulation model for simulating distortion in FET resistors. *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, vol. 19, no. 9 (Σεπτέμβριος 2000), 981 – 989.
- [146] X. NIU, Y. SONG, B. LI, W. BIAN, Y. TAO, F. LIU, J. HU, Y. CHEN, F. HE. Tests on Symmetry and Continuity between BSIM4 and BSIM5. In *Proceedings of the 8th International Symposium on Quality Electronic Design, 2007. ISQED '07*. (Μάρτιος 26 - 28, 2007), pp. 263 – 268.
- [147] N. MAVREDAKIS, M. BUCHER. Inversion-Coefficient Based Design of RF CMOS Low-Noise Amplifiers. In *Proceedings of the 13th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, 2006. ICECS '06*. (Δεκέμβριος 10 - 13, 2007), pp. 74 – 77.
- [148] J. M. SALLESE, F. KRUMMENACHER, F. PRIGALDINY, C. LALLEMENT, A. ROY, C. ENZ. A design oriented charge-based current model for symmetric DG MOSFET and its correlation with the EKV formalism. *Solid-State Electronics*, vol. 49 (Μάρτιος 2005), 485 – 489.

Κατάλογος δημοσιεύσεων του συγγραφέα

Δημοσιεύσεις σε διεθνή περιοδικά με κριτές:

- M. BUCHER, **A. Bazigos**. An efficient channel segmentation approach for a large-signal NQS MOSFET model. *Solid-State Electronics, Vol. 52*, issue 2 (Φεβρ. 2008), pp. 275-281.
- M. BUCHER, **A. Bazigos**, S. YOSHITOMI, N. ITOH. A Scalable Advanced RF IC Design-Oriented MOSFET Model. *Int. Journal of RF and Microwave Computer Aided Engineering (Accepted for publication)*.
- **A. Bazigos**, M. BUCHER, J. ASSENMACHER, S. DECKER, W. GRABINSKI, Y. PAPANANOS. An Adjusted Constant-Current Method to Determine Saturated and Linear Mode Threshold Voltage of MOSFETs. *IEEE Transactions on Electron Devices (Accepted for publication)*.
- **A. Bazigos**, M. BUCHER, P. SAKALAS, M. SCHROTER, W. KRAUS. High-frequency scalable compact modelling of Si RF-CMOS technology. *Physica Status Solidi (c) - Current topics in solid state physics (Accepted for publication)*.

Δημοσιεύσεις σε πρακτικά διεθνών συνεδρίων:

- **A. Bazigos**, M. BUCHER, S. YOSHITOMI. Benchmarking the EKV3.0 MOSFET Model in Verilog-A with 0.14 μ m CMOS. In *Proc. of 11th Int. Conf. on Mixed Signal Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES2004)* (Szczecin, Poland, 24-26 Ιουν. 2004), pp. 104-109.
- E. KITONAKI, **A. Bazigos**, M. BUCHER, H. PUCHNER, S. BHARDWAJ, Y. PAPANANOS. Scaling Issues in an 0.15 μ m CMOS Technology with EKV3. In *Proc. of 13th Int. Conf. on Mixed Signal Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES2006)* (Gdynia, Poland, 22-24 Ιουν. 2006), pp. 151-158.
- A. VASILOPOULOS, Y. PAPANANOS, **A. Bazigos**, N. NASTOS. A User-friendly Benchmark Tool For MOS Models. In *Proc. of 13th Int. Conf. on Mixed Signal Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES2006)* (Gdynia, Poland, 22-24 Ιουν. 2006), pp. 147-150.
- S. YOSHITOMI, **A. Bazigos**, M. BUCHER. EKV3 parameter extraction and characterization of 90nm RF-CMOS technology. In *Proc. of 14th Int. Conf. on Mixed Signal Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES2007)* (Ciechocinek, Poland, 21-23 Ιουν. 2007), pp. 74-79.

- M. BUCHER, **A. Bazigos**, N. NASTOS, Y. PAPANANOS, F. KRUMMENACHER, S. YOSHITOMI. Analysis of harmonic distortion in deep submicron CMOS. In *Proc. of the 11th IEEE Int. Conf. on Electronics, Circuits and Systems 2004 (ICECS2004)* (Tel Aviv, 13-15 Δεχ. 2004), pp. 395-398.
- M. BUCHER, **A. Bazigos**, W. GRABINSKI. Determining MOSFET Parameters in Moderate Inversion. In *Proc. of the Design and Diagnostics of Electronic Circuits and Systems 2007 (DDECS'07)* (Krakow, Poland, 11-13 Απρ. 2007), pp. 1-4.

Παρουσιάσεις σε διεθνής συναντήσεις εργασίας ή συνέδρια:

- **A. Bazigos**, M. BUCHER, F. KRUMMENACHER. The EKV3 MOS Transistor Model. *MOS-AK/ESSDERC/ESSCIRC'06 Workshop, Compact Modeling for Emerging Technologies* (Montreux, Switzerland, 22 Σεπτ. 2007)
- M. BUCHER, F. KRUMMENACHER, **A. Bazigos**. Advances in MOSFET charges modeling. *MOS-AK/ESSCIRC'04 Workshop* (Leuven, Belgium, 20 Σεπτ. 2004)
- M. BUCHER, **A. Bazigos**, F. KRUMMENACHER, W. GRABINSKI. Exploring the “Light Edition” of the EKV3.0 MOSFET Model. *MOS-AK meeting, MOS Modeling and Parameter Extraction Group Meeting* (Stuttgart, Germany, 7 Μαΐου 2004)
- M. BUCHER, **A. Bazigos**, E. KITONAKI, F. KRUMMENACHER. Recent Advances in the EKV3.0 MOSFET Model (invited). *NSTI, Nanotech 2006* (Boston, 7-11 Μαΐου 2006)
- M. BUCHER, **A. Bazigos**, D. DIAMANTAKOS, F. KRUMMENACHER. Design-Oriented Characterization and Parameter Extraction Methodologies for the EKV3 MOSFET Model. *NSTI, Nanotech 2007* (Santa Clara, 20-24 Μαΐου 2007)
- M. BUCHER, F. KRUMMENACHER, **A. Bazigos**. The EKV3.0 MOSFET Model for Advanced Analog IC Design. *EKV Model Users' Group Meeting and Workshop* (Lausanne, Switzerland, 4-5 Νοεμ. 2004)
- **A. Bazigos**, M. BUCHER. EKV3.0 Model Code, Parameters & Case Studies. *EKV Model Users' Group Meeting and Workshop* (Lausanne, Switzerland, 4-5 Νοεμ. 2004)

Κεφάλαιο σε βιβλίο:

- EDITORS: W. GRABINSKI, B. NAUWELAERS, D. SCHREURS. Transistor Level Modeling for Analog/RF IC Design; ISBN: 978-1-4020-4555-4. CHAPTER 3: EKV 3.0 MOSFET MODEL. AUTHORS: M. BUCHER, **A. Bazigos**, F. KRUMMENACHER, J. M. SALLESE, C. ENZ. pp. 67-95.

□

Παρακαλώ κύριοι κλείνουμε ...