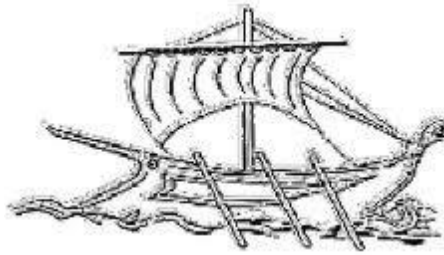


ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ ΠΕΙΡΑΙΑ



Τ.Ε.Ι ΠΕΙΡΑΙΑ

**ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΣ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΜΟΣ DC
ΝΑΝΟΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ FinFET
ΣΕ ΥΠΟΣΤΡΩΜΑΤΑ SOI**

ΜΑΝΘΟΥ ΔΕΣΠΟΙΝΑ

**ΔΗΜΗΤΡΑΚΗΣ ΠΑΝΑΓΙΩΤΗΣ
ΝΙΚΟΛΑΟΥ ΓΡΗΓΟΡΙΟΣ**

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΑΥΤΟΜΑΤΙΣΜΟΥ**

ΣΕΠΤΕΜΒΡΙΟΣ 2017

ΤΜΗΜΑ ΑΥΤΟΜΑΤΙΣΜΟΥ

Π. Ράλλη & Θηβών 250, 12244 Αιγάλεω, Αθήνα – Ελλάδα

Τηλ. 210-5381488

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στην παρούσα διπλωματική εργασία θα μελετηθούν οι πλέον σύγχρονες διατάξεις τρανζίστορ επίδρασης πεδίου (FET) που ονομάζονται "τρανζίστορ πτερυγίου" (FinFET) . Οι διατάξεις αυτές κατασκευάστηκαν στο Εργαστήριο Νανοτεχνολογίας και Μικροσυστημάτων του Ινστιτούτου Νανοεπιστήμης και Νανοτεχνολογίας στο Ε.Κ.Ε.Φ.Ε. "Δημόκριτος", στα πλαίσια του προγράμματος ΑΡΙΣΤΕΙΑ ΙΙ "Nanowire Memory" με επιστημονικό υπεύθυνο τον Δρ. Πασκάλ Νορμάντ. Για την κατασκευή τους χρησιμοποιήθηκαν σύγχρονες τεχνικές κατασκευής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων νανοηλεκτρονικής, όπως λιθογραφία ηλεκτρονικής δέσμης.

Σκοπός της διπλωματικής εργασίας είναι να μελετηθούν οι ηλεκτρικές ιδιότητες των νανοηλεκτρονικών αυτών διατάξεων πριν και ύστερα από καταπόνηση, ώστε να κατανοηθούν τα φυσικά φαινόμενα τα οποία καθορίζουν την λειτουργία και τη γήρανσή τους. Ιδιαίτερη έμφαση θα δοθεί στην ανάπτυξη δύο τεχνικών ηλεκτρικού χαρακτηρισμού. Η πρώτη αφορά την μέτρηση των διεπιφανειακών καταστάσεων στην πύλη των διατάξεων FinFET (Transconductance Dispersion Method) και η δεύτερη σχετίζεται με την μέτρηση της ευκινησίας των φορέων στο κανάλι του τρανζίστορ (Split C-V method) .

Για τον ηλεκτρικό χαρακτηρισμό των διατάξεων θα χρησιμοποιηθεί Semiconductor Parameter Analyzer HP 4155 ενσωματωμένο H/T και ειδική γλώσσα προγραμματισμού στην οποία και θα γραφτεί το λογισμικό στο οποίο θα υλοποιηθούν οι νέες τεχνικές χαρακτηρισμού.

ΔΗΛΩΣΗ ΣΥΓΓΡΑΦΕΑ ΠΤΥΧΙΑΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Η κάτωθι υπογεγραμμένη Μάνθου Δέσποινα, του Κων/νου, με αριθμό μητρώου 41894 φοιτήτρια του Τμήματος **Μηχανικών Αυτοματισμού Τ.Ε.** του Α.Ε.Ι. Πειραιά Τ.Τ. πριν αναλάβω την εκπόνηση της Πτυχιακής Εργασίας μου, δηλώνω ότι ενημερώθηκα για τα παρακάτω:

«Η Πτυχιακή Εργασία (Π.Ε.) αποτελεί προϊόν πνευματικής ιδιοκτησίας τόσο του συγγραφέα, όσο και του Ιδρύματος και θα πρέπει να έχει μοναδικό χαρακτήρα και πρωτότυπο περιεχόμενο.

Απαγορεύεται αυστηρά οποιοδήποτε κομμάτι κειμένου της να εμφανίζεται αυτούσιο ή μεταφρασμένο από κάποια άλλη δημοσιευμένη πηγή. Κάθε τέτοια πράξη αποτελεί προϊόν λογοκλοπής και εγείρει θέμα Ηθικής Τάξης για τα πνευματικά δικαιώματα του άλλου συγγραφέα. Αποκλειστικός υπεύθυνος είναι ο συγγραφέας της Π.Ε., ο οποίος φέρει και την ευθύνη των συνεπειών, ποινικών και άλλων, αυτής της πράξης.

Πέραν των όποιων ποινικών ευθυνών του συγγραφέα σε περίπτωση που το Ίδρυμα του έχει απονείμει Πτυχίο, αυτό ανακαλείται με απόφαση της Συνέλευσης του Τμήματος. Η Συνέλευση του Τμήματος με νέα απόφαση της, μετά από αίτηση του ενδιαφερόμενου, του αναθέτει εκ νέου την εκπόνηση της Π.Ε. με άλλο θέμα και διαφορετικό επιβλέποντα καθηγητή. Η εκπόνηση της εν λόγω Π.Ε. πρέπει να ολοκληρωθεί εντός τουλάχιστον ενός ημερολογιακού 6μήνου από την ημερομηνία ανάθεσης της. Κατά τα λοιπά εφαρμόζονται τα προβλεπόμενα στο άρθρο 18, παρ. 5 του ισχύοντος Εσωτερικού Κανονισμού.»

Επίσης δηλώνω υπεύθυνα ότι έχω παρακολουθήσει το σεμινάριο συγγραφής και εκπόνησης πτυχιακής εργασίας που διοργανώνεται από το Τμήμα Μηχανικών Αυτοματισμού Τ.Ε. κατά το Εαρινό Εξάμηνο του Ακ. Έτους 2015-2016.

Η Δηλούσα

Ημερομηνία



10/10/2017

Περιεχόμενα

Κεφάλαιο 1 - Τρανζίστορ	9
1.1 Ιστορική αναδρομή	9
1.2 Διπολικά τρανζίστορ	9
1.3 Τρανζίστορ επίδρασης πεδίου	13
Κεφάλαιο 2 -Μέθοδοι χαρακτηρισμού MOSFET	23
2.1 Πρότυπα λειτουργίας DCMOSFET.....	23
2.2 Υπολογισμός παραμέτρων στην ωμική κατάσταση (Parameter Extraction in the Ohmic Regime)	31
Κεφάλαιο 3 – Πειραματική Διαδικασία	40
3.1 Κατασκευή των τρανζίστορ FinFET και πειραματική διάταξη ηλεκτρικού χαρακτηρισμού...	40
3.2 Ηλεκτρικός Χαρακτηρισμός	45
Συμπεράσματα.....	69

Κατάλογος Σχημάτων

Σχήμα 1.2.1 : (α) Δομή του διπολικού τρανζίστορ, (β) Περιοχές απογύμνωσης.....	10
Σχήμα 1.2.2 : Σχηματικό σύμβολο τρανζίστορ (α) npn, (β) pnp	10
Σχήμα 1.2.3 :Κύκλωμα κοινού εκπομπού	12
Σχήμα 1.3.1 : σχηματικά σύμβολα των τρανζίστορ (α) JFET, (β) MOSFET, (γ) FinFET	14
Σχήμα 1.3.2 : Δομή ενός JFET	15
Σχήμα 1.3.3 :Δομή ενός MOSFET	17
Σχήμα 1.3.4 : Δομή MOSFET τύπου εκκένωσης.....	18
Σχήμα 1.3.5 : Δομή MOSFET τύπου πύκνωσης.....	19
Σχήμα 1.3.6: BulkFinFET.....	21
Σχήμα 1.3.7 : Διάφορες δομές FET τρανζίστορ πολλαπλών πυλών,	22
Σχήμα 1.3.8 : (α) DELTAMOSFET, (β) FinFET.....	22
Σχήμα 3.1.1: α) «Πτερύγια» (fins) πάχους 30nm , β) FinFET μονής πύλης (ενός μόνο «πτερυγίου») το οποίο κατασκευάστηκε στο Εργαστήριο Νανοτεχνολογίας και Μικροσυστημάτων του Ε.Κ.Ε.Φ.Ε. «ΔΗΜΟΚΡΙΤΟΣ».	41
Σχήμα 3.1.2: α) Δείγμα με 4 μοναδιακές κυψελίδες (διαστάσεων 3.7 x 3.0 mm ²), β) Το σχέδιο μιας κυψελίδας, γ) Οπτική φωτογραφία μίας κατασκευασμένης μοναδιακής κυψελίδας.	42
Σχήμα 3.1.3: Πειραματική διάταξη ηλεκτρικού χαρακτηρισμού.	43
Σχήμα 3.1.4: Σταθμός οπτικού μικροσκοπίου.	43
Σχήμα 3.1.5: Δείγμα με συνδέσεις αριστερά (πηγή) και δεξιά (πύλη και απαγωγός).....	44
Σχήμα 3.1.6: α) Διάταξη ηλεκτρικού χαρακτηρισμού HP 4155A, β) η διάταξη των τριών μονάδων τροφοδοσίας/μέτρησης (Source Measure Unit) για την μέτρηση των χαρακτηριστικών ενός MOSFET.	44
Σχήμα 3.2.1 : α) Κυψελίδα των τρανζίστορ, β) δομή των V-cells.....	45
Σχήμα 3.2.2 : α) Κυψελίδα των τρανζίστορ, β) δομή των S-cells.....	53
Σχήμα 3.2.3 : α) Κυψελίδα των τρανζίστορ, β) δομή των M-cells	61

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 3.1: Ονόματα των τρανζίστορ με γεωμετρία V	46
Πίνακας 3.2: Μεταβολή του V_{th} και του DIBL για $W=25nm$ για τρανζίστορ με γεωμετρία V	49
Πίνακας 3.3: Μεταβολή του V_{th} και του DIBL για $W=50nm$ για τρανζίστορ με γεωμετρία V	49
Πίνακας 3.4: Μεταβολή του V_{th} και του DIBL για $W=75nm$ για τρανζίστορ με γεωμετρία V	49
Πίνακας 3.5: Μεταβολή του V_{th} και του DIBL για $W=100nm$ για τρανζίστορ με γεωμετρία V	49
Πίνακας 3.6: Μεταβολή του μ_{fe} για τρανζίστορ με γεωμετρία V. Οι τιμές μ_{fe1} , μ_{fe2} και μ_{fe3} αντιστοιχούν για τις περιπτώσεις πόλωσης V_{d1} , V_{d2} και V_{d3}	50
Πίνακας 3.7: Ονόματα των τρανζίστορ με γεωμετρία S	53
Πίνακας 3.8: Μεταβολή του V_{th} και του DIBL για $W=25nm$ για τρανζίστορ με γεωμετρία S	56
Πίνακας 3.9: Μεταβολή του V_{th} και του DIBL για $W=50nm$ για τρανζίστορ με γεωμετρία S	56
Πίνακας 3.10: Μεταβολή του V_{th} και του DIBL για $W=75nm$ για τρανζίστορ με γεωμετρία S	56
Πίνακας 3.11: Μεταβολή του V_{th} και του DIBL για $W=100nm$ για τρανζίστορ με γεωμετρία S	56
Πίνακας 3.12: Μεταβολή του μ_{fe} για τρανζίστορ με γεωμετρία S. Οι τιμές μ_{fe1} , μ_{fe2} και μ_{fe3} αντιστοιχούν για τις περιπτώσεις πόλωσης V_{d1} , V_{d2} και V_{d3}	57
Πίνακας 3.13: Ονόματα των τρανζίστορ με γεωμετρία M	61
Πίνακας 3.14: Μεταβολή του V_{th} και του DIBL για $W=25nm$ για τρανζίστορ με γεωμετρία M	64
Πίνακας 3.15: Μεταβολή του V_{th} και του DIBL για $W=50nm$ για τρανζίστορ με γεωμετρία M	64
Πίνακας 3.16: Μεταβολή του V_{th} και του DIBL για $W=75nm$ για τρανζίστορ με γεωμετρία M	64
Πίνακας 3.17: Μεταβολή του V_{th} και του DIBL για $W=100nm$ για τρανζίστορ με γεωμετρία M	64
Πίνακας 3.18: Μεταβολή του μ_{fe} για τρανζίστορ με γεωμετρία M. Οι τιμές μ_{fe1} , μ_{fe2} και μ_{fe3} αντιστοιχούν για τις περιπτώσεις πόλωσης V_{d1} , V_{d2} και V_{d3}	65

Κατάλογος Γραφημάτων

Γράφημα 1.2.1 :I-V χαρακτηριστική διπολικού τρανζίστορ	13
Γράφημα 1.3.1 : Χαρακτηριστική καμπύλη JFET τύπου-n.....	15
Γράφημα 1.3.2 : Καμπύλη διαγωγιμότητας JFET	17
Γράφημα 1.3.3 : (α) καμπύλη διαγωγιμότητας,(β) καμπύλη εκροής τρανζίστορ D-MOSFET	19
Γράφημα 1.3.4 : Καμπύλη εκροής τρανζίστορ E-MOSFET.....	20
Γράφημα 2.1.1 : Φαίνονται οι συνηθέστερες μεταβολές της ευκινησίας επίδρασης πεδίου μ_{eff} και της ενεργούς ευκινησίας μ_{eff} σε συνάρτηση με την τάση πύλης V_g (παράμετροι : $\mu_0 = 500 \text{ cm}^2/\text{Vs}$, $t_{ox} = 10 \text{ nm}$, $N_A = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$, $V_b = -0.6 \text{ V}$) .	24
Γράφημα 2.1.2 : Οι μεταβολές της προεκβαλλόμενης τάσης κατωφλίου V_{text} και μέγιστης ευκινησίας επίδρασης πεδίου μ_{max} σε σχέση με τον παράγοντα μείωσης της ευκινησίας θ (παράμετροι : $\mu_0 = 600 \text{ cm}^2/\text{Vs}$), $t_{ox} = 26 \text{ nm}$, $N_A = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$) .	25
Γράφημα 2.1.3 : Θεωρητικές και πειραματικές μεταβολές της τάσης κόρου εκροής V_{dsat} με τάση πύλης V_g για διαφορετικά μήκη καναλιού (παράμετροι: $V_t = 0.6 \text{ V}$, $\mu_0 = 500 \text{ cm}^2/\text{Vs}$), $t_{ox} = 26 \text{ nm}$, $u_{sat} = 6 \times 10^6 \text{ cm/s}$) .	29
Γράφημα 2.1.4 : Μεταβολές της τάσης κόρου εκροής V_{dsat} με τον παράγοντα μείωσης της ευκινησίας θ όπως προκύπτει από τις σχέσεις 1.28 και 1.29 (παράμετροι : $\mu_0 = 500 \text{ cm}^2/\text{Vs}$), $t_{ox} = 20 \text{ nm}$, $u_{sat} = 6 \times 10^6 \text{ cm/s}$, $L = 0.3 \mu\text{m}$, $V_g = 3 \text{ V}$, $V_t = 1 \text{ V}$) ..	30
Γράφημα 2.2.1 : Τυπική πειραματική χαρακτηριστική καμπύλη I_D/V_g για τρανζίστορ.....	32
MOS n καναλιού με τεχνολογία $0.35 \mu\text{m}$ CMOS για τον υπολογισμό της τάσης κατωφλίου V_t και της ευκινησίας χαμηλού πεδίου μ_0 (courtesy of O. Roux) ..	32
Γράφημα 2.2.2 : Μεταβολές του G_m με το πλάτος πύλης W_{mask} (α) και $1/G_m$ με το μήκος πύλης L_{mask} (β) απεικόνιση του υπολογισμού της μείωσης του πλάτους και του μήκους καναλιού.	34
Γράφημα 2.2.3 : Συνήθης μεταβολή του $g_m - 12$ με την τάση πύλης V_g , από την σχέση 1.27 για τον υπολογισμό του παράγοντα εξασθένησης ευκινησίας θ (courtesy of A. Emrani)	35
Γράφημα 2.2.4 : Η γραφική παράσταση του εξωτερικού παράγοντα υποβάθμισης ευκινησίας θ^* σε συνάρτηση με το G_m για τον υπολογισμό του ενδογενή παράγοντα υποβάθμισης ευκινησίας θ και της σειριακής αντίστασης πηγής-εκροής R_{sd} (courtesy of O. Roux)	35
Γράφημα 2.2.5 : Γραφική απεικόνιση της συνολικής αντίστασης R_{tot} σε σχέση με το μήκος πύλης L_{mask} για τον υπολογισμό ταυτόχρονα της μείωσης του μήκους του καναλιού ΔL και της σειριακής αντίστασης όταν υπάρχει κοινό σημείο τομής.	36
Γράφημα 2.2.6 : Γραφική απεικόνιση της συνολικής αντίστασης R_{tot} σε σχέση με το μήκος πύλης L_{mask} για τον υπολογισμό ταυτόχρονα της μείωσης του μήκους του καναλιού ΔL και της σειριακής αντίστασης στην περίπτωση που η τάση πύλης εξαρτάται από το κοινό σημείο τομής.	36
Γράφημα 2.2.7 : Εξάρτηση της τάσης κατωφλίου από την τάση εκροής παρατηρείται στα τρανζίστορ κοντού καναλιού όταν παρατηρείται το φαινόμενο DIBL	37
Γράφημα 2.2.8 : Συνήθεις μεταβολές του λόγου g_d/g_m με την τάση εκροής V_d για ποικίλα μήκη πύλης	38
Γράφημα 2.2.9 : Στην γραφική απεικόνιση φαίνονται οι πειραματικές μεταβολές της παραμέτρου λ του DIBL με μήκος πύλης L , όπως έχει υπολογιστεί με την μέθοδο g_d/g_m και από την θεωρητική απεικόνιση της εξίσωσης 1.30	39
Γράφημα 3.2.1 : Χαρακτηριστικές μεταφορές για μήκος καναλιού $L=500 \text{ nm}$, $W = (\text{nm})$...47	
Γράφημα 3.2.2 : Χαρακτηριστικές μεταφορές για μήκος καναλιού $L=1000 \text{ nm}$, $W = (\text{nm})$.47	
Γράφημα 3.2.3 : Χαρακτηριστικές μεταφορές για μήκος καναλιού $L=2000 \text{ nm}$, $W = (\text{nm})$.48	
Γράφημα 3.2.4 : Ευκινησία φορέων για διαφορετικά πλάτη καναλιού	50
Γράφημα 3.2.5 : Output characteristics για μήκος καναλιού $L=500 \text{ nm}$, $W = (\text{nm})$	51

Γράφημα 3.2.6 : Output characteristics για μήκος καναλιού $L=1000$ nm, $W =$ (nm)	52
Γράφημα 3.2.7 : Output characteristics για μήκος καναλιού $L=2000$ nm, $W =$ (nm)	52
Γράφημα 3.2.8 : Χαρακτηριστικές μεταφοράς για μήκος καναλιού $L=500$ nm, $W =$ (nm)...	54
Γράφημα 3.2.9 : Χαρακτηριστικές μεταφοράς για μήκος καναλιού $L=1000$ nm, $W =$ (nm).	55
Γράφημα 3.2.10 : Χαρακτηριστικές μεταφοράς για μήκος καναλιού $L=2000$ nm, $W =$ (nm)	55
Γράφημα 3.2.11 : Ευκινησία φορέων για διαφορετικά W	58
Γράφημα 3.2.12 : Output characteristic για μήκος καναλιού $L=500$ nm, $W =$ (nm).....	59
Γράφημα 3.2.13 : Output characteristic για μήκος καναλιού $L=1000$ nm, $W =$ (nm).....	60
Γράφημα 3.2.14 : Output characteristic για μήκος καναλιού $L=2000$ nm, $W =$ (nm).....	60
Γράφημα 3.2.15 : Χαρακτηριστικές μεταφοράς για μήκος καναλιού $L=500$ nm, $W =$ (nm).	62
Γράφημα 3.2.16 : Χαρακτηριστικές μεταφοράς για μήκος καναλιού $L=1000$ nm, $W =$ (nm)	63
Γράφημα 3.2.17 : Χαρακτηριστικές μεταφοράς για μήκος καναλιού $L=2000$ nm, $W =$ (nm)	63
Γράφημα 3.2.18 : Ευκινησία φορέων για διαφορετικά W	66
Γράφημα 3.2.19 : Output characteristic για μήκος καναλιού $L=500$ nm, $W =$ (nm).....	67
Γράφημα 3.2.20 : Output characteristic για μήκος καναλιού $L=1000$ nm, $W =$ (nm).....	68
Γράφημα 3.2.21 : Output characteristic για μήκος καναλιού $L=2000$ nm, $W =$ (nm).....	68

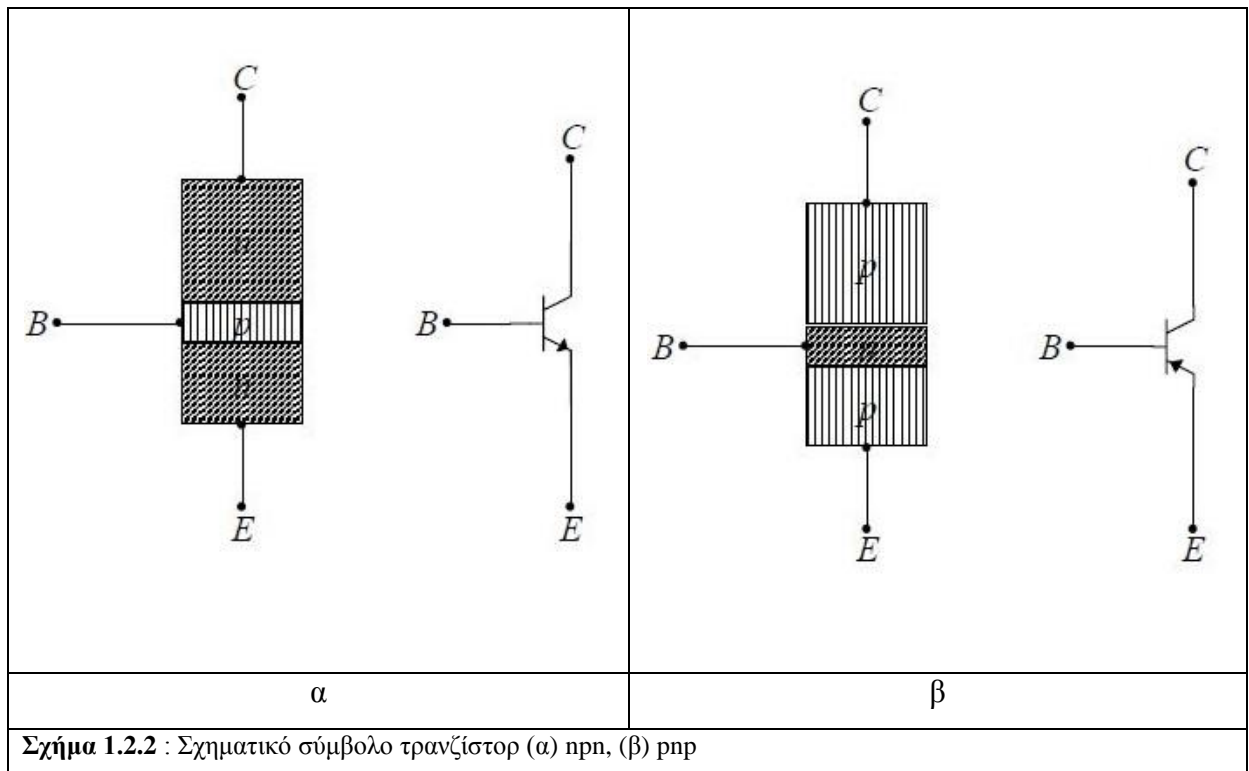
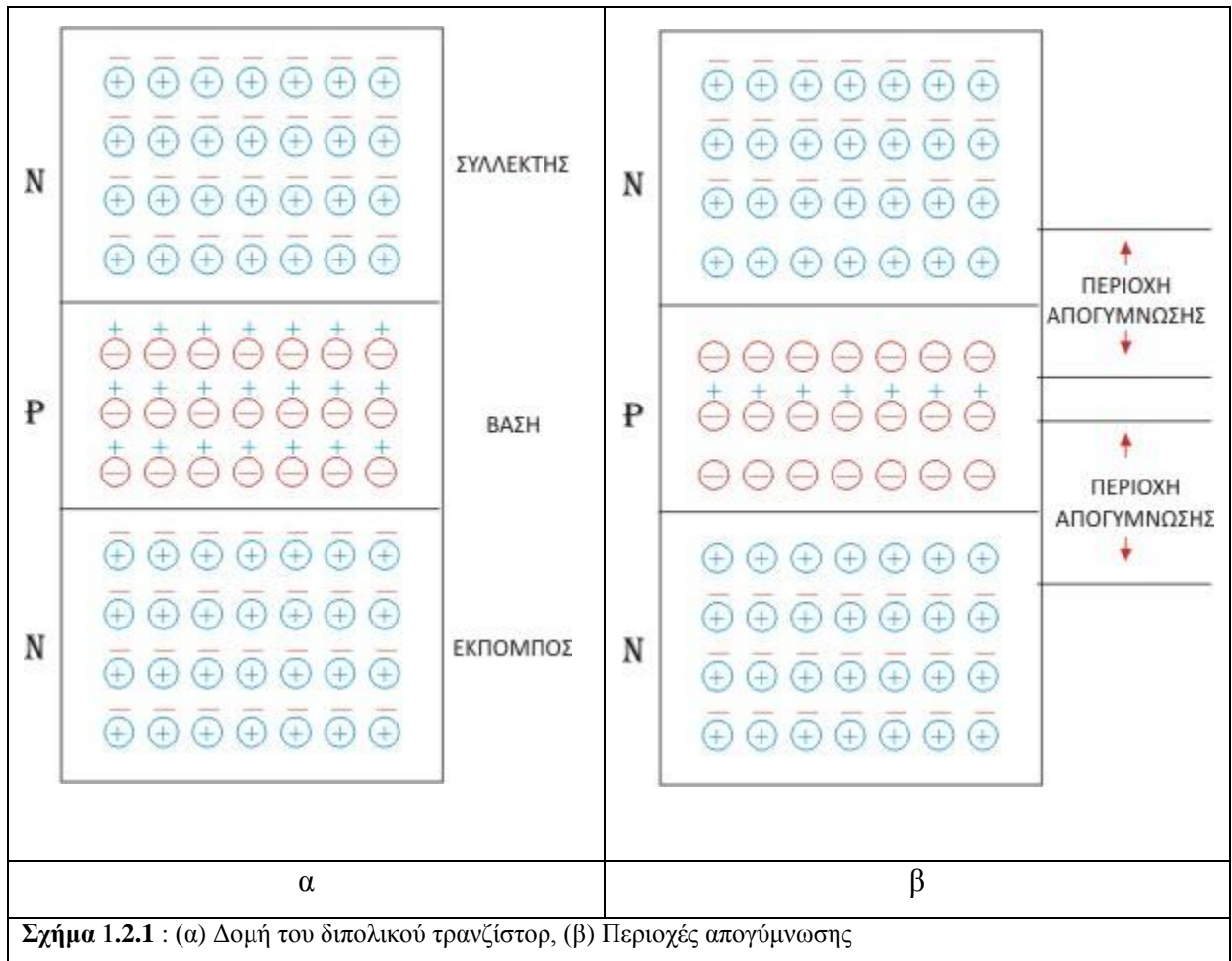
Κεφάλαιο 1 - Τρανζίστορ

1.1 Ιστορική αναδρομή

Η ιδέα για την κατασκευή των τρανζίστορ επίδρασης πεδίου υπήρχε από το 1920, όμως το 1948 εφηύραν το πρώτο τρανζίστορ επαφής οι William Shockley, John Bardeen και Walter Brattain. Αυτή η εφεύρεση οδήγησε στην δημιουργία των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (IC) , μικρές διατάξεις αποτελούμενες από πολλά τρανζίστορ. Τα ολοκληρωμένα κυκλώματα έφεραν την επανάσταση στον τομέα της επιστήμης και της τεχνολογίας και διαρκώς εξελίσσονται καθώς οι ιδιότητες αυξάνονται και το μέγεθος μικραίνει.

1.2 Διπολικά τρανζίστορ

Τα διπολικά τρανζίστορ (Bipolar Junction Transistor) αποτελούνται από τρεις περιοχές με προσμίξεις (εκπομπός, βάση, συλλέκτης) . Κατασκευάζονται pnp και npn τρανζίστορ, όπου στη περιοχή τύπου-n βρίσκονται τα ελεύθερα ηλεκτρόνια ενώ στη τύπου-p οι οπές. Τα τρανζίστορ pnp αποτελούνται από μια περιοχή τύπου-n ανάμεσα σε δύο περιοχές τύπου-p, ενώ τα npn αποτελούνται από μια περιοχή τύπου-p ανάμεσα σε δύο περιοχές τύπου-n. Συνεπώς αποτελούνται από δύο επαφές, δηλαδή τα σημεία επαφής των περιοχών τύπου-n και τύπου-p. Έτσι τα bjt τρανζίστορ έχουν χαρακτηριστικά δύο διόδων συνδεδεμένων αντίθετα (back to back) . Τα ελεύθερα ηλεκτρόνια της περιοχής n κατευθύνονται προς την περιοχή p συμπληρώνοντας τις οπές.



Η βασική αρχή των διπολικών τρανζίστορ ορίζει πως η ροή ρεύματος ενός ακροδέκτη ελέγχεται από την τάση ανάμεσα στους άλλους δύο ακροδέκτες.

Ας δούμε τι προκύπτει με την εφαρμογή του νόμου ρευμάτων του Kirchhoff

$$I_E = I_C + I_B(A) \quad (1.2.1)$$

Γνωρίζοντας όμως ότι το ρεύμα βάσης (I_B) είναι πολύ μικρό σε σύγκριση με τα άλλα δύο ρεύματα, θα ισχύει

$$I_E \approx I_C(1.2.2)$$

Ο λόγος των ρευμάτων συλλέκτη - εκπομπού ορίζεται ως α_{dc} και είναι λίγο μικρότερο από το 1 διότι το ρεύμα εκπομπού είναι περίπου ίσο με το ρεύμα συλλέκτη.

$$\alpha_{dc} = \frac{I_C}{I_E}(1.2.3)$$

Το κέρδος (current gain) συμβολίζεται με β_{dc} και είναι ο λόγος του ρεύματος συλλέκτη - ρεύμα βάσης.

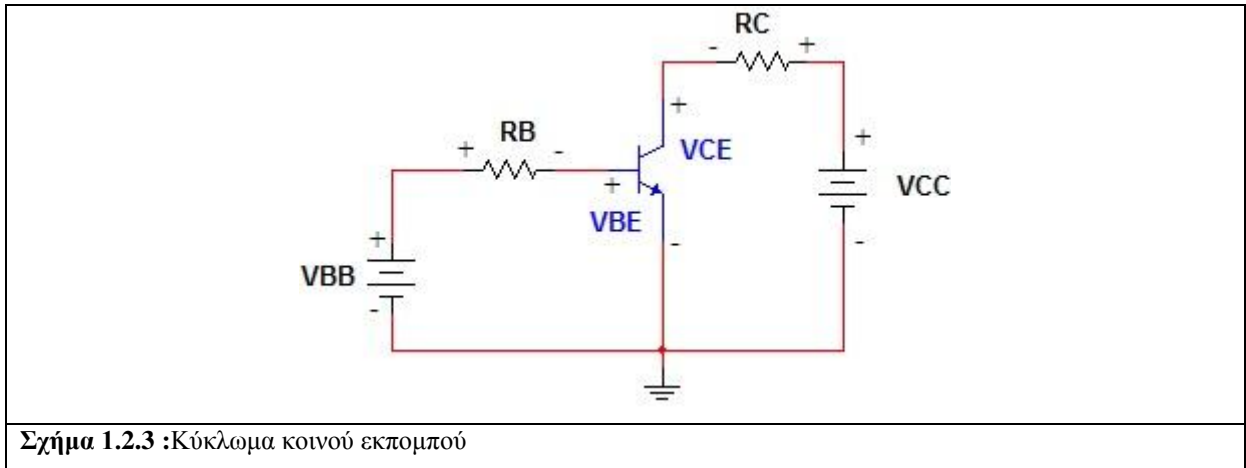
$$\beta_{dc} = \frac{I_C}{I_B}(1.2.4)$$

Η όταν γνωρίζουμε το β_{dc}

$$I_C = \beta_{dc} I_B(A) \quad (1.2.5)$$

Λειτουργία και χαρακτηριστική καμπύλη λειτουργίας διπολικού τρανζίστορ

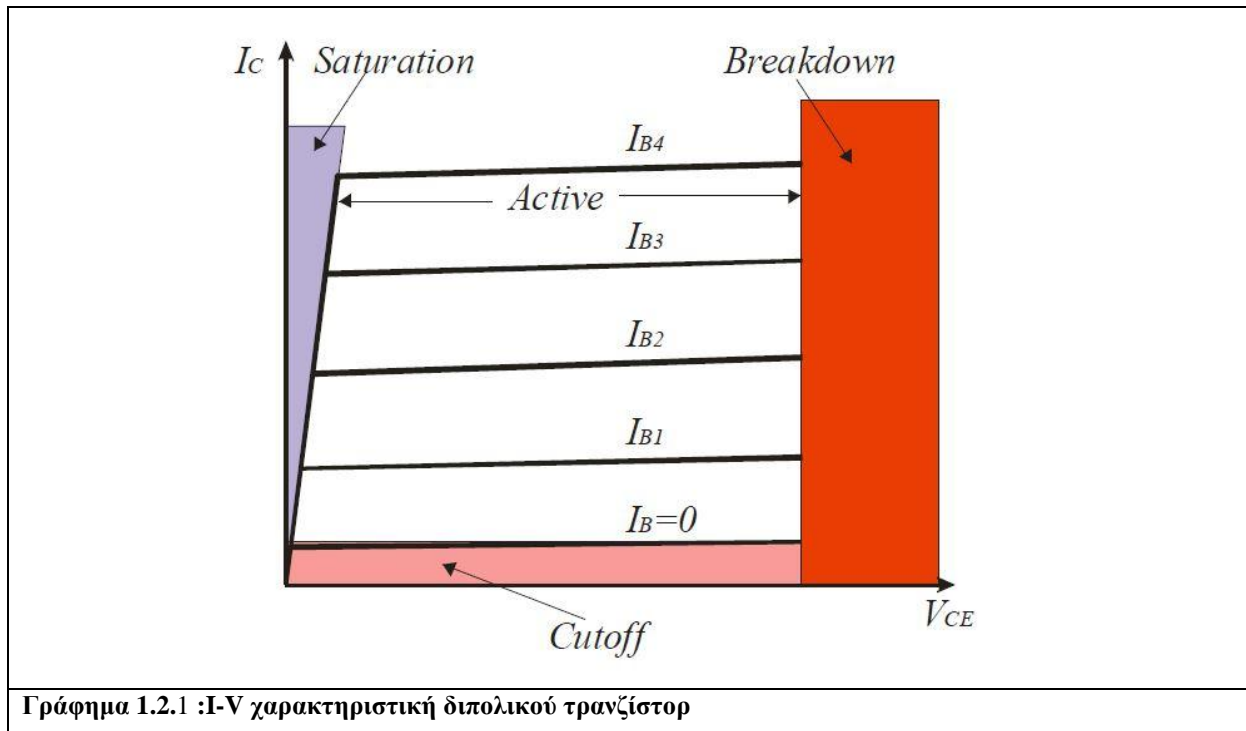
Ακολουθεί ένα ευρέως χρησιμοποιούμενο κύκλωμα κοινού εκπομπού για την μελέτη των χαρακτηριστικών του τρανζίστορ. Ονομάζεται κοινού εκπομπού διότι η γείωση κάθε πηγής συνδέεται στον εκπομπό.



Σχήμα 1.2.3 :Κύκλωμα κοινού εκπομπού

Τα διπολικά τρανζίστορ έχουν τέσσερις περιοχές λειτουργίας:

1. **Περιοχή κορεσμού** (saturation region) : αυξάνεται η τιμή του ρεύματος συλλέκτη (I_C) απότομα και είναι ανεξάρτητη από το I_B και β_{dc} , με το ένα να είναι μεγαλύτερο και το άλλο μικρότερο από το κανονικό αντίστοιχα. Ακόμα η τάση συλλέκτη-εκπομπού είναι μικρότερη από την τάση βάσης-εκπομπού.
2. **Περιοχή αποκοπής** (cutoff region) : το ρεύμα βάσης είναι μηδέν αλλά υπάρχει κάποιο μικρό ρεύμα συλλέκτη.
3. **Ενεργός περιοχή** (active region) : σε αυτήν φαίνεται η κανονική λειτουργία του τρανζίστορ με την δίοδο εκπομπού ορθά πολωμένη και την δίοδο συλλέκτη ανάστροφα.
4. **Περιοχή κατάρρευσης** (breakdown region) : είναι η περιοχή που το τρανζίστορ μπορεί να καταστραφεί. Το ρεύμα συλλέκτη I_C και η τάση συλλέκτη-εκπομπού V_{CE} υπερβαίνουν τις μέγιστες ονομαστικές τιμές.

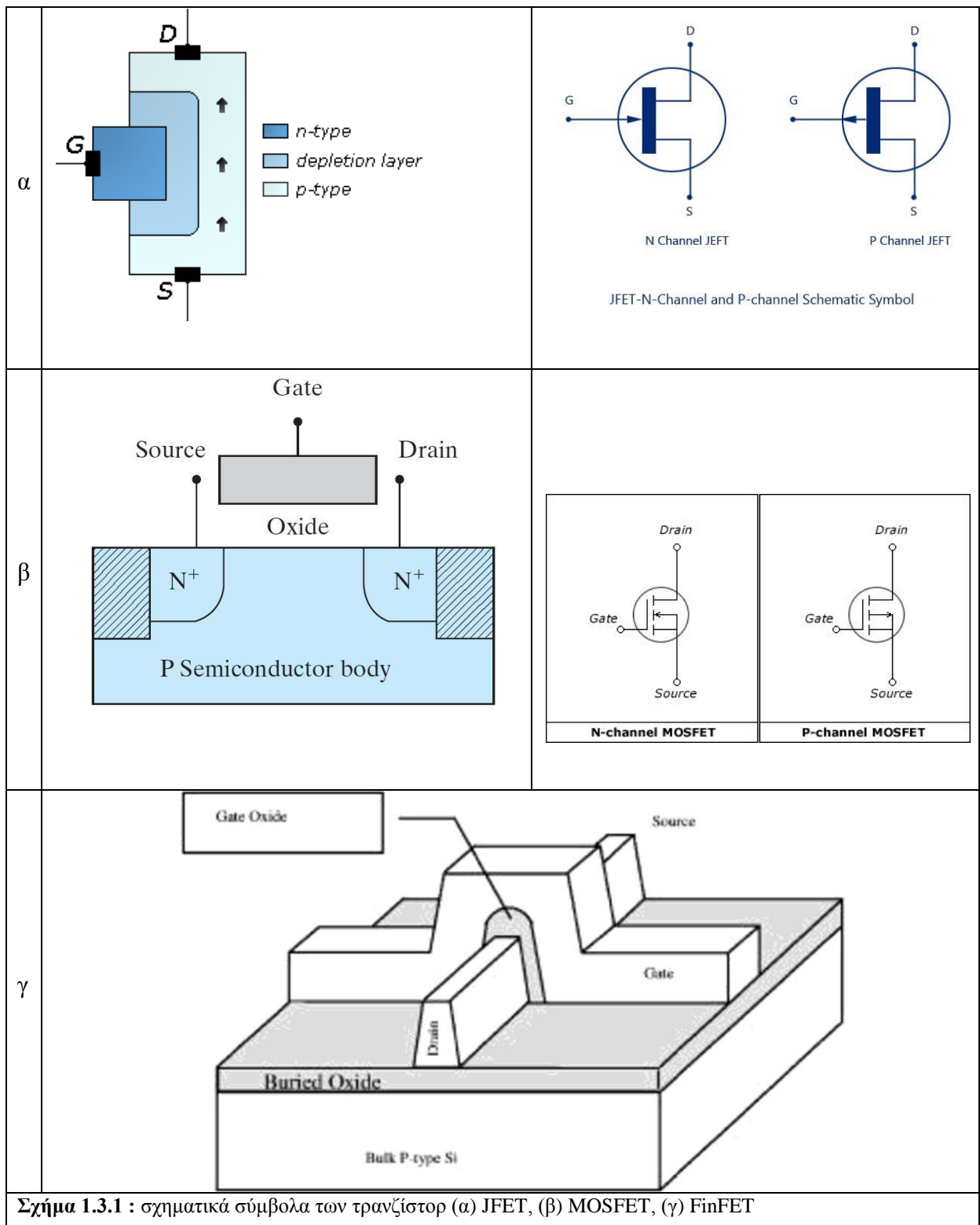


Γράφημα 1.2.1 :I-V χαρακτηριστική διπολικού τρανζίστορ

1.3 Τρανζίστορ επίδρασης πεδίου

Μια ακόμα κατηγορία τρανζίστορ είναι τα τρανζίστορ επίδρασης πεδίου (Field Effect Transistors - FETs). Αποτελούνται από τρεις ακροδέκτες όπου η τάση του ενός καθορίζει την αγωγιμότητα ανάμεσα στους άλλους δύο ακροδέκτες. Η λειτουργία τους βασίζεται στη ροή και την κίνηση των ηλεκτρονίων. Ονομάζονται μονοπολικές διατάξεις επειδή η λειτουργία τους πραγματοποιείται μόνο με έναν τύπο φορτίου, οπές ή ηλεκτρόνια, δηλαδή αποτελούνται από φορείς πλειονότητας αλλά όχι και μειονότητας. Αξίζει να σημειωθεί ότι είναι μικρά σε μέγεθος και έχουν μικρή κατανάλωση ισχύος καθώς και πιο άμεση διακοπή της λειτουργίας τους αφού δεν υπάρχει η ανάγκη για απομάκρυνση φορτίου από την περιοχή επαφής.

Τρεις είναι οι κατηγορίες τρανζίστορ επίδρασης πεδίου που θα αναπτυχθούν σε αυτό το σύγγραμμα. Τα τρανζίστορ επαφής (Junction FET), ημιαγωγού οξειδίου-μετάλλου (Metal Oxide Semiconductor FET) και πτερυγίου (Fin-FET). Ακολουθούν τα χαρακτηριστικά τους.

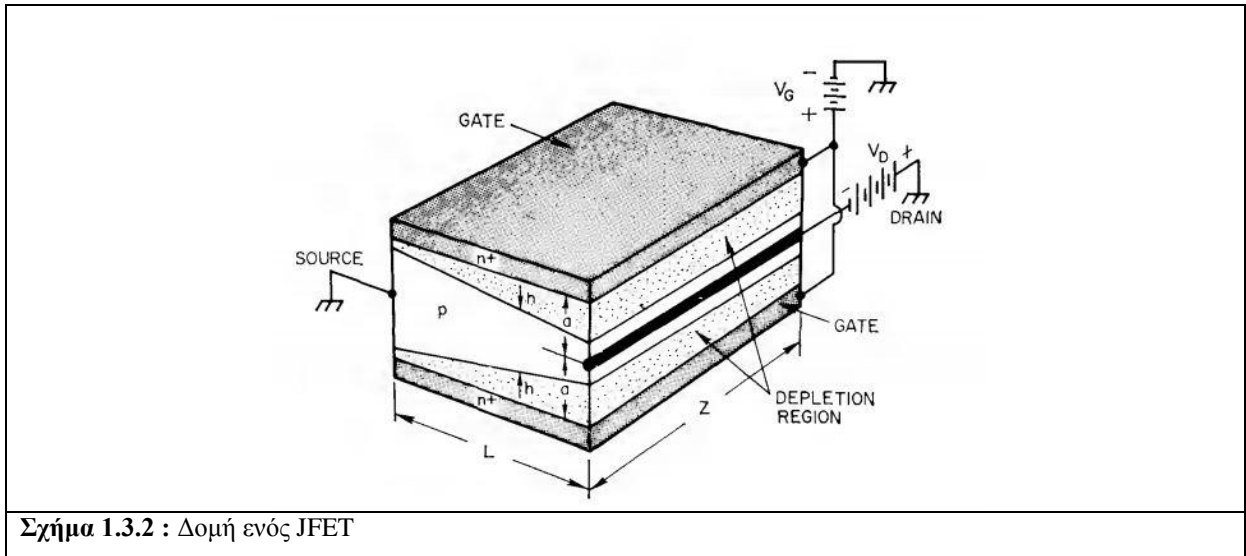


Σχήμα 1.3.1 : σχηματικά σύμβολα των τρανζίστορ (α) JFET, (β) MOSFET, (γ) FinFET

Δομή και αρχή λειτουργίας των JFET

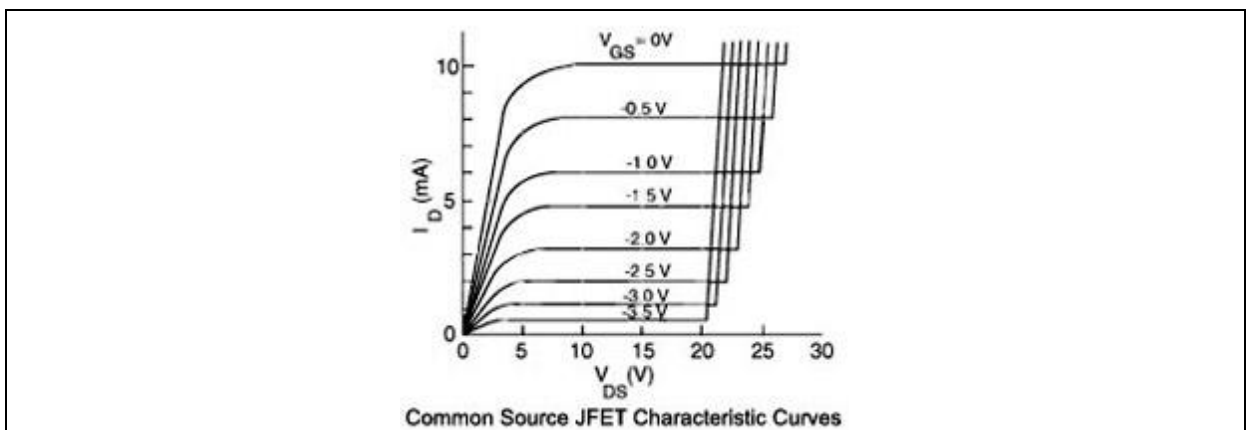
Τα JFET αποτελούνται από τρεις ακροδέκτες (πύλη, πηγή και εκροή) και οδηγούνται από τάση, σε αντίθεση με τα BJT τρανζίστορ τα οποία οδηγούνται από ρεύμα. Εφαρμόζεται

εξωτερικό ηλεκτρικό πεδίο με σκοπό τη μεταβολή της αγωγιμότητας. Με την ώθηση της V_{DD} τα ελεύθερα ηλεκτρόνια ρέουν από την πηγή στην εκροή.



Σχήμα 1.3.2 : Δομή ενός JFET

Ελεύθερα ηλεκτρόνια διαχέονται από τις περιοχές n και p και με την διαδικασία της ανασύζευξης των οπών και των ηλεκτρονίων δημιουργούνται τα στρώματα απογύμνωσης. Ανάμεσα στις δύο περιοχές απογύμνωσης δημιουργείται ένα στενό κανάλι όπου διέρχονται τα ηλεκτρόνια από την πηγή στην εκροή. Οι περιοχές απογύμνωσης χαρακτηρίζονται από απουσία ηλεκτρικών φορέων και έχουν συμπεριφορά μονωτή. Πρέπει να σημειώσουμε επίσης πως η τάση της πύλης επηρεάζει το ρεύμα πηγής-εκροής, με το ρεύμα αυτό να μειώνεται όσο η V_G γίνεται πιο αρνητική. Αυτό οφείλεται στην στένωση του καναλιού καθώς οι περιοχές απογύμνωσης διευρύνονται.



Γράφημα 1.3.1 : Χαρακτηριστική καμπύλη JFET τύπου-n

Σ' ένα JFET πάντα πολώνεται ανάστροφα η δίοδος πύλης-πηγής και έτσι το ρεύμα I_G είναι περίπου ίσο με το μηδέν. Από αυτό συμπεραίνουμε ότι η αντίσταση εισόδου θα είναι άπειρη. Η χαρακτηριστική καμπύλη αποτελείται από τρία τμήματα λειτουργίας που χαρακτηρίζουν και την λειτουργία του τρανζίστορ. Το πρώτο τμήμα είναι σχεδόν κατακόρυφο και βρίσκεται πριν την τάση φραγής (pinch off voltage, τάση V_p). Αυτό το τμήμα είναι η ωμική περιοχή και το τρανζίστορ λειτουργεί ως μια αντίσταση. Το τμήμα που είναι παράλληλο με τον άξονα V_{DS} , είναι η περιοχή λειτουργίας (μεταξύ των V_p και $V_{DS(max)}$) και μετά ακολουθεί η περιοχή κατάρρευσης (μετά την $V_{DS(max)}$, break down voltage).

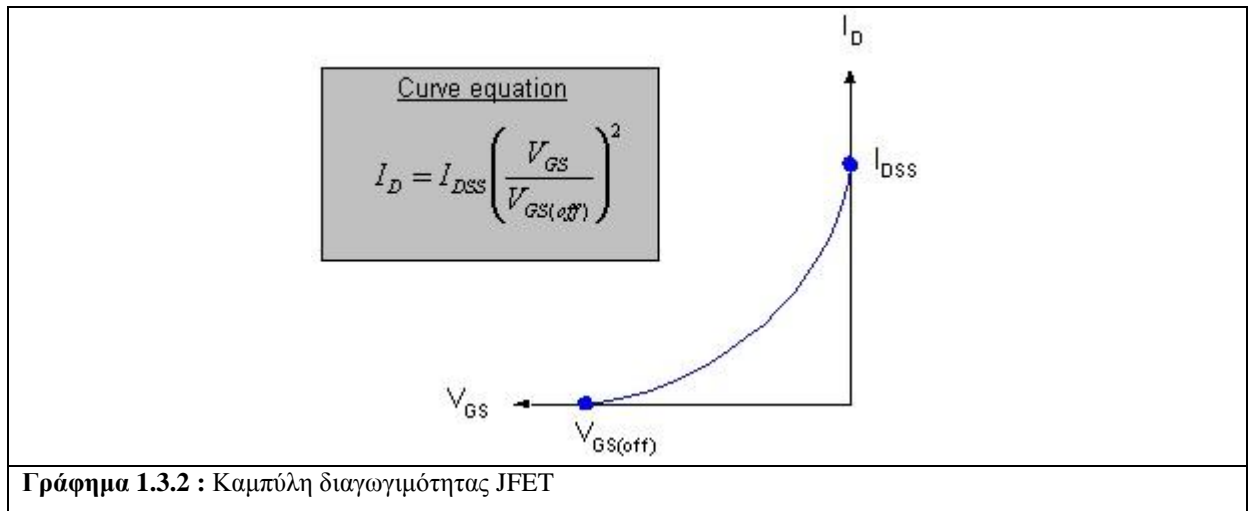
Διαγωγιμότητα

Όπως αναφέρεται και πιο πάνω με την τάση πύλης-πηγής ελέγχεται το ρεύμα εκροής. Με τη διαγωγιμότητα (transconductance) μπορούμε να αξιολογήσουμε πόσο αποδοτική είναι η τάση πύλης-πηγής στον έλεγχο του ρεύματος εκροής. Επομένως, όσο αυξάνει η διαγωγιμότητα αυξάνει και ο βαθμός ελέγχου που ασκεί η τάση πύλης-πηγής στο ρεύμα εκροής. Συμβολίζεται με g_m και η μονάδα μέτρησης είναι τα Siemens που είναι ο λόγος ρεύματος προς τάση.

$$g_m = \frac{i_d}{v_{gs}} \text{ (S)} \quad (1.2.6)$$

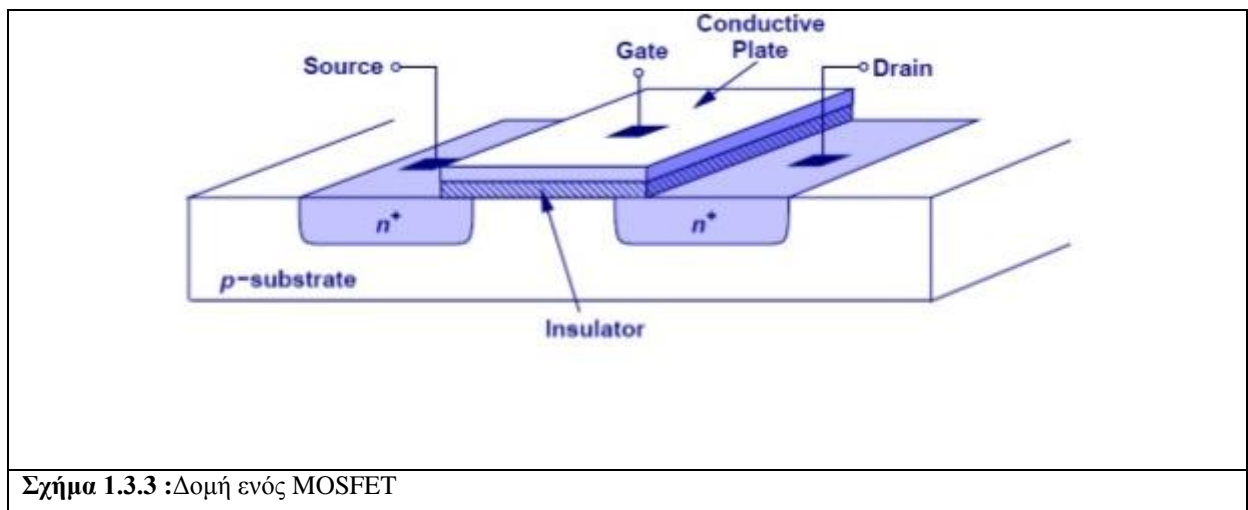
Έχοντας τις τιμές I_D και V_{GS} μπορεί να σχεδιαστεί η καμπύλη διαγωγιμότητας (transconductance curve) ενός JFET. Όπως φαίνεται και στο γράφημα 1.3.2, η καμπύλη δεν είναι γραμμική εξαιτίας της μη γραμμικής αύξησης των I_D - V_{GS} . Το I_D αυξάνεται γρηγορότερα, όπως φαίνεται και από τον τύπο (1.2.7). Το g_m χαρακτηρίζει την κλίση της καμπύλης διαγωγιμότητας καθώς αν πάνω σε αυτήν συγκριθούν δύο σημεία (κοντινά) προκύπτει ο λόγος I_D/V_{GS} .

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}} \right)^2 \text{ (A)} \quad (1.2.7)$$



Δομή και αρχή λειτουργίας των MOSFET

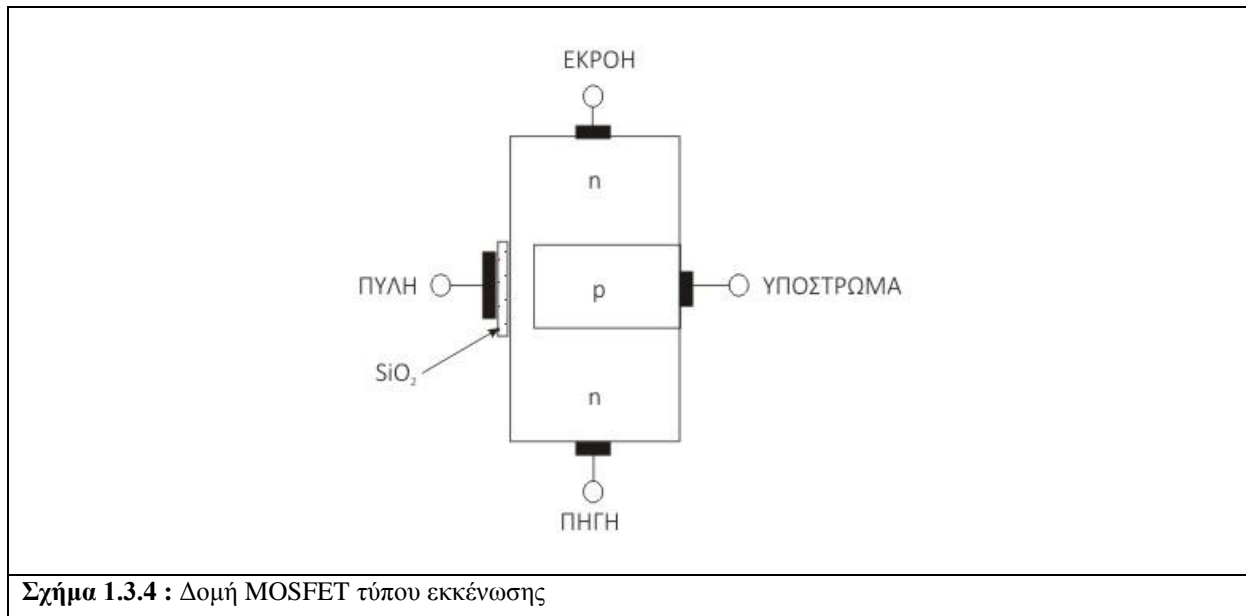
Ένα MOSFET αποτελείται, με σειρά από την πύλη προς το υπόστρωμα, από τα εξής υλικά : μέταλλο (πύλη) , οξείδιο (διηλεκτρικό) και ημιαγωγό (υπόστρωμα) . Η πύλη είναι μονωμένη από το κανάλι κι έτσι το ρεύμα πύλης I_G είναι μικρότερο σε σχέση με το $I_{G\text{ενός JFET}}$. Εξαιτίας της μόνωσης που έχουν τα MOSFET είναι ηλεκτρικά απομονωμένα κι έτσι μπορούν να τοποθετηθούν πολύ κοντά χωρίς να αλληλεπιδρούν μεταξύ τους. Χωρίζονται σε δύο κατηγορίες, τύπου εκκένωσης (depletion mode) και τύπου πύκνωσης (enhancement mode) .



MOSFET τύπου εκκένωσης (Depletion Mode)

Στο σχήμα 1.3.4 απεικονίζεται ένα MOSFET τύπου εκκένωσης. Απαρτίζονται από την περιοχή τύπου n, την περιοχή p (υπόστρωμα) και τον μονωτή (λεπτό στρώμα διοξειδίου του πυριτίου (SiO_2) της πύλης. Η πύλη κατασκευάζεται από μέταλλο και εφάπτεται στον μονωτή.

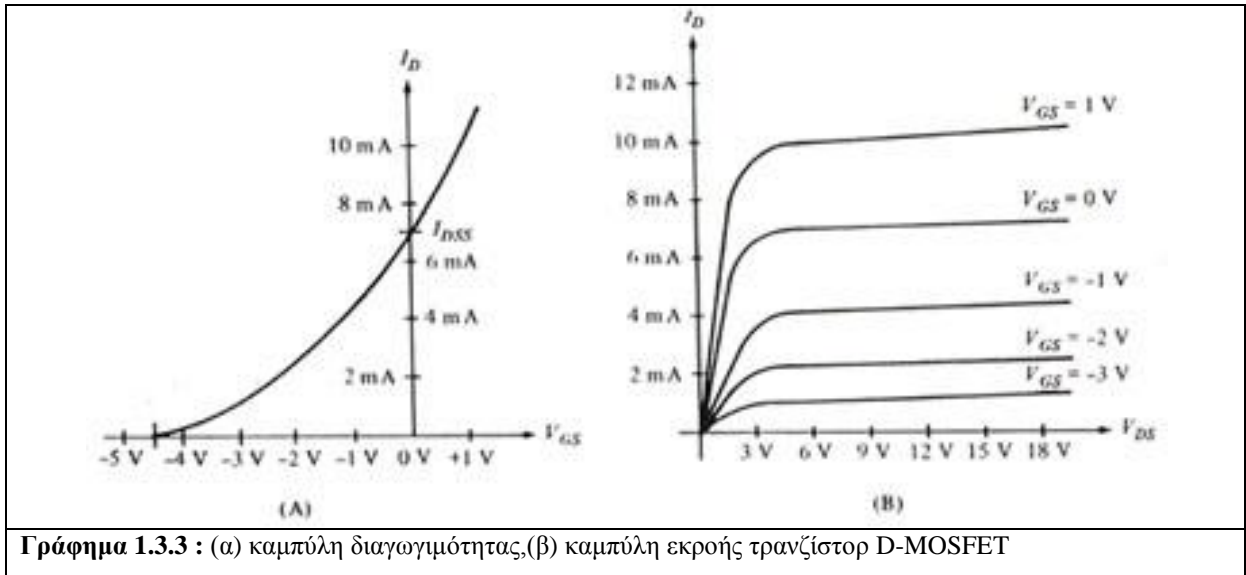
Ανάμεσα στην πύλη και το υπόστρωμα δημιουργείται ένα κανάλι όπου ρέει το ρεύμα πηγής εκροής. Η πηγή και η εκροή βρίσκονται σε περιοχή n και συνδέονται από κατασκευής μέσω ενός στενού καναλιού. Αυτό βρίσκεται πολύ κοντά στο υπόστρωμα (περιοχή p) . Συνεπώς τα ηλεκτρόνια από την πηγή στην εκροή θα διέλθουν από το στενό κανάλι πύλης-υποστρώματος. Όταν εφαρμόζεται αρνητική τάση στην πύλη δημιουργείται μια περιοχή απογύμνωσης και τα ηλεκτρόνια του καναλιού απωθούνται. Αυτό περιορίζει την αγωγιμότητα του καναλιού και το ρεύμα εκροής. Αν όμως εφαρμοστεί θετική τάση στην πύλη, τότε θα αυξηθούν τα ηλεκτρόνια κι έτσι θα υπάρχει ρεύμα μεταξύ των ακροδεκτών πηγής και εκροής. Η αγωγιμότητα αυξάνεται όσο θετικότερη είναι η τάση της πύλης.



Σχήμα 1.3.4 : Δομή MOSFET τύπου εκκένωσης

Στο γράφημα 1.3.3α απεικονίζεται η καμπύλη διαγωγιμότητας ενός MOSFET τύπου εκκένωσης όπου φαίνεται πως το I_{DSS} δεν είναι η μέγιστη τιμή του ρεύματος εκροής.

Στο γράφημα 1.3.3β απεικονίζονται οι καμπύλες της εκροής ενός MOSFET τύπου εκκένωσης. Παρατηρούμε πως όταν η V_{GS} παίρνει αρνητικές τιμές θα μειωθεί το ρεύμα της εκροής και λειτουργεί ως τύπου εκκένωσης, ενώ όταν παίρνει θετικές τιμές η V_{GS} λειτουργεί ως τύπου πύκνωσης.

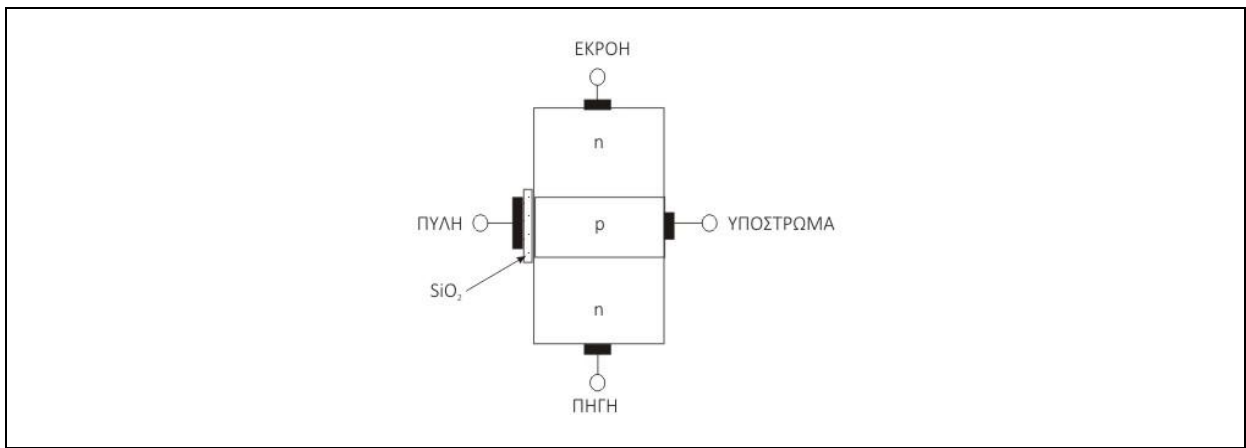


Γράφημα 1.3.3 : (α) καμπύλη διαγωγιμότητας,(β) καμπύλη εκροής τρανζίστορ D-MOSFET

MOSFET τύπου πύκνωσης (Enhancement Mode)

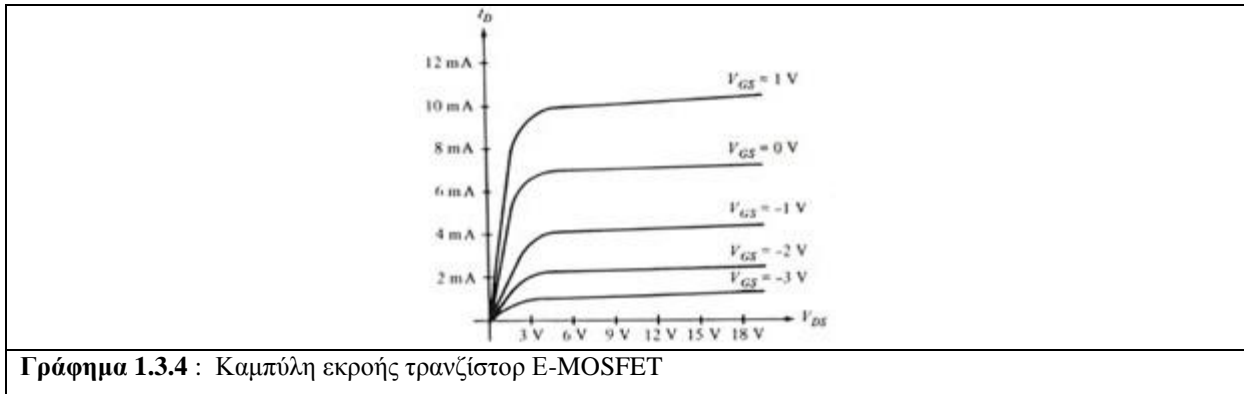
Το τρανζίστορ τύπου πύκνωσης απαρτίζεται, όπως και το τύπου εκκένωσης, από τις περιοχές n, p και τον μονωτή (SiO₂) με διαφορά στο υπόστρωμα pτο οποίο καλύπτει μια περιοχή από το υπόστρωμα ως τον μονωτή SiO₂. Αυτό σημαίνει ότι δεν υπάρχει κανάλι να ενώσει τις δύο περιοχές n(εκροής και πηγής) .

Τα MOSFET πύκνωσης δεν διαρρέονται από ρεύμα όταν η τάση της πύλης είναι μηδενική. Όταν εφαρμόζεται θετική τάση στην πύλη, ελεύθερα ηλεκτρόνια θα κινηθούν προς την περιοχή p. Όταν η τάση είναι αρκετά θετική οι οπές, που ακουμπάνε το διοξείδιο του πυριτίου, θα γεμίσουν με τα ελεύθερα ηλεκτρόνια και θα ρέει ρεύμα από την πηγή στην εκροή. Αυτή η κίνηση ομοιάζει με την κίνηση ηλεκτρονίων σε ένα κανάλι υλικού τύπου n. Το λεπτό στρώμα που δημιουργείται ονομάζεται στρώμα αναστροφής τύπου n.



Σχήμα 1.3.5 : Δομή MOSFET τύπου πύκνωσης

Η ελάχιστη τάση που δημιουργεί το στρώμα αναστροφής τύπου πείναι η τάση κατωφλίου $V_{GS(th)}$. Οπότε όταν η V_{GS} είναι μεγαλύτερη της $V_{GS(th)}$ βρίσκεται σε κατάσταση οπκαι ρέει I_D .



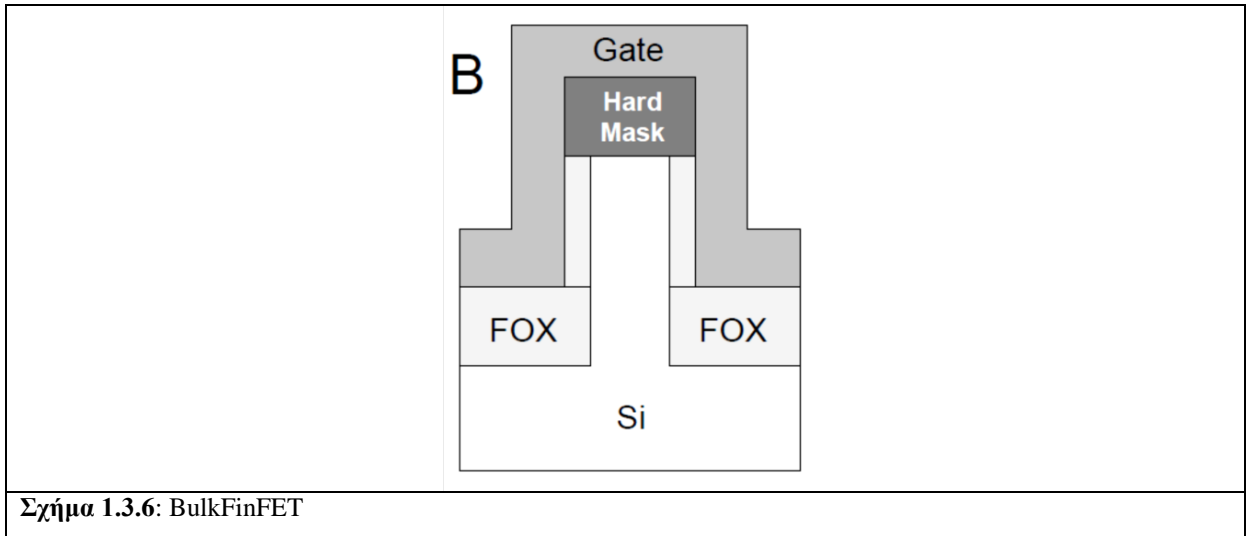
Γράφημα 1.3.4 : Καμπύλη εκροής τρανζίστορ E-MOSFET

Στο σχήμα 1.3.4α απεικονίζονται οι καμπύλες της εκροής ενός MOSFET. Παρατηρούμε πως όταν η V_{GS} παίρνει αρνητικές τιμές θα μειωθεί το ρεύμα της εκροής και λειτουργεί ως τύπου εκκένωσης, ενώ όταν παίρνει θετικές τιμές η V_{GS} λειτουργεί ως τύπου πύκνωσης. Η καμπύλη διαγωγιμότητας στο σχήμα 1.3.4 β μας δείχνει ότι με την αύξηση του V_{GS} φτάνει σε ένα ρεύμα κόρου $I_{D(sat)}$ το τρανζίστορ. Αφού φτάσει στο ρεύμα κόρου (στην ωμική περιοχή) δεν μπορεί να αυξηθεί περισσότερο το ρεύμα της εκροής ακόμα κι αν αυξάνεται η V_{GS} .

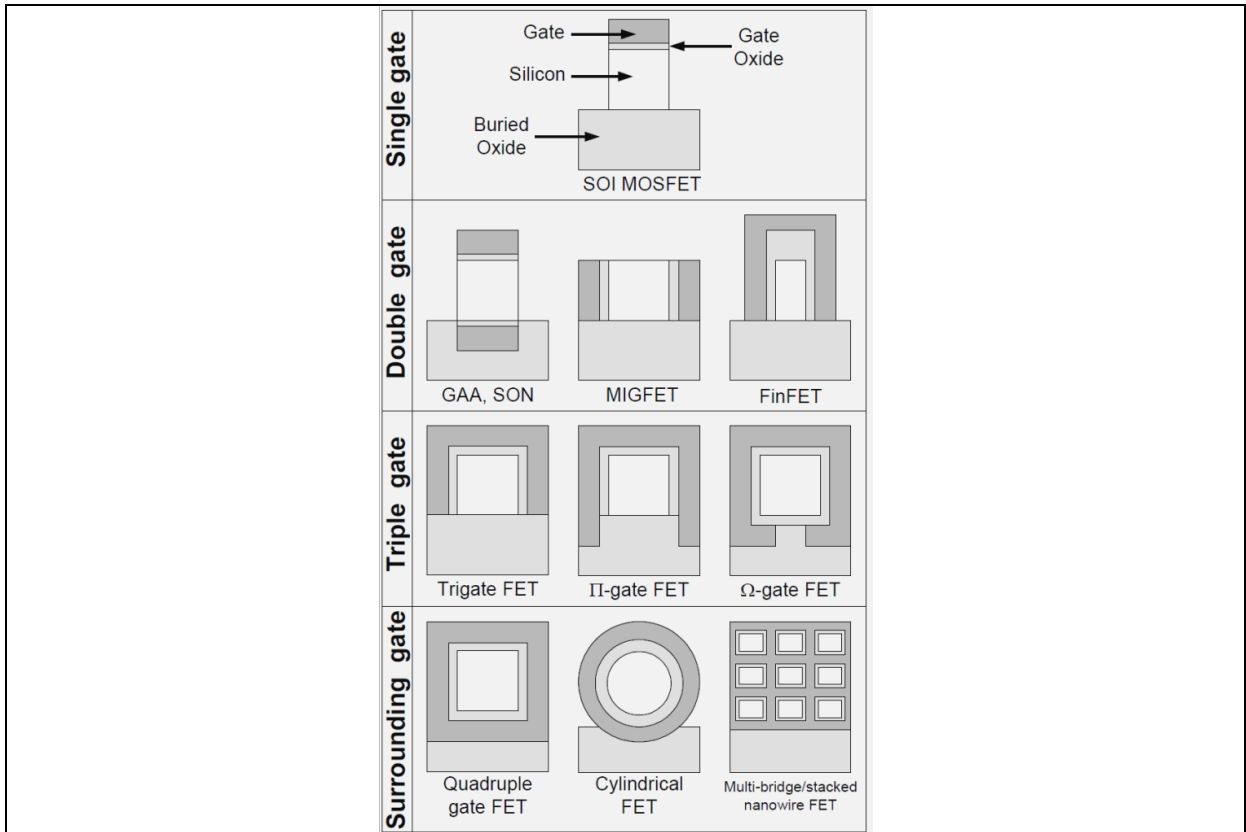
Δομή και αρχή λειτουργίας των FinFET

Οι απαιτήσεις που έχουμε από τα τρανζίστορ ολοένα αυξάνονται και με την εξέλιξη της τεχνολογίας αναπτύχθηκαν τρανζίστορ τρισδιάστατα με πολλαπλές πύλες. Στη περίπτωση των τρανζίστορ διπλής πύλης υπάρχει μόνο ένα ηλεκτρόδιο για να συνδέσει τις πύλες μεταξύ τους. Στην πλειοψηφία των τρανζίστορ πολλαπλών πυλών γίνεται η ίδια διαδικασία, δηλαδή η σύνδεση των εκάστοτε πυλών με ένα ηλεκτρόδιο. Εμείς θα εστιάσουμε στα τρανζίστορ τύπου FinFET. Στο σχήμα 1.3.6 παρουσιάζεται ένα Bulk FinFET. Παρατηρούμε στη δομή του, το οξειδίο πεδίου (FOX=Fins on Oxide) προστατεύει από την αναστροφή μεταξύ των fins. Το μοντέλο του FinFET όπως το γνωρίζουμε σήμερα προτάθηκε από τον Hisamoto το 2000. Το μοντέλο του βασίστηκε στο DELTA MOSFET τρανζίστορ, μειώνοντας το ύψος της πηγής (Σχήμα 1.3.8). Τα FinFETs χωρίζονται σε δύο κατηγορίες ανάλογα με τον τρόπο κατασκευής τους. Τα SOI (Silicon On Insulator) FinFETs και τα bulk FinFETs (συμπαγούς υποστρώματος). Στην περίπτωση των SOI τρανζίστορ, το fin κατασκευάζεται πάνω σε έναν

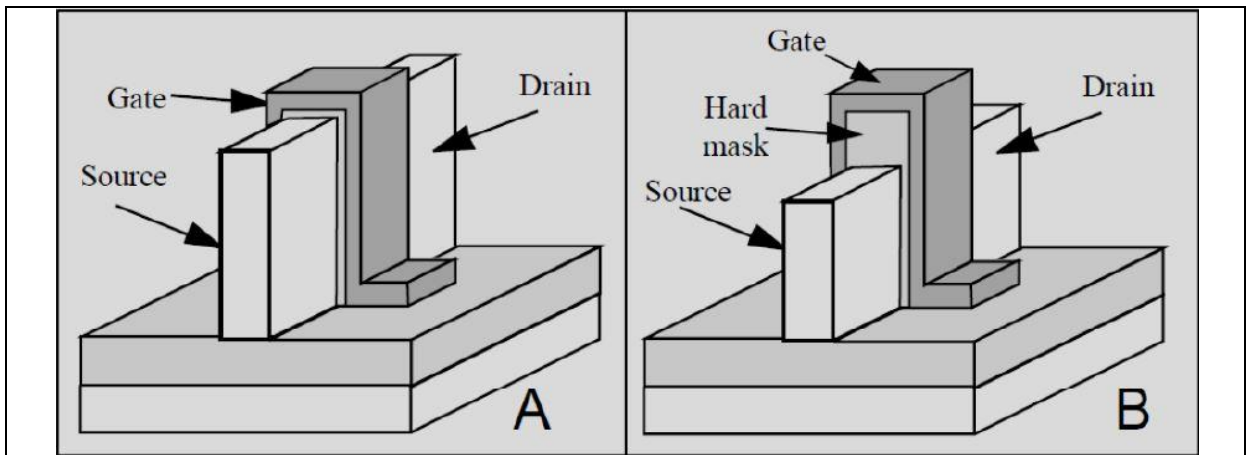
μονωτή (insulator) , σε αντίθεση με τα Bulk, όπου κατασκευάζεται πάνω στο οξείδιο κι έτσι συνδέεται με το υπόστρωμα.



Στο σχήμα 1.3.8 φαίνεται η διαφορά των DELTAMOSFETs με τα FinFETs. Το DELTA δεν έχει διηλεκτρικό επίπεδο (hardmask) πάνω από το "fin" σιλικόνης. Το διηλεκτρικό επίπεδο προστατεύει από τον σχηματισμό ανάστροφων παρασιτικών καναλιών στις γωνίες της συσκευής. Αξίζει να σημειωθεί ότι το μοντέλο του FinFET που προτάθηκε από τον Hisamoto ήταν βασισμένο στο DELTA (DEpleted Lean-channel TrAnsistor) .



Σχήμα 1.3.7 : Διάφορες δομές FET τρανζίστορ πολλαπλών πυλών,



Σχήμα 1.3.8 : (α) DELTAMOSFET, (β) FinFET

Κεφάλαιο 2 -Μέθοδοι χαρακτηρισμού MOSFET

2.1 Πρότυπα λειτουργίας DCMOSFET

Περιοχή γραμμικής λειτουργίας

Στην περιοχή γραμμικής λειτουργίας, το τρανζίστορ ελέγχεται από την πύλη και είναι φαινομενικά μια αντίσταση δύο διαστάσεων. Το ρεύμα της εκροής του I_d χαρακτηρίζεται από την σχέση:

$$I_d = \mu_{\text{eff}} \left(\frac{W}{L} \right) |Q_i| V_d \quad (2.1.1)$$

όπου το μ_{eff} είναι η ενεργός ευκινησία, η τάση της εκροής V_d , W το πλάτος και L το μήκος του καναλιού. Πραγματοποιούνται μελέτες για την ενεργή ευκινησία των φορέων στο κανάλι και έχει διαπιστωθεί πως, όταν οι συνθήκες είναι κατάλληλες (να έχει θερμοκρασία δωματίου και το επιφανειακό ηλεκτρικό πεδίο να μην υπερβαίνει τα 3-4 MV/cm), η ενεργός ευκινησία μπορεί να χαρακτηριστεί από την σχέση του ενεργού ηλεκτρικού πεδίου E_{eff} ,

$$\frac{1}{\mu_{\text{eff}}} = \frac{1}{\mu_{00}} + \frac{E_{\text{eff}}}{E_c} = \frac{1}{\mu_0} + \frac{|Q_i|}{Q_c} \quad (2.1.2)$$

όπου το μ_{00} είναι η ευκινησία με μηδενικό ηλεκτρικό πεδίο, μ_0 η ευκινησία χαμηλού πεδίου (με τάση κατωφλίου όταν $Q_i \cong 0$), Q_c είναι το κρίσιμο φορτίο αναστροφής ($Q_c \cong 10^{13} \text{q/cm}^2$) και κρίσιμο ηλεκτρικό πεδίο το E_c ($E_c \cong 10^4 \text{V/cm}$). Το ενεργό ηλεκτρικό πεδίο είναι ένα μικρό κομμάτι του επιφανειακού ηλεκτρικού πεδίου που ορίζεται ως εξής,

$$E_{\text{eff}} = \frac{\eta Q_i + Q_d}{\epsilon_{\text{si}}} \quad (2.1.3)$$

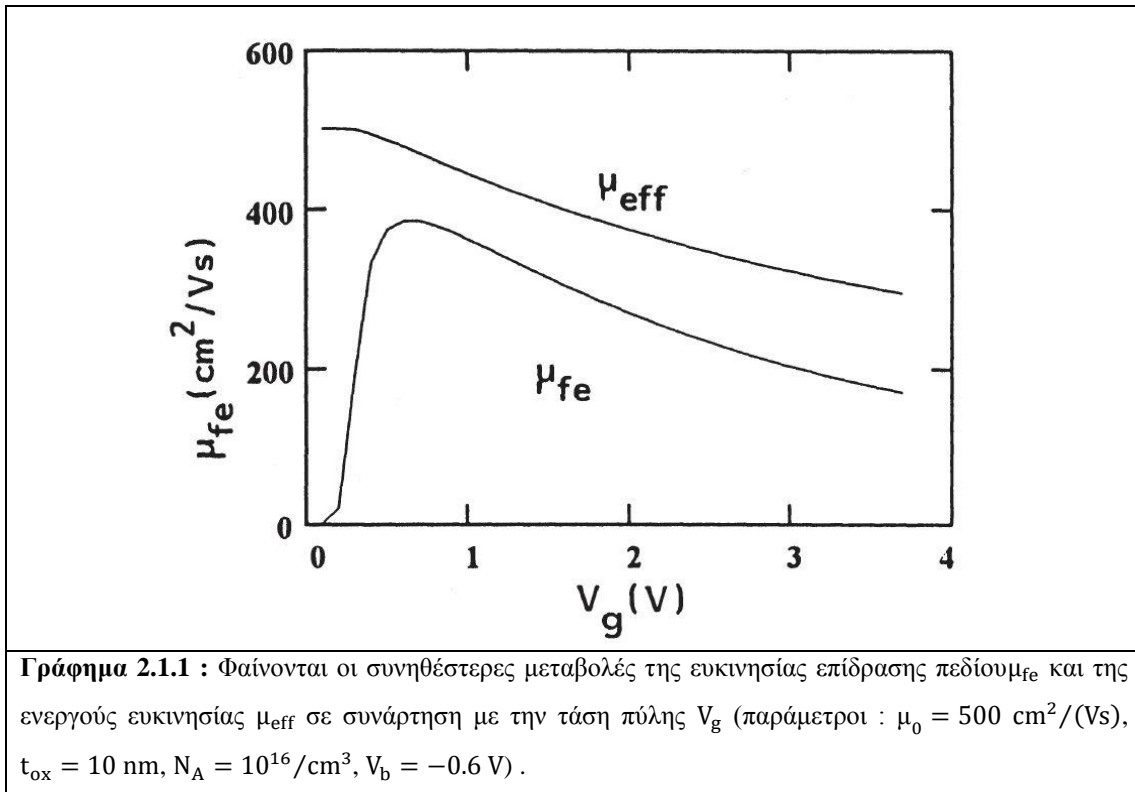
όπου το η είναι ο παράγοντας βάρους του φορτίου αναστροφής με το φορτίο απογύμνωσης. Συνήθως σε θερμοκρασία δωματίου, το η είναι 1/2 για την περίπτωση των ηλεκτρονίων ενώ για τις οπές ισούται με 1/3. Συνεπώς, η διαγωγιμότητα για τα MOSFET, $g_m = dI_d/dV_g$, προκύπτει από τους τύπους 2.1.1 και 2.1.2.

$$g_m = \left(\frac{W}{L} \right) C_{\text{ox}} V_d \frac{C_i}{C_{\text{ox}} + C_d + C_i + C_{\text{it}}} \frac{\mu_{\text{eff}}^2}{\mu_0} \quad (2.1.4)$$

με το C_i να είναι η χωρητικότητα του ανάστροφου φορτίου. Η σχέση 2.1.4 καλύπτει την διαγωγιμότητα από την περιοχή ασθενούς έως ισχυρούς αναστροφής (weak & strong inversion). Ακολούθως, η ευκινήσια επίδρασης πεδίου μ_{fe} προκύπτει από την κανονικοποιημένη σχέση 2.1.4 :

$$\mu_{fe} = \frac{L}{WC_{ox}V_d} g_m \quad (2.1.5)$$

Θα πρέπει να σημειώσουμε ότι το η ευκινήσια επίδρασης πεδίου δεν ταυτίζεται με την ενεργό ευκινήσια. Στην ισχυρή αναστροφή έχουμε $C_i \gg (C_{ox} + C_d + C_{it})$, άρα $\mu_{fe} \cong \mu_{eff}^2/\mu_0$ και στην περίπτωση ασθενούς αναστροφής $C_i \ll (C_{ox} + C_d + C_{it})$, οπότε όταν μεταβάλλεται το C_i μεταβάλλεται και το μ_{fe} (δηλαδή όπως και το φορτίου αναστροφής αφού $C_i \cong -qQ_i/kT$)



Στο γράφημα 2.1.1 φαίνεται η διαφορά του field effect και effective mobility σε συνάρτηση με την τάση πύλης. Όπως παρατηρείται και στο γράφημα 2.1.1, στην ισχυρή αναστροφή, το μ_{fe} είναι κοντά στο μ_{eff} αλλά πάντα μικρότερο για συνθήκες σε θερμοκρασία δωματίου. Στη περίπτωση της ασθενούς αναστροφής η τιμή της μ_{fe} είναι πολύ διαφορετική από αυτή του μ_{eff} και το $\mu_{eff} \cong \mu_0$. Επομένως προκύπτει ότι το ρεύμα εκροής θα είναι :

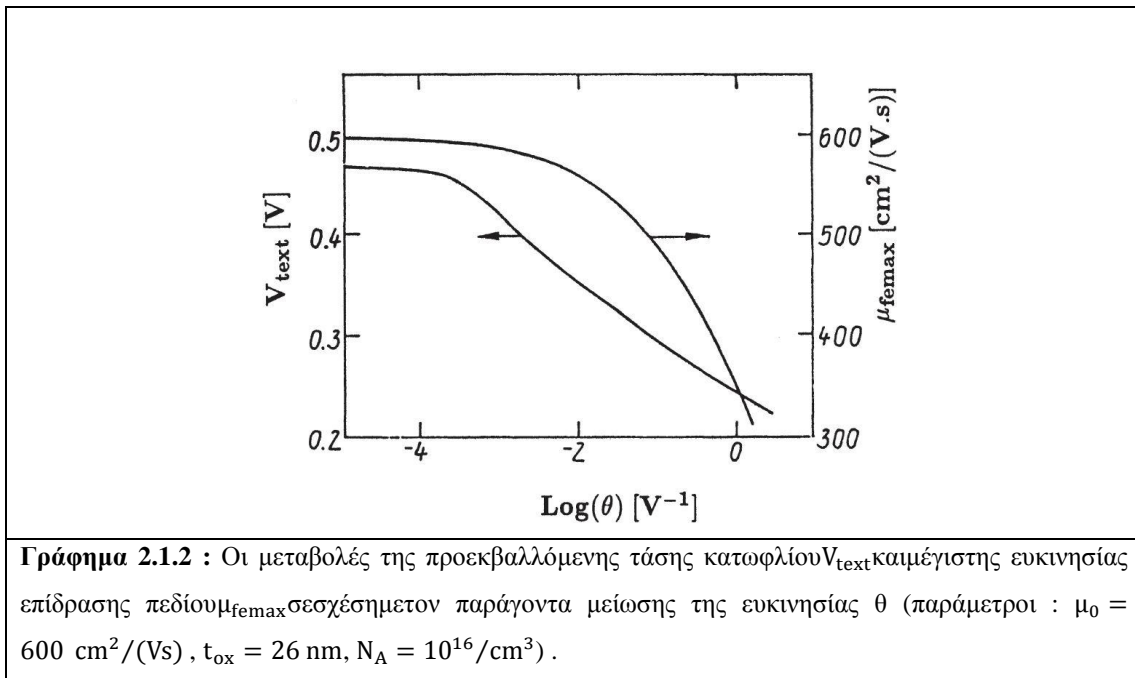
$$I_d = \mu_0 \left(\frac{W}{L}\right) C_d \frac{kT}{q} \exp \left[\frac{qA(V_g - V_t)}{kT} \right] V_d \quad (2.1.6)$$

Παρατηρούμε από την σχέση 2.1.6 ότι η διαγωγιμότητα στην ασθενή αναστροφή μεταβάλλεται εκθετικά σε σχέση με την τάση πύλης και είναι αναλογική με το ρεύμα πύλης καθώς $g_m = (qA/kT)I_d$. Έχοντας αυτό υπόψιν, μπορεί να υπολογιστεί πειραματικά η υποκατωφλιακή κλίση από την αναλογία g_m/I_d . Το I_d σε ισχυρή αναστροφή μπορεί να υπολογιστεί από τις σχέσεις 2.1.1, 2.1.2 και $Q_i \cong -C_{ox}(V_g - V_t)$,

$$I_d = \mu_0 \left(\frac{W}{L}\right) C_{ox} \frac{V_g - V_t}{1 + \theta(V_g - V_t)} V_d \quad (2.1.7)$$

Με τον παράγοντα εξασθασένησης ευκινησίας να είναι $\theta = C_{ox}/Q_c$. Συνεπώς η διαγωγιμότητα που θα προκύψει είναι :

$$g_m = \left(\frac{W}{L}\right) C_{ox} \frac{\mu_0}{[1 + \theta(V_g - V_t)]^2} V_d \quad (2.1.8)$$



Η τάση κατωφλίου (του φορτίου) V_t δεν είναι η ίδια με την προεκβαλλόμενη τάση κατωφλίου V_{text} που υπολογίζεται από την κλίση της χαρακτηριστικής $I_d(V_g)$. Η V_{text} υπολογίζεται από τον τύπο :

$$V_{text} = V_{gmax} - \frac{I_d(V_{gmax})}{g_m(V_{gmax})} \quad (2.1.9)$$

με το V_{gmax} να είναι η τάση της πηγής όταν το g_m είναι μέγιστο. Παρακάτω φαίνεται η σχέση της V_{text} με την V_t, V_{gmax} και το θ ,

$$V_{text} = V_t - \theta(V_{gmax} - V_t)^2 \quad (2.1.10)$$

Όπως φαίνεται και από την σχέση 2.1.10, το V_{text} θα είναι πάντα μικρότερο του V_t αν το $\theta \neq 0$ (δηλαδή η ενεργός ευκινησία να μην είναι ανάλογη του V_g). Στο γράφημα 2.1.2 φαίνεται η σχέση του θ με την προεκβληθείσα τάση κατωφλίου V_{text} και με το μέγιστο της ευκινησίας επίδρασης πεδίου μ_{femax} . Αφού αναφερόμαστε σε τρανζίστορ κοντού καναλιού, όπου η αντίσταση R_{sd} δεν είναι αμελητέα, θα πρέπει να προσαρμόσουμε τις σχέσεις σε αυτές τις ανάγκες. Ο ενδογενής παράγοντας εξασθένησης ευκινησίας θ , θα αντικατασταθεί με το $\theta^* = \theta + W \mu_0 C_{ox} R_{sd} / L$. Επομένως, με την αύξηση της αντίστασης R_{sd} θα παρατηρηθεί σημαντική πτώση της ευκινησίας και μείωση της προεκβαλλόμενης τάσης κατωφλίου.

Το δυναμικό επιφάνειας στο μέσο του καναλιού αυξάνεται επειδή η πηγή και η εκροή βρίσκονται πολύ κοντά μεταξύ τους. Εξαιτίας αυτής της αύξησης, θα πρέπει να λαμβάνονται υπόψη τα φαινόμενα καναλιού στον υπολογισμό της διαφοράς τάσης κατωφλίου ΔV_t . Πολλές σχέσεις εκφράζουν την ΔV_t στην βιβλιογραφία, με το τραπεζοειδεςμοντέλο διαμοιρασμένου φορτίου να είναι ως εξής :

$$\Delta V_t = -\frac{qN_A W_d X_j}{C_{ox} L} \left[\left(1 + \frac{2y_s}{X_j} \right)^{1/2} - 1 \right] \quad (2.1.11)$$

όπου το W_d είναι το μέγιστο πλάτος απογύμνωσης που δημιουργείται μεταξύ της πηγής/εκροής και του υποστρώματος που δημιουργούν μια δίοδο, το X_j είναι το βάθος της επαφής πηγής/εκροής και y_s είναι το στρώμα απογύμνωσης στην επιφάνεια. Αυτή η σχέση μπορεί να εφαρμοστεί σε τρανζίστορ με μήκος καναλιού μέχρι $\approx 0.5-0.6 \mu m$. Για μήκος μικρότερο από αυτό, πιο περίπλοκες σχέσεις μελετώνται και παρατηρείται εντονότερος ρυθμός μείωσης του μήκους του καναλιού. Υπολογίζοντας την διαφορά της τάσης κατωφλίου ΔV_t με την σχέση του Poisson, για το κανάλι θα προκύψει η παρακάτω σχέση:

$$\Delta V_t = -\frac{(V_{bi} - 2\phi_f)}{\cosh(L/2l) - 1} \quad (2.1.12)$$

με το $l = 2\sqrt{t_{ox} X_j / \xi}$ και το ξ να είναι ένας παράμετρος προσαρμογής πολύ κοντά στη μονάδα και V_{bi} είναι η αυτοαναπτυσσόμενο δυναμικό μεταξύ της πηγής και του

υποστρώματος. Αυτή η σχέση μπορεί να εφαρμοστεί σε τρανζίστορ με μήκος καναλιού μέχρι 0.1-0.15 μm .

Περιοχή Μη Γραμμικής Λειτουργίας (Non Linear Operation Regime)

Το I_d , στη περιοχή μη γραμμικής λειτουργίας, μπορεί να υπολογιστεί από την ολοκλήρωση της σχέσης ολίσθησης της ψευδοστάθμης Fermi Φ_c μεταξύ πηγής και εκροής όπως φαίνεται παρακάτω:

$$I_d = \frac{W}{L} \int_0^{V_d} \mu_{eff}(Q_i) |Q_i(\Phi_c)| d\Phi_c \quad (2.1.13)$$

Από την σχέση 2.1.13 και από την αρχή διατήρησης του φορτίου, στην περίπτωση ασθενούς αναστροφής, το I_d εκφράζεται ως :

$$I_d = I_{dsat} \left[1 - \exp\left(-\frac{qCV_d}{kT}\right) \right] \quad (2.1.14)$$

με $I_{dsat} = W \mu_0 C_d kT^2 / (q^2 CL) \exp[qA(V_g - V_t)/kT]$ να είναι το ρεύμα κόρου, το

$A = C_{ox} / (C_{ox} + C_d + C_{it})$, $C_{it} = qD_{it}$ και $C = (C_{ox} + C_d) / (C_{ox} + C_d + C_{it})$. Οπότε εξάγεται από τον τύπο $g_d = dI_d/dV_d$ η αγωγιμότητα της εξόδου:

$$g_d = G_d \exp\left(-\frac{qCV_d}{kT}\right) \quad (2.1.15)$$

με $G_d = g_d(0) = W \mu_0 C_d kT / (qL) \exp[qA(V_g - V_t)/kT]$ να είναι η αγωγιμότητα της ωμικής περιοχής.

Στη περίπτωση της ισχυρής αναστροφής έχουμε $Q_i(\Phi_c) \cong C_{ox}(V_g - V_t - \Phi_c)$ και η ενεργός ευκινησία είναι $\mu_{eff} = \mu_0 / (1 + \theta(V_g - V_t - \Phi_c))$ και το ρεύμα εκροής που θα προκύψει από την σχέση 2.1.14 θα είναι :

$$I_d = \frac{W}{L} \mu_0 C_{ox} \frac{V_d}{\theta} \left[1 + \frac{1}{\theta V_d} \ln\left(\frac{1 + \theta(V_g - V_t - V_d)}{1 + \theta(V_g - V_t)}\right) \right] \quad (2.1.16)$$

Η σχέση αυτή εφαρμόζεται όταν το τρανζίστορ δεν έχει φτάσει κόρο (δηλαδή για $V_d < V_{sat}$; $V_{dsat} = V_g - V_t$). Ενώ για $V_d \geq V_{dsat}$, το ρεύμα εκροής είναι ίσο με το ρεύμα όταν βρίσκεται σε κόρο :

$$I_{dsat} = \frac{W}{L} \mu_0 C_{ox} \frac{V_g - V_t}{\theta} \left[1 - \frac{1}{\theta(V_g - V_t)} \ln \left(1 + \theta(V_g - V_t) \right) \right] \quad (2.1.17)$$

Καταλήξαμε στις σχέσεις 2.1.16 και 2.1.17 έχοντας υπόψη ότι η ευκινησία της τάσης πύλης είναι εξαρτώμενη. Σε ένα κλασικό μοντέλο, η ευκινησία υποθέτουμε ότι είναι μια σταθερά. Η διαγωγιμότητα κόρου g_{msat} που αντιστοιχεί στο κλασικό μοντέλο θα προκύψει από την 2.1.17 :

$$g_{msat} = \frac{W}{L} \mu_0 C_{ox} \frac{V_g - V_t}{1 + \theta(V_g - V_t)} \quad (2.1.18)$$

Σε ισχυρή αναστροφή και πριν φτάσει τον κόρο η αγωγιμότητα εξόδου θα είναι :

$$g_d = \frac{W}{L} \mu_0 C_{ox} \frac{V_g - V_t - V_d}{1 + \theta(V_g - V_t - V_d)} \quad (2.1.19)$$

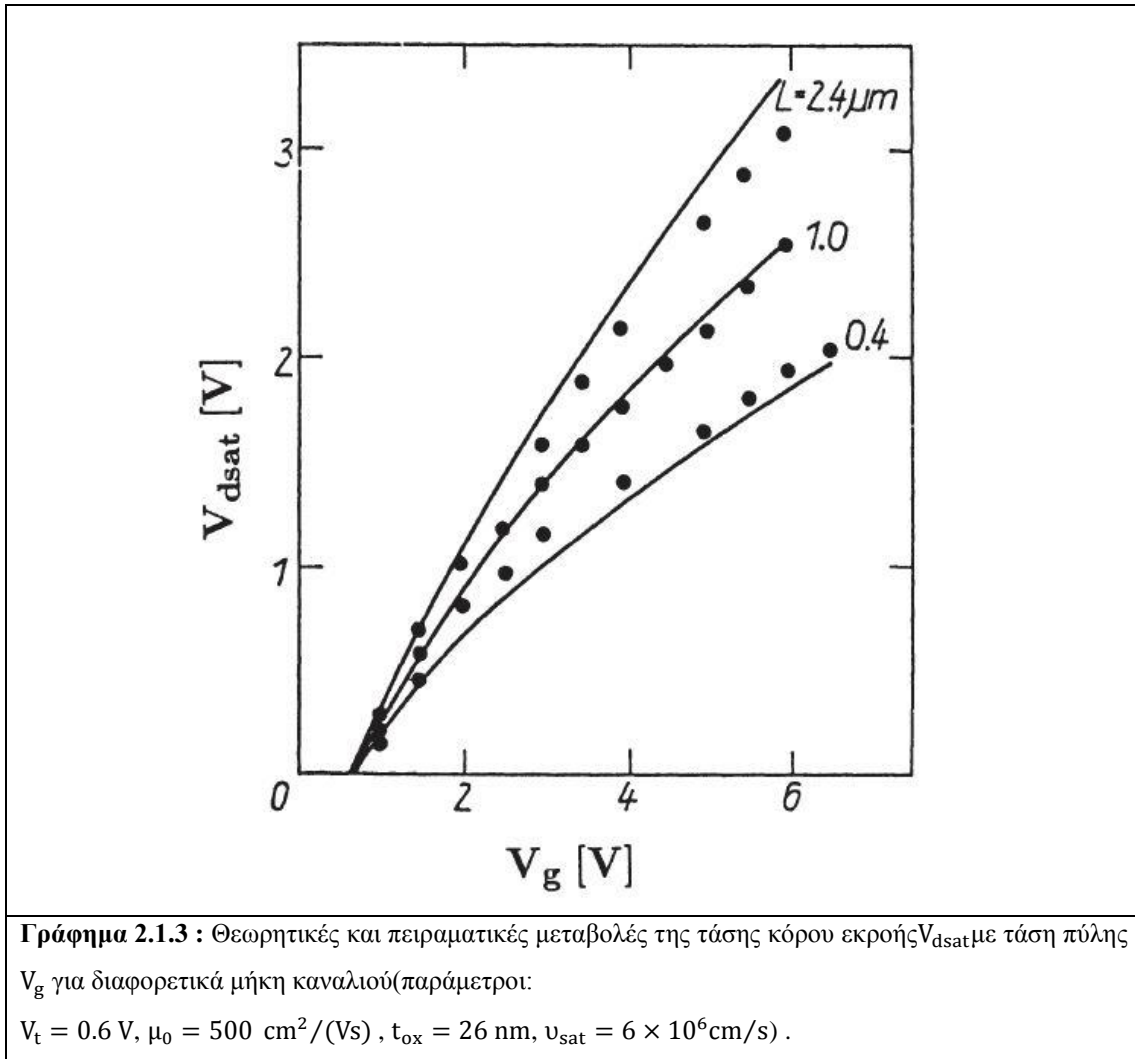
Το φαινόμενο κορεσμού της ταχύτητας, στο κανάλι ενός τρανζίστορ κοντού καναλιού, είναι απαραίτητο να υπολογιστεί και έχει ως αποτέλεσμα την μείωση της ευκινησίας από την τάση εκροής όπως φαίνεται και από την σχέση:

$$\mu_0 = \frac{\mu_{00}}{1 + KV_d} \quad (2.1.20)$$

όπου $K = \mu_{00}/(Lv_{sat})$ είναι ο παράγοντας μείωσης της ευκινησίας σε κάθετη διεύθυνση και v_{sat} είναι η ταχύτητα του κόρου. Παρατηρείται μείωση στην V_{dsat} και στο κανονικοποιημένο I_{dsat} ως αποτέλεσμα του φαινομένου ταχύτητας κόρου. Από τις σχέσεις 2.1.13 και 2.1.20 προκύπτει για το V_{dsat} , όταν αφαιρείται παράγοντα μείωσης της ευκινησίας θ :

$$V_{dsat} = \frac{-1 + \sqrt{1 + 2K(V_g - V_t)}}{K} \quad (2.1.21)$$

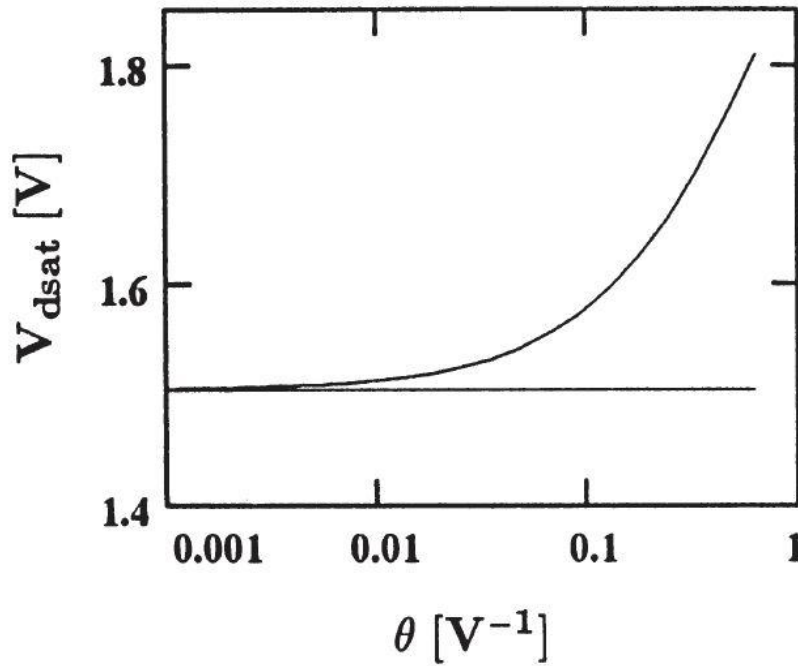
Στο γράφημα 2.1.3 φαίνεται η σχέση της V_{dsat} με την V_g για διαφορετικά μήκη καναλιού, με βάση την σχέση 2.1.21. Στην περίπτωση που το $L=2.4\mu\text{m}$ η V_{dsat} θα είναι περίπου ίση με το $(V_g - V_t)$. Στην περίπτωση που το $L=0.4\mu\text{m}$ θα μεταβάλλεται υπογραμμικά με το $(V_g - V_t)$.



Η σχέση 2.1.21 ισχύει με την προϋπόθεση ότι το μ_{eff} είναι ανάλογο με την τάση πύλης (φορτίο αναστροφής). Όταν $\theta \neq 0$, το V_{dsat} μπορεί έμμεσα να περιγραφεί από την παρακάτω σχέση :

$$\theta^2 \left[V_{dsat} + \frac{KV_{dsat}}{\theta} - (V_g - V_t) \right] = K \left[1 + \theta(V_g - V_t - V_{dsat}) \right] \times \ln \left[\frac{1 + \theta(V_g - V_t)}{1 + \theta(V_g - V_t - V_{dsat})} \right] \quad (2.1.22)$$

Το γράφημα 2.1.4 που παρουσιάζεται, προέκυψε από τους τύπους 2.1.21 και 2.1.22 και δείχνει την σχέση V_{dsat} , θ . Πρέπει να σημειωθεί ότι η σχέση 2.1.21 είναι κατάλληλη για τις τιμές του θ που δεν ξεπερνούν τα 0.1 V^{-1} . Εάν αυτό το όριο ξεπεραστεί (δηλαδή όταν το πλάτος του οξειδίου της πύλης είναι μικρότερο από $20 \mu\text{m}$) θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί και η σχέση 2.1.22 καθώς το θ θα επηρεάζει πολύ το V_{dsat} , με τις δύο αυτές σχέσεις να μην διαφέρουν περισσότερο από $\approx 20\%$.



Γράφημα 2.1.4 : Μεταβολές της τάσης κόρου εκροής V_{dsat} με τον παράγοντα μείωσης της ευκινησίας θ όπως προκύπτει από τις σχέσεις 1.28 και 1.29 (παράμετροι : $\mu_0 = 500 \text{ cm}^2/(\text{Vs})$, $t_{ox} = 20 \text{ nm}$, $v_{sat} = 6 \times 10^6 \text{ cm/s}$, $L = 0.3 \mu\text{m}$, $V_g = 3\text{V}$, $V_t = 1\text{V}$).

Επίσης παρατηρείται το φαινόμενο DIBL (Drain Induced Barrier Lowering) , επαγόμενη υποβάθμιση του φραγμού της επαφής εκροής, στα τρανζίστορ κοντού καναλιού. Έχει πολύ σημαντικό ρόλο στην υποκατώφλια περιοχή, όπου η θωράκιση του ηλεκτροστατικού πεδίου είναι ασθενέστερη των ηλεκτροστατικών δυνάμεων (electrostatic screening) . Το επιφανειακό δυναμικό $\Delta\psi_s$ αυξάνεται στην πηγή και η σχέση της με την τάση εκροής-πηγής είναι $\Delta\psi_s = BV_d$ με το B να συμβολίζει τον συντελεστή DIBL:

$$B = \frac{\epsilon_{si} t_{ox}}{\pi \epsilon_{ox} L} \quad (2.1.23)$$

το t_{ox} είναι το πάχος του οξειδίου της πύλης και το ϵ_{ox} η διηλεκτρική διαπερατότητα του οξειδίου. Στην περιοχή ασθενούς αναστροφής γίνεται χρήση της σχέσης 2.1.14 για τον υπολογισμό του I_d , αντικαθιστώντας το I_{dsat} με το ακόλουθο : $I_{dsat} \exp(qBV_d/kT)$. Με το φαινόμενο DIBL μεταβάλλεται η δυναμική αγωγιμότητα εξόδου, ακόμη και με χαμηλό V_d . Στην περίπτωση που $V_d < kT/q$, η αγωγιμότητα της εξόδου μειώνεται εκθετικά με το V_d :

$$\ln\left(\frac{g_d}{G_d}\right) \cong -(A - 2B) \frac{qV_d}{kT} \quad (2.1.24)$$

με $G_d = g_d(0)$ να είναι η ωμική αγωγιμότητα. Το DIBL δρα κυρίως στην περιοχή ασθενούς αναστροφής (weak inversion), αλλά επηρεάζει και την απόδοση στην περιοχή του κόρου (saturation) των τρανζίστορ κοντού καναλιού σε ισχυρή αναστροφή (strong inversion). Η V_t μειώνεται ευθέως ανάλογα με το V_d όπως φαίνεται στην σχέση $V_t = V_{t0} - \lambda V_d$ με το $\lambda = CB$. Το I_d εξαρτάται από την τάση V_d και την τάση πύλης $V_g - V_t$ για ισχυρή και ασθενή αναστροφή. Έτσι προκύπτει ότι η αγωγιμότητα του τρανζίστορ είναι :

$$g_d = g_{d0} + \frac{\partial I_d}{\partial V_t} \frac{dV_t}{dV_d} = g_{d0} - \frac{\partial I_d}{\partial V_g} \frac{dV_t}{dV_d} = g_{d0} + \lambda g_m \quad (2.1.25)$$

με g_{d0} να είναι αγωγιμότητα εξόδου όταν δεν έχει DIBL και g_m είναι η διαγωγιμότητα πύλης του τρανζίστορ. Το g_{d0} , όταν είναι σε κόρο, αναιρείται με αποτέλεσμα η αγωγιμότητα εξόδου να μειώνεται :

$$g_{dsat} = \lambda g_{msat} \quad (2.1.26)$$

με g_{msat} να είναι η διαγωγιμότητα στον κόρο.

Από την σχέση 2.1.26 φαίνεται πως η αγωγιμότητα εξόδου δεν "σβήνει" όπως στα τρανζίστορ με μακρύ κανάλι. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της χαρακτηριστικής εξόδου του τρανζίστορ. Επίσης πολύ σημαντική, στα τρανζίστορ κοντού καναλιού, είναι η ελάττωση του μήκους του καναλιού λόγω της εξάντλησης του περιοχής απογύμνωσης κοντά στην εκροή. Αυτή οφείλεται στην υψηλή τάση εκροής. Αυτό το φαινόμενο αυξάνει, το σχετικά μειωμένο, ενεργό κανάλι όπως φαίνεται :

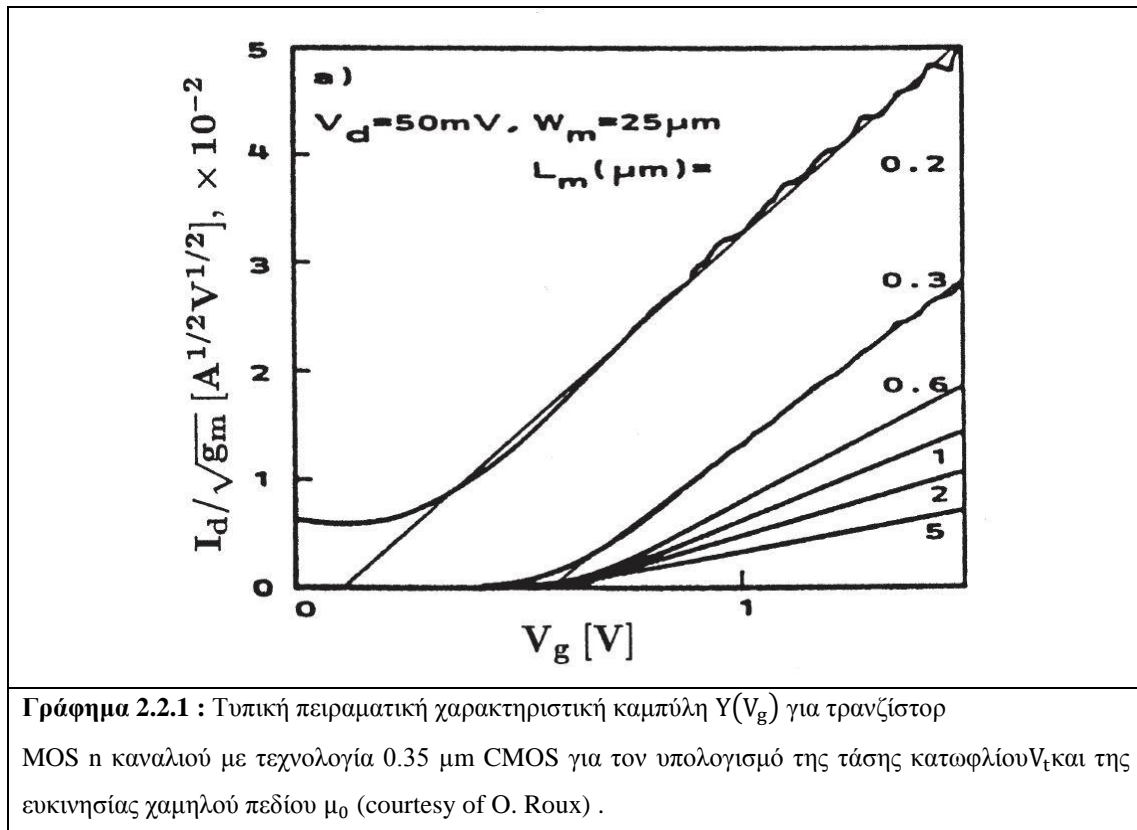
$$\frac{\Delta L}{L} = \alpha \ln \left(1 + \frac{V_d - V_{dsat}}{\alpha V_p} \right) \quad (2.1.27)$$

με το α και το V_p να είναι συντελεστές. Η ελάττωση του μήκους του καναλιού και το DIBL συμβάλλουν στη μείωση της αγωγιμότητας εξόδου στην περιοχή του κόρου.

2.2 Υπολογισμός παραμέτρων στην ωμική κατάσταση (Parameter Extraction in the Ohmic Regime)

Φορτίο και προεκβαλλόμενες τάσεις κατωφλίου (Charge and Extrapolated Threshold Voltages)

Από τις σχέσεις 2.1.7 και 2.1.8 προκύπτει μια εξίσωση για τον υπολογισμό των ωμικών παραμέτρων ενός MOSFET :



$$Y(V_g) = \frac{I_d}{\sqrt{g_m}} = \sqrt{G_m V_d} (V_g - V_t) \quad (2.2.1)$$

με το $G_m = WC_{ox}\mu_0/L$ να είναι η παράμετρος της διαγωγιμότητας (transconductance parameter). Από την σχέση 2.2.1 φαίνεται πως αν ο νόμος της ευκινησίας της σχέσης 2.1.2 που χρησιμοποιήθηκε στις σχέσεις 2.1.7 και 2.1.8 είναι σωστός, τότε η συνάρτηση του Y θα μεταβάλλεται γραμμικά με την τάση πύλης και εξάγεται η παράμετρος G_m και από τη κλίση της τέμνουσας στον άξονα των x εξάγεται το φορτίο της τάσης κατωφλίου V_t . Η συνάρτηση Y είναι ανεξάρτητη από το φαινόμενο των σειριακών αντιστάσεων. Αυτό φαίνεται όταν πειραματικά προστεθούν αντιστάσεις σε σειρά με τους ακροδέκτες της πύλης ή της εκροής. Αξίζει να σημειωθεί πως η προεκβαλλόμενη τάση κατωφλίου V_{text} , η οποία προκύπτει από τις συντεταγμένες του σημείου καμπής από την σχέση 2.1.9, δεν είναι ισοδύναμη με το φορτίο της τάσης κατωφλίου V_t που εξάγεται από την εξίσωση $Y(V_g)$. Η προεκβαλλόμενη τάση κατωφλίου V_{text} είναι μια προσέγγιση του φορτίου της τάσης κατωφλίου, καθώς η τιμή της επηρεάζεται από τον παράγοντα εξασθένησης ευκινησίας και την σειριακή αντίσταση.

Στο γράφημα 2.2.1, για 0.35 μm CMOS, παρατηρείται η γραμμική μεταβολή της V_g για τα διάφορα μήκη πύλης, με τα μήκη από το 0.3, 0.6, 1, 2 και 5 να παρουσιάζουν μια σημαντική βελτιστοποίηση της συσκευής.

Ενεργές διαστάσεις, ευκινησία και αντιστάσεις σε σειρά (Effective Dimensions, Mobility and Series Resistance)

Αφού υπάρχει η πληροφορία για τα δεδομένα της G_m για όλα τα μήκη και τα πλάτη, μπορούν να καθοριστούν τις ενεργές διαστάσεις του καναλιού. Παρακάτω φαίνεται η ανάλογη σχέση του G_m με το ενεργό πλάτος καναλιού W και η αντιστρόφως ανάλογη σχέση του με το ενεργό μήκος καναλιού L

$$G_m = \frac{\mu_0 C_{ox} W}{L} = \frac{\mu_0 C_{ox}}{L} (W_{mask} - \Delta W) \quad (2.2.2)$$

$$\frac{1}{G_m} = \frac{L}{\mu_0 C_{ox} W} = \frac{1}{\mu_0 C_{ox} W} (L_{mask} - \Delta L) \quad (2.2.3)$$

με το ΔL και το ΔW να είναι οι μειώσεις του μήκους και το πλάτους καναλιού αντίστοιχα. Αυτές οι μειώσεις προέκυψαν από την διαδικασία κατασκευής της πύλης ή/και από τις παράπλευρες διαχύσεις.

Μελετώντας το γράφημα 2.2.2α βλέπουμε την G_m σε συνάρτηση με το πλάτος πύλης, όπου η τέμνουσα της ευθείας γραμμής που σχηματίζεται στον άξονα x δείχνει τη μείωση του πλάτους του καναλιού ΔW , με δεδομένο ότι το μήκος πύλης είναι σταθερό και η ευκινησία χαμηλού πεδίου μ_0 είναι ανεξάρτητο από το μήκος και πλάτος του καναλιού. Αντίστοιχα και από την γραφική της $1/G_m$ σε συνάρτηση με το μήκος πύλης, εξάγεται η μείωση του μήκους του καναλιού ΔL , όπως φαίνεται και στο γράφημα 2.2.2β.

Γνωρίζοντας το ενεργό μήκος και πλάτος καναλιού για κάθε τρανζίστορ, μπορεί να εξαχθεί η ευκινησία επίδρασης χαμηλού πεδίου μ_0 από τα δεδομένα G_m που έχουν συλλεχθεί $\mu_0 = LG_m/(WC_{ox})$.

Το παράγοντας εξασθένησης ευκινησίας θ^* για κάθε τρανζίστορ μπορεί να εξαχθεί από την γραφική της $1/\sqrt{g_m}$ σε συνάρτηση με την τάση πύλης. Από την σχέση 2.1.8,

$$\frac{1}{\sqrt{g_m}} = \frac{[1 + \theta^*(V_g - V_t)]}{\sqrt{G_m V_d}} \quad (2.2.4)$$

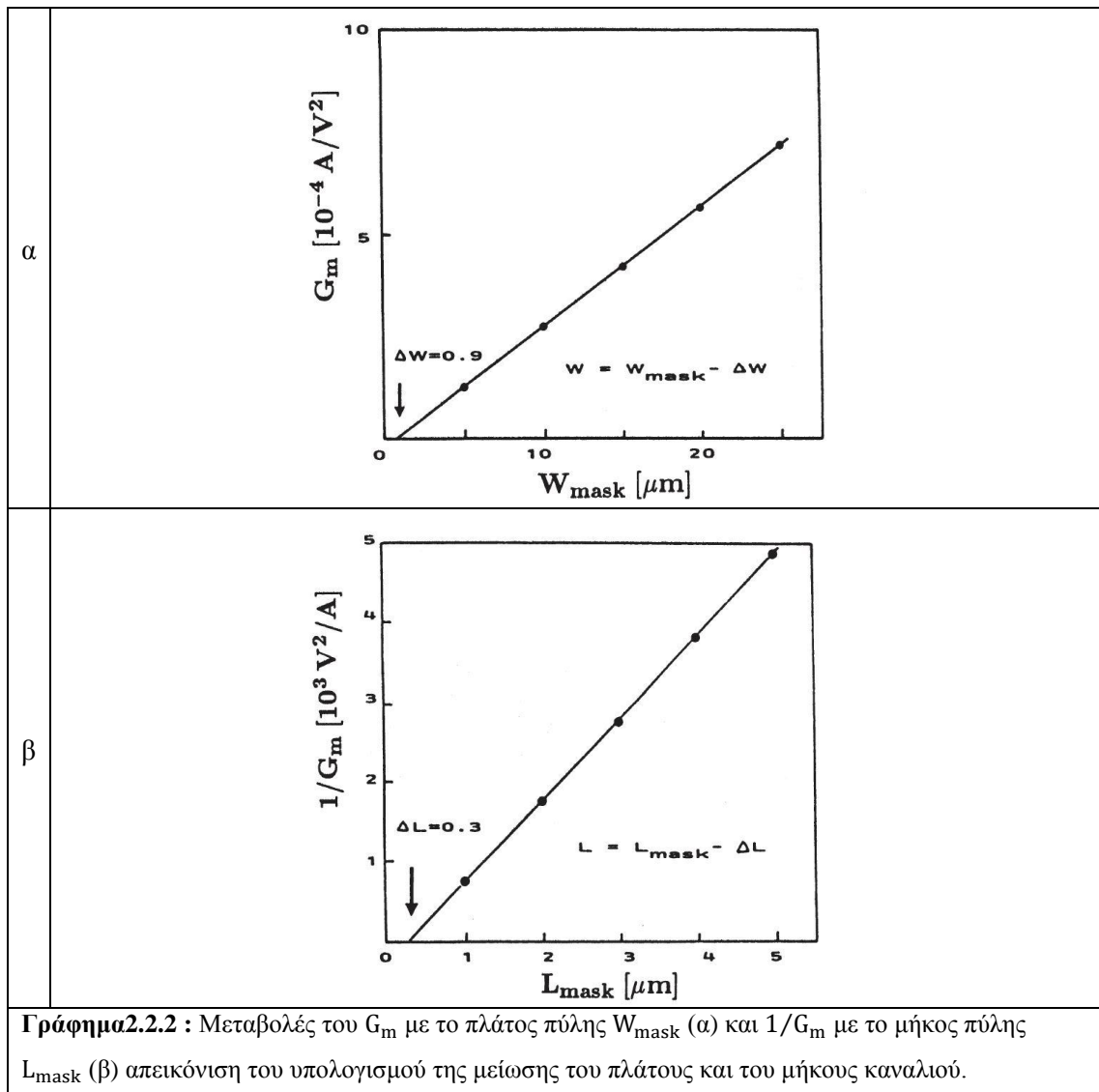
Το $1/\sqrt{g_m}$ με την τάση πύλης απεικονίζονται γραφικά στο γράφημα 2.2.3. Από την γραφική αυτή εξάγεται ο εξωτερικός παράγοντας θ^* . Γνωρίζοντας ότι $\theta^* = \theta + G_m R_{sd}$, η γραφική απεικόνιση του θ^* σε σχέση με το G_m για διαφορετικά μήκη πύλης (για σταθερό πλάτος), δίνει σαν αποτέλεσμα ο ενδογενής παράγοντας υποβάθμισης ευκινησίας θ και την σειριακή

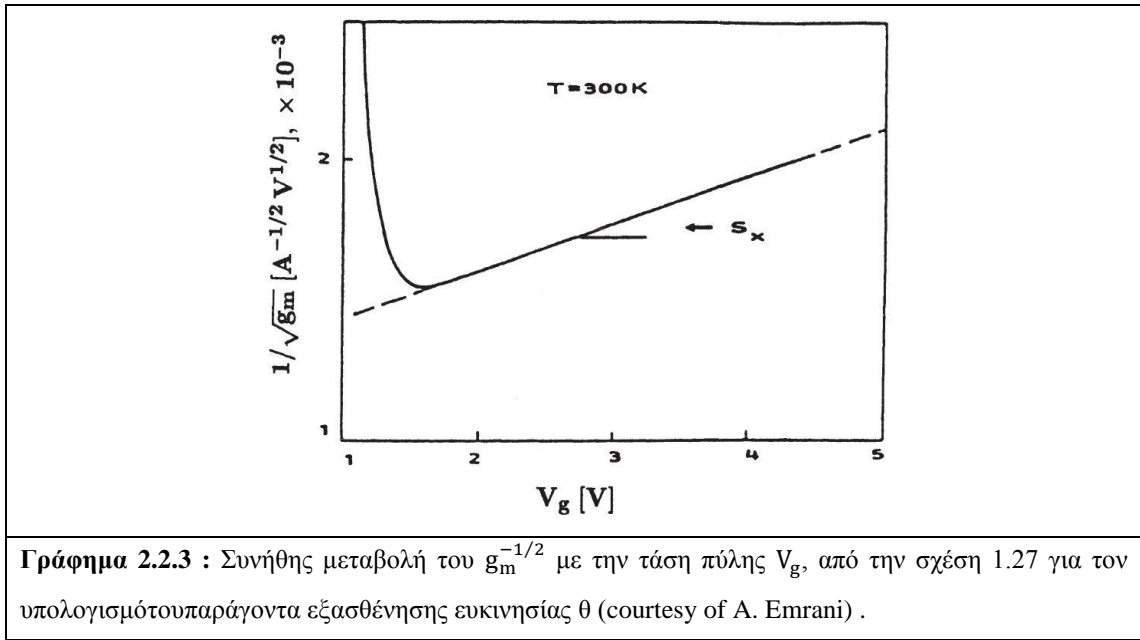
αντίσταση πηγής-εκροής R_{sd} από την τέμνουσα και τη κλίση του άξονα y, αντίστοιχα όπως φαίνεται στο γράφημα 2.2.4.

Έχουν προταθεί και άλλες μέθοδοι για τον υπολογισμό των ΔL και R_{sd} οι οποίες εκμεταλλεύονται την ειδική αντίσταση καναλιού $\rho_{ch} = 1/(Q_i \mu_{eff})$ η οποία είναι σε συνάρτηση με την διαφορά τάσης ($V_g - V_t$), έτσι η συνολική αντίσταση είναι :

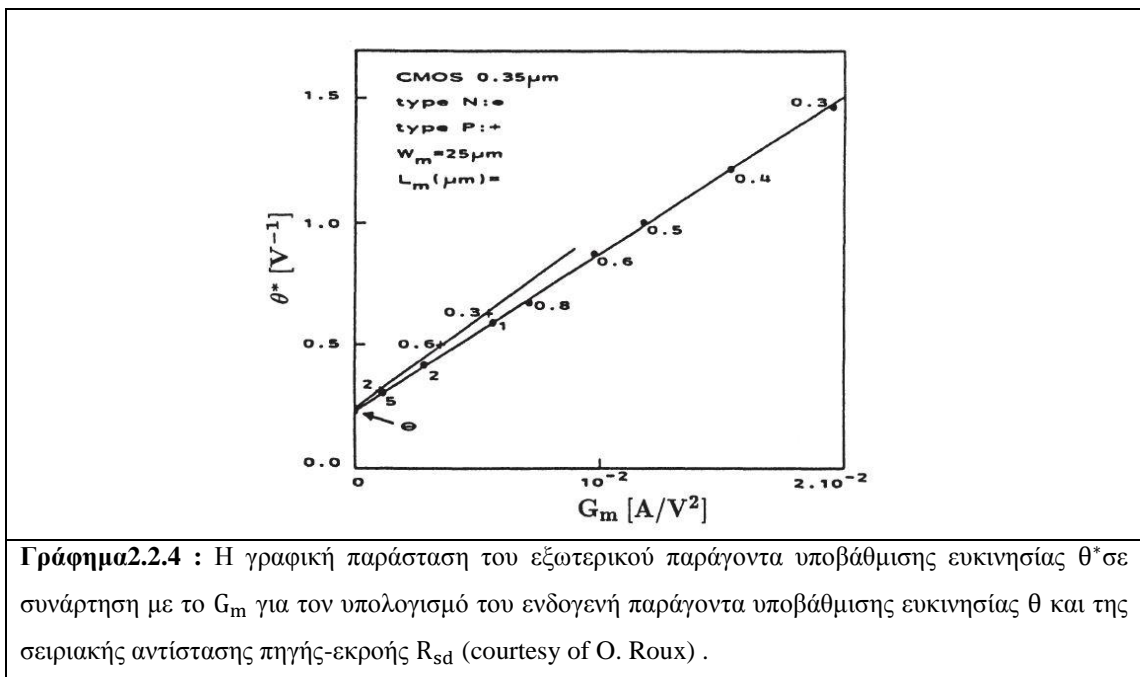
$$R_{tot} = \frac{L\rho_{ch}}{W} + R_{sd} = \frac{(L_{mask}-\Delta L)\rho_{ch}}{W} + R_{sd} \quad (2.2.5)$$

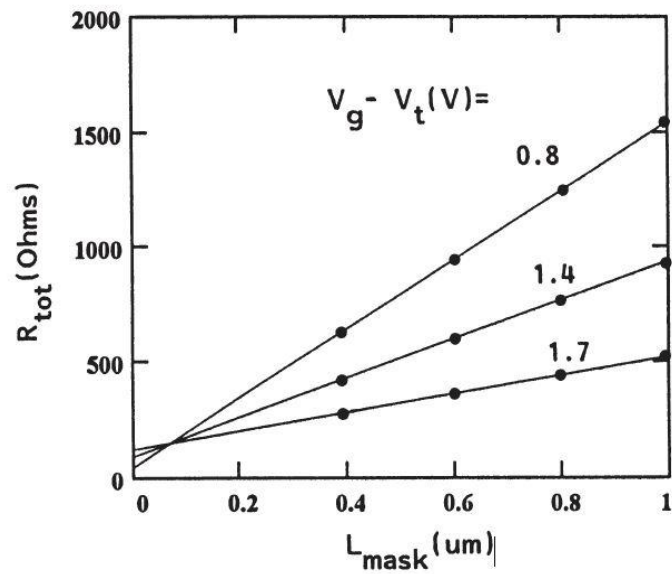
Από τον τύπο προκύπτει η γραφική της R_{tot} σε συνάρτηση με το μήκος πύλης, η οποία θα πρέπει να είναι γραμμική για σταθερή τάση πύλης. Στο σημείο που τέμνονται οι δύο γραμμές, για ποικίλες τάσεις πύλης μπορούν να εξαχθούν η μείωση του μήκους του καναλιού ΔL και η σειριακή αντίσταση όπως φαίνεται και στο γράφημα 2.2.5.



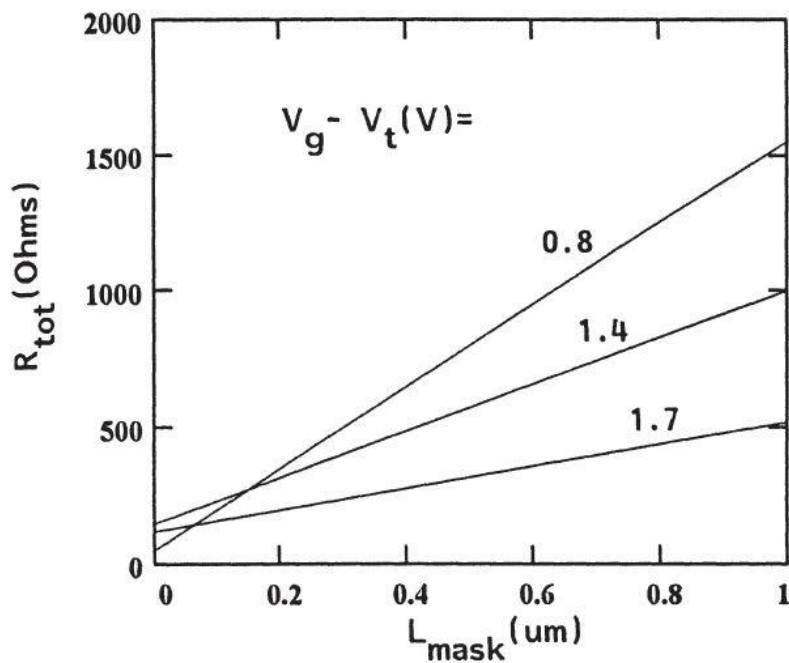


Με αυτή τη μέθοδο μπορεί να διαχειριστεί το γεγονός όπου δεν υπάρχει κοινό σημείο τομής για διαφορετικές τάσεις πύλης. Όπως φαίνεται και στο γράφημα 2.2.6, από κάθε σημείο τομής που αντιστοιχεί σε ένα ζεύγος τιμών (τάσης πύλης) , V_{g1} και V_{g2} , μπορεί να εξαχθεί η μείωση του μήκους του καναλιού και η σειριακή αντίσταση για το μέση τιμή της τάσης πύλης (ή η διαφορά της τάσης πύλης) . Έτσι, από την τάση πύλης (ή τη διαφορά τάσης πύλης) , είναι δυνατός ο υπολογισμός της εξάρτησης της μείωσης του μήκους του καναλιού και της σειριακής αντίστασης.





Γράφημα 2.2.5 : Γραφική απεικόνιση της συνολικής αντίστασης R_{tot} σε σχέση με το μήκος πύλης L_{mask} για τον υπολογισμό ταυτόχρονα της μείωσης του μήκους του καναλιού ΔL και της σειριακής αντίστασης όταν υπάρχει κοινό σημείο τομής.



Γράφημα 2.2.6 : Γραφική απεικόνιση της συνολικής αντίστασης R_{tot} σε σχέση με το μήκος πύλης L_{mask} για τον υπολογισμό ταυτόχρονα της μείωσης του μήκους του καναλιού ΔL και της σειριακής αντίστασης στην περίπτωση που η τάση πύλης εξαρτάται από το κοινό σημείο τομής.

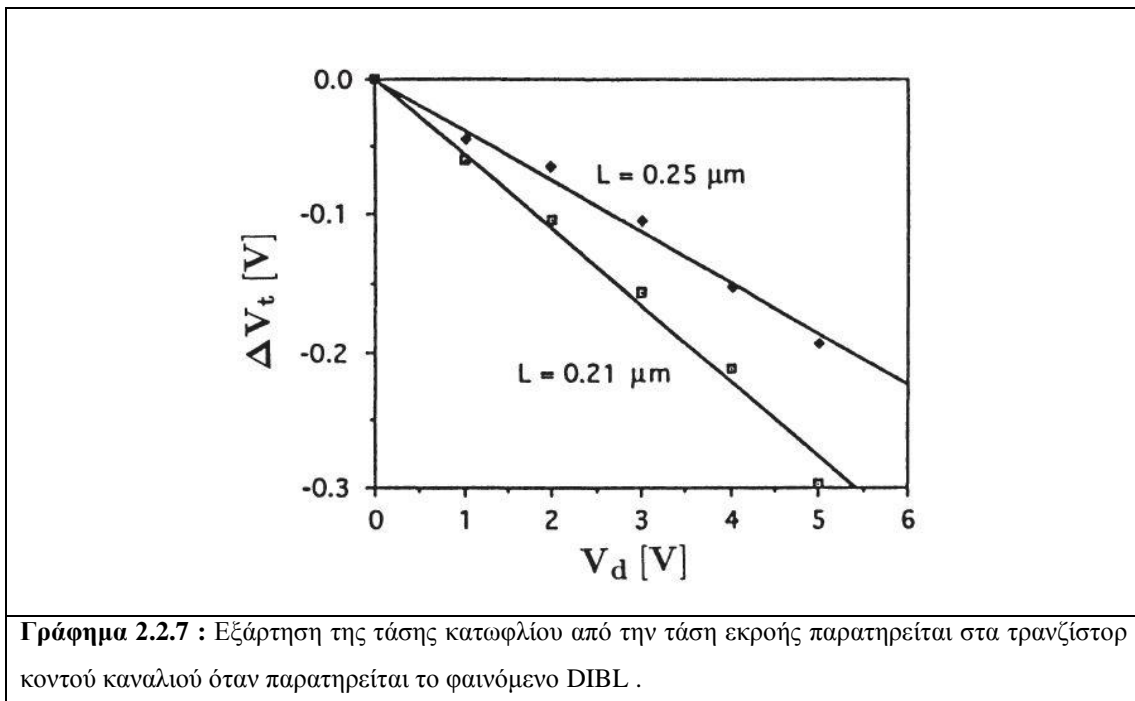
Συντελεστής DIBL

Ο συντελεστής DIBL εξάγεται από την χαρακτηριστική του ρεύματος εκροής του MOSFET, για λειτουργία είτε σε ασθενή αναστροφή είτε πάνω από το κατώφλι.

Οι καμπύλες $I_d(V_d)$ σε ασθενή αναστροφή, γενικά παρουσιάζουν μια εκθετική συμπεριφορά στον κόρο. Ο συντελεστής DIBL, B υπολογίζεται από την λογαριθμική κλίση της γραμμικής περιοχής της χαρακτηριστικής και η σχέση είναι :

$$B = \frac{kT}{q} \frac{d}{dV_d} (\ln I_d) \quad (2.2.6)$$

Ο συντελεστής DIBL μπορεί να υπολογιστεί και από την χαρακτηριστική της ισχυρής αναστροφής σε κόρο. Μπορεί να μετρηθεί η προεκβαλλόμενη τάση κατωφλίου σαν συνάρτηση του drain bias, και αν παρατηρηθεί ευθεία γραμμή σε υψηλές τιμές της V_d , μπορεί να υπολογιστεί το DIBL λ από την κλίση. Φαίνεται στο γράφημα 2.2.7 ένα παράδειγμα αυτής της συμπεριφοράς για την τάση κατωφλίου.

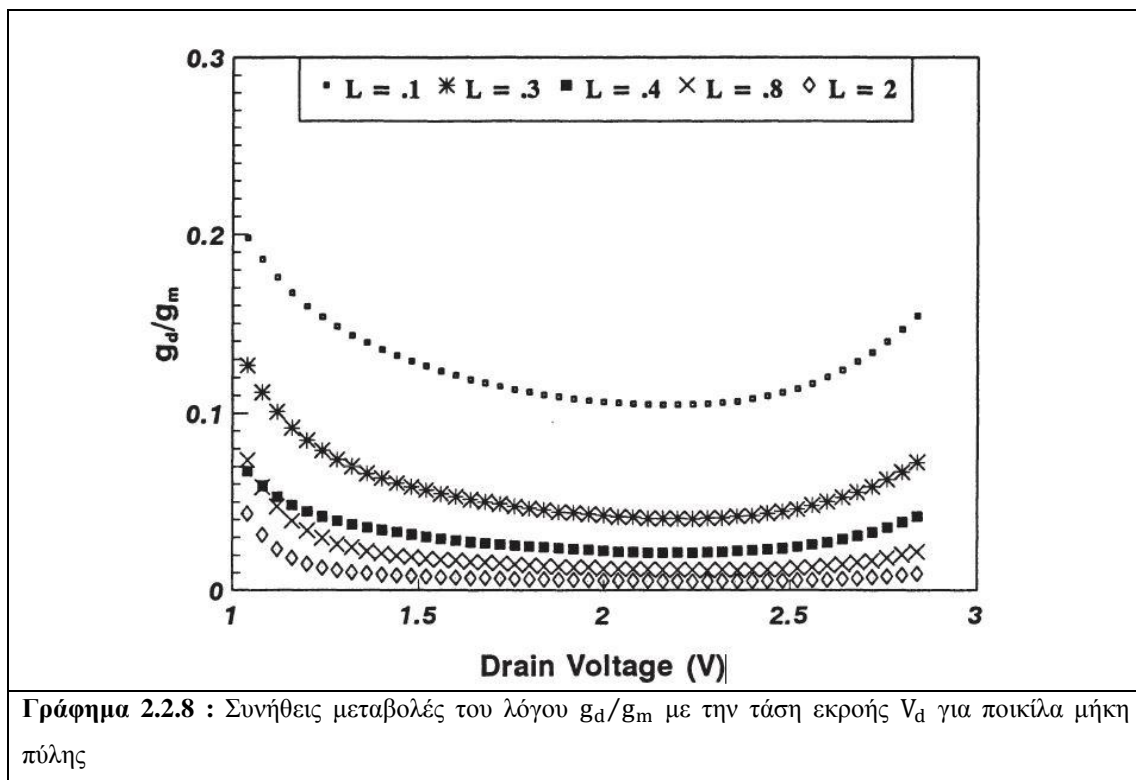


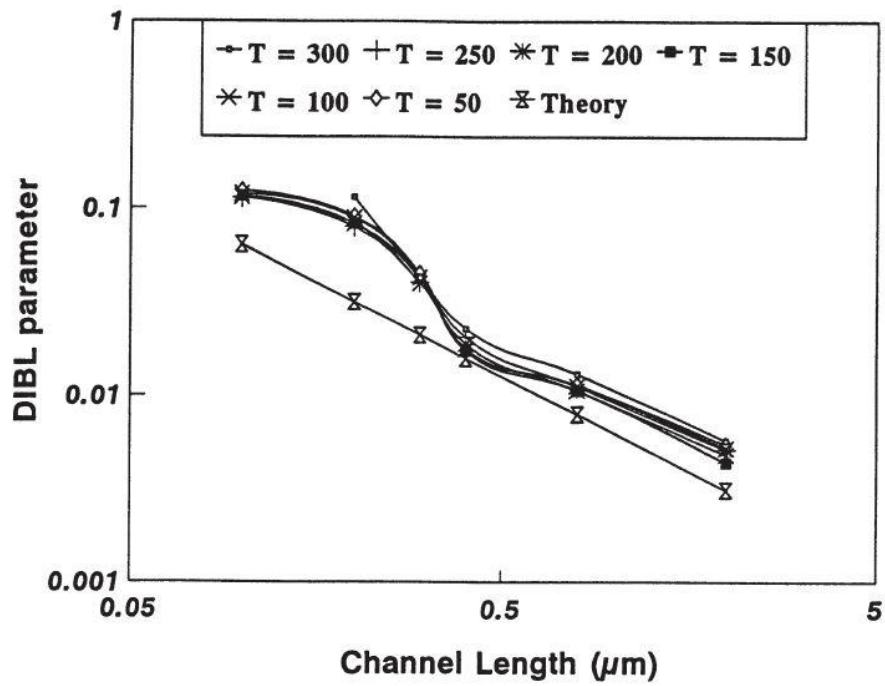
Υπάρχει μια ακόμα εναλλακτική μέθοδος υπολογισμού της παραμέτρου DIBL λ , όπου η αναλογία g_d/g_m σχεδιάζεται ως συνάρτηση της τάσης εκροής για σταθερή τάση πύλης.

Αυτή έχει βασιστεί στην χρήση της έκφραση της δυναμικής της αγωγιμότητας από την σχέση 2.1.26.

Το γράφημα 2.2.8 απεικονίζει την σχέση g_d/g_m με το V_d για διαφορετικά μήκη πύλης (μεταξύ των τιμών 0.1 - 2μm) με σταθερή τάση πύλης. Η παράμετρος DIBL λ , για κάθε μήκος πύλης, στις επίπεδες περιοχές θα προκύπτει από τις ελάχιστες τιμές. Στο γράφημα 2.2.9, για διάφορα μήκη πύλης, φαίνονται οι τιμές του λ που εξάγονται με την παραπάνω μέθοδο. Η εξάρτηση του λ από το $1/L$ συμφωνεί κατά προσέγγιση με το απλό μοντέλο της εξίσωσης 2.1.23.

Ανεξάρτητα αδύναμης ή ισχυρής αναστροφής, με αυτή τη μέθοδο μπορεί να καθοριστεί η επίδραση της τάσης πύλης από τον συντελεστή DIBL λ , σε αντίθεση με τις άλλες μεθόδους. Ακόμα, χρησιμοποιήθηκε με επιτυχία για την μελέτη της επίδρασης της θερμοκρασίας πάνω στο φαινόμενο DIBL.





Γράφημα 2.2.9 : Στην γραφική απεικόνιση φαίνονται οι πειραματικές μεταβολές της παραμέτρου λ του DIBL με μήκος πύλης L , όπως έχει υπολογιστεί με την μέθοδο g_d/g_m και από την θεωρητική απεικόνιση της εξίσωσης 1.30

Κεφάλαιο 3 – Πειραματική Διαδικασία

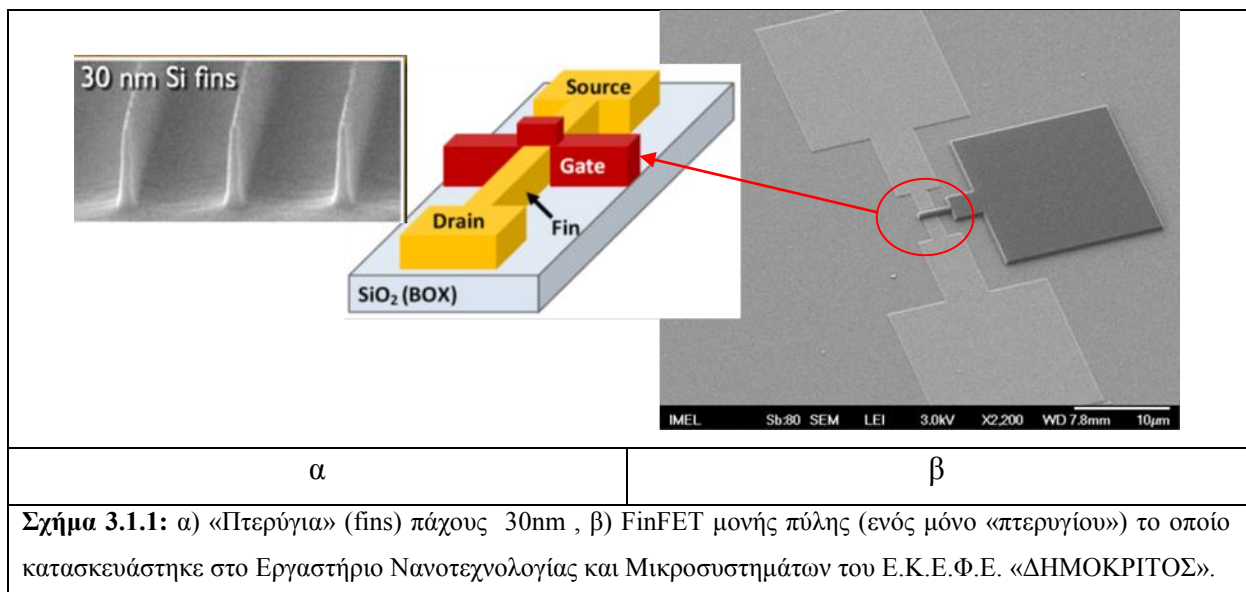
3.1 Κατασκευή των τρανζίστορ FinFET και πειραματική διάταξη ηλεκτρικού χαρακτηρισμού

Κατασκευή

Η τεχνολογία κατασκευής υποστρώματος δισκιδίου πυριτίου πάνω σε μονωτή (SOI) μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την παραγωγή υψηλής ποιότητας, μονοκρυσταλλικών στρωμάτων πυριτίου με πάχος μερικά νανόμετρα (nm). Χρησιμοποιώντας υποστρώματα δισκιδίων πυριτίου πάνω σε μονωτή (SOI) και λιθογραφία ηλεκτρονικής δέσμης, δημιουργήσαμε νανονήματα πυριτίου (silicon nanowires ή nanoribbons) πλάτους μερικών δεκάδων nm και πάχους 10nm. Μετά την ανάπτυξη του οξειδίου πύλης πάχους 10 nm, τα νανονήματα είχαν νοθευθεί ομοιόμορφα μέσω εμφύτευση ιόντων, χρησιμοποιώντας το αρσενικό για τη νόθευση των διατάξεων n-τύπου και το BF₂ για τη νόθευση των διατάξεων p-τύπου. Οι ενέργειες και οι δόσεις εμφύτευσης επιλέχθηκαν έτσι ώστε να προκύψουν ομοιόμορφες συγκεντρώσεις νόθευσης εύρους από $2 \cdot 10^{19}$ έως $5 \cdot 10^{19}$ άτομα/cm³ σε διαφορετικά δισκίδια. Τέτοια υψηλά επίπεδα νόθευσης παραδοσιακά προορίζονται για την επέκταση των σχηματισμών της πηγής και του απαγωγού σε διατάξεις CMOS. Για την αντίσταση της πύλης απαιτούνται υψηλού επιπέδου νοθεύσεις προκειμένου να εξασφαλίσουμε ένα αρκετά υψηλό ρεύμα διάταξης και μία καλή αντίσταση επαφής πηγής-απαγωγού. Επίσης, επιβάλλεται η χρήση γεωμετριών νανονημάτων (nanowire geometries) τόσο μικρών ώστε να καταστεί δυνατή η πλήρης απογύμνωση της περιοχής του καναλιού, κάτι το οποίο είναι απαραίτητο για να "κλείσει" η διάταξη. Η πύλη σχηματίστηκε με εναπόθεση ενός στρώματος άμορφου πυριτίου πάχους 50 nm σε θερμοκρασία 550 °C σ' έναν αντιδραστήρα χημικής εναπόθεσης υδρατμών χαμηλής πίεσης (LPCVD). Μετά τη "βαριά" νόθευση τύπου p ή n της πύλης χρησιμοποιώντας ιόντα βορίου ή αρσενικού σε δόση $2 \cdot 10^{14}$ cm⁻³, τα δείγματα αναπτύχθηκαν σ' ένα ατμοσφαιρικό άζωτο 900°C για 30 λεπτά για την ενεργοποίηση των εμφυτευμένων ιόντων και τη μετατροπή του άμορφου πυριτίου της πύλης σε πολυκρυσταλλικό. Στη συνέχεια, τα ηλεκτρόδια της πύλης σχηματίστηκαν και χάραχθηκαν σ' έναν αντιδραστήρα χάραξης ενεργών ιόντων (RIE). Για την απόκτηση των επιθυμητών τιμών της τάσης κατωφλίου χρησιμοποιείται μία πύλη πολυκρυσταλλικού πυριτίου p-τύπου για τις n-τύπου διατάξεις και μία πύλη πολυκρυσταλλικού πυριτίου n-τύπου για τις p-τύπου διατάξεις. Μετά το σχηματισμό της πύλης, εναποτέθηκε ένα προστατευτικό στρώμα διοξειδίου του πυριτίου (SiO₂), χάραχθηκαν οι τρύπες για τις επαφές και χρησιμοποιήθηκε μια κλασική μέθοδος επιμετάλλωσης TiW-

αλουμινίου για την επίτευξη των ηλεκτρικών επαφών με τις διατάξεις. Μετά το σχηματισμό της πύλης δεν πραγματοποιήθηκε κάποια άλλη νόθευση, αφήνοντας τα τερματικά της πηγής και του απαγωγού με το ίδιο ακριβώς είδος προσμίξεων και την ίδια συγκέντρωση με την περιοχή του καναλιού. Η διάταξη έχει μία διαμόρφωση πολλαπλής πύλης, πιο συγκεκριμένα τριπλής πύλης, που σημαίνει ότι το ηλεκτρόδιο της πύλης είναι τυλιγμένο γύρω από τις τρεις πλευρές της (αριστερή, πάνω και δεξιά πλευρά του νανομήματος πυριτίου).

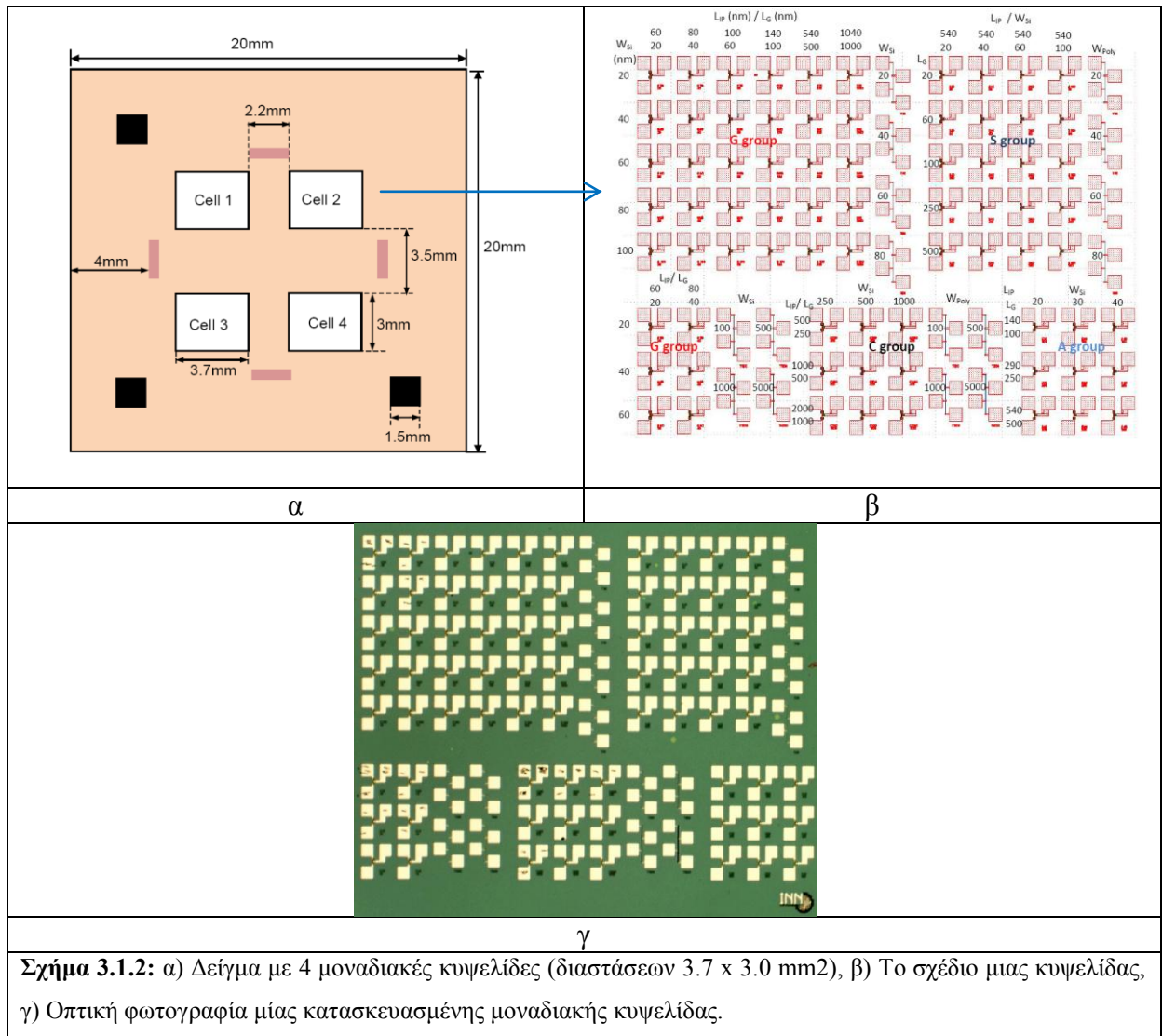
Τα κλασικά FETs τριπλής πύλης κατασκευάστηκαν σε ξεχωριστά δισκίδια για λόγους σύγκρισης. Η διαδικασία κατασκευής ήταν πανομοιότυπη με εκείνη που χρησιμοποιήθηκε για τις αντιστάσεις πύλης με τις ακόλουθες εξαιρέσεις. Η περιοχή του καναλιού έμεινε ανόθευτη ή νοθεύθηκε με προσμίξεις τύπου-p συγκέντρωσης $2 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ (για διατάξεις n-καναλιού), ενώ ως υλικό πύλης χρησιμοποιήθηκε n-τύπου πολυκρυσταλλικό πυρίτιο και τα ιόντα αρσενικού εμφυτεύθηκαν με μία δόση των $2 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$, ενέργειας 15 keV μετά το σχηματισμό της πύλης ώστε να σχηματίσουν τις επαφές της πηγής και του απαγωγού.



Σχήμα 3.1.1: α) «Πτερύγια» (fins) πάχους 30nm , β) FinFET μονής πύλης (ενός μόνο «πτερυγίου») το οποίο κατασκευάστηκε στο Εργαστήριο Νανοτεχνολογίας και Μικροσυστημάτων του Ε.Κ.Ε.Φ.Ε. «ΔΗΜΟΚΡΙΤΟΣ».

Μορφή τελικού chip

Κάθε τσιπ περιέχει 4 κυψελίδες όπως φαίνονται στο σχήμα 3.1.2α. Η μορφή της κάθε κυψελίδας παρουσιάζεται στην σχήμα 3.1.2β, όπου τα μεγάλα τετράγωνα αντιστοιχούν στις επαφές της πύλης, της πηγής και του απαγωγού. Σε κάθε κυψελίδα υπάρχουν διατάξεις με διαφορετικά μήκη (L) και πλάτη (W) καναλιού. Στο σχήμα 3.1.2γ έχουμε την οπτική φωτογραφία μιας κυψελίδας όπως φαίνεται από το μικροσκόπιο.



Σχήμα 3.1.2: α) Δείγμα με 4 μοναδιακές κυψελίδες (διαστάσεων 3.7 x 3.0 mm²), β) Το σχέδιο μιας κυψελίδας, γ) Οπτική φωτογραφία μίας κατασκευασμένης μοναδιακής κυψελίδας.

Πειραματική διάταξη για τον ηλεκτρικό χαρακτηρισμό

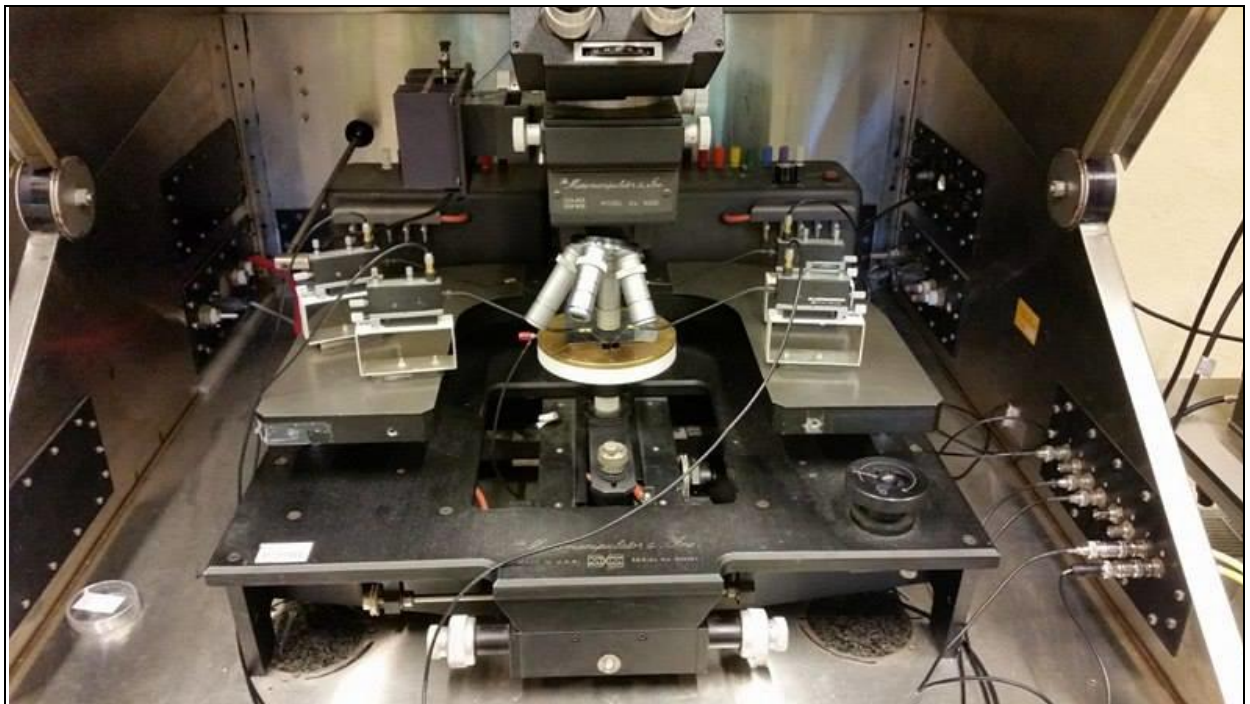
Η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε κατά την εκπόνηση της παρούσας διπλωματικής εργασίας φαίνεται στις παρακάτω εικόνες.

Αποτελείται από

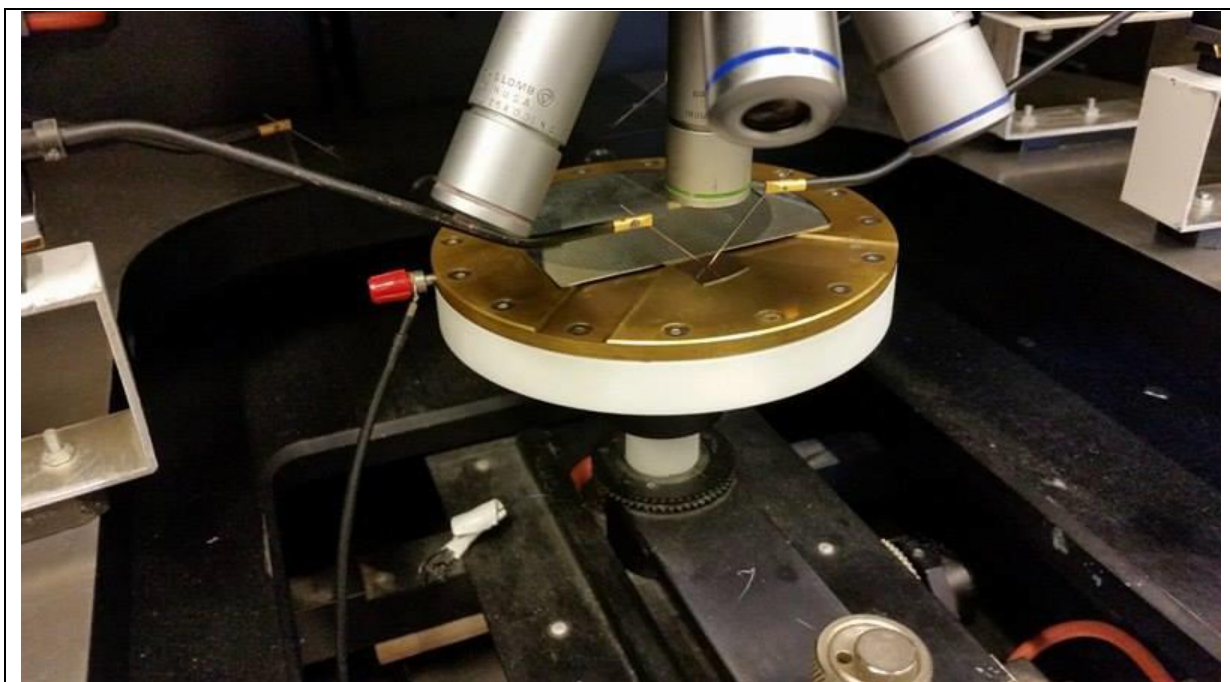
1. Ένα σταθμό ακίδων (probe station) κατάλληλο για την μέτρηση τρανζίστορ σε chip (wafer level measurements) με ισχυρό μικροσκόπιο για να βλέπουμε τις επαφές με διαστάσεις 100x100 μm.
2. Όργανο μέτρησης I-V χαρακτηριστικών αναλυτής παραμέτρων ημιαγωγού (Semiconductor Parameter Analyzer) HP 4155A. Διαθέτει τέσσερις (4) SMUs με ακρίβεια μέτρησης ρεύματος 100fA.
3. Όλες οι ηλεκτρικές συνδέσεις έγιναν με τρι-αξονικά καλώδια (triax) χαμηλού θορύβου.



Σχήμα 3.1.3: Πειραματική διάταξη ηλεκτρικού χαρακτηρισμού.



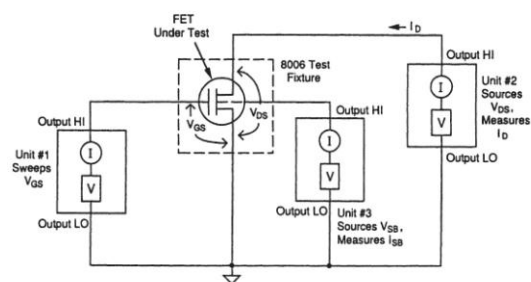
Σχήμα 3.1.4: Σταθμός οπτικού μικροσκοπίου.



Σχήμα 3.1.5: Δείγμα με συνδέσεις αριστερά (πηγή) και δεξιά (πύλη και απαγωγός).



α



β

Σχήμα 3.1.6: α) Διάταξη ηλεκτρικού χαρακτηρισμού HP 4155A, β) η διάταξη των τριών μονάδων τροφοδοσίας/μέτρησης (Source Measure Unit) για την μέτρηση των χαρακτηριστικών ενός MOSFET.

Για την μέτρηση των τρανζίστορ τα τοποθετούμε στο σύστημα μέτρησης με ακίδες, πάνω σε επιφάνεια η οποία έχει λειτουργία δημιουργίας κενού για την διασφάλιση της διάταξης. Αυτό βρίσκεται κάτω από τον φακό μικροσκοπίου για να μπορέσει να γίνει η επαφή με τους ακροδέκτες. Το υπό μελέτη τρανζίστορ συνδέθηκε με τρία ηλεκτρόδια VG,VD και VS ενώ σε ορισμένες περιπτώσεις χρησιμοποιήθηκε και τέταρτος ακροδέκτης VBG για τη σύνδεση με το υπόστρωμα. Για την απομόνωση της διάταξης οι συνδέσεις VG,VD,VS και VBG συνδέθηκαν στα πλάγια της εσωτερικής διάταξης και έπειτα εξωτερικά με σταθμό ηλεκτρικού χαρακτηρισμού (HP4155A) για τη λήψη των αποτελεσμάτων.

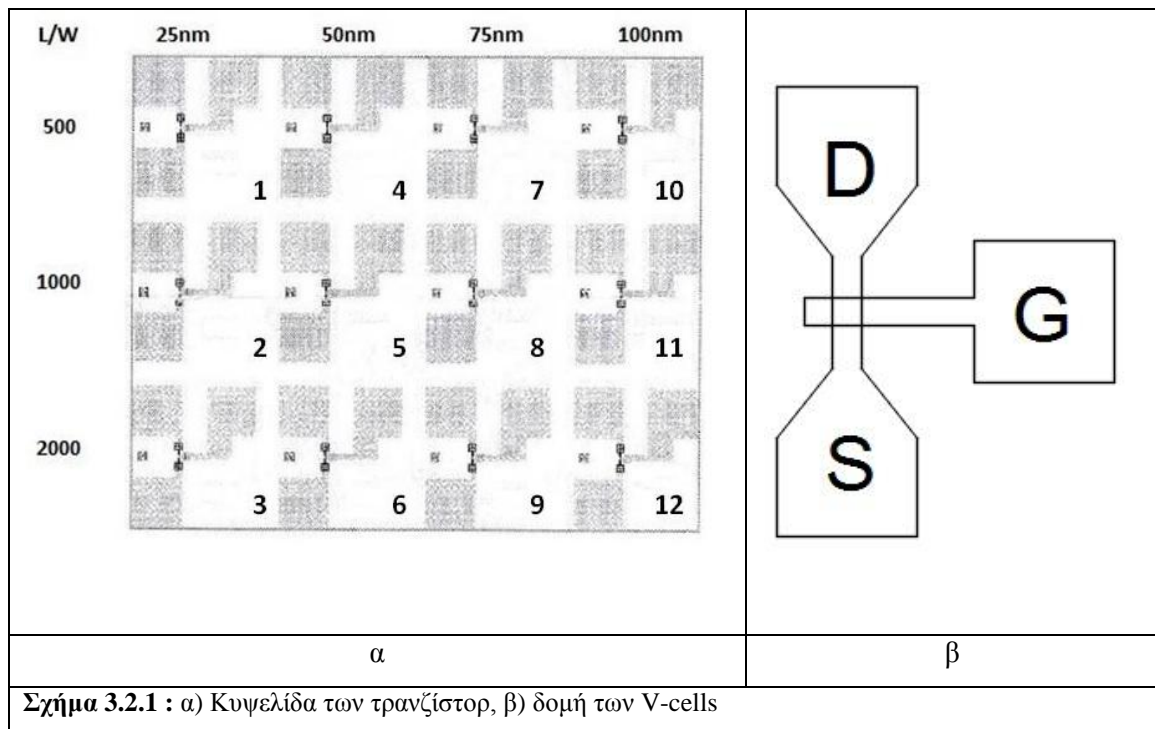
3.2 Ηλεκτρικός Χαρακτηρισμός

Ακολουθούν τα πειραματικά αποτελέσματα των διατάξεων FinFET που κατασκευάστηκαν στο Εργαστήριο Νανοτεχνολογίας και Μικροσυστημάτων του Ινστιτούτου Νανοεπιστήμης και Νανοτεχνολογίας στο Ε.Κ.Ε.Φ.Ε. "Δημόκριτος". Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν στα εργαστήρια του Ε.Κ.Ε.Φ.Ε. "Δημόκριτος".

Για τον ηλεκτρικό χαρακτηρισμό των διατάξεων χρησιμοποιήθηκε Semiconductor Parameter Analyzer HP 4155 ενσωματωμένος σε H/Y. Οι μετρήσεις έγιναν σε συνθήκες 25°C.

Για την ανάλυση των αποτελεσμάτων, χρησιμοποιήθηκε το πρόγραμμα OriginPro 8.

FinFET τρανζίστορ με γεωμετρία V



Όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.2.1α, τα τρανζίστορ αυτής της διάταξης, χωρίζονται με βάση το πλάτος και το μήκος του καναλιού. Όπου W είναι width και L είναι length. Αυτή η διάταξη αποτελείται από τρανζίστορ με γεωμετρία V, όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.2.1β.

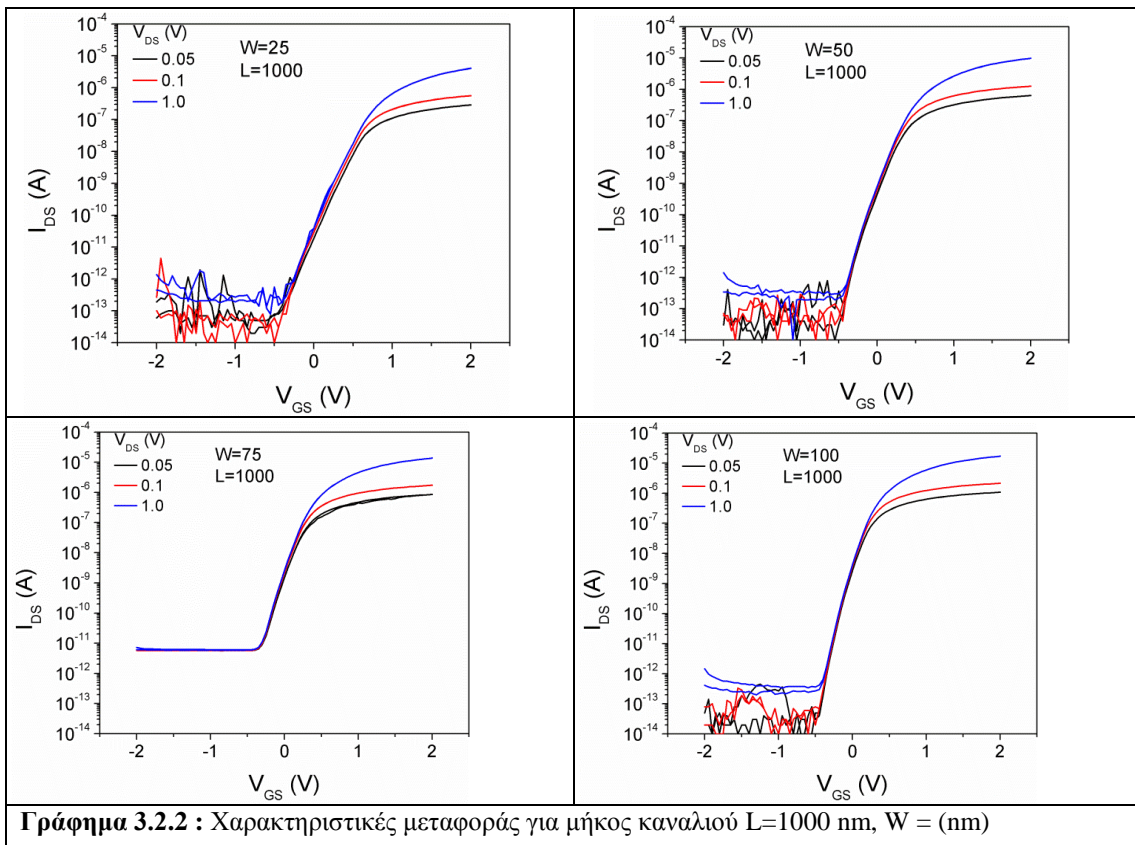
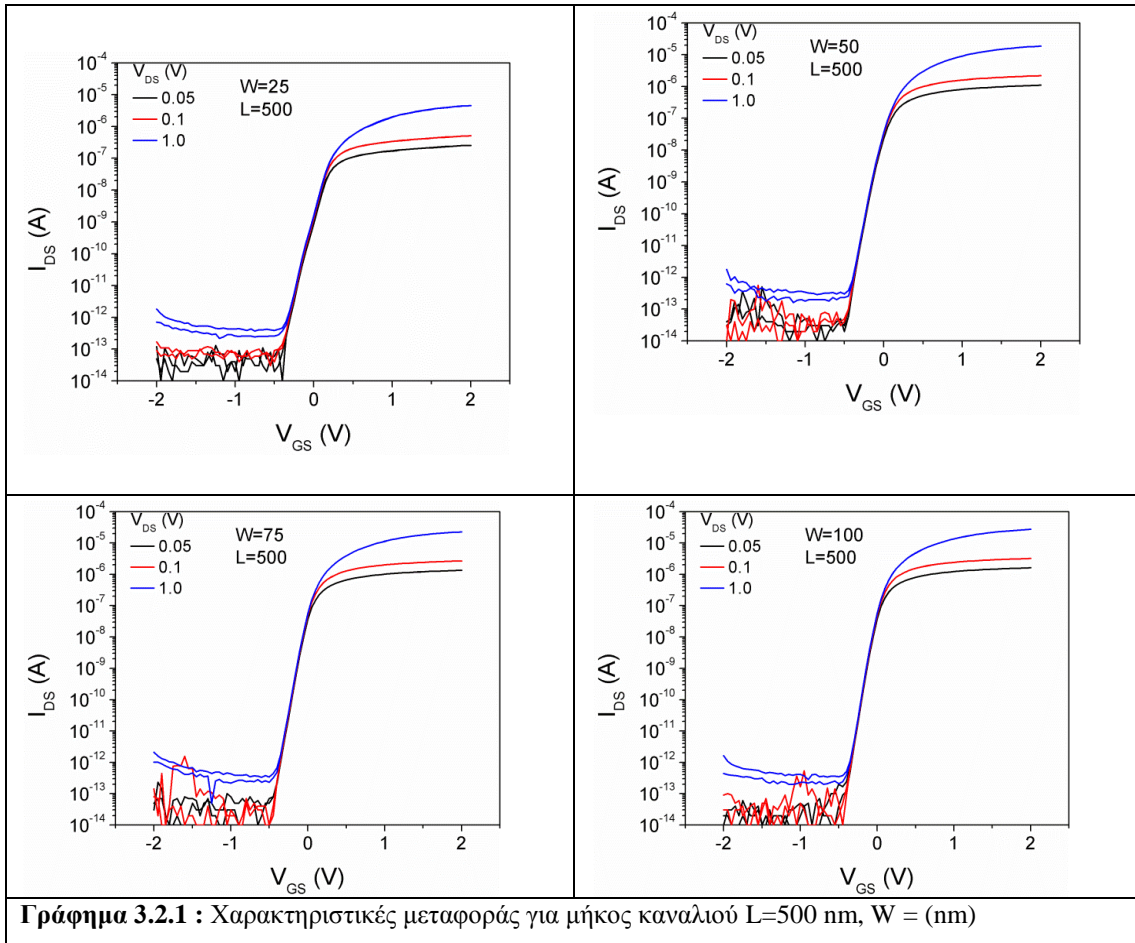
Τα μήκη καναλιού είναι 500nm, 1000nm και 2000nm, ενώ τα πλάτη 25nm, 50nm, 75nm και 100nm. Για μεγαλύτερη ευκολία, στο παρόν σύγγραμμα, τα τρανζίστορ έχουν αριθμηθεί (κάτω δεξιά στο σχήμα), με το τρανζίστορ 1 να έχει L=500nm και W=25nm, το τρανζίστορ 2 να έχει L=1000nm και W=25nm κ.ο.κ.. Αναλυτικά φαίνονται στον παρακάτω πίνακα:

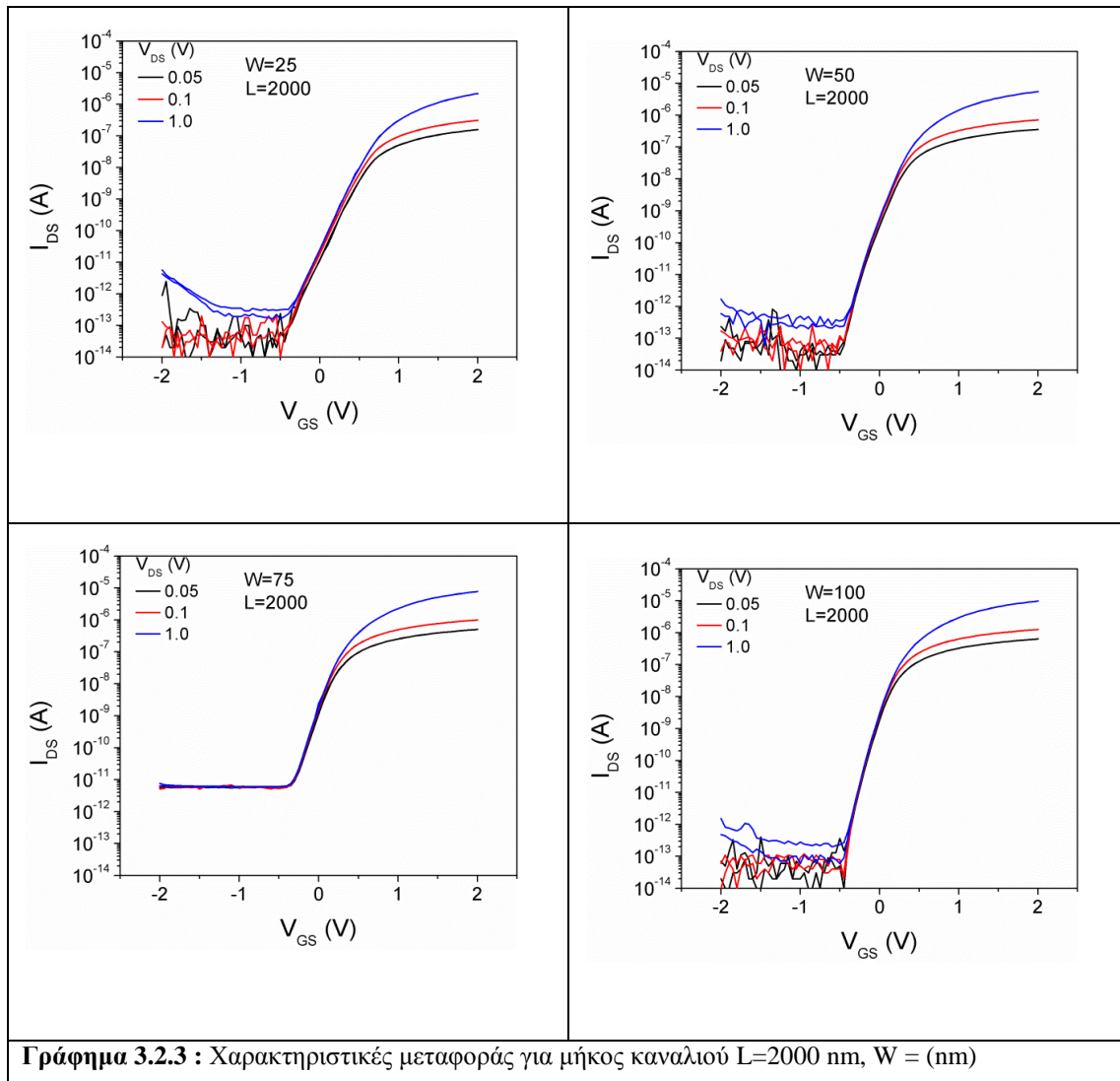
Αριθμός τρανζίστορ	W (nm)	L (nm)
1	25	500
2	25	1000
3	25	2000
4	50	500
5	50	1000
6	50	2000
7	75	500
8	75	1000
9	75	2000
10	100	500
11	100	1000
12	100	2000

Πίνακας 3.1: Ονόματα των τρανζίστορ με γεωμετρία V

Χαρακτηριστικές μεταφοράς(Transfer characteristic)

Ακολουθούν οι χαρακτηριστικές μεταφοράς (I_D/V_G) των τρανζίστορ με γεωμετρία V, για διαφορετικά μήκη καναλιού.





Γράφημα 3.2.3 : Χαρακτηριστικές μεταφοράς για μήκος καναλιού $L=2000$ nm, $W =$ (nm)

Τάση κατωφλίου και DIBL

Ακολουθούν οι πίνακες που δείχνουν την μεταβολή του V_{th} και του DIBL σε σχέση με το μήκος και το πλάτος του καναλιού. Πιο συγκεκριμένα, έχοντας σταθερό το πλάτος καναλιού W , μελετάμε τις μεταβολές με την αλλαγή του μήκους καναλιού L .

Η τάση κατωφλίου έχει μετρηθεί πειραματικά με τον Semiconductor Parameter Analyzer HP 4155 και το DIBL υπολογίζεται από τον ακόλουθο τύπο :

$$DIBL = \frac{V_{th}(1V) - V_{th}(0.05mV)}{1 - 0.05} \quad (3.1)$$

	$V_{th}(mV)$ για $V_D=50mV$	$V_{th}(mV)$ για $V_D=1V$	DIBL (mV/V)
L = 500nm	11,349	29,09	18,669
L = 1000nm	360,440	402,45	44,218
L = 2000nm	356,897	415,24	61,416

Πίνακας 3.2: Μεταβολή του V_{th} και του DIBL για $W=25nm$ για τρανζίστορ με γεωμετρία V

	$V_{th}(mV)$ για $V_D=50mV$	$V_{th}(mV)$ για $V_D=1V$	DIBL (mV/V)
L = 500nm	-87,199	-46,91	42,409
L = 1000nm	109,632	184,63	78,94
L = 2000nm	82,079	144,56	65,764

Πίνακας 3.3: Μεταβολή του V_{th} και του DIBL για $W=50nm$ για τρανζίστορ με γεωμετρία V

	$V_{th}(mV)$ για $V_D=50mV$	$V_{th}(mV)$ για $V_D=1V$	DIBL (mV/V)
L = 500nm	-94,940	-67,55	28,836
L = 1000nm	41,009	103,67	65,96
L = 2000nm	-4,098	74,63	82,875

Πίνακας 3.4: Μεταβολή του V_{th} και του DIBL για $W=75nm$ για τρανζίστορ με γεωμετρία V

	$V_{th}(mV)$ για $V_D=50mV$	$V_{th}(mV)$ για $V_D=1V$	DIBL (mV/V)
L = 500nm	-85,497	-44,12	43,551
L = 1000nm	8,971	67,36	61,458
L = 2000nm	-23,444	44,62	71,647

Πίνακας 3.5: Μεταβολή του V_{th} και του DIBL για $W=100nm$ για τρανζίστορ με γεωμετρία V

Υπολογισμός ευκινησίας φορέων

Παρακάτω βρίσκονται οι πίνακες και τα γραφήματα μεταβολής της ευκινησίας των φορέων σε σχέση με το μήκος και το πλάτος του καναλιού. Η ευκινησία επίδρασης πεδίου (field effect mobility, μ_{fe}) και το C_{ox} υπολογίζονται από τους ακόλουθους τύπους :

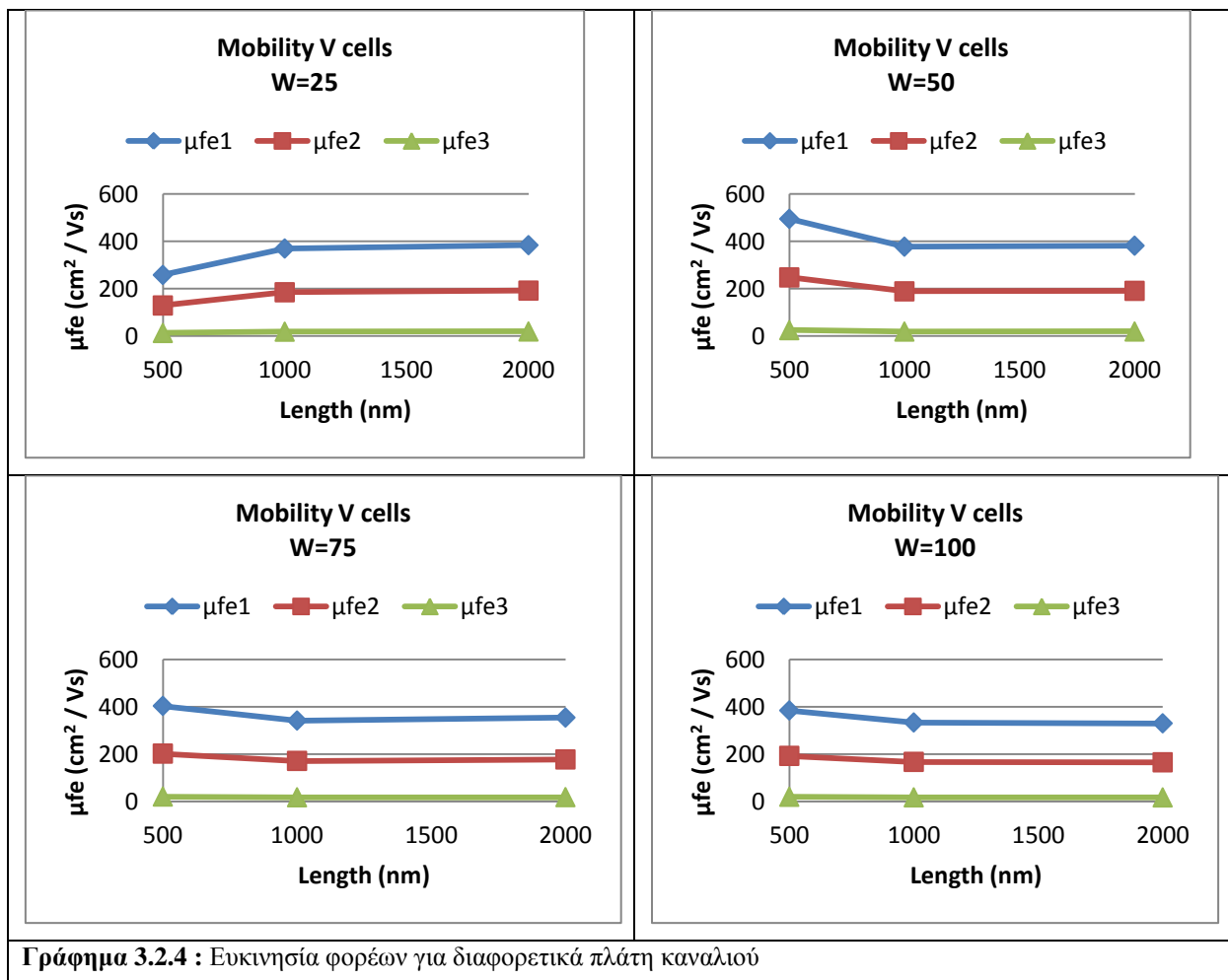
$$\mu_{fe} = \frac{L}{WC_{ox}V_d} g_m \left(\frac{cm^2}{V*s} \right) \quad (3.2)$$

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_0 \cdot 3,9}{t_{ox}} \left(\frac{F}{cm^2} \right) (3.3)$$

με το $t_{ox} = 7nm$ και $\epsilon_0 = 8,85E-14 F/cm$ για τα τρανζίστορ που μετρήθηκαν.

W(nm)	L(nm)	Cox(F/cm ²)	Vd1(V)	Vd2(V)	Vd3(V)	gmax(S)	μfe1	μfe2	μfe3
25	500	4.93071E-07	0.05	0.1	1	3.18E-07	2.58E+02	1.29E+02	1.29E+01
25	1000	4.93071E-07	0.05	0.1	1	2.28E-07	3.70E+02	1.85E+02	1.85E+01
25	2000	4.93071E-07	0.05	0.1	1	1.18E-07	3.84E+02	1.92E+02	1.92E+01
50	500	4.93071E-07	0.05	0.1	1	1.22E-06	4.95E+02	2.48E+02	2.48E+01
50	1000	4.93071E-07	0.05	0.1	1	4.65E-07	3.78E+02	1.89E+02	1.89E+01
50	2000	4.93071E-07	0.05	0.1	1	2.35E-07	3.82E+02	1.91E+02	1.91E+01
75	500	4.93071E-07	0.05	0.1	1	1.49E-06	4.03E+02	2.02E+02	2.02E+01
75	1000	4.93071E-07	0.05	0.1	1	6.31E-07	3.41E+02	1.71E+02	1.71E+01
75	2000	4.93071E-07	0.05	0.1	1	3.27E-07	3.54E+02	1.77E+02	1.77E+01
100	500	4.93071E-07	0.05	0.1	1	1.89E-06	3.84E+02	1.92E+02	1.92E+01
100	1000	4.93071E-07	0.05	0.1	1	8.21E-07	3.33E+02	1.67E+02	1.67E+01
100	2000	4.93071E-07	0.05	0.1	1	4.06E-07	3.30E+02	1.65E+02	1.65E+01

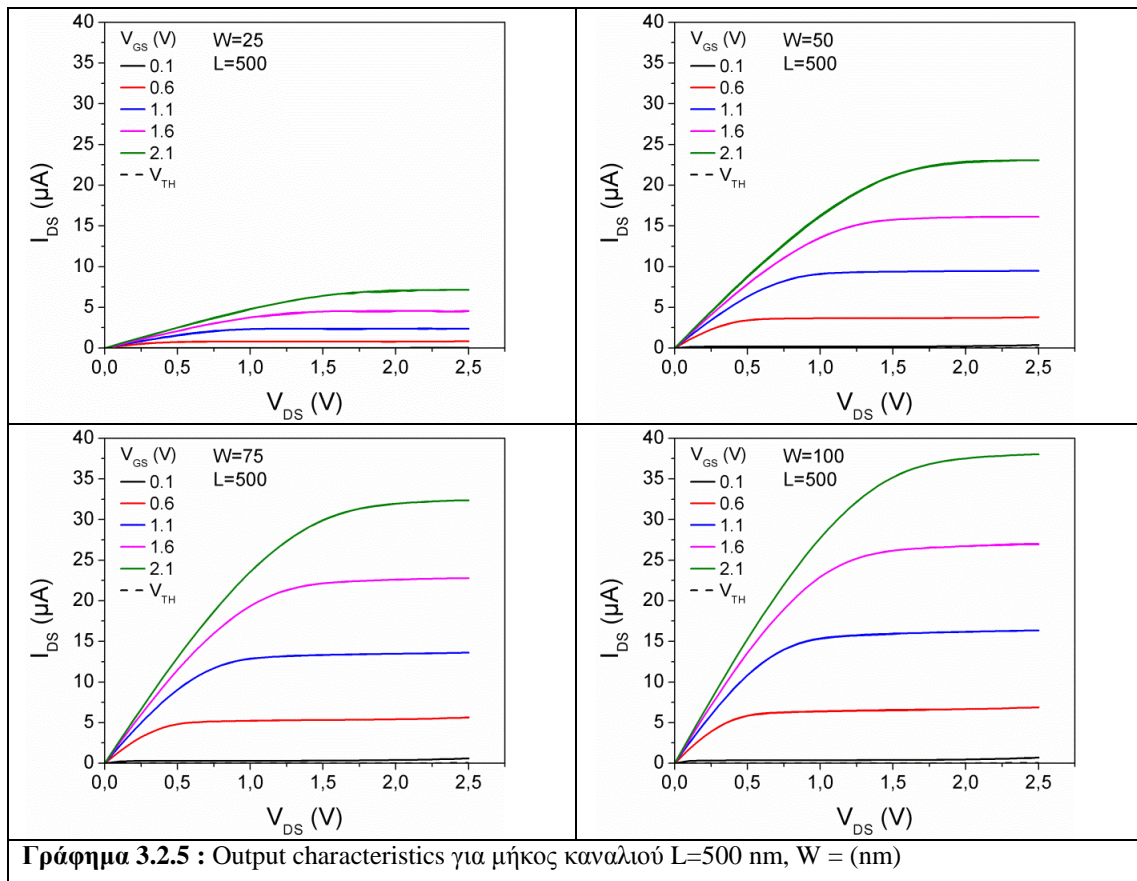
Πίνακας 3.6: Μεταβολή του μ_{fe} για τρανζίστορ με γεωμετρία V. Οι τιμές μ_{fe1} , μ_{fe2} και μ_{fe3} αντιστοιχούν για τις περιπτώσεις πόλωσης V_{d1} , V_{d2} και V_{d3} .

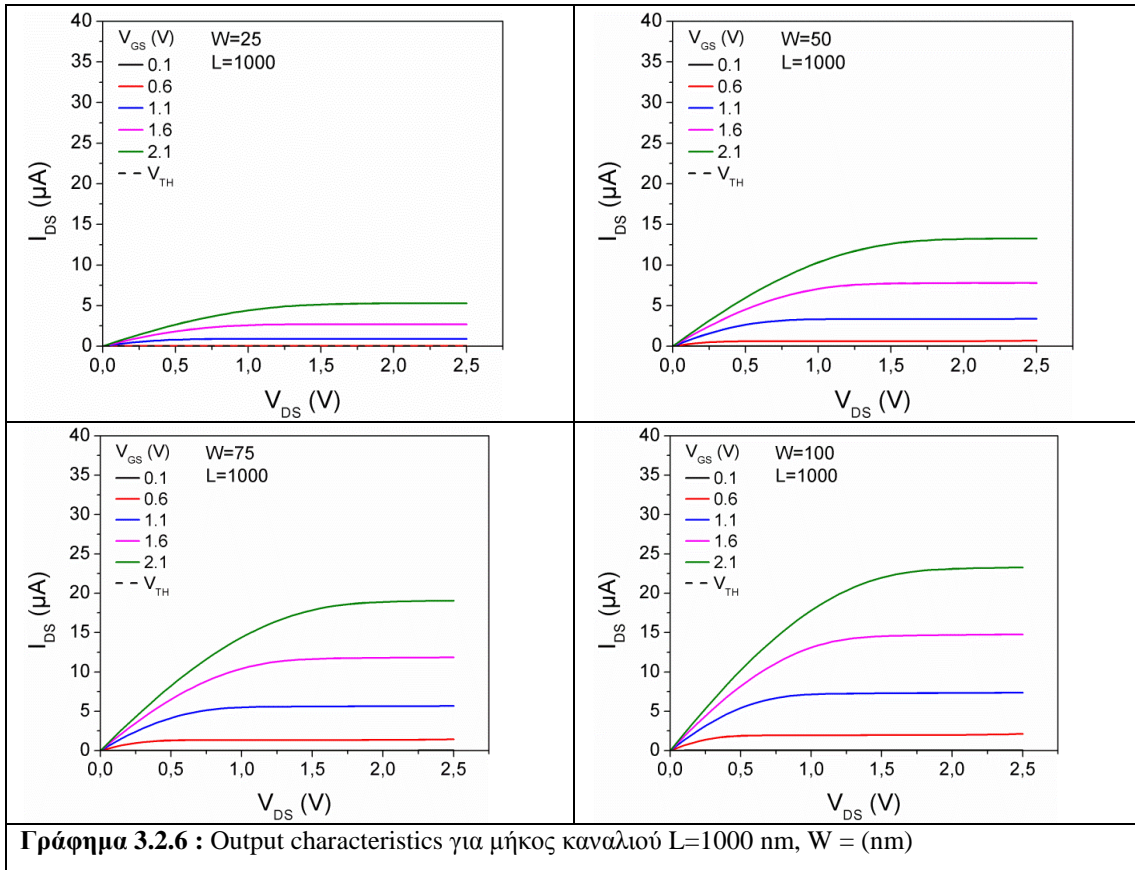


Παρατηρούμε από τον πίνακα ότι οι τιμές της ευκινησίας των φορέων είναι οι αναμενόμενες για τρανζίστορ με υπόστρωμα πυριτίου και για την γεωμετρία τους. Η ευκινησίας των φορέων με την αύξηση της τάσης V_d , μειώνεται, εξαιτίας της έντονης κίνησης των ηλεκτρονίων που αυξάνει τα φαινόμενα σκέδασης. Παρατηρούμε πως για $V_d=0.05V$ η ευκινησία είναι διπλάσια από την ευκινησία που έχουν όταν ασκείται τάση $V_d=0.1V$. Συνεπώς, όσο πιο μικρή είναι η τάση, τόσο μεγαλύτερη ευκινησία θα έχουν τα ηλεκτρόνια.

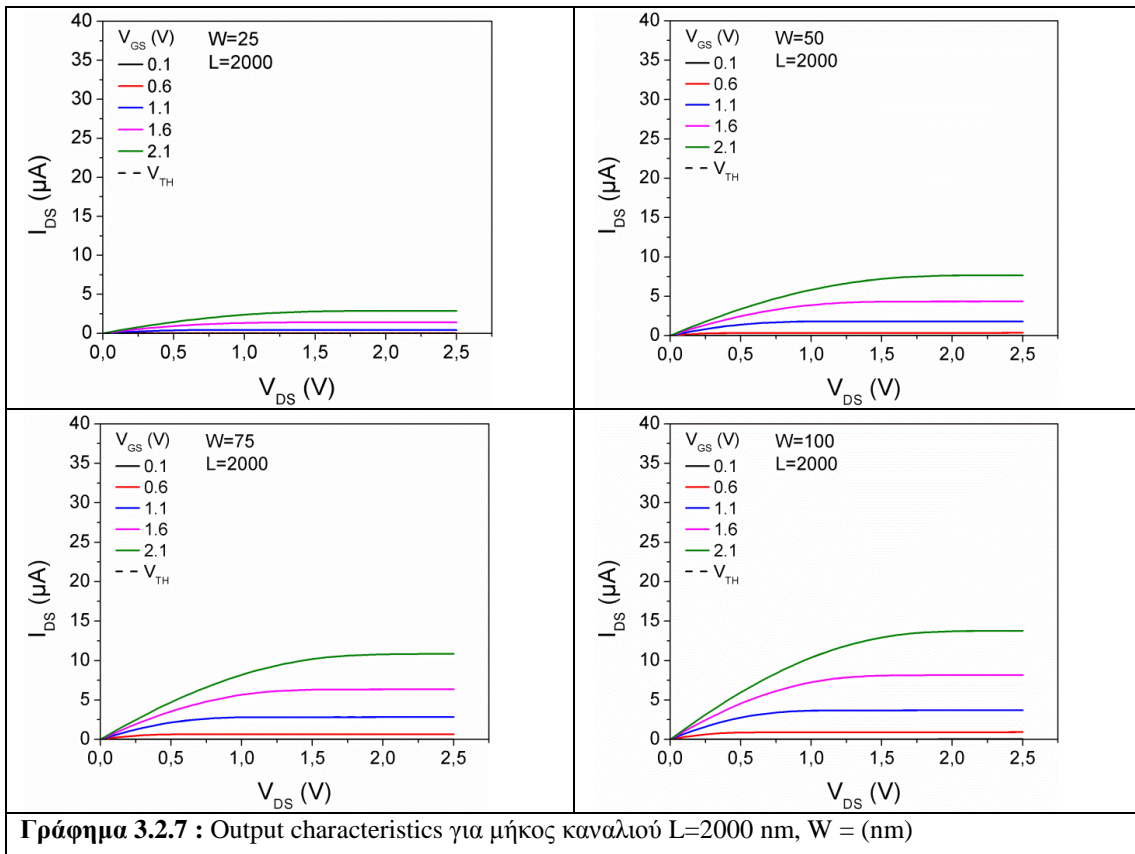
Χαρακτηριστικές εξόδου (Output characteristic)

Ακολουθούν οι χαρακτηριστικές εξόδου (I_D/V_D) των τρανζίστορ με γεωμετρία V_{gs} για διαφορετικά μήκη καναλιού.



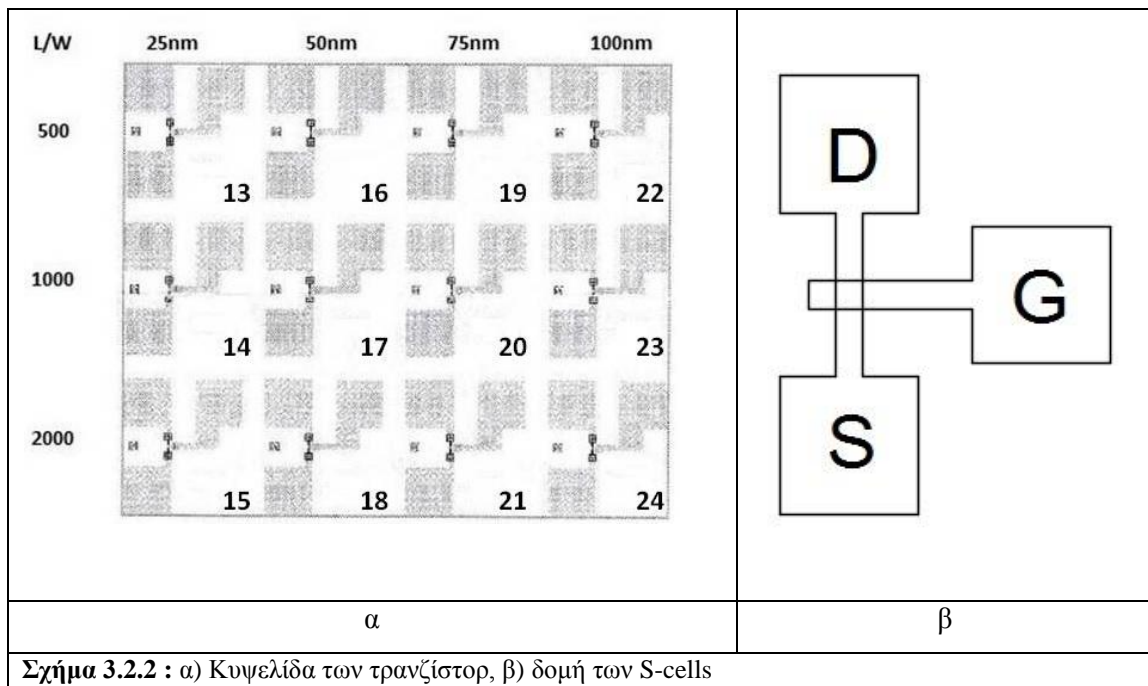


Γράφημα 3.2.6 : Output characteristics για μήκος καναλιού $L=1000$ nm, $W =$ (nm)



Γράφημα 3.2.7 : Output characteristics για μήκος καναλιού $L=2000$ nm, $W =$ (nm)

FinFET τρανζίστορ με γεωμετρία S



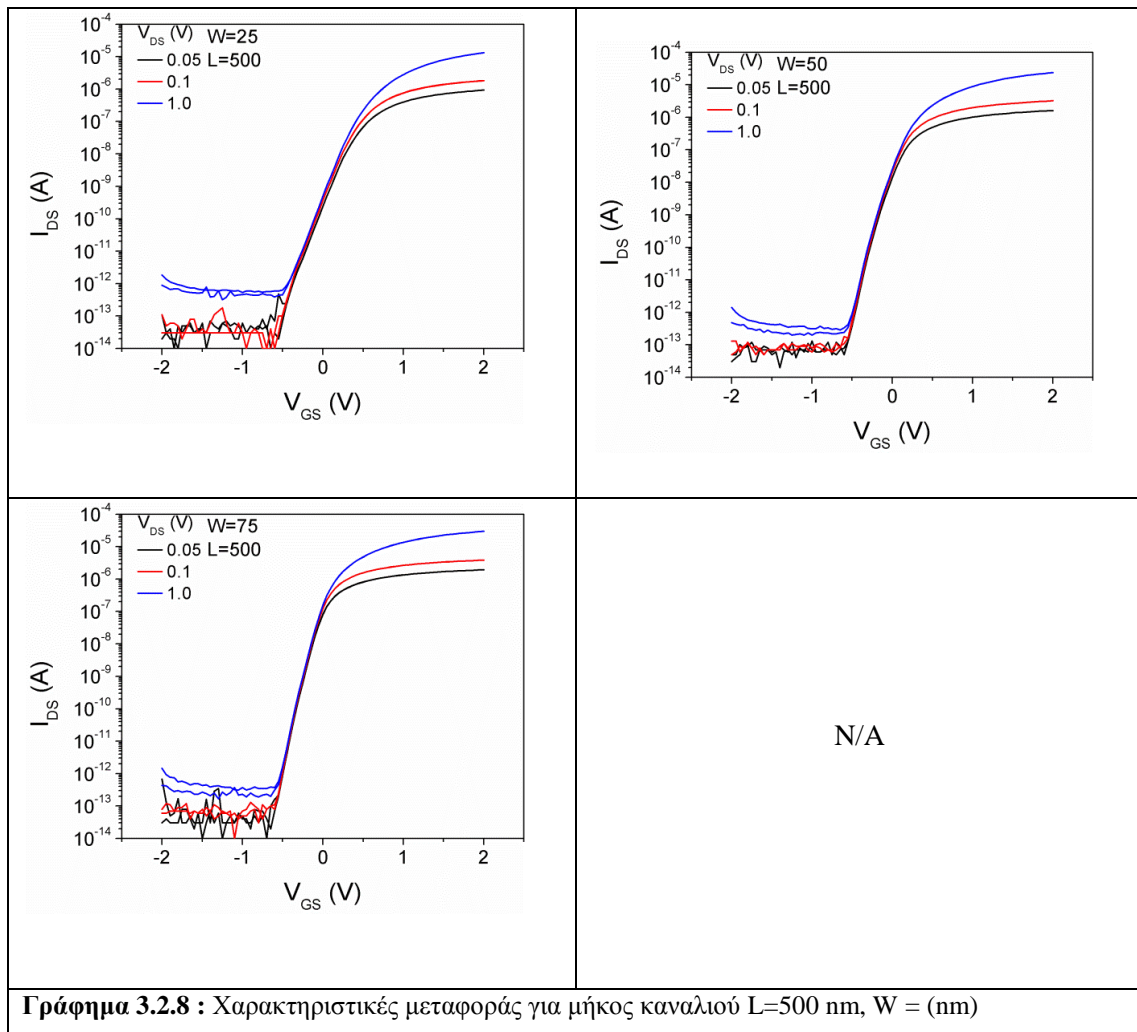
Σχήμα 3.2.2 : α) Κυψελίδα των τρανζίστορ, β) δομή των S-cells

Τα ονόματα των τρανζίστορ έχουν οριστεί όπως και στην κατηγορία των S. Σε αυτό το σημείο θα πρέπει να επισημάνουμε ότι η διάταξη 22 με γεωμετρία $W=100$ και $L=500$ δεν λειτουργούσε.

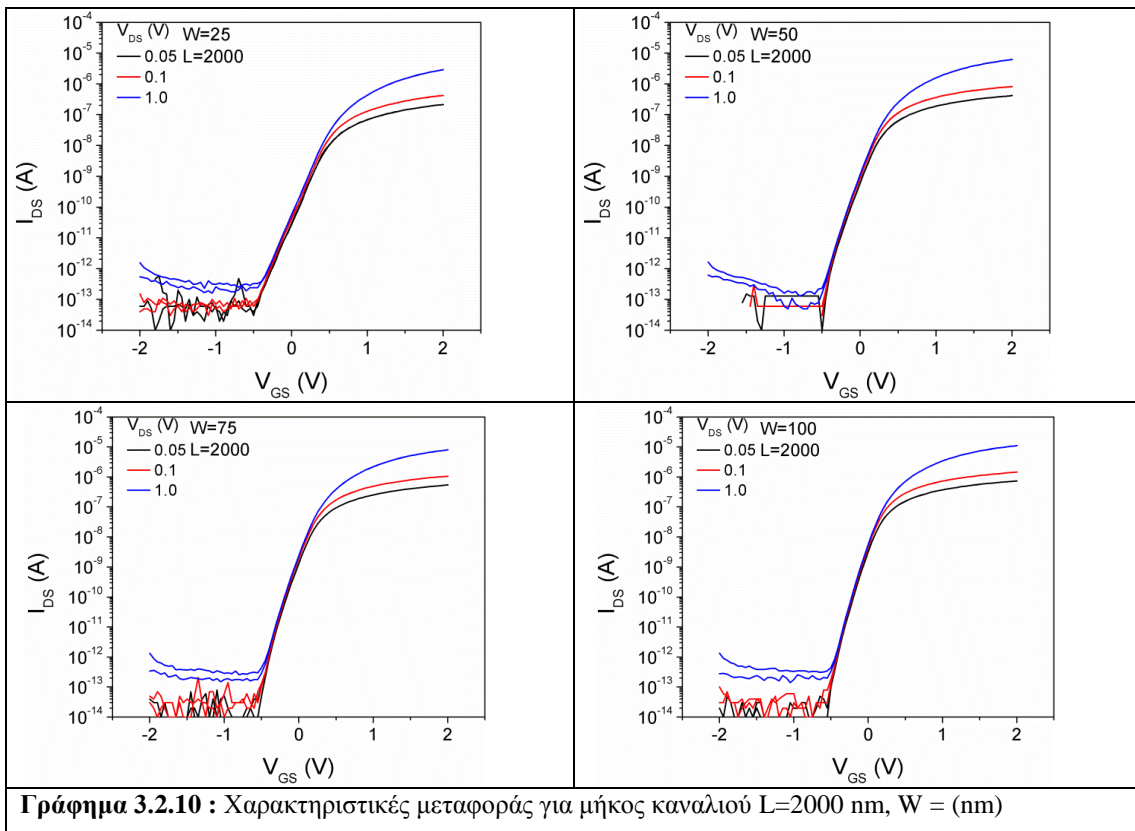
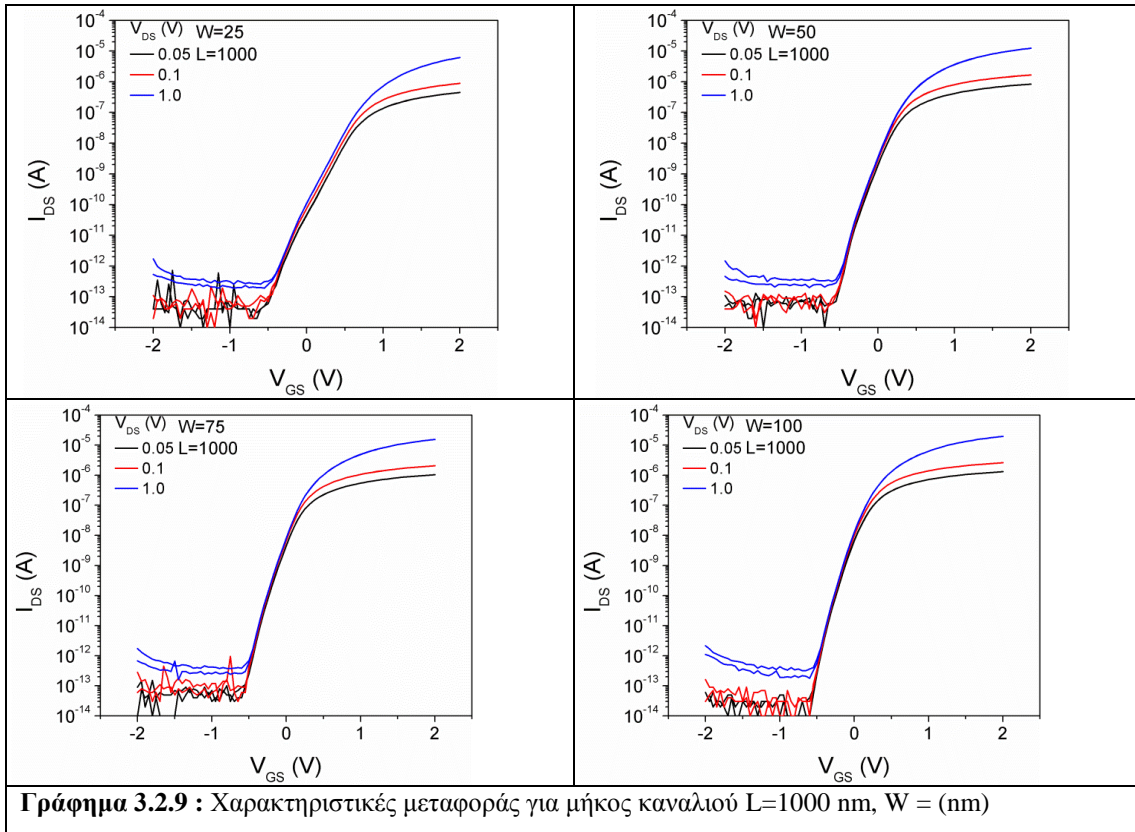
Αριθμός τρανζίστορ	W (nm)	L (nm)
13	25	500
14	25	1000
15	25	2000
16	50	500
17	50	1000
18	50	2000
19	75	500
20	75	1000
21	75	2000
22	100	500
23	100	1000
24	100	2000

Πίνακας 3.7: Ονόματα των τρανζίστορ με γεωμετρία S

Χαρακτηριστικές μεταφοράς(Transfer characteristic)



Γράφημα 3.2.8 : Χαρακτηριστικές μεταφοράς για μήκος καναλιού $L=500$ nm, $W =$ (nm)



Τάση κατωφλίου και DIBL

	$V_{th}(mV)$ για $V_D=50mV$	$V_{th}(mV)$ για $V_D=1V$	DIBL (mV/V)
L = 500	201,05	278,14	81,144
L = 1000	346,86	422,26	79,368
L = 2000	230,06	299,85	73,463

Πίνακας 3.8: Μεταβολή του V_{th} και του DIBL για $W=25nm$ για τρανζίστορ με γεωμετρία S

	$V_{th}(mV)$ για $V_D=50mV$	$V_{th}(mV)$ για $V_D=1V$	DIBL (mV/V)
L = 500	-61,84	-4,90	59,941
L = 1000	17,18	83,07	69,362
L = 2000	24,061	88,36	67,68

Πίνακας 3.9: Μεταβολή του V_{th} και του DIBL για $W=50nm$ για τρανζίστορ με γεωμετρία S

	$V_{th}(mV)$ για $V_D=50mV$	$V_{th}(mV)$ για $V_D=1V$	DIBL (mV/V)
L = 500	-157,69	-131,24	27,842
L = 1000	-40,963	11,81	55,550
L = 2000	-10,56	46,67	60,242

Πίνακας 3.10: Μεταβολή του V_{th} και του DIBL για $W=75nm$ για τρανζίστορ με γεωμετρία S

	$V_{th}(mV)$ για $V_D=50mV$	$V_{th}(mV)$ για $V_D=1V$	DIBL (mV/V)
L = 500	N/A	N/A	N/A
L = 1000	-30,873	46,54	81,487
L = 2000	-48,28	7,73	58,957

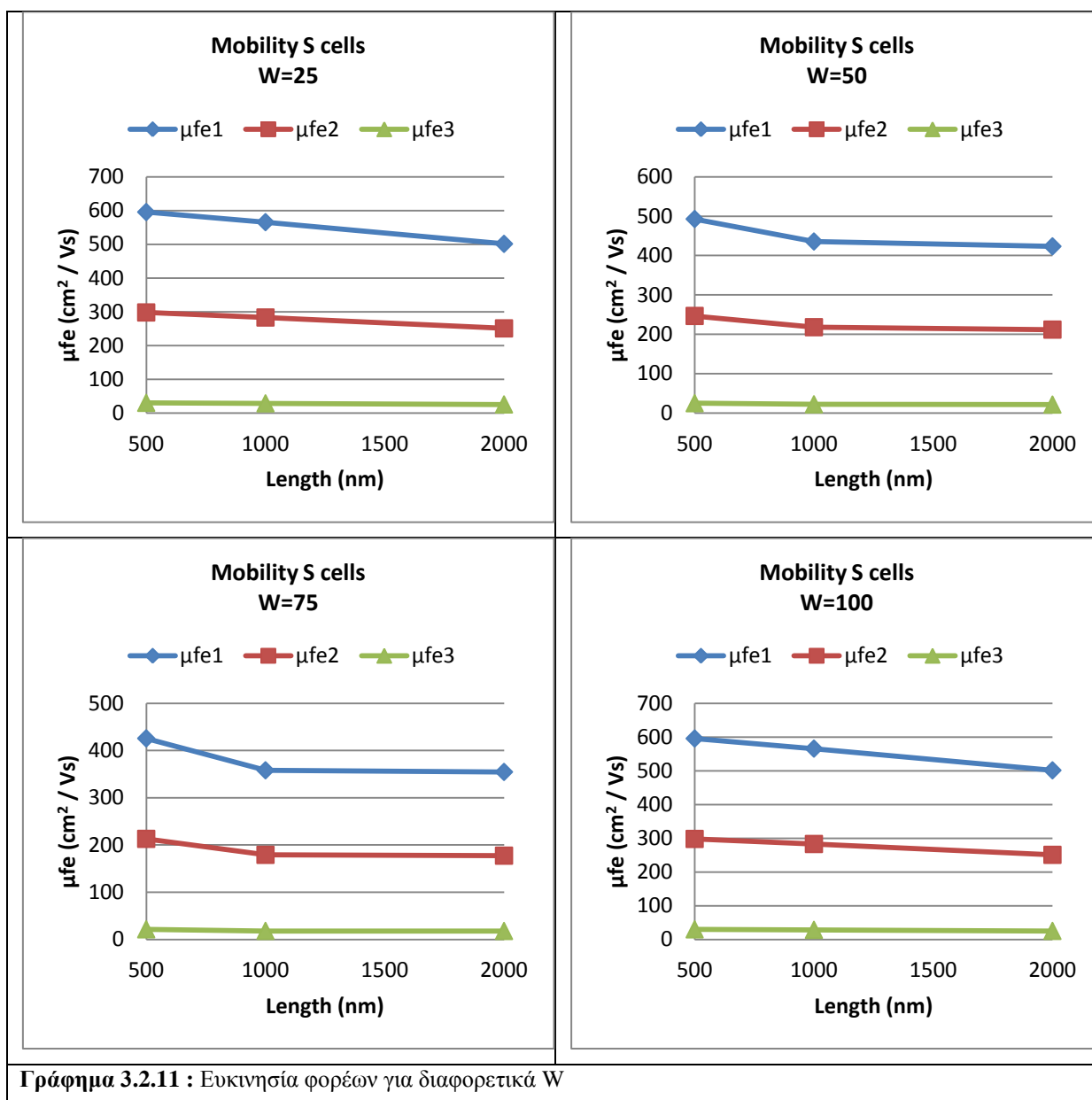
Πίνακας 3.11: Μεταβολή του V_{th} και του DIBL για $W=100nm$ για τρανζίστορ με γεωμετρία S

Υπολογισμός ευκινησίας φορέων

Οι υπολογισμοί του παρακάτω πίνακα έχουν γίνει με τις σχέσεις (3.2) και (3.3) .

W(nm)	L(nm)	Cox(F/cm ²)	Vd1(V)	Vd2(V)	Vd3(V)	gmax(S)	μfe1	μfe2	μfe3
25	500	4.93071E-07	0.05	0.1	1	7.34E-07	5.96E+02	2.98E+02	2.98E+01
25	1000	4.93071E-07	0.05	0.1	1	3.49E-07	5.66E+02	2.83E+02	2.83E+01
25	2000	4.93071E-07	0.05	0.1	1	1.54E-07	5.01E+02	2.51E+02	2.51E+01
50	500	4.93071E-07	0.05	0.1	1	1.21E-06	4.93E+02	2.46E+02	2.46E+01
50	1000	4.93071E-07	0.05	0.1	1	5.37E-07	4.36E+02	2.18E+02	2.18E+01
50	2000	4.93071E-07	0.05	0.1	1	2.61E-07	4.23E+02	2.12E+02	2.12E+01
75	500	4.93071E-07	0.05	0.1	1	1.57E-06	4.26E+02	2.13E+02	2.13E+01
75	1000	4.93071E-07	0.05	0.1	1	6.62E-07	3.58E+02	1.79E+02	1.79E+01
75	2000	4.93071E-07	0.05	0.1	1	3.28E-07	3.55E+02	1.77E+02	1.77E+01
100	500	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A
100	1000	4.93071E-07	0.05	0.1	1	8.85E-07	3.59E+02	1.79E+02	1.79E+01
100	2000	4.93071E-07	0.05	0.1	1	4.46E-07	3.62E+02	1.81E+02	1.81E+01

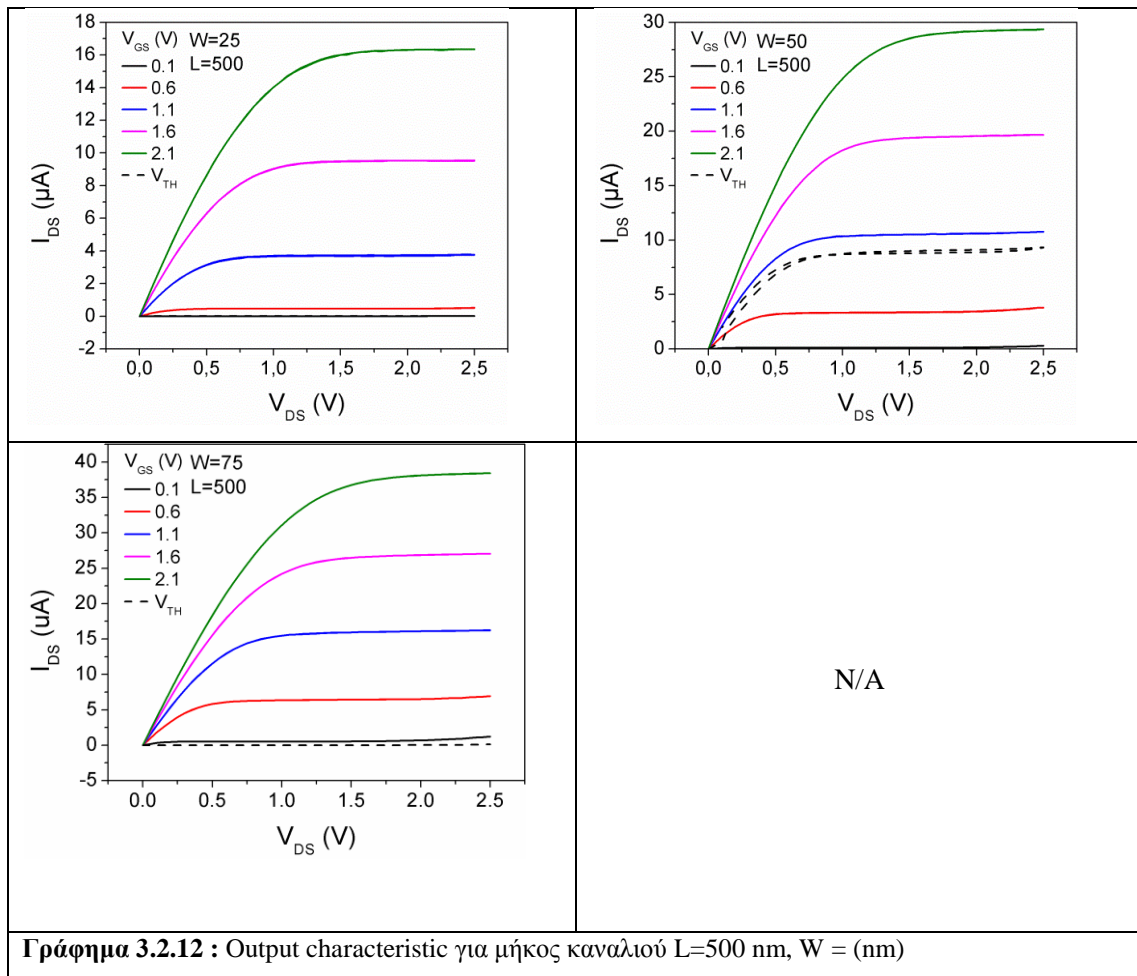
Πίνακας 3.12: Μεταβολή του μ_{fe} για τρανζίστορ με γεωμετρία S. Οι τιμές μ_{fe1} , μ_{fe2} και μ_{fe3} αντιστοιχούν για τις περιπτώσεις πόλωσης V_{d1} , V_{d2} και V_{d3} .



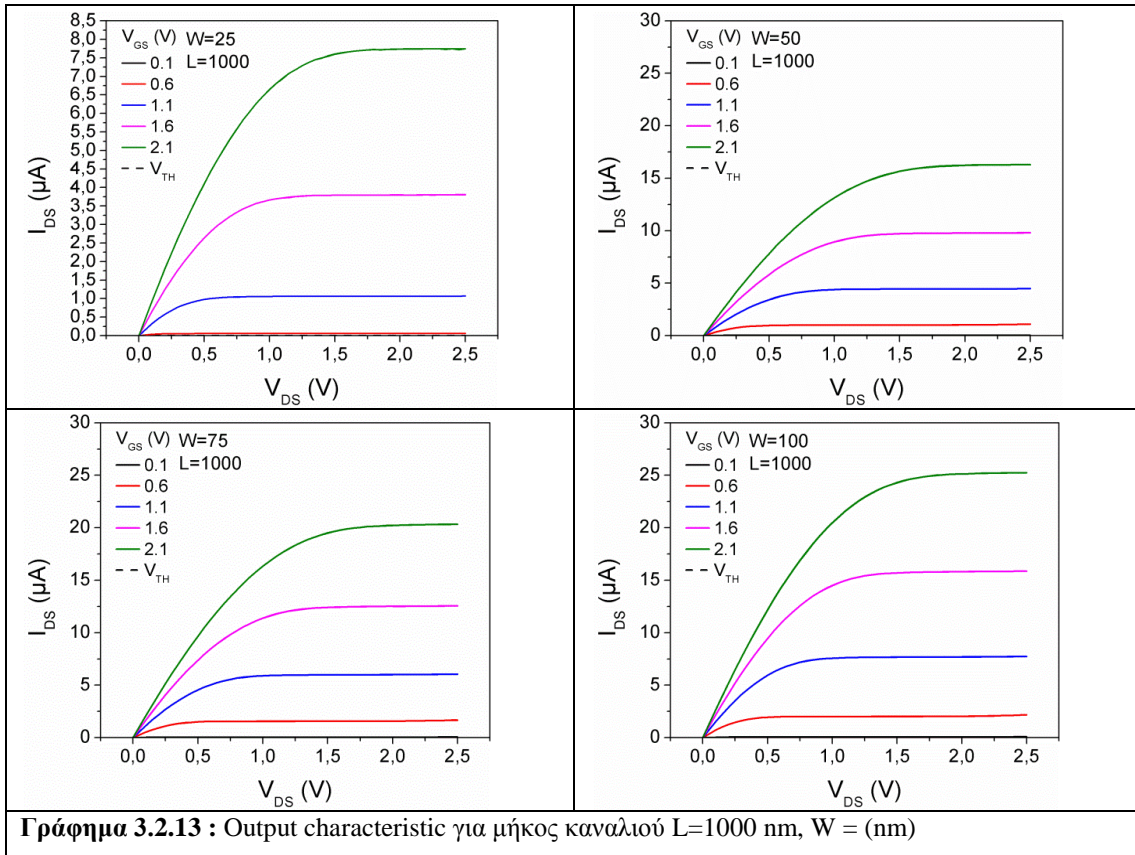
Γράφημα 3.2.11 : Ευκινησία φορέων για διαφορετικά W

Παρατηρούμε από τον πίνακα ότι οι τιμές της ευκινησίας των φορέων είναι οι αναμενόμενες για τρανζίστορ με υπόστρωμα πυριτίου και για την γεωμετρία τους. Η ευκινησίας των φορέων με την αύξηση της τάσης V_d , μειώνεται, εξαιτίας της έντονης κίνησης των ηλεκτρονίων που αυξάνει τα φαινόμενα σκέδασης. Παρατηρούμε πως για $V_d=0.05V$ η ευκινησία είναι διπλάσια από την ευκινησία που έχουν όταν ασκείται τάση $V_d=0.1V$. Συνεπώς, όσο πιο μικρή είναι η τάση, τόσο μεγαλύτερη ευκινησία θα έχουν τα ηλεκτρόνια.

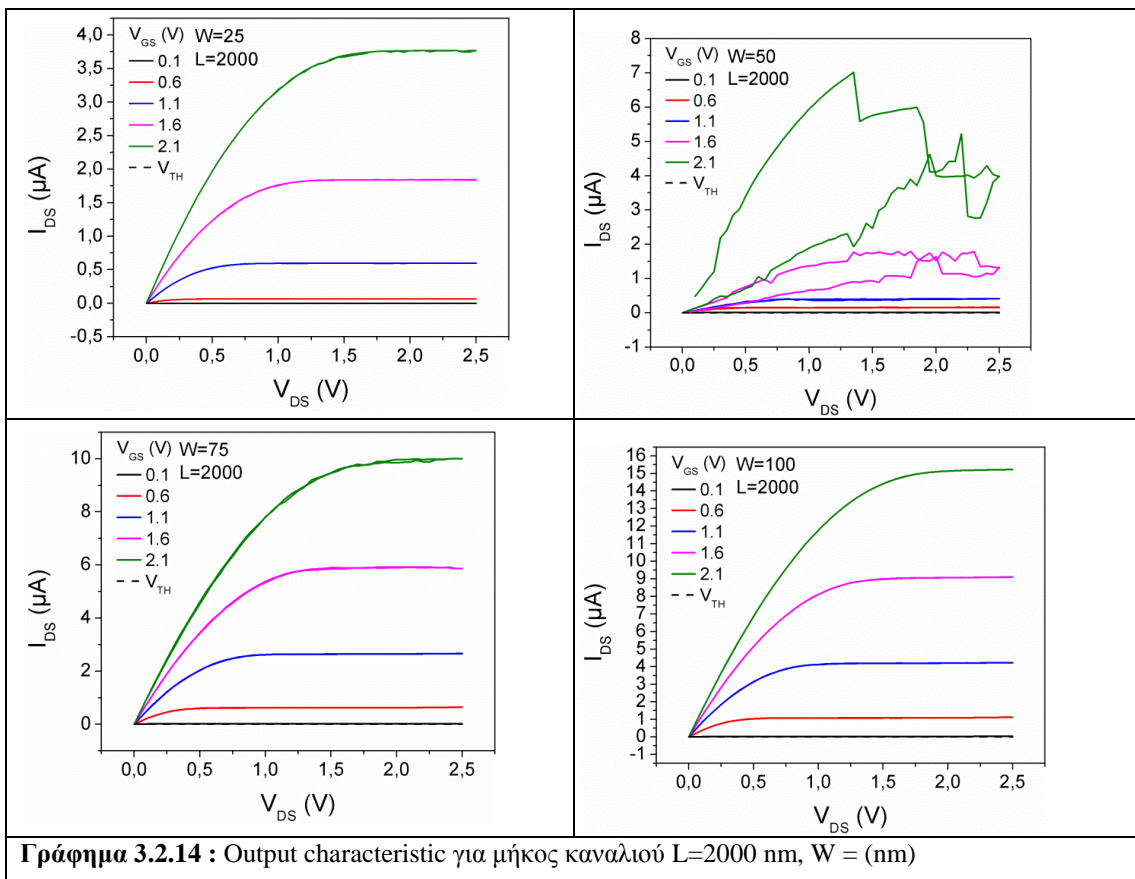
Χαρακτηριστικές εξόδου (Output characteristic)



Γράφημα 3.2.12 : Output characteristic για μήκος καναλιού $L=500$ nm, $W =$ (nm)

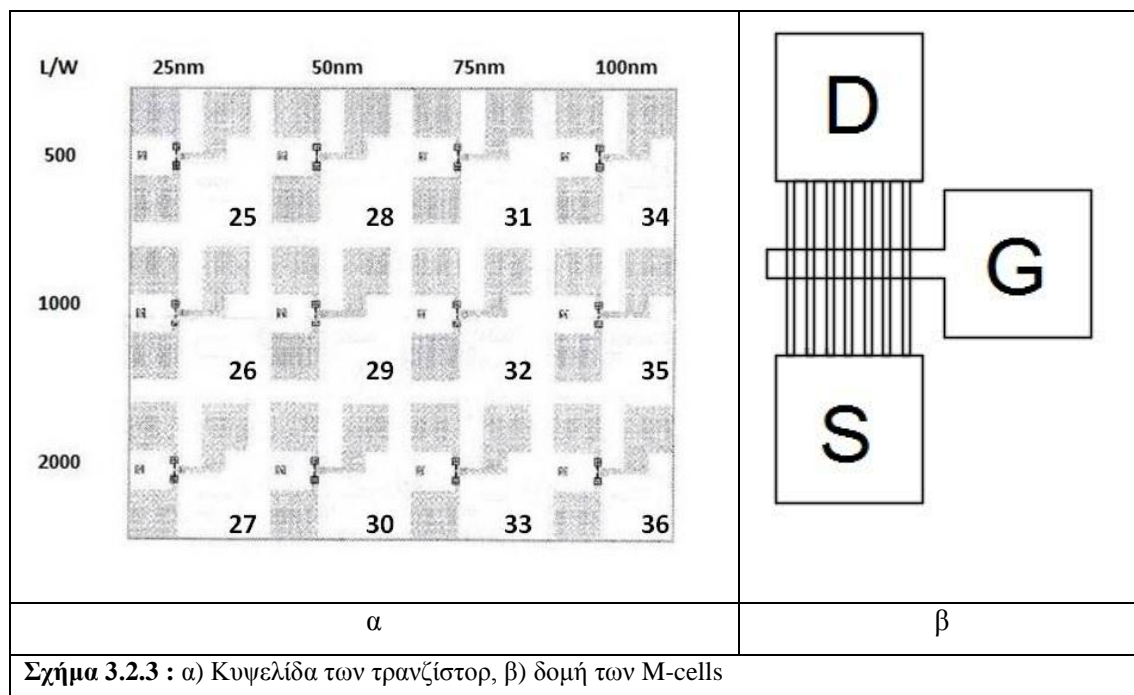


Γράφημα 3.2.13 : Output characteristic για μήκος καναλιού $L=1000$ nm, $W =$ (nm)



Γράφημα 3.2.14 : Output characteristic για μήκος καναλιού $L=2000$ nm, $W =$ (nm)

FinFET τρανζίστορ με γεωμετρία M



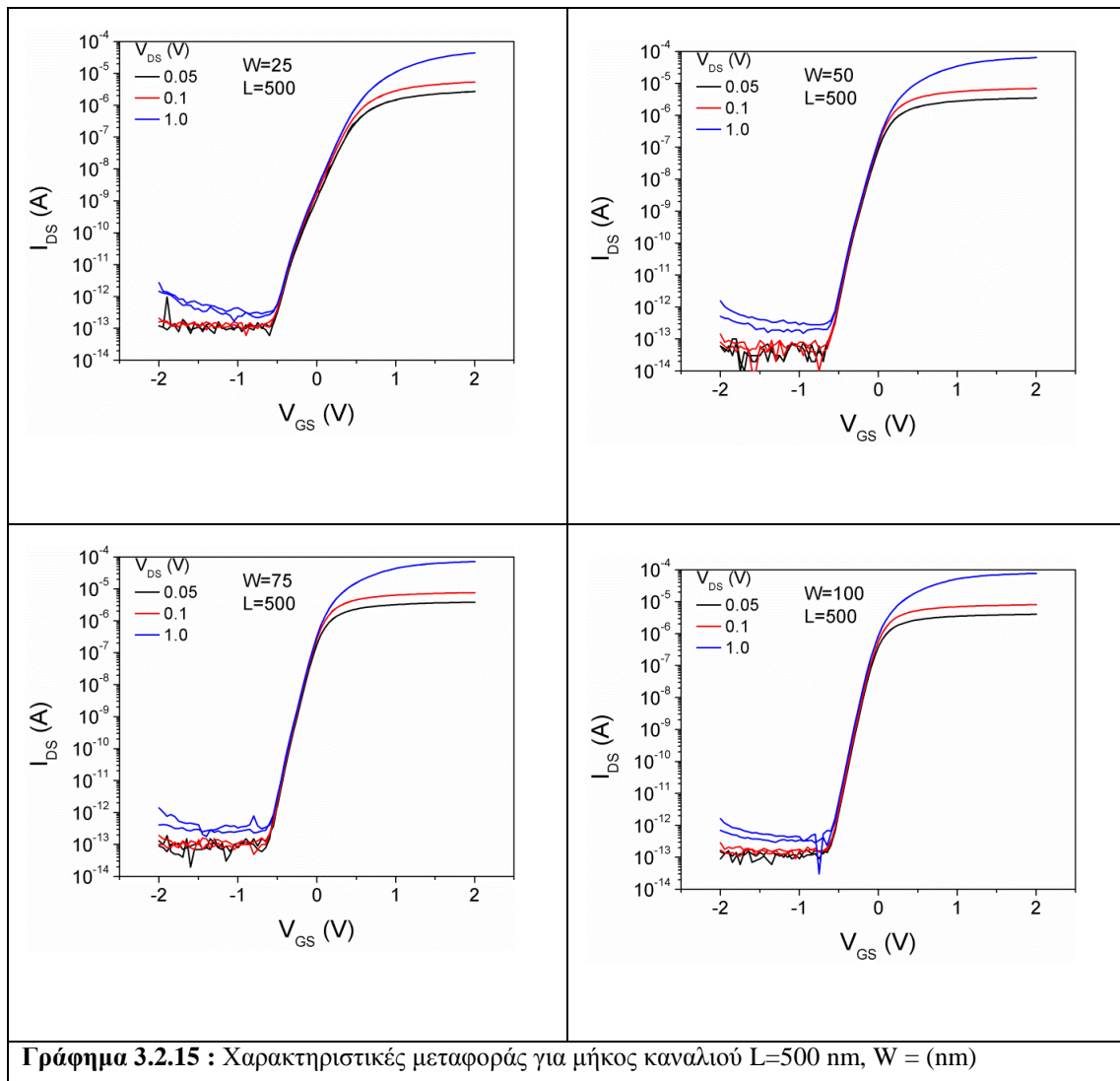
Σχήμα 3.2.3 : α) Κυψελίδα των τρανζίστορ, β) δομή των M-cells

Τα ονόματα των τρανζίστορ έχουν οριστεί όπως και στην κατηγορία των V.

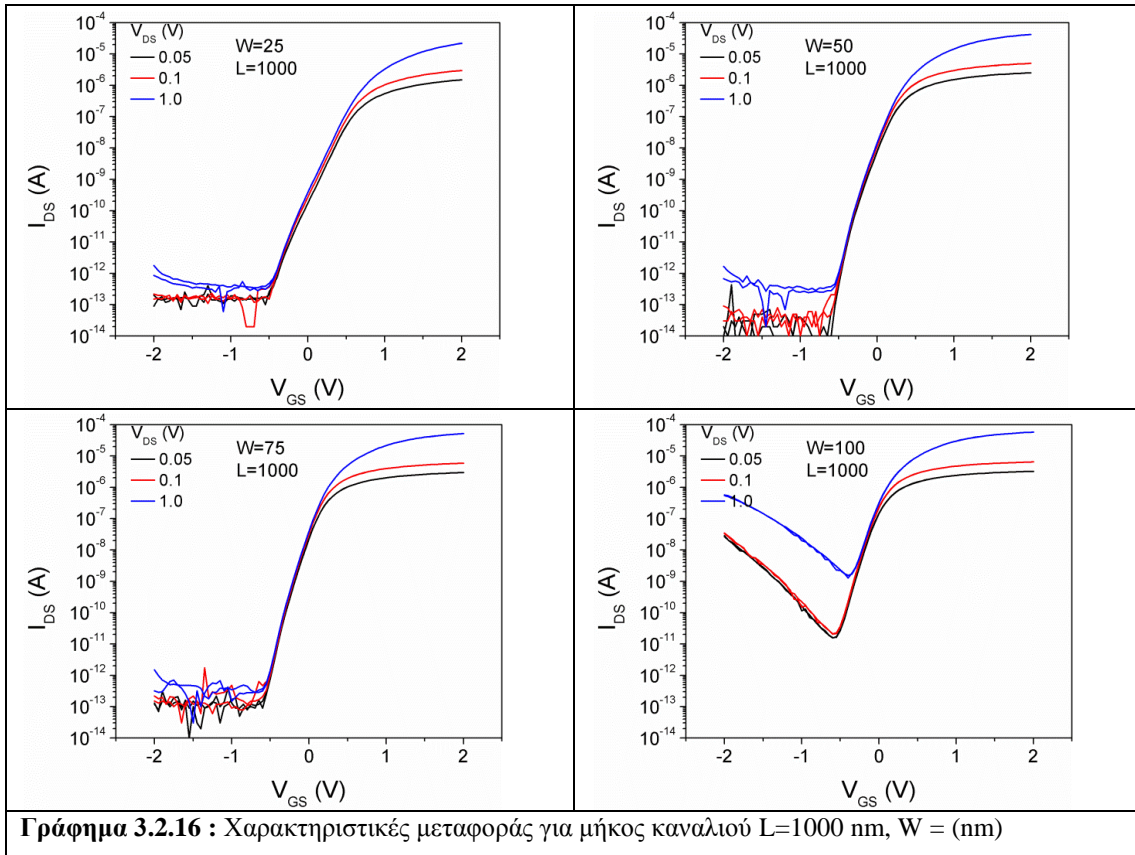
Αριθμός τρανζίστορ	W (nm)	L (nm)
25	25	500
26	25	1000
27	25	2000
28	50	500
29	50	1000
30	50	2000
31	75	500
32	75	1000
33	75	2000
34	100	500
35	100	1000
36	100	2000

Πίνακας 3.13: Ονόματα των τρανζίστορ με γεωμετρία M

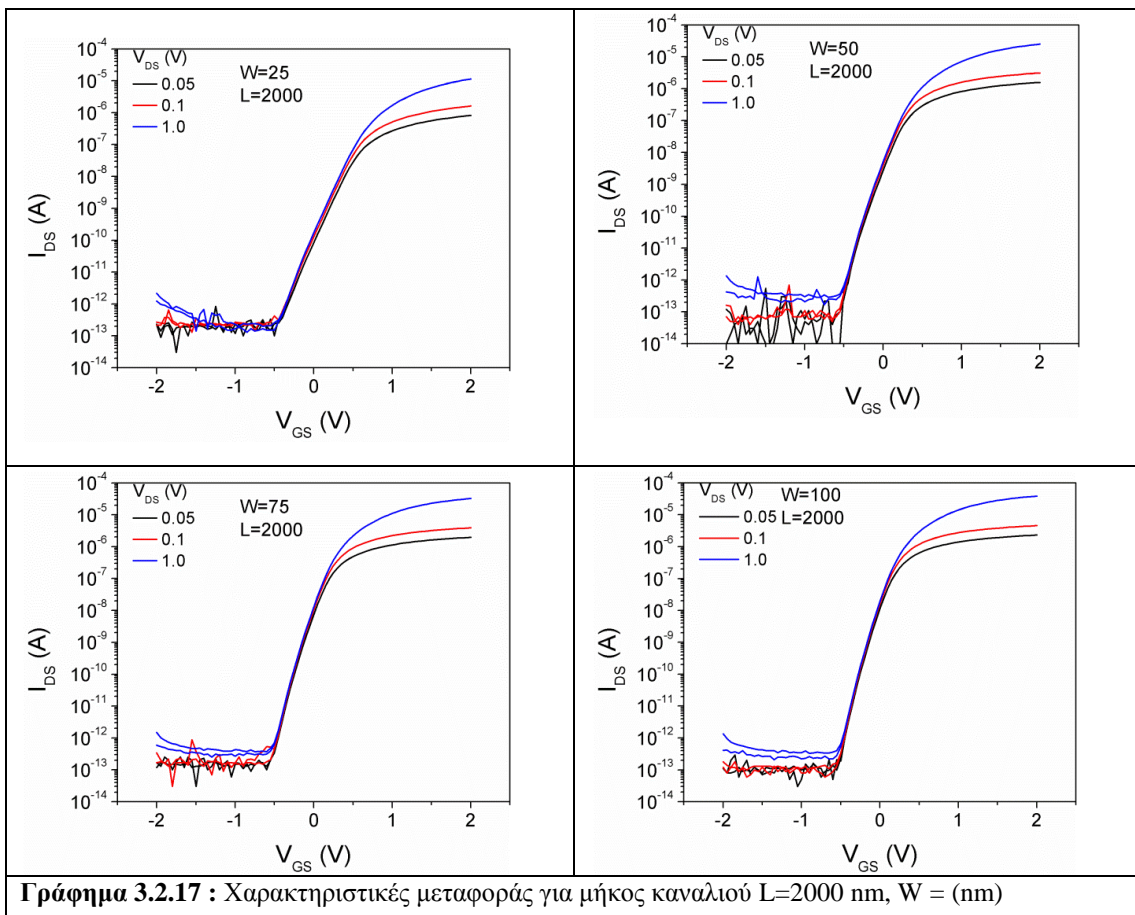
Χαρακτηριστικές μεταφοράς(Transfer characteristic)



Γράφημα 3.2.15 : Χαρακτηριστικές μεταφοράς για μήκος καναλιού $L=500$ nm, $W =$ (nm)



Γράφημα 3.2.16 : Χαρακτηριστικές μεταφοράς για μήκος καναλιού $L=1000$ nm, W = (nm)



Γράφημα 3.2.17 : Χαρακτηριστικές μεταφοράς για μήκος καναλιού $L=2000$ nm, W = (nm)

Τάση κατωφλίου και DIBL

	$V_{th}(mV)$ για $V_D=50mV$	$V_{th}(mV)$ για $V_D=1V$	DIBL (mV/V)
L = 500	202,309	257,73	58,336
L = 1000	305,736	388,57	87,188
L = 2000	289,344	363,08	77,621

Πίνακας 3.14: Μεταβολή του V_{th} και του DIBL για $W=25nm$ για τρανζίστορ με γεωμετρία

M

	$V_{th}(mV)$ για $V_D=50mV$	$V_{th}(mV)$ για $V_D=1V$	DIBL (mV/V)
L = 500	-96,406	-39,28	36,918
L = 1000	9,633	80,27	73,282
L = 2000	36,102	92,35	59,209

Πίνακας 3.15: Μεταβολή του V_{th} και του DIBL για $W=50nm$ για τρανζίστορ με γεωμετρία M

	$V_{th}(mV)$ για $V_D=50mV$	$V_{th}(mV)$ για $V_D=1V$	DIBL (mV/V)
L = 500	-124,033	-73,94	52,734
L = 1000	-47,755	9,72	60,494
L = 2000	-19,031	47,07	69,581

Πίνακας 3.16: Μεταβολή του V_{th} και του DIBL για $W=75nm$ για τρανζίστορ με γεωμετρία

M

	$V_{th}(mV)$ για $V_D=50mV$	$V_{th}(mV)$ για $V_D=1V$	DIBL (mV/V)
L = 500	-162,560	-133,49	17,698
L = 1000	-174,750	-105,96	69,601
L = 2000	-33,381	35,74	72,763

Πίνακας 3.17: Μεταβολή του V_{th} και του DIBL για $W=100nm$ για τρανζίστορ με γεωμετρία

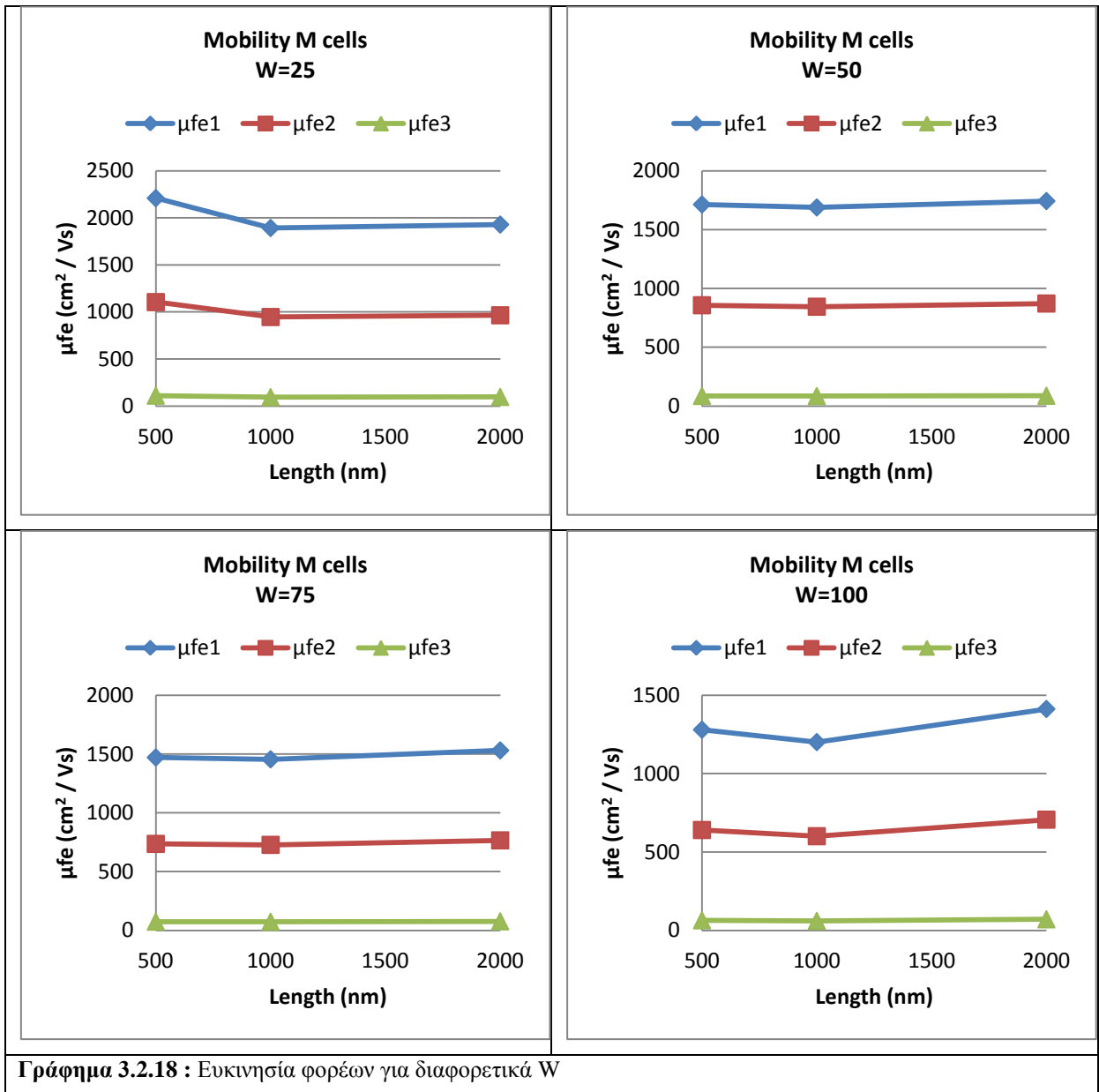
M

Υπολογισμός ευκινησίας φορέων

Οι υπολογισμοί του παρακάτω πίνακα έχουν γίνει με τις σχέσεις (3.2) και (3.3) .

W(nm)	L(nm)	Cox(F/cm ²)	Vd1(V)	Vd2(V)	Vd3(V)	gmax(S)	μfe1	μfe2	μfe3
25	500	4.93071E-07	0.05	0.1	1	2.72E-06	2.21E+03	1.11E+03	1.11E+02
25	1000	4.93071E-07	0.05	0.1	1	1.17E-06	1.89E+03	9.46E+02	9.46E+01
25	2000	4.93071E-07	0.05	0.1	1	5.95E-07	1.93E+03	9.65E+02	9.65E+01
50	500	4.93071E-07	0.05	0.1	1	4.23E-06	1.71E+03	8.57E+02	8.57E+01
50	1000	4.93071E-07	0.05	0.1	1	2.08E-06	1.69E+03	8.44E+02	8.44E+01
50	2000	4.93071E-07	0.05	0.1	1	1.07E-06	1.74E+03	8.72E+02	8.72E+01
75	500	4.93071E-07	0.05	0.1	1	5.44E-06	1.47E+03	7.35E+02	7.35E+01
75	1000	4.93071E-07	0.05	0.1	1	2.69E-06	1.45E+03	7.27E+02	7.27E+01
75	2000	4.93071E-07	0.05	0.1	1	1.42E-06	1.53E+03	7.65E+02	7.65E+01
100	500	4.93071E-07	0.05	0.1	1	6.31E-06	1.28E+03	6.40E+02	6.40E+01
100	1000	4.93071E-07	0.05	0.1	1	2.96E-06	1.20E+03	6.01E+02	6.01E+01
100	2000	4.93071E-07	0.05	0.1	1	1.74E-06	1.41E+03	7.06E+02	7.06E+01

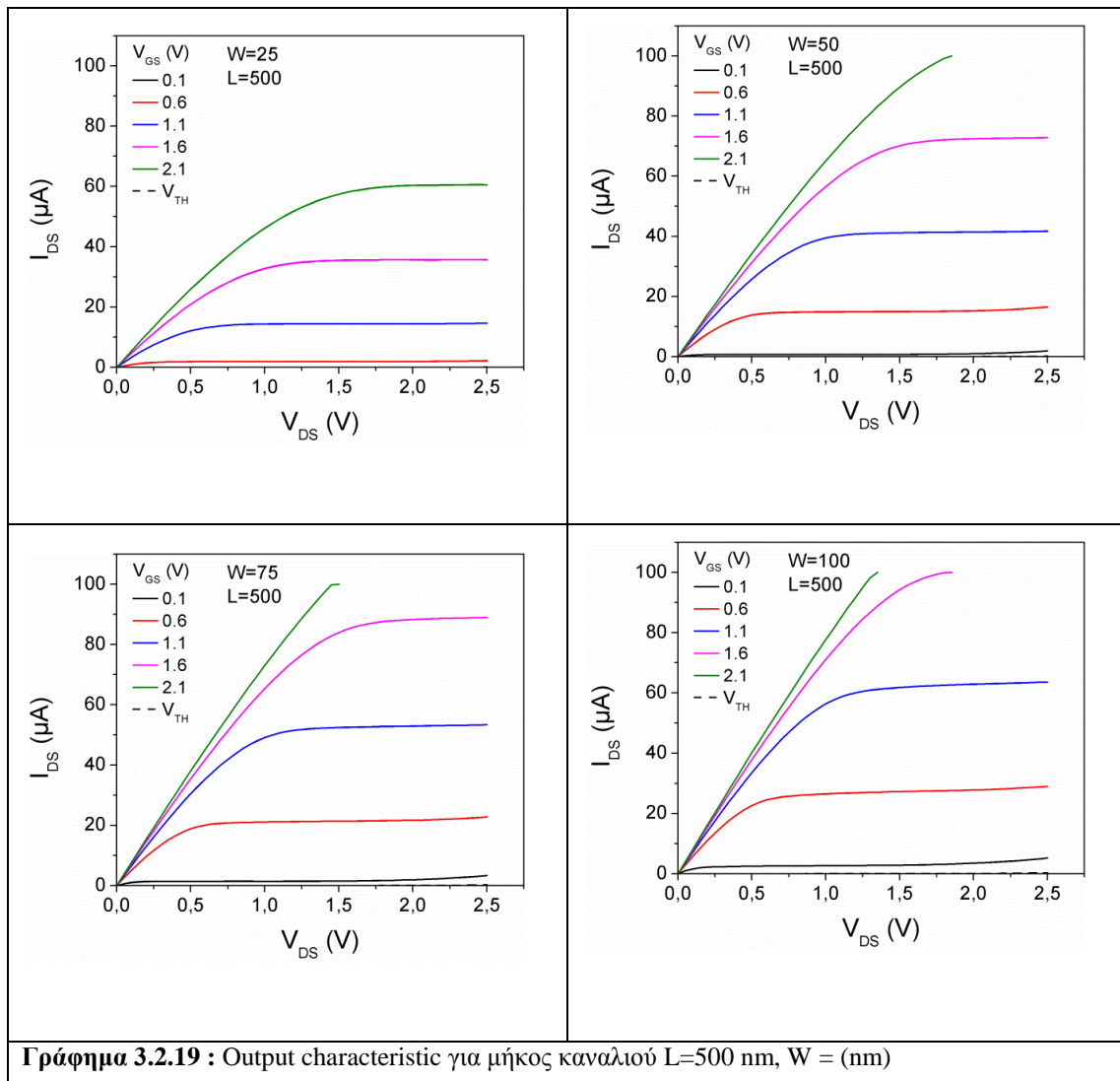
Πίνακας 3.18: Μεταβολή του μ_{fe} για τρανζίστορ με γεωμετρία M. Οι τιμές μ_{fe1} , μ_{fe2} και μ_{fe3} αντιστοιχούν για τις περιπτώσεις πόλωσης V_{d1} , V_{d2} και V_{d3} .



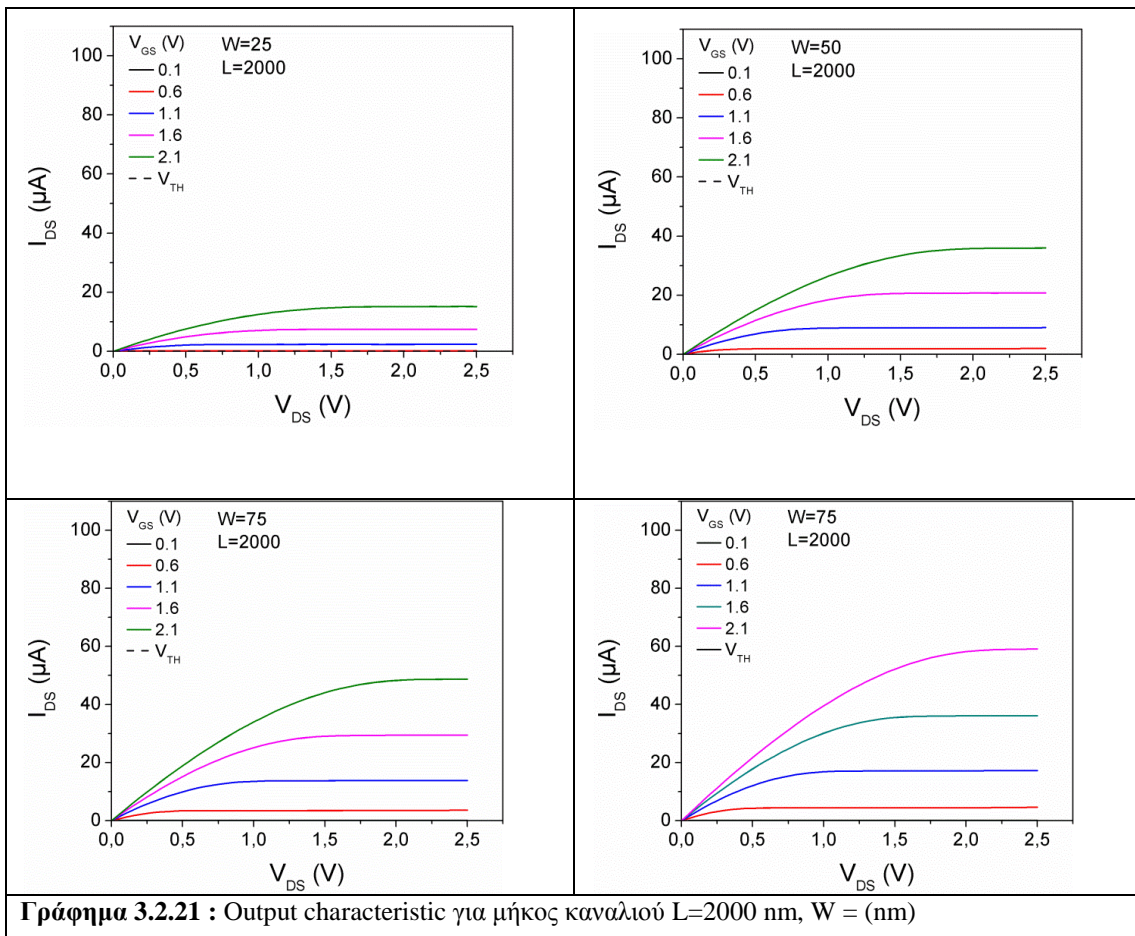
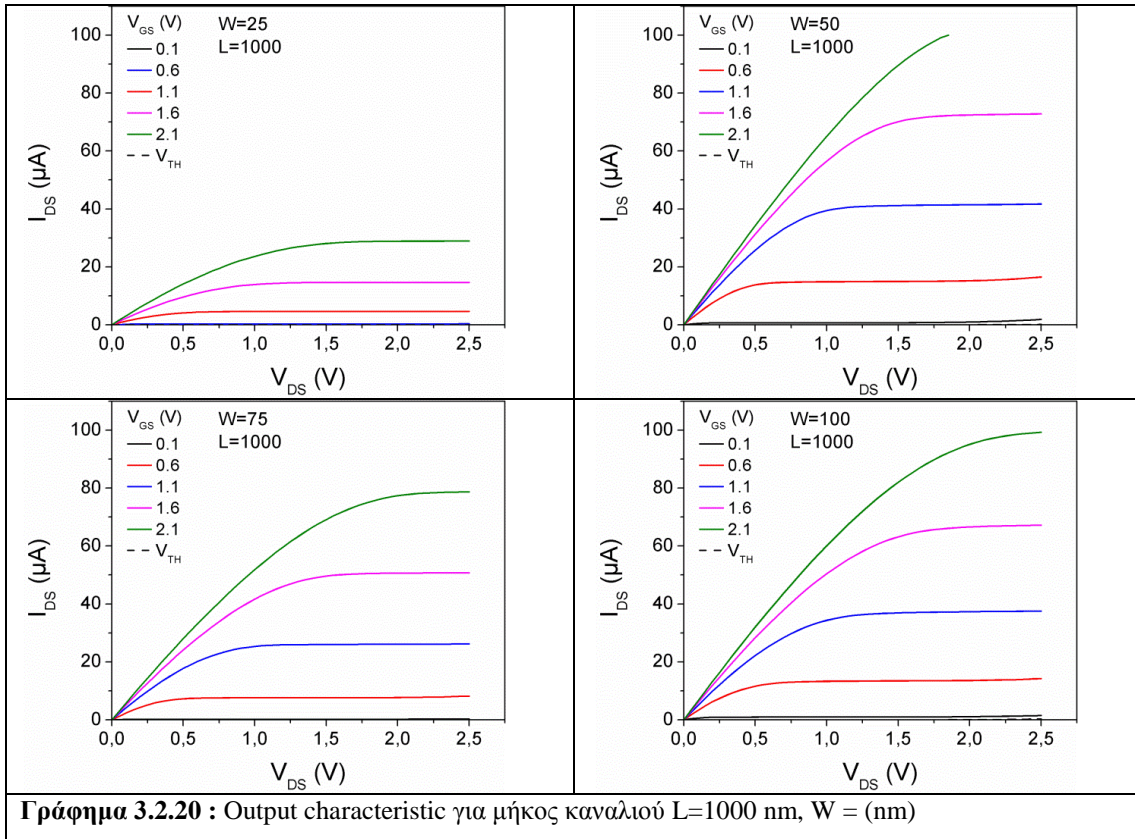
Γράφημα 3.2.18 : Ευκινησία φορέων για διαφορετικά W

Παρατηρούμε από τον πίνακα ότι οι τιμές της ευκινησίας των φορέων είναι οι αναμενόμενες για τρανζίστορ με υπόστρωμα πυριτίου και για την γεωμετρία τους. Η ευκινησία των φορέων με την αύξηση της τάσης V_d , μειώνεται, εξαιτίας της έντονης κίνησης των ηλεκτρονίων που αυξάνει τα φαινόμενα σκέδασης. Παρατηρούμε πως για $V_d=0.05V$ η ευκινησία είναι διπλάσια από την ευκινησία που έχουν όταν ασκείται τάση $V_d=0.1V$. Συνεπώς, όσο πιο μικρή είναι η τάση, τόσο μεγαλύτερη ευκινησία θα έχουν τα ηλεκτρόνια.

Χαρακτηριστικές εξόδου (Output characteristic)



Γράφημα 3.2.19 : Output characteristic για μήκος καναλιού $L=500$ nm, $W =$ (nm)



Συμπεράσματα

Για πρώτη φορά στην Ελλάδα κατασκευάστηκαν και μετρήθηκαν νανο-διατάξεις FinFET διαφορετικής γεωμετρίας S (W=25, 50, 75 nm, L=500, 1000, 2000 nm), V (W=25, 50, 75 nm, L=500, 1000, 2000 nm) και M (W=25, 50, 75 nm, L=500, 1000, 2000 nm). Τα αποτελέσματα έδειξαν ότι μπορούμε να έχουμε αξιόπιστη λειτουργία σε όλα.

Από τις τρεις γεωμετρίες τα V φαίνεται να έχουν καλύτερες τιμές ευκινησίας καθώς παίρνουν τις μικρότερες τιμές, τα S ακολουθούν και τα M έχουν τις μεγαλύτερες τιμές ευκινησίας μ_{fe} , με την μέση τιμή, για $V_d=0.05V$, για τα τρανζίστορ V να είναι $368 \text{ cm}^2/(Vs)$, για τα S $443 \text{ cm}^2/(Vs)$ και για τα M $1630 \text{ cm}^2/(Vs)$.

Το φαινόμενο DIBL φαίνεται να είναι καλύτερο στα V σε σχέση με τα S και τα M, καθώς οι τιμές των V είναι πιο χαμηλές από τον άλλων γεωμετριών. Παρατηρούμε πως το DIBL δεν αλλάζει πολύ για W=50 και 75, για V και S γεωμετρίες και πως έχει μια μικρή αύξηση από L=500nm στο L=1000nm.

Βιβλιογραφία

1. Albert Malvino, David J. Bates, 'Ηλεκτρονική, Αρχές & Εφαρμογές', 7η έκδοση, Εκδόσεις Τζιόλα, 2013
2. Άρης Τσιριγώτης, 'Μελέτη γήρανσης νανο-τρανζίστορ FinFET με θερμούς φορείς', Διπλωματική Εργασία, Εθνικό Και Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών, 2016
3. Tsormpatzoglou Andreas, 'Characterization and modeling of nanoscale multi-gate MosFETs', Διδακτορική Διατριβή, Αριστοτέλειο Πανεπιστήμιο Θεσσαλονίκης, 2009
<http://thesis.ekt.gr/thesisBookReader/id/19413#page/1/mode/2up> 12/5/16
4. Καρατσόρη Θεανώ, 'Ανάλυση – Πρόβλεψη Της Μεταβλητότητας Τρανζίστορ FinFET Νανοκλίμακας', Διπλωματική Εργασία, Αριστοτέλειο Πανεπιστήμιο Θεσσαλονίκης,
<http://ikee.lib.auth.gr/record/134265/files/GRI-2014-12290.pdf> 28/9/16
5. Hisham Haddara, 'Characterization Methods For Submicron MOSFETs', Klumer Academic Publishers Boston/Dordrecht/London
6. J.-P. Colinge, 'Intergated Circuits And Systems, FinFETs And Other Multi-gate Transistors', Springer, 2008

Πηγές

1. http://ocw.mit.edu/courses/electrical-engineering-and-computer-science/6-071j-introduction-to-electronics-signals-and-measurement-spring-2006/lecture-notes/19_bjt_1.pdf 8/6/2016
2. https://repository.kallipos.gr/bitstream/11419/50/1/introduction_to_electronics.pdf27/ 5/2016