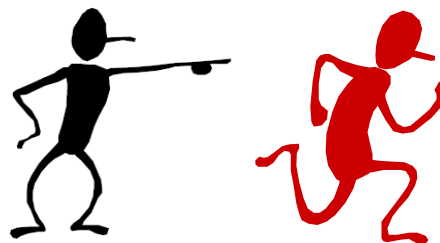


3^η ενότητα:
ΤΟ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ MOSFET



Περιεχόμενα 3^{ης} ενότητας

- Εισαγωγή στο τρανζίστορ MOSFET
- Τάση κατωφλίου (threshold voltage) του MOSFET
- Περιοχές λειτουργίας των τρανζίστορ NMOS και PMOS
- Υπολογισμός ρεύματος του τρανζίστορ NMOS
- Εκφράσεις ρεύματος των τρανζίστορ NMOS και PMOS
- Χαρακτηριστικές καμπύλες των τρανζίστορ NMOS και PMOS
- Διαμόρφωση μήκους καναλιού
- Φαινόμενα μικρού μήκους καναλιού: κορεσμός ταχύτητας και υποβάθμιση κινητικότητας των φορέων, αγωγή υποκατωφλίου, φαινόμενο DIBL, παρασιτικές αντιστάσεις πηγής και υποδοχής, φαινόμενο θερμών φορέων, ρεύμα διαρροής πύλης
- Ισοδύναμη αντίσταση του τρανζίστορ MOSFET
- Χωρητικότητες στο τρανζίστορ MOSFET
- Μοντέλα MOSFET κυκλωματικών προσομοιωτών
- Μεταβολές διεργασίας
- Συμπεράσματα

Εισαγωγή στο τρανζίστορ MOSFET

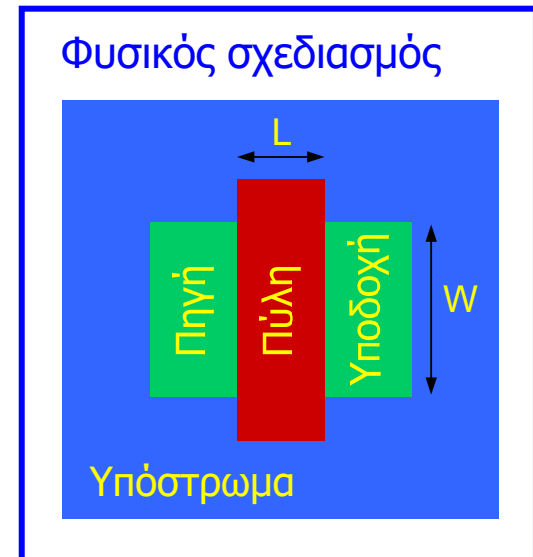
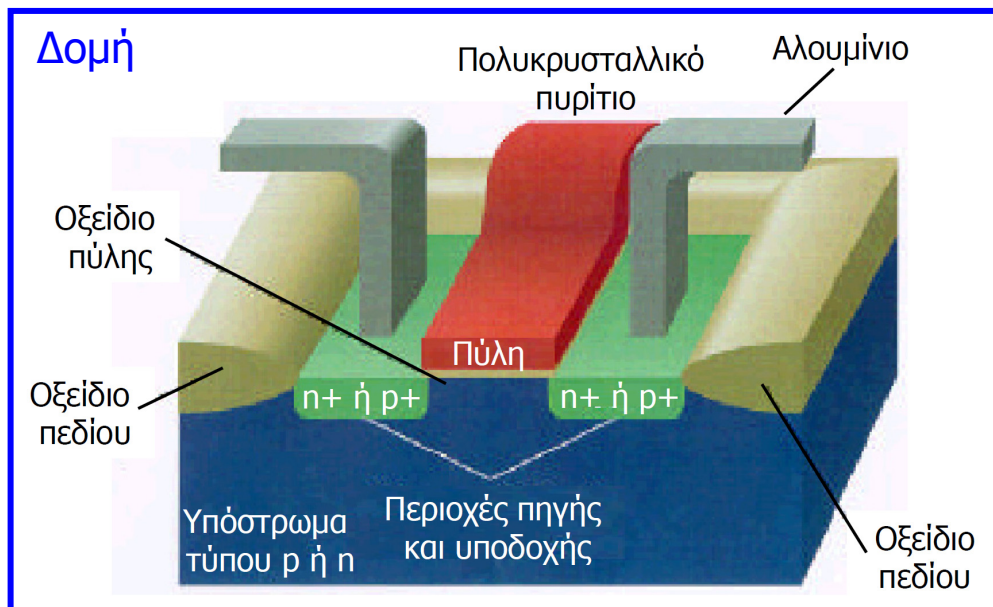
- Η σύλληψη μίας σύνθετης κατασκευής χωρίς να γίνει προηγουμένως κατανόηση των βασικών εξαρτημάτων που την αποτελούν, οδηγεί σε αποτυχία. Αυτό ασφαλώς ισχύει και στο σχεδιασμό ψηφιακών κυκλωμάτων.
- Το βασικό εξάρτημα (ημιαγωγικό στοιχείο) των σημερινών ψηφιακών κυκλωμάτων είναι το **τρανζίστορ μετάλλου-οξειδίου-ημιαγωγού φαινομένου-πεδίου (metal-oxide-semiconductor field-effect, MOSFET)**.
- Ο σχεδιαστής κυκλωμάτων θα πρέπει να γνωρίζει τον τρόπο λειτουργίας του, τις βασικές ιδιότητες και παραμέτρους του, που είναι σημαντικές για τα ψηφιακά κυκλώματα.
- Για την κατανόηση της λειτουργίας των MOSFETs και την επίδρασή τους στον σχεδιασμό ψηφιακών κυκλωμάτων, χρησιμοποιούνται **μοντέλα της συμπεριφοράς του**.
- Η υψηλή πολυπλοκότητα των μοντέλων που λαμβάνουν υπόψη όλους τους παράγοντες που επιδρούν στη λειτουργία ενός MOSFET, τα καθιστούν δύσχρηστα.
- Χρησιμοποιώντας όμως **αφαιρετικά μοντέλα συμπεριφοράς**, είναι δυνατό να επιτευχθεί **εξισορρόπηση** μεταξύ **ακρίβειας** και **πολυπλοκότητας**.
- Ένα **απλό μοντέλο** για ανάλυση με το χέρι, διαθέτει περιορισμένη ακρίβεια, αλλά βοηθάει στην **κατανόηση της λειτουργίας του MOSFET και των βασικών παραμέτρων** του.
- Όταν απαιτείται ακριβέστερη μοντελοποίηση της συμπεριφοράς, χρησιμοποιούνται σύνθετα μοντέλα συνδεδεμένα με προσομοίωση με τη βοήθεια υπολογιστή.

Εισαγωγή στο τρανζίστορ MOSFET

- Το βασικό πλεονέκτημα του **MOSFET**, από ψηφιακή άποψη, είναι ότι λειτουργεί πολύ καλά ως **διακόπτης** και ότι εισάγει σχετικά **λίγα παρασιτικά φαινόμενα**.
- Άλλα σημαντικά πλεονεκτήματά του είναι η **πυκνότητα ολοκλήρωσης** σε συνδυασμό με τη **σχετικά απλή κατασκευαστική διεργασία** του, τα οποία κάνουν δυνατή την παραγωγή μεγάλων και σύνθετων κυκλωμάτων με οικονομικό τρόπο.
- Το MOSFET διαθέτει **4 ακροδέκτες**: η τάση στον ακροδέκτη **πύλης (gate)** καθορίζει εάν και πόσο ρεύμα ρέει μεταξύ των ακροδεκτών **πηγής (source)** και **υποδοχής (drain)**.
- Ο 4ος ακροδέκτης αντιστοιχεί στο **υπόστρωμα (substrate, body, bulk)** και η λειτουργία του είναι δευτερεύουσα επειδή εξυπηρετεί μονάχα στη διαμόρφωση των παραμέτρων και των χαρακτηριστικών του στοιχείου.
- Στο πιο απλό μοντέλο συμπεριφοράς το τρανζίστορ θεωρείται ως **διακόπτης**: όταν εφαρμοστεί τάση στην πύλη μεγαλύτερη από μία δεδομένη τιμή (**τάση κατωφλίου, threshold voltage, V_T**), δημιουργείται αγωγίμο κανάλι μεταξύ της υποδοχής και της πηγής και προκαλείται ροή ηλεκτρικού ρεύματος μεταξύ τους.
- Η αγωγιμότητα του καναλιού διαμορφώνεται από την τάση πύλης: όσο μεγαλύτερη είναι η τάση μεταξύ πύλης και πηγής, τόσο μικρότερη είναι η αντίσταση του καναλιού και μεγαλύτερο το ρεύμα.
- Όταν η τάση πύλης είναι μικρότερη από την τάση κατωφλίου, δεν υπάρχει κανάλι και ο διακόπτης θεωρείται ανοιχτός.

Εισαγωγή στο τρανζίστορ MOSFET

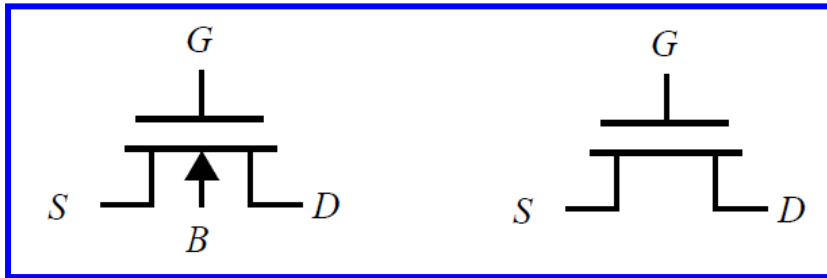
- Υπάρχουν 2 τύποι MOSFET:
 - ✓ το **NMOS** αποτελείται από περιοχές υποδοχής και πηγής με νόθευση τύπου $n+$ που ενσωματώνονται σε υπόστρωμα τύπου p . Το ρεύμα μεταφέρεται από ηλεκτρόνια που κινούνται μέσω **καναλιού τύπου n** μεταξύ της πηγής και της υποδοχής.
 - ✓ το **PMOS** με περιοχές υποδοχής και πηγής νόθευσης τύπου $p+$ και υπόστρωμα τύπου n . Το ρεύμα μεταφέρεται από οπές που κινούνται μέσω **καναλιού τύπου p** .



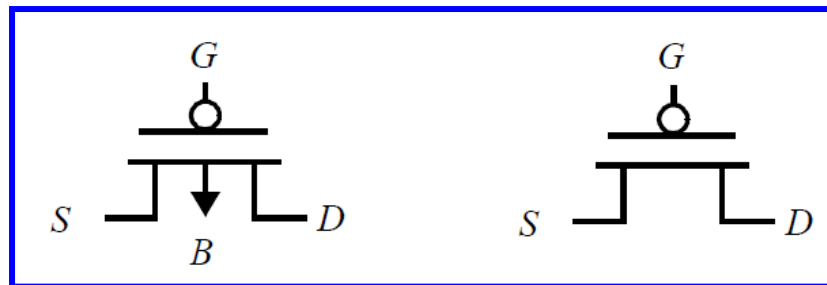
- Όπως αναφέρθηκε στις 2 προηγούμενες ενότητες, στη **συμπληρωματική τεχνολογία MOS (CMOS)**, συνυπάρχουν και οι δύο τύποι MOSFET.

Εισαγωγή στο τρανζίστορ MOSFET

Κυκλωματικά σύμβολα των MOSFETs



Σύμβολο NMOS με
4 και 3 ακροδέκτες



Σύμβολο PMOS με
4 και 3 ακροδέκτες

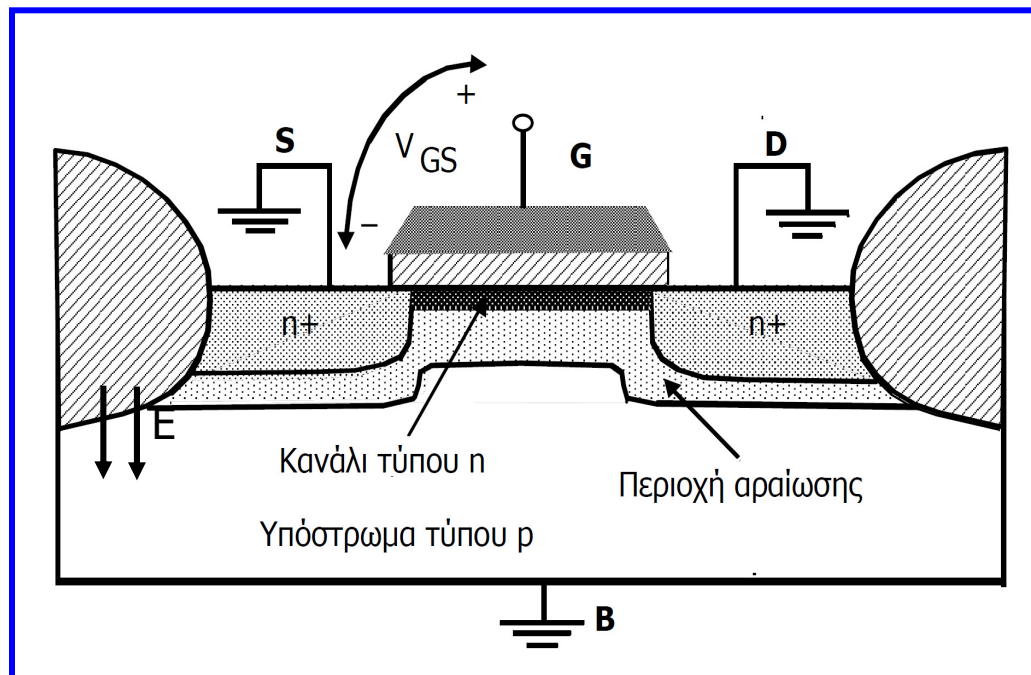
Επειδή το υπόστρωμα (B) συνδέεται συνήθως σε τροφοδοσία συνεχούς ρεύματος που είναι πανομοιότυπη σε όλα τα στοιχεία ίδιου τύπου (γείωση για NMOS, τάση τροφοδοσίας για PMOS), πολύ συχνά δεν εμφανίζεται ως ακροδέκτης στα κυκλωματικά διαγράμματα, αλλά θεωρείται ότι είναι συνδεδεμένος στη γείωση ή την τροφοδοσία

Τάση κατωφλίου (threshold voltage) του MOSFET

- Σε ένα τρανζίστορ NMOS, όταν $V_{GS} = 0$, οι περιοχές πηγής και υποδοχής (τύπου n+) σχηματίζουν επαφές με το υπόστρωμα (τύπου p) που είναι ανάστροφα πολωμένες, συνεπώς δεν υπάρχει ροή ρεύματος μεταξύ πηγής και υποδοχής.
- Για να δημιουργηθεί αγωγίμο κανάλι μεταξύ των περιοχών πηγής και υποδοχής, πρέπει να εφαρμοστεί μια θετική τάση μεταξύ πύλης και πηγής.
- Η πύλη και το υπόστρωμα σχηματίζουν τις πλάκες ενός πυκνωτή που έχει ως διηλεκτρικό το οξειδίο της πύλης.
- Όταν εφαρμόζεται μια μικρή θετική τάση στην πύλη, δημιουργείται κατακόρυφο ηλεκτρικό πεδίο με κατεύθυνση προς το υπόστρωμα που απωθεί τις οπές (φορείς πλειονότητας) από την περιοχή κάτω από το οξειδίο πύλης, οι οποίες αφήνουν πίσω τους αρνητικά ιόντα.
- Έτσι, σχηματίζεται μία **περιοχή αραιώσης (depletion region)** κάτω από την πύλη, η οποία είναι σχεδόν απαλλαγμένη από κινούμενους φορείς.
- Όσο η τάση πύλης αυξάνεται, η πυκνότητα των ηλεκτρονίων στην περιοχή κάτω από το οξειδίο γίνεται μεγαλύτερη από την πυκνότητα των οπών, αφού η θετική πόλωση της πύλης προσελκύει ηλεκτρόνια από το υπόστρωμα.
- Έτσι, όταν το δυναμικό στην επιφάνεια του πυριτίου φθάνει σε μία κρίσιμη τιμή, η λεπτή περιοχή κάτω από το οξειδίο πύλης, αντιστρέφεται και γίνεται τύπου n. Η κατάσταση αυτή αντιστοιχεί στην έναρξη της **ισχυρής αντιστροφής (strong inversion)**.

Τάση κατωφλίου (threshold voltage) του MOSFET

- Η τιμή της τάση V_{GS} που απαιτείται ώστε η συγκέντρωση ηλεκτρονίων να ξεπεράσει τοπικά (κάτω από το οξείδιο πύλης) αυτήν των οπών, για να δημιουργηθεί κανάλι αγωγής, αναφέρεται ως **τάση κατωφλίου (V_T)**.
- Επιπλέον αύξηση της τάσης πύλης δεν προκαλεί περαιτέρω αλλαγές στο πλάτος της περιοχής αραιώσης, αλλά έχει ως αποτέλεσμα να συσσωρεύονται πρόσθετα ηλεκτρόνια στην στρώση αντιστροφής κάτω από το οξείδιο πύλης.
- Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το σχηματισμό ενός συνεχόμενου **αγωγίμου καναλιού** τύπου n μεταξύ των περιοχών πηγής και υποδοχής, η αγωγιμότητα του οποίου διαμορφώνεται από την τάση πύλης-πηγής.
- Το κανάλι παρέχει ηλεκτρική σύνδεση μεταξύ των περιοχών πηγής και υποδοχής και επιτρέπει τη ροή ρεύματος εφόσον εφαρμοστεί τάση (διαφορά δυναμικού) μεταξύ τους.
- Οποιαδήποτε τάση V_{GS} , μικρότερη από την V_T , δεν επαρκεί για να σχηματίσει στρώμα αντιστροφής και έτσι δεν είναι επιτρεπτή η ροή ρεύματος μεταξύ πηγής και υποδοχής.



Τάση κατωφλίου (threshold voltage) του MOSFET

- Η τάση κατωφλίου προσδιορίζει την τιμή της τάσης V_{GS} κάτω από την οποία το ρεύμα μεταξύ υποδοχής και πηγής (I_D) γίνεται πολύ μικρό, πρακτικά αμελητέο.
- Η τάση κατωφλίου εξαρτάται κυρίως από: το υλικό και το πάχος του μονωτικού (οξειδίου) της πύλης, την πυκνότητα συγκέντρωσης των προσμειξεων στο υπόστρωμα και την τάση μεταξύ πηγής και υποστρώματος (V_{SB})
- Η τάση κατωφλίου δίδεται από τη σχέση:

$$V_T = V_{T0} \pm \gamma \left(\sqrt{|-2\phi_F + V_{SB}|} - \sqrt{|2\phi_F|} \right)$$

$$\gamma = \frac{t_{ox}}{\epsilon_{ox}} \sqrt{2q\epsilon_{Si}N}$$

V_{T0} : τάση κατωφλίου για $V_{SB}=0$, γ : συντελεστής φαινομένου σώματος, ϕ_F : δυναμικό Fermi, t_{ox} , ϵ_{ox} : πάχος και διηλεκτρική σταθερά οξειδίου, q : φορτίο του ηλεκτρονίου, ϵ_{Si} : διηλεκτρική σταθερά πυριτίου, N : πυκνότητα συγκέντρωσης προσμειξεων υποστρώματος.

- Μια **γραμμική προσέγγιση** της παραπάνω σχέσης, μπορεί να γραφτεί ως εξής:

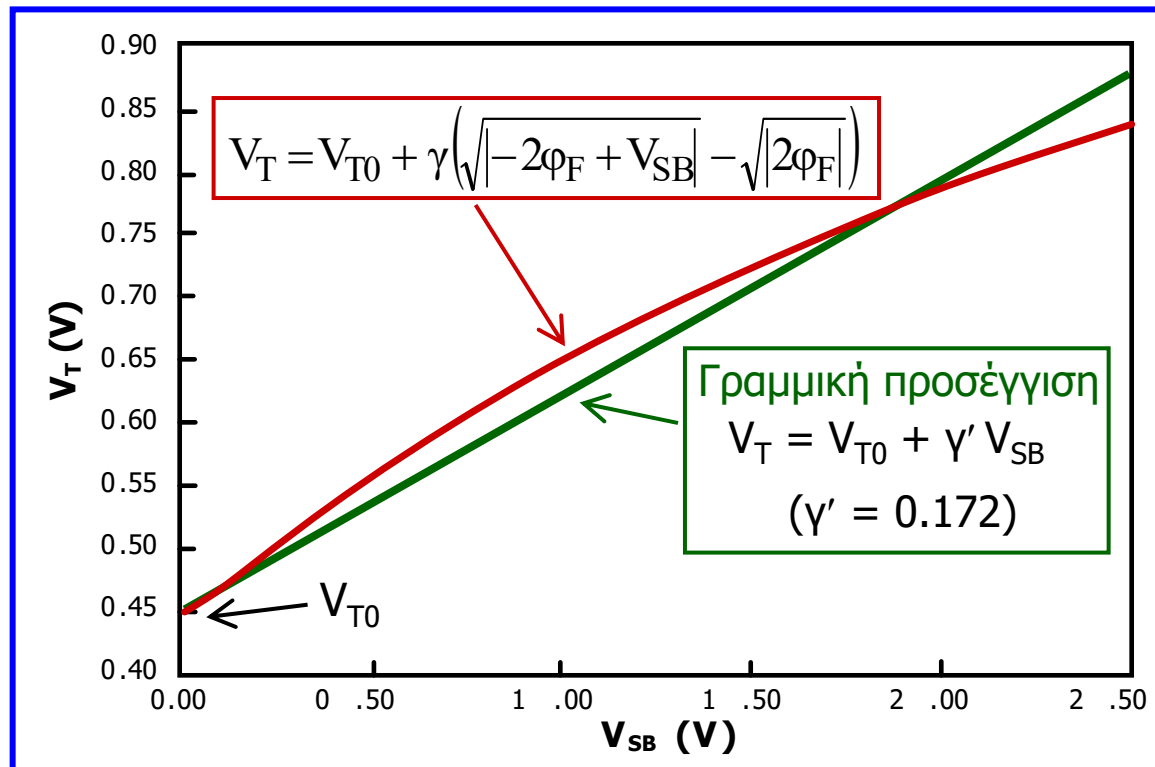
$$V_T = V_{T0} \pm \gamma' V_{SB}$$

$$\gamma' = \frac{\gamma}{3\sqrt{|2\phi_F|}}$$

- Η τάση κατωφλίου στα NMOS είναι θετική και στα PMOS αρνητική και το +/- στις παραπάνω σχέσεις αναφέρεται σε NMOS / PMOS τρανζίστορ, αντίστοιχα.

Παράδειγμα 1

- Σχεδιάζουμε την επίδραση της τάσης πηγής-υποστρώματος στην τάση κατωφλίου ενός τρανζίστορ NMOS, με βάση τις σχέσεις υπολογισμού της τάσης κατωφλίου.
- Δεδομένα: $|-2\phi_F| = 0.6 \text{ V}$, $\gamma = 0.4 \text{ V}^{0.5}$, $V_{T0} = 0.45 \text{ V}$ και V_{SB} από 0 έως 2.5 V.



- Παρατηρούμε ότι προκαλείται αύξηση της τάσης κατωφλίου από 0.45 V (για $V_{SB} = 0$) σε περίπου 0.85 V (για $V_{SB} = 2.5 \text{ V}$).

Παράδειγμα 2

- Η τάση κατωφλίου ενός τρανζίστορ PMOS για μηδενική πόλωση πηγής-υποστρώματος είναι -0.4 V .
- Εάν $2\phi_F = 0.6 \text{ V}$, $t_{\text{ox}} = 6 \text{ nm}$, $N = 1.65 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, $q = 1.6 \cdot 10^{-19} \text{ Cb}$, $\epsilon_{\text{ox}} = 3.5 \cdot 10^{-11} \text{ F/m}$, $\epsilon_{\text{Si}} = 1.05 \cdot 10^{-10} \text{ F/m}$, υπολογίζουμε αρχικά το συντελεστή φαινομένου σώματος (γ) και έπειτα την τάση κατωφλίου του τρανζίστορ για τάση πηγής-υποστρώματος -2.5 V .

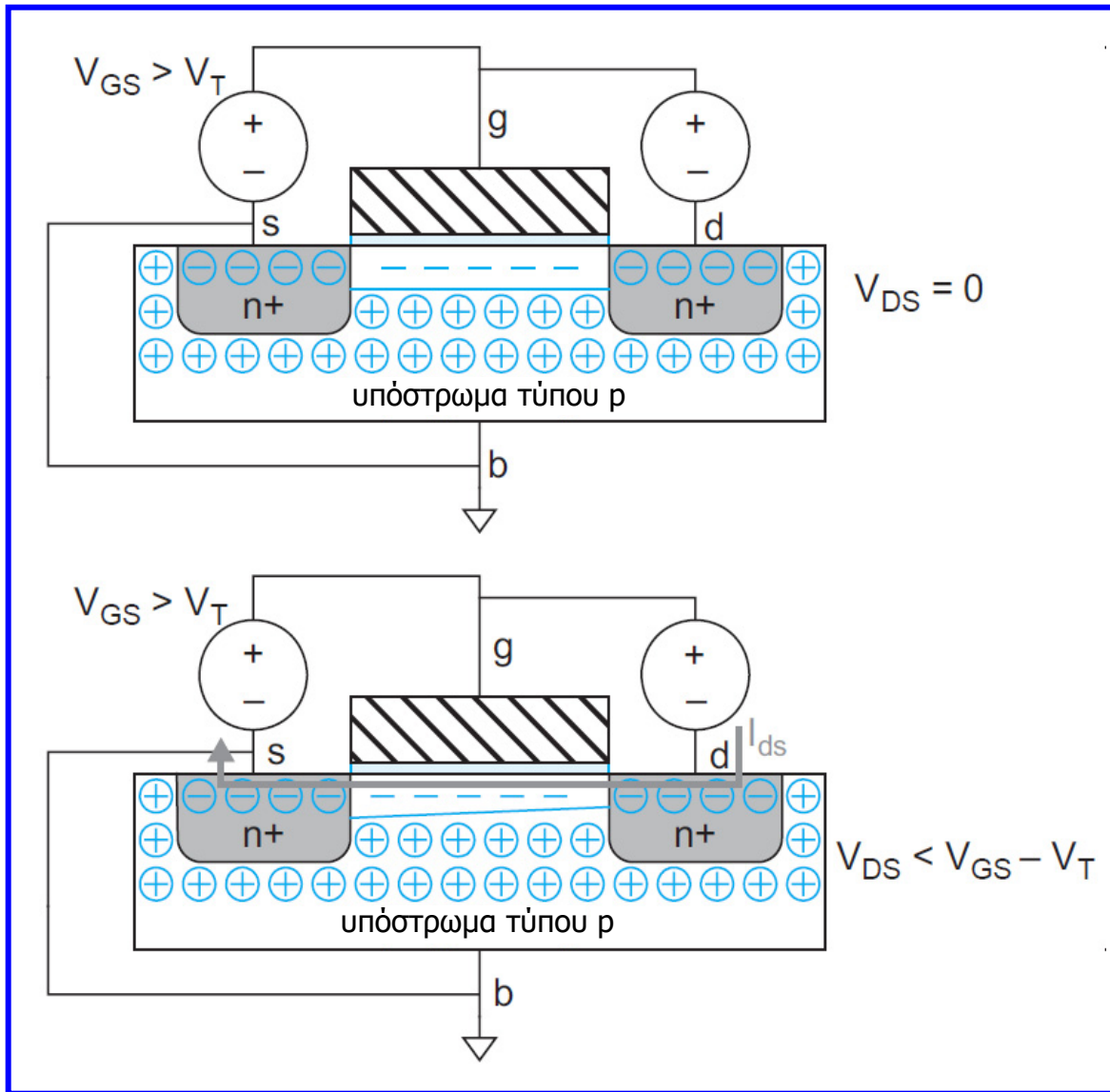
$$\gamma = \frac{t_{\text{ox}}}{\epsilon_{\text{ox}}} \sqrt{2q\epsilon_{\text{Si}}N} \Rightarrow \gamma = \frac{6 \cdot 10^{-9} \text{ m}}{3.5 \cdot 10^{-11} \frac{\text{F}}{\text{m}}} \cdot \sqrt{2 \cdot 1.6 \cdot 10^{-19} \text{ Cb} \cdot 1.05 \cdot 10^{-10} \frac{\text{F}}{\text{m}} \cdot 1.65 \cdot 10^{17} \cdot 10^6 \text{ m}^{-3}} \Rightarrow$$
$$\Rightarrow \gamma = 1.71 \cdot 10^2 \frac{\text{m}^2}{\text{F}} \cdot \sqrt{5.54 \cdot 10^{-6} \frac{\text{Cb} \cdot \text{F}}{\text{m}^4}} \Rightarrow \gamma = 1.71 \cdot 10^2 \frac{\text{m}^2}{\text{F}} \cdot 2.35 \cdot 10^{-3} \frac{\text{Cb}^{0.5} \cdot \text{F}^{0.5}}{\text{m}^2} \Rightarrow \gamma = 0.4 \text{ V}^{0.5}$$

$$V_T = V_{T0} - \gamma \left(\sqrt{|-2\phi_F + V_{\text{SB}}|} - \sqrt{|2\phi_F|} \right) \Rightarrow$$
$$V_T = -0.4 - 0.4 \times [(|-0.6 - 2.5|)^{0.5} - 0.6^{0.5}] \Rightarrow$$
$$V_T = -0.4 - 0.4 \times [3.1^{0.5} - 0.6^{0.5}] \Rightarrow$$
$$V_T = -0.4 - 0.4 \times [1.76 - 0.77] \Rightarrow$$
$$V_T = -0.4 - 0.4 \times 0.99 \Rightarrow V_T = -0.796 \text{ V}$$

Περιοχές λειτουργίας του τρανζίστορ NMOS

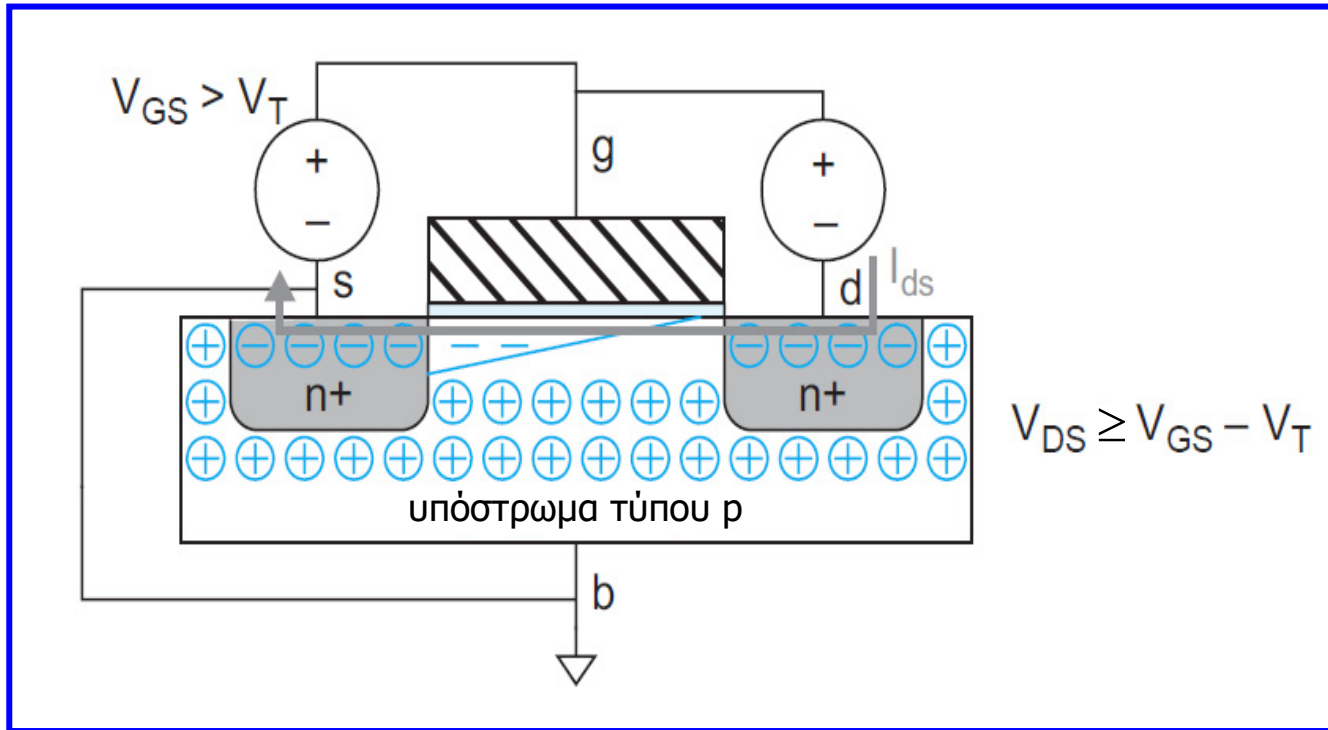
- Όπως προαναφέρθηκε, όταν $V_{GS} \leq V_T$, το ρεύμα μεταξύ υποδοχής και πηγής (I_D) είναι πρακτικά αμελητέο και τότε το τρανζίστορ λειτουργεί στην **περιοχή αποκοπής**.
- Η διαφορά δυναμικού μεταξύ υποδοχής και πηγής είναι $V_{DS} = V_{GS} - V_{GD}$. Εάν $V_{DS} = 0$, δηλαδή $V_{GS} = V_{GD}$, δεν υφίσταται οριζόντιο ηλεκτρικό πεδίο για τη δημιουργία ρεύματος από την υποδοχή προς την πηγή.
- Όταν εφαρμόζεται μικρή θετική τάση V_{DS} , τότε ξεκινάει η ροή ρεύματος από την υποδοχή προς την πηγή διαμέσου του καναλιού και το τρανζίστορ λειτουργεί την **γραμμική περιοχή (linear region)**.
- Στην περιοχή αυτή, το ρεύμα αυξάνεται όσο αυξάνονται οι V_{DS} και V_{GS} και το τρανζίστορ λειτουργεί σχεδόν ως αντίσταση, στην οποία το I_D μεταβάλλεται γραμμικά με την V_{DS} .
- Όταν η τάση V_{DS} αυξηθεί επαρκώς έτσι ώστε $V_{GD} < V_T$, δηλαδή $V_{DS} > V_{GS} - V_T$, το **κανάλι** δεν υπόκειται πια σε αντιστροφή κοντά στην υποδοχή και **εξαντλείται (pinched off)**.
- Ωστόσο, υπάρχει ακόμη αγωγή που προκαλείται από την ολίσθηση ηλεκτρονίων λόγω της επίδρασης της θετικής τάσης υποδοχής. Τα ηλεκτρόνια που φθάνουν στο τέλος του καναλιού εγχέονται στην περιοχή αραιώσης κοντά στην υποδοχή και στη συνέχεια επιταχύνονται προς την υποδοχή.
- Υπό αυτές τις συνθήκες, το τρανζίστορ λειτουργεί την **περιοχή κορεσμού (saturation region)**, της οποίας το κύριο χαρακτηριστικό είναι ότι το ρεύμα καναλιού ελέγχεται από την τάση πύλης και είναι σχεδόν ανεξάρτητο από την τάση υποδοχής.

Περιοχές λειτουργίας του τρανζίστορ NMOS



Στη γραμμική περιοχή λειτουργίας σχηματίζεται το κανάλι και το ρεύμα I_D αυξάνεται με την τάση V_{DS}

Περιοχές λειτουργίας του τρανζίστορ NMOS



Στην περιοχή κορεσμού το κανάλι
εξαντλείται και το ρεύμα I_D είναι
σχεδόν ανεξάρτητο από την τάση V_{DS}

Περιοχές λειτουργίας του τρανζίστορ PMOS

- Το τρανζίστορ pMOS λειτουργεί με αντίθετο τρόπο από το τρανζίστορ NMOS.
- Το υπόστρωμα τύπου n συνδέεται στην τάση τροφοδοσίας (υψηλή στάθμη) με αποτέλεσμα οι επαφές του με τις περιοχές πηγής και υποδοχής (τύπου p) να είναι ανάστροφα πολωμένες και όταν η τάση πύλης είναι λιγότερο αρνητική από την τάση κατωφλίου δεν υφίσταται ρεύμα μεταξύ υποδοχής και πηγής.
- Όταν η τάση πύλης γίνει περισσότερο αρνητική από την τάση κατωφλίου ($V_{GS} < V_T$), έλκονται οπές στην περιοχή κάτω από το οξειδίο πύλης και σχηματίζουν κανάλι τύπου p, επιτρέποντας την ροή ρεύματος μεταξύ της πηγής και της υποδοχής πηγής.
- Όταν λοιπόν εφαρμόζεται μικρή αρνητική τάση V_{DS} , τότε ξεκινάει η ροή ρεύματος από την υποδοχή προς την πηγή διαμέσου του καναλιού και το τρανζίστορ λειτουργεί την **γραμμική περιοχή**. Στην περιοχή αυτή, το ρεύμα I_D μεταβάλλεται γραμμικά με την V_{DS} .
- Όταν η τάση V_{DS} γίνει επαρκώς πιο αρνητική έτσι ώστε $V_{DS} < V_{GS} - V_T$, το **κανάλι** κοντά στην υποδοχή **εξαντλείται**.
- Ωστόσο, υπάρχει ακόμη αγωγή που προκαλείται από την ολίσθηση οπών λόγω της επίδρασης της τάσης υποδοχής. Οι οπές στο τέλος του καναλιού εγχέονται στην περιοχή αραίωσης κοντά στην υποδοχή και τη συνέχεια επιταχύνονται προς την υποδοχή.
- Τότε το τρανζίστορ λειτουργεί την **περιοχή κορεσμού**, όπου το ρεύμα I_D ελέγχεται από την τάση πύλης και είναι σχεδόν ανεξάρτητο από την τάση υποδοχής.

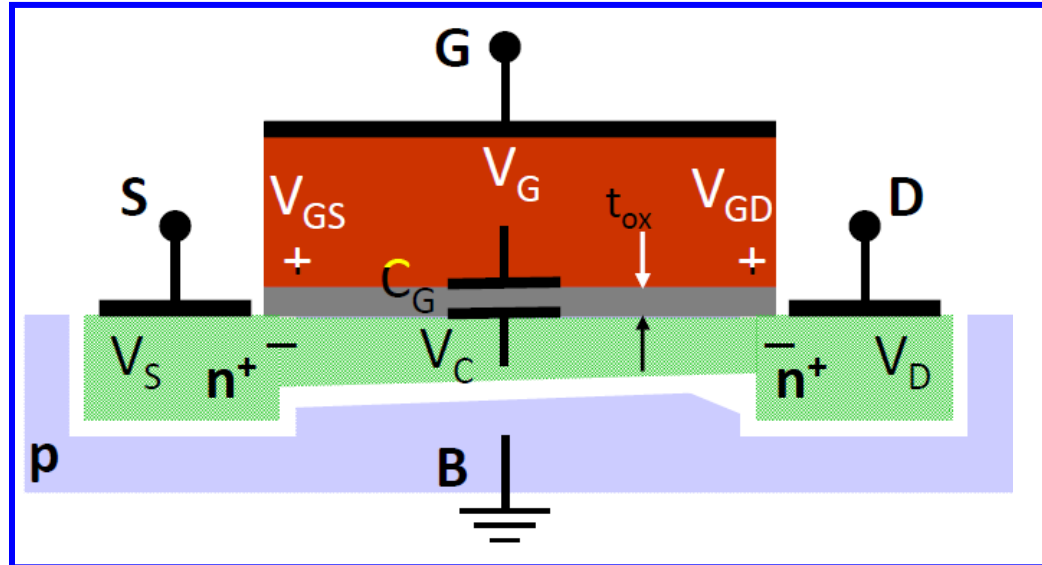
Υπολογισμός ρεύματος του τρανζίστορ NMOS

Το φορτίο στο κανάλι είναι:

$$Q_C = C_G (V_{GC} - V_{TN}) \quad (1)$$

Η μέση τιμή του δυναμικού στο κανάλι είναι:

$$V_C = \frac{V_S + V_D}{2} = \frac{V_S + V_D - V_S + V_S}{2} = V_S + \frac{V_{DS}}{2}$$



(2)

Η μέση διαφορά δυναμικού πύλης-καναλιού είναι:

$$V_{GC} = V_G - V_C = V_{GS} - \frac{V_{DS}}{2} \quad (3)$$

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}}$$

Για τη χωρητικότητα μεταξύ πύλης-καναλιού μπορούμε να γράψουμε:

$$C_G = \epsilon_{ox} \frac{WL}{t_{ox}} = C_{ox} WL \quad (4)$$

ϵ_{ox} = διηλεκτρική σταθερά οξειδίου = $3.97 \cdot \epsilon_0 = 3.5 \cdot 10^{-11}$ F/m

t_{ox} = πάχος οξειδίου πύλης
W, L = διαστάσεις καναλιού

Υπολογισμός ρεύματος του τρανζίστορ NMOS

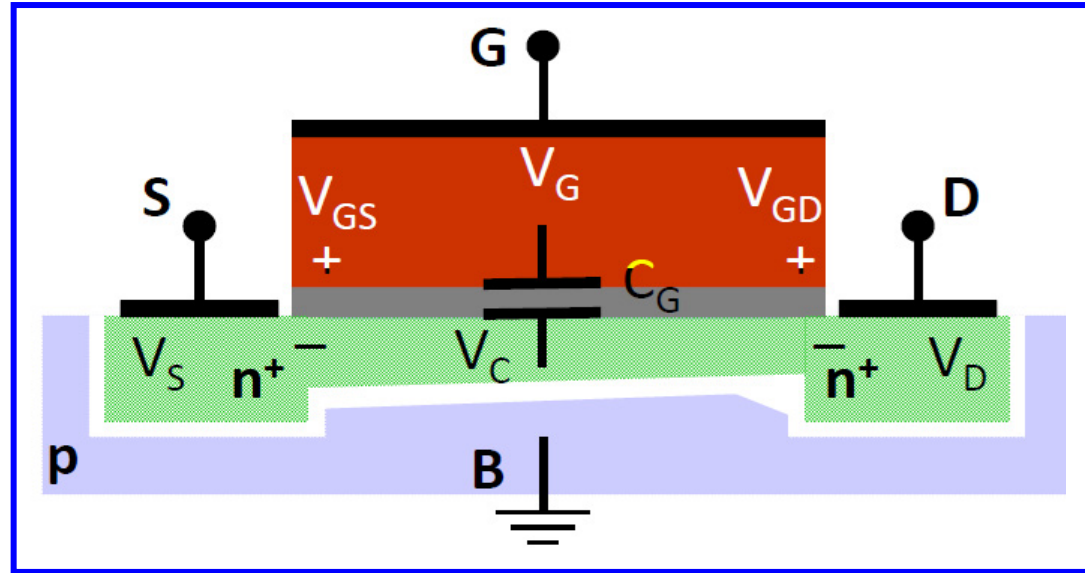
Υπό την επίδραση του οριζόντιου πεδίου, η μέση ταχύτητα των φορέων στο κανάλι είναι:

$$u = \mu_n E \quad (5)$$

μ_n = κινητικότητα ηλεκτρονίων
 E = ένταση ηλεκτρικού πεδίου

Ισχύει:

$$E = \frac{V_{DS}}{L} \quad (6)$$



Το ρεύμα υποδοχής του τρανζίστορ θα είναι:

$$I_D = \frac{Q_C}{T} = \frac{Q_C}{L/u} \stackrel{(5)}{=} \frac{Q_C}{L} \mu_n E \stackrel{(6)}{=} \frac{Q_C}{L^2} \mu_n V_{DS} \stackrel{(1), (3), (4)}{=} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left(V_{GS} - V_{TN} - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS} \Rightarrow$$

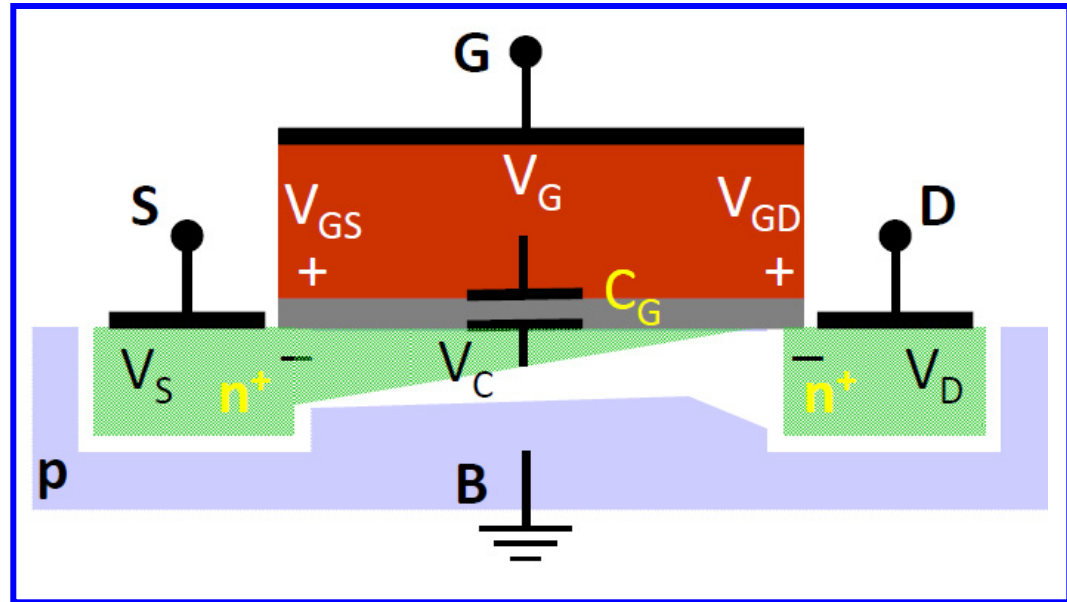
$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TN}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] = k_n \left[(V_{GS} - V_{TN}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad k_n = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}$$

k_n = συντελεστής κέρδους του τρανζίστορ

Υπολογισμός ρεύματος του τρανζίστορ NMOS

Για $V_{DS} > V_{DSsat} = V_{GS} - V_{TN}$ (κορεσμός)
το κανάλι εξαντλείται και το
ρεύμα δεν εξαρτάται από τη V_{DS}

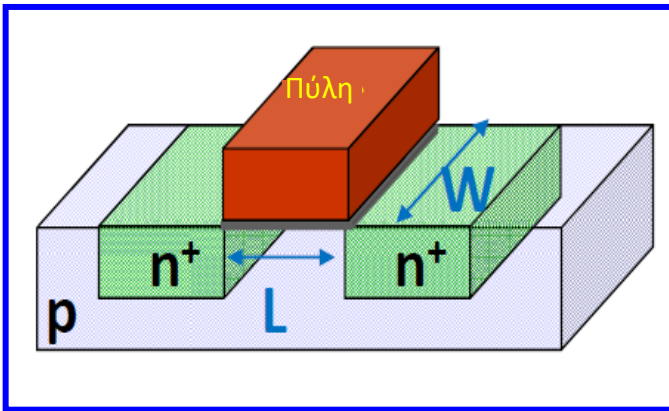
Συνεπώς, στην εξίσωση ρεύματος
η V_{DS} αντικαθίσταται από την V_{DSsat}
και ισχύει:



$$I_D = k_n \left[(V_{GS} - V_{TN}) V_{DSat} - \frac{V_{DSat}^2}{2} \right] \Rightarrow$$

$$I_D = k_n \left[(V_{GS} - V_{TN})(V_{GS} - V_{TN}) - \frac{(V_{GS} - V_{TN})^2}{2} \right] \Rightarrow I_D = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_{TN})^2$$

Εκφράσεις ρεύματος του τρανζίστορ NMOS



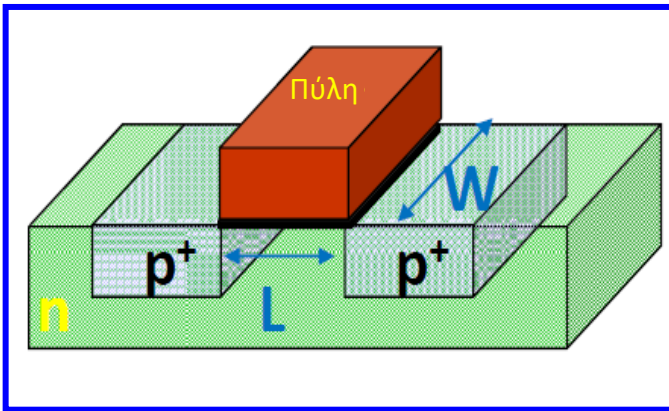
Συντελεστής κέρδους του NMOS

$$k_n = \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} = \mu_n \cdot \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \cdot \frac{W}{L}$$

$$I_D = \begin{cases} 0 & V_{GS} \leq V_{TN} & \text{Αποκοπή} \\ k_n \left[(V_{GS} - V_{TN})V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] & 0 < V_{GS} - V_{TN} > V_{DS} & \text{Γραμμική περιοχή} \\ \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_{TN})^2 & 0 < V_{GS} - V_{TN} \leq V_{DS} & \text{Περιοχή κορεσμού} \end{cases}$$

Οι εκφράσεις ισχύουν για τρανζίστορ με μεγάλο μήκος καναλιού

Εκφράσεις ρεύματος του τρανζίστορ PMOS



Συντελεστής κέρδους του PMOS

$$k_p = \mu_p \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} = \mu_p \cdot \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \cdot \frac{W}{L}$$

Ισχύει ότι: $\mu_p < \mu_n$

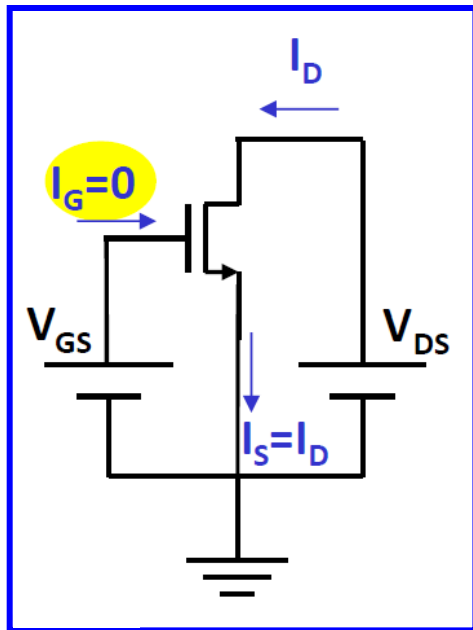
$$I_D = \begin{cases} 0 & V_{GS} \geq V_{TP} & \text{Αποκοπή} \\ k_p \left[(V_{GS} - V_{TP})V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] & 0 > V_{DS} > V_{GS} - V_{TP} & \text{Γραμμική περιοχή} \\ \frac{k_p}{2} (V_{GS} - V_{TP})^2 & 0 > V_{GS} - V_{TP} \geq V_{DS} & \text{Περιοχή κορεσμού} \end{cases}$$

Οι εκφράσεις ισχύουν για τρανζίστορ με μεγάλο μήκος καναλιού

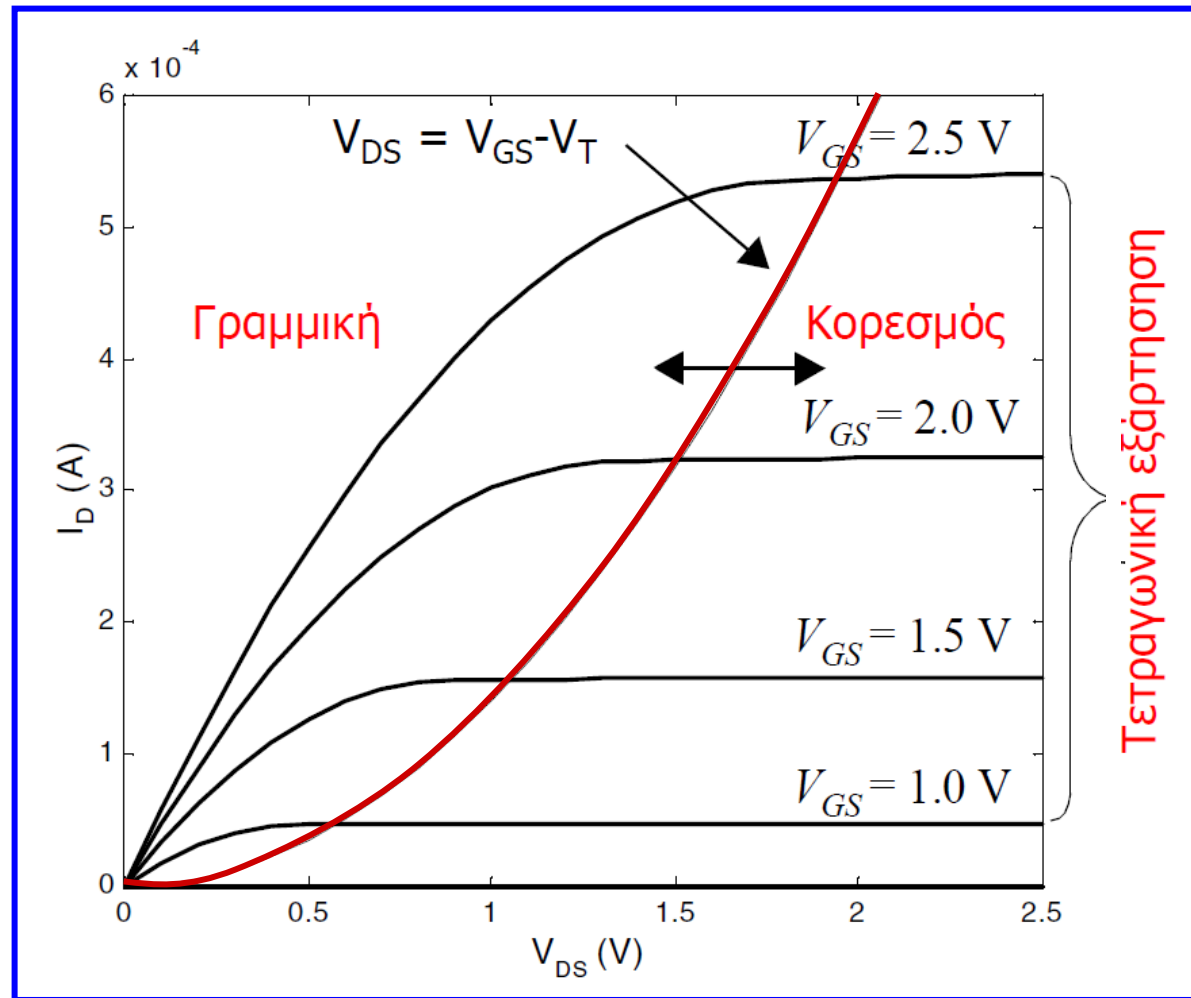
Παράγοντες που επηρεάζουν το ρεύμα των MOSFET

- Η απόσταση μεταξύ πηγής και υποδοχής (**μήκος καναλιού** του τρανζίστορ, L)
- Το **πλάτος καναλιού** του τρανζίστορ (W)
- Η **τάση κατωφλίου** (V_T)
- Το **πάχος** του μονωτικού (**οξειδίου**) της πύλης του τρανζίστορ (t_{ox})
- Η **διηλεκτρική σταθερά** του μονωτικού (**οξειδίου**) της πύλης του τρανζίστορ (ϵ)
- Η **κινητικότητα των φορέων** του καναλιού (μ)

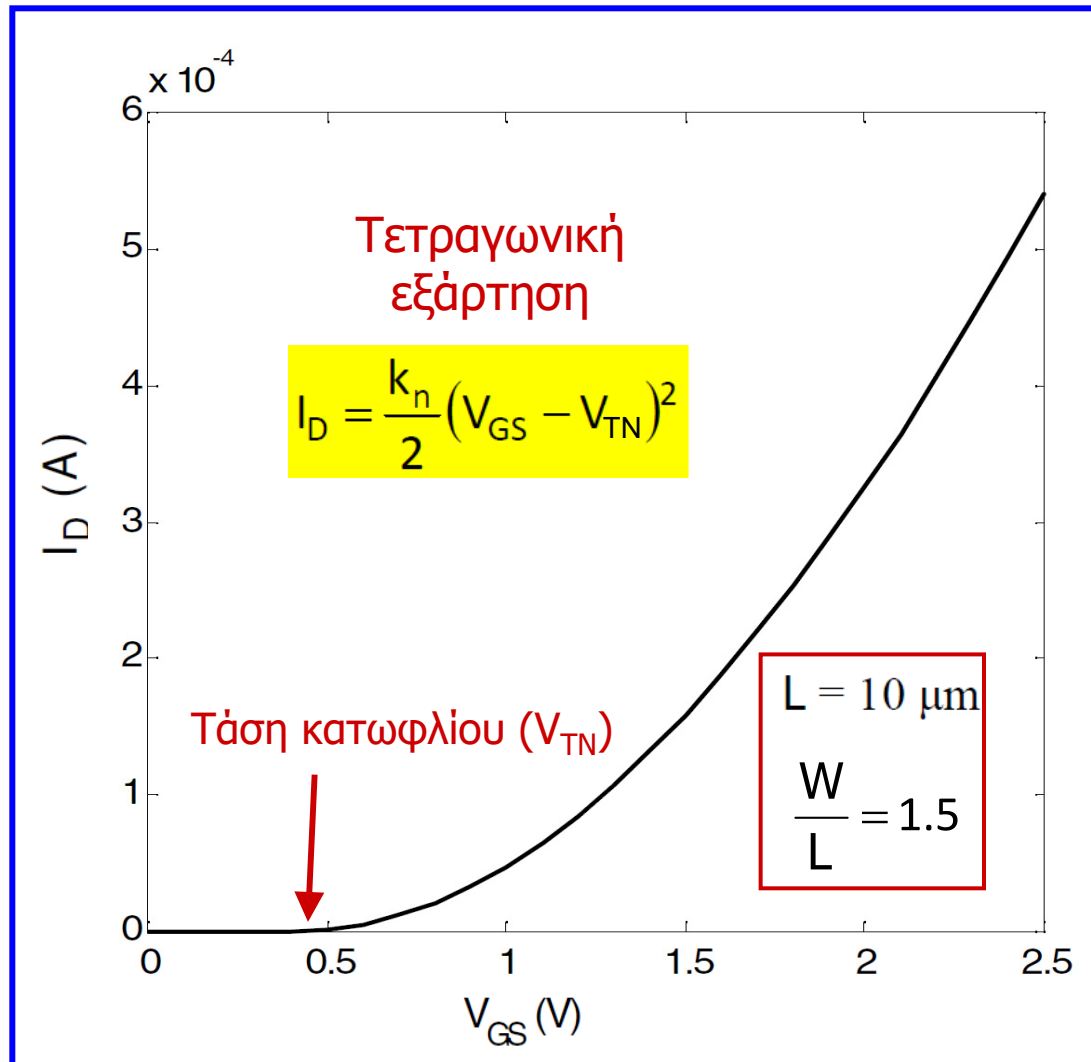
Χαρακτηριστικές $I_D - V_{DS}$ τρανζίστορ NMOS



$$L = 10 \mu\text{m}$$
$$\frac{W}{L} = 1.5$$



Χαρακτηριστική κορεσμού $I_D - V_{GS}$ τρανζίστορ NMOS

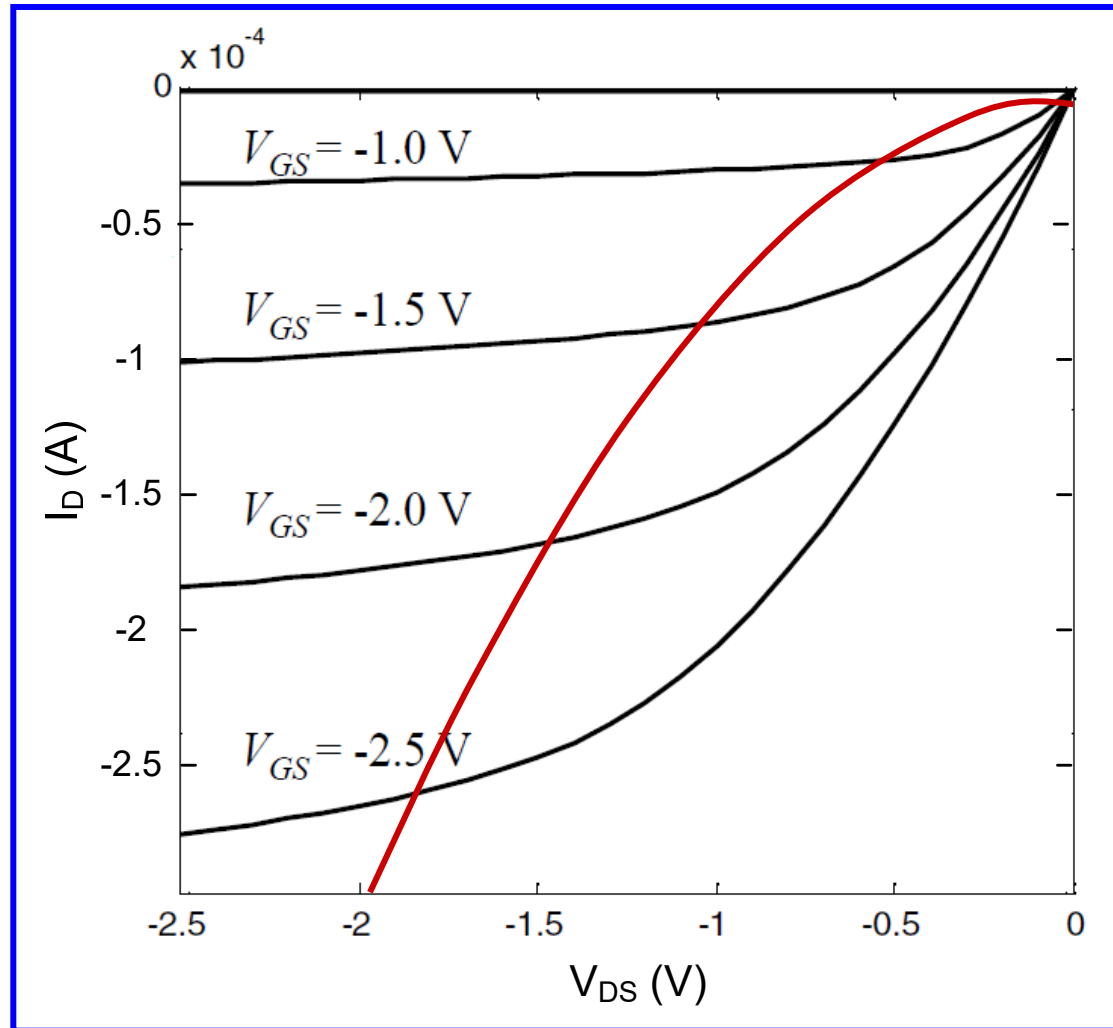


Χαρακτηριστικές $I_D - V_{DS}$ τρανζίστορ PMOS

$$L = 10 \mu\text{m}$$

$$\frac{W}{L} = 1.5$$

$$\frac{\mu_n}{\mu_p} = 2$$



Διαμόρφωση μήκους καναλιού

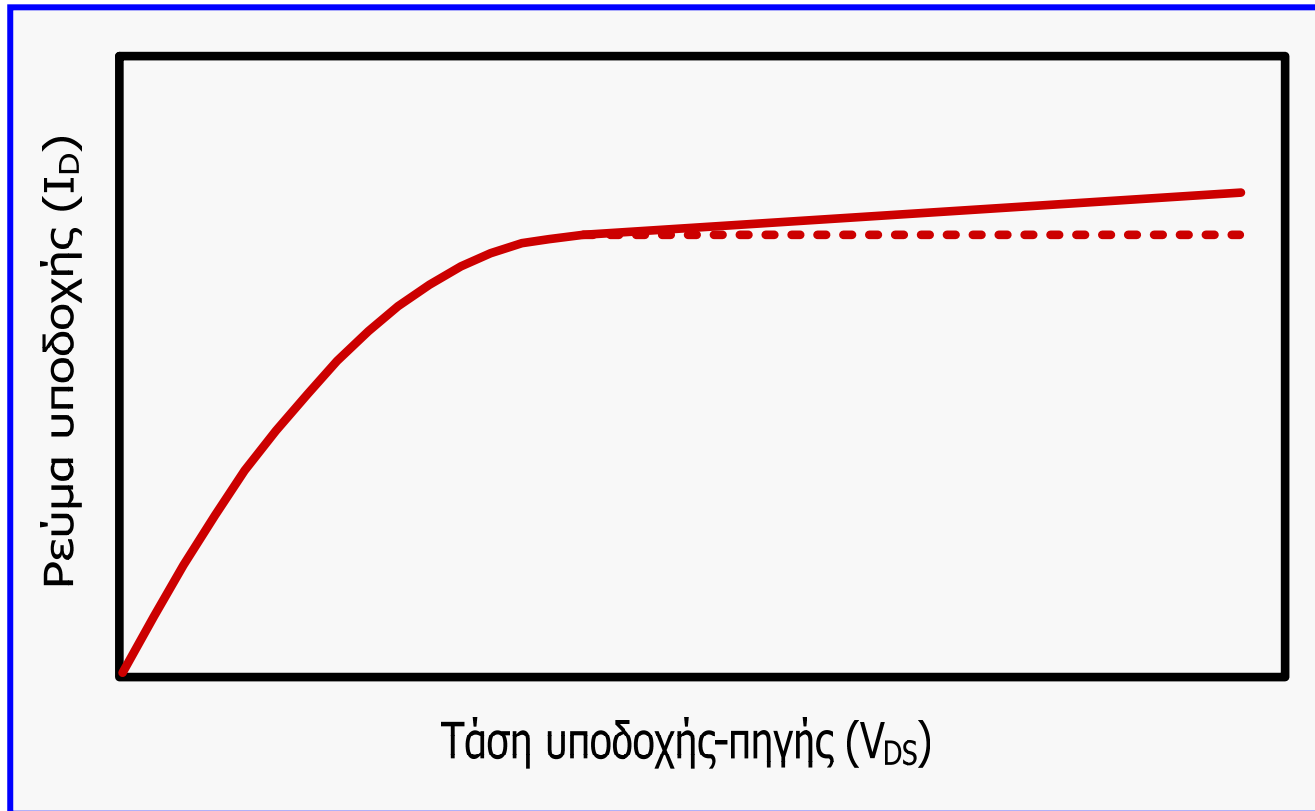
- Η έκφραση του ρεύματος I_D στην περιοχή κορεσμού υποδηλώνει ότι στην περιοχή αυτή, το ρεύμα μεταξύ των ακροδεκτών υποδοχής και πηγής είναι σταθερό και ανεξάρτητο από την τάση που εφαρμόζεται στους ακροδέκτες αυτούς.
- Ωστόσο, αυτό δεν ισχύει απολύτως, διότι το μήκος του αγωγίμου καναλιού διαμορφώνεται από την εφαρμοζόμενη V_{DS} . Η αύξηση της V_{DS} προκαλεί επέκταση της περιοχής αραίωσης προς την περιοχή υποδοχής και έτσι μειώνεται το μήκος του καναλιού.
- Από την έκφραση του ρεύματος I_D στην περιοχή κορεσμού, προκύπτει ότι όταν μειώνεται το μήκος καναλιού L , τότε το ρεύμα αυξάνεται.
- Συνεπώς, μία πιο ακριβής έκφραση του ρεύματος, έχει ως εξής:

$$I_D = I'_D (1 + \lambda \cdot V_{DS})$$

όπου I'_D είναι η έκφραση του ρεύματος κορεσμού που παράχθηκε προηγουμένως και λ μία εμπειρική παράμετρος που ονομάζεται **συντελεστής διαμόρφωσης μήκους καναλιού (channel-length modulation coefficient)**.

- Γενικά, ο συντελεστής λ είναι αντιστρόφως ανάλογος του μήκους καναλιού.
- Σε τρανζίστορ με **μικρό μήκος καναλιού**, η περιοχή αραίωσης της επαφής υποδοχής καταλαμβάνει μεγαλύτερο μέρος του καναλιού και το **φαινόμενο της διαμόρφωσης καναλιού** είναι πιο **έντονο**.

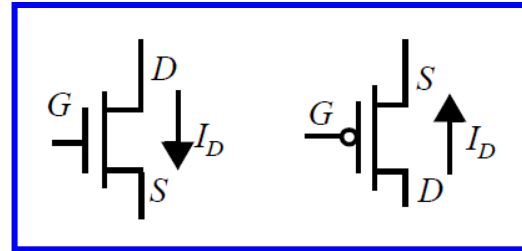
Διαμόρφωση μήκους καναλιού



Παράδειγμα 3

Για τα παρακάτω τρανζίστορ μεγάλου μήκους καναλιού NMOS και PMOS, προσδιορίζουμε την περιοχή λειτουργίας τους και το ρεύμα υποδοχής τους για δεδομένα ζεύγη τάσεων (V_{GS} , V_{DS}). Δίνονται για το NMOS $k_n = 115 \mu\text{A}/\text{V}^2$, $V_{TN0} = 0.43 \text{ V}$, $\lambda = 0.06 \text{ V}^{-1}$ και για το PMOS $k_p = -30 \mu\text{A}/\text{V}^2$, $V_{TP0} = -0.4 \text{ V}$, $\lambda = -0.1 \text{ V}^{-1}$. Θεωρήστε ότι δεν υφίσταται φαινόμενο σώματος.

$$\begin{aligned} V_{TN} &= V_{TN0} = 0.43 \text{ V} \\ V_{TP} &= V_{TP0} = -0.4 \text{ V} \end{aligned}$$



$$\text{NMOS: } V_{GS} = 2.5 \text{ V}, V_{DS} = 2.5 \text{ V}$$

$$V_{GS} - V_{TN} = (2.5 - 0.43) \text{ V} = 2.07 \text{ V} < V_{DS} = 2.5 \text{ V} \Rightarrow \text{περιοχή κορεσμού}$$

$$I_D = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_{TN})^2 \cdot (1 + \lambda V_{DS}) = \frac{115 \mu\text{A}}{2 \text{ V}^2} (2.5 \text{ V} - 0.43 \text{ V})^2 \cdot (1 + 0.06 \cdot 2.5) = 283.34 \mu\text{A}$$

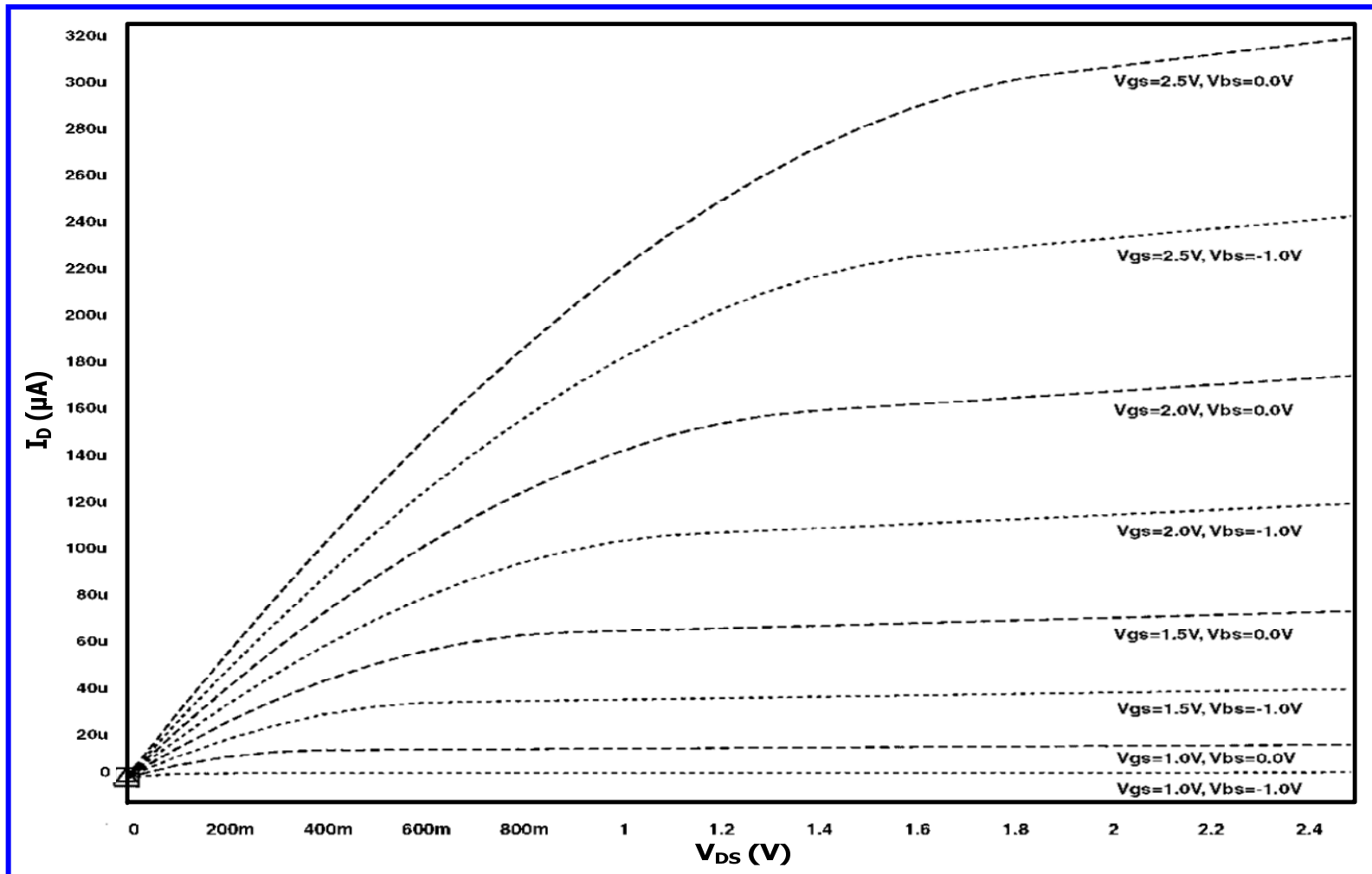
$$\text{PMOS: } V_{GS} = -2.5 \text{ V}, V_{DS} = -1.8 \text{ V}$$

$$V_{GS} - V_{TP} = (-2.5 + 0.4) \text{ V} = -2.1 \text{ V} < V_{DS} = -1.8 \text{ V} \Rightarrow \text{γραμμική περιοχή}$$

$$I_D = k_p \left[(V_{GS} - V_{TP}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] = -30 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2} \left[(-2.5 \text{ V} + 0.4 \text{ V}) \cdot (-1.8 \text{ V}) - \frac{1.8^2 \text{ V}^2}{2} \right] = -64.8 \mu\text{A}$$

Παράδειγμα 4

Δίνονται οι χαρακτηριστικές I_D - V_{DS} ενός τρανζίστορ NMOS, ότι $W/L = 5 \mu\text{m} / 5 \mu\text{m}$ και ότι $-2\Phi_F = 0.6\text{V}$. Υπολογίζουμε τις παραμέτρους του τρανζίστορ V_{T0} , λ και γ .



Παράδειγμα 4

Για τον υπολογισμό της V_{T0} , εντοπίζουμε στις χαρακτηριστικές που δίνονται, δύο σημεία για τα οποία $V_{SB} = 0$, δηλαδή σημεία για τα οποία δεν υφίσταται φαινόμενο σώματος. Τα σημεία αυτά θα πρέπει να ανήκουν στην ίδια περιοχή λειτουργίας του τρανζίστορ με ίδια V_{DS} :

Σημείο	V_{GS} (V)	V_{DS} (V)	I_D (μA)	Περιοχή λειτουργίας
A	2.5	1.8	300	Κορεσμός
B	2.0	1.8	160	

$$\frac{I_{DA}}{I_{DB}} = \frac{\frac{1}{2} k_n (V_{GSA} - V_{T0})^2 (1 + \lambda V_{DSA})}{\frac{1}{2} k_n (V_{GSB} - V_{T0})^2 (1 + \lambda V_{DSB})} \Rightarrow$$

$$\frac{300}{160} = \frac{(2.5 - V_{T0})^2}{(2.0 - V_{T0})^2} \Rightarrow V_{T0} = 0.64 \text{ V}$$

Παράδειγμα 4

Για τον υπολογισμό του **συντελεστή διαμόρφωσης μήκους καναλιού λ** , επιλέγουμε στις χαρακτηριστικές που δίνονται, δύο σημεία στην περιοχή κορεσμού με την ίδια τάση V_{GS} :

Σημείο	V_{GS} (V)	V_{DS} (V)	I_D (μ A)	Περιοχή λειτουργίας
A	2.5	2.4	310	Κορεσμός
B	2.5	1.8	300	

$$\frac{I_{DA}}{I_{DB}} = \frac{\frac{1}{2} k_n (V_{GSA} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DSA})}{\frac{1}{2} k_n (V_{GSB} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DSB})} \Rightarrow$$
$$\frac{310}{300} = \frac{1 + \lambda \cdot 2.4}{1 + \lambda \cdot 1.8} \Rightarrow \lambda = 0.0617 \text{ V}^{-1}$$

Παράδειγμα 4

Για τον υπολογισμό του **συντελεστή φαινομένου σώματος γ** , επιλέγουμε δύο σημεία στις χαρακτηριστικές που δίνονται, με διαφορετική τάση V_{SB} και ίδιες τις υπόλοιπες τάσεις:

Σημείο	V_{SB} (V)	V_{GS} (V)	V_{DS} (V)	I_D (μA)	Περιοχή λειτουργίας
A	1.0	2.0	1.2	105	Κορεσμός
B	0.0	2.0	1.2	150	

$$\frac{I_{DA}}{I_{DB}} = \frac{\frac{1}{2}k_n (V_{GSA} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DSA})}{\frac{1}{2}k_n (V_{GSB} - V_{T0})^2 (1 + \lambda V_{DSB})} \Rightarrow$$
$$\frac{105}{150} = \frac{(2.0 - V_T)^2}{(2.0 - 0.64)^2} \Rightarrow V_T = 0.862V$$

$$V_T = V_{T0} + \gamma \left(\sqrt{|-2\phi_F + V_{SB}|} - \sqrt{|2\phi_F|} \right) \Rightarrow$$
$$V_T - V_{T0} = \gamma \left(\sqrt{|-2\phi_F + V_{SB}|} - \sqrt{|2\phi_F|} \right) \Rightarrow$$
$$0.862 - 0.64 = \gamma \left(\sqrt{0.6 + 1} - \sqrt{0.6} \right) \Rightarrow$$
$$0.222 = \gamma \cdot 0.49 \Rightarrow \gamma = 0.453 \text{ V}^{0.5}$$

Φαινόμενα μικρού μήκους καναλιού

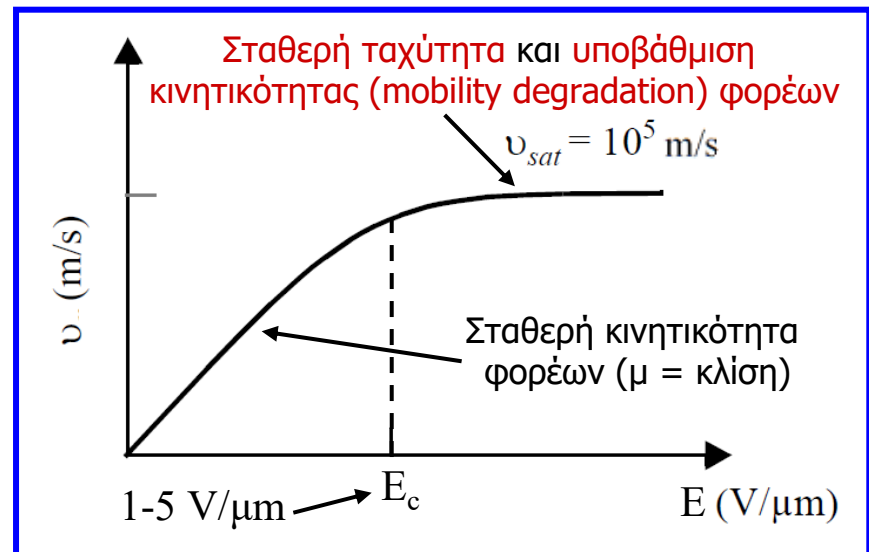
- Η λειτουργία ενός σύγχρονου τρανζίστορ μπορεί να παρουσιάσει ορισμένες σημαντικές αποκλίσεις από το μοντέλο που παρουσιάστηκε.
- Οι αποκλίσεις αυτές γίνονται ιδιαίτερα έντονες όταν πρόκειται για τρανζίστορ με πολύ μικρά μήκη καναλιού (**τρανζίστορ μικρού μήκους καναλιού - short-channel devices**) με διαστάσεις που φθάνουν πολύ χαμηλότερα από το ένα μικρόμετρο.
- Οι «ένοχοι» για την ανεπάρκεια αυτή των μοντέλων είναι μια σειρά από **φαινόμενα μικρού μήκους καναλιού (short-channel effects)** με κυριότερο το **φαινόμενο κορεσμού της ταχύτητας των φορέων (velocity saturation effect)**.
- Άλλα τέτοια φαινόμενα είναι: η αγωγή υποκατωφλίου, το φαινόμενο DIBL, η παρασιτική αντίσταση πηγής-υποδοχής, το φαινόμενο θερμών φορέων και το ρεύμα διαρροής πύλης.
- Η κατανόηση μερικών από τα φαινόμενα αυτά, που αναφέρονται και ως **φαινόμενα δεύτερης τάξης** και της επίδρασής τους στη συμπεριφορά του στοιχείου, είναι χρήσιμη για το σχεδιασμό των σύγχρονων ψηφιακών κυκλωμάτων, επομένως αξίζει να συζητηθούν.
- Ωστόσο, δεν είναι δυνατό να συμπεριλάβουμε τις επιδράσεις όλων αυτών των φαινομένων σε ένα απλό μοντέλο για ανάλυση με το χέρι.
- Η επίδραση τους μπορεί να μελετηθεί χρησιμοποιώντας εργαλεία προσομοίωσης με τη βοήθεια υπολογιστή, που χρησιμοποιούν πιο ακριβή μοντέλα για τα τρανζίστορ.

Κορεσμός ταχύτητας και υποβάθμιση κινητικότητας

των φορέων

- Με βάση τη σχέση $U = \mu \cdot E$ που χρησιμοποιήθηκε κατά τον υπολογισμό του ρεύματος σε ένα MOSFET, η ταχύτητα των φορέων είναι ανάλογη προς το ηλεκτρικό πεδίο και η κινητικότητα των φορέων είναι σταθερή.
- Ωστόσο, για υψηλές εντάσεις του οριζόντιου ηλεκτρικού πεδίου, η ταχύτητα των φορέων δεν ακολουθεί το γραμμικό αυτό μοντέλο.
- Όταν το **οριζόντιο ηλεκτρικό πεδίο** φθάνει μία **κρίσιμη τιμή E_c** , η **ταχύτητα των φορέων τείνει να κορεστεί (σταθεροποιείται)** και η **κινητικότητα τους υποβαθμίζεται**, λόγω των φαινομένων διασποράς, δηλαδή των συγκρούσεων που υφίστανται μεταξύ των φορέων.

Αφού $E \sim V_{DS} / L$, σε MOSFET με μικρό μήκος καναλιού, η κρίσιμη τιμή του οριζόντιου ηλεκτρικού πεδίου και συνεπώς ο **κορεσμός της ταχύτητας φορέων (carriers' velocity saturation)**, συμβαίνει για μικρότερες τιμές τάσης υποδοχής-πηγής (V_{DS})



Κορεσμός ταχύτητας και υποβάθμιση κινητικότητας των φορέων

- Το **κάθετο ηλεκτρικό πεδίο** που οφείλεται στην τάση πύλης, σπρώχνει τους φορείς προς το οξειδίο πύλης.
- Η **κινητικότητα των φορέων υποβαθμίζεται περαιτέρω**, λόγω των συγκρούσεων των φορέων στην διεπαφή οξειδίου καναλιού.
- Απαιτείται αναθεώρηση του υπολογισμού ρεύματος του MOSFET.
- Ταχύτητα φορέων:

$$\begin{aligned} v &= \mu \cdot E && \text{for } E \leq E_c \\ &= v_{sat} = \mu \cdot E_c && \text{for } E \geq E_c \end{aligned}$$

- Τάση υποδοχής-πηγής στην οποία συμβαίνει κορεσμός της ταχύτητας των φορέων:

$$V_{DSAT} = L \cdot E_c = \frac{L \cdot v_{sat}}{\mu}$$

Κορεσμός ταχύτητας και υποβάθμιση κινητικότητας των φορέων

- Η έκφραση ρεύματος για την γραμμική περιοχή δεν αλλάζει και παραμένει ως έχει στο μοντέλο μεγάλου μήκους καναλιού.
- Όταν εμφανίζεται μεταξύ υποδοχής και πηγής τάση ίση με V_{DSAT} , δεχόμαστε **κατά προσέγγιση ότι το ρεύμα περνάει απότομα σε κατάσταση κορεσμού με τιμή I_{DSAT}** .
- Το **ρεύμα στην περιοχή κορεσμού** μπορεί να υπολογιστεί εισάγοντας την τάση κορεσμού (V_{DSAT}) της ταχύτητας των φορέων στην έκφραση ρεύματος της γραμμικής περιοχής.

$$I_{DSAT} = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \left((V_{GS} - V_T) V_{DSAT} - \frac{V_{DSAT}^2}{2} \right)$$

$$I_{DSAT} = v_{sat} C_{ox} W \left(V_{GS} - V_T - \frac{V_{DSAT}}{2} \right)$$

$$V_{DSAT} = L \cdot v_{sat} / \mu \Rightarrow$$

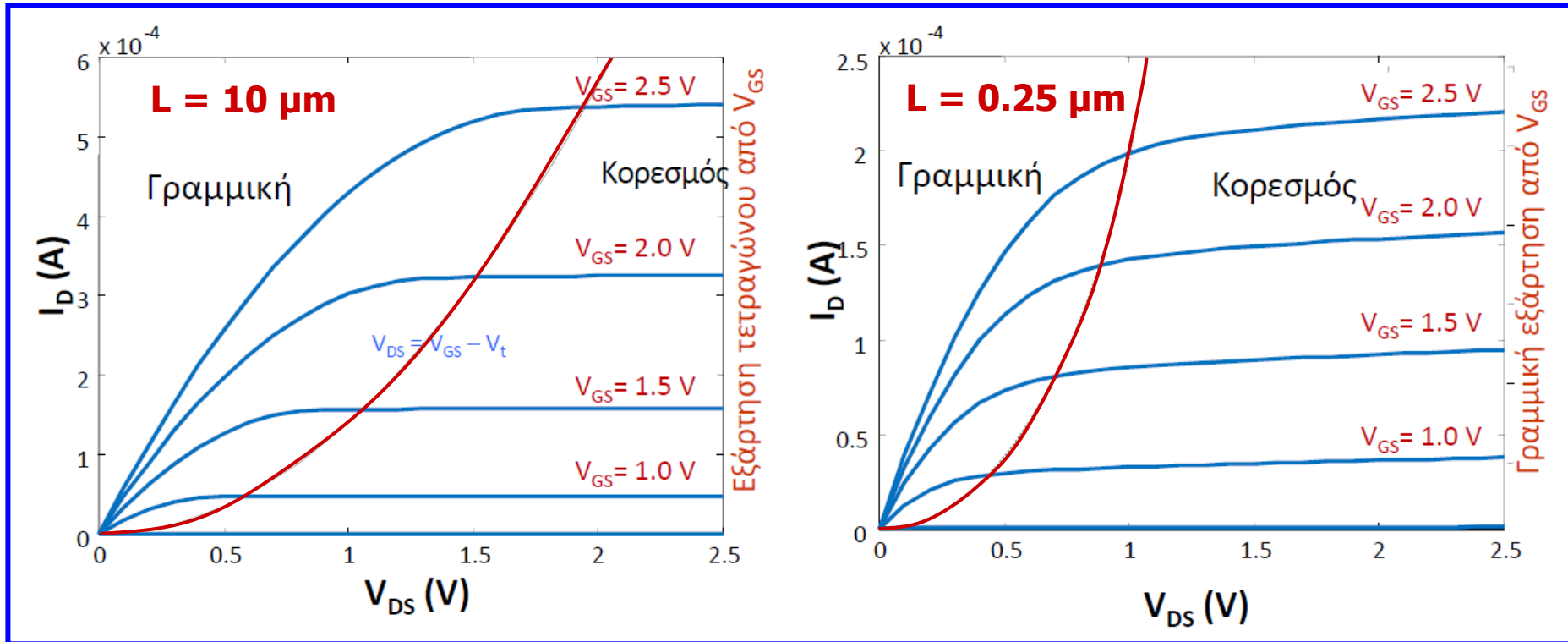
$$\mu = L \cdot v_{sat} / V_{DSAT}$$

- Το **μοντέλο** είναι **απλοποιημένο** και οδηγεί σε αποκλίσεις στη ζώνη μετάβασης μεταξύ της γραμμικής περιοχής και της περιοχής κορεσμού της ταχύτητας των φορέων.
- Το σημαντικό όμως είναι ότι οι εξισώσεις αυτές είναι συνδεδεμένες με τις εξισώσεις μεγάλου μήκους καναλιού και παρέχουν στον ψηφιακό σχεδιαστή ένα εργαλείο για την κατανόηση και ερμηνεία του φαινομένου κορεσμού της ταχύτητας των φορέων.

Κορεσμός ταχύτητας και υποβάθμιση κινητικότητας των φορέων

- Στα τρανζίστορ **MOSFET μικρού μήκους καναλιού** ισχύει ότι $V_{DSAT} < V_{GS} - V_T$, με αποτέλεσμα αυτά να παρουσιάζουν **εκτεταμένη περιοχή κορεσμού** και να τείνουν να λειτουργούν περισσότερο στην περιοχή κορεσμού από ότι τα αντίστοιχα τρανζίστορ μεγάλου μήκους καναλιού, **λόγω του κορεσμού της ταχύτητας των φορέων**.
- Το **ρεύμα κορεσμού (I_{DSAT})** παρουσιάζει **γραμμική εξάρτηση** σε σχέση με την **τάση πύλης-πηγής (V_{GS})**, η οποία έρχεται σε αντίθεση με την τετραγωνική εξάρτηση που ισχύει στα τρανζίστορ μεγάλου μήκους καναλιού.
- Αυτό μειώνει την ποσότητα ρεύματος που μπορεί να παραδώσει ένα τρανζίστορ για δεδομένη τάση ελέγχου (V_{GS}).
- Απ' την άλλη πλευρά, η μείωση της τάσης λειτουργίας δεν έχει τόσο μεγάλη επίδραση σε τρανζίστορ μικρού μήκους καναλιού σε σχέση με εκείνη που έχει σε τρανζίστορ μεγάλου μήκους καναλιού.

Κορεσμός ταχύτητας και υποβάθμιση κινητικότητας των φορέων



Τα δύο τρανζίστορ είναι κατασκευασμένα στην ίδια τεχνολογία ($0.25 \mu\text{m}$) και ο λόγος W/L και των δύο είναι ο ίδιος (1.5)

Κορεσμός ταχύτητας και υποβάθμιση κινητικότητας των φορέων

- Ένα επίσης απλοποιημένο μοντέλο που λαμβάνει υπόψη τον κορεσμό της ταχύτητας και την υποβάθμιση της κινητικότητας των φορέων, βασίζεται στο γεγονός ότι όταν τα τρανζίστορ MOSFET μικρού μήκους καναλιού λειτουργούν στην περιοχή κόρου, το ρεύμα υποδοχής είναι ανάλογο με τον όρο $(V_{GS} - V_T)^a$, όπου a : δείκτης κορεσμού της ταχύτητας των φορέων (velocity saturation index) που λαμβάνει τιμές μεταξύ 1 και 2.
- Οι εκφράσεις ρεύματος του μοντέλου, που αναφέρεται ως μοντέλο MOSFET δύναμης του a (alpha-power law MOSFET model), έχει ως εξής:

$$I_D = B (V_{GS} - V_T)^a \frac{V_{DS}}{V'_{DO}} \quad \text{ή} \quad I_D = B (V_{GS} - V_T)^a \left(2 - \frac{V_{DS}}{V'_{DO}} \right) \frac{V_{DS}}{V'_{DO}} \quad \boxed{V_{DS} \leq V'_{DO}} \quad \text{Γραμμική περιοχή}$$

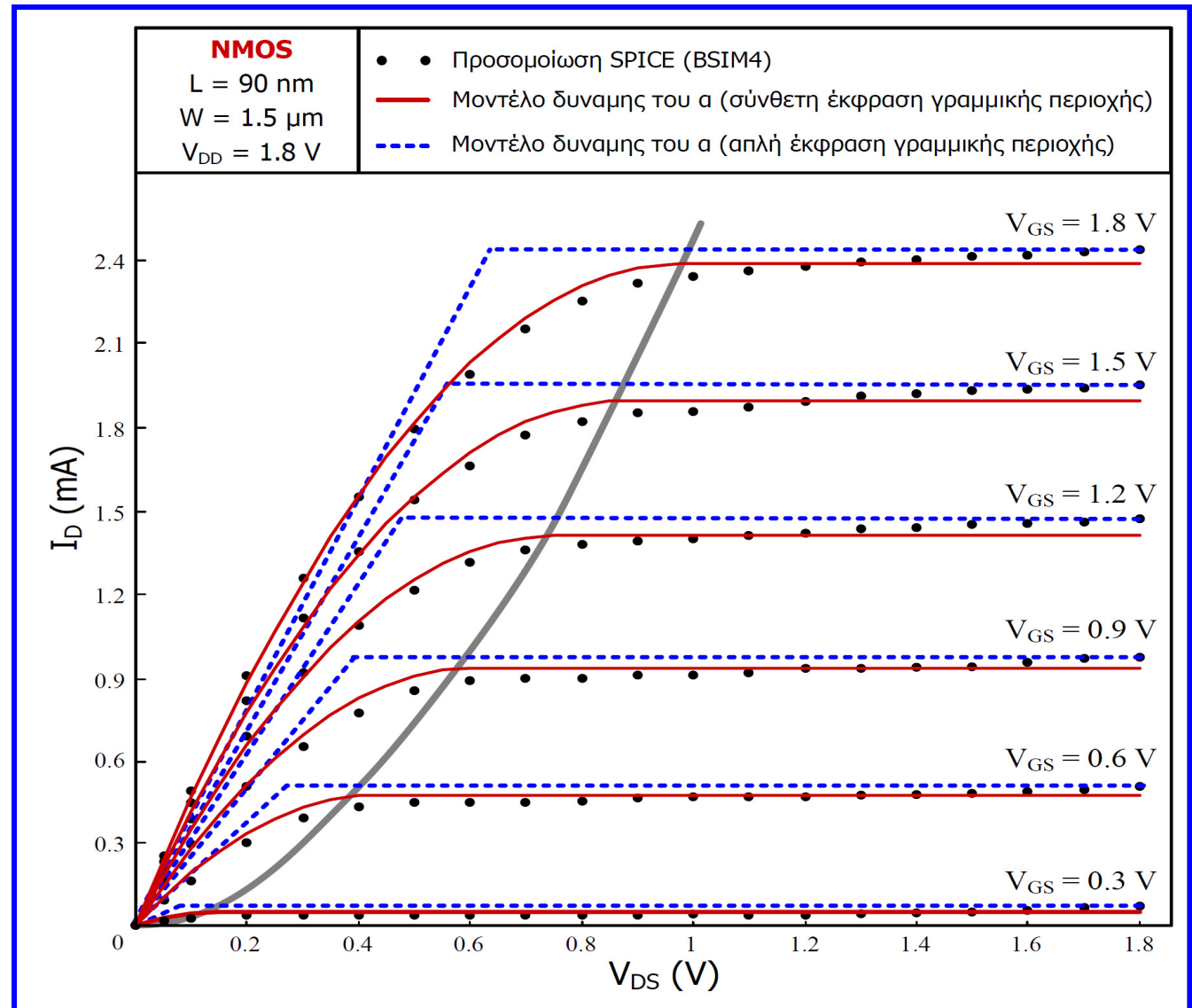
$$\boxed{I_D = B (V_{GS} - V_T)^a} \quad \boxed{V_{DS} > V'_{DO}} \quad \text{Περιοχή κορεσμού}$$

$$\boxed{V'_{DO} = K (V_{GS} - V_T)^{a/2}} \quad (\text{η τάση } V'_{DO} \text{ είναι αντίστοιχη με τη } V_{DSAT})$$

Κορεσμός ταχύτητας και υποβάθμιση κινητικότητας των φορέων

των φορέων

Η ακρίβεια του μοντέλου βελτιώνεται εάν ληφθεί υπόψη η επίδραση της διαμόρφωσης μήκους καναλιού, δηλαδή εάν γίνει προσθήκη του όρου $(1 + \lambda V_{DS})$



Παράδειγμα 5

Τα δεδομένα μετρήσεων του παρακάτω πίνακα αφορούν τρανζίστορ NMOS μικρού μήκους καναλιού με $V_{DSAT} = 0.6 \text{ V}$ και $\mu_n \cdot C_{ox} = 100 \text{ } \mu\text{A/V}^2$. Υπολογίζουμε τις παραμέτρους V_{TON} , λ , $|2\phi_f|$ και γ , καθώς και το λόγο διαστάσεων του τρανζίστορ W/L . Θεωρήστε ότι όλες οι μετρήσεις ελήφθησαν με το τρανζίστορ να λειτουργεί στην περιοχή κορεσμού.

Μέτρηση	V_{GS} (V)	V_{DS} (V)	V_{SB} (V)	I_D (μA)
1	2.5	1.8	0	1812
2	2	1.8	0	1297
3	2	2.5	0	1361
4	2	1.8	1	1146
5	2	1.8	2	1039

Στην περιοχή κορεσμού ισχύει:

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TN}) V_{DSAT} - \frac{V_{DSAT}^2}{2} \right] (1 + \lambda V_{DS})$$

Παράδειγμα 5

Από τις μετρήσεις 1 και 2, όπου δεν υφίσταται φαινόμενο σώματος ($V_{SB} = 0$):

$$1812 = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(2.5 - V_{TN0}) \cdot 0.6 - \frac{0.6^2}{2} \right] (1 + \lambda \cdot 1.8)$$

$$1297 = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(2 - V_{TN0}) \cdot 0.6 - \frac{0.6^2}{2} \right] (1 + \lambda \cdot 1.8)$$

Διαιρούμε τις παραπάνω σχέσεις κατά μέλη για να υπολογίσουμε την V_{TN0} :

$$\frac{1812}{1297} = \frac{(2.5 - V_{TN0}) \cdot 0.6 - \frac{0.6^2}{2}}{(2 - V_{TN0}) \cdot 0.6 - \frac{0.6^2}{2}} \Rightarrow 1.4 = \frac{1.32 - 0.6 \cdot V_{TN0}}{1.02 - 0.6 \cdot V_{TN0}} \Rightarrow V_{TN0} = 0.44 \text{ V}$$

Παράδειγμα 5

Από τις μετρήσεις 2 και 3, μπορούμε με τον ίδιο τρόπο να υπολογίσουμε την παράμετρο λ :

$$1297 = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(2.5 - V_{TN0}) \cdot 0.6 - \frac{0.6^2}{2} \right] (1 + \lambda \cdot 1.8)$$

$$1361 = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(2.5 - V_{TN0}) \cdot 0.6 - \frac{0.6^2}{2} \right] (1 + \lambda \cdot 2.5)$$

Διαιρούμε τις παραπάνω σχέσεις κατά μέλη και υπολογίζουμε εύκολα το συντελεστή διαμόρφωσης μήκους καναλιού (λ):

$$\frac{1297}{1361} = \frac{1 + \lambda \cdot 1.8}{1 + \lambda \cdot 2.5} \Rightarrow 0.95 = \frac{1 + \lambda \cdot 1.8}{1 + \lambda \cdot 2.5} \Rightarrow \lambda = 0.08 \text{ V}^{-1}$$

Παράδειγμα 5

Από τις μετρήσεις 2 και 4, όπου στη πρώτη δεν υφίσταται φαινόμενο σώματος ($V_{SB} = 0$) και στην δεύτερη υφίσταται ($V_{SB} = 1$ V), μπορούμε να υπολογίσουμε την V_{TN} για $V_{SB} = 1$ V :

$$1297 = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(2 - 0.44) \cdot 0.6 - \frac{0.6^2}{2} \right] (1 + \lambda \cdot 1.8)$$

$$1146 = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(2 - V_{TN}) \cdot 0.6 - \frac{0.6^2}{2} \right] (1 + \lambda \cdot 1.8)$$

Διαιρούμε τις παραπάνω σχέσεις κατά μέλη για να υπολογίσουμε την V_{TN} για $V_{SB} = 1$ V:

$$\frac{1297}{1146} = \frac{(2 - 0.44) \cdot 0.6 - \frac{0.6^2}{2}}{(2 - V_{TN}) \cdot 0.6 - \frac{0.6^2}{2}} \Rightarrow 1.132 = \frac{0.756}{1.02 - 0.6 \cdot V_{TN}} \Rightarrow V_{TN} = 0.587 \text{ V}$$

Παράδειγμα 5

Από τις μετρήσεις 2 και 5, όπου στη πρώτη δεν υφίσταται φαινόμενο σώματος ($V_{SB} = 0$) και στην δεύτερη υφίσταται ($V_{SB} = 2 \text{ V}$), μπορούμε να υπολογίσουμε την V'_{TN} για $V_{SB} = 2 \text{ V}$:

$$1297 = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(2 - 0.44) \cdot 0.6 - \frac{0.6^2}{2} \right] (1 + \lambda \cdot 1.8)$$

$$1039 = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(2 - V'_{TN}) \cdot 0.6 - \frac{0.6^2}{2} \right] (1 + \lambda \cdot 1.8)$$

Διαιρούμε τις παραπάνω σχέσεις κατά μέλη για να υπολογίσουμε την V'_{TN} για $V_{SB} = 2 \text{ V}$:

$$\frac{1297}{1039} = \frac{(2 - 0.44) \cdot 0.6 - \frac{0.6^2}{2}}{(2 - V'_{TN}) \cdot 0.6 - \frac{0.6^2}{2}} \Rightarrow 1.248 = \frac{0.756}{1.02 - 0.6 \cdot V'_{TN}} \Rightarrow V'_{TN} = 0.691 \text{ V}$$

Παράδειγμα 5

$$V_{TN} = V_{TN0} + \gamma \left(\sqrt{|-2\phi_F + V_{SB}|} - \sqrt{|2\phi_F|} \right)$$

Η παραπάνω σχέση για τις **μετρήσεις 4 και 5**, έχει ως εξής:

$$V_{TN} = 0.44 + \gamma \left(\sqrt{|-2\phi_F + 1|} - \sqrt{|2\phi_F|} \right) \Rightarrow 0.587 - 0.44 = \gamma \left(\sqrt{|-2\phi_F + 1|} - \sqrt{|2\phi_F|} \right)$$

$$V'_{TN} = 0.44 + \gamma \left(\sqrt{|-2\phi_F + 2|} - \sqrt{|2\phi_F|} \right) \Rightarrow 0.691 - 0.44 = \gamma \left(\sqrt{|-2\phi_F + 2|} - \sqrt{|2\phi_F|} \right)$$

Διαιρούμε τις παραπάνω σχέσεις κατά μέλη για να υπολογίσουμε την παράμετρο $|2\phi_F|$:

$$\frac{0.147}{0.251} = \frac{\sqrt{|-2\phi_F + 1|} - \sqrt{|2\phi_F|}}{\sqrt{|-2\phi_F + 2|} - \sqrt{|2\phi_F|}} \Rightarrow 0.585 = \frac{\sqrt{|-2\phi_F + 1|} - \sqrt{|2\phi_F|}}{\sqrt{|-2\phi_F + 2|} - \sqrt{|2\phi_F|}} \Rightarrow \dots \Rightarrow |2\phi_F| = 0.6$$

Στη συνέχεια από την **μέτρηση 4**, υπολογίζουμε την παράμετρο γ :

$$V_{TN} = V_{TN0} \pm \gamma \left(\sqrt{|-2\phi_F + V_{SB}|} - \sqrt{|2\phi_F|} \right) \Rightarrow 0.587 = 0.44 + \gamma \left(\sqrt{0.6 + 1} - \sqrt{0.6} \right) \Rightarrow \gamma = 0.3$$

Παράδειγμα 5

Από τη μέτρηση 2, μπορούμε πλέον εύκολα να υπολογίσουμε το λόγο W/L του MOSFET:

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TN0}) \cdot V_{DSAT} - \frac{V_{DSAT}^2}{2} \right] (1 + \lambda \cdot V_{DS}) \Rightarrow$$

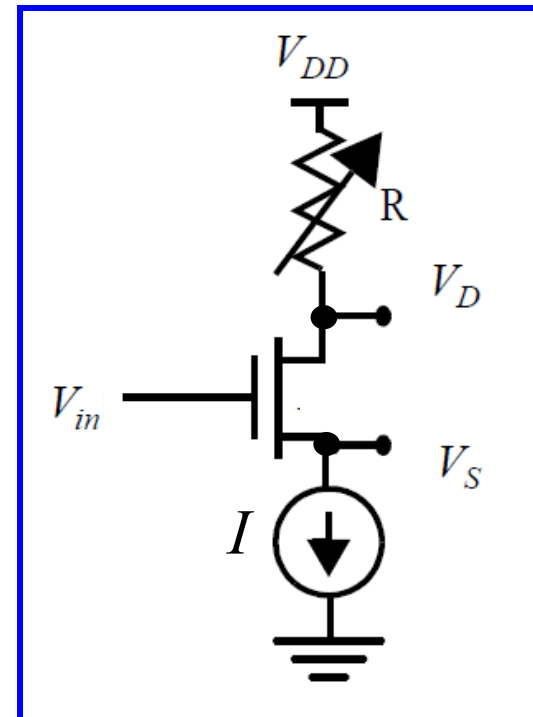
$$1297 = 100 \frac{W}{L} \left[(2 - 0.44) \cdot 0.6 - \frac{0.6^2}{2} \right] (1 + 0.08 \cdot 1.8) \Rightarrow$$

$$\frac{W}{L} = \frac{1297}{100 \left[(2 - 0.44) \cdot 0.6 - \frac{0.6^2}{2} \right] (1 + 0.08 \cdot 1.8)} \Rightarrow \frac{W}{L} = 15$$

Παράδειγμα 6

Ένα τρανζίστορ NMOS συνδέεται στο παρακάτω κύκλωμα, το οποίο λαμβάνει τάση εισόδου $V_{in} = 2\text{ V}$ και τροφοδοσία $V_{DD} = 2.5\text{ V}$. Η πηγή ρεύματος παράγει σταθερό ρεύμα $50\text{ }\mu\text{A}$. Η αντίσταση R είναι μεταβλητή και λαμβάνει τιμές μεταξύ $10\text{ k}\Omega$ και $30\text{ k}\Omega$. Για το τρανζίστορ, στο οποίο επιδρά το φαινόμενο κορεσμού της ταχύτητας των φορέων, δίνονται οι παράμετροι: $\mu_n \cdot C_{ox} = 110\text{ }\mu\text{A/V}^2$, $V_T = 0.4\text{ V}$, $V_{DSAT} = 0.6\text{ V}$, $W/L = 2.5\text{ }\mu\text{m} / 0.25\text{ }\mu\text{m}$. Υποθέτουμε ότι η επίδραση του φαινομένου σώματος και του φαινομένου διαμόρφωσης μήκους καναλιού είναι αμελητέες (δηλαδή, $\lambda = \gamma = 0$).

1. Όταν $R = 10\text{ k}\Omega$ προσδιορίζουμε την περιοχή λειτουργίας του τρανζίστορ, καθώς και τα δυναμικά των ακροδεκτών του τρανζίστορ D και S .
2. Όταν $R = 30\text{ k}\Omega$ επαναλαμβάνουμε τα ζητούμενα του προηγούμενου ερωτήματος.



Παράδειγμα 6

1.

$$V_D = V_{DD} - I \cdot R \Rightarrow V_D = (2.5 - 50 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^3) \text{ V} \Rightarrow V_D = 2 \text{ V}$$

Αρχικά υποθέτουμε ότι το τρανζίστορ λειτουργεί στην περιοχή κορεσμού, όπου ισχύει:

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TN}) V_{DSAT} - \frac{V_{DSAT}^2}{2} \right] \Rightarrow$$
$$50 = 110 \cdot 10 \cdot \left[(V_{GS} - V_T) \cdot 0.6 - \frac{0.6^2}{2} \right] \Rightarrow V_{GS} - V_T = 0.375 \text{ V} \Rightarrow V_{GS} = 0.775 \text{ V}$$

$$V_{GS} = V_G - V_S \Rightarrow V_S = V_G - V_{GS} \Rightarrow V_S = V_{in} - V_{GS} \Rightarrow V_S = (2 - 0.775) \text{ V} \Rightarrow V_S = 1.225 \text{ V}$$

$$V_{DS} = V_D - V_S \Rightarrow V_{DS} = 2 - 1.225 \Rightarrow V_{DS} = 0.775 \text{ V} > 0.6 \text{ V} = V_{DSAT} \Rightarrow \text{Κορεσμός}$$

Παράδειγμα 6

2.

$$V_D = V_{DD} - I \cdot R \Rightarrow V_D = (2.5 - 50 \cdot 10^{-6} \cdot 30 \cdot 10^3) \text{ V} \Rightarrow V_D = 1 \text{ V}$$

Αρχικά υποθέτουμε ότι το τρανζίστορ λειτουργεί στην γραμμική περιοχή, όπου ισχύει:

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TN}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \Rightarrow$$
$$50 = 110 \cdot 10 \cdot \left[(V_G - V_S - 0.4) \cdot (V_D - V_S) - \frac{(V_D - V_S)^2}{2} \right] \Rightarrow$$
$$0.045 = (V_{in} - V_S - 0.4) \cdot (1 - V_S) - \frac{(1 - V_S)^2}{2} \Rightarrow$$
$$0.045 = (2 - V_S - 0.4) \cdot (1 - V_S) - \frac{(1 - V_S)^2}{2} \Rightarrow V_S = 0.93 \text{ V}$$

$$V_{DS} = V_D - V_S \Rightarrow V_{DS} = 1 - 0.93 \Rightarrow V_{DS} = 0.07 \text{ V} < 0.6 \text{ V} = V_{DSAT} \Rightarrow \text{Γραμμική περιοχή}$$

Αγωγή υποκατωφλίου

- Τα τρανζίστορ MOSFET παρουσιάζουν μερική αγωγή για $|V_{GS}| \leq |V_T|$. Το φαινόμενο αυτό αναφέρεται ως **αγωγή υποκατωφλίου (subthreshold conduction)** ή αγωγή ασθενούς αντιστροφής (weak-inversion conduction).
- Έναρξη ισχυρής αντιστροφής σημαίνει ότι άφθονοι φορείς είναι διαθέσιμοι για αγωγή, αλλά αυτό δε σημαίνει ότι δεν ρέει καθόλου ρεύμα για τάσεις πύλης-πηγής χαμηλότερες από την τάση κατωφλίου, αν και τα επίπεδα ρεύματος κάτω από αυτές τις συνθήκες είναι μικρά.
- Συνεπώς, η μετάβαση του στοιχείου από την κατάσταση αγωγής (on) στην κατάσταση αποκοπής (off) δεν είναι απότομη αλλά βαθμιαία.
- Η **τιμή του ρεύματος για $|V_{GS}| \leq |V_T|$ δεν πέφτει αμέσως στο 0, αλλά εξασθενεί εκθετικά.**
- Αυτό οφείλεται διότι κατά την απουσία αγωγίμου καναλιού, οι περιοχές πηγής (n+), υποστρώματος (p) και υποδοχής (n+) σχηματίζουν ένα παρασιτικό διπολικό τρανζίστορ.
- Το **ρεύμα υποκατωφλίου (subthreshold current)** προσεγγίζεται ως εξής:

$$I_D = I_S e^{\frac{V_{GS}}{nkT/q}} \left(1 - e^{-\frac{V_{DS}}{kT/q}} \right)$$

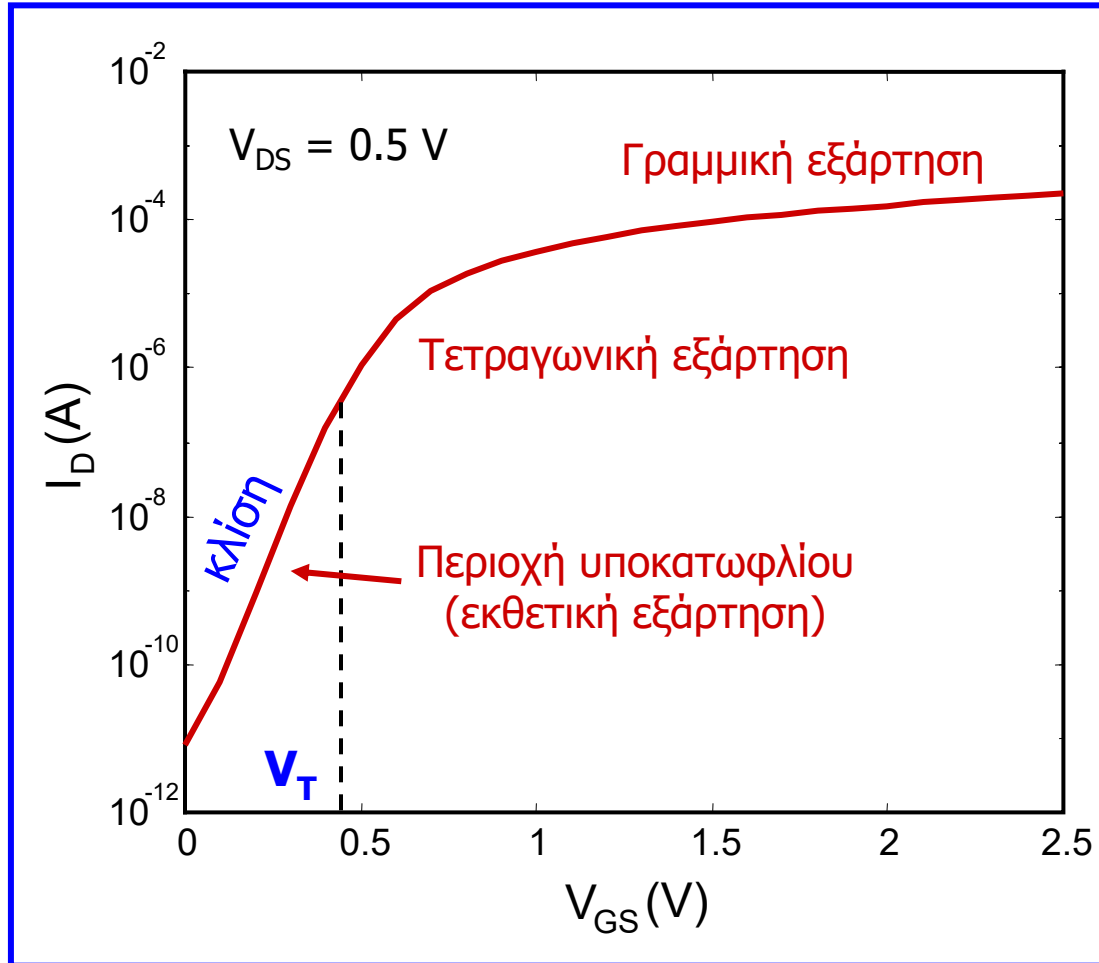
$$n = 1 + \frac{C_D}{C_{ox}}$$

τυπικές τιμές
του $n \sim 1.5$

kT/q : θερμική τάση
(26 mV στους 27 °C)

I_S : εμπειρική παράμετρος (I_D για $V_{GS} = 0$, $V_{DS} = V_{DD}$), k : σταθερά Boltzman $1.38 \cdot 10^{-23}$ J/°K, q : φορτίο ηλεκτρονίου, T : θερμοκρασία, C_D : χωρητικότητα περιοχής υποδοχής.

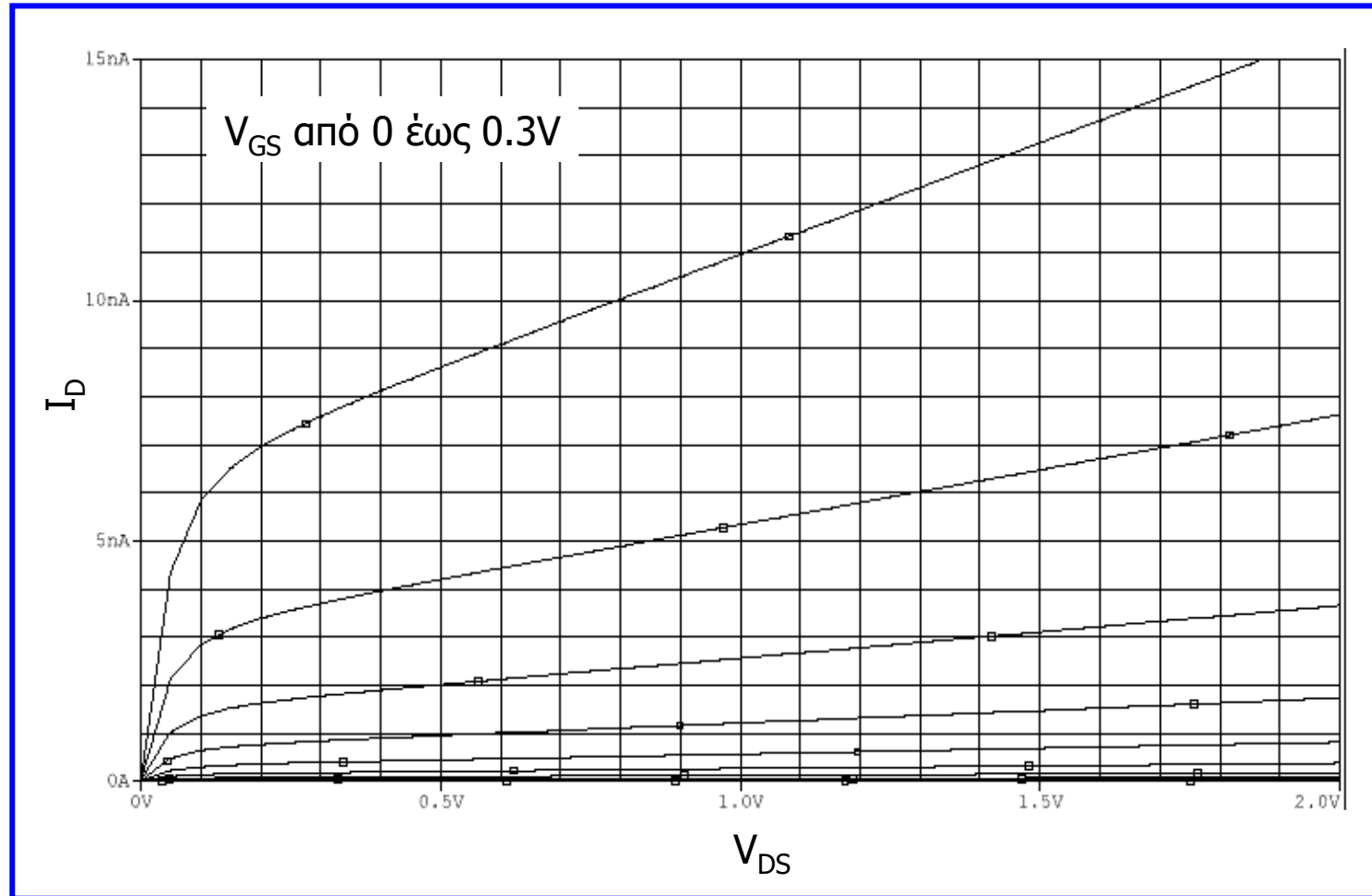
Αγωγή υποκατωφλίου



- Η παρουσία του ρεύματος υποκατωφλίου είναι ανεπιθύμητη επειδή προκαλεί απόκλιση από την ιδανική διακοπτική συμπεριφορά του τρανζίστορ.
- Είναι λοιπόν επιθυμητή η γρήγορη πτώση του ρεύματος όταν η V_{GS} πέφτει κάτω από την V_T .
- Ο ρυθμός εξασθένησης του ρεύματος σε σχέση με την τάση V_{GS} κάτω από την V_T , που προσδιορίζεται από την κλίση μείωσης του ρεύματος, αποτελεί μέτρο ποιότητας για το τρανζίστορ.
- Η κλίση αυτή μείωσης του ρεύματος μειώνεται με την αύξηση της θερμοκρασίας λειτουργίας.

Αγωγή υποκατωφλίου

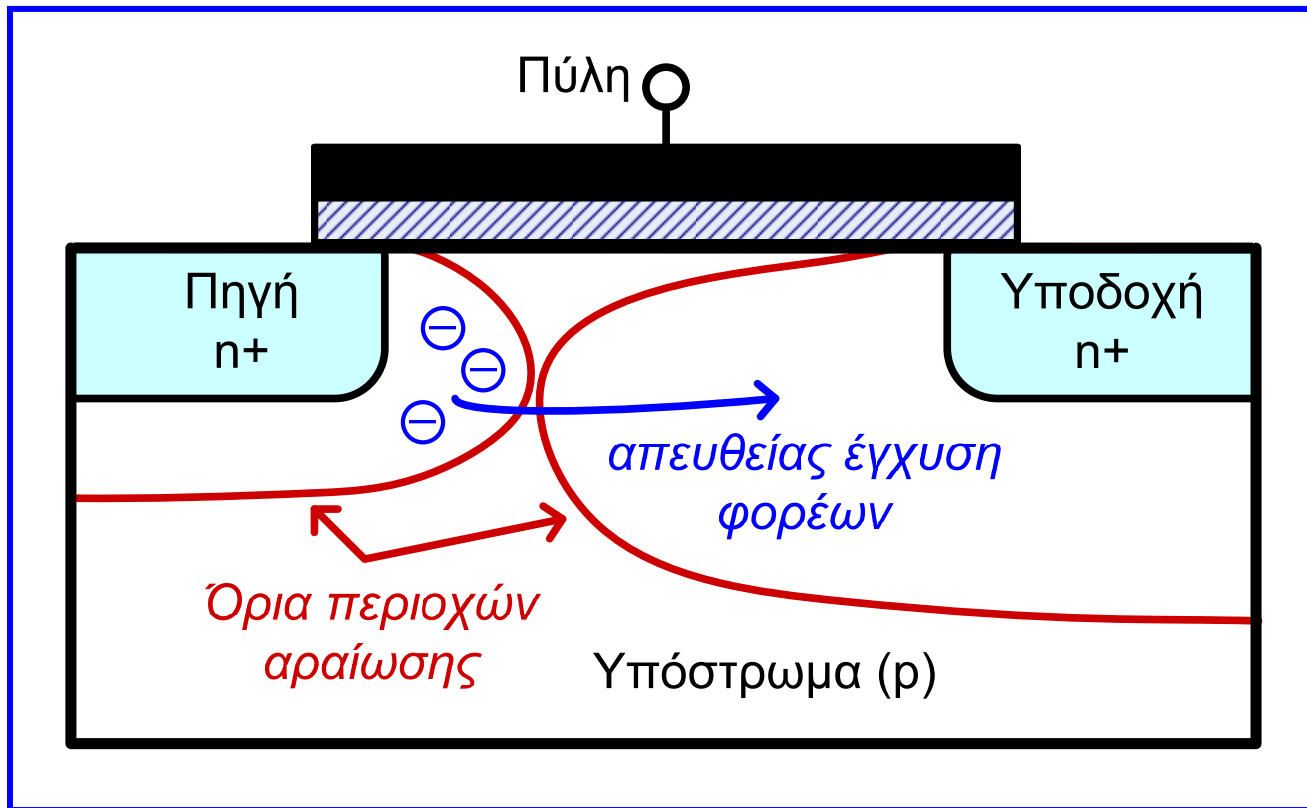
Χαρακτηριστικές υποκατωφλίου τρανζίστορ NMOS ($L = 0.25 \mu\text{m}$)



Μείωση φράγματος επαγόμενης υποδοχής (DIBL)

- Μέχρι τώρα διαπιστώσαμε ότι η τάση κατωφλίου είναι συνάρτηση μόνο της τεχνολογίας κατασκευής και της εφαρμοζόμενης τάσης V_{SB} .
- Όσο το μήκος καναλιού των τρανζίστορ μειώνεται, το μοντέλο αυτό της V_T γίνεται ανακριβές και η τάση κατωφλίου γίνεται συνάρτηση και της V_{DS} .
- Στην εξαγωγή της σχέσης της τάσης κατωφλίου ελήφθη υπόψη μόνο η περιοχή αραίωσης του καναλιού που οφείλεται αποκλειστικά στην εφαρμοζόμενη τάση πύλης.
- Όταν μειώνεται το μήκος καναλιού, με την αύξηση της τάσης υποδοχής-πηγής αυξάνεται το εύρος της περιοχής αραίωσης που δημιουργείται στην υποδοχή και το ηλεκτρικό πεδίο της υποδοχής εισχωρεί στην περιοχή αραίωσης που δημιουργείται στην πηγή, υποβοηθώντας έτσι την έναρξη της ισχυρής αντιστροφής.
- Το φαινόμενο αυτό αναφέρεται ως **μείωση φράγματος επαγόμενης υποδοχής (drain induced barrier lowering, DIBL)**.
- Αυτό έχει ως αποτέλεσμα, όταν αυξάνεται η V_{DS} , να προκαλείται **μείωση της τάσης κατωφλίου** και κατά συνέπεια **αύξηση του ρεύματος του τρανζίστορ**.
- Το φαινόμενο DIBL επιδρά στις χαρακτηριστικές του τρανζίστορ προκαλώντας αύξηση του ρεύματος υποδοχής κυρίως για αυξημένες τιμές της V_{DS} (περιοχή κορεσμού).
- Η αύξηση αυτή του ρεύματος προστίθεται σε εκείνη που οφείλεται στη διαμόρφωση του μήκους καναλιού.

Μείωση φράγματος επαγόμενης υποδοχής (DIBL)



Λόγω του φαινομένου DIBL **μειώνεται η τάση κατωφλίου κατά $n_{\text{DIBL}} \cdot V_{\text{DS}}$** (τυπικές τιμές συντελεστή $n_{\text{DIBL}} \sim 0.1 - 0.2$) και **αυξάνεται η κλίση των χαρακτηριστικών $I_{\text{D}} - V_{\text{DS}}$** του τρανζίστορ κυρίως στην περιοχή κορεσμού

Παρασιτικές αντιστάσεις πηγής-υποδοχής

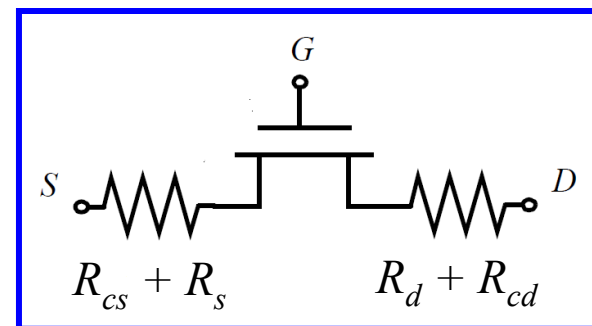
- Η επίδοση ενός κυκλώματος CMOS επηρεάζεται από τις παρασιτικές αντιστάσεις των περιοχών και επαφών υποδοχής και πηγής.
- Στα τρανζίστορ μεγάλου μήκους καναλιού, οι παρασιτικές αυτές αντιστάσεις είναι αμελητέες συγκρινόμενες με την αντίσταση του καναλιού.
- Η επίδρασή τους όμως είναι πιο έντονη όταν έχουμε σμίκρυνση του μήκους καναλιού των τρανζίστορ, αφού τότε αποτελούν αξιοσημείωτο μέρος της αντίστασης καναλιού και μπορούν να προκαλέσουν σημαντική υποβάθμιση του ρεύματος του τρανζίστορ.
- Η υποβάθμιση αυτή είναι πιο σημαντική στην γραμμική περιοχή λειτουργίας (μικρές τιμές V_{DS}), αφού σε αυτή η αντίσταση καναλιού είναι μικρή (μεγάλη κλίση των χαρακτηριστικών $I_D - V_{DS}$).

$$I_D = \frac{V_{DS}}{R_{ch} + R_{sd}} \quad R_{ch} = \frac{V_{DS}}{I_{D- \text{χωρίς } R_{sd}}} \quad I_D = \frac{I_{D- \text{χωρίς } R_{sd}}}{1 + (R_{sd} I_{D- \text{χωρίς } R_{sd}}) / V_{DS}}$$

$$R_{sd} = R_s + R_{cs} + R_d + R_{cd}$$

R_s και R_d : αντιστάσεις περιοχών

R_{cs} και R_{cd} : αντιστάσεις επαφών



Παρασιτικές αντιστάσεις πηγής-υποδοχής

- Οι παρασιτικές αντιστάσεις πηγής και υποδοχής προκαλούν μείωση της επίδοσης του στοιχείου, επειδή μειώνουν το ρεύμα υποδοχής για δεδομένη τάση ελέγχου (πύλης).
- Επομένως, η διατήρηση της τιμής τους σε όσο το δυνατόν χαμηλότερα επίπεδα είναι σημαντικός στόχος.
- Μία δημοφιλής επιλογή σε πολλές σύγχρονες διεργασίες είναι η κάλυψη των περιοχών υποδοχής και πηγής με υλικά χαμηλής ειδικής αντίστασης όπως το τιτάνιο και το βολφράμιο.
- Η διεργασία αυτή ονομάζεται **διεργασία πυριτιούχου υλικού (silicidation)** και μειώνει δραστικά τις παρασιτικές αντιστάσεις
- Μία άλλη δυνατότητα είναι η **κατασκευή των τρανζίστορ με μεγαλύτερο πλάτος** από όσο απαιτείται.
- Συνεπώς, με μία διεργασία κατασκευής που περιλαμβάνει τη διεργασία πυριτιούχου υλικού, καθώς και με την απαραίτητη προσοχή κατά το φυσικό σχεδιασμό, μειώνεται σημαντικά η επίδραση των παρασιτικών αντιστάσεων.

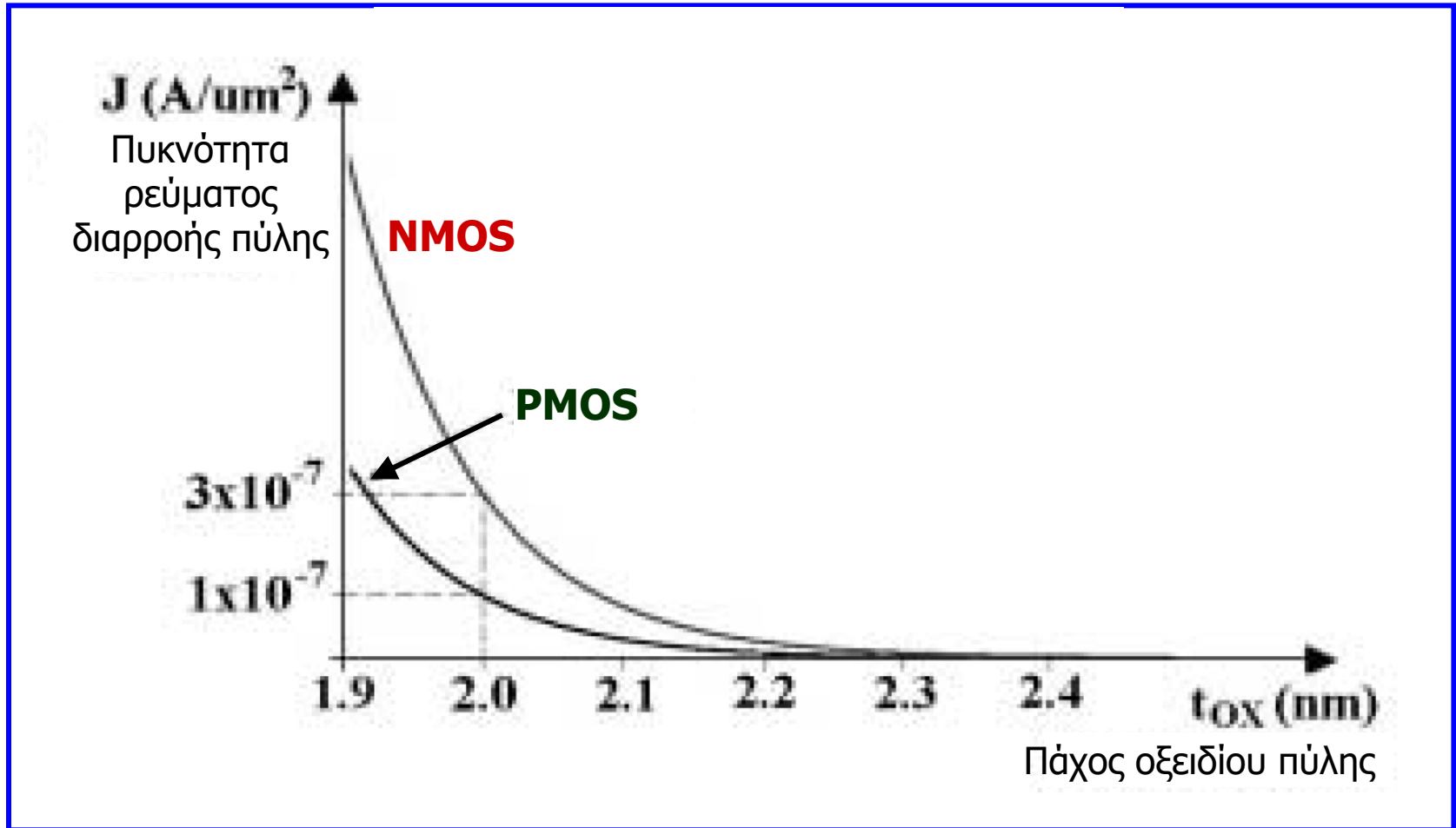
Φαινόμενο θερμών φορέων

- Κατά τις περασμένες δεκαετίες, οι διαστάσεις των τρανζίστορ μειωνόταν συνεχώς, αλλά η τάση τροφοδοσίας τους δεν μειώνονταν ανάλογα.
- Με την μείωση του μήκους καναλιού, αυξάνεται η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου με συνέπεια την αυξημένη ταχύτητα των φορέων, οι οποίοι μπορούν να εγκαταλείψουν το πυρίτιο και να διεισδύσουν στο οξειδίο της πύλης όταν αποκτήσουν αρκετή ενέργεια.
- Οι παγιδευμένοι στο οξειδίο φορείς αλλάζουν, με το πέρασμα του χρόνου, την τάση κατωφλίου (τυπικά την αυξάνουν στα NMOS, ενώ τη μειώνουν στα PMOS τρανζίστορ).
- Το φαινόμενο αυτό αναφέρεται ως **φαινόμενο θερμών φορέων (hot-carrier effect)**.
- Για να γίνει ένα ηλεκτρόνιο θερμό, απαιτείται πεδίο τουλάχιστον 10^4 V/cm, συνθήκη η οποία ικανοποιείται εύκολα σε τρανζίστορ με μήκος καναλιού μικρότερου του 1 μm .
- Το φαινόμενο των θερμών ηλεκτρονίων μπορεί να οδηγήσει μακροπρόθεσμα σε προβλήματα αξιοπιστίας, δηλαδή σε υποβαθμισμένη λειτουργία των τρανζίστορ.
- Έτσι, οι υπερσύγχρονες τεχνολογίες MOSFET χρησιμοποιούν **ειδικά κατασκευασμένες περιοχές υποδοχής και πηγής**, ώστε να εξασφαλίζονται περιορισμένες μέγιστες τιμές ηλεκτρικών πεδίων και να αποτρέπεται η προσέγγιση τιμών ενέργειας από τους φορείς, που θα τους επέτρεπαν να γίνουν θερμοί.
- Η **μειωμένη τάση τροφοδοσίας** που εφαρμόζεται στις τεχνολογίες πολύ μικρού μήκους καναλιού, αποδίδεται και στην ανάγκη να ελεγχθεί το φαινόμενο θερμών φορέων.

Ρεύμα διαρροής πύλης

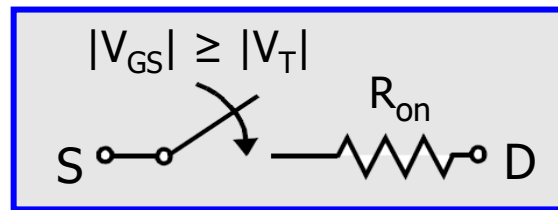
- Ένα από τα αποτελέσματα της αλματώδους κλιμάκωσης της τεχνολογίας CMOS τα τελευταία χρόνια, είναι η μείωση του πάχους του οξειδίου της πύλης των τρανζίστορ σε τιμές μικρότερες από 2 nm.
- Βασικό πρόβλημα που προκαλεί η συνεχής μείωση του πάχους του οξειδίου πύλης, είναι η αύξηση του **ρεύματος διαρροής πύλης (gate-leakage current)**.
- Το **ρεύμα διαρροής πύλης** αυξάνεται με την **αύξηση της τάσης πύλης** και την **μείωση του πάχους του οξειδίου πύλης**.
- Το ρεύμα διαρροής πύλης στα τρανζίστορ NMOS είναι 3 έως 10 φορές μεγαλύτερο από εκείνο των τρανζίστορ PMOS της ίδιας τεχνολογίας.
- Για τιμές πάχους του οξειδίου της πύλης μικρότερου των 2 nm, το ρεύμα διαρροής πύλης αυξάνεται κατά 2.5 – 3 φορές για κάθε 0.1 nm μείωσης του πάχους του οξειδίου πύλης.

Ρεύμα διαρροής πύλης



Ισοδύναμη αντίσταση του τρανζίστορ MOSFET

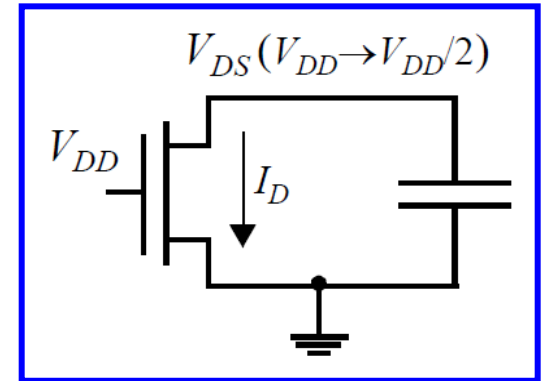
- Οι εκφράσεις ρεύματος στις οποίες καταλήξαμε για τρανζίστορ μεγάλου ή μικρού μήκους καναλιού, συνιστούν την μοντελοποίηση του τρανζίστορ ως πηγή ρεύματος.
- Το **μοντέλο πηγής ρεύματος** είναι πολύ χρήσιμο στην ανάλυση βασικών παραμέτρων των ψηφιακών πυλών, ωστόσο η **μη γραμμικότητά** του το καθιστά **δύσχρηστο**.
- Έτσι, εισάγουμε ένα **απλό γραμμικό μοντέλο** που βασίζεται στην υπόθεση ότι το **τρανζίστορ είναι διακόπτης** με άπειρη αντίσταση αποκοπής και **πεπερασμένη αντίσταση αγωγής R_{on}** .



- Το κύριο πρόβλημα με το μοντέλο αυτό είναι το ότι η **αντίσταση αγωγής** είναι **μεταβλητή στο χρόνο**, **μη γραμμική** και **εξαρτημένη από την περιοχή λειτουργίας** του τρανζίστορ.
- Όταν μελετάμε ψηφιακά κυκλώματα, κατά τη μετάβαση μεταξύ των δύο λογικών καταστάσεων, μπορούμε να θεωρήσουμε ότι η **αντίσταση αγωγής** είναι μία **σταθερή και γραμμική αντίσταση R_{eq}** , επιλεγμένη έτσι ώστε το τελικό αποτέλεσμα να είναι παρόμοιο με αυτό που θα λαμβανόταν από το πραγματικό τρανζίστορ.
- Μία εύλογη προσέγγιση είναι να χρησιμοποιήσουμε τη **μέση τιμή των αντιστάσεων αγωγής στα δύο άκρα μιας μετάβασης**.

Ισοδύναμη αντίσταση του τρανζίστορ MOSFET

- Θεωρώντας την εκφόρτιση ενός πυκνωτή από την τάση τροφοδοσίας (V_{DD}) στη γείωση, μέσω ενός τρανζίστορ NMOS και ότι ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει το σημείο όπου η τάση του πυκνωτή φθάνει στο μισό της τάσης τροφοδοσίας (στο οποίο υπολογίζεται η καθυστέρηση), μπορούμε να υπολογίσουμε την ισοδύναμη (μέση) αντίσταση αγωγής.
- Στην πύλη του τρανζίστορ εφαρμόζεται τάση ίση με την τάση τροφοδοσίας.
- Επειδή η τάση τροφοδοσίας είναι αρκετά μεγαλύτερη από την τάση V_{DSAT} , το τρανζίστορ λειτουργεί στην περιοχή κορεσμού, κατά τη διάρκεια της μετάβασης που μας ενδιαφέρει.



$$R_{eq} = \frac{R_{on}(t_1) + R_{on}(t_2)}{2}$$

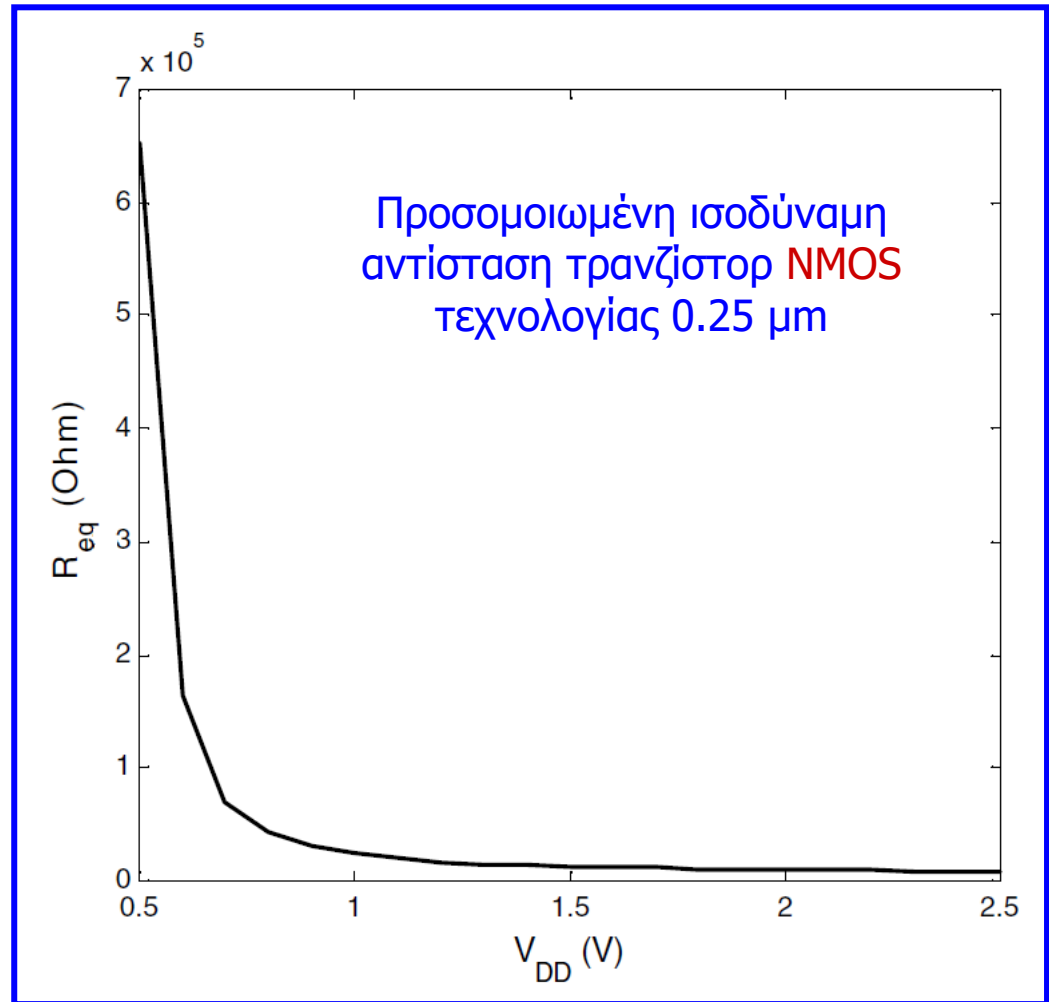
$$I_{DSAT} = \mu_{sat} C_{ox} W \left(V_{DD} - V_T - \frac{V_{DSAT}}{2} \right)$$

απλοποίηση
με ανάπτυγμα
Taylor

$$R_{eq} = \frac{1}{2} \left[\frac{V_{DD}}{I_{DSAT} (1 + \lambda V_{DD})} + \frac{V_{DD}/2}{I_{DSAT} (1 + \lambda V_{DD}/2)} \right] \approx \frac{3}{4} \frac{V_{DD}}{I_{DSAT}} \left(1 - \frac{5}{6} \lambda V_{DD} \right)$$

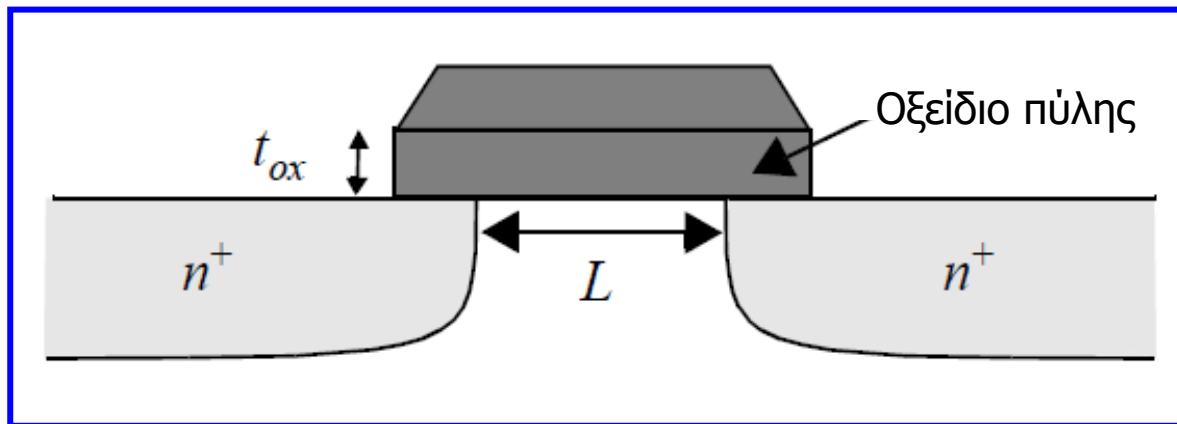
Ισοδύναμη αντίσταση του τρανζίστορ MOSFET

- Η **αντίσταση** είναι **αντιστρόφως ανάλογη** του **πλάτους καναλιού (W)** του τρανζίστορ, που σημαίνει ότι με διπλασιασμό του πλάτους του τρανζίστορ, η αντίσταση μειώνεται στο μισό.
- Για $V_{DD} \gg V_T + V_{DSAT}/2$, η **αντίσταση** του τρανζίστορ γίνεται **ανεξάρτητη από την τάση τροφοδοσίας**. Για μεγάλες τιμές της τάσης τροφοδοσίας, η αύξησή της οδηγεί σε μικρή μεταβολή της αντίστασης που οφείλεται στη διαμόρφωση μήκους καναλιού.
- Όταν η **τάση τροφοδοσίας προσεγγίζει την τάση κατωφλίου**, η **αντίσταση** παρουσιάζει **σημαντική αύξηση**.



Χωρητικότητες στο τρανζίστορ MOSFET

- Η απόκριση ενός τρανζίστορ MOSFET είναι συνάρτηση του χρόνου που διαρκεί η εκφόρτιση και η φόρτιση των **ενδογενών παρασιτικών χωρητικότητων** του καθώς και της επιπλέον χωρητικότητας που εισάγεται από τις γραμμές διασύνδεσης και το φορτίο.
- Οι χωρητικότητες αυτές προέρχονται από τρεις πηγές: τη **βασική δομή του τρανζίστορ**, το **φορτίο καναλιού** και τις **περιοχές υποδοχής και πηγής**.
- Εκτός από τις χωρητικότητες της δομής, οι υπόλοιπες είναι **μη γραμμικές** και μεταβάλλονται με την εφαρμοζόμενη τάση, γεγονός που δυσκολεύει την ανάλυσή τους.
- Η πύλη του τρανζίστορ απομονώνεται από το αγώγιμο κανάλι με το **οξειδίο πύλης**, το οποίο έχει μία **χωρητικότητα ανά μονάδα επιφάνειας** ίση με $C_{ox} = \epsilon_{ox} / t_{ox}$.



$$\begin{aligned}\epsilon_{ox} &= \text{διηλεκτρική σταθερά} \\ &\text{οξειδίου} = 3.97 \cdot \epsilon_0 = \\ &= 3.97 \cdot 8.85 \cdot 10^{-12} \text{ F/m} = \\ &= 3.5 \cdot 10^{-11} \text{ F/m}\end{aligned}$$

$$t_{ox} = \text{πάχος οξειδίου πύλης}$$

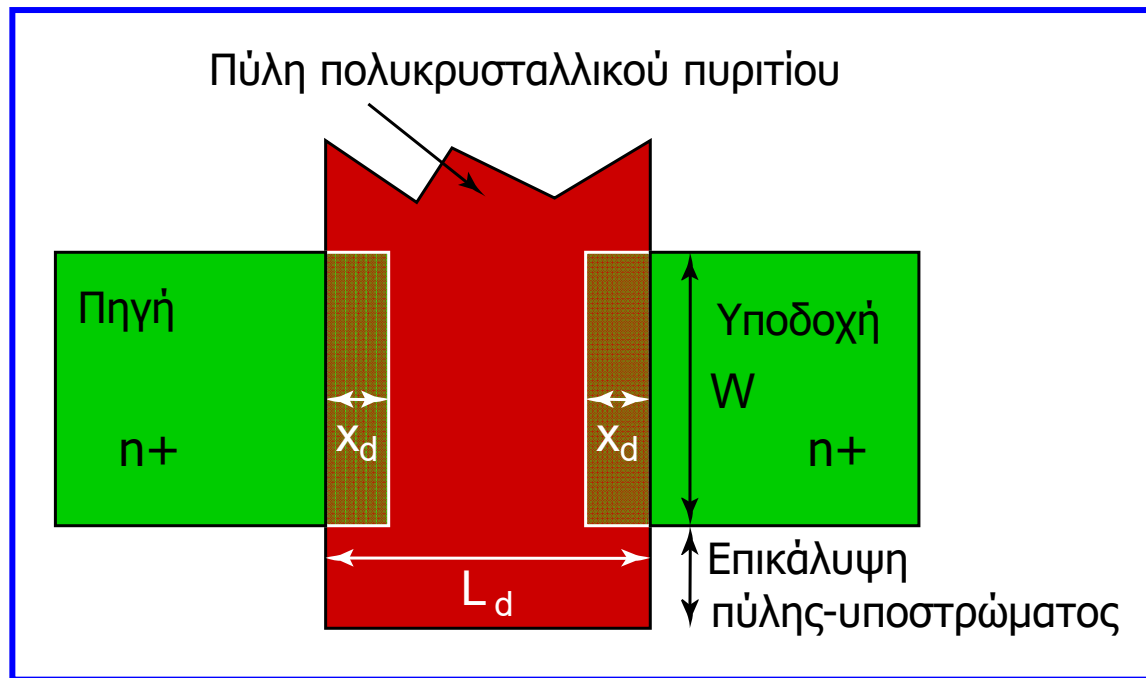
Πάχος οξειδίου πύλης 2.5 nm
μεταφράζεται σε χωρητικότητα
οξειδίου 14 fF/ μm^2

Χωρητικότητες στο τρανζίστορ MOSFET

- Η **χωρητικότητα πύλης** C_G του τρανζίστορ αποτελείται από δύο συστατικά.
- Το **πρώτο συστατικό** της C_G οφείλεται στην **δομή του τρανζίστορ**, ενώ το δεύτερο οφείλεται στο **φορτίο του καναλιού**.
- Ιδανικά, οι περιοχές διάχυσης της πηγής και της υποδοχής τελειώνουν ακριβώς στην ακμή του οξειδίου της πύλης.
- Στην πραγματικότητα, και οι δύο περιοχές τείνουν να επεκταθούν ελαφρώς κάτω από το οξείδιο κατά ένα μέγεθος x_d που ονομάζεται **πλευρική διάχυση (lateral diffusion)**.
- Έτσι, το **ενεργό μήκος του καναλιού** L_d του τρανζίστορ γίνεται μικρότερο από το μήκος με το οποίο σχεδιάστηκε αρχικά το τρανζίστορ κατά ένα παράγοντα $\Delta L = 2x_d$.
- Η επέκταση αυτή επιφέρει μία παρασιτική χωρητικότητα μεταξύ της πύλης και της πηγής και μεταξύ της πύλης και της υποδοχής, που αναφέρεται ως **χωρητικότητα επικάλυψης (overlap capacitance)**.

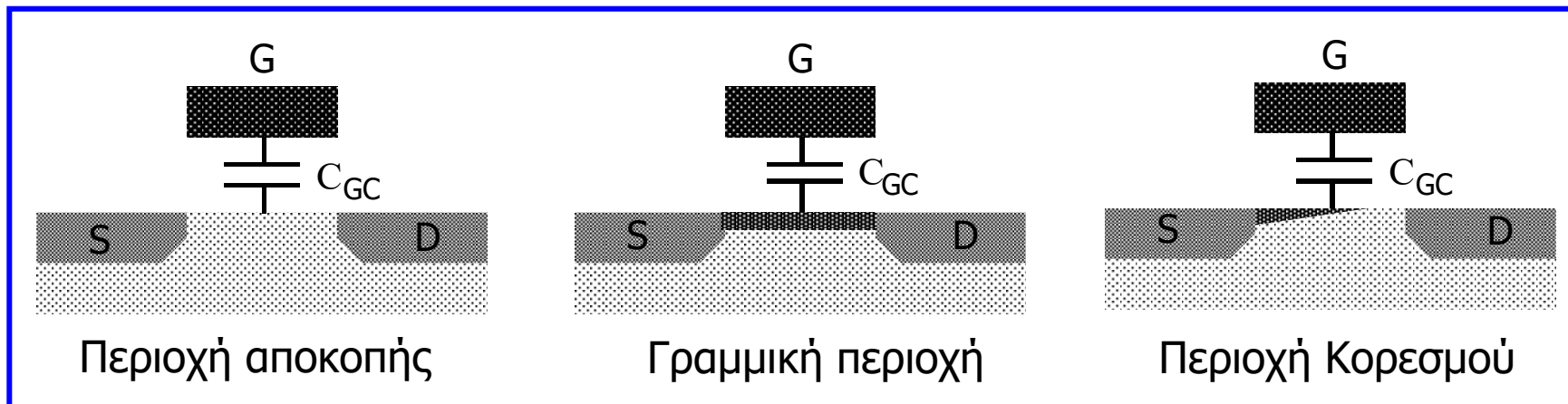
$$C_{GSO} = C_{GDO} = C_{ox} x_d W = C_{gso} W = C_{gdo} W$$

Χωρητικότητες στο τρανζίστορ MOSFET



- Το **πιο σημαντικό παρασιτικό στοιχείο** των κυκλωμάτων που δομούνται από MOSFET, είναι η **χωρητικότητα πύλης-καναλιού** C_{GC} , η οποία μεταβάλλεται σε ότι αφορά το μέγεθός της και τη διαίρεσή της σε τρεις συνιστώσες C_{GCS} , C_{GCD} και C_{GCB} (**χωρητικότητες πύλης-πηγής, πύλης-υποδοχής και πύλης-υποστρώματος**, αντίστοιχα), ανάλογα με την περιοχή λειτουργίας και τις τάσεις των ακροδεκτών του τρανζίστορ.
- Ένα απλουστευμένο **μοντέλο χωρητικότητας πύλης-καναλιού** είναι αυτό των **γραμμικών τμημάτων** (piecewise-linear) με σταθερή τιμή χωρητικότητας σε κάθε περιοχή λειτουργίας.

Χωρητικότητες στο τρανζίστορ MOSFET



Περιοχή λειτουργίας	C_{GCB}	C_{GCS}	C_{GCD}	C_{GC}
Αποκοπή	$C_{ox}WL$	0	0	$C_{ox}WL$
Γραμμική	0	$C_{ox}WL / 2$	$C_{ox}WL / 2$	$C_{ox}WL$
Κορεσμός	0	$(2/3)C_{ox}WL$	0	$(2/3)C_{ox}WL$

$$C_G = C_{GC} + C_{GDO} + C_{GSO}$$

Χωρητικότητες στο τρανζίστορ MOSFET

- Παρασιτικές χωρητικότητες δημιουργούνται επίσης στις ανάστροφα πολωμένες **επαφές μεταξύ πηγής και υποστρώματος και μεταξύ υποδοχής και υποστρώματος**, που αναφέρονται ως **χωρητικότητες διάχυσης (diffusion capacitances)**.
- Καθεμία από τις δύο επαφές αποτελείται από δύο μέρη:
 - ✓ την **επαφή βάσης (bottom-plate junction)**, η οποία σχηματίζεται από την περιοχή διάχυσης και το υπόστρωμα, με χωρητικότητα $C_{\text{bottom}} = C_j W L_S$, όπου C_j είναι η χωρητικότητα επαφής ανά μονάδα επιφάνειας και L_S το μήκος της επαφής.
 - ✓ την **επαφή περιφερειακών πλευρών (side-wall junction)**, που σχηματίζεται από την περιοχή διάχυσης και τις εμφυτεύσεις p+ του τέρματος καναλιού, με χωρητικότητα $C_{\text{sidewall}} = C_{jsw} (W + 2L_S)$, όπου C_{jsw} είναι η χωρητικότητα επαφής ανά μονάδα περιφέρειας.
- Για την τέταρτη πλευρά της περιοχής διάχυσης δεν προσμετράται χωρητικότητα περιφερειακής πλευράς, λόγω του ότι η πλευρά αυτή αφορά το αγωγίμο κανάλι.
- Οι χωρητικότητες C_j , C_{jsw} είναι **μη γραμμικές και μειώνονται με την αύξηση της πόλωσης**:

$$C_j = C_{j0} \left(1 - \frac{V_j}{\phi_b} \right)^{-m_j}$$

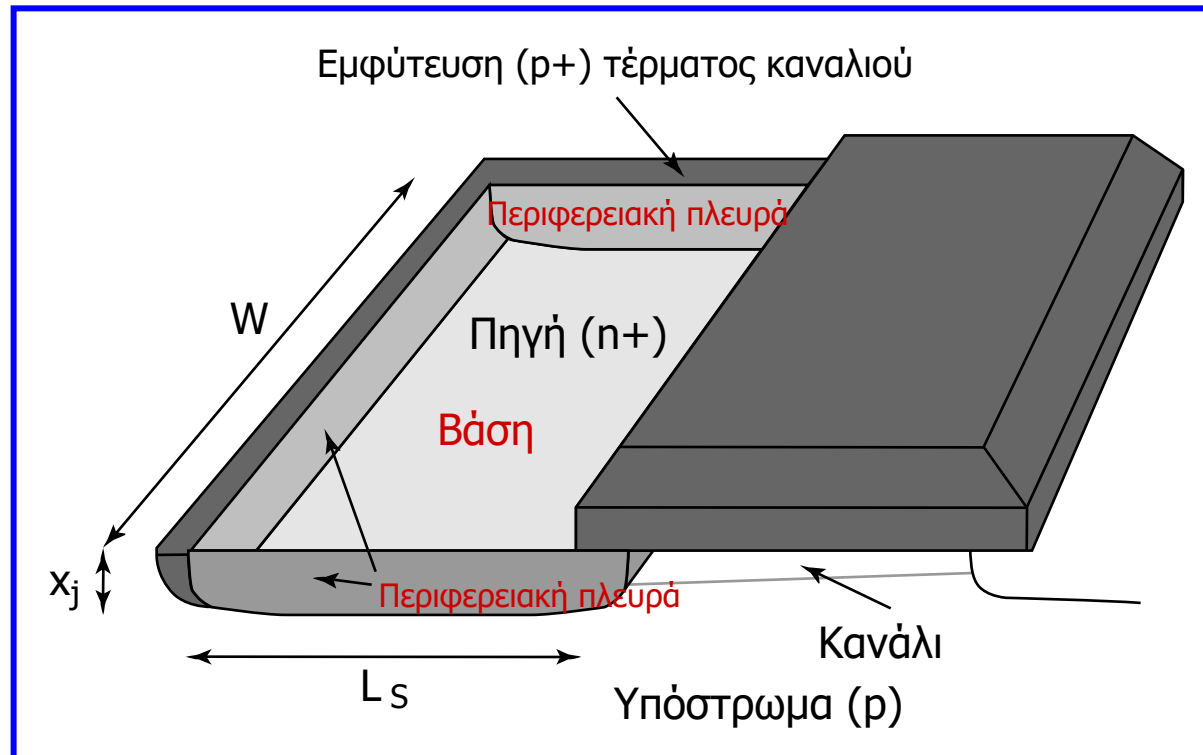
V_j : τάση (πόλωση) επαφής υποστρώματος - περιοχής διάχυσης

C_{j0} : χωρητικότητα για $V_j = 0$

ϕ_b : ενσωματωμένο δυναμικό επαφής (0.6 – 1 V)

m_j : 0.3 – 0.5. Αντίστοιχη σχέση ισχύει για την C_{jsw} .

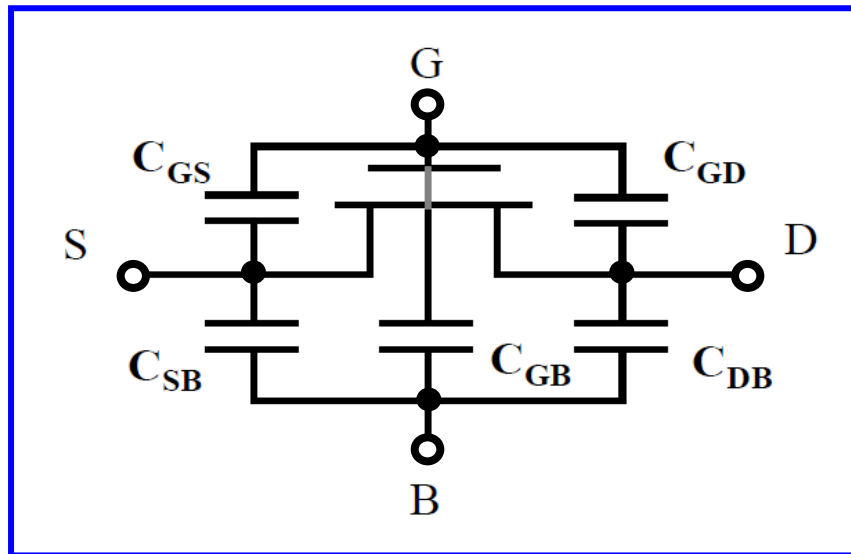
Χωρητικότητες στο τρανζίστορ MOSFET



$$\begin{aligned} C_{SB(DB)} &= C_{bottom} + C_{sidewall} = C_j \times (\text{επιφάνεια βάσης επαφής}) + C_{jsw} \times (\text{περίμετρος επαφής}) \\ &= C_j L_S W + C_{jsw} (2L_S + W) \end{aligned}$$

Χωρητικότητες στο τρανζίστορ MOSFET

Συνοπτικό μοντέλο χωρητικοτήτων του τρανζίστορ MOSFET



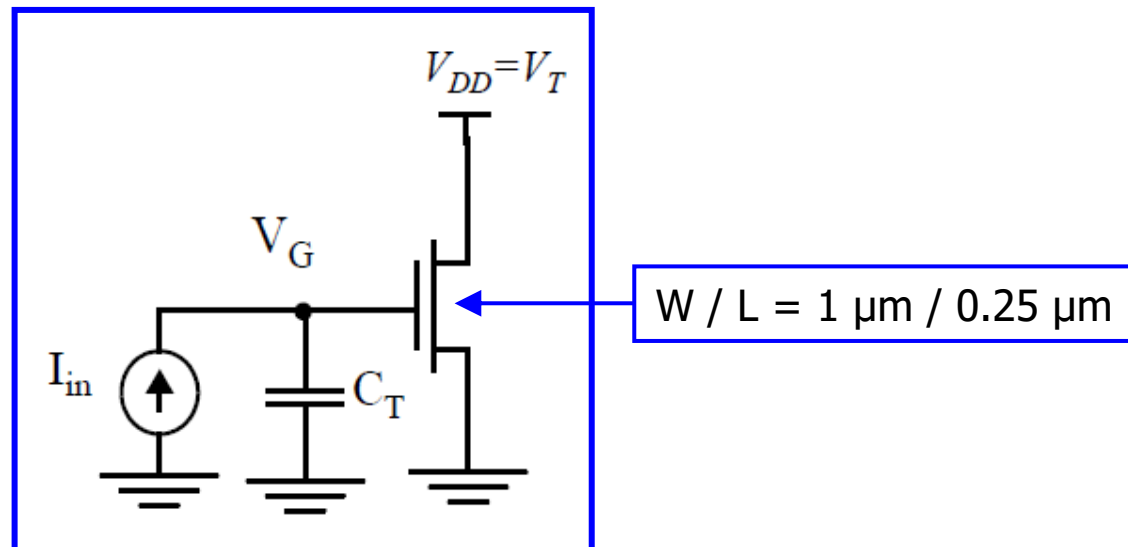
Χωρητικότητες και σχετικές παράμετροι MOSFETs διεργασίας CMOS 0.25 μm

$t_{\text{ox}} = 6 \text{ nm}$	C_{ox} (fF/ μm^2)	$C_{\text{gso/gdo}}$ (fF/ μm)	C_{j0} (fF/ μm^2)	m_j	ϕ_b (V)	$C_{\text{jsw}0}$ (fF/ μm)	m_{jsw}	ϕ_{bsw} (V)
NMOS	6	0.31	2	0.5	0.9	0.28	0.44	0.9
PMOS	6	0.27	1.9	0.48	0.9	0.22	0.32	0.9

Παράδειγμα 7

Στο παρακάτω κύκλωμα η τάση τροφοδοσίας τίθεται στην τιμή της τάσης κατωφλίου ($V_T = 0.4 \text{ V}$) του τρανζίστορ. Υποθέτουμε ότι η αρχική τιμή της V_G είναι 0, ότι μια πηγή σταθερού ρεύματος $50 \mu\text{A}$ εφαρμόζεται στο κύκλωμα την χρονική στιγμή 0 και ότι όλες οι χωρητικότητες που αφορούν την πύλη ενσωματώνονται σε μία χωρητικότητα C_T .

1. Υπολογίζουμε την τιμή της χωρητικότητας C_T μέχρι η V_G να φτάσει σε τιμή διπλάσια από την τάση κατωφλίου ($2 V_T$), σε σχέση και με την περιοχή ή τις περιοχές λειτουργίας του τρανζίστορ, χρησιμοποιώντας τις τιμές των παραμέτρων που απαιτούνται από τον πίνακα της προηγούμενης σελίδας.
2. Υπολογίζουμε τον χρόνο που απαιτείται ώστε η V_G να φθάσει σε τιμή διπλάσια από την τάση κατωφλίου του τρανζίστορ ($2 V_T$)



Παράδειγμα 7

1. Οι παρασιτικές χωρητικότητες πηγής-υποστρώματος (C_{SB}) και υποδοχής-υποστρώματος (C_{DB}), δεν συμμετέχουν στην χωρητικότητα της πύλης.

Μέχρι να φτάσει η τάση πύλης στην τιμή της τάσης κατωφλίου ($0 < V_G < V_T$, **περιοχή αποκοπής**) στην χωρητικότητα πύλης συνεισφέρει η χωρητικότητα πύλης-υποστρώματος (C_{GCB}) και οι χωρητικότητες επικάλυψης. Επομένως:

$$0 < V_G < V_T: \quad C_{T1} = C_{GCB} + C_{GSO} + C_{GDO} = C_{ox} W L + C_{gso} W + C_{gdo} W = \\ = (6 \cdot 1 \cdot 0.25 + 0.31 \cdot 1 + 0.31 \cdot 1) \text{ fF} = \mathbf{2.12 \text{ fF}}.$$

Όταν η τάση πύλης αυξάνεται από V_T έως $2 V_T$, το τρανζίστορ λειτουργεί στην **περιοχή κορεσμού** ($V_{DS} = V_T \geq V_{GS} - V_T > V_{DSAT}$) με αποτέλεσμα στη χωρητικότητα πύλης να συνεισφέρει η χωρητικότητα πύλης-πηγής (C_{GCS}) και οι χωρητικότητες επικάλυψης. Επομένως:

$$V_T < V_G < 2 V_T: \quad C_{T2} = C_{GCS} + C_{GSO} + C_{GDO} = 2/3 C_{ox} W L + C_{gso} W + C_{gdo} W = \\ = (0.667 \cdot 6 \cdot 1 \cdot 0.25 + 0.31 \cdot 1 + 0.31 \cdot 1) \text{ fF} = \mathbf{1.62 \text{ fF}}.$$

2. Ο χρόνος ($I = \Delta Q / t \Rightarrow t = \Delta Q / I = C \cdot \Delta V / I$) που απαιτείται ώστε η V_G να φθάσει από 0 σε τιμή $2 V_T$, είναι ο χρόνος φόρτισης της C_T , η οποία όμως λαμβάνει δύο διαφορετικές τιμές:

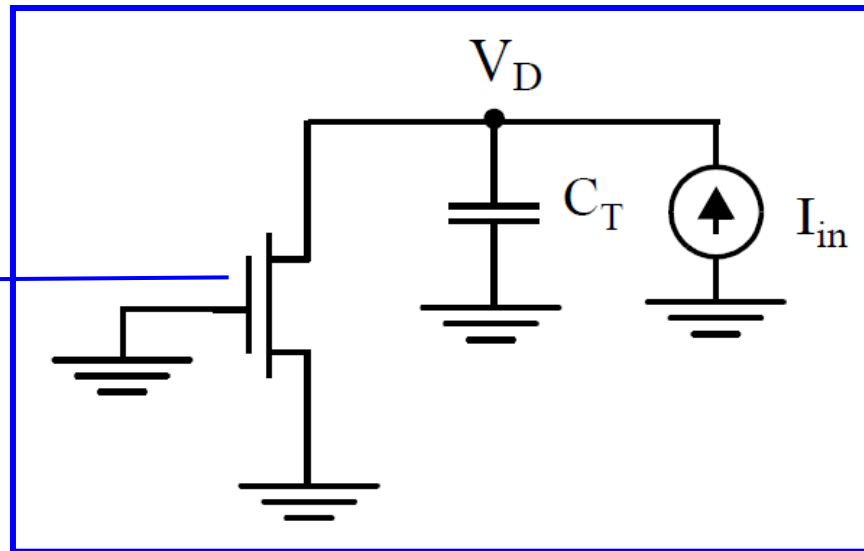
$$t = C_{T1} \cdot [(V_T - 0) / I_{in}] + C_{T2} \cdot [(2V_T - V_T) / I_{in}] = \\ = 2.12 \cdot 10^{-15} \text{ F} \cdot (0.4 \text{ V} / 50 \cdot 10^{-6} \text{ A}) + 1.62 \cdot 10^{-15} \text{ F} \cdot (0.4 \text{ V} / 50 \cdot 10^{-6} \text{ A}) = 0.03 \cdot 10^{-9} \text{ s} = \mathbf{30 \text{ ms}}$$

Παράδειγμα 8

Στο παρακάτω κύκλωμα η τάση της υποδοχής V_D είναι αρχικά 0 και αυξάνεται έως το διπλάσιο της τάσης κατωφλίου ($V_T = 0.4 \text{ V}$) του τρανζίστορ. Οι χωρητικότητες που αφορούν την υποδοχή ενσωματώνονται σε μία χωρητικότητα C_T .

Υπολογίζουμε την τιμή της χωρητικότητας C_T όταν η V_D φτάσει σε τιμή διπλάσια από την τάση κατωφλίου ($2 V_T$), σε σχέση και με την περιοχή ή τις περιοχές λειτουργίας του τρανζίστορ, χρησιμοποιώντας τις τιμές των παραμέτρων που απαιτούνται από τον πίνακα της σελίδας 69.

$$\begin{aligned} W / L &= 1 \mu\text{m} / 0.25 \mu\text{m} \\ L_S &= 0.5 \mu\text{m} \end{aligned}$$



Παράδειγμα 8

Υπό τις δεδομένες συνθήκες λειτουργίας του κυκλώματος, προκύπτει ότι αυτό λειτουργεί στην **περιοχή αποκοπής** ($V_{GS} = 0 < V_T$).

Στην χωρητικότητα της υποδοχής συνεισφέρει η παρασιτική **χωρητικότητα υποδοχής-υποστρώματος** (C_{DB}), η οποία εξαρτάται από την **πόλωση της επαφής pn υποστρώματος – υποδοχής** και η χωρητικότητα επικάλυψης που αντιστοιχεί την υποδοχή.

Όταν η V_D φθάσει στην τιμή $2 V_T$, τότε η **πόλωση της επαφής pn υποστρώματος - υποδοχής είναι ανάστροφη** με τιμή $-2 V_T = -0.8 \text{ V}$ (το υπόστρωμα p είναι γειωμένο). Επομένως:

$$C_D = C_{DB} + C_{GDO} = C_j \times (\text{επιφ. βάσης επαφής}) + C_{jsw} \times (\text{περίμ. επαφής}) + C_{gdo} W = \\ = C_j L_S W + C_{jsw} (2 L_S + W) + C_{gdo} W$$

Οι χωρητικότητες επαφής C_j και C_{jsw} για ανάστροφη πόλωση -0.8 V , υπολογίζονται ως εξής:

$$C_j = C_{j0} \left(1 - \frac{V_D}{\Phi_b}\right)^{-m_j} = 2 \cdot \left(1 + \frac{0.8}{0.9}\right)^{-0.5} \frac{\text{fF}}{\mu\text{m}^2} = 1.45 \frac{\text{fF}}{\mu\text{m}^2}$$
$$C_{jsw} = C_{jsw0} \left(1 - \frac{V_D}{\Phi_b}\right)^{-m_{jsw}} = 0.28 \cdot \left(1 + \frac{0.8}{0.9}\right)^{-0.44} \frac{\text{fF}}{\mu\text{m}} = 0.21 \frac{\text{fF}}{\mu\text{m}}$$

Επομένως:

$$C_D = [1.45 \cdot 0.5 \cdot 1 + 0.21 \cdot (1 + 1) + 0.31 \cdot 1] \text{ fF} = 1.46 \text{ fF}$$

Μοντέλα MOSFET κυκλωματικών προσομοιωτών

- Η πολυπλοκότητα της συμπεριφοράς του τρανζίστορ MOS μικρού μήκους καναλιού και τα πολλά παρασιτικά του φαινόμενα, έχουν οδηγήσει στην ανάπτυξη πολλών μοντέλων με διαφορετικό βαθμό **ακρίβειας** και υπολογιστικής **πολυπλοκότητας**.
- Μεγαλύτερη ακρίβεια σημαίνει επίσης μεγαλύτερη πολυπλοκότητα, που έχει ως αποτέλεσμα αυξημένο χρόνο υπολογισμού.
- Το πρώτο εργαλείο προσομοίωσης λειτουργίας κυκλωμάτων που έτυχε ευρείας αποδοχής ήταν το **SPICE**, το οποίο αρχικά αναπτύχθηκε από το **Πανεπιστήμιο της Καλιφόρνιας στο Berkeley**, ενώ στη συνέχεια αναπτύχθηκαν πολλά παράγωγά του (PSPICE, HSPICE κ.ά.) που παρείχαν εμπορική υποστήριξη στο επινοημένο από το πανεπιστήμιο εργαλείο.
- Το SPICE διαθέτει αρκετά ενσωματωμένα μοντέλα MOSFET.
- Το **μοντέλο LEVEL 1** βασίζεται στις **τετραγωνικές εκφράσεις ρεύματος** για τρανζίστορ μεγάλου μήκους καναλιού που προαναφέρθηκαν και δεν μπορεί να χειριστεί φαινόμενα μικρού μήκους καναλιού.
- Το **μοντέλο LEVEL 2** χρησιμοποιεί λεπτομερή **ανάλυση της φυσικής των τρανζίστορ** για να καθορίσει τις εξισώσεις του και χειρίζεται φαινόμενα όπως: κορεσμός ταχύτητας και υποβάθμιση κινητικότητας των φορέων και DIBL. Ωστόσο, η συμπερίληψη φαινομένων δεύτερης τάξης προηγμένων διεργασιών πολύ μικρού μήκους καναλιού, σε ένα μοντέλο που βασίζεται αμιγώς στη φυσική των τρανζίστορ, γίνεται πολύπλοκη.

Μοντέλα MOSFET κυκλωματικών προσομοιωτών

- Το μοντέλο **LEVEL 3** είναι ένα ημιεμπειρικό μοντέλο που βασίζεται σε ένα **συνδυασμό αναλυτικών και εμπειρικών εκφράσεων** και χρησιμοποιεί δεδομένα μετρήσεων των τρανζίστορ για τον καθορισμό των βασικών παραμέτρων του, λειτουργώντας επαρκώς για τρανζίστορ με μήκος καναλιού κοντά στο 1 μm .
- Η υιοθέτηση του **μοντέλου BSIM (Berkeley short-channel IGFET model) 3v3 (LEVEL 49)** έλυσε το πρόβλημα χρήσης διαφορετικού μοντέλου ανά κατασκευαστή, αφού υιοθετήθηκε ως βιομηχανικό πρότυπο για τη μοντελοποίηση τρανζίστορ MOSFET με μήκος καναλιού πολύ μικρότερου του ενός μικρομέτρου.
- Ένα πλήρες μοντέλο BSIM3v3 περιλαμβάνει περίπου 200 παραμέτρους, η πλειονότητα των οποίων αφορά τη μοντελοποίηση φαινομένων δεύτερης τάξης, ωστόσο η κατανόηση της περίπλοκης μορφής όλων αυτών των παραμέτρων δεν είναι απαραίτητη για το σχεδιαστή ψηφιακών κυκλωμάτων.
- Το μοντέλο αυτό (όπως και το **BSIM4**) χρησιμοποιεί **πολλές εμπειρικές παραμέτρους**, έτσι ώστε να **απλοποιηθούν οι εξισώσεις** που μοντελοποιούν τα φαινόμενα που επιδρούν στη λειτουργία των τρανζίστορ με μήκη καναλιού πολύ μικρότερα από 1 μm (παρέχει ακρίβεια ακόμη και για τεχνολογίες με μήκος καναλιού μικρότερο από 100 nm).
- Το χαρακτηριστικό αυτό του προσδίδει στα μοντέλα BSIM3, 4 το **συνδυασμό της υπολογιστικής αποδοτικότητας και της ακρίβειας**.

Μεταβολές διεργασίας

- Στην παρούσα ενότητα θεωρήθηκε ότι ένα τρανζίστορ μοντελοποιείται επαρκώς από ένα μοναδικό σύνολο παραμέτρων.
- Ωστόσο, στην πραγματικότητα, οι **παράμετροι ενός τρανζίστορ μεταβάλλονται** από δισκίο σε δισκίο ή ακόμη και μεταξύ των τρανζίστορ της ίδιας ψηφίδας πυριτίου.
- Αυτό οφείλεται σε δύο παράγοντες:
 - ✓ **Μεταβολές στις παραμέτρους της διεργασίας**, όπως οι πυκνότητες της συγκέντρωσης των προσμείξεων, το πάχος του οξειδίου και το βάθος των διαχύσεων, που προκαλούνται από συνθήκες ανομοιομορφίας κατά την απόθεση και τη διάχυση των προσμείξεων. Οι μεταβολές αυτές οδηγούν σε αποκλίνουσες τιμές παραμέτρων όπως για παράδειγμα η τάση κατωφλίου του τρανζίστορ.
 - ✓ **Μεταβολές στις διαστάσεις**, που κυρίως οφείλονται στην περιορισμένη διακριτική δυνατότητα της φωτολιθογραφικής διεργασίας, η οποία προκαλεί αποκλίσεις στους **λόγους (W/L) των τρανζίστορ** και στα **πλάτη των γραμμών διασύνδεσης**.
- Οι **μεταβολές διεργασίας επηρεάζουν** τις παραμέτρους που καθορίζουν την **επίδοση του κυκλώματος**.
- Για υποβοήθηση του σχεδιαστή στη λήψη της απόφασης για το περιθώριο που θα πρέπει να προβλέψει, οι κατασκευαστές συνήθως παρέχουν «γρήγορα» και «αργά» μοντέλα τρανζίστορ, επιπλέον των ονομαστικών μοντέλων.

Συμπεράσματα

- Το τρανζίστορ MOSFET είναι ημιαγωγικό στοιχείο ελεγχόμενο από τάση, στο οποίο ο ακροδέκτης ελέγχου της πύλης απομονώνεται από το αγώγιμο κανάλι από διηλεκτρικό SiO_2 .
- Με βάση τις τιμές των τάσεων πύλης-πηγής, υποδοχής-πηγής και της τάσης κατωφλίου, προσδιορίζονται τρεις (3) περιοχές λειτουργίας: αποκοπή, γραμμική και κορεσμού.
- Η συνεχής μείωση των διαστάσεων των στοιχείων, έχει εισαγάγει σημαντικές αποκλίσεις από το κλασσικό μοντέλο του τρανζίστορ MOSFET μεγάλου μήκους καναλιού.
- Η πιο σημαντική είναι το φαινόμενο κορεσμού της ταχύτητας των φορέων, που αλλάζει την εξάρτηση του ρεύματος του τρανζίστορ σε σχέση με την τάση ελέγχου του (τάση πύλης-πηγής), από τετραγωνική σε γραμμική.
- Παρουσιάστηκαν κι άλλα φαινόμενα δεύτερης τάξης, όπως το σημαντικό φαινόμενο της αγωγής υποκατωφλίου, που προκαλεί αγωγή ρεύματος στα τρανζίστορ ακόμη κι όταν η τάση ελέγχου πέφτει κάτω από το κατώφλι.

Συμπεράσματα

- Μία από τις πιο ελκυστικές ιδιότητες του τρανζίστορ MOS, που το κάνει ιδιαίτερα κατάλληλο για ψηφιακό σχεδιασμό, είναι το ότι προσεγγίζει ένα διακόπτη ελεγχόμενο από τάση: όταν η τάση ελέγχου είναι χαμηλή, ο διακόπτης είναι ανοιχτός και για υψηλή τάση ελέγχου, δημιουργείται αγώγιμο κανάλι και ο διακόπτης είναι κλειστός.
- Η λειτουργία αυτή των δύο καταστάσεων είναι η βασική ιδέα της δυαδικής ψηφιακής λογικής.
- Η κύρια συνεισφορά στις χωρητικότητες του MOSFET προέρχεται από τη χωρητικότητα πύλης και τις χωρητικότητες που σχηματίζονται στις επαφές πηγής και υποδοχής.
- Η ελαχιστοποίηση των χωρητικοτήτων αυτών είναι σημαντική απαίτηση στο σχεδιασμό κυκλωμάτων υψηλών επιδόσεων.
- Συζητήθηκαν βασικά μοντέλα MOSFET κυκλωματικών προσομοιωτών (SPICE), καθώς και η επίδραση των μεταβολών διεργασίας.
- Τα τρανζίστορ MOSFET έχουν κυριαρχήσει στη σκηνή των ψηφιακών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων.



Τέλος 3ης ενότητας