



ΕΛΛΗΝΙΚΗ ΔΗΜΟΚΡΑΤΙΑ
Εθνικό και Καποδιστριακό
Πανεπιστήμιο Αθηνών

HELLENIC REPUBLIC
National and Kapodistrian
University of Athens



ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ (VLSI)

Ενότητα Β – Κεφάλαιο 6.1

ΑΝΑΛΟΓΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ MOS

Τμήμα Πληροφορικής και Τηλεπικοινωνιών

Τα MOSFET στα αναλογικά κυκλώματα

Τα MOSFET στα αναλογικά κυκλώματα

Τα MOSFET βρήκαν εφαρμογή πρώτα στα ψηφιακά κυκλώματα.

Τα ψηφιακά κυκλώματα είναι πιο ανεκτικά σε διακυμάνσεις της απολαβής και της τάσης κατωφλίου.

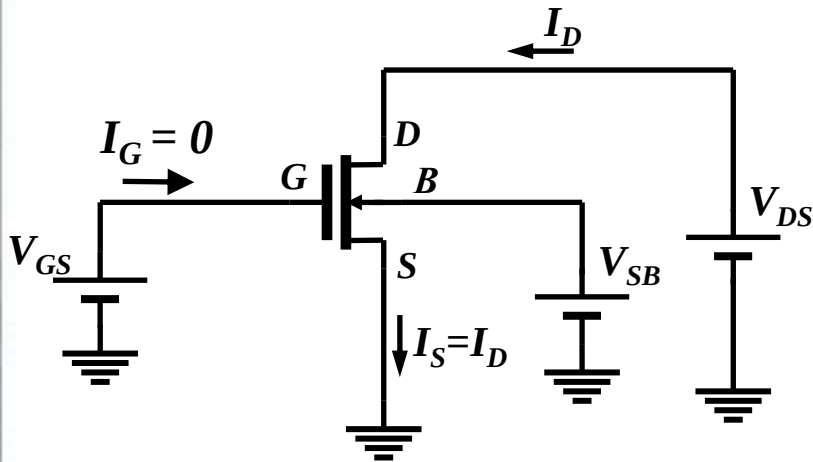
Ένας τελεστικός ενισχυτής MOS καταλαμβάνει $\approx 100 \text{ mm}^2$ δηλ. το ένα τρίτο της επιφάνειας ενός ισοδύναμου διπολικού.

Ένας τελεστικός ενισχυτής MOS καταναλίσκει $\sim 5 \text{ mW}$.

Τα διπολικά τρανζίστορ έχουν μεγάλη διαγωγιμότητα, μεγαλύτερη ικανότητα οδήγησης εξόδου και χαμηλότερο θόρυβο.

Σήμερα η τάση είναι να σχεδιάζονται όλα τα αναλογικά κυκλώματα με MOSFET.

Τα MOSFET στα αναλογικά κυκλώματα



Τρίοδος, $I_D =$;

$$I_D = K_n' \left(\frac{W}{L} \right) (2(V_{GS} - V_{tn})V_{DS} - V_{DS}^2)$$

αν $0 < V_{DS} < V_{GS} - V_{tn}$

Η τάση V_B θέλουμε να είναι χαμηλότερη από την V_S για να

Κόρος, $I_D =$;

μην έχουμε ορθά πολωμένη επαφή ρη

$$I_D = K_n' \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_{tn})^2 (1 + \lambda \cdot V_{DS})$$

αν $0 < V_{GS} - V_{tn} < V_{DS}$

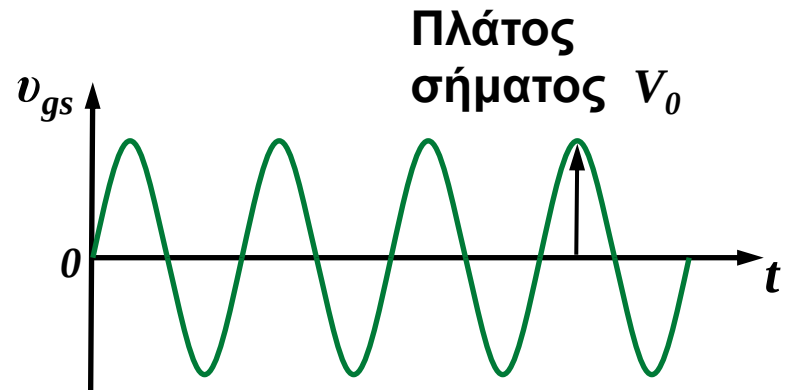
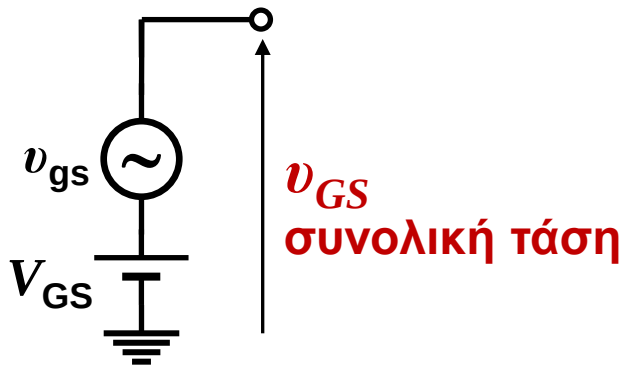
Ποια είναι η ιδανική συνδεσμολογία του ακροδέκτη **B**;

Συντελεστής Απολαβής

ή παράμετρος διαγωγιμότητας: **K_n**

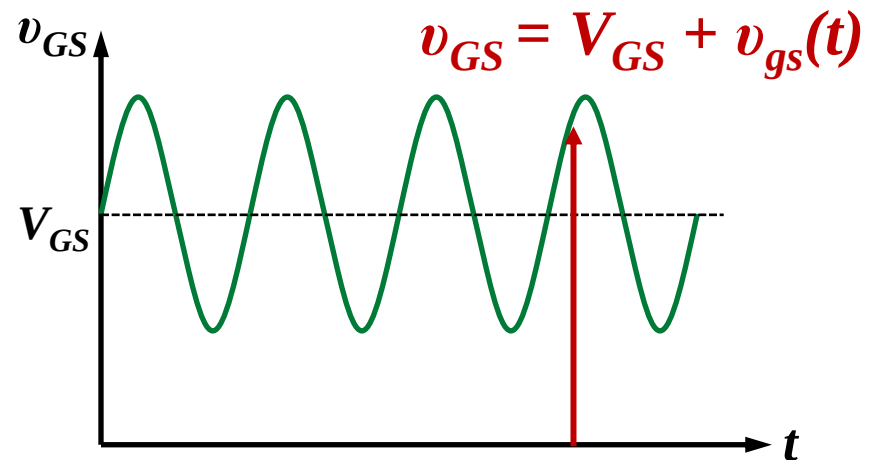
$$K_n' = \frac{\mu_n \cdot C_{OX}}{2}$$

Συμβολισμοί σημάτων και μεταβολών



Σήμα εισόδου: $v_{gs}(t) = V_0 \sin \omega t$

συνολική στιγμιαία τάση πύλης: $v_{GS}(t) = V_{GS} + V_0 \sin \omega t$



συνολική τάση : $v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$

Συμβολισμοί στον ενισχυτή κοινής πηγής με MOSFET

Αν στην είσοδο του MOSFET εκτός από την DC τάση πόλωσης εφαρμόσουμε στην πύλη και ένα σήμα v_{gs} θα χρησιμοποιηθούν οι εξής συμβολισμοί:

I_D : DC συνιστώσα του ρεύματος απαγωγού

i_d : στιγμιαία τιμή της μεταβαλλόμενης συνιστώσας του ρεύματος απαγωγού (σήμα)

i_D : στιγμιαία τιμή του συνολικού ρεύματος απαγωγού

V_{GS} : DC συνιστώσα της τάσης πύλης

v_{gs} : στιγμιαία της μεταβαλλόμενης συνιστώσας της τάσης πύλης

v_{GS} : στιγμιαία τιμή της συνολικής τάσης πύλης

V_{DS} : DC συνιστώσα της τάσης εξόδου

v_{ds} : στιγμιαία της μεταβαλλόμενης συνιστώσας της τάσης εξόδου

v_{DS} : στιγμιαία τιμή της συνολικής τάσης εξόδου

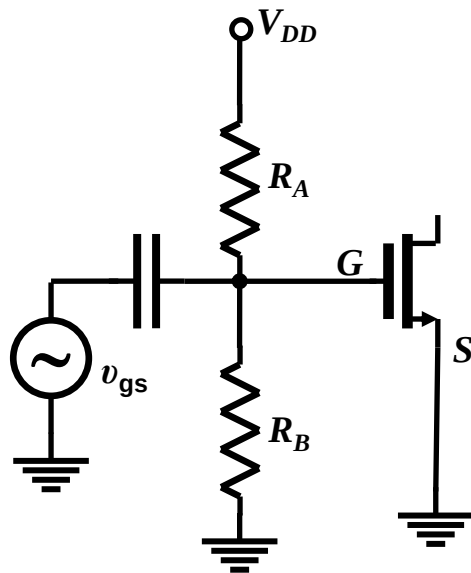
Πόλωση πύλης στον ενισχυτή κοινής πηγής με MOSFET

Για τις DC συνιστώσες, τις στιγμιαίες τιμές των σημάτων και τις στιγμιαίες τιμές των συνολικών μεγεθών ισχύουν τα εξής :

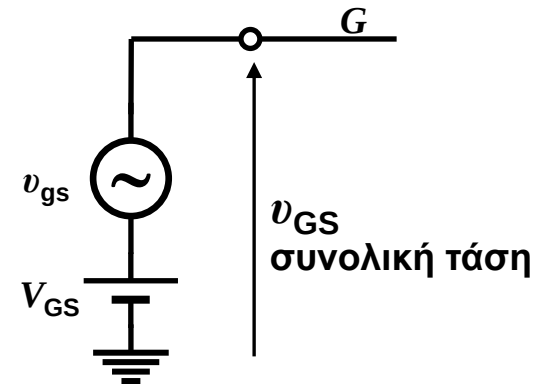
$$v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$$

$$v_{DS} = V_{DS} + v_{ds}$$

$$i_D = I_D + i_d$$



ισοδύναμο
→



$$V_{GS} = \frac{R_B}{R_A + R_B} V_{DD}$$

Διαγωγιμότητα: g_m

Για DC πόλωση ισχύει:

$$I_D = K_n (V_{GS} - V_{tn})^2$$

Με σήμα $v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$ στην είσοδο:

$$i_D = K_n (V_{GS} + v_{gs} - V_{tn})^2$$

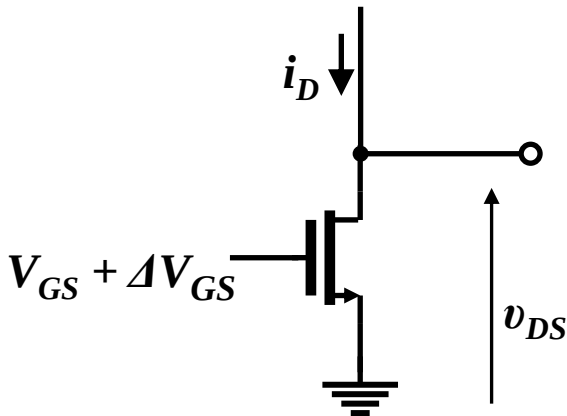
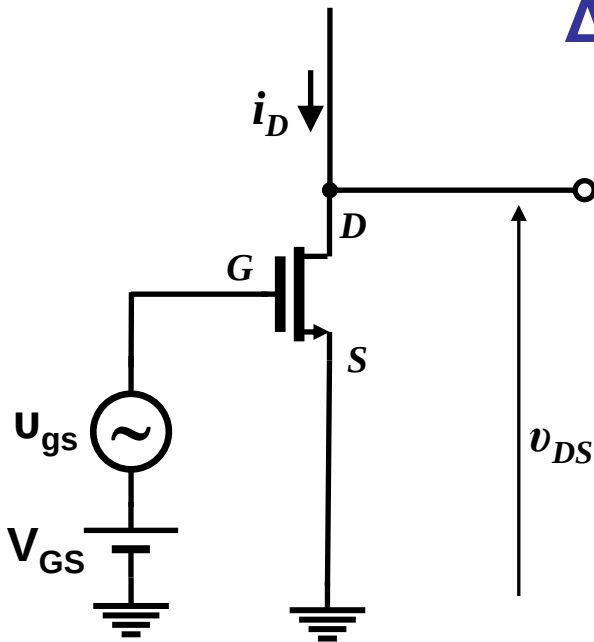
$$i_D = ?$$

$$i_D = I_D + 2K_n \cdot (V_{GS} - V_{tn}) \cdot v_{gs}$$

Ισχύει: $i_D = I_D + i_d$

$$i_d = ?$$

$$i_d = 2K_n \cdot (V_{GS} - V_{tn}) \cdot v_{gs}$$



Διαγωγιμότητα: g_m

Διαγωγιμότητα: g_m

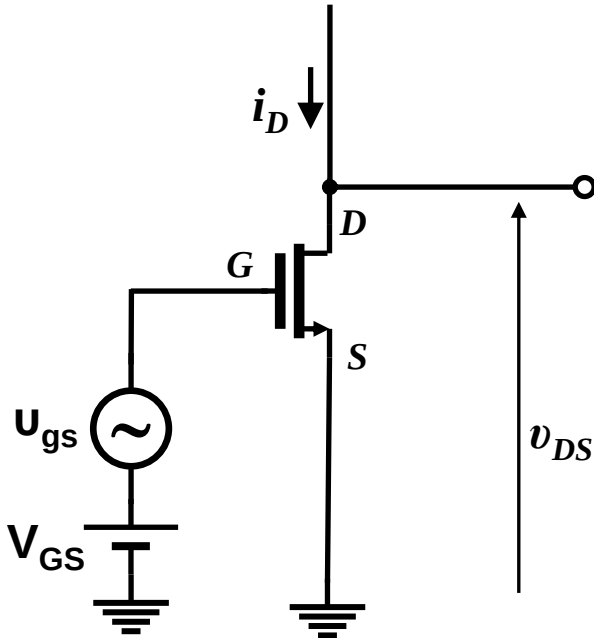
Α' Ορισμός: $g_m = \frac{i_d}{v_{gs}}$

Για DC πόλωση ισχύει:

$$i_d = 2K_n \cdot (V_{GS} - V_{tn}) \cdot v_{gs}$$

Να δείξετε ότι:

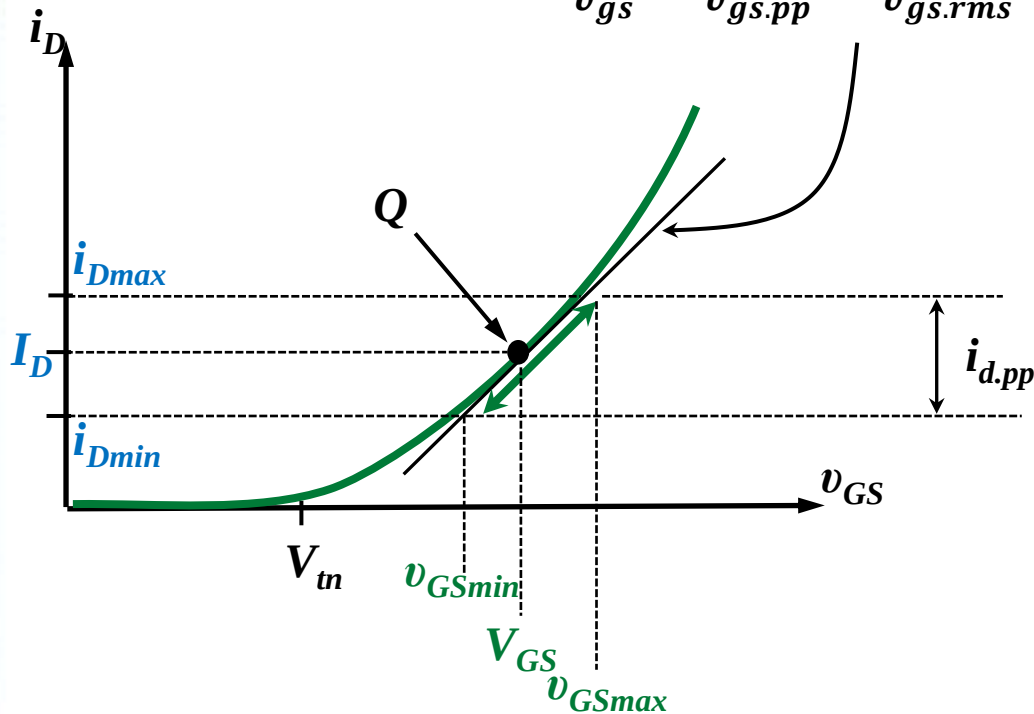
$$g_m = 2K_n \cdot (V_{GS} - V_{tn}) = 2\sqrt{K_n \cdot I_D}$$



Διαγωγιμότητα: g_m

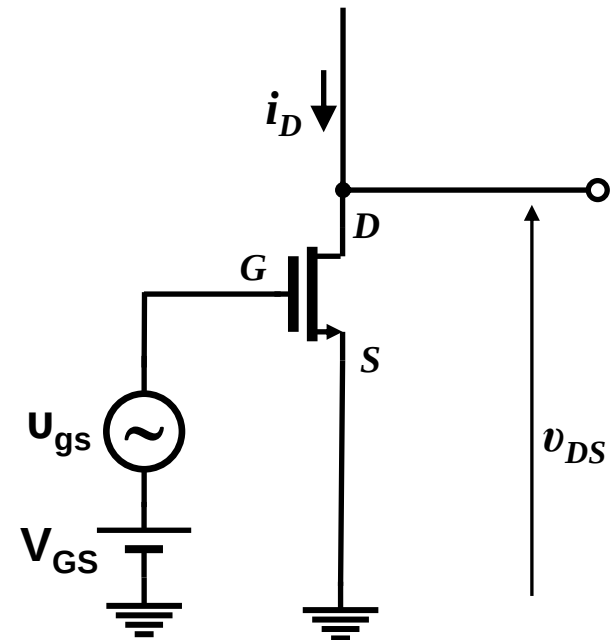
I – V χαρακτηριστική εισόδου – εξόδου

$$\text{Κλίση} = g_m = \frac{i_d}{v_{gs}} = \frac{i_{d.pp}}{v_{gs.pp}} = \frac{i_{d.rms}}{v_{gs.rms}}$$

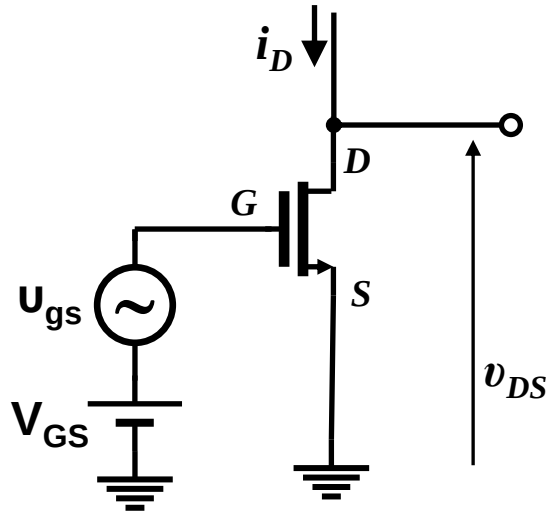


Διαγωγιμότητα: g_m

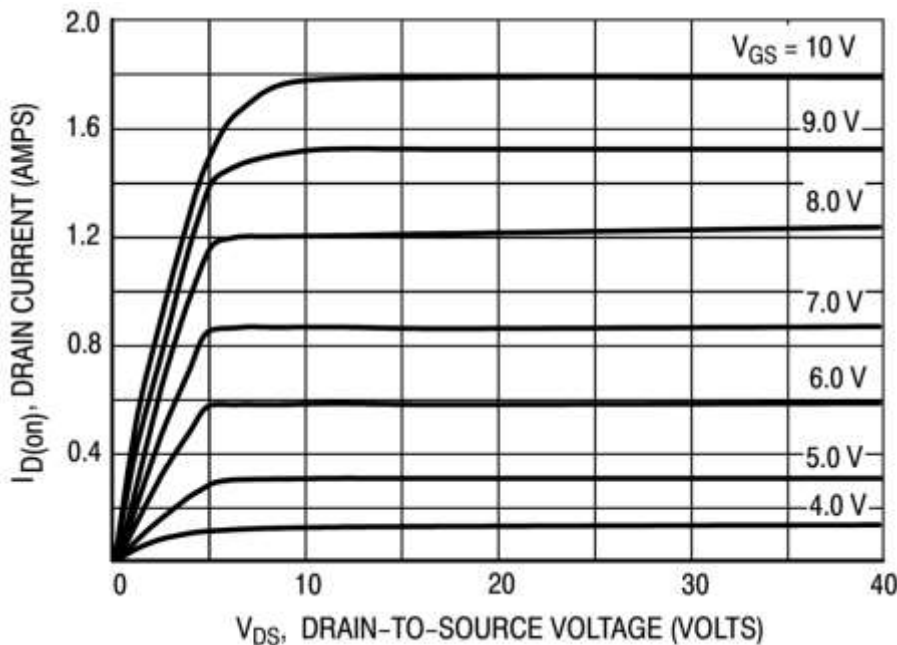
Α' Ορισμός: $g_m = \frac{i_d}{v_{gs}}$



Διαγωγιμότητα: g_m



Στην περίπτωση που το λ είναι πολύ μικρό θεωρούμε ότι το ρεύμα του τρανζίστορ είναι ανεξάρτητο από την τάση v_{DS} και επομένως η εσωτερική αντίσταση είναι άπειρη.



Κόρος

$$I_D = K_n' \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_{tn})^2$$

$$\text{αν } 0 < V_{GS} - V_{tn} < V_{DS}$$

Διαγωγιμότητα g_m , Αγωγιμότητα εξόδου g_d

Διαγωγιμότητα g_m Β' Ορισμός: $g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{V_{DS}, V_{SB}}$

Αγωγιμότητα εξόδου g_d Ορισμός: $g_d = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right|_{V_{GS}, V_{SB}}$

Αντίσταση εξόδου r_d $r_d = \frac{1}{g_d}$

Διαγωγιμότητα: g_m

Β' Ορισμός: $g_m = \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}}$

$$i_D = \begin{cases} K_n' \left(\frac{W}{L} \right) (2(v_{GS} - V_{tn})v_{DS} - v_{DS}^2) & 0 < v_{DS} < v_{GS} - V_{tn} \quad \text{Τρίοδος} \\ K_n' \left(\frac{W}{L} \right) (v_{GS} - V_{tn})^2 (1 + \lambda \cdot v_{DS}) & 0 < v_{GS} - V_{tn} < v_{DS} \quad \text{Κόρος} \end{cases}$$

$$K_n' = \frac{\mu_n \cdot C_{ox}}{2}$$

Παραγωγίζοντας έχουμε:

$$g_m = \begin{cases} 2 \cdot K_n' \left(\frac{W}{L} \right) v_{DS} & 0 < v_{DS} < v_{GS} - V_{tn} \quad \text{Τρίοδος} \\ 2 \cdot K_n' \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_{tn}) (1 + \lambda \cdot V_{DS}) & 0 < v_{GS} - V_{tn} < v_{DS} \quad \text{Κόρος} \end{cases}$$

Αγωγιμότητα εξόδου g_d

Αγωγιμότητα εξόδου g_d Ορισμός: $g_d = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right|_{v_{GS}}$

$$i_D = \begin{cases} K_n' \left(\frac{W}{L} \right) (2(v_{GS} - V_{tn})v_{DS} - v_{DS}^2) & 0 < v_{DS} < v_{GS} - V_{tn} \quad \textbf{Τρίοδος} \\ K_n' \left(\frac{W}{L} \right) (v_{GS} - V_{tn})^2 (1 + \lambda \cdot v_{DS}) & 0 < v_{GS} - V_{tn} < v_{DS} \quad \textbf{Κόρος} \end{cases}$$

Παραγωγίζοντας έχουμε:

$$K_n' = \frac{\mu_n \cdot C_{ox}}{2}$$

$$g_d = \begin{cases} 2 \cdot K_n' \left(\frac{W}{L} \right) ((v_{GS} - V_{tn})v_{DS} - v_{DS}) & 0 < v_{DS} < v_{GS} - V_{tn} \quad \textbf{Τρίοδος} \\ K_n' \left(\frac{W}{L} \right) (v_{GS} - V_{tn})^2 \cdot \lambda & 0 < v_{GS} - V_{tn} < v_{DS} \quad \textbf{Κόρος} \end{cases}$$

Τα MOSFET στα αναλογικά κυκλώματα

Αν λάβουμε υπόψη τις μικρές μεταβολές των v_{GS} και v_{DS} έχουμε για την μεταβολή Δi_D του ρεύματος του τρανζίστορ ότι:

$$\Delta i_D = \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \Delta v_{GS} + \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \Delta v_{DS} \quad (1)$$

Αν λάβουμε υπόψη και τις μεταβολές της τάσης του υποστρώματος Δv_{SB} θα πρέπει να υπολογίσουμε και την παράγωγο $\frac{\partial i_D}{\partial v_{SB}}$ η οποία είναι $\frac{\gamma}{2\sqrt{v_{SB} + \Phi_F}}$

Όπου:

- γ είναι η παράμετρος φαινόμενου σώματος και
- Φ_F είναι η παράμετρος δυναμικού επιφάνειας

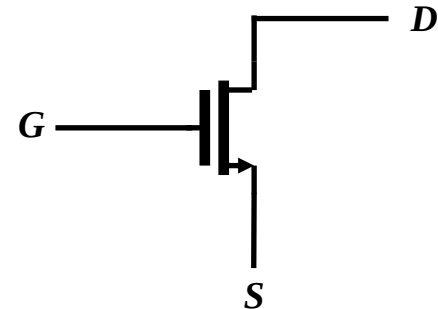
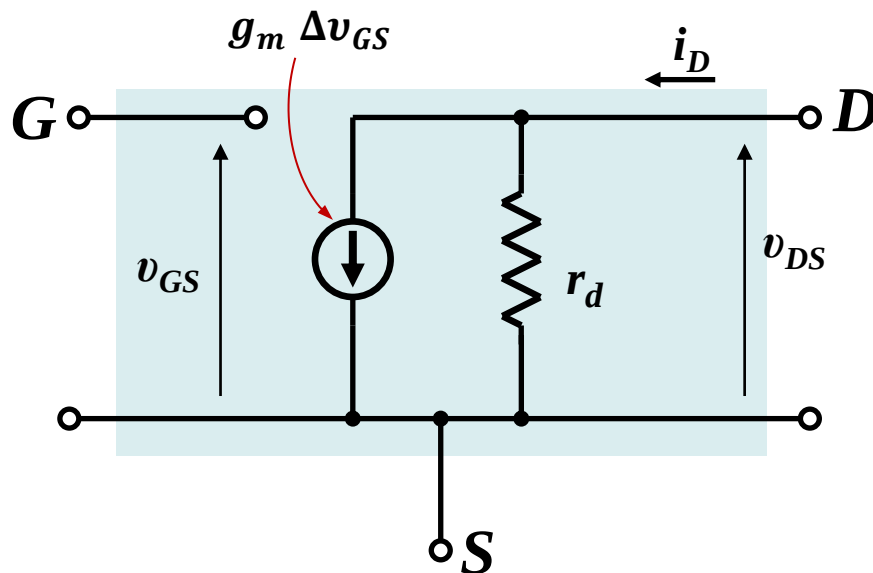
Η σχέση (1) γίνεται τώρα $\Delta i_D = \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \Delta v_{GS} + \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \Delta v_{DS} + \frac{\partial i_D}{\partial v_{SB}} \Delta v_{SB} \quad (2)$

Παρακάτω θα χρησιμοποιούμε μόνο την (1) $i_d = \Delta i_D = \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} v_{gs} + \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} v_{ds}$

Ισοδύναμο κύκλωμα μικρών σημάτων του MOSFET

Η μεταβολή Δi_D του ρεύματος του τρανζίστορ γράφεται και ως εξής:

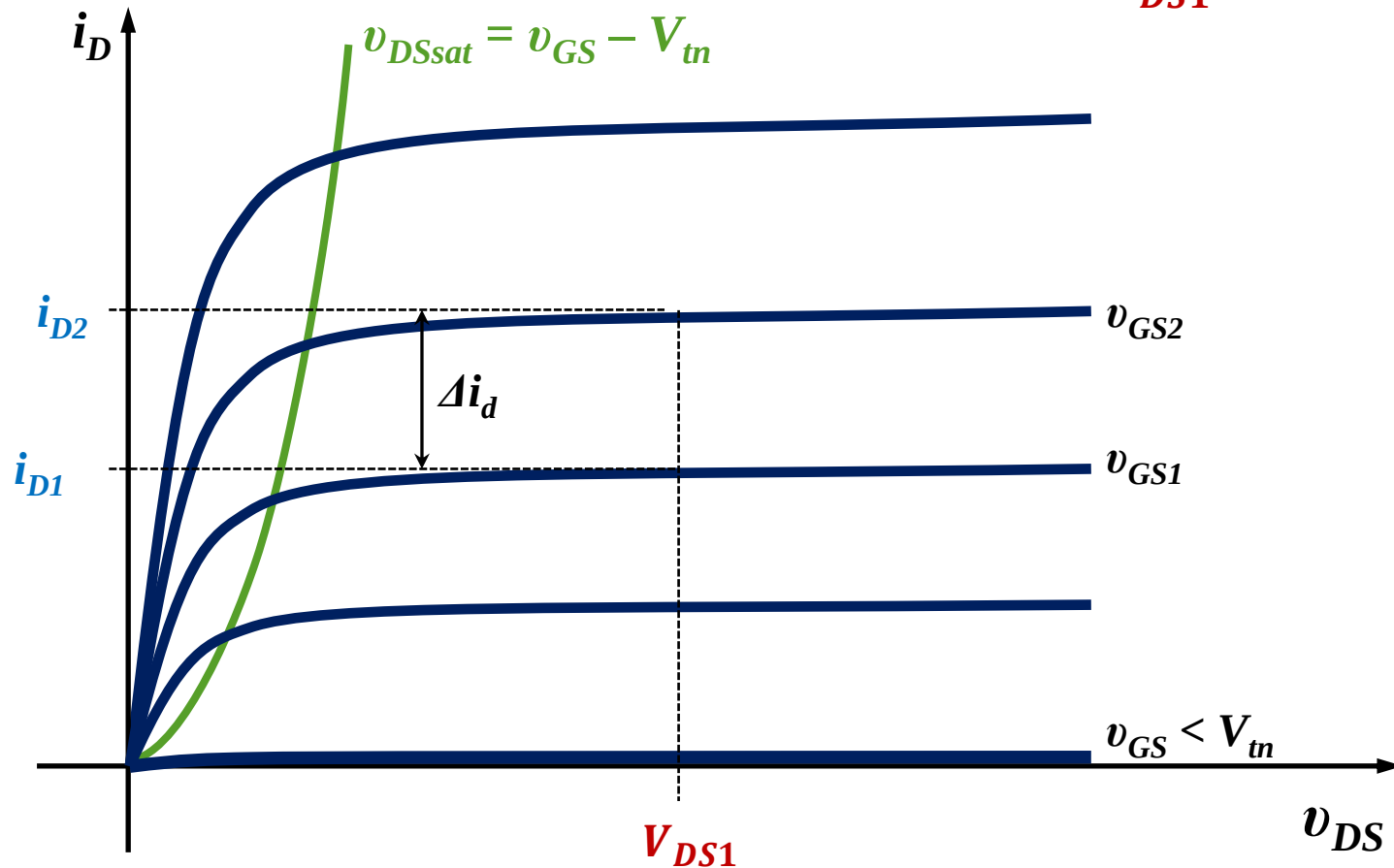
$$\Delta i_D = g_m \Delta v_{GS} + g_d \Delta v_{DS} \Rightarrow \Delta i_D = g_m v_{gs} + \frac{v_{ds}}{r_d}$$



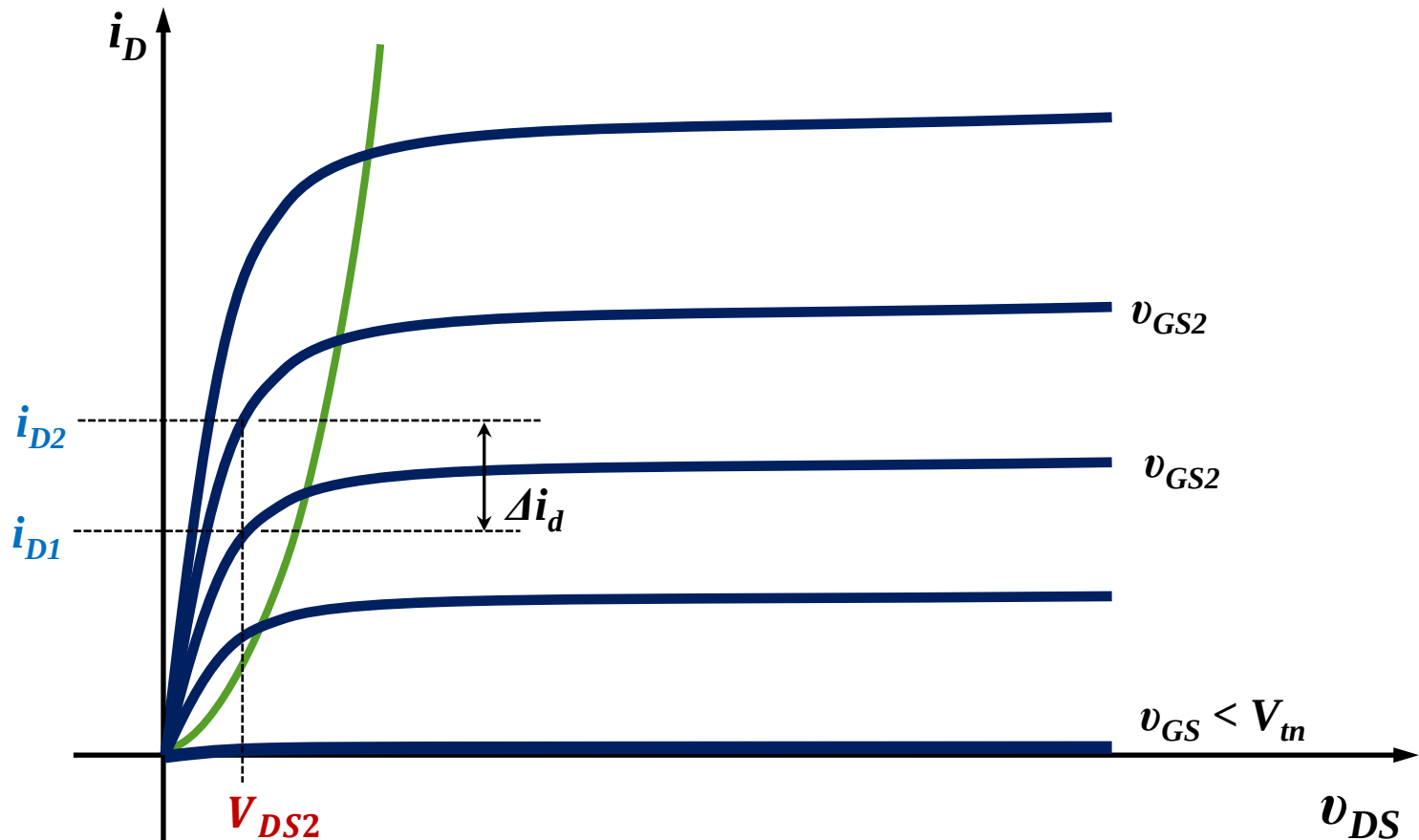
Η μεταβολές Δv_{GS} και Δv_{DS} μπορούν να γραφούν και ως v_{gs} και v_{ds}

Τα MOSFET στα αναλογικά κυκλώματα

$$g_{m1} = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{V_{DS1}} = \frac{i_{D2} - i_{D1}}{v_{GS2} - v_{GS1}}$$



Τα MOSFET στα αναλογικά κυκλώματα



$$g_{m2} = \frac{i_{D2} - i_{D1}}{v_{GS2} - v_{GS1}}$$

$g_{m1} > g_{m2}$ γι αυτό φροντίζουμε να
πολώνουμε το τρανζίστορ στον κόρο

Τα MOSFET στα αναλογικά κυκλώματα

$$g_m = \begin{cases} 2 \cdot K_n' \left(\frac{W}{L} \right) v_{DS} & 0 < v_{DS} < v_{GS} - V_{tn} \quad \text{Τρίοδος} \\ 2 \cdot K_n' \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_{tn}) & 0 < v_{GS} - V_{tn} < v_{DS} \quad \text{Κόρος} \end{cases}$$

Να δείξετε με τις παραπάνω σχέσεις ότι το g_m είναι μεγαλύτερο στον κόρο

Επίσης στον κόρο η διαγωγιμότητα γράφεται και ως:

$$g_m = 2\sqrt{K_n \cdot I_D} = 2\sqrt{K_n' \frac{W}{L} \cdot I_D}$$

Προσοχή, το I_D είναι το ρεύμα ηρεμίας (ρεύμα πόλωσης ή DC ρεύμα)

Στα διπολικά η απολαβή είναι ανάλογη με το I_C γι αυτό έχουν μεγαλύτερη απολαβή ($I_D \sim \mu A$ ενώ $I_C \sim mA$)

Τα MOSFET στα αναλογικά κυκλώματα

Στον κόρο η αγωγιμότητα εξόδου δίνεται από τη σχέση:

$$g_d = K_n' \left(\frac{W}{L} \right) (v_{GS} - V_{tn})^2 \cdot \lambda \quad 0 < v_{GS} - V_{tn} < v_{DS}$$

Ποια είναι η σχέση: $g_d = f(I_D)$

$$g_d = I_D \cdot \lambda \Rightarrow r_d = \frac{1}{I_D \cdot \lambda}$$

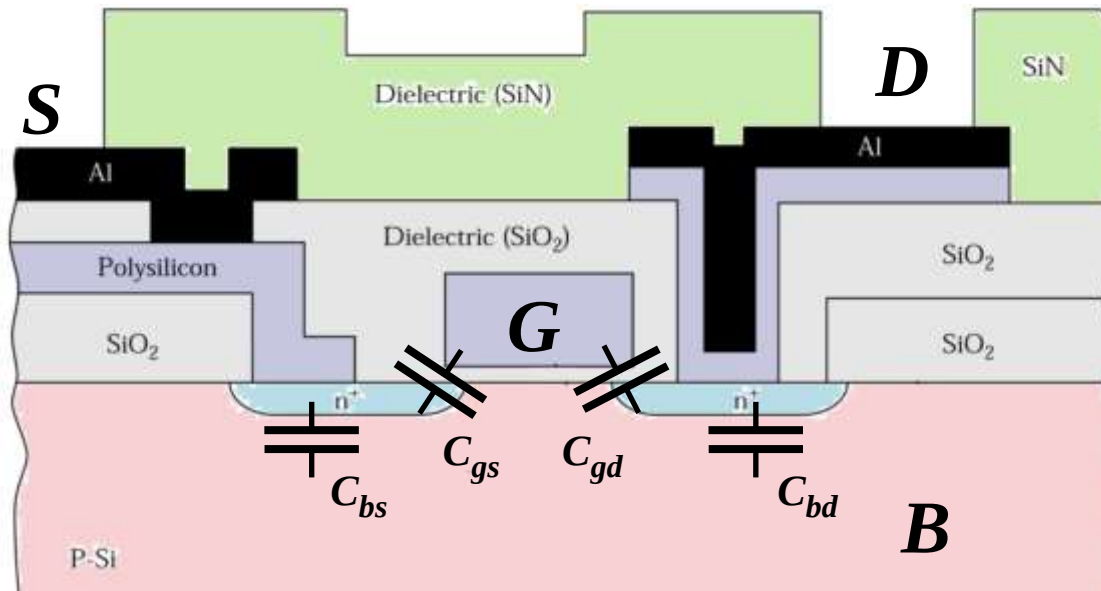
Το λ επιθυμούμε να είναι μικρό και εξαρτάται από το μήκος L του καναλιού και από την συγκέντρωση των προσμίξεων N_A

$$\lambda \propto L^{-1} \quad \text{και} \quad \lambda \propto N_A^{-1}$$

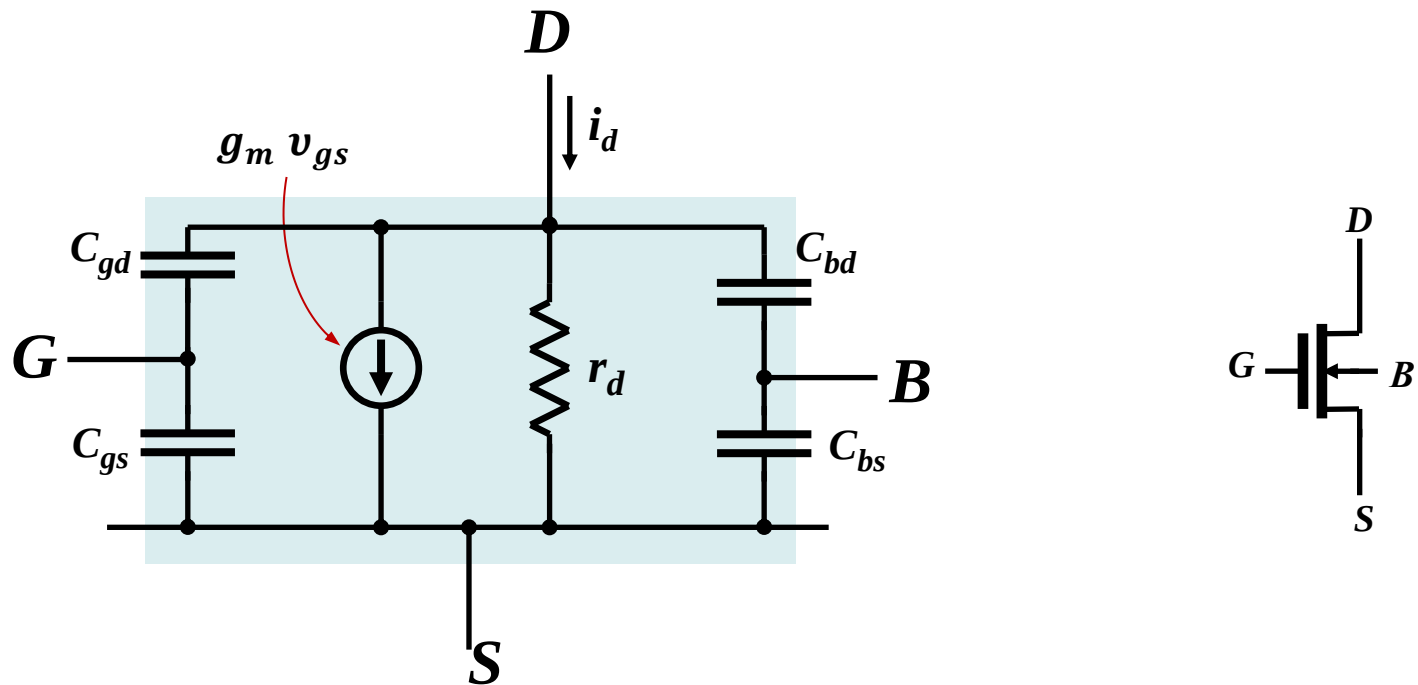
Οι χωρητικότητες του MOSFET

**Ενισχυτής
MOSFET**

Οι χωρητικότητες του MOSFET



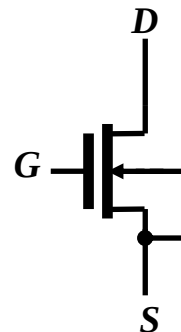
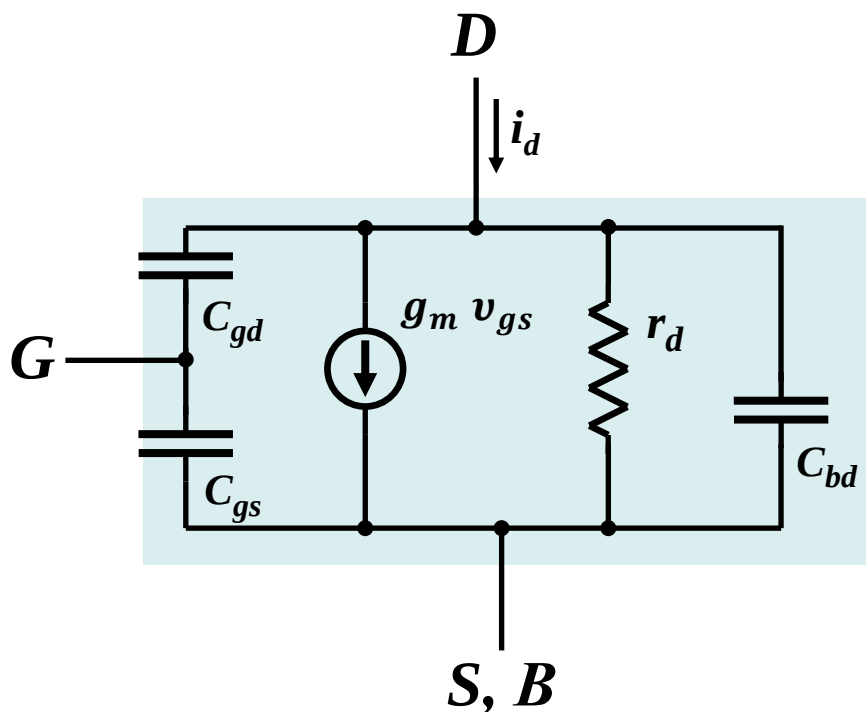
Οι χωρητικότητες του MOSFET



Στις χαμηλές και ενδιάμεσες συχνότητες αγνοούμε αυτές τις χωρητικότητες γιατί έχουν μικρή τιμή, αλλά στις υψηλές συχνότητες πρέπει να τις λάβουμε υπόψιν.

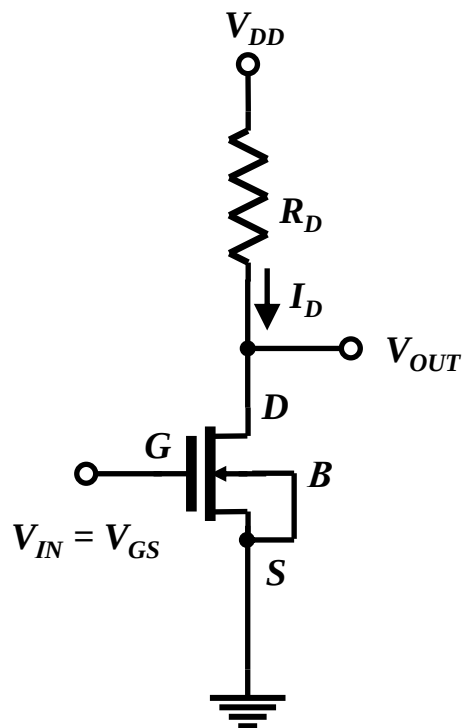
Οι χωρητικότητες του MOSFET

Στην περίπτωση που το B είναι βραχυκυκλωμένο με το S το μοντέλο μικρού σήματος απλουστεύεται ως εξής:



Βασικά αναλογικά κυκλώματα με MOSFET

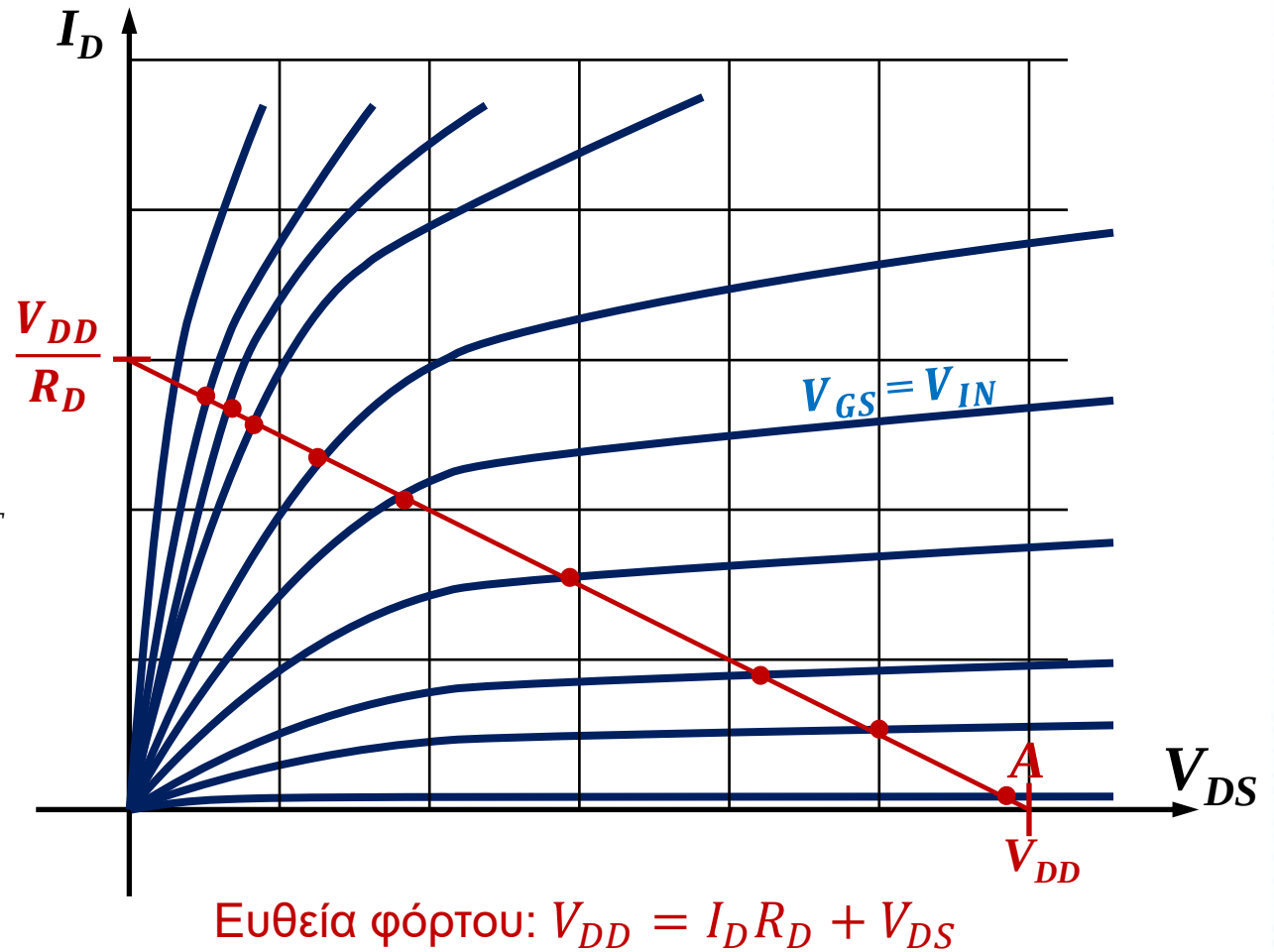
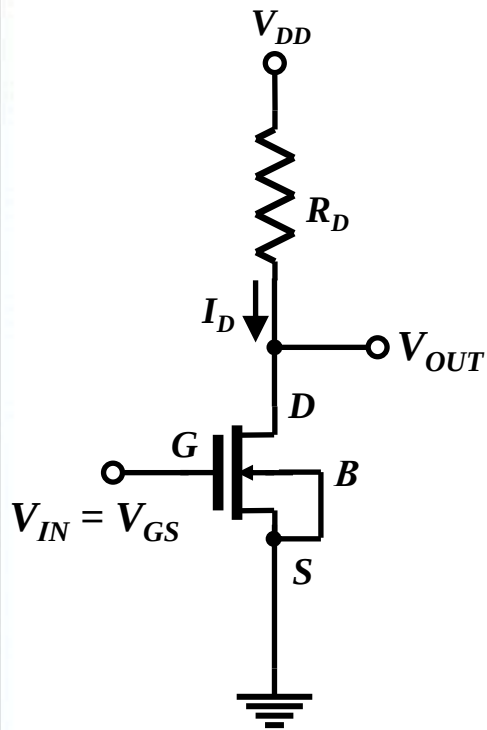
Βασικά αναλογικά κυκλώματα με MOSFET: ενισχυτής κοινής πηγής



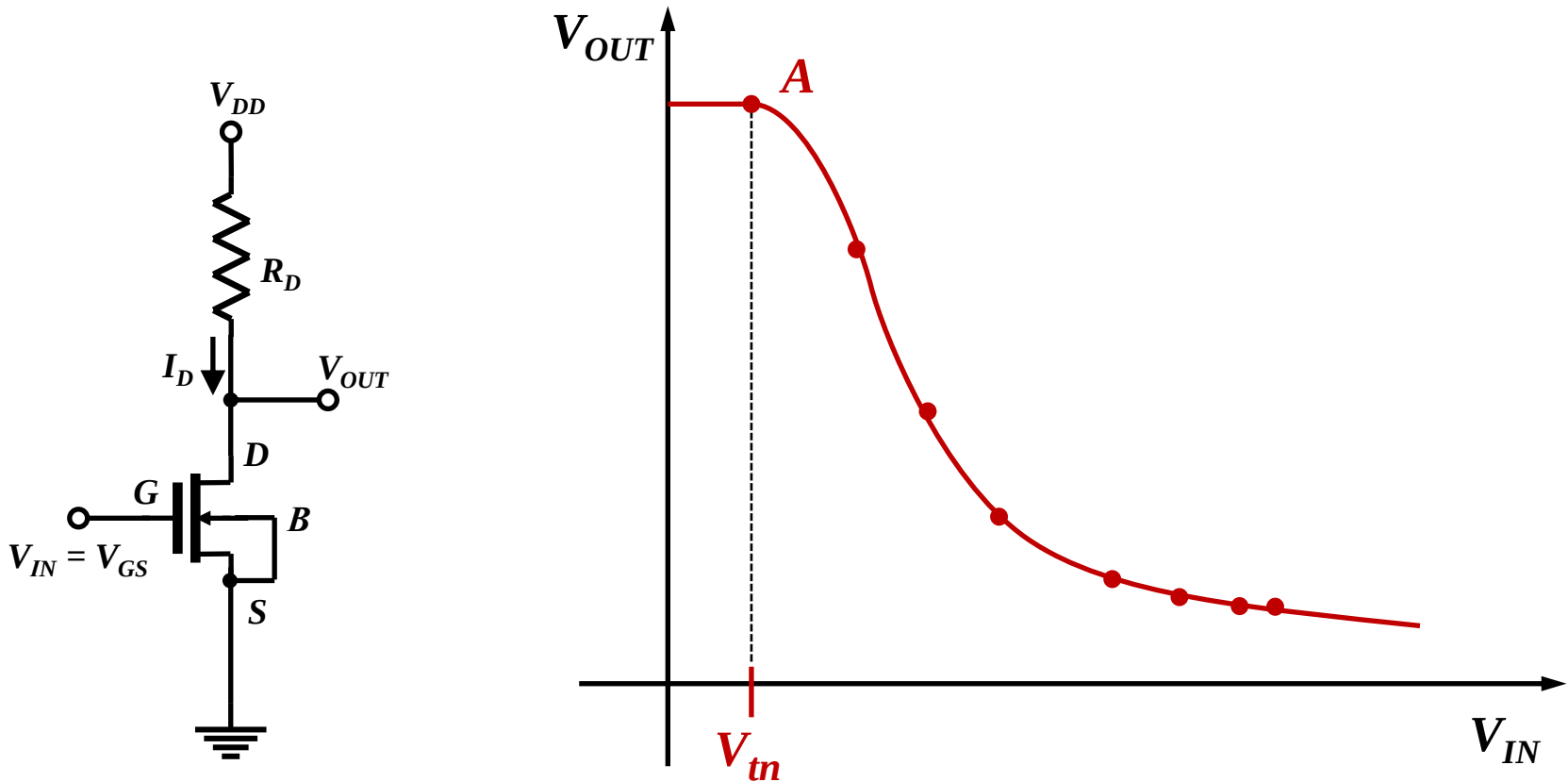
Ο βασικός ενισχυτής κοινής πηγής.

Θα τον πολώσουμε έτσι ώστε να λειτουργεί με την μέγιστη απολαβή.

Ενισχυτής κοινής πηγής

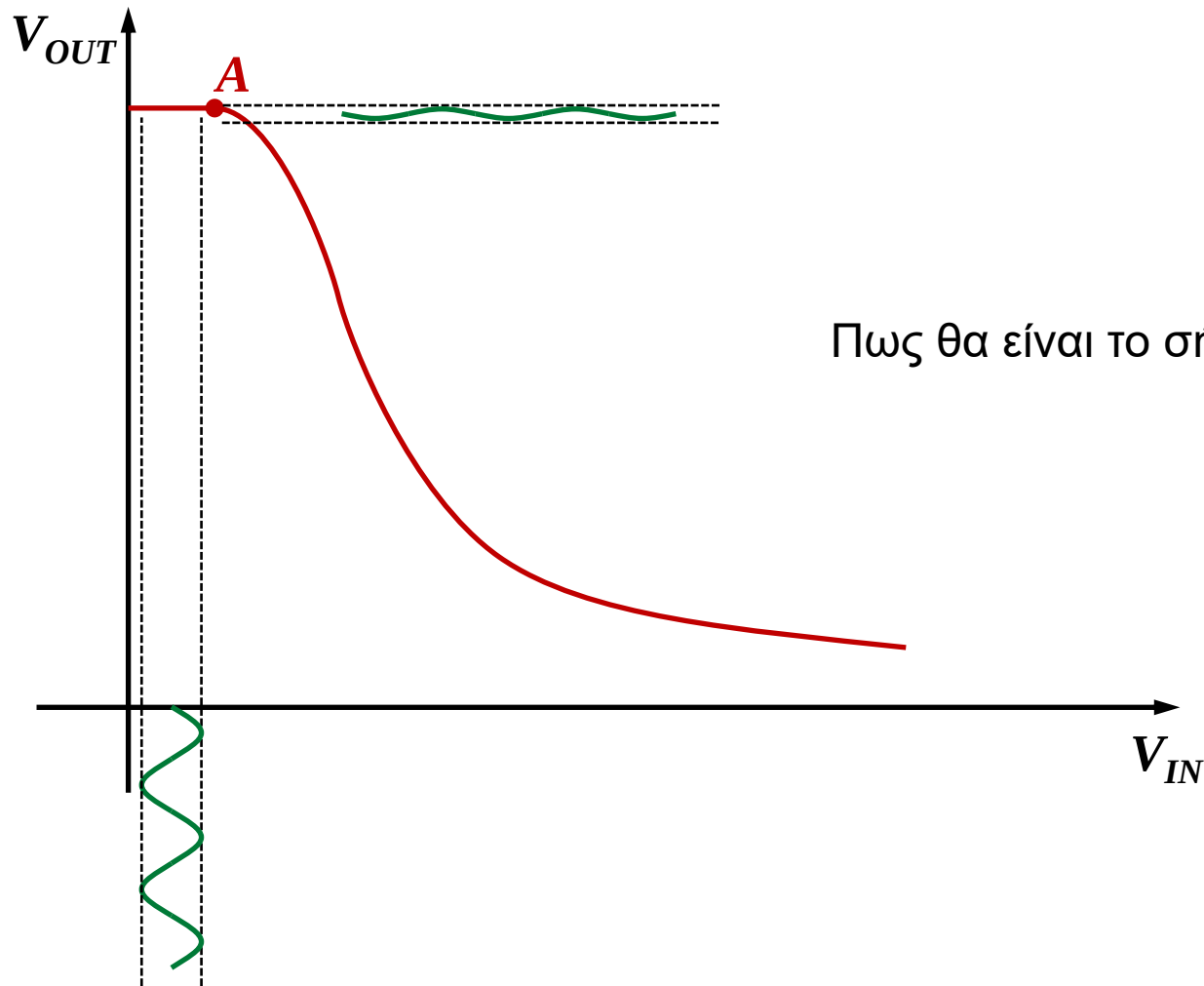


Ενισχυτής κοινής πηγής – Χαρακτηριστική Καμπύλη

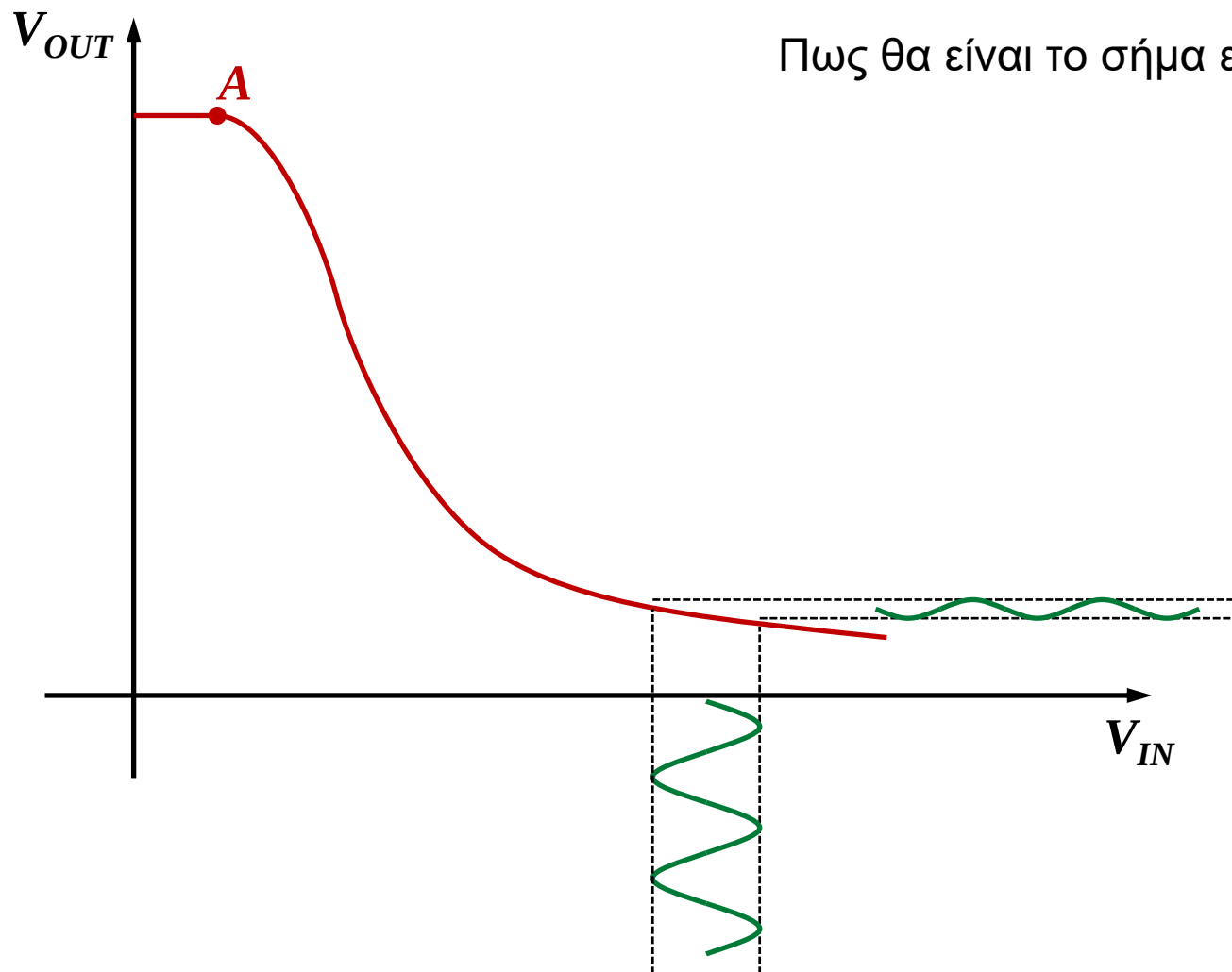


Χαρακτηριστική καμπύλη του
ενισχυτή κοινής πηγής.

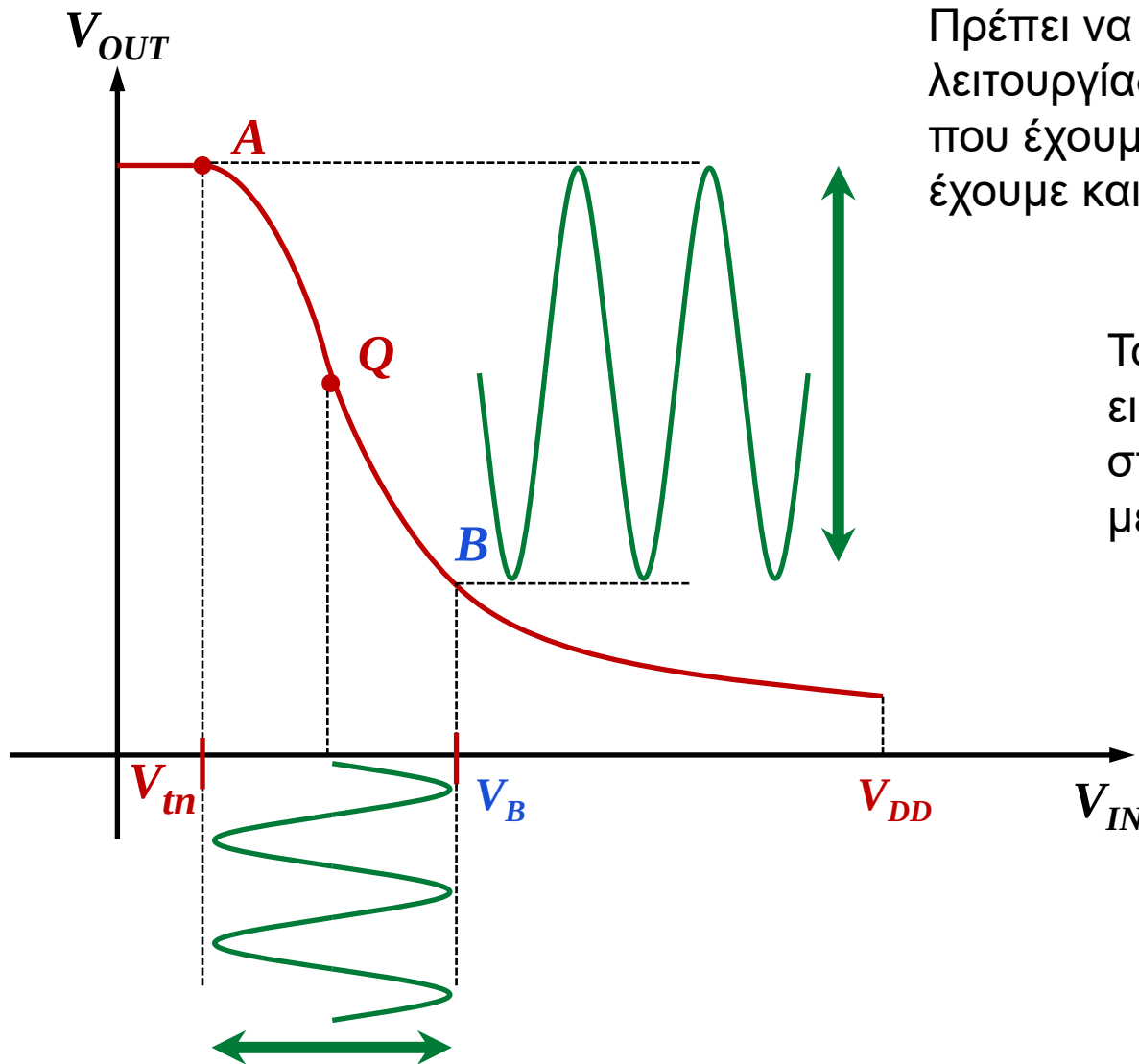
Βασικά αναλογικά κυκλώματα με MOSFET: Ενισχυτής κοινής πηγής – Χαρακτηριστική Καμπύλη



Ενισχυτής κοινής πηγής – Χαρακτηριστική Καμπύλη



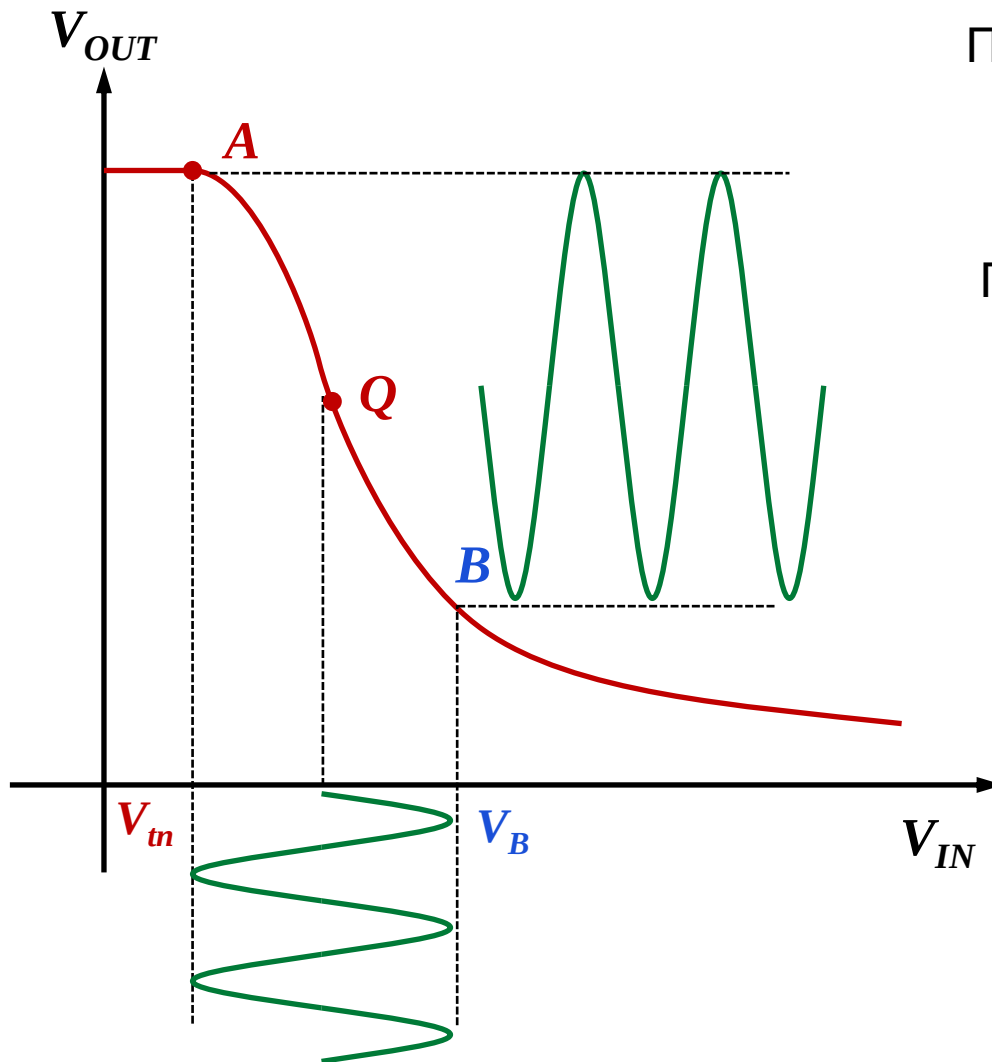
Ενισχυτής κοινής πηγής – Χαρακτηριστική Καμπύλη



Πρέπει να επιλέξουμε το σημείο λειτουργίας (ηρεμίας) Q σε θέση που έχουμε μεγάλη κλίση, ώστε να έχουμε και μεγάλη ενίσχυση

Το εύρος της τάσης εισόδου να εκτείνεται στην περιοχή που έχει μεγάλη κλίση

Ενισχυτής κοινής πηγής – Χαρακτηριστική Καμπύλη



Ποιες είναι οι συντεταγμένες του A ;

$$A (V_{tn}, V_{DD})$$

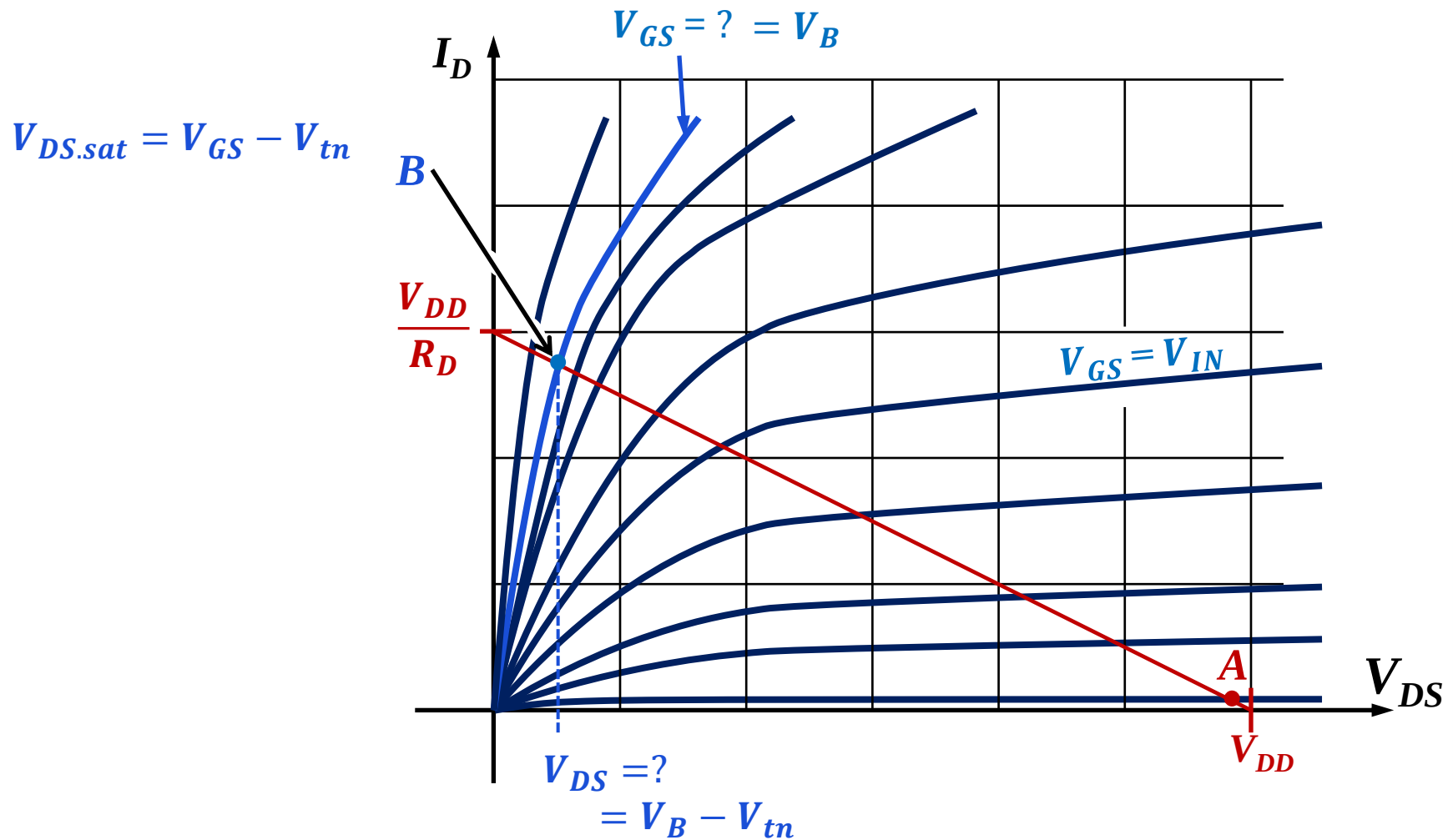
Ποιες είναι οι συντεταγμένες του B ;

$$B (V_B, V_B - V_{tn})$$

Διότι $V_B = V_{GS}$ και

$V_{DS} = V_{OUT} = V_{GS} - V_{tn}$
είναι το τελευταίο σημείο
που βρίσκεται στον κόρο.
Αν αυξηθεί και άλλο η
είσοδος θα μπει στην
τρίοδο.

Ενισχυτής κοινής πηγής – Ευθεία Φόρτου



Ευθεία φόρτου: $V_{DD} = I_D R_D + V_{DS}$

Ενισχυτής κοινής πηγής

Πως θα βρούμε το σημείο B, δηλαδή την τάση V_B ;

$$\begin{aligned} I_D &= K_n' \left(\frac{W}{L} \right) (v_{GS} - V_{tn})^2 \\ V_{DD} &= I_D R_D + V_{DS} \end{aligned} \Rightarrow \begin{cases} I_D = K_n' \left(\frac{W}{L} \right) (V_B - V_{tn})^2 \\ V_{DD} = I_D R_D + (V_B - V_{tn}) \end{cases}$$

$$\text{Θέτουμε: } K_n' \left(\frac{W}{L} \right) = K_n \quad \text{και} \quad (V_B - V_{tn}) = x$$

Ποια είναι η εξίσωση που μας δίνει το x (την τάση V_B);

$$\Rightarrow K_n \cdot R_D \cdot x^2 + x - V_{DD} = 0 \quad \Rightarrow x = \frac{-1 \pm \sqrt{1 + 4K_n R_D V_{DD}}}{2K_n R_D}$$

Ενισχυτής κοινής πηγής

Αν βρούμε τα όρια A και B της γραμμικής περιοχής, πως θα βρούμε το σημείο ηρεμίας (λειτουργίας) Q;

Πως θα βρούμε το μέγιστο σήμα στην είσοδο;

Πως θα βρούμε την κλίση της χαρακτηριστικής στην γραμμική περιοχή (δηλαδή την ενίσχυση);

Για την τάση εισόδου, δηλαδή την V_{GS} , ισχύει: $V_{tn} < V_{GS} < V_B$
 $V_{DD} = I_D R_D + V_{DS} \Rightarrow$

$$V_{DD} = I_D R_D + V_{OUT} \quad (1)$$

$$\text{Και } (V_{GS} = V_{IN}) \quad I_D = K_n' \left(\frac{W}{L} \right) (V_{IN} - V_{tn})^2 \quad (2)$$

Ενισχυτής κοινής πηγής – Χαρακτηριστική

Λύνοντας το σύστημα (1) και (2) βρίσκουμε την χαρακτηριστική για το μέγιστο σήμα εισόδου, $V_{tn} < V_{IN} < V_B$

$$V_{DD} = I_D R_D + V_{OUT} \quad (1)$$

$$I_D = K_n' \left(\frac{W}{L} \right) (V_{IN} - V_{tn})^2 \quad (2)$$

$$V_{OUT} = ?$$

$$V_{OUT} = V_{DD} - R_D K_n' \left(\frac{W}{L} \right) (V_{IN} - V_{tn})^2$$

Θεωρείται γραμμική για μικρές μεταβολές

Ενισχυτής κοινής πηγής – Απολαβή μικρού σήματος

Για την απολαβή ισχύει: $A_V = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$

Αλλά επειδή η σχέση: $V_{OUT} = V_{DD} - R_D K_n' \left(\frac{W}{L}\right) (V_{IN} - V_{tn})^2$ δεν είναι γραμμική, θα βρούμε την παράγωγο για μικρές μεταβολές:

$$A_V = \frac{\partial V_{OUT}}{\partial V_{IN}} = -2 R_D K_n' \left(\frac{W}{L}\right) (V_{IN} - V_{tn})$$

Η τάση $V_{IN} = V_{GS}$ στην παραπάνω σχέση είναι η DC συνιστώσα.

Τι μας θυμίζει η παραπάνω σχέση; $A_V = ?$

$$A_V = -g_m R_D$$

Γιατί έχει το μείον η παραπάνω σχέση;

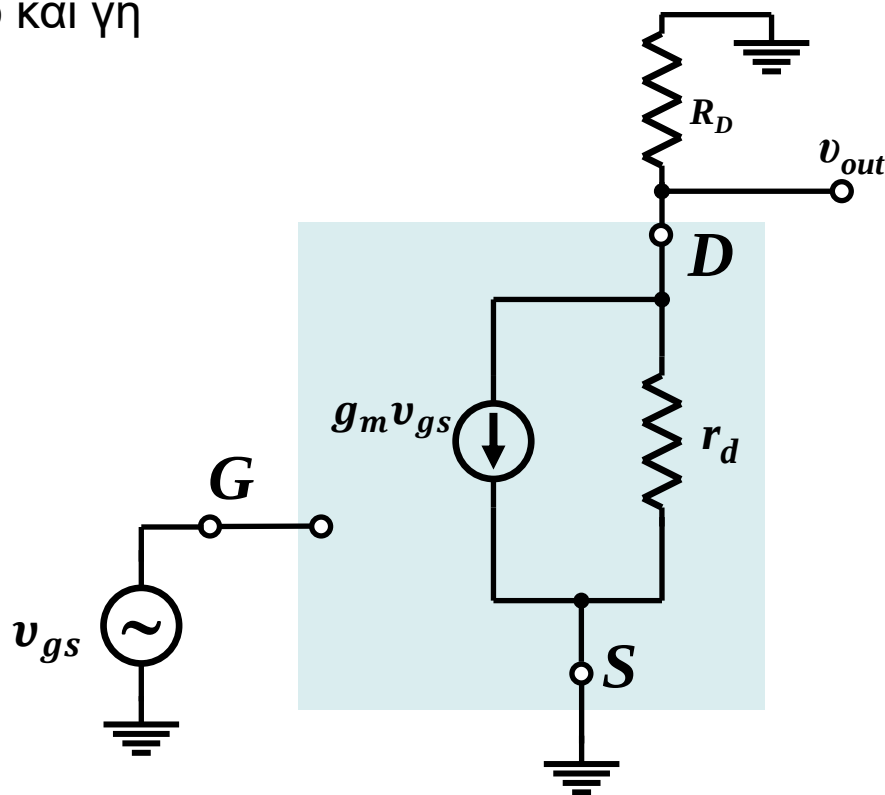
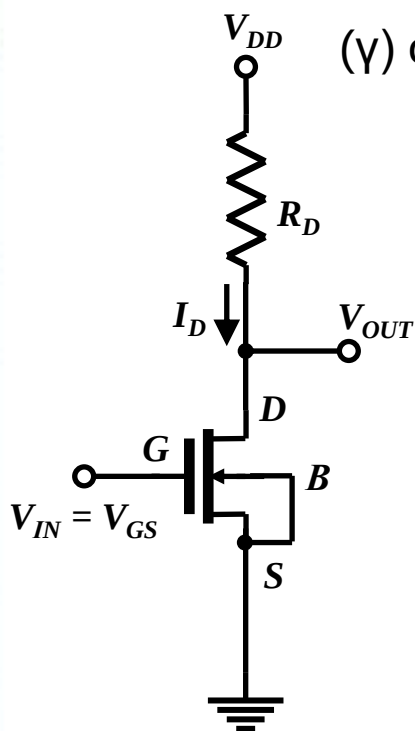
Ενισχυτής κοινής πηγής – Απολαβή μικρού σήματος

Πως αλλιώς θα μπορούσαμε να βρούμε την απολαβή μικρού σήματος;

(α) σχεδιάζοντας το ισοδύναμο κύκλωμα μικρού σήματος

(β) συνδέοντας είσοδο και γη

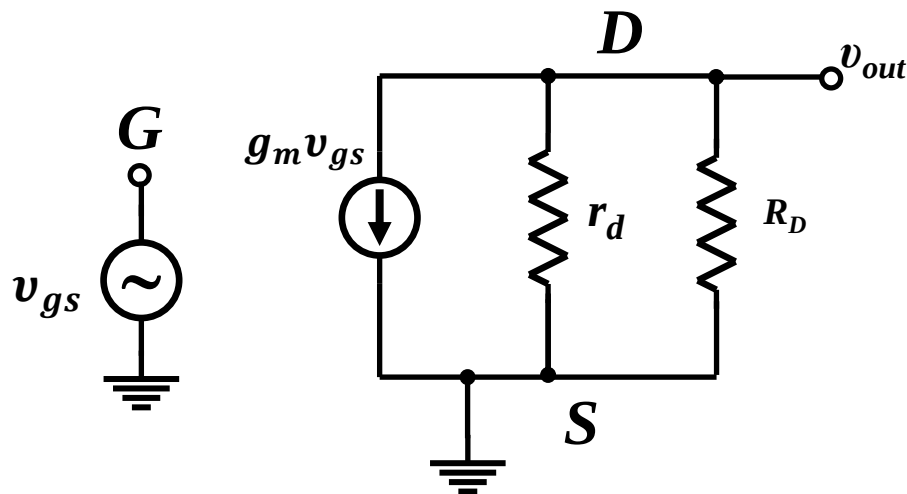
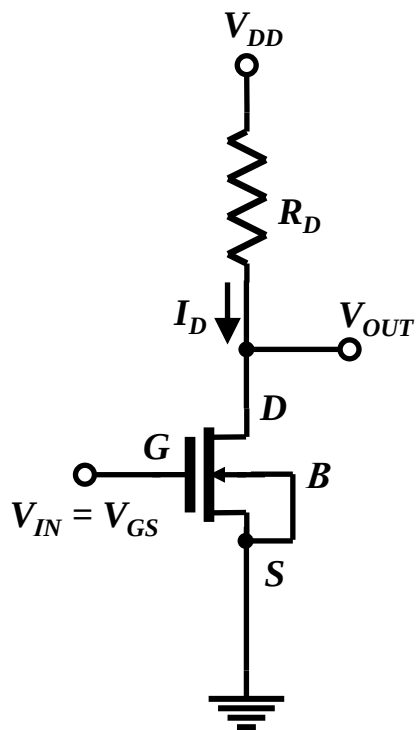
(γ) συνδέοντας την R_D



στο ισοδύναμο κύκλωμα μικρού σήματος, θεωρούμε βραχυκύκλωμα τις πηγές συνεχούς τάσης και ανοιχτό κύκλωμα τις πηγές συνεχούς ρεύματος.

Ενισχυτής κοινής πηγής – Απολαβή μικρού σήματος

Σχεδιάζουμε ξανά το ισοδύναμο κύκλωμα



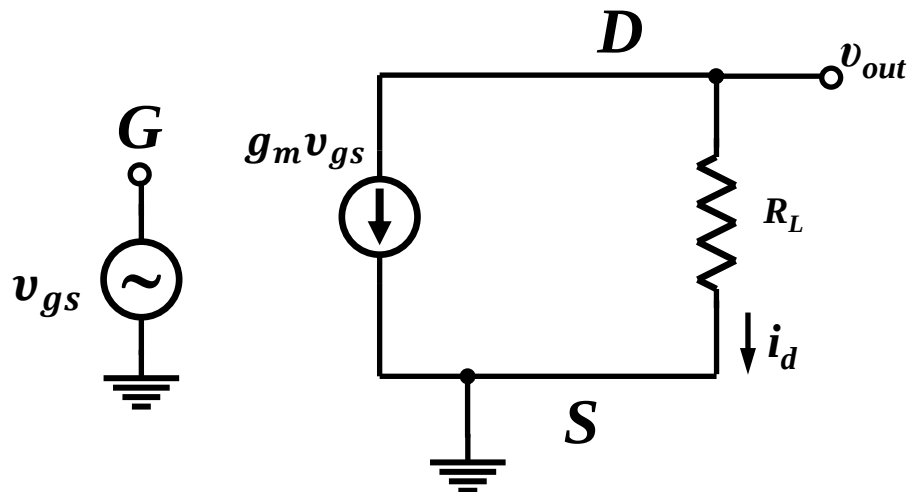
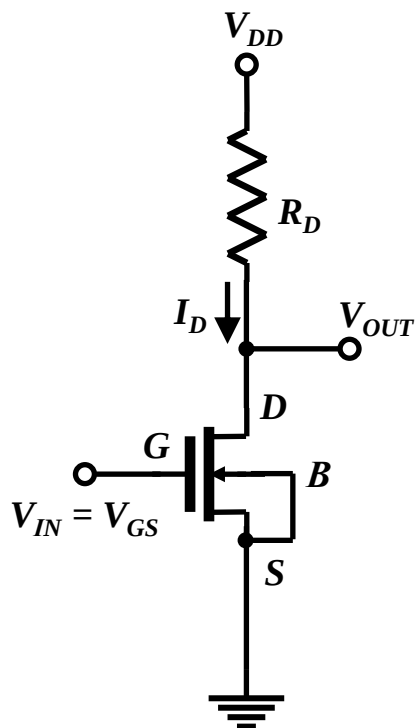
Για την απολαβή
θέλουμε τη σχέση:

$$v_{out} = f(v_{in}) \quad \text{ή} \quad v_{out} = f(v_{gs})$$

Υπολογίζουμε τον παράλληλο συνδυασμό: $R_L = r_d \parallel R_D$

Ενισχυτής κοινής πηγής – Απολαβή μικρού σήματος

Σχεδιάζουμε ξανά το ισοδύναμο κύκλωμα



Για την τάση εξόδου: $v_{out} = i_d \cdot R_L$ $i_d = -g_m v_{gs}$

$$\Rightarrow v_{out} = -g_m v_{gs} \cdot R_L = -g_m v_{in} R_L$$

$$\Rightarrow A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_m \cdot R_L = -g_m (r_d // R_d)$$

Στην ίδια σχέση καταλήγουμε αν χρησιμοποιήσουμε στον α' τρόπο υπολογισμού την σχέση: $V_{OUT} = V_{DD} - R_D K_n' \left(\frac{W}{L}\right) (V_{IN} - V_{tn})^2 (1 + \lambda \cdot V_{OUT})$

Ενισχυτής κοινής πηγής – Απολαβή μικρού σήματος

Για να πετύχουμε μεγάλη απολαβή τι χρειάζεται να κάνουμε κατά τη σχεδίαση αυτού του ενισχυτή;

$$A_V = -g_m \cdot R_L = -g_m (r_d // R_d)$$

Να χρησιμοποιήσουμε μεγάλη R_d

Αλλά αυτό κοστίζει σε επιφάνεια

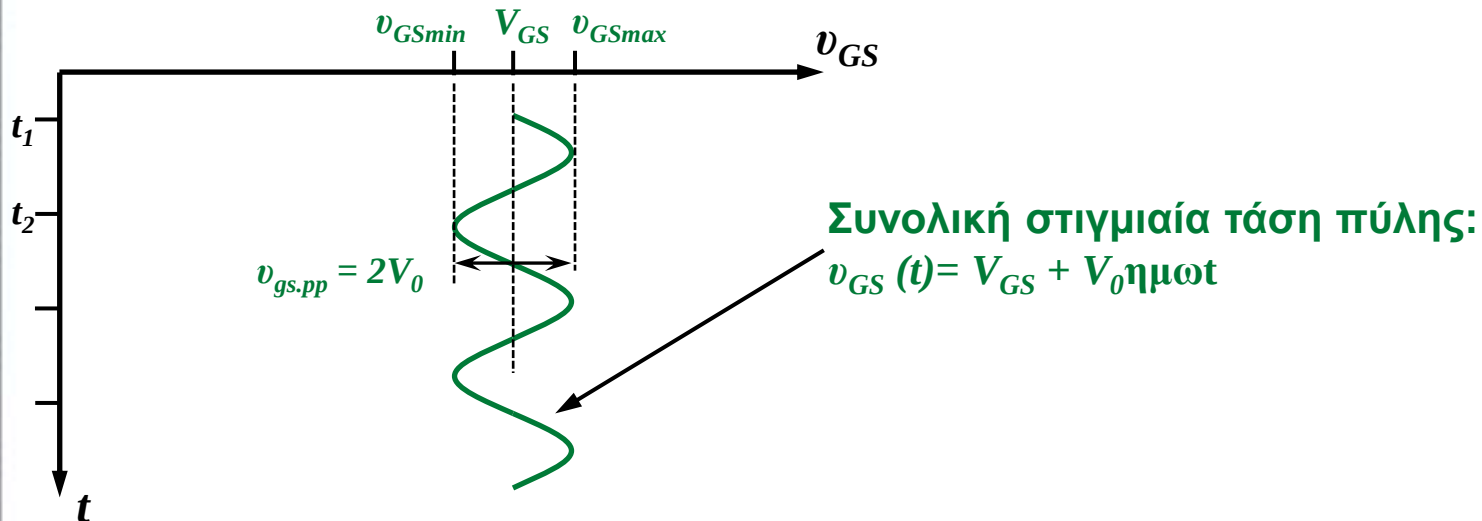
Ενισχυτής κοινής πηγής – Γραφική Λύση

Ενισχυτής κοινής πηγής με MOSFET

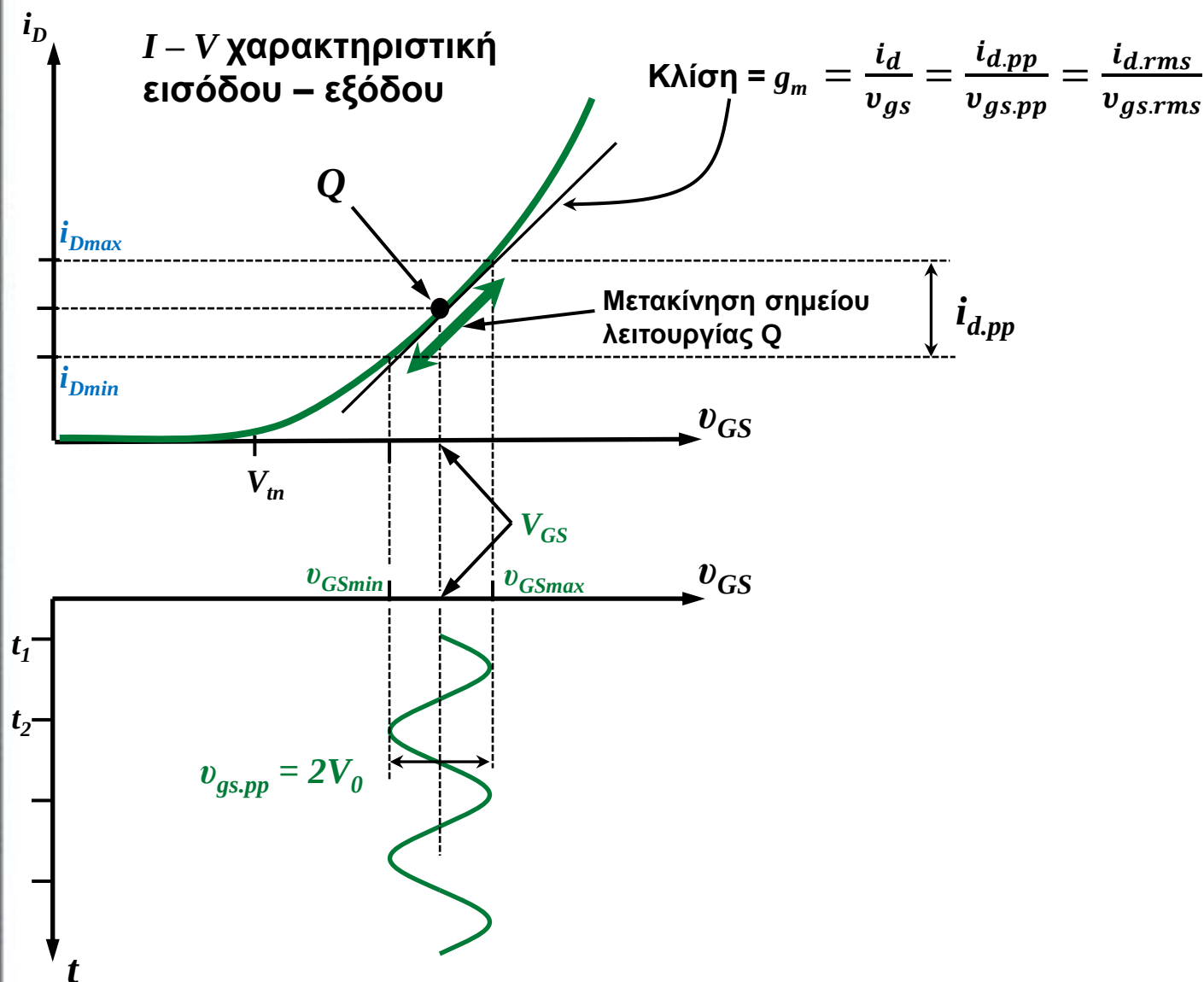
Συνολική στιγμιαία τάση πύλης: $v_{GS}(t)$

$$v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$$

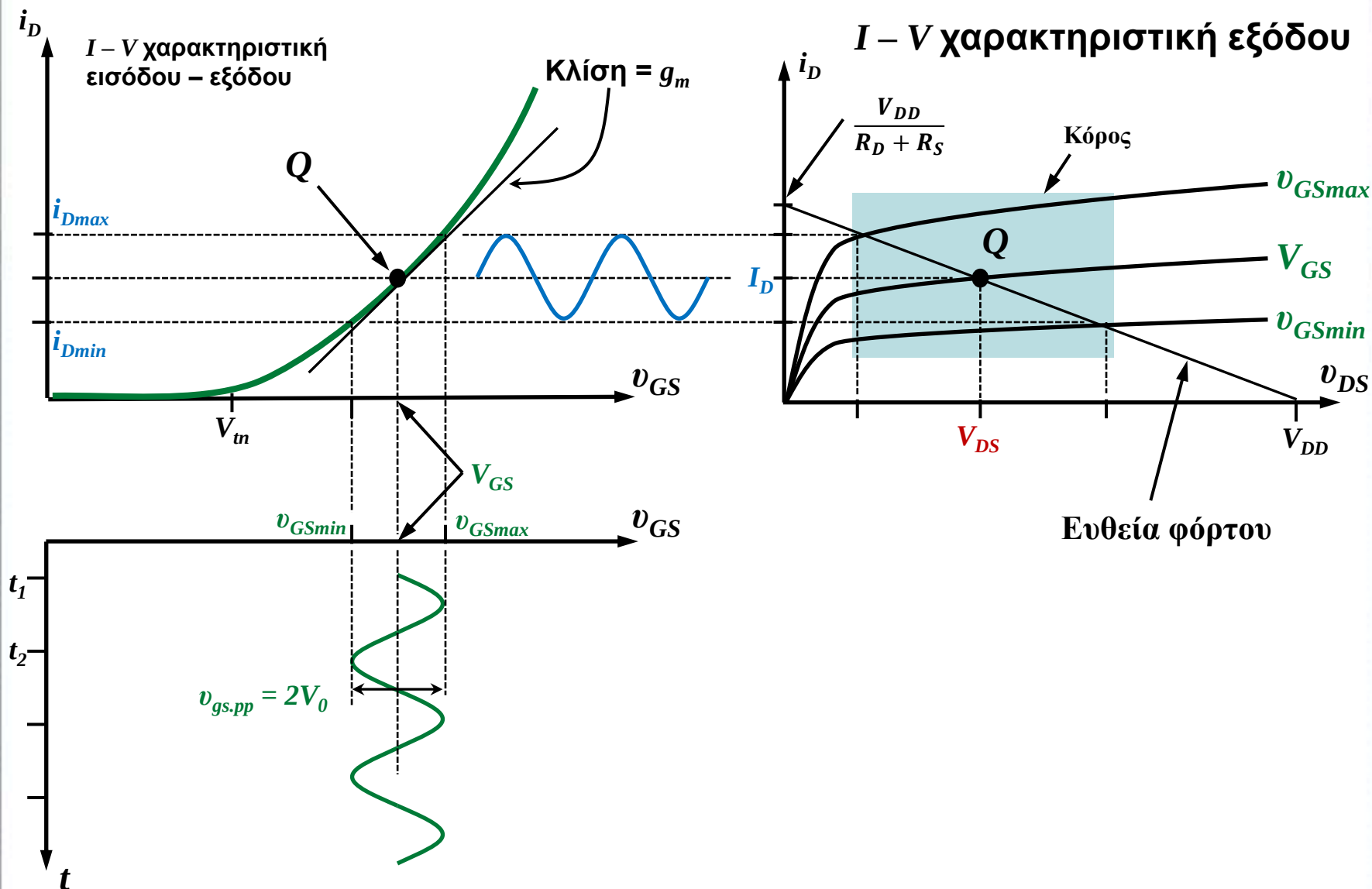
Σήμα εισόδου: $v_{gs}(t) = V_0 \eta \mu \omega t$



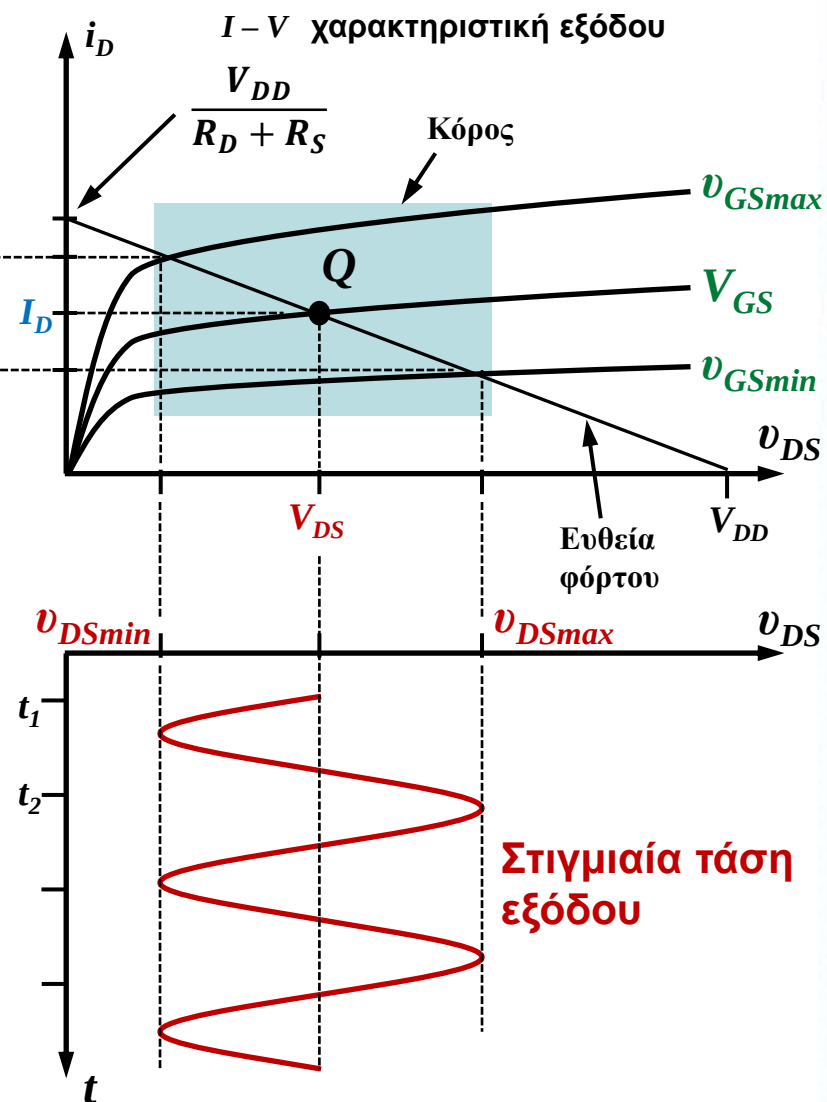
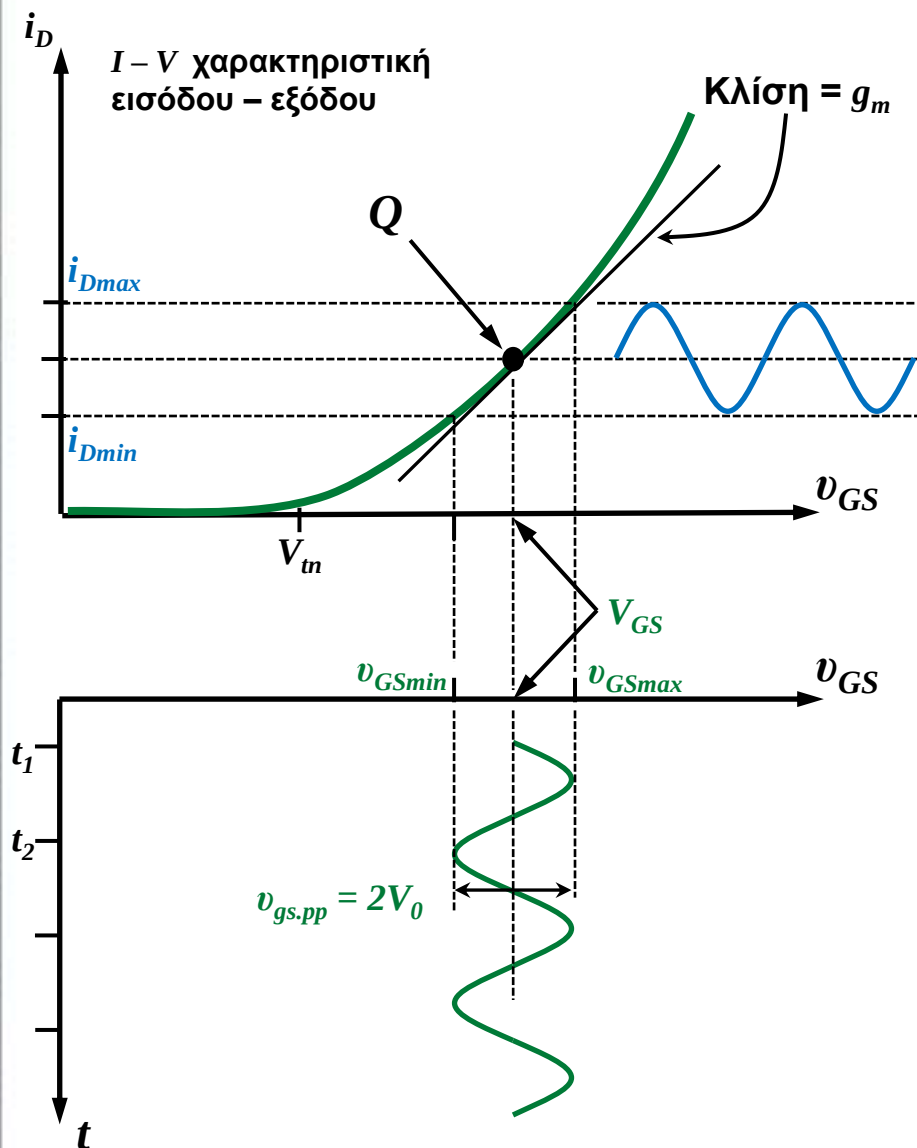
Ενισχυτής με MOSFET – Γραφική ανάλυση



Ενισχυτής με MOSFET – Γραφική ανάλυση

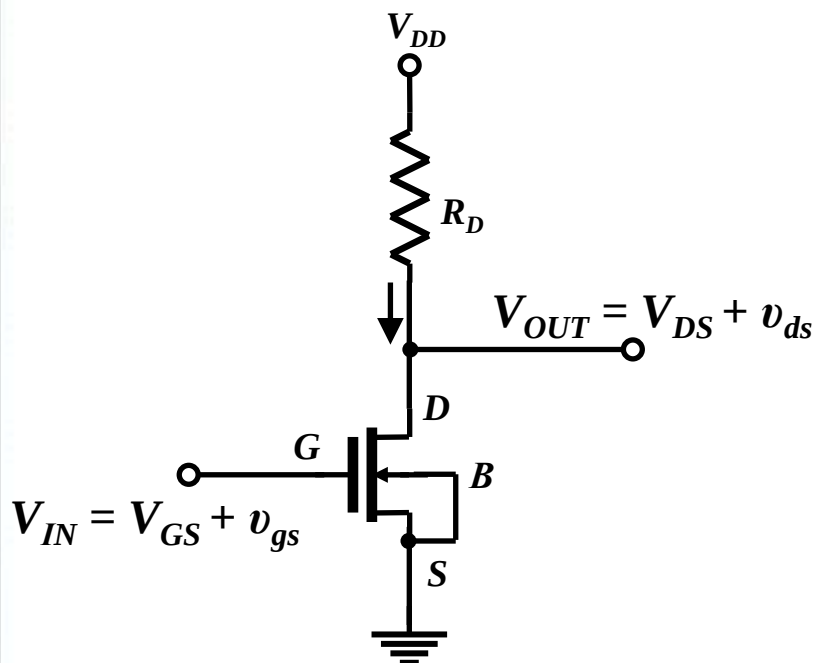


Ενισχυτής με MOSFET – Γραφική ανάλυση



Ενισχυτής κοινής πηγής με φόρτο nMOS

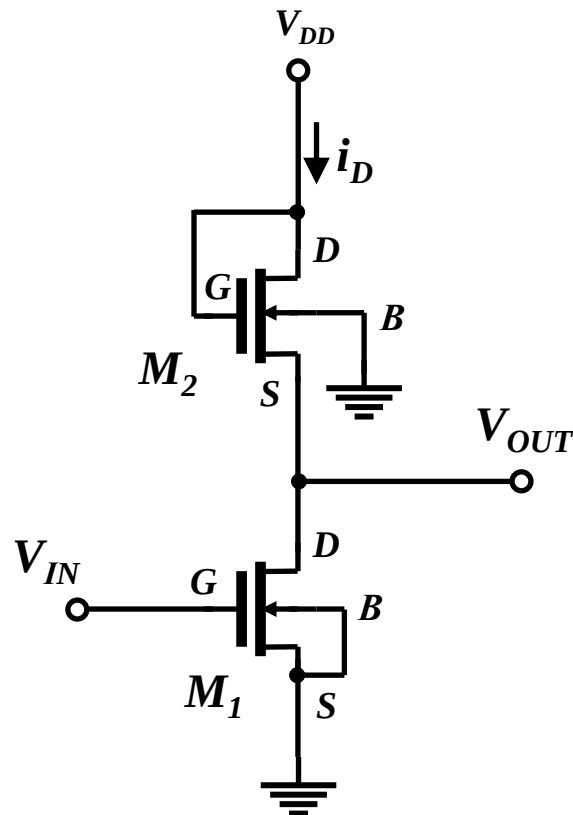
Μπορούμε να αντικαταστήσουμε την αντίσταση φόρτου R_D με ένα άλλο τρανζίστορ μικρότερης επιφάνειας.



$$A_V \approx -g_m \cdot R_D,$$

η r_d είναι πολύ μεγάλη διότι η παράμετρος λ είναι πολύ μικρή

$$r_d = \frac{1}{I_D \cdot \lambda}$$

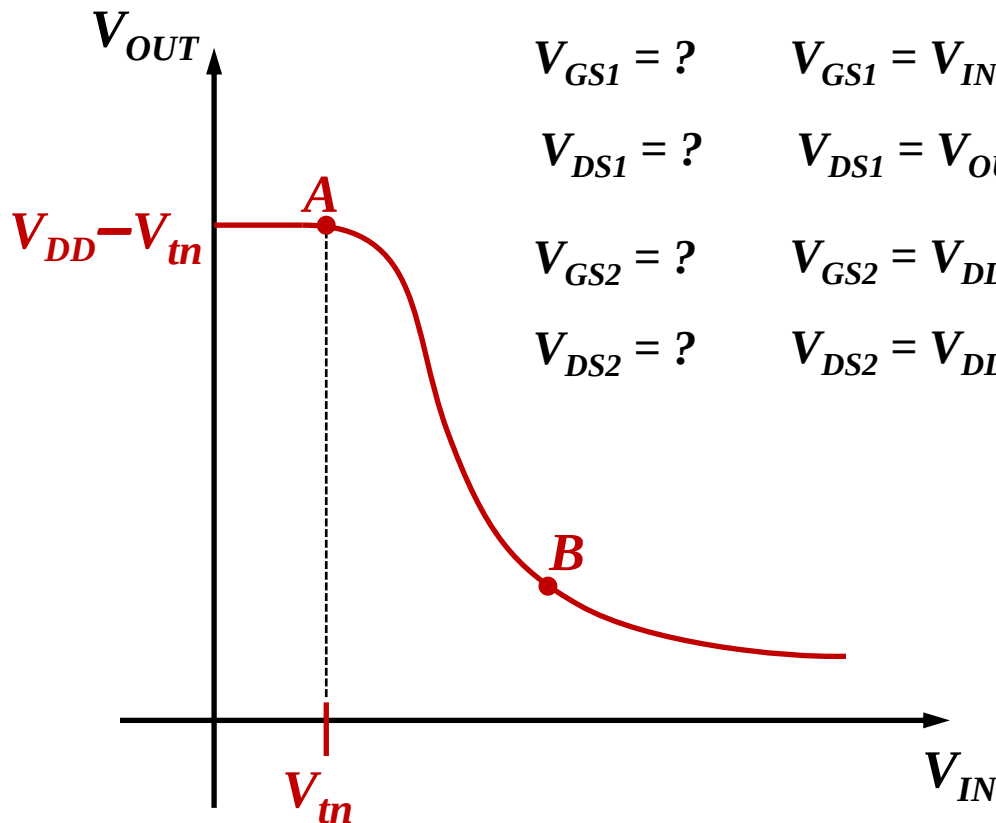


Το M_2 λειτουργεί στον κόρο διότι ?

$$v_{DS} > v_{GS} - V_{tn} \Rightarrow v_{GS} > v_{GS} - V_{tn}$$

Ενισχυτής κοινής πηγής με φόρτο nMOS

Η χαρακτηριστική μεταφοράς του κυκλώματος αυτού, όπως έχει αναφερθεί και στους αναστροφείς, είναι ως εξής:



$$V_{GS1} = ?$$

$$V_{GS1} = V_{IN}$$

$$V_{DS1} = ?$$

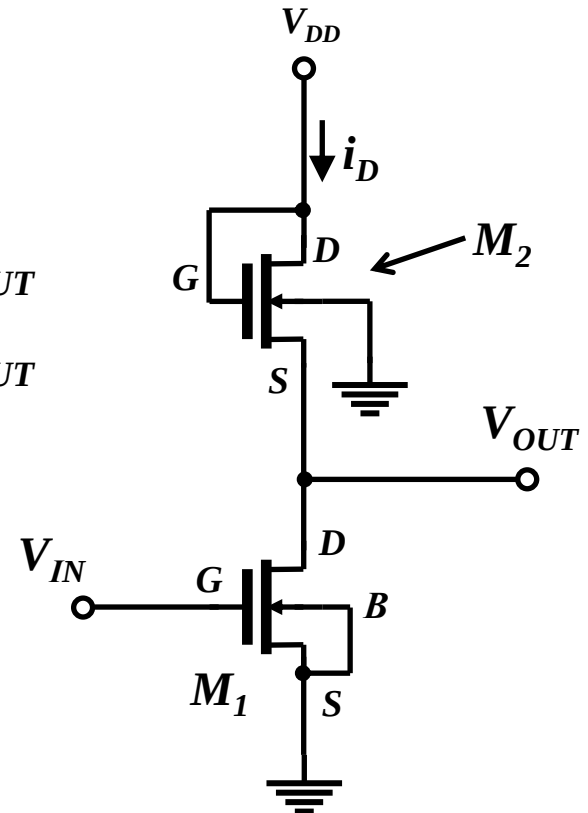
$$V_{DS1} = V_{OUT}$$

$$V_{GS2} = ?$$

$$V_{GS2} = V_{DD} - V_{OUT}$$

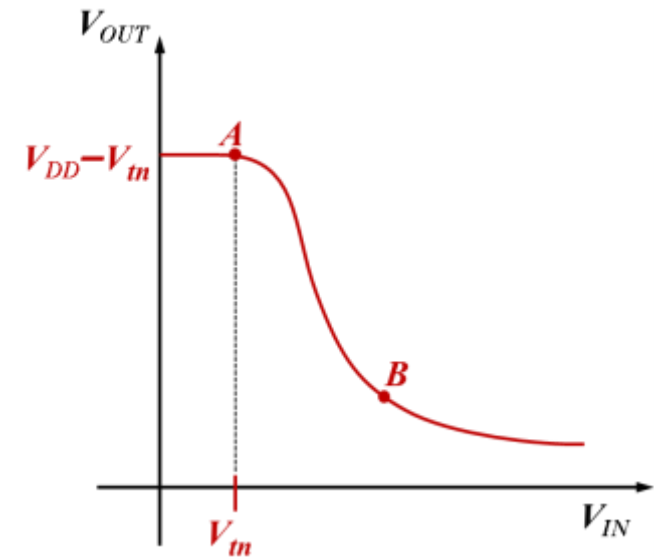
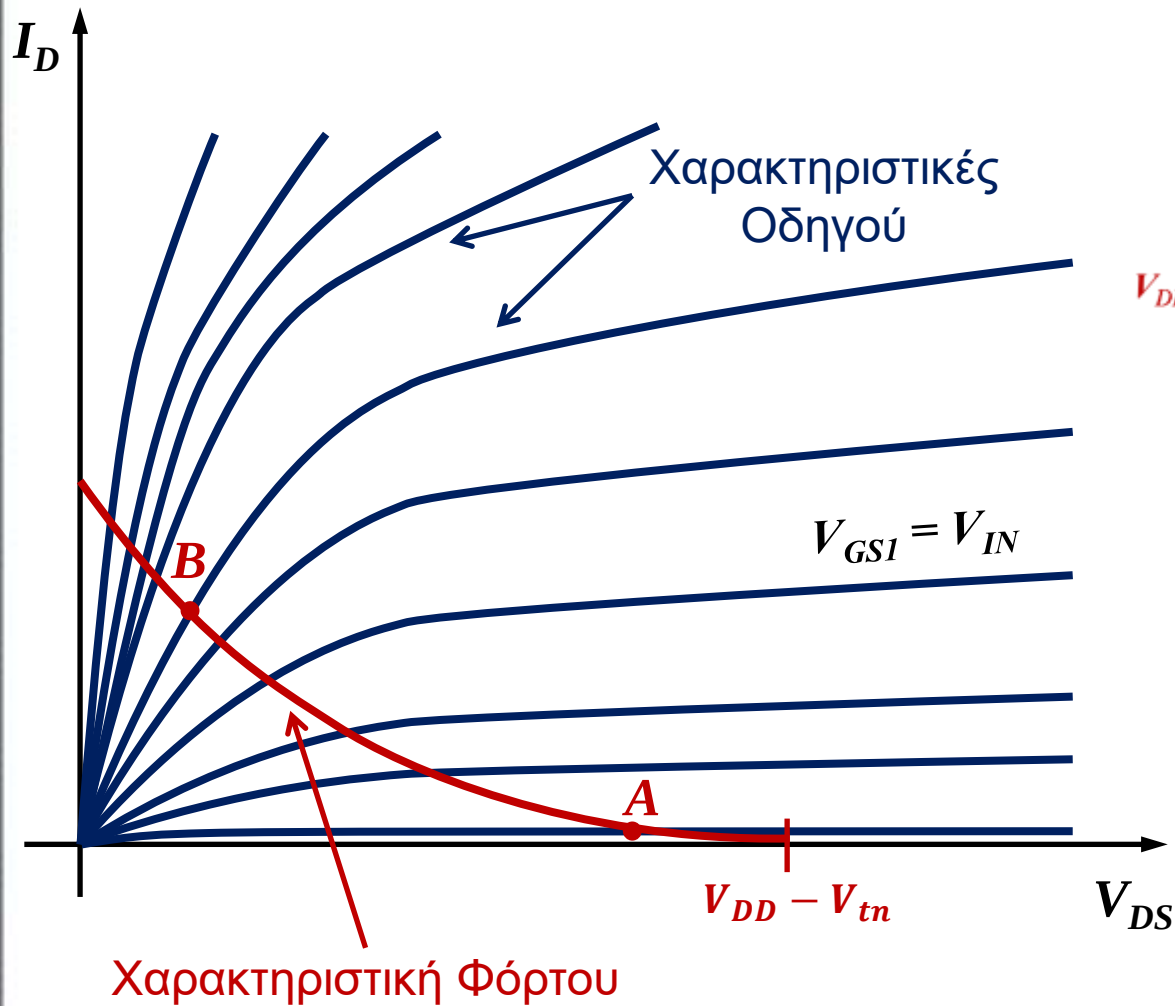
$$V_{DS2} = ?$$

$$V_{DS2} = V_{DD} - V_{OUT}$$



Χαρακτηριστική καμπύλη του ενισχυτή κοινής πηγής με φόρτο nMOS.

Ενισχυτής κοινής πηγής με φόρτο nMOS



Ενισχυτής κοινής πηγής με φόρτο nMOS

Θεωρούμε ότι τα δύο τρανζίστορ κατασκευάζονται στο ίδιο υπόστρωμα. Επομένως μπορεί να έχουν διαφορετικές διαστάσεις αλλά θα έχουν το ίδιο K_n' .

Για το ρεύμα ισχύει ότι:

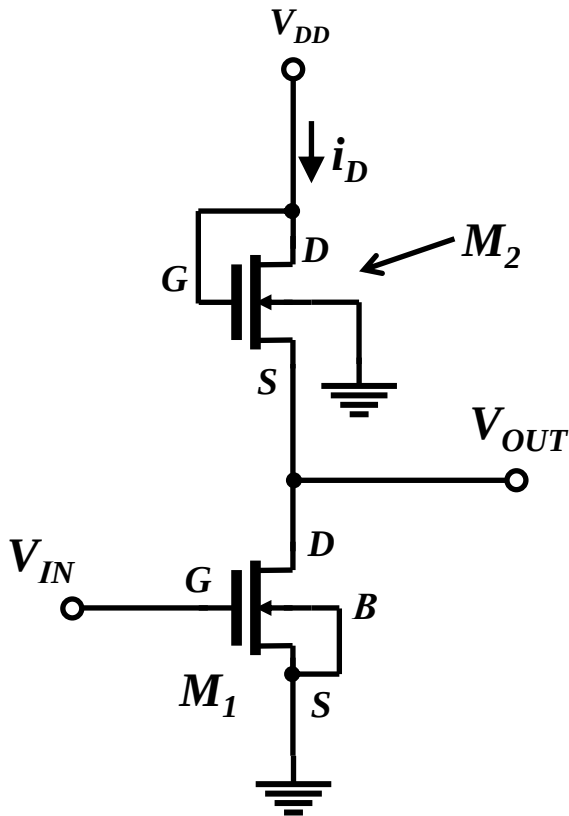
$$I_{D1} = K_n' \left(\frac{W_1}{L_1} \right) (V_{GS1} - V_{tn})^2$$

$$I_{D2} = K_n' \left(\frac{W_2}{L_2} \right) (V_{GS2} - V_{tn})^2$$

$$I_{D1} = K_n' \left(\frac{W_1}{L_1} \right) (V_{IN} - V_{tn})^2$$

$$I_{D1} = I_{D2} = K_n' \left(\frac{W_2}{L_2} \right) (V_{DD} - V_{OUT} - V_{tn})^2$$

$$K_n' \left(\frac{W_1}{L_1} \right) (V_{IN} - V_{tn})^2 = K_n' \left(\frac{W_2}{L_2} \right) (V_{DD} - V_{OUT} - V_{tn})^2$$



Ενισχυτής κοινής πηγής με φόρτο nMOS

$$\left(\frac{W_1}{L_1}\right) (V_{IN} - V_{tn})^2 = \left(\frac{W_2}{L_2}\right) (V_{DD} - V_{OUT} - V_{tn})^2$$

$$V_{DD} - V_{OUT} - V_{tn} = \sqrt{\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_1}{\left(\frac{W}{L}\right)_2}} (V_{IN} - V_{tn})$$

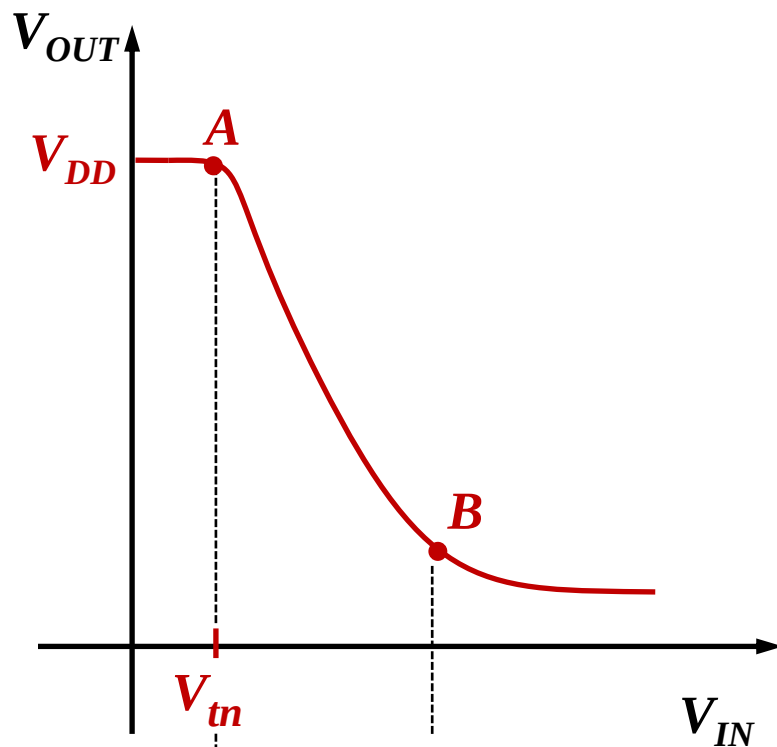
Για να βρούμε την κλίση παραγωγίζουμε (θεωρώντας V_{tn} = σταθερό)

$$A_V = \frac{\partial V_{OUT}}{\partial V_{IN}} = - \sqrt{\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_1}{\left(\frac{W}{L}\right)_2}} = -\sqrt{\beta_R}$$

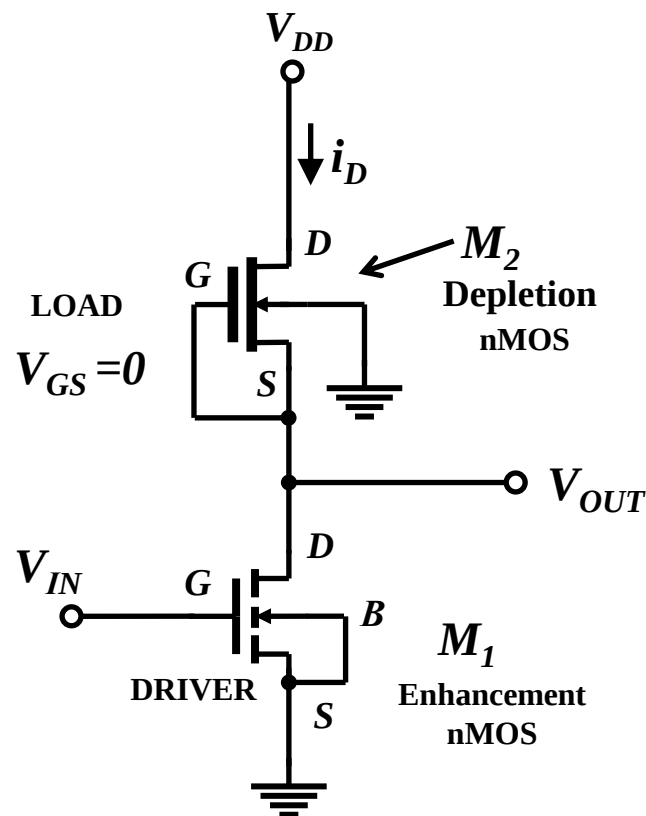
Η απολαβή μπορεί να πάρει τιμές 5 ~ 10

Ενισχυτής κοινής πηγής με φόρτο nMOS απογύμνωσης

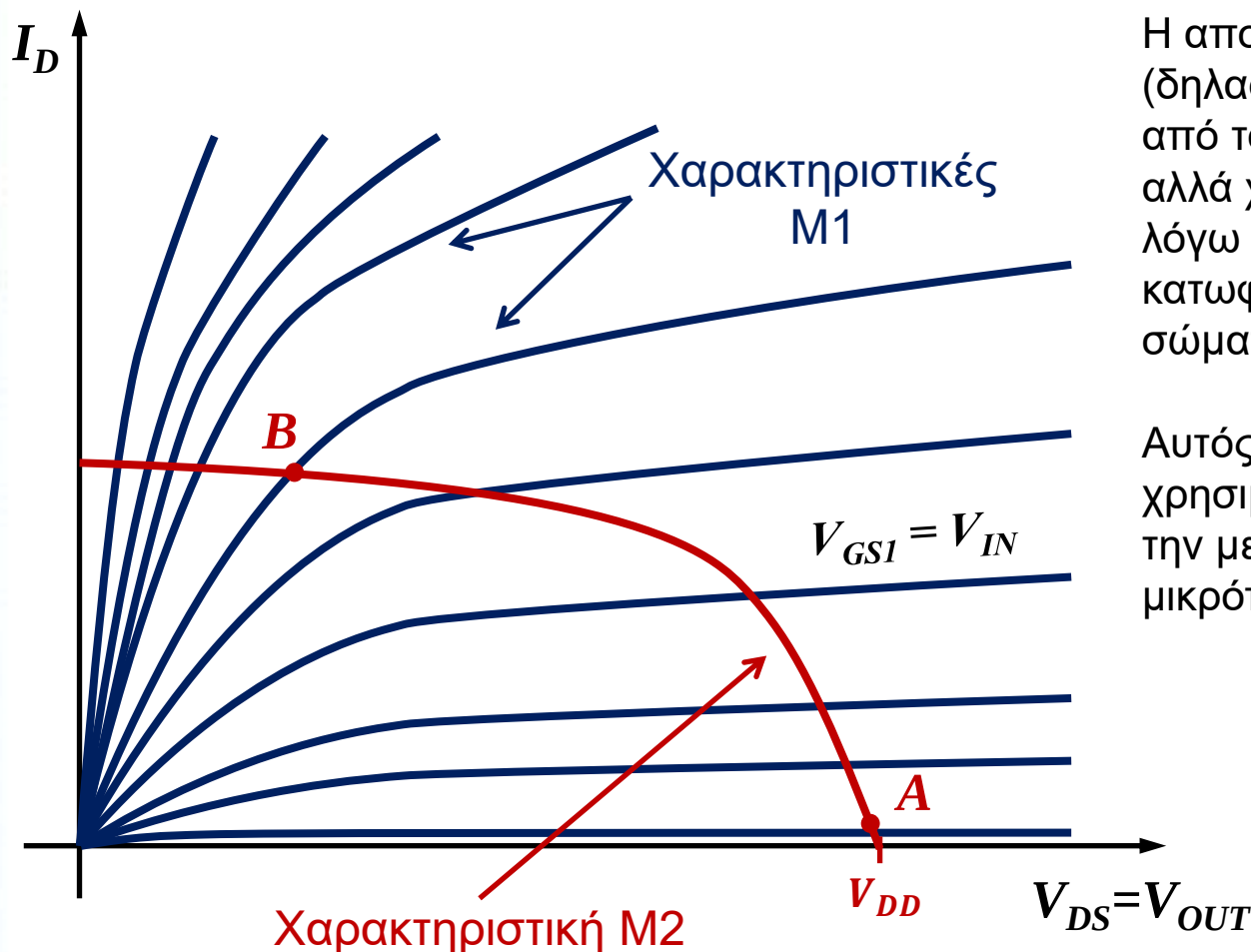
Το τρανζίστορ φόρτο M_2 είναι τρανζίστορ απογύμνωσης άρα άγει και με τάση $V_{GS2}=0$. Η χαρακτηριστική μεταφοράς είναι ως εξής:



M1, M2 λειτουργούν στον κόρο



Ενισχυτής κοινής πηγής με φόρτο nMOS απογύμνωσης



Η απολαβή εδώ είναι $\sim 50 \sim 100$, (δηλαδή 5 φορές μεγαλύτερη από το προηγούμενο κύκλωμα), αλλά χάνει λίγο σε γραμμικότητα λόγω της μεταβολής της τάσης κατωφλίου (φαινόμενο σώματος).

Αυτός ο ενισχυτής χρησιμοποιείται γιατί προσφέρει την μεγαλύτερη απολαβή με την μικρότερη επιφάνεια.

CMOS Ενισχυτές – Ενισχυτής κοινής πηγής με φόρτο pMOS έγχυσης (Enhancement)

Ποιοι είναι οι ακροδέκτες του pMOS ;

Που θα πρέπει να συνδεθεί το B του M_2 ;

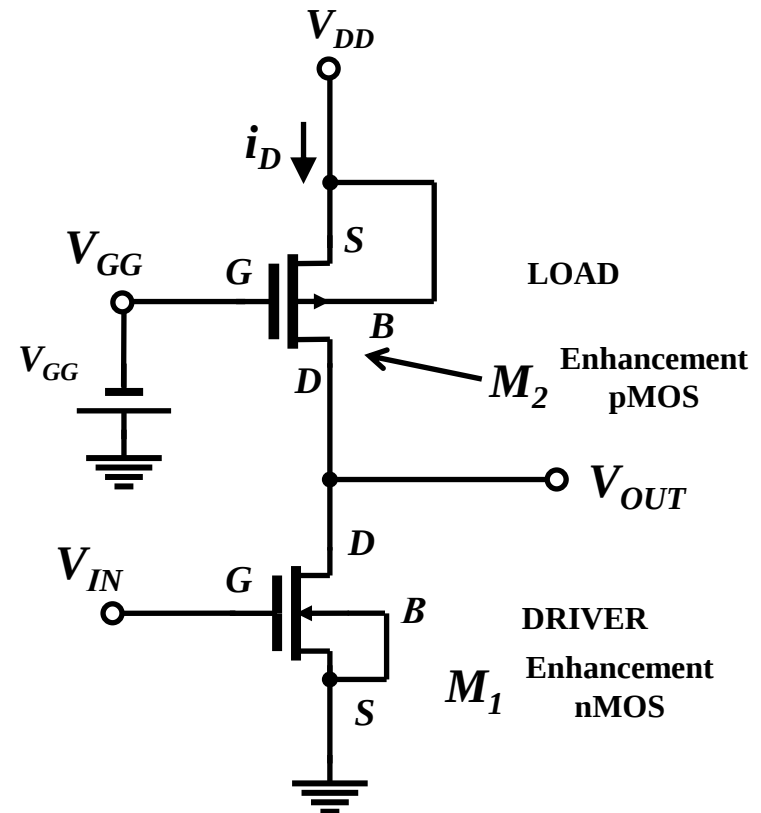
$$V_{DS2} < 0$$

$$V_{GS2} < 0$$

Η τάση V_{GG} πρέπει να είναι
λιγότερο θετική από την τάση V_{DD}

Και στα δύο τρανζίστορ οι τάσεις V_{SB} είναι
μηδέν, $V_{SB}=0$,

Επομένως δεν εμφανίζεται το φαινόμενο
σώματος



Ενισχυτής κοινής πηγής με φόρτο pMOS έγχυσης (Enhancement) – Απολαβή

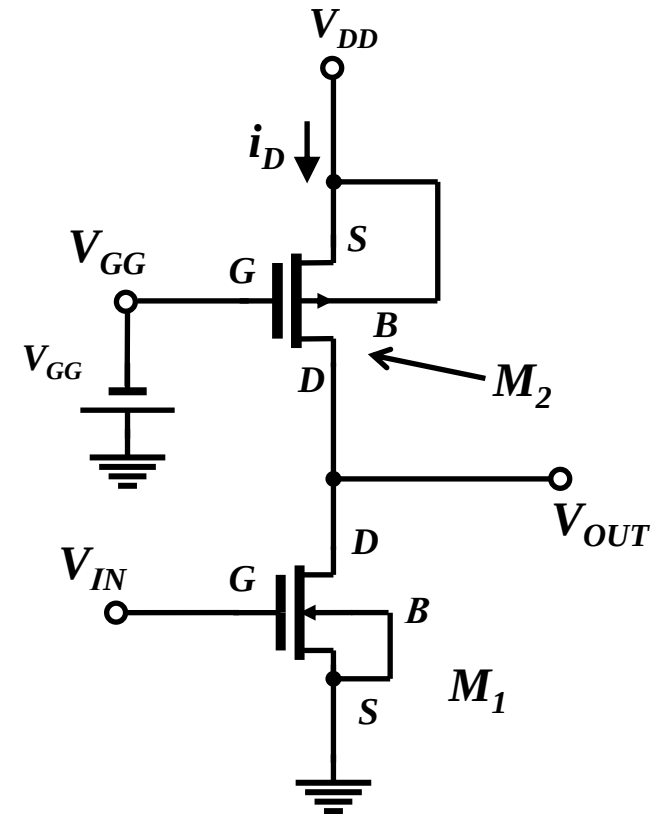
Για να βρούμε την απολαβή μπορούμε να σχεδιάσουμε την DC χαρακτηριστική και βρούμε την γραμμική περιοχή που και τα δύο τρανζίστορ είναι στον κόρο και να παραγωγίσουμε ή να βρούμε την κλίση.

Ένας δεύτερος τρόπος για να βρούμε την απολαβή μικρού σήματος είναι

να σχεδιάσουμε το ισοδύναμο κύκλωμα μικρού σήματος.

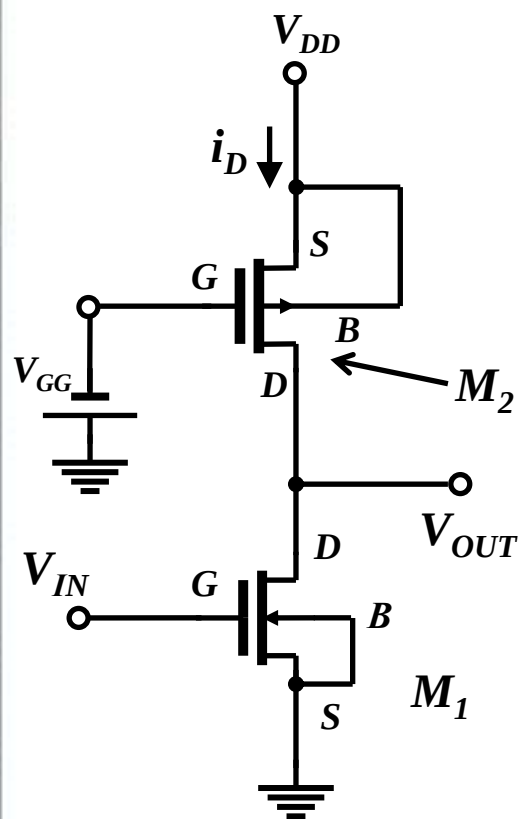
Πρέπει να προηγηθεί

η DC ανάλυση.



$$V_{DS2} < 0$$

ενισχυτής CMOS Κ.Π. – ισοδύναμο μικρού σήματος

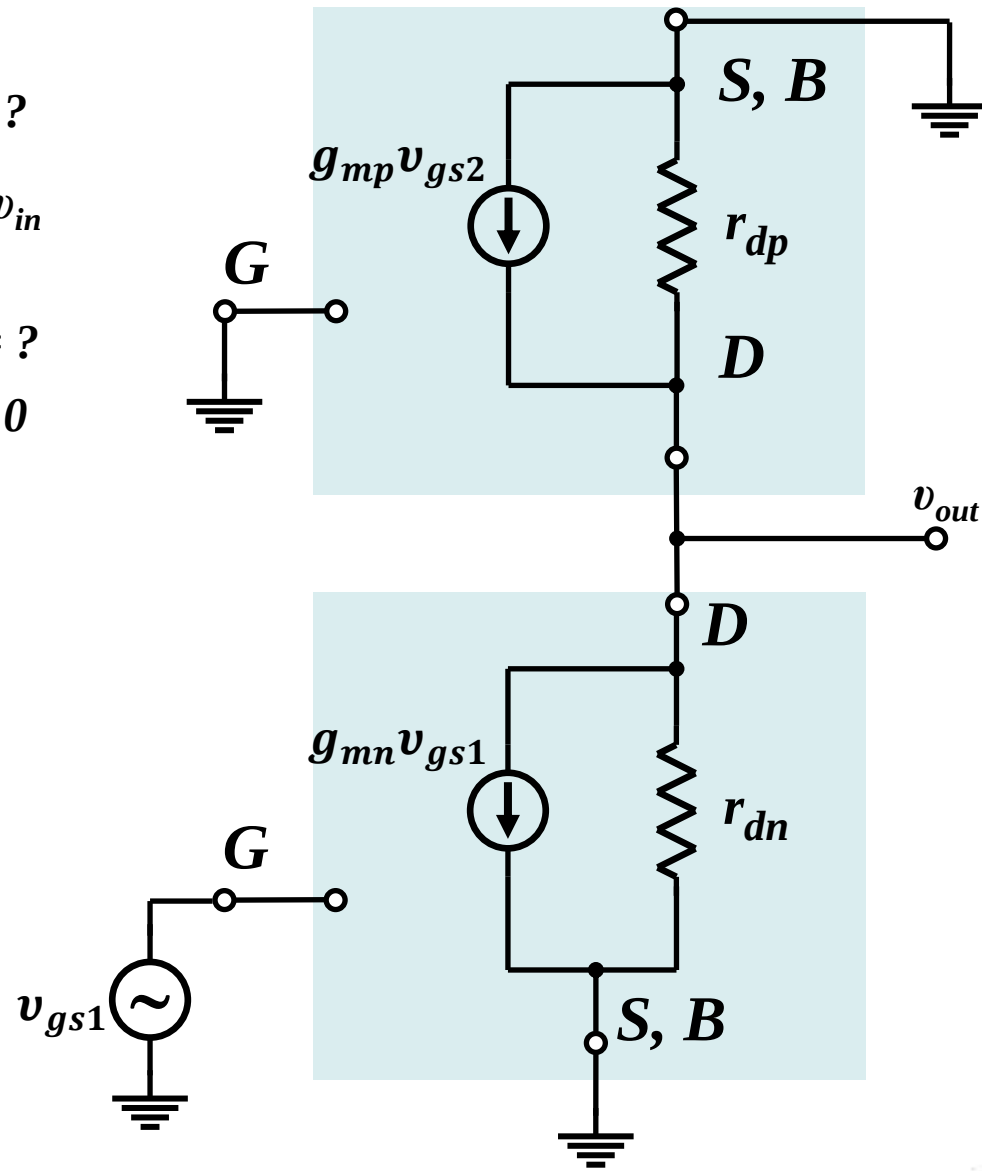


$$v_{gs1} = ?$$

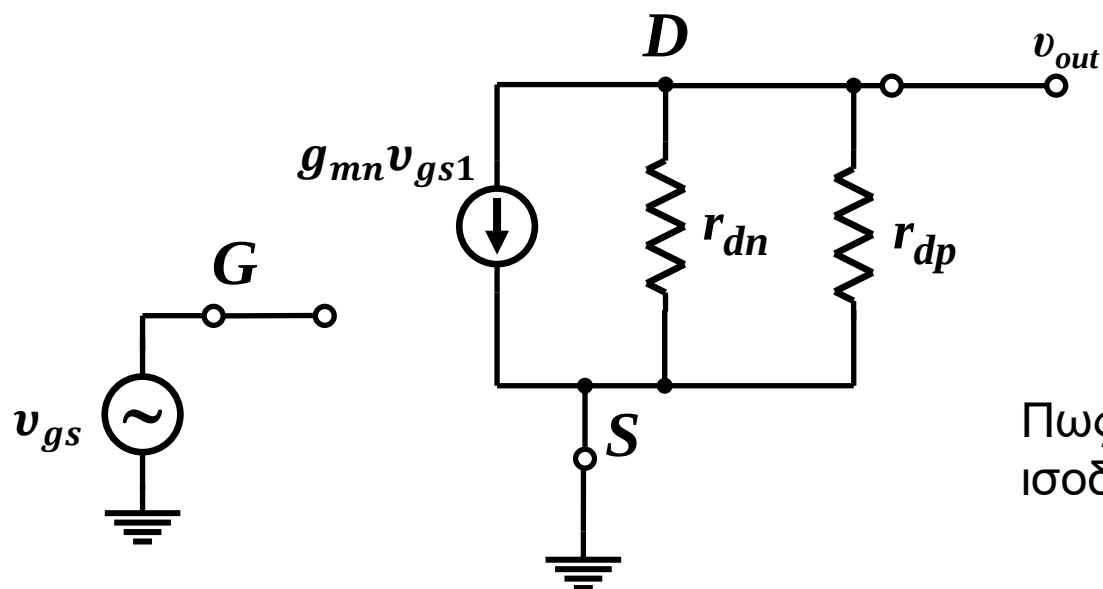
$$v_{gs1} = v_{in}$$

$$v_{gs2} = ?$$

$$v_{gs2} = 0$$



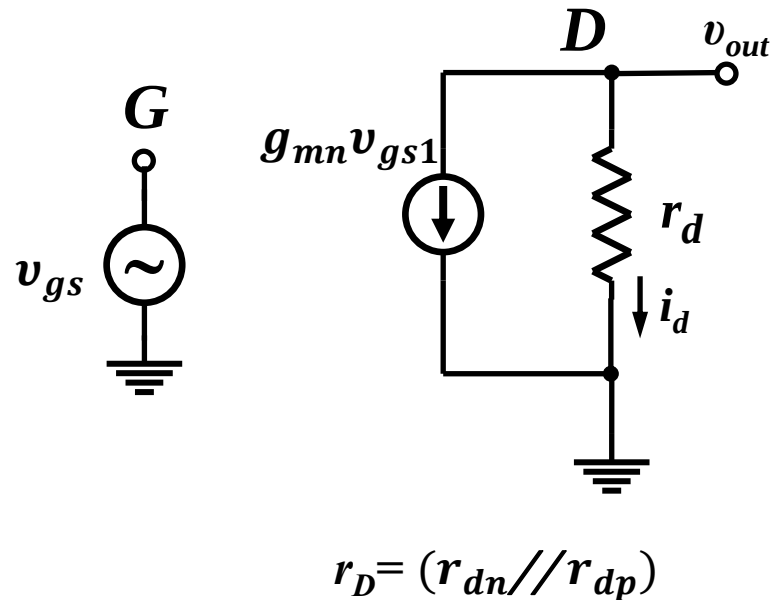
ενισχυτής CMOS Κ.Π. – ισοδύναμο μικρού σήματος



Πως υπολογίζουμε την
ισοδύναμη αντίσταση;

$$r_D = (r_{dn} // r_{dp})$$

ενισχυτής CMOS Κ.Π. – ισοδύναμο μικρού σήματος



Για την τάση εξόδου:

$$v_{out} = i_d \cdot r_d$$

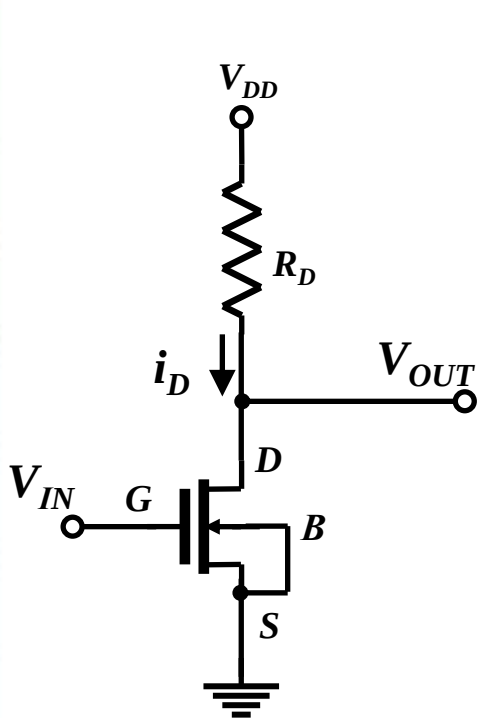
$$i_d = -g_{mn}v_{gs1}$$

$$\Rightarrow v_{out} = -g_{mn}v_{gs1} \cdot r_d = -g_m v_{in} r_d$$

$$\Rightarrow A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_{mn} \cdot r_d$$

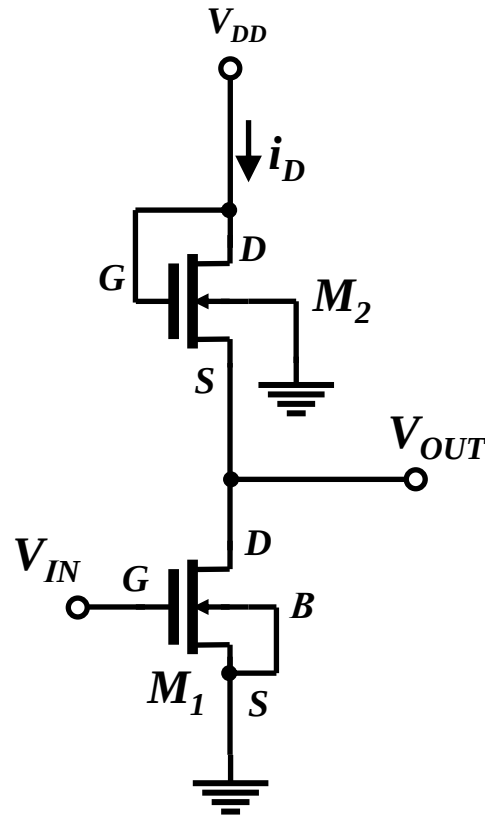
$$\Rightarrow A_V = -g_{mn} \cdot (r_{dn} // r_{dp})$$

Σύγκριση ενισχυτών Κ.Π.

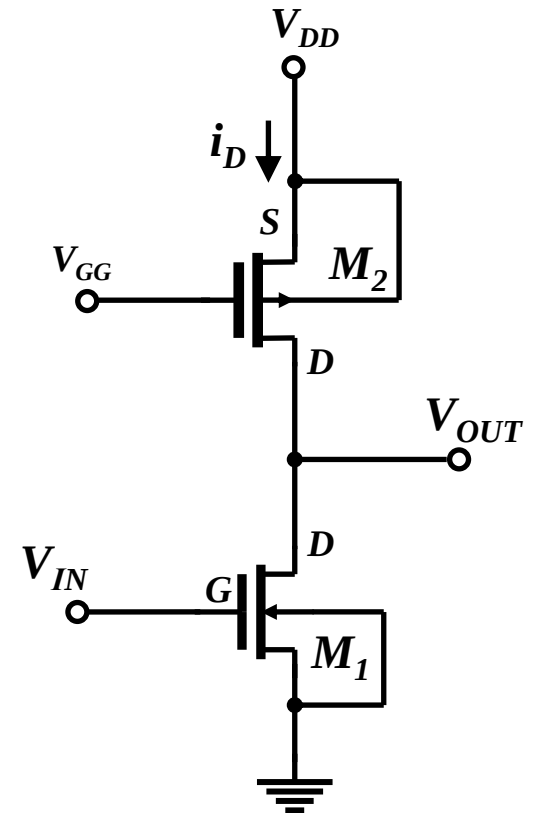


$$A_V = -g_m \cdot (r_d // R_D) \\ \approx -g_m \cdot R_D$$

$$r_d = \frac{1}{I_D \cdot \lambda}$$



$$A_V = -\sqrt{\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_1}{\left(\frac{W}{L}\right)_2}} = -\sqrt{\beta_R}$$



$$A_V = -g_{mn} \cdot (r_{dn} // r_{dp})$$

Η απολαβή τάσης στον ενισχυτή CMOS

Για να βρούμε την απολαβή πρώτα γίνεται ανάλυση DC για να βρεθεί το ρεύμα ηρεμίας I_D (ή το σημείο λειτουργίας) και μετά υπολογίζεται η διαγωγιμότητα και η αντίσταση εξόδου:

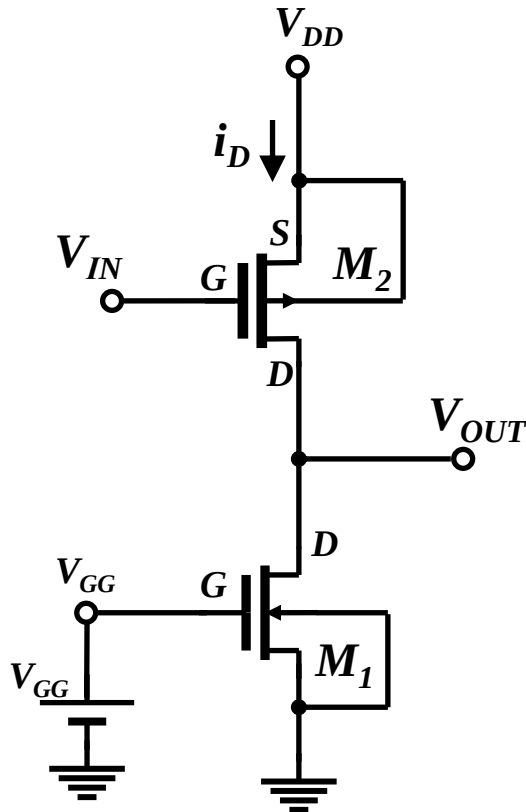
$$g_{mn} = 2\sqrt{K_n \cdot I_D} = 2\sqrt{K_n' \left(\frac{W}{L}\right)_n \cdot I_D} \quad r_{dn} = \frac{1}{I_D \cdot \lambda_n} \quad r_{dp} = \frac{1}{I_D \cdot \lambda_p}$$

$$A_V = -g_{mn} \cdot (r_{dn} // r_{dp}) = -g_{mn} \frac{r_{dn} \cdot r_{dp}}{r_{dn} + r_{dp}}$$

$$A_V = -g_{mn} \cdot \frac{1}{I_D \cdot \lambda_n + I_D \cdot \lambda_p} \Rightarrow A_V = -\frac{2\sqrt{K_n' (W/L)_n}}{(\lambda_n + \lambda_p)\sqrt{I_D}}$$

Το λ και το K_n' καθορίζονται από την κατασκευή. Όταν το ρεύμα είναι μικρό έχουμε μεγάλη απολαβή. Το κάτω όριο καθορίζεται από τα ρεύματα θορύβου. Η απολαβή μπορεί να φτάσει $\sim 200 \sim 1000$

ενισχυτής CMOS με φόρτο το nMOS



Είναι ο ενισχυτής αυτός κοινής πηγής;

Ναι, γιατί το σήμα εφαρμόζεται στην πύλη - πηγή, V_{GS}

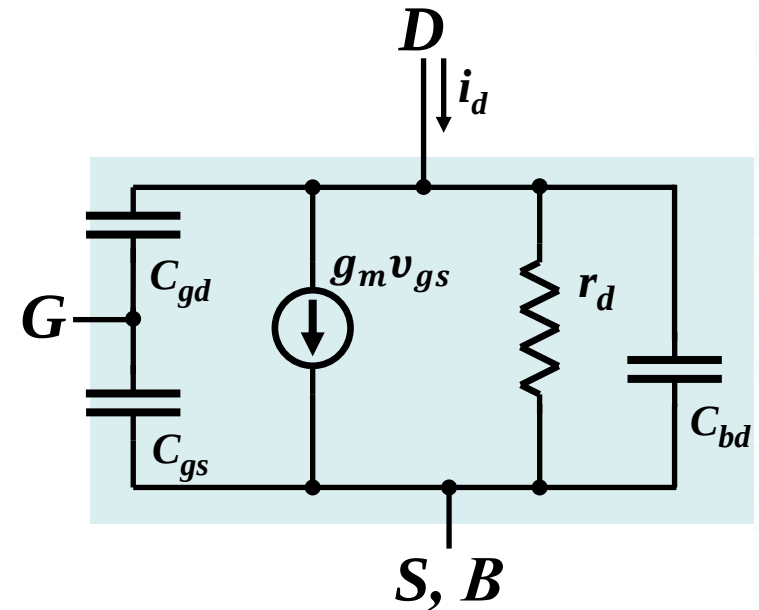
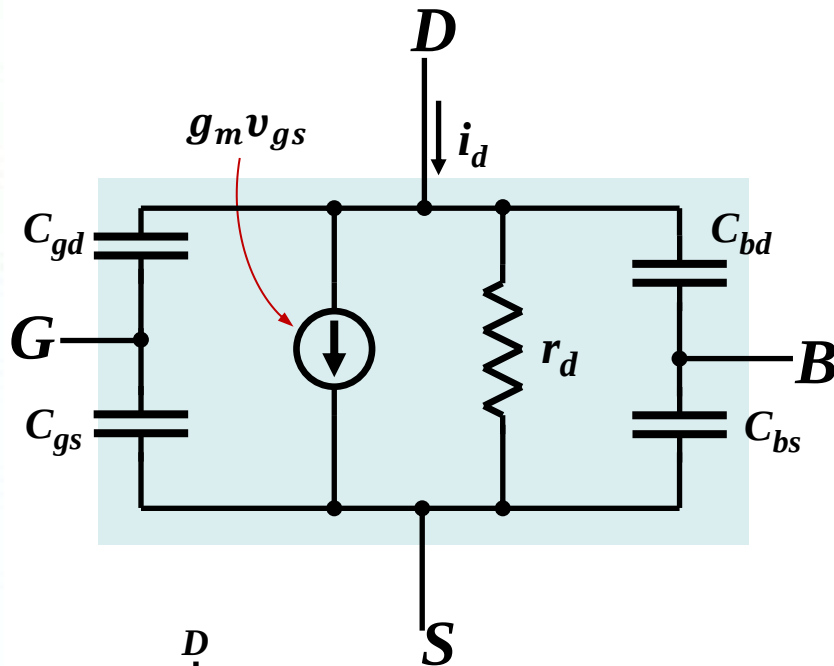
Στο ισοδύναμο το V_{DD} συνδέεται στη γη.

Η συνδεσμολογία του nMOS με την συνδεμένη σταθερή τάση V_{GG} στην πύλη του ονομάζεται **πηγή ρεύματος** γιατί το ρεύμα I_D είναι σταθερό.

Πράγματι το V_{GS} είναι σταθερό.

$$I_D = K_n' \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_{tn})^2$$

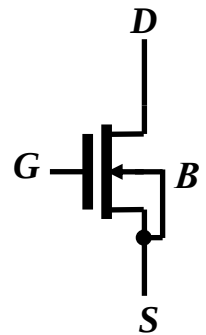
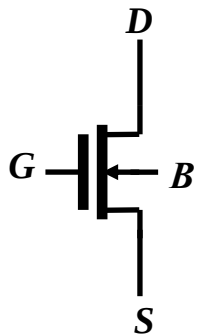
Το μοντέλου του MOSFET στις υψηλές συχνότητες



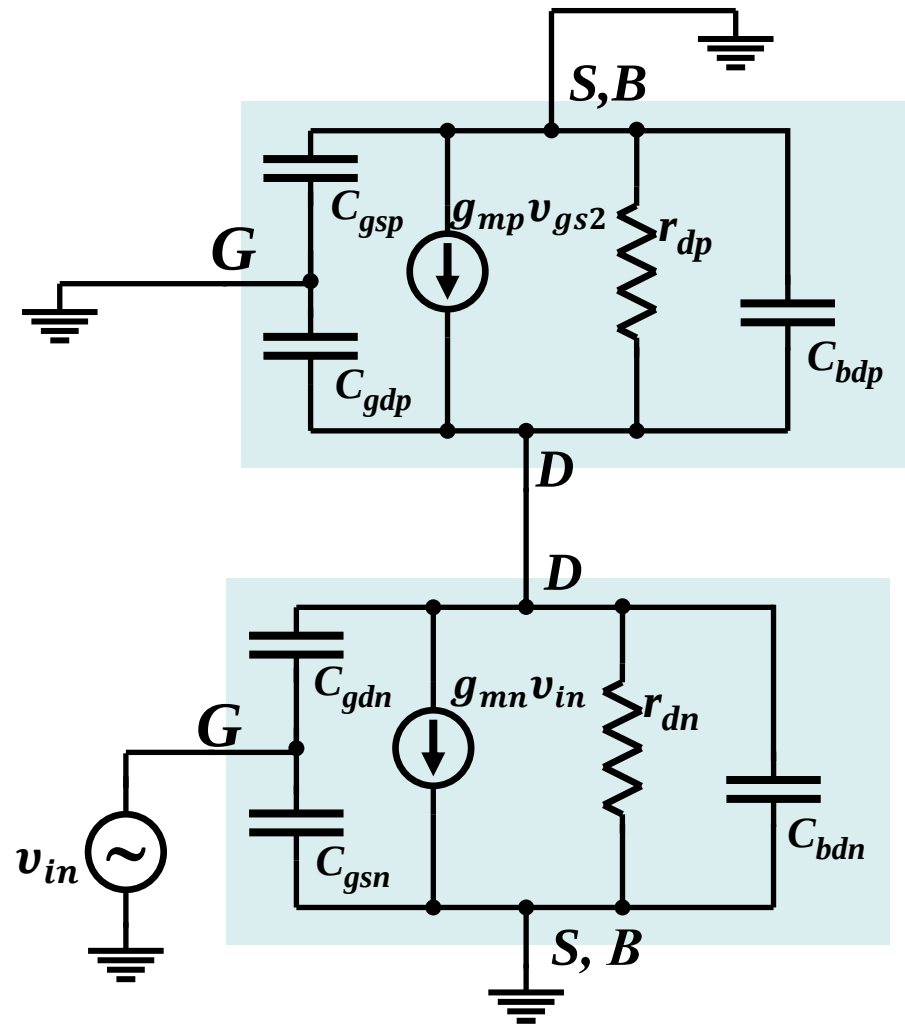
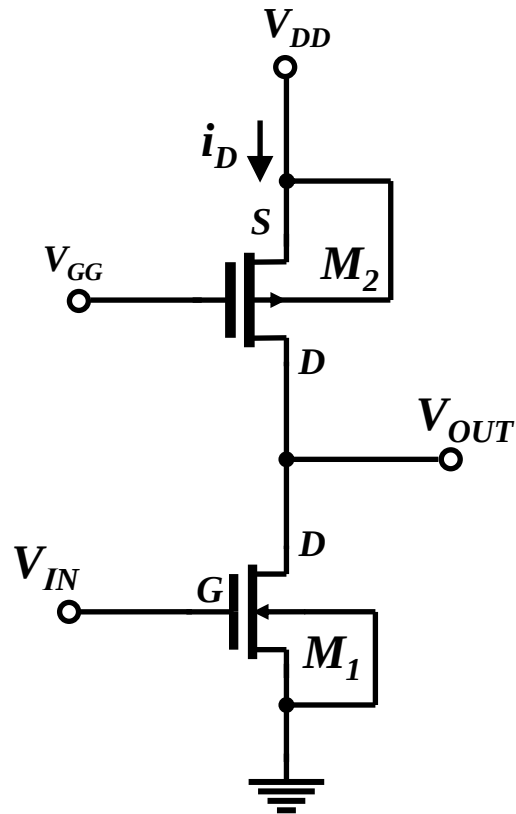
$$Z_C = \frac{1}{j\omega C}$$

Για μικρό ω το Z_C είναι πολύ μεγάλο διότι οι χωρητικότητες του MOSFET είναι μικρές.

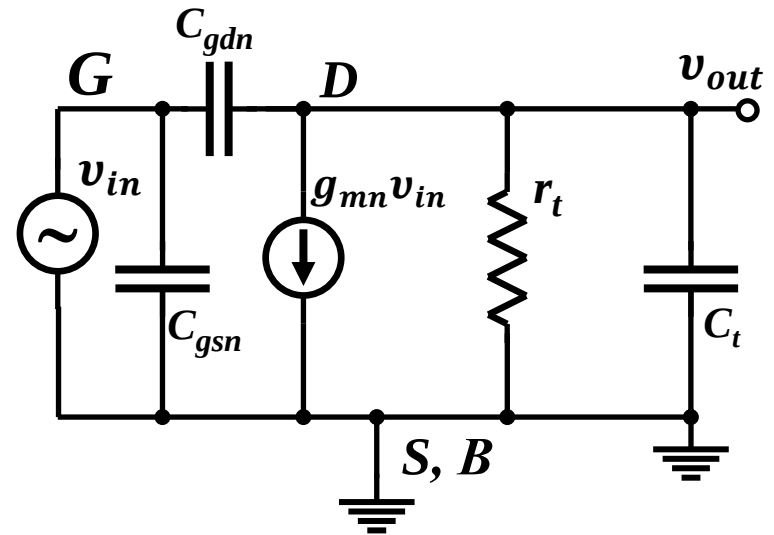
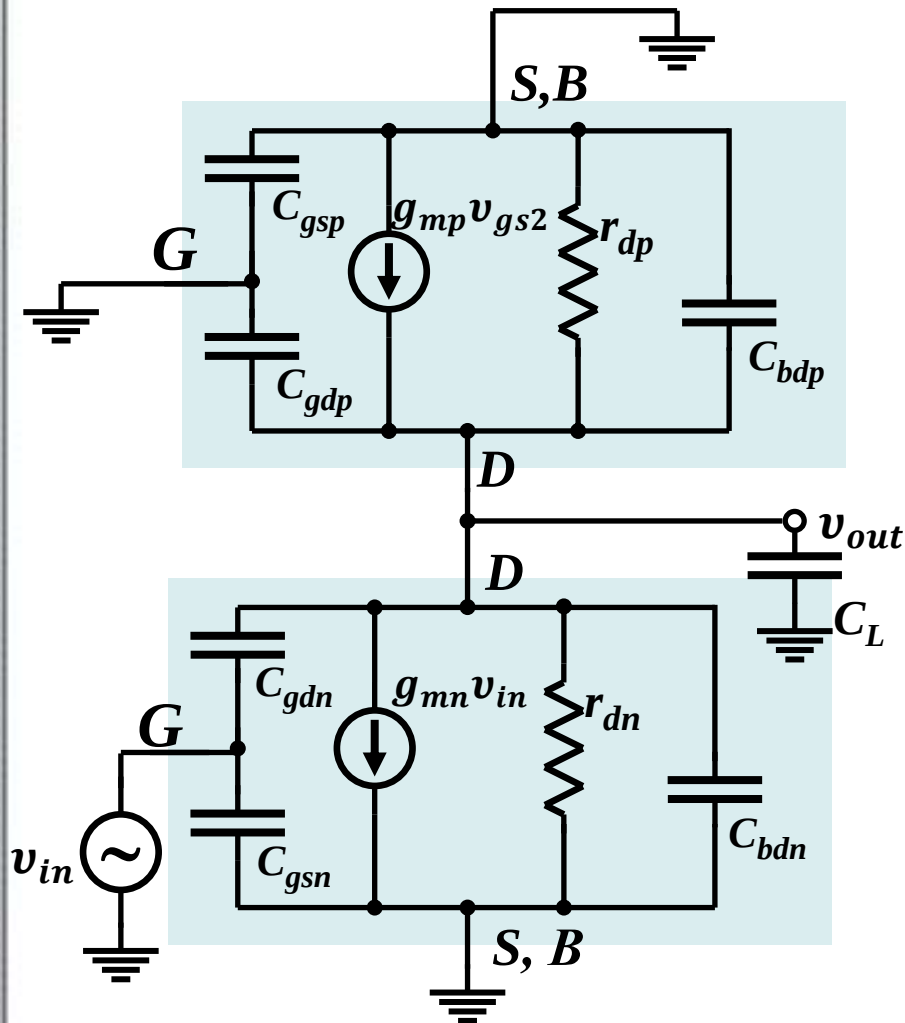
Επομένως οι χωρητικότητες μπορούν να παραληφθούν στις χαμηλές συχνότητες.



ενισχυτής CMOS στις υψηλές συχνότητες



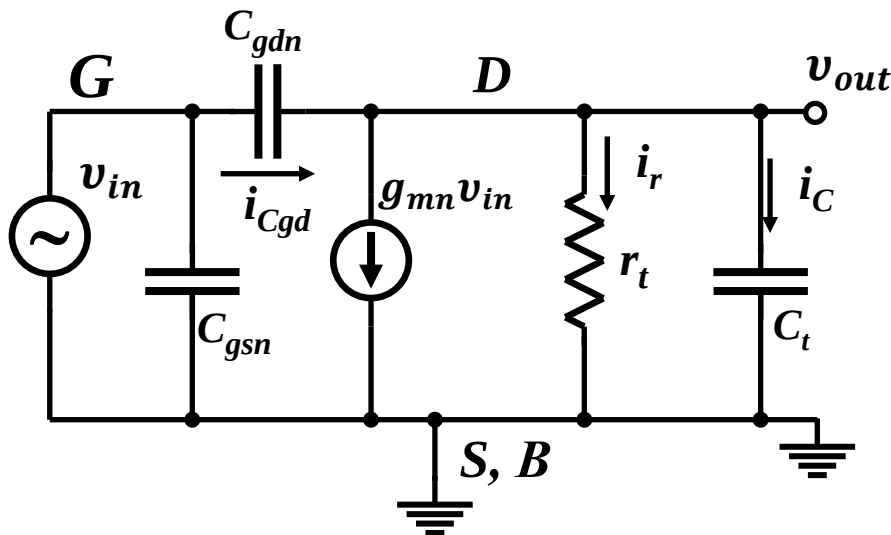
ενισχυτής CMOS στις υψηλές συχνότητες



$$C_t = C_{bdp} + C_{bdn} + C_{gdp} + C_L$$

$$r_t = r_{dn} // r_{dp}$$

ενισχυτής CMOS στις υψηλές συχνότητες – απολαβή



Πως θα υπολογίσουμε την απολαβή A_V του ενισχυτή;

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}}$$

Η χωρητική αντίσταση Z_{C_t} δίνεται από τη σχέση:

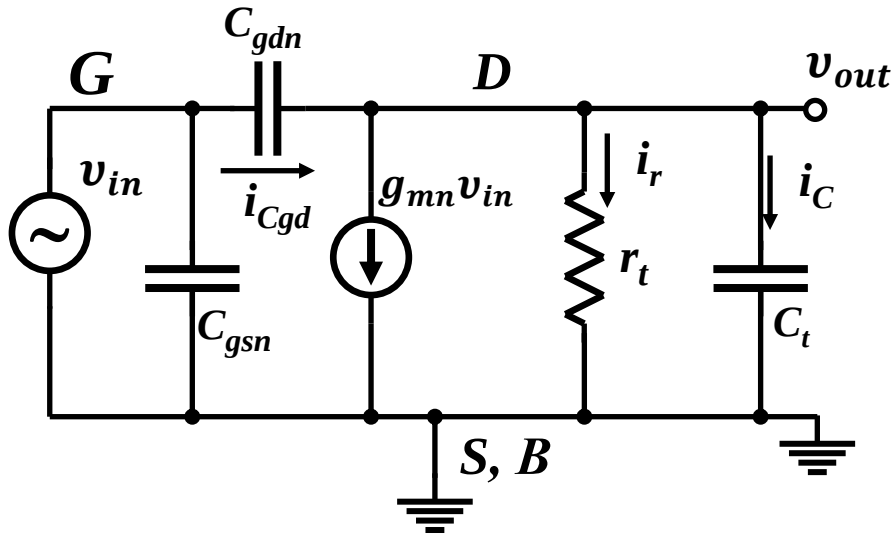
$$Z_{C_t} = \frac{1}{j\omega C_t}$$

Ο 1^{ος} καν. Kirchhoff στον κόμβο D γράφεται ως εξής: $i_{Cgd} = g_{mn}v_{in} + i_r + i_C$ (1)

Πως υπολογίζουμε το ρεύμα i_{Cgd} ;

$$i_{Cgd} = \frac{(v_{in} - v_{out})}{Z_{C_{gdn}}} = (v_{in} - v_{out}) \cdot j\omega C_{gdn}$$

ενισχυτής CMOS στις υψηλές συχνότητες – απολαβή



Πως υπολογίζουμε το ρεύμα i_r ;

$$i_r = \frac{v_{out}}{r_t}$$

Πως υπολογίζουμε το ρεύμα i_C ;

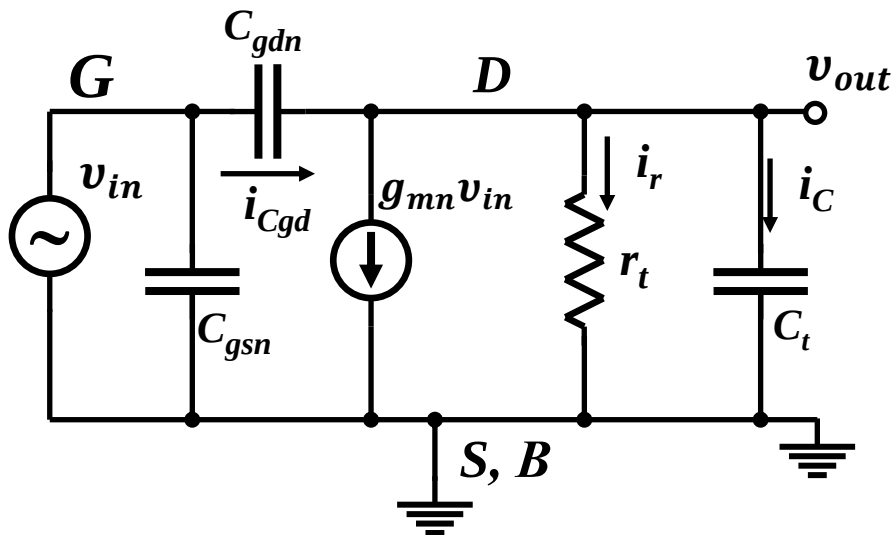
$$i_C = \frac{v_{out}}{Z_{Ct}} = v_{out} \cdot j\omega C_t$$

Λαμβάνοντας υπόψη μας τα προηγούμενα η σχέση (1) γίνεται:

$$(1) \Rightarrow (v_{in} - v_{out}) \cdot j\omega C_{gd} = g_{mn} v_{in} + \frac{v_{out}}{r_t} + v_{out} \cdot j\omega C_t$$

$$\Rightarrow -v_{out} \cdot \left(j\omega C_{gd} + j\omega C_t + \frac{1}{r_t} \right) = v_{in} (g_{mn} - j\omega C_{gd})$$

ενισχυτής CMOS στις υψηλές συχνότητες – απολαβή



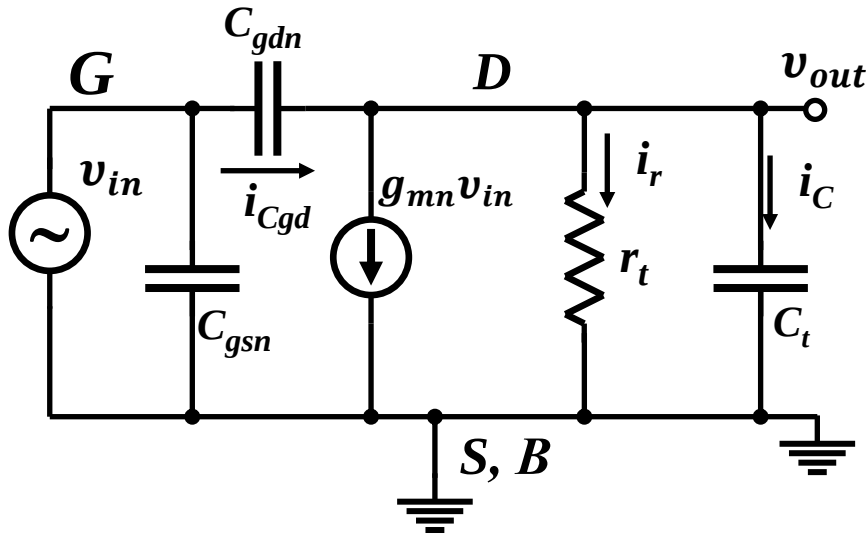
Η απολαβή $\frac{v_{out}}{v_{in}}$ γίνεται;

$$A_V(\omega) = - \frac{g_{mn} - j\omega C_{gdn}}{j\omega C_{gdn} + j\omega C_t + \frac{1}{r_t}}$$

Για να σχεδιάσουμε την απολαβή σε σχέση με την συχνότητα δίνουμε διάφορες τιμές στο ω και υπολογίζουμε την $A_V(\omega)$.



Το μοντέλου του MOSFET στις υψηλές συχνότητες



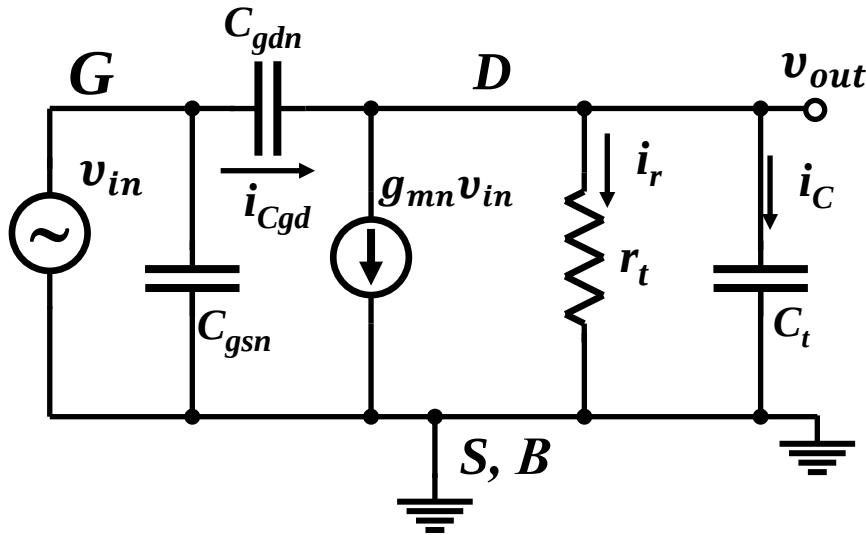
$$A_V(\omega) = - \frac{g_{mn} - j\omega C_{gdn}}{j\omega C_{gdn} + j\omega C_t + \frac{1}{r_t}}$$

Για να σχεδιάσουμε πιο εύκολα την $A_V(\omega)$ ξαναγράφουμε την σχέση ως εξής:

$$A_V(\omega) = - \frac{g_{mn}}{\frac{1}{r_t}} \cdot \frac{1 - \frac{j\omega C_{gdn}}{g_{mn}}}{1 + j\omega r_t (C_{gdn} + C_t)} = A_0 \cdot \frac{1 - j \frac{\omega}{\omega_1}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_2}}$$

$$\text{όπου: } A_0 = -g_{mn} r_t \quad \omega_1 = \frac{g_{mn}}{C_{gdn}} \quad \omega_2 = \frac{1}{r_t (C_{gdn} + C_t)}$$

Το μοντέλου του MOSFET στις υψηλές συχνότητες



$$A_V(\omega) = A_0 \cdot \frac{1 - j \frac{\omega}{\omega_1}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_2}}$$

$$A_0 = -g_{mn}r_t \quad (2)$$

Η σχέση (2) είναι η απολαβή του ενισχυτή με φορτίο pMOS στις χαμηλές συχνότητες: $A_V = -g_{mn} \cdot (r_{dn} // r_{dp})$

$$\omega_1 = \frac{g_{mn}}{C_{gdn}} \quad (\text{ρίζα})$$

$$\omega_2 = \frac{1}{r_t(C_{gdn} + C_t)} \quad (\text{πόλος})$$

Το μοντέλου του MOSFET στις υψηλές συχνότητες

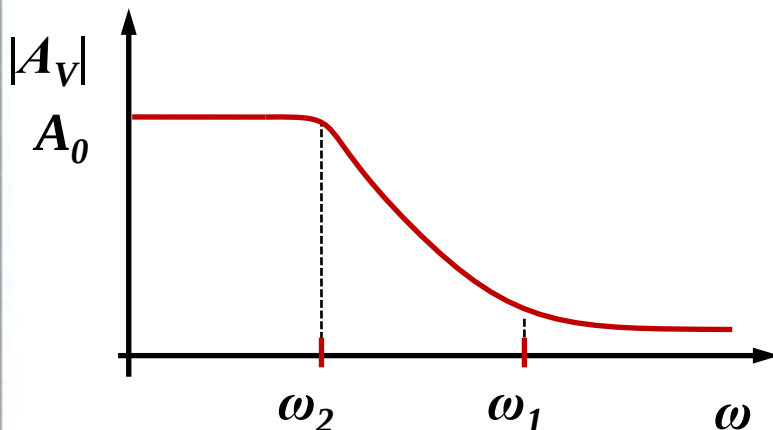
ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ Bode

$$A_V(\omega) = A_0 \cdot \frac{1 - j \frac{\omega}{\omega_1}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_2}} \quad \omega_1 = \frac{g_{mn}}{C_{gdn}} \text{ (ρίζα)} \quad \omega_2 = \frac{1}{r_t(C_{gdn} + C_t)} \text{ (πόλος)}$$

Η απολαβή πέφτει κατά 20db/δεκ. από τη συχνότητα ω_2 και πάνω

Η απολαβή αυξάνει κατά 20db/δεκ. από τη συχνότητα ω_1 και πάνω

Ποια συχνότητα είναι πιο μεγάλη, ή ω_1 ή η ω_2 ;

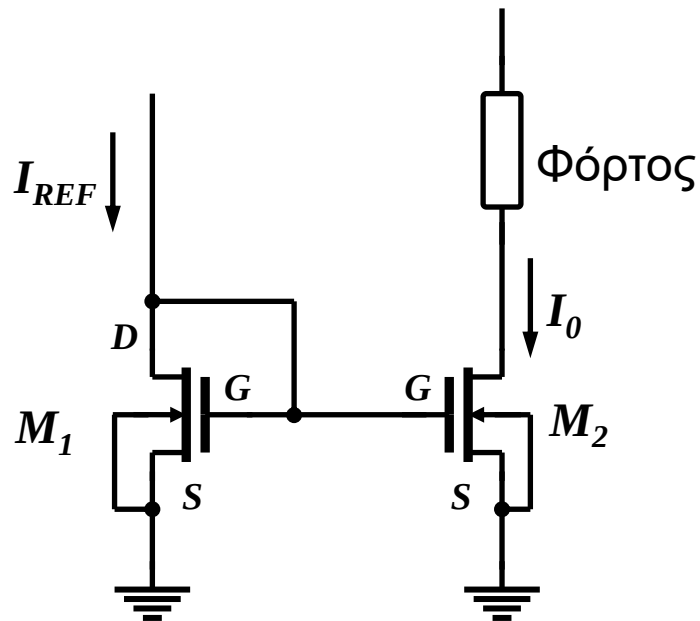


Current Mirrors – Καθρέπτες Ρεύματος

Current Mirrors – Καθρέπτες Ρεύματος

Έχουμε ένα ρεύμα αναφοράς I_{REF} από κάποια πηγή ρεύματος.

Το τρανζίστορ M_1 είναι συνδεδεμένο ως δίοδος (ή ως μη γραμμική αντίσταση).



Συνδέουμε το 2^ο nMOS έτσι ώστε να έχουν την ίδια τάση V_{GS}

Θα βρούμε τη σχέση του ρεύματος αναφοράς I_{REF} με το ρεύμα φόρτου I_0 .

Σε ποια περιοχή λειτουργεί το M_1 ;

Το M_1 λειτουργεί στον κόρο διότι $V_{GS} = V_{DS}$ και πρέπει $V_{DS} > V_{GS} + V_{tn}$

Current Mirrors – Καθρέπτες Ρεύματος

Το ρεύμα I_{REF} θα δίνεται από τη σχέση:

$$I_{REF} = K_n' \left(\frac{W}{L} \right)_{M1} (V_{GS} - V_{tn})^2$$

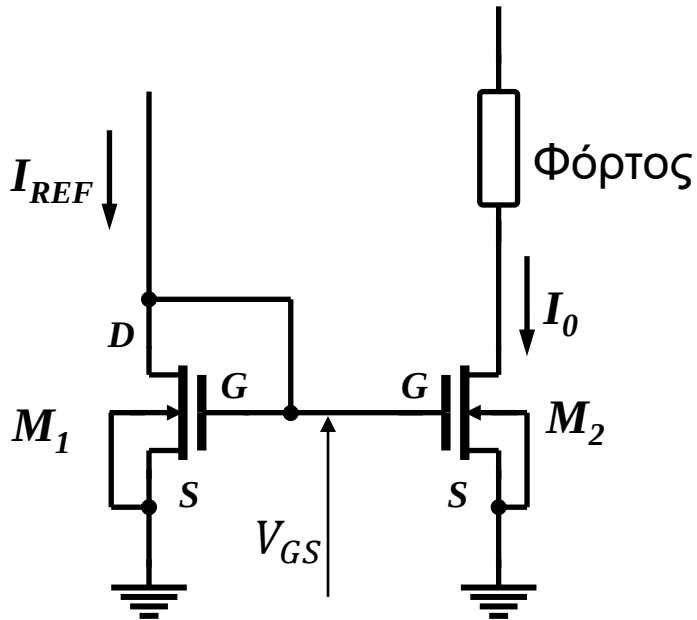
Το M1 και το M2 κατασκευάζονται στο ίδιο υπόστρωμα άρα θα έχουν ίδιο K_n' και ίδιο V_{GS}

Υποθέτοντας ότι και το M2 θα λειτουργεί στον κόρο, το ρεύμα του θα δίνεται από τη σχέση:

$$I_0 = K_n' \left(\frac{W}{L} \right)_{M2} (V_{GS} - V_{tn})^2$$

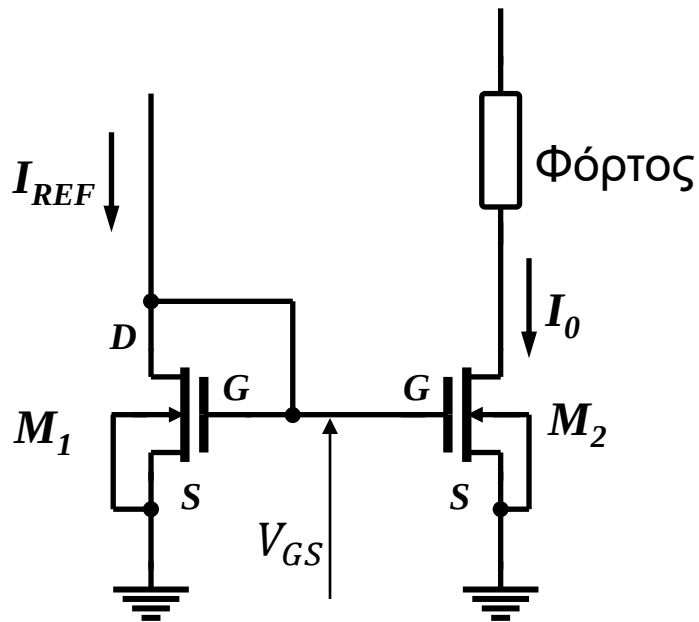
$$\frac{I_0}{I_{REF}} = ?$$

$$\frac{I_0}{I_{REF}} = \frac{(W/L)_{M2}}{(W/L)_{M1}}$$



Current Mirrors – Καθρέπτες Ρεύματος

$$\frac{I_0}{I_{REF}} = \frac{(W/L)_{M2}}{(W/L)_{M1}}$$



Αν τα M1 και M2 έχουν ίδιες διαστάσεις τότε πόσο θα είναι το ρεύμα I_0 ;

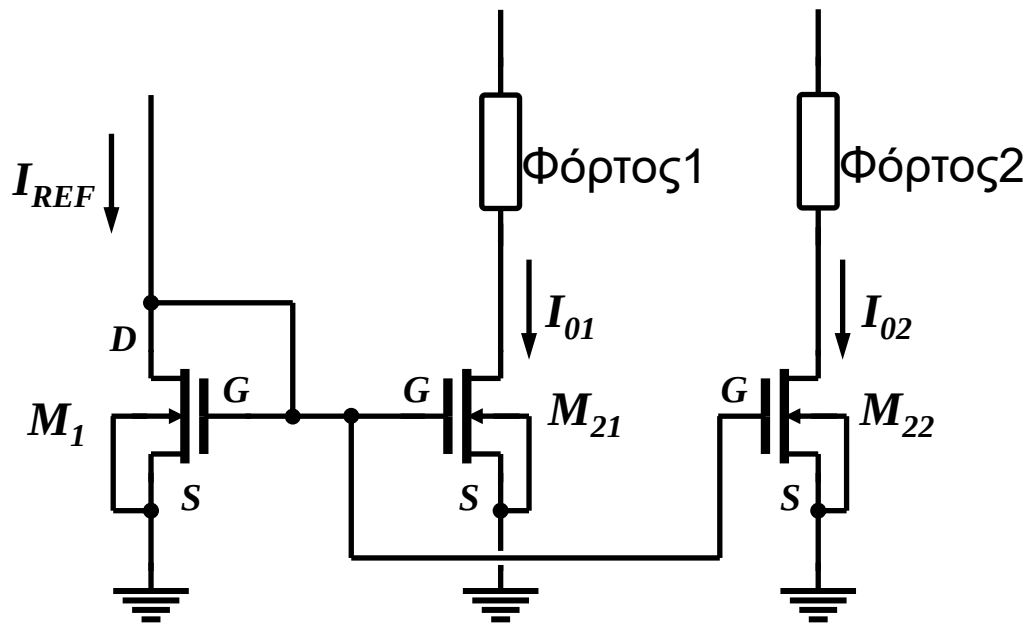
$$I_0 = I_{REF} \quad (\text{καθρεπτισμός})$$

Αν το M2 έχει μεγαλύτερες διαστάσεις από το M1 τότε πόσο θα είναι το ρεύμα I_0 ;

$$I_0 > I_{REF} \quad (\text{ενίσχυση ρεύματος})$$

Επίσης $\Delta I_0 > \Delta I_{REF}$ δηλαδή ενισχύει και τις μεταβολές

Current Mirrors – Καθρέπτες Ρεύματος



$$\frac{I_{01}}{I_{REF}} = \frac{(W/L)_{M21}}{(W/L)_{M1}}$$

Από το ίδιο I_{REF} μπορούμε να δημιουργήσουμε πολλά ρεύματα.

$$\frac{I_{02}}{I_{REF}} = \frac{(W/L)_{M22}}{(W/L)_{M1}}$$

Για να είναι ιδανική η πηγή ρεύματος θα πρέπει η αντίσταση εξόδου να είναι

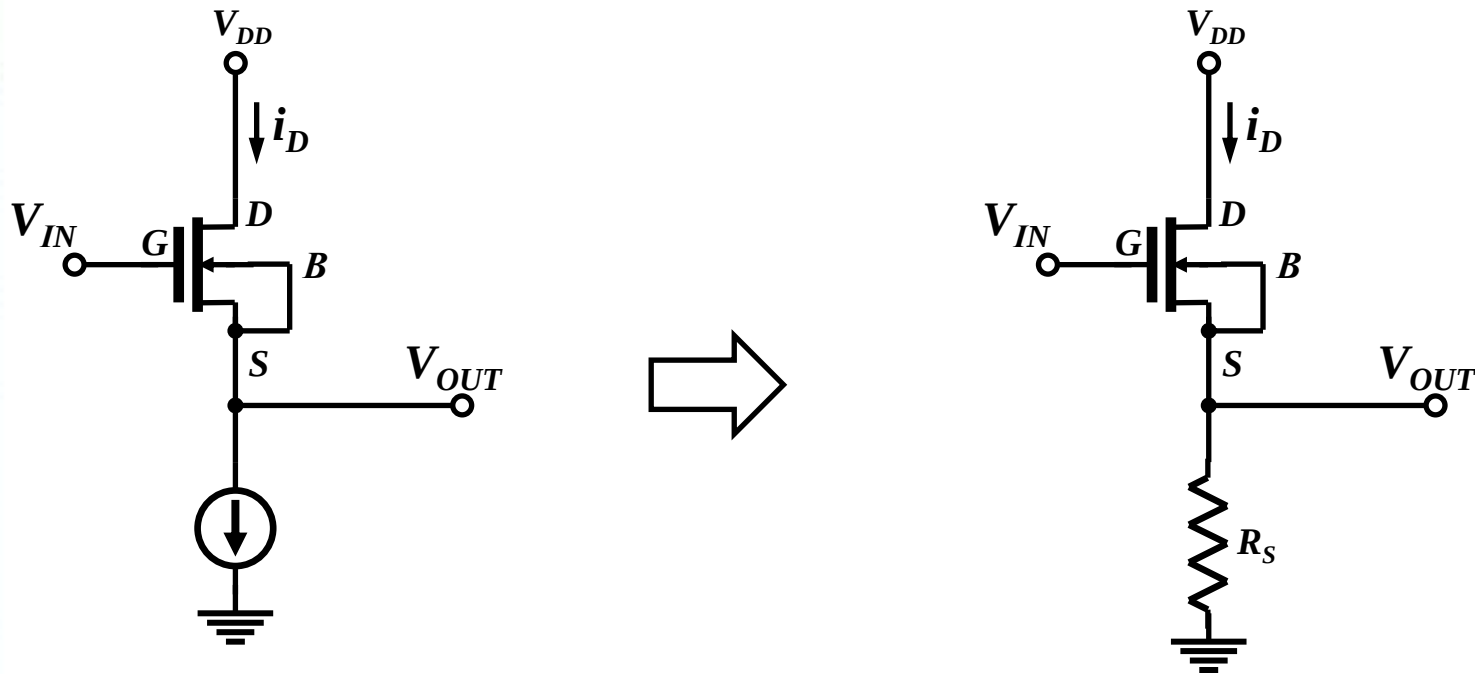
Πολύ μεγάλη

Η αντίσταση εξόδου είναι η $r_d = \frac{1}{I_D \cdot \lambda}$ η οποία δεν είναι πάρα πολύ μεγάλη.

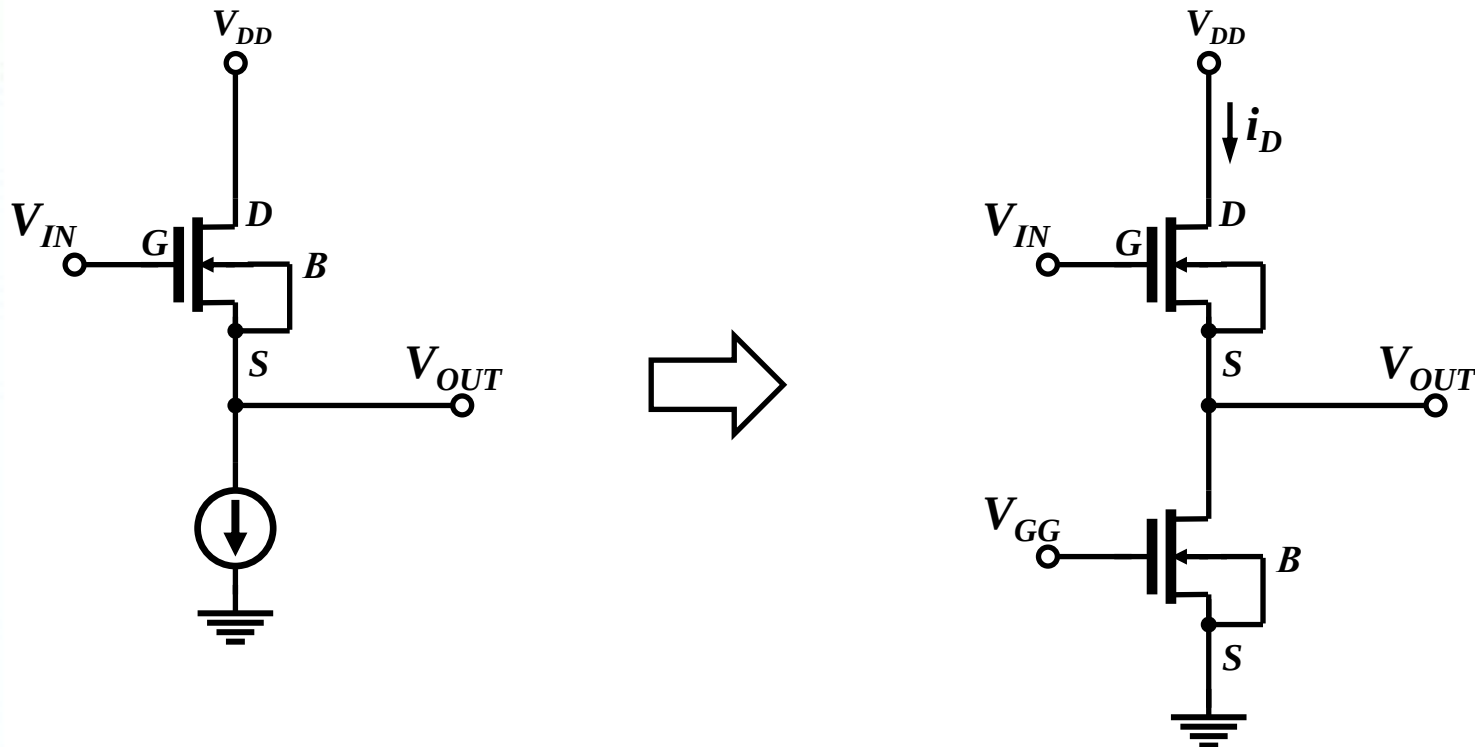
Για να μεγαλώσει η r_d μπορούμε να αυξήσουμε το L

Ενισχυτής Κοινής Εκροής – Ακολουθητής πηγής

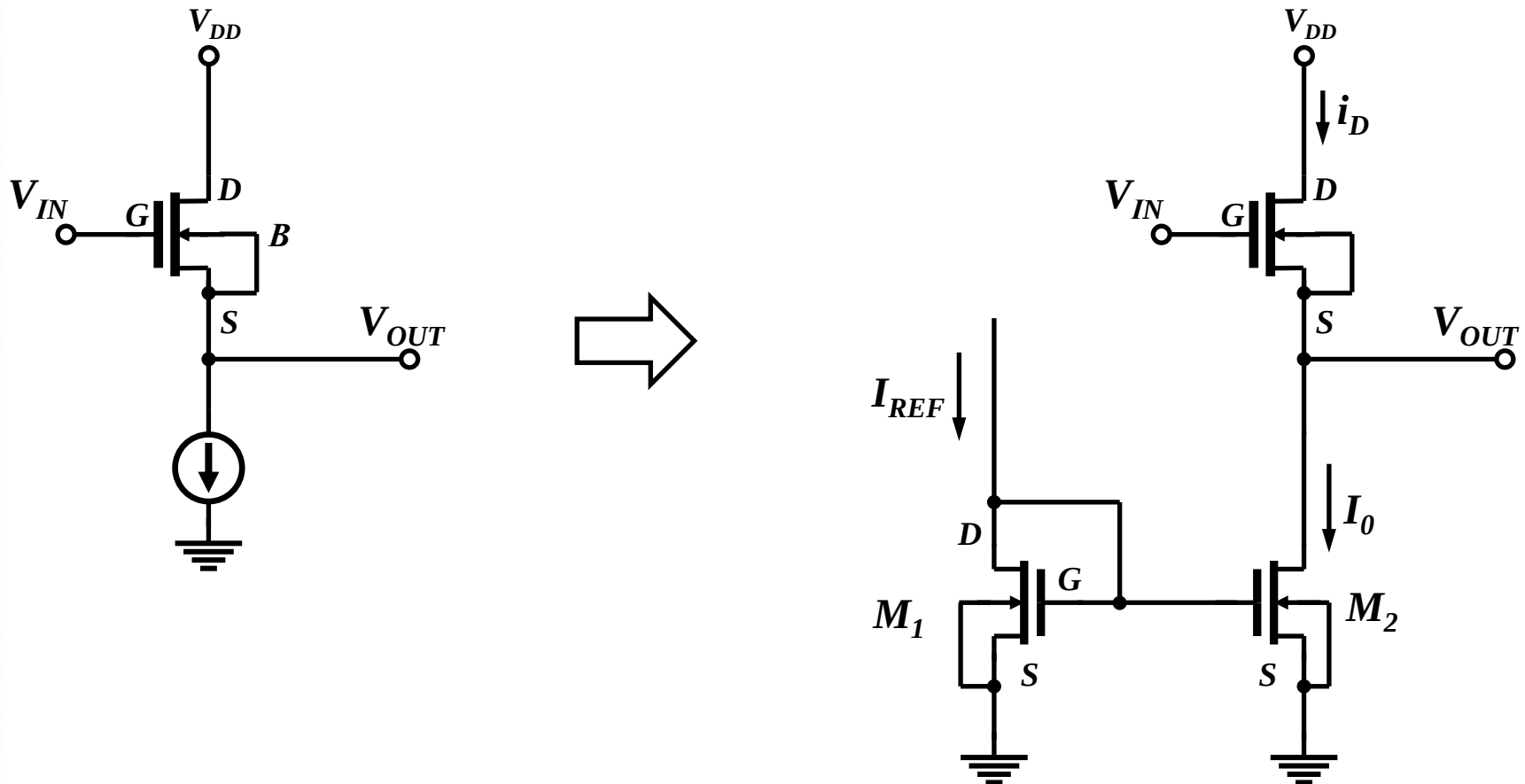
Ενισχυτής Κοινής Εκροής – Ακολουθητής πηγής



Ενισχυτής Κοινής Εκροής – Ακολουθητής πηγής

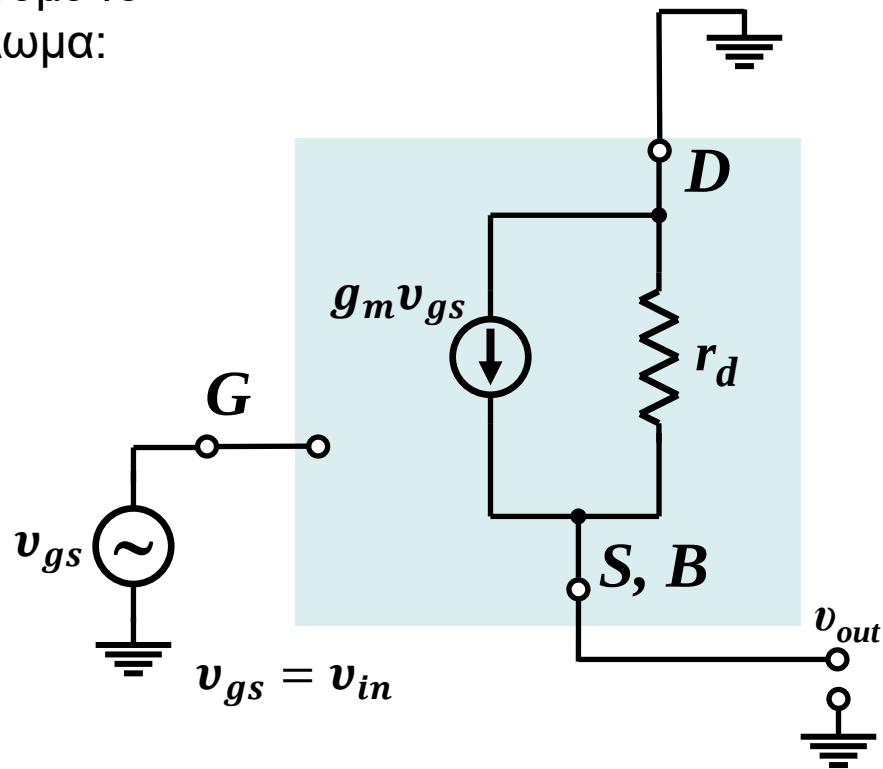
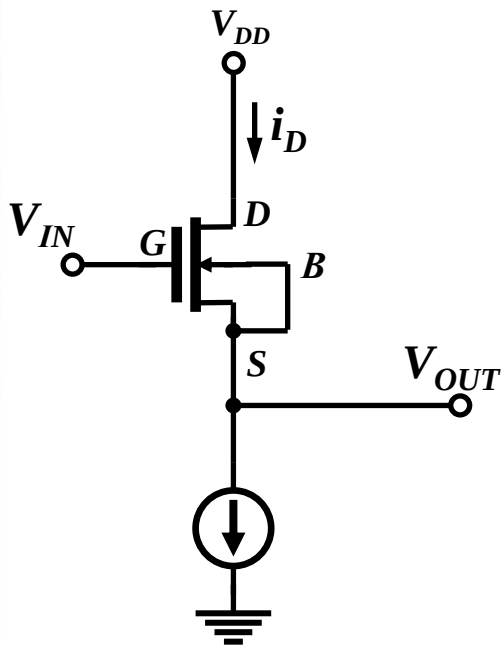


Ενισχυτής Κοινής Εκροής – Ακολουθητής πηγής



Ενισχυτής Κοινής Εκροής – Ακολουθητής πηγής – Απολαβή Τάσης

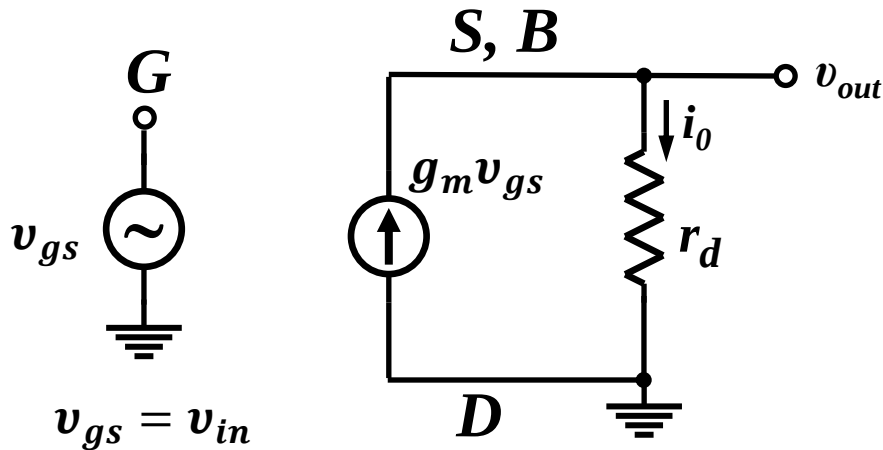
Πρώτα σχεδιάζουμε το
ισοδύναμο κύκλωμα:



Η πηγή ρεύματος είναι ανοικτό κύκλωμα

Ξανασχεδιάζουμε με είσοδο αριστερά, γείωση κάτω, έξοδο δεξιά κλπ.

Ενισχυτής Κοινής Εκροής – Ακολουθητής πηγής – Απολαβή Τάσης



Η απολαβή A_V του ενισχυτή είναι:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}}$$

Η τάση εξόδου είναι: $v_{out} = i_0 \cdot r_d$

$$v_{out} = g_m v_{gs} r_d$$

$$v_{gs} = ?$$

$$v_{gs} = v_g - v_s$$

$$v_{gs} = v_{in} - v_{out}$$

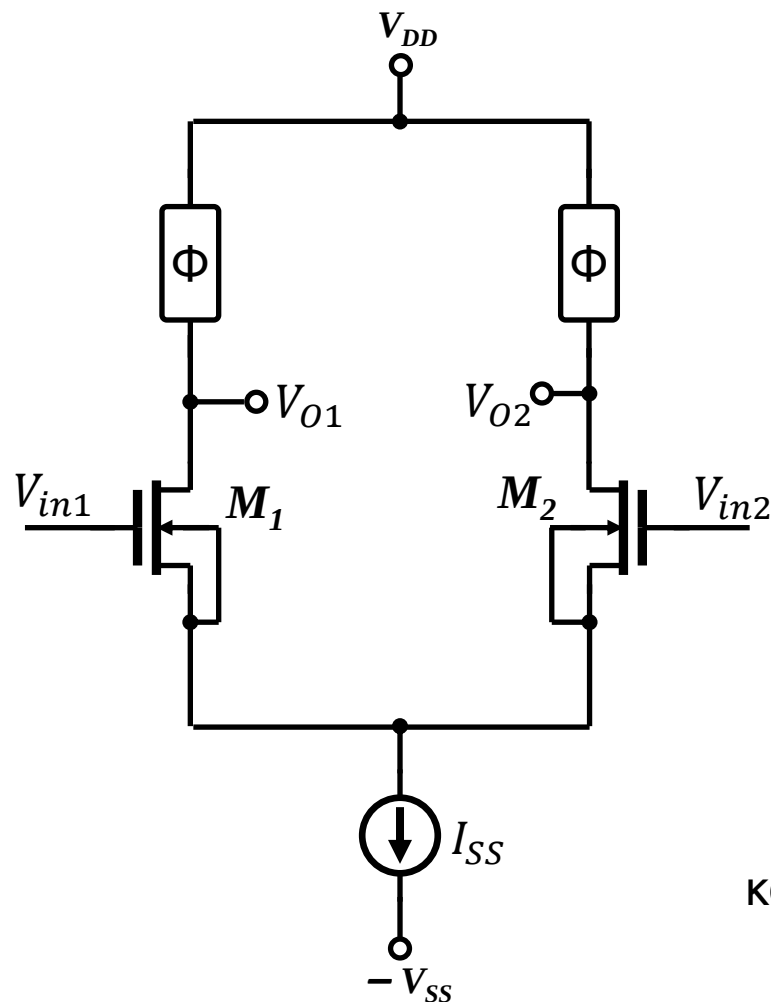
$$v_{out} = g_m r_d (v_{in} - v_{out}) \Rightarrow \frac{v_{out}}{v_{in}} = ?$$

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = A_V = \frac{g_m r_d}{1 + g_m r_d}$$

Ο Διαφορικός Ενισχυτής με MOSFET

Οι δύο κλάδοι είναι τελείως συμμετρικοί.

Ο Φόρτος Φ μπορεί να είναι ένα nMOS συνδεδεμένο ως δίοδος ή nMOS στον κόρο, ή pMOS ή αντίσταση.



Ορίζουμε σαν διαφορική τάση εισόδου την:

$$V_{inD} = V_{in1} - V_{in2}$$

και σαν τάση εισόδου κοινού τρόπου την:

$$V_{inC} = \frac{V_{in1} + V_{in2}}{2}$$

Σημείωμα Αναφοράς

Copyright Εθνικών και Καποδιστριακών Πανεπιστημίων Αθηνών,
Αραπογιάννη Αγγελική 2014. «Σχεδίαση Ολοκληρωμένων
Κυκλωμάτων. Εισαγωγή.». Έκδοση: 1.0. Αθήνα 2014. Διαθέσιμο από
τη δικτυακή διεύθυνση: <http://opencourses.uoa.gr/courses/DI31/>.



Τέλος Ενότητας