

# Εισαγωγή στην Ηλεκτρονική

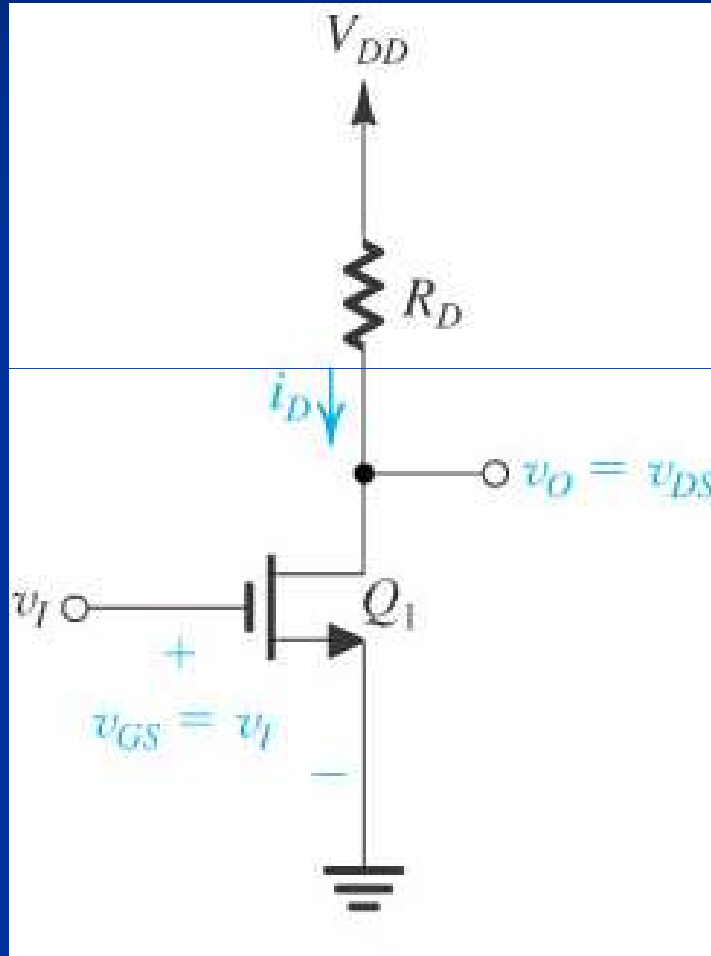
Βασικά κυκλώματα ενισχυτών  
με transistor MOS

Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Η/Υ



Πανεπιστήμιο Θεσσαλίας

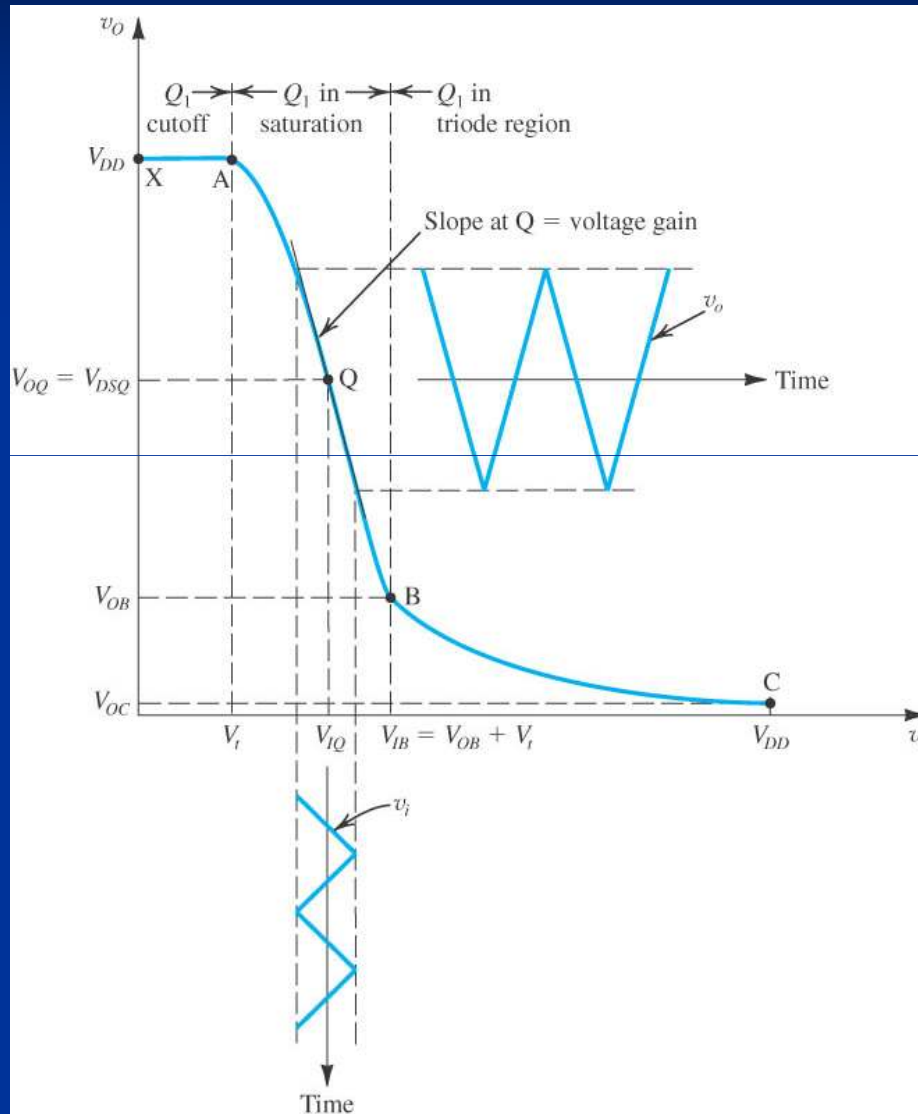
# Transistor ως ενισχυτής



Ενισχυτής κοινής πηγής  
(common source amplifier)

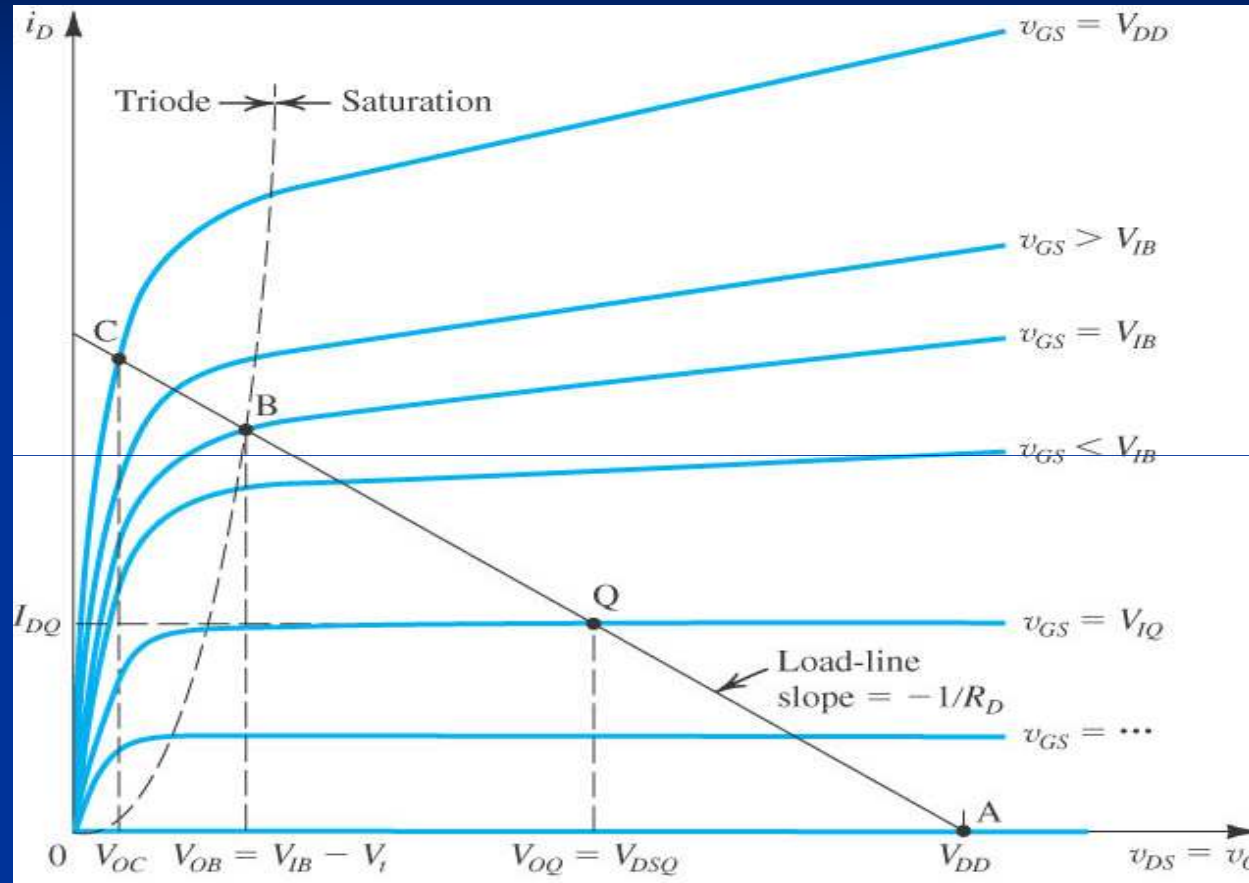
(κύκλωμα αντιστροφέα CMOS με αντίσταση αντί για το pMOS transistor και είσοδο σήματος στην πύλη του nMOS transistor)

# Transistor ως ενισχυτής



Χαρακτηριστική μεταφοράς τάσης του ενισχυτή κοινής πηγής, και ενίσχυση ασθενούς σήματος με πόλωση στο σημείο Q

# Transistor ως ενισχυτής



Γραφική εύρεση της χαρακτηριστικής μεταφοράς τάσης:  
οι καμπύλες  $i_D = f(v_{DS})$  του transistor υπερτίθενται της ευθείας  
 $i_D = V_{DD}/R_D - v_{DS}/R_D$  της αντίστασης

# Transistor ως ενισχυτής

Αναλυτική εύρεση της χαρακτηριστικής μεταφοράς τάσης:

Τμήμα ΧΑ.  $v_I \leq V_T$  (**OFF**)

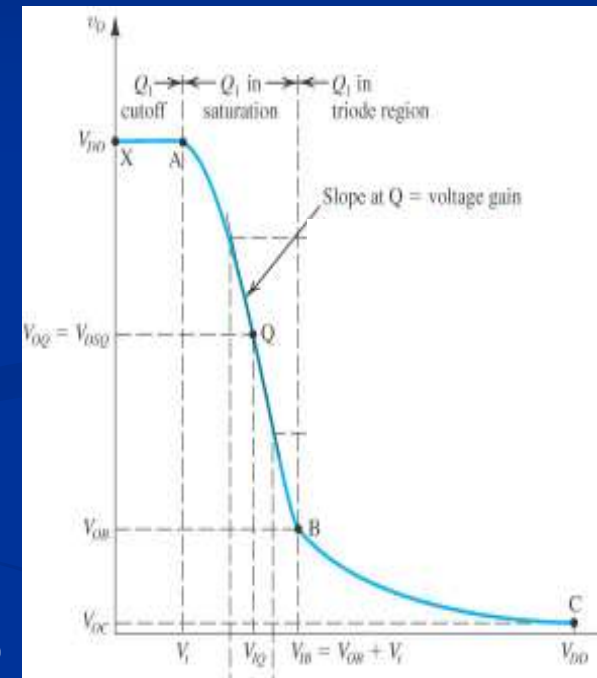
$$\Rightarrow v_O = V_{DD} - R_D i_D = V_{DD} - R_D \cdot 0 = V_{DD}$$

Τμήμα ΑQB.  $v_I \geq V_T, v_O \geq v_I - V_T$  (**SAT**)

$$\Rightarrow v_O = V_{DD} - R_D k_n (v_I - V_T)^2 / 2$$

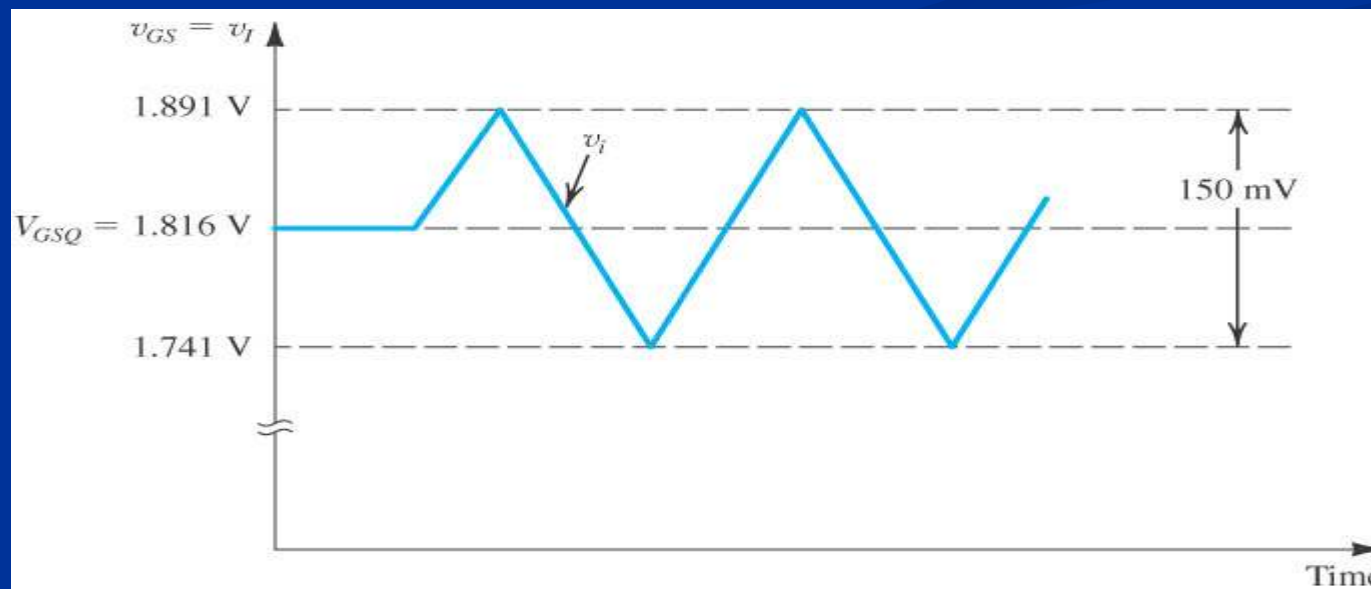
Τμήμα BC.  $v_I \geq V_T, v_O \leq v_I - V_T$  (**LIN**)

$$\Rightarrow v_O = V_{DD} - R_D k_n \left( (v_I - V_T)v_O - v_O^2 / 2 \right) \Rightarrow v_O = \dots$$

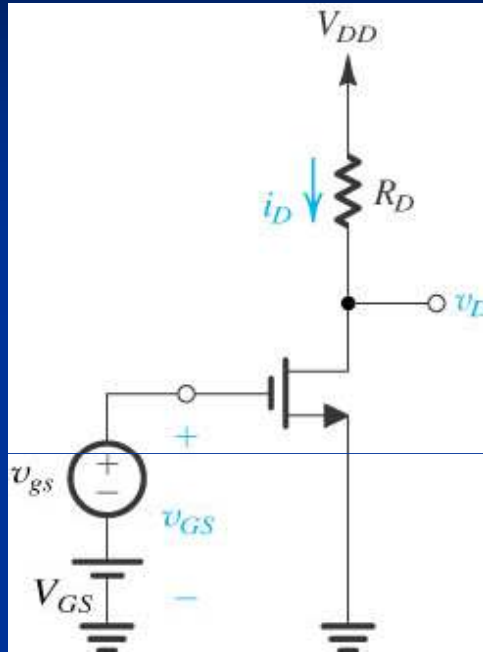


# Παράδειγμα

Να βρεθούν οι συντεταγμένες των σημείων X, A, B της χαρακτηριστικής μεταφοράς τάσης ενός ενισχυτή κοινής πηγής για τον οποίο  $k_n = 1\text{mA/V}^2$ ,  $V_T = 1\text{V}$ ,  $R_D = 18\text{k}\Omega$ ,  $V_{DD} = 10\text{V}$ . Να βρεθεί επίσης η dc τάση εισόδου  $V_{IQ}$  η οποία πολώνει τον ενισχυτή σε σημείο λειτουργίας Q με  $V_{OQ}$  χαμηλότερη κατά  $1.5\text{V}$  από το μέσο της περιοχής μεταξύ  $V_{OA}$  και  $V_{OB}$ , καθώς και το κέρδος τάσης στο σημείο Q και η απόκριση του ενισχυτή σε τριγωνικό σήμα πλάτους  $75\text{mV}$  που υπερτίθεται στη  $V_{IQ}$ .

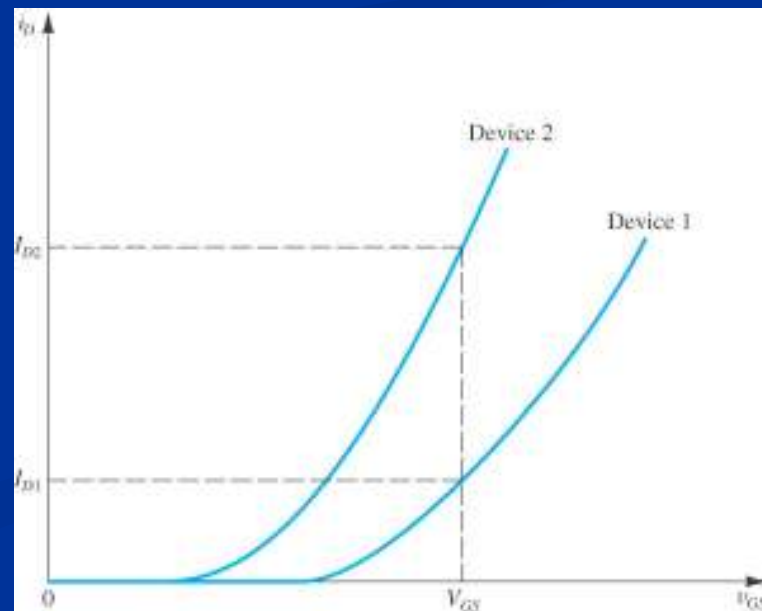


# Πόλωση ενισχυτών MOS

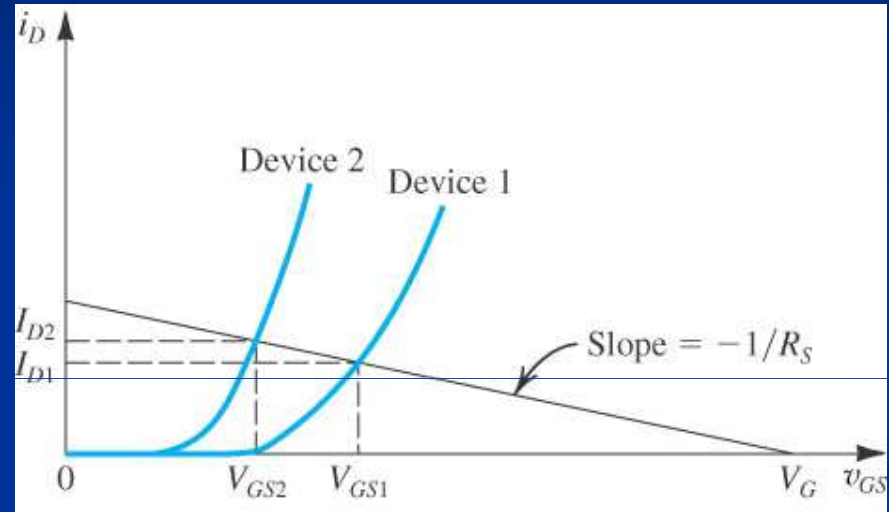
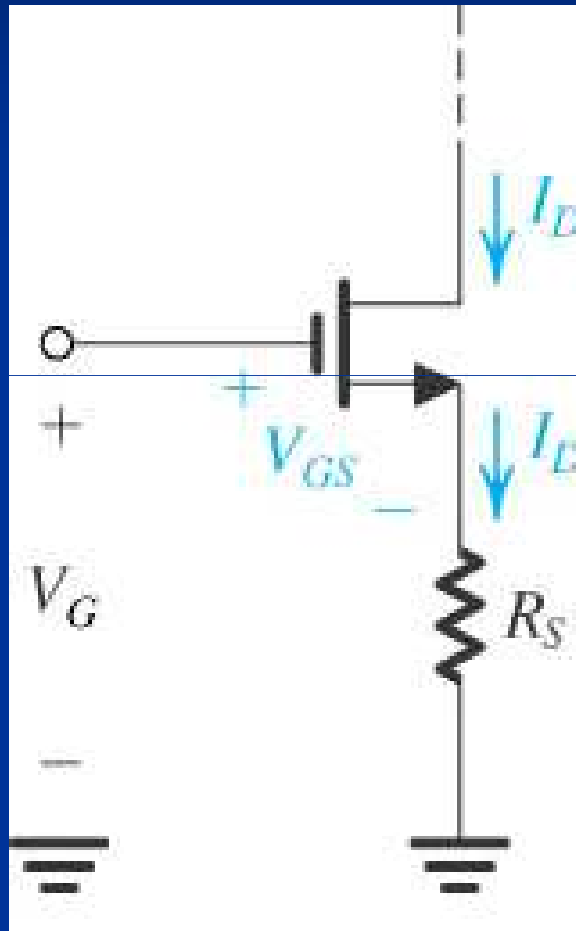


Η καλή πόλωση πρέπει να εξασφαλίζει σταθερότητα του σημείου λειτουργίας Q κυρίως ως προς τη dc τάση εξόδου  $V_{OQ}$ , ή ισοδύναμα ως προς το dc ρεύμα πόλωσης  $I_D$  (η πόλωση με απλή dc πηγή  $V_{GS} = V_{IQ}$  στην είσοδο δεν θεωρείται καλή πρακτική)

Μεγάλες διακυμάνσεις του ρεύματος πόλωσης για ίδια  $V_{IQ}$  μεταξύ διαφορετικών transistor ίδιου τύπου, λόγω τετραγωνικής εξάρτησης του  $I_D$  από τη  $V_{GS}$



# Πόλωση με αντίσταση στην πηγή

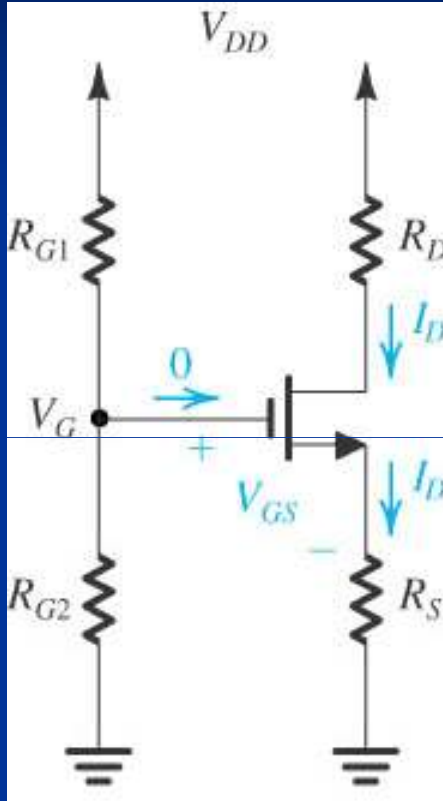


Ευθεία αντίστασης πηγής:

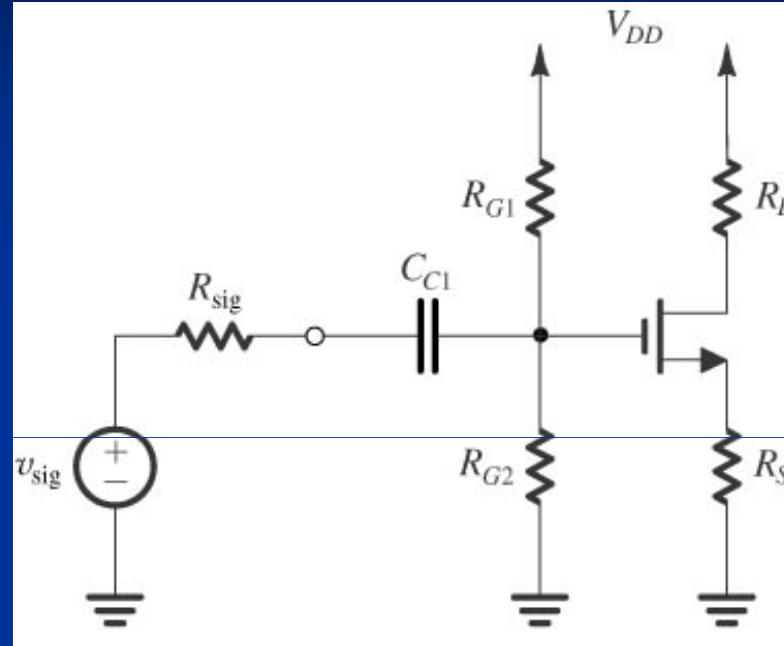
$$V_G = V_{GS} + R_S I_D$$



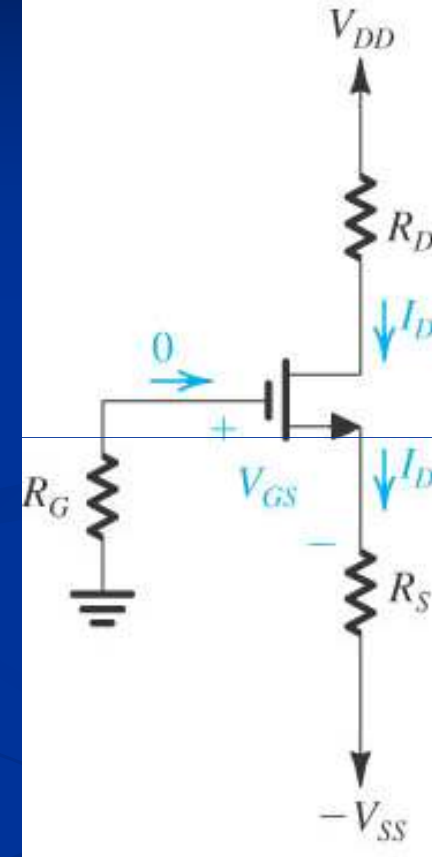
# Πόλωση με αντίσταση στην πηγή



Υλοποίηση με μία τροφοδοσία (τάση  $V_G$  από  $V_{DD}$  μέσω διαιρέτη τάσης)

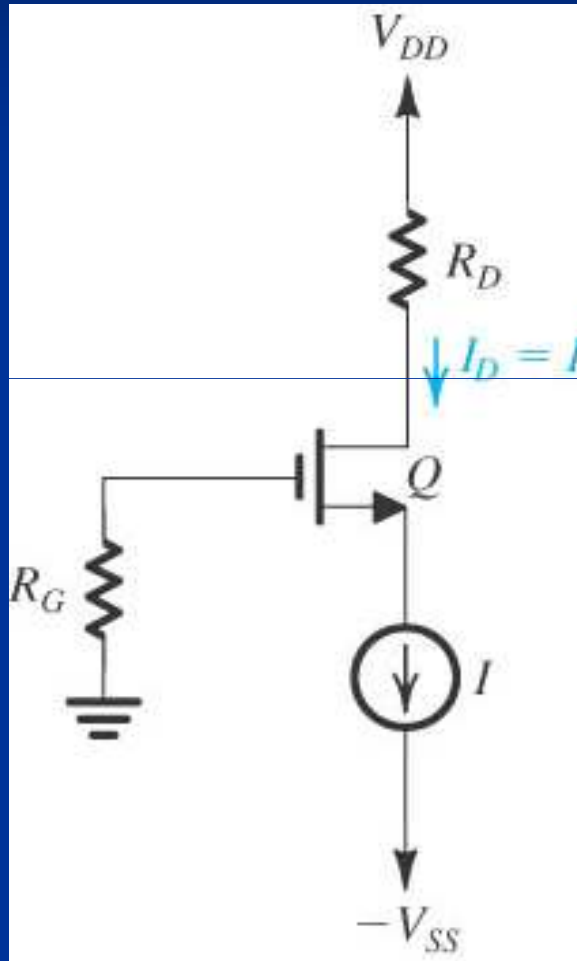


Σύνδεση ασθενούς σήματος στην πύλη μέσω πυκνωτή σύζευξης (αποκόπτει την dc συνιστώσα, ώστε να μην αλλάξει το σημείο πόλωσης, ενώ επιτρέπει τις συχνότητες ενδιαφέροντος)



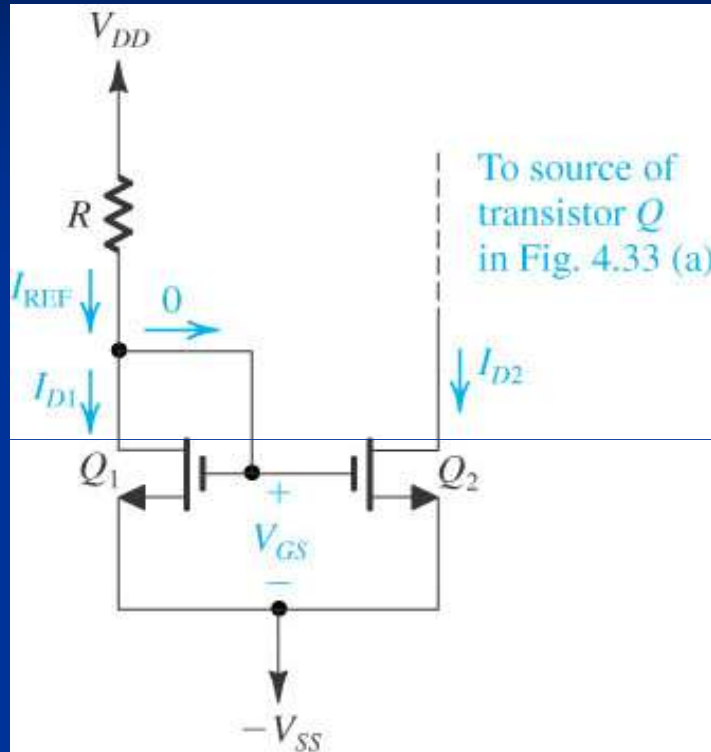
Υλοποίηση με δύο τροφοδοσίες ( $V_G = 0$ ,  $-V_{GS} - R_S I_D = -V_{SS}$ )

# Πόλωση με πηγή σταθερού ρεύματος



Η καλύτερη πόλωση επιτυγχάνεται με απευθείας σταθεροποίηση του ρεύματος πόλωσης μέσω πηγής σταθερού ρεύματος

# Πόλωση με πηγή σταθερού ρεύματος



Υλοποίηση της πηγής σταθερού ρεύματος από ρεύμα αναφοράς  $I_{REF}$  και καθρέπτη ρεύματος (current mirror)

$$V_{DS1} = V_{GS1} \equiv V_{GS} \quad (\text{SAT})$$

$$I_{REF} = I_{D1} = \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS} - V_T)^2$$

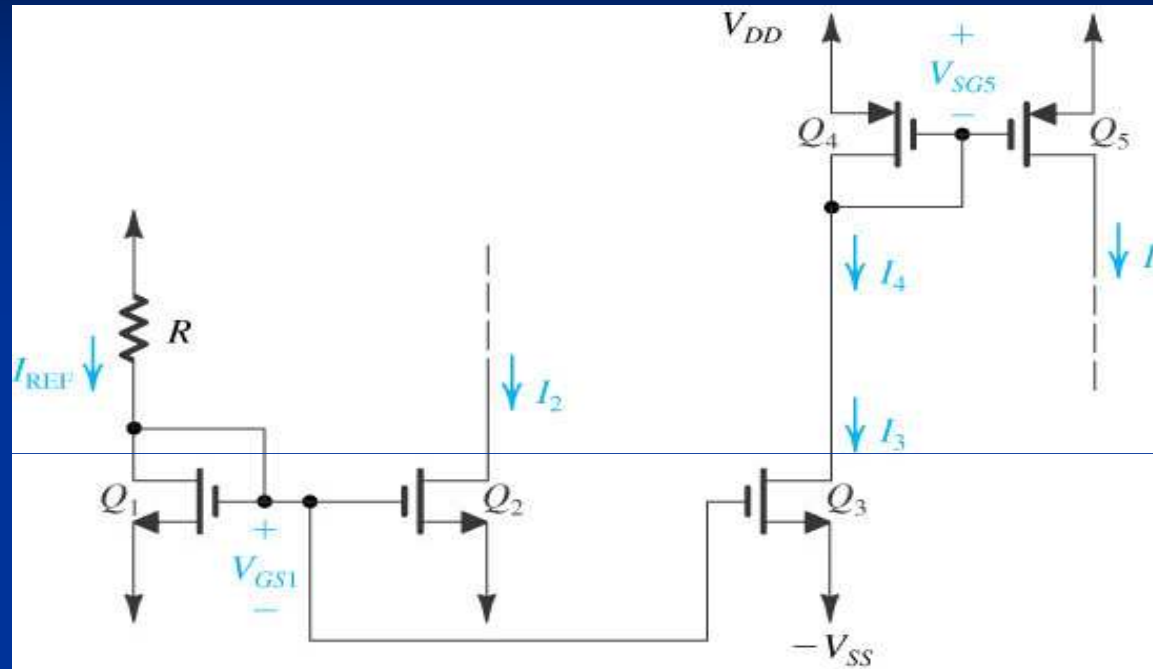
Το Q2 έχει ίδια  $V_{GS}$  με το Q1, και υπό την προϋπόθεση ότι λειτουργεί σε SAT:

$$I_{D2} = \frac{k'_n}{2} \left( \frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS} - V_T)^2$$

οπότε ρεύμα πόλωσης:

$$I_{D2} = I_{REF} \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} = I_{REF} \frac{W_2}{W_1}$$

# Πόλωση με πηγή σταθερού ρεύματος



Οδήγηση ρεύματος (current steering) σε ολοκληρωμένα κυκλώματα. Η αντίσταση  $R$  είναι αντίσταση ακριβείας και βρίσκεται εκτός του ολοκληρωμένου. Για δεδομένο ρεύμα αναφοράς  $I_{REF}$  η τιμή της  $R$  προσδιορίζεται από  $V_{GS} = V_T + \sqrt{2I_{REF}/k_n}$  και

$$V_{DD} - RI_{REF} - V_{GS} = -V_{SS} \Rightarrow R = (V_{DD} + V_{SS} - V_{GS})/I_{REF}$$

# Παράδειγμα

Να υπολογιστούν η αντίσταση  $R$  και το πλάτος  $W_2$  του Q2 transistor ενός κυκλώματος πηγής και καθρέπτη ρεύματος, το οποίο συνδέεται μεταξύ τροφοδοσίας  $V_{DD} = 3V$  και γείωσης και απαιτείται να δημιουργήσει ρεύμα αναφοράς  $I_{REF} = 100\mu A$  καθώς και να παρέχει στο φορτίο ρεύμα  $0.5mA$ . Τα transistor του κυκλώματος έχουν  $L = 1\mu m$ ,  $V_T = 0.7V$ ,  $k_n' = 200\mu A/V^2$ , ενώ το Q1 έχει πλάτος  $W_1 = 10\mu m$ .

# Ανάλυση ασθενούς σήματος

Υπέρθωση ασθενούς σήματος  $v_{gs}$  στην dc τάση πόλωσης  $V_{GS}$

Συνολικό ρεύμα υποδοχής:  $i_D = k_n (v_{GS} - V_T)^2 / 2$

$$= k_n (V_{GS} + v_{gs} - V_T)^2 / 2$$

$$= k_n (V_{GS} - V_T)^2 / 2 + k_n (V_{GS} - V_T) v_{gs} + k_n v_{gs}^2 / 2$$

Εάν  $v_{gs} \ll 2(V_{GS} - V_T)$  τότε  $v_{gs}^2 / 2 \ll (V_{GS} - V_T) v_{gs}$   
(συνθήκη ασθενούς σήματος)

οπότε  $i_D = I_D + i_d \longrightarrow i_d = k_n (V_{GS} - V_T) v_{gs} \equiv g_m v_{gs}$  ρεύμα σήματος

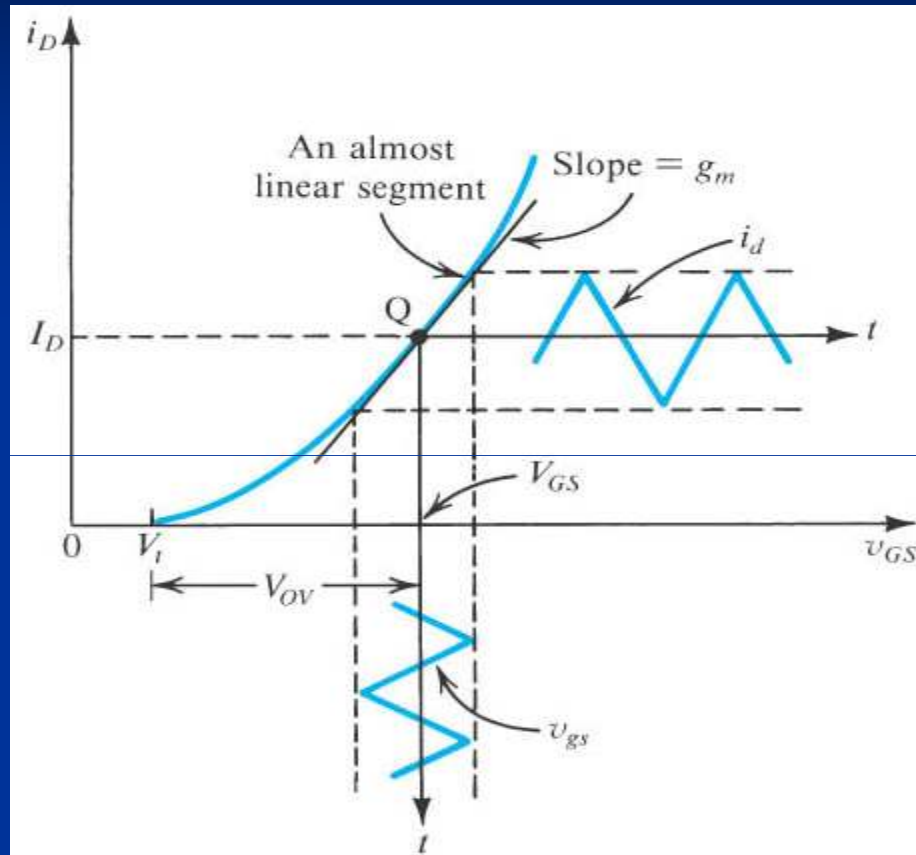
$$I_D = k_n (V_{GS} - V_T)^2 / 2$$

dc ρεύμα πόλωσης

όπου  $g_m = k_n (V_{GS} - V_T)$

διαγωγιμότητα

# Η διαγωγιμότητα $g_m$



Για συνολικό ρεύμα κορεσμού:

$$i_D = k_n (v_{GS} - V_T)^2 / 2$$

διαγωγιμότητα:

$$g_m = k_n (V_{GS} - V_T)$$

Ως προς το dc ρεύμα πόλωσης (για πόλωση με πηγή ρεύματος):

$$I_D = k_n (V_{GS} - V_T)^2 / 2$$

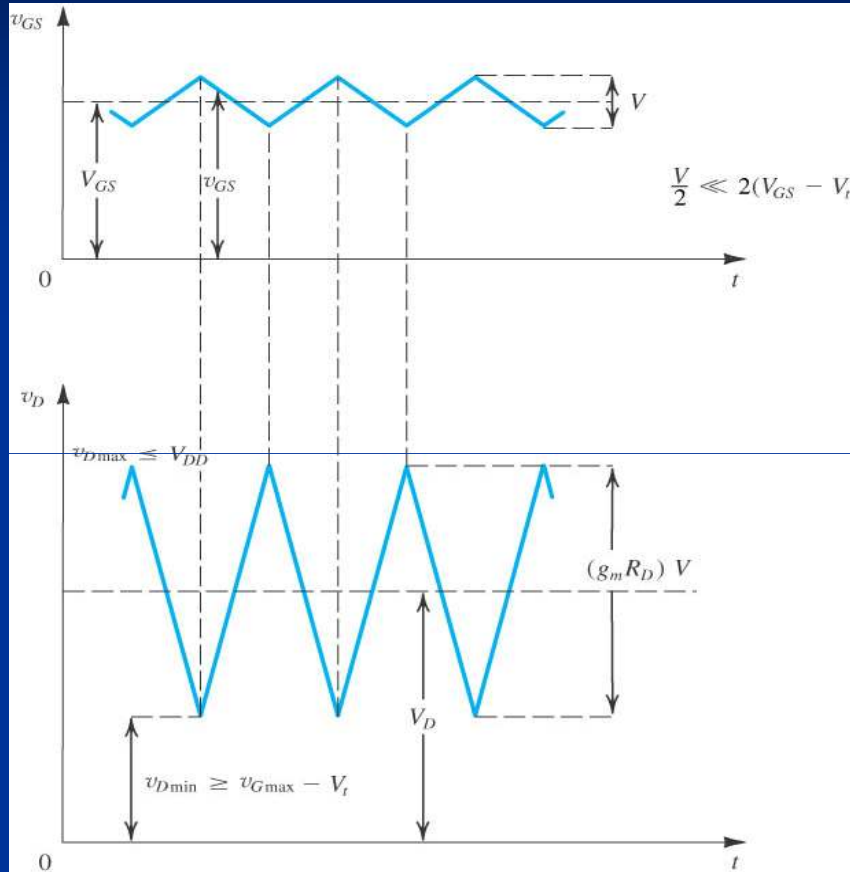
$$\Rightarrow V_{GS} = V_T + \sqrt{2I_D / k_n}$$

διαγωγιμότητα:

$$g_m = \sqrt{2k_n I_D}$$

$$g_m = \left. \frac{di_D}{dv_{GS}} \right|_{v_{GS}=V_{GS}}$$

# Κέρδος τάσης



Συνολική τάση υποδοχής:

$$v_D = V_{DD} - R_D i_D$$

Υπό συνθήκη ασθενούς σήματος:

$$v_D = V_{DD} - R_D (I_D + i_d)$$

$$= \underbrace{V_{DD} - R_D I_D}_{V_D} - \underbrace{R_D i_d}_{v_d}$$

Ασθενές σήμα εξόδου:

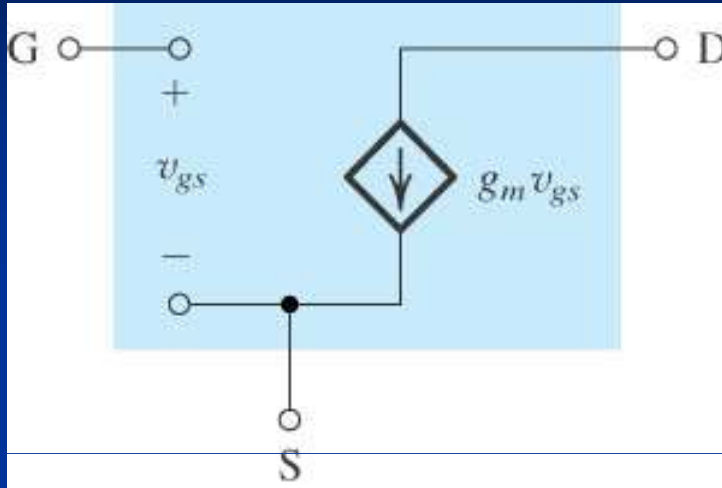
$$v_d = -R_D i_d = -R_D g_m v_{gs}$$

Κέρδος  
τάσης:

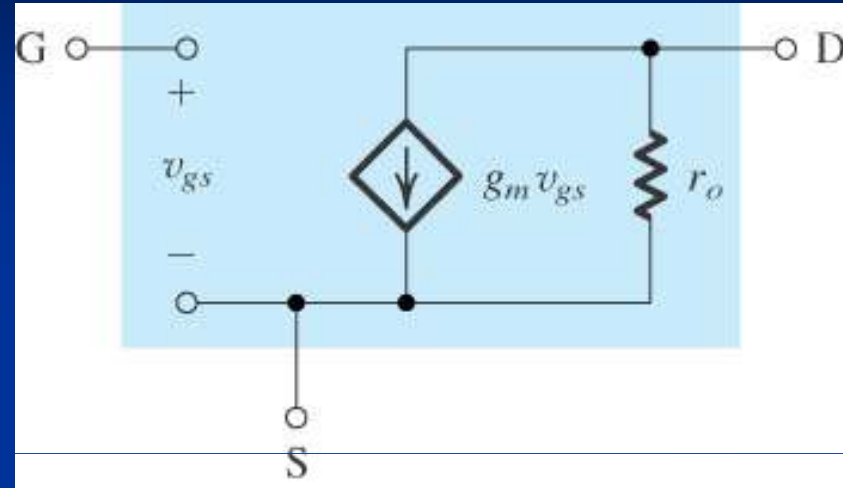
$$A_v = \frac{v_d}{v_{gs}} = -g_m R_D \equiv \left. \frac{dv_D}{dv_{GS}} \right|_{v_{GS}=V_{GS}}$$



# Μοντέλο ασθενούς σήματος



Μοντέλο ασθενούς σήματος για το transistor MOS



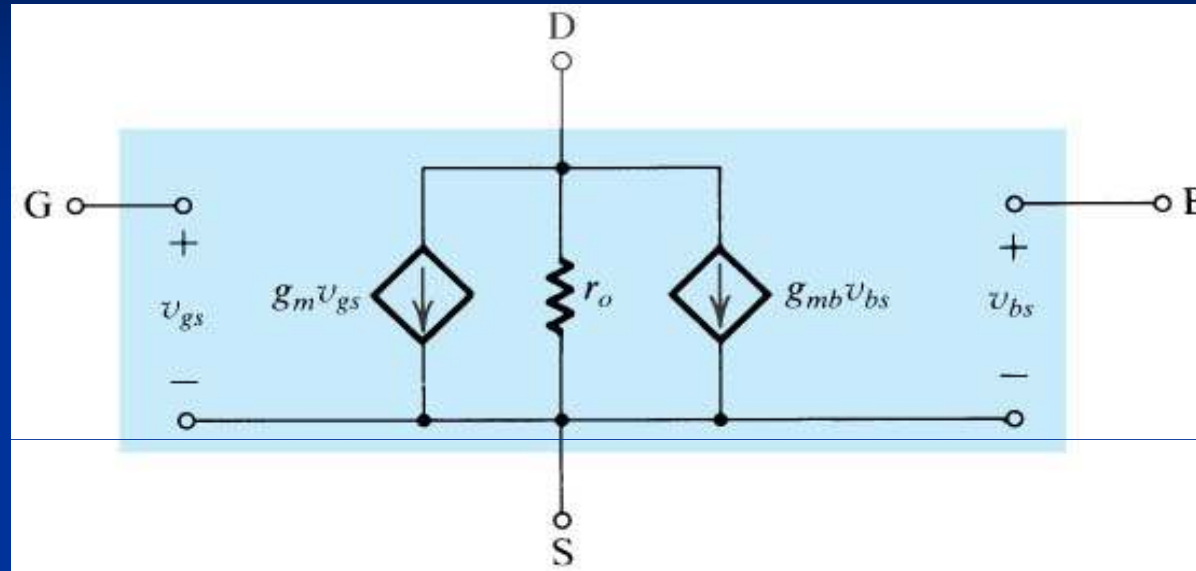
Μοντέλο ασθενούς σήματος με αντίσταση εξόδου  $r_o = 1/\lambda I_D$  (λόγω διαμόρφωσης μήκους καναλιού)

Για χρήση των μοντέλων στην ανάλυση ασθενούς σήματος θεωρείται ότι όλες οι πηγές του κυκλώματος έχουν μηδενική dc συνιστώσα

Με ενσωμάτωση της αντίστασης εξόδου  $r_o$  το κέρδος τάσης γίνεται:

$$A_v = -g_m (R_D // r_o)$$

# Μοντέλο ασθενούς σήματος

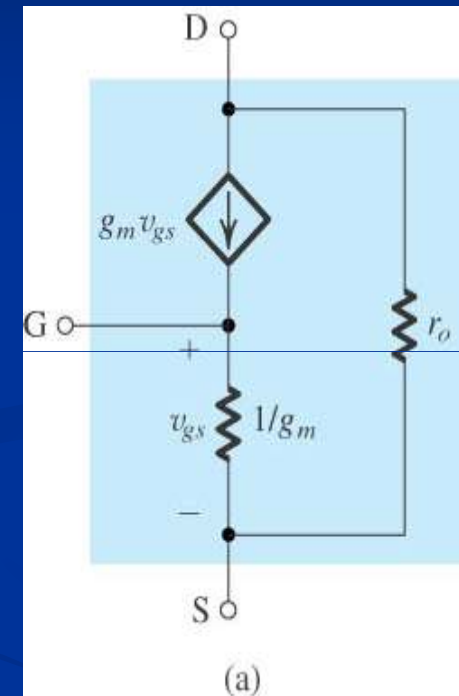
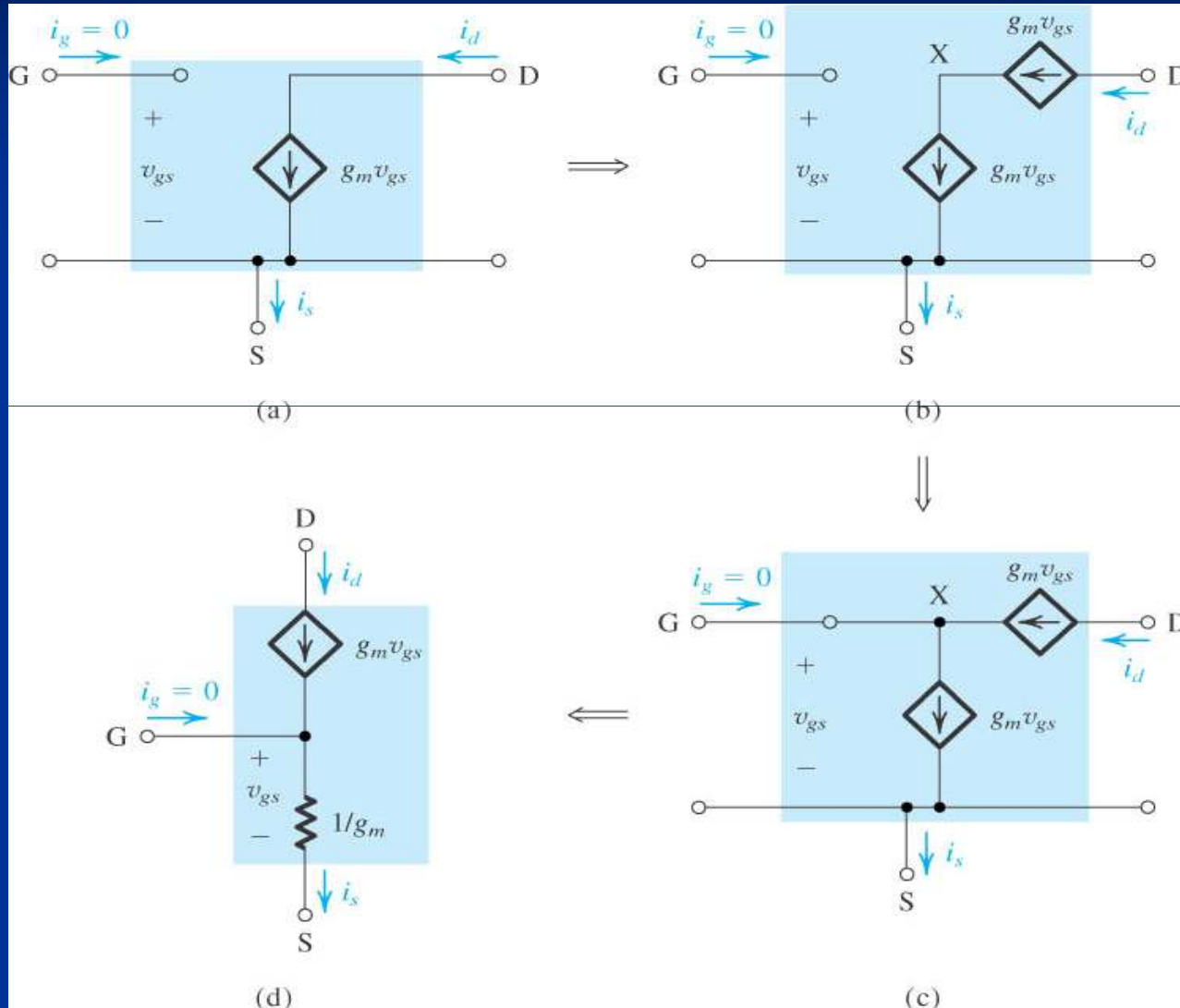


Μοντέλο ασθενούς σήματος με ενσωμάτωση του φαινομένου σώματος

Διαγωγιμότητα σώματος:

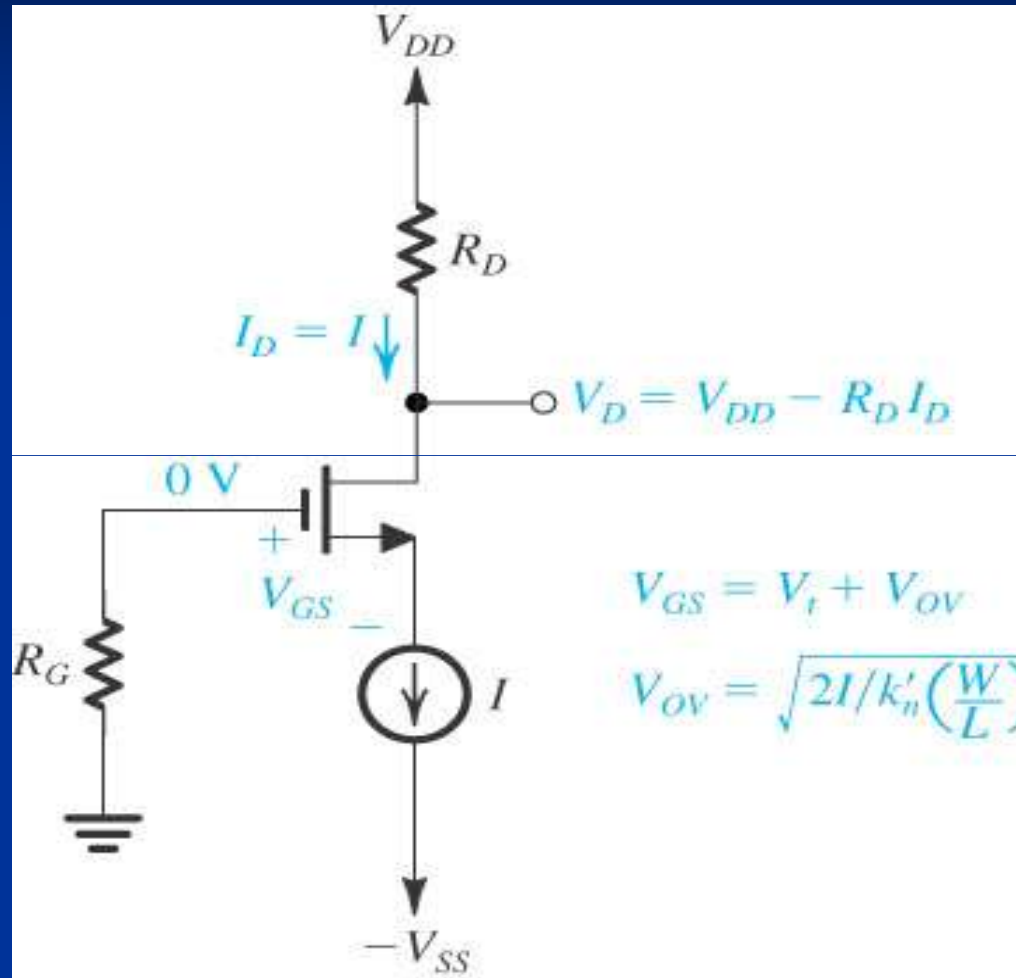
$$g_{mb} = \frac{\partial i_D}{\partial v_{BS}} = \chi g_m, \quad \chi = \frac{\gamma}{2\sqrt{|2\phi_F| + |V_{SB}|}}$$

# Ισοδύναμο μοντέλο T



Μοντέλο T με  
αντίσταση εξόδου  
 $r_o = 1/\lambda I_D$

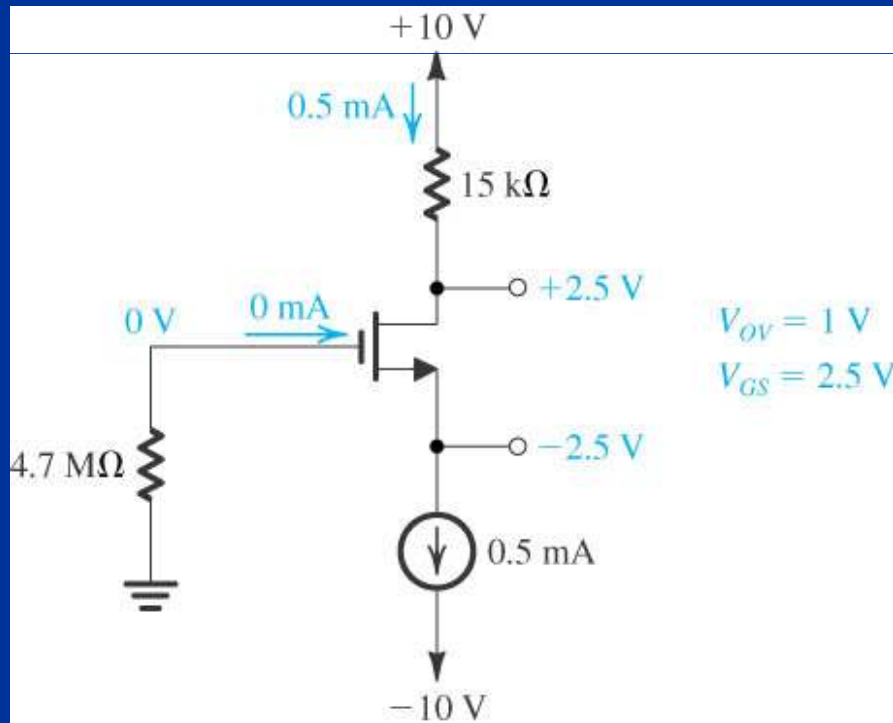
# Δομικό κύκλωμα ενισχυτών MOS



(κατά τη σύνδεση του σήματος και του φορτίου, ένας από τους ακροδέκτες S, G, D είναι κοινός μεταξύ εισόδου και εξόδου)

# Παράδειγμα

Στο κύκλωμα του σχήματος με  $V_T = 1.5\text{V}$ ,  $k_n = 1\text{mA/V}^2$ ,  $\lambda = 0.0133\text{V}^{-1}$  οι  $V_{OV} = V_{GS} - V_T$ ,  $V_{GS}$ ,  $V_S$ ,  $V_D$  φαίνονται στο σχήμα. Επίσης φαίνεται το μοντέλο ασθενούς σήματος μαζί με τις τιμές των  $g_m$  και  $r_o$ . Ποια είναι η μέγιστη μεταβολή του ασθενούς σήματος στην υποδοχή ώστε το transistor να παραμένει στον κορεσμό;

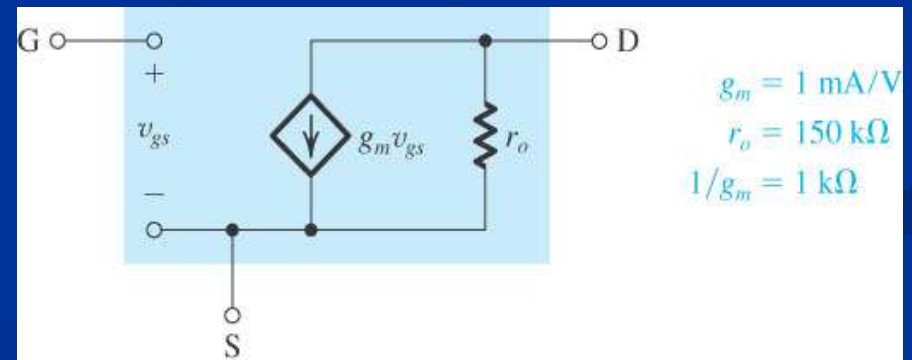


$$v_{DS} \geq v_{GS} - V_T \Rightarrow$$

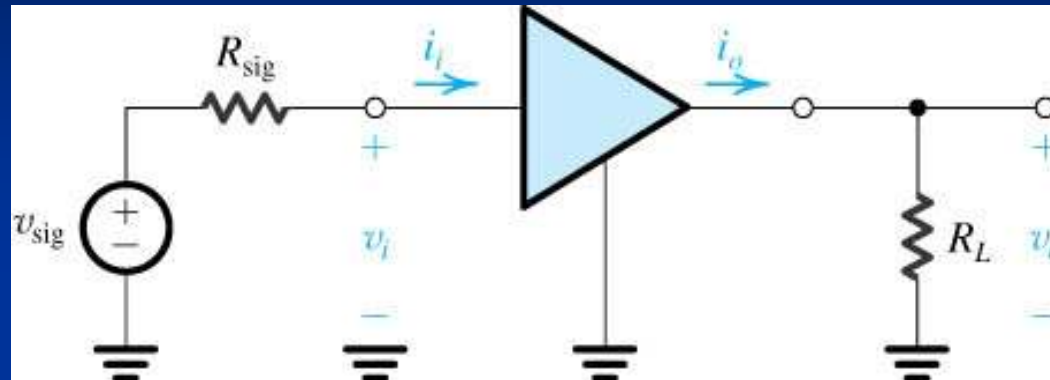
$$V_D + v_d \geq V_G - V_T \Rightarrow$$

$$v_d \geq V_G - V_D - V_T = -4\text{V}$$

(θεωρώντας  $v_g = 0$ )



# Χαρακτηρισμός ενισχυτών



- Η πηγή σήματος με τάση ανοικτού κυκλώματος  $v_{sig}$  και εσωτερική αντίσταση  $R_{sig}$  μπορεί να είναι το Thevenin ισοδύναμο του κυκλώματος που τροφοδοτεί την είσοδο του ενισχυτή (π.χ. το προηγούμενο στάδιο ενός ενισχυτή πολλών σταδίων)
- Η αντίσταση φορτίου  $R_L$  μπορεί να είναι η αντίσταση εισόδου του επόμενου σταδίου σε έναν ενισχυτή πολλών σταδίων

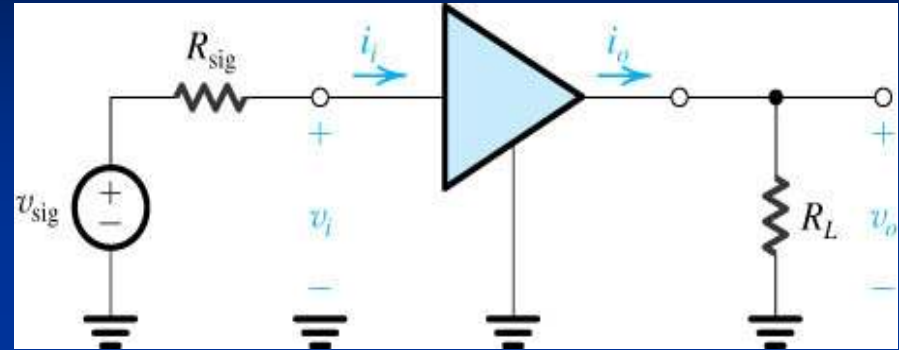
# Χαρακτηρισμός ενισχυτών

Κέρδος τάσης ανοικτού κυκλώματος:

$$A_{vo} = \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{R_L = \infty}$$

Αντίσταση εισόδου:

$$R_i = \left. \frac{v_i}{i_i} \right|_{R_L = \infty}$$



Κέρδος ρεύματος βραχυκύκλωσης:

$$A_{is} = \left. \frac{i_o}{i_i} \right|_{R_L = 0}$$

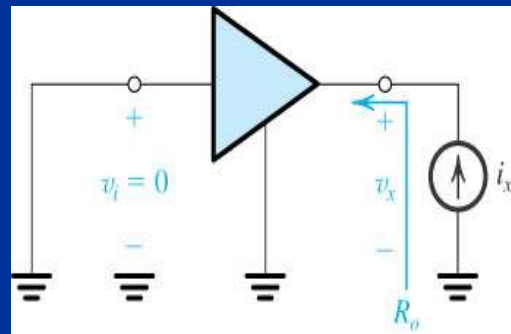
Διαγωγιμότητα βραχυκύκλωσης:

$$G_m = \left. \frac{i_o}{v_i} \right|_{R_L = 0}$$

$$A_{vo} = A_{is} \frac{R_o}{R_i} = G_m R_o$$

Αντίσταση εξόδου:

$$R_o = \left. \frac{v_x}{i_x} \right|_{v_i = 0}$$



Συνολικό κέρδος τάσης:

$$\frac{v_o}{v_{sig}} = \frac{R_i}{R_i + R_{sig}} A_{vo} \frac{R_L}{R_L + R_o}$$

# Παράδειγμα

Ένας ενισχυτής τροφοδοτείται από πηγή σήματος με τάση ανοικτού κυκλώματος  $v_{sig} = 10\text{mV}$  και εσωτερική αντίσταση  $R_{sig} = 100\text{k}\Omega$ . Από μετρήσεις στην είσοδο και την έξοδο του ενισχυτή έχει διαπιστωθεί ότι  $v_i = 9\text{mV}$ ,  $v_o = 90\text{mV}$  χωρίς φορτίο, και  $v_o = 70\text{mV}$  με φορτίο  $R_L = 10\text{k}\Omega$ . Να βρεθούν οι παράμετροι  $A_{vo}$ ,  $R_i$ ,  $A_{is}$ ,  $G_m$ ,  $R_o$ .

$$A_{vo} = \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{R_L = \infty} = 10$$

$$\frac{v_i}{v_{sig}} = \frac{R_i}{R_i + R_{sig}} \Rightarrow R_i = \frac{R_{sig}}{v_{sig}/v_i - 1} = 900\text{k}\Omega$$

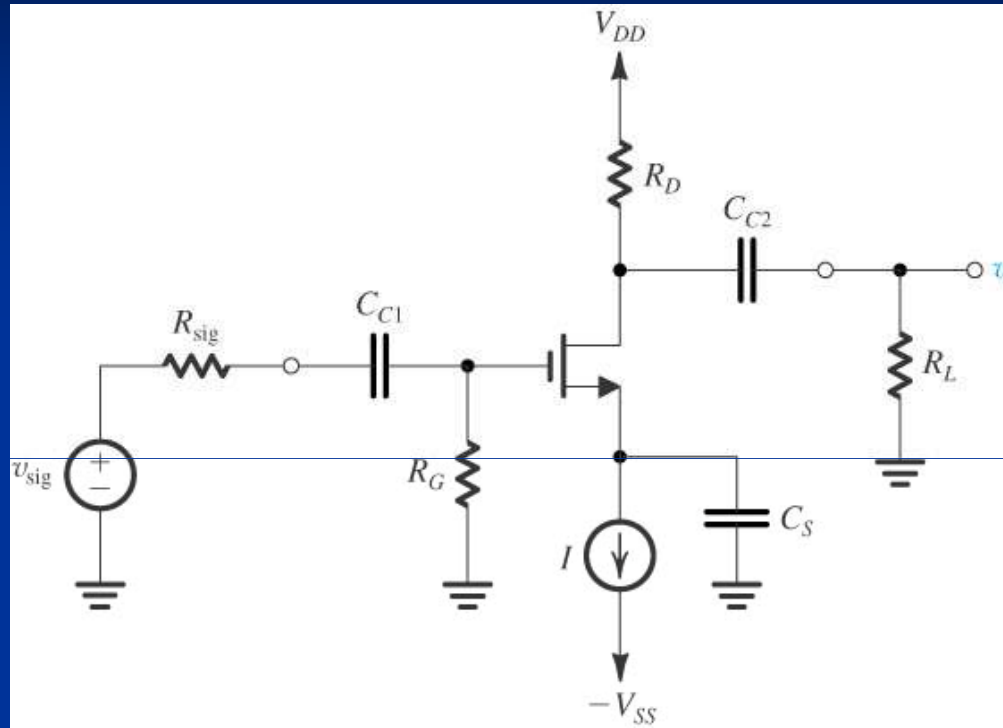
$$\frac{v_o}{v_{sig}} = \frac{v_i}{v_{sig}} A_{vo} \frac{R_L}{R_L + R_o} \Rightarrow R_o = \frac{v_i}{v_o} A_{vo} R_L - R_L = 2.86\text{k}\Omega$$

$$A_{is} = A_{vo} R_i / R_o = 3146.85$$

$$G_m = A_{vo} / R_o = 3.5\text{mA/V}$$



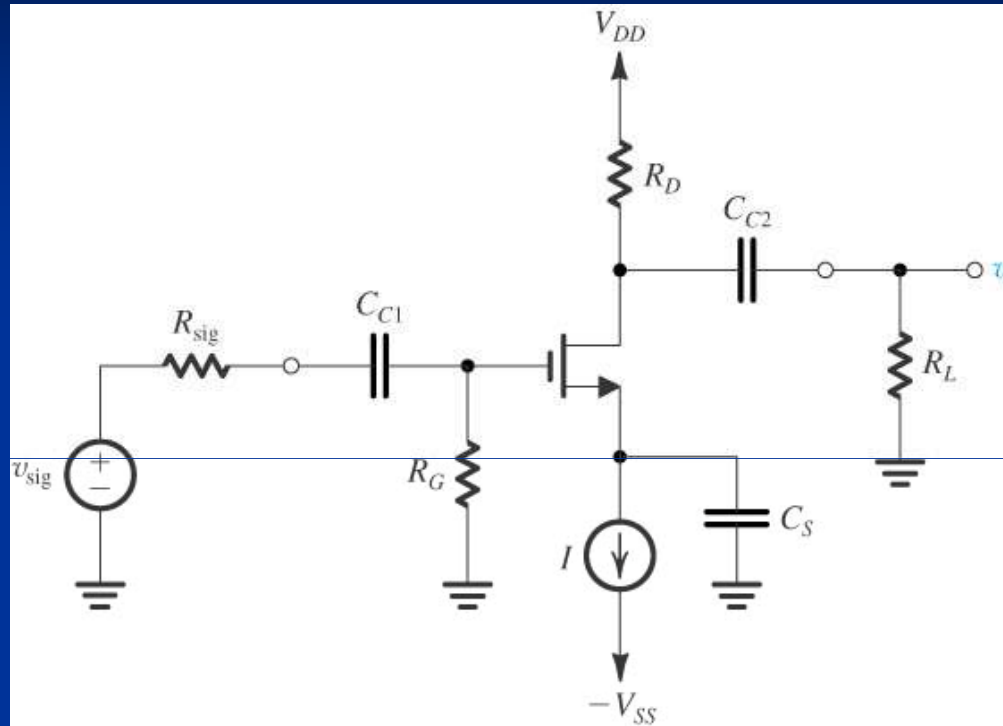
# Ενισχυτής κοινής πηγής



$C_{C1}$  ,  $C_{C2}$  : Πυκνωτές *σύζευξης* (coupling) – αποιόπτουν την dc συνιστώσα εισόδου (ώστε να μην αλλάξει το σημείο πόλωσης) και εξόδου (ώστε στο φορτίο  $R_L$  να εμφανιστεί μόνο η τάση σήματος)

$C_S$  : Πυκνωτής *παράκαμψης* (bypass) – ώστε οι διακυμάνσεις από το ρεύμα σήματος να μην διέλθουν από το κύκλωμα της πηγής ρεύματος πόλωσης

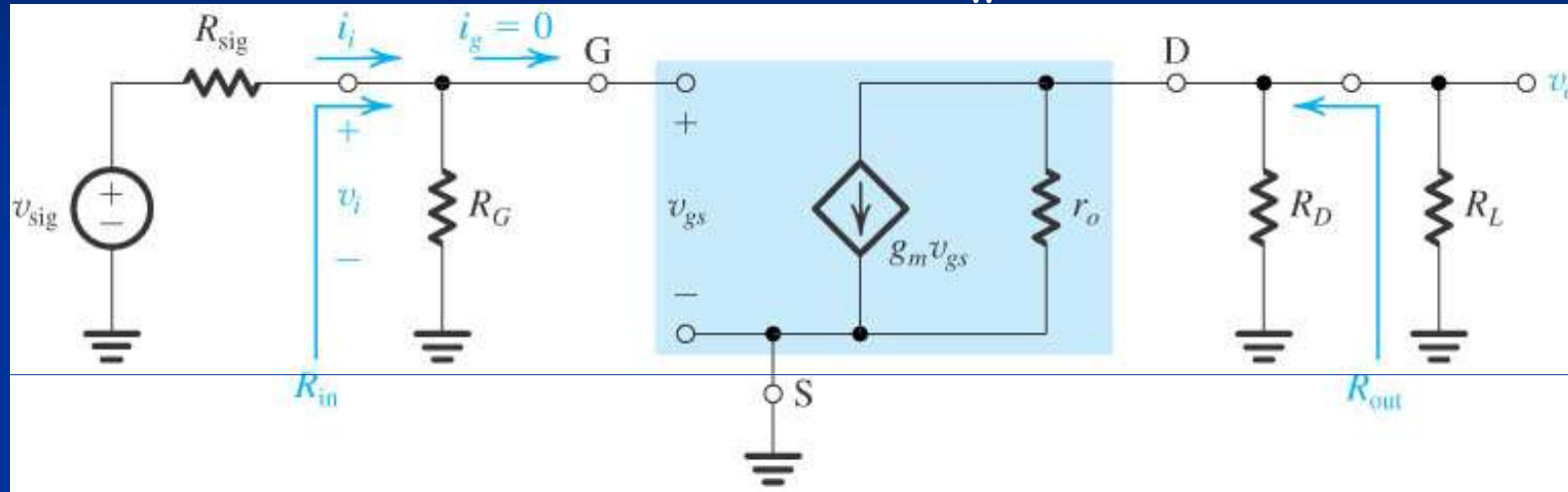
# Ενισχυτής κοινής πηγής



Ο πυκνωτής  $C_{C1}$  δεν χρειάζεται αν η πηγή σήματος δεν έχει dc συνιστώσα. Επιπλέον, αν η γείωση της πηγής σήματος είναι καλή, τότε δεν χρειάζεται η σύνδεση στην dc γείωση μέσω της αντίστασης  $R_G$  (και η αντίσταση εισόδου του ενισχυτή θα είναι πρακτικά άπειρη).

# Ενισχυτής κοινής πηγής

Μοντέλο ασθενούς σήματος

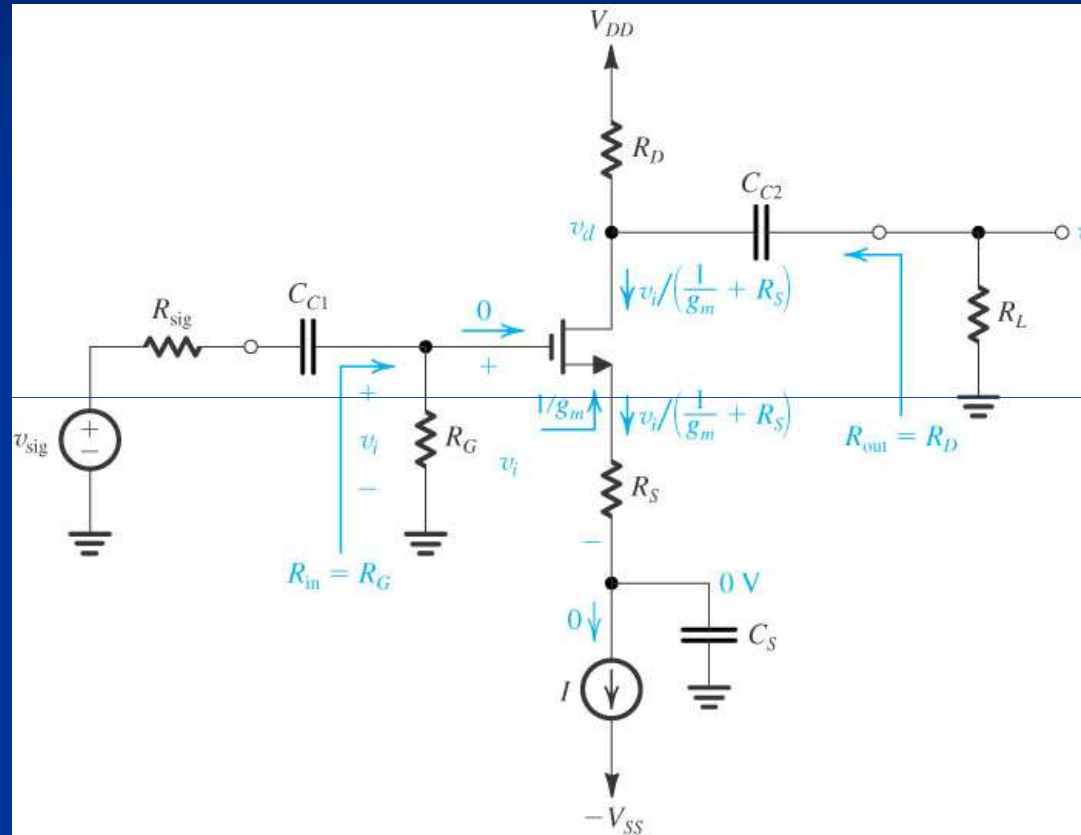


$$A_{vo} = \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{R_L = \infty} = \frac{-g_m v_{gs} (r_o // R_D)}{v_{gs}} = -g_m (r_o // R_D)$$

$$R_i = \left. \frac{v_i}{i_i} \right|_{R_L = \infty} = R_G$$

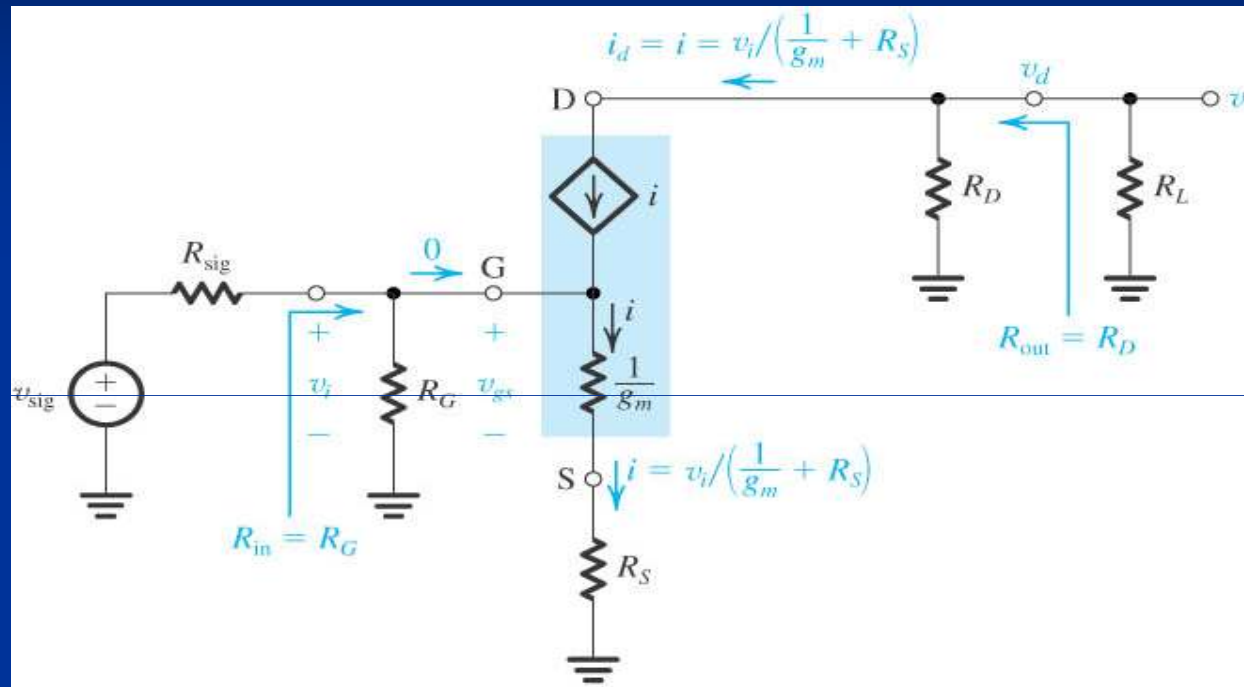
$$R_o = \left. \frac{v_x}{i_x} \right|_{v_i = 0} = (r_o // R_D)$$

# Ενισχυτής κοινής πηγής με αντίσταση στην πηγή



Αντίσταση πηγής προσφέρει αρνητική ανάδραση η οποία (i) μειώνει τη διακύμανση του ρεύματος πόλωσης, (ii) αυξάνει το εύρος ζώνης, αλλά με αντίτιμο τη μείωση του κέρδους τάσης κατά παράγοντα  $1 + g_m R_S$

# Ενισχυτής κοινής πηγής με αντίσταση στην πηγή



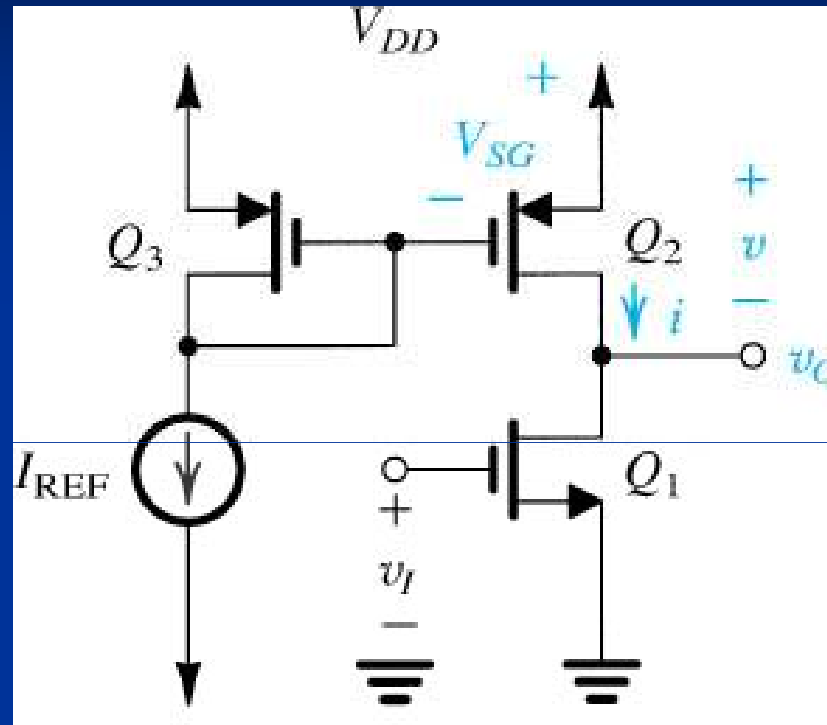
Μοντέλο ασθενούς σήματος (με ισοδύναμο μοντέλο T), αγνοώντας την  $r_o$

$$A_{vo} = \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{R_L = \infty} = \frac{-g_m v_{gs} R_D}{v_i} = \frac{-g_m R_D}{v_i} v_i \frac{1/g_m}{1/g_m + R_S} = \frac{-g_m R_D}{1 + g_m R_S}$$

$$R_i = R_G$$

$$R_o = R_D$$

# Ενισχυτής κοινής πηγής CMOS



Στην ανάλυση ασθενούς σήματος η αντίσταση εξόδου  $r_{o2}$  του pMOS transistor Q2 αντικαθιστά την  $R_D$

$$A_{vo} = -g_m (r_{o1} // r_{o2})$$

$$R_i = \infty$$

$$R_o = (r_{o1} // r_{o2})$$

# Παράδειγμα

Ενισχυτής κοινής πηγής CMOS με  $V_{DD} = 3V$ ,  $k_n' = 200\mu A/V^2$ ,  $W_1 = 4\mu m$ ,  $L = 0.4\mu m$ ,  $\lambda_n = 0.05V^{-1}$ ,  $\lambda_p = 0.1V^{-1}$ ,  $I_{REF} = 3\mu A$ , και τα pMOS Q2, Q3 του καθρέπτη ρεύματος είναι ταιριασμένα (δηλ. έχουν ίσα πλάτη). Να βρεθούν οι παράμετροι  $A_{vo}$ ,  $R_i$ ,  $R_o$  του ενισχυτή.

$$g_{m1} = \sqrt{2k_n' \frac{W_1}{L} I_{D1}} = \sqrt{2k_n' \frac{W_1}{L} I_{REF}} = 0.63mA/V$$

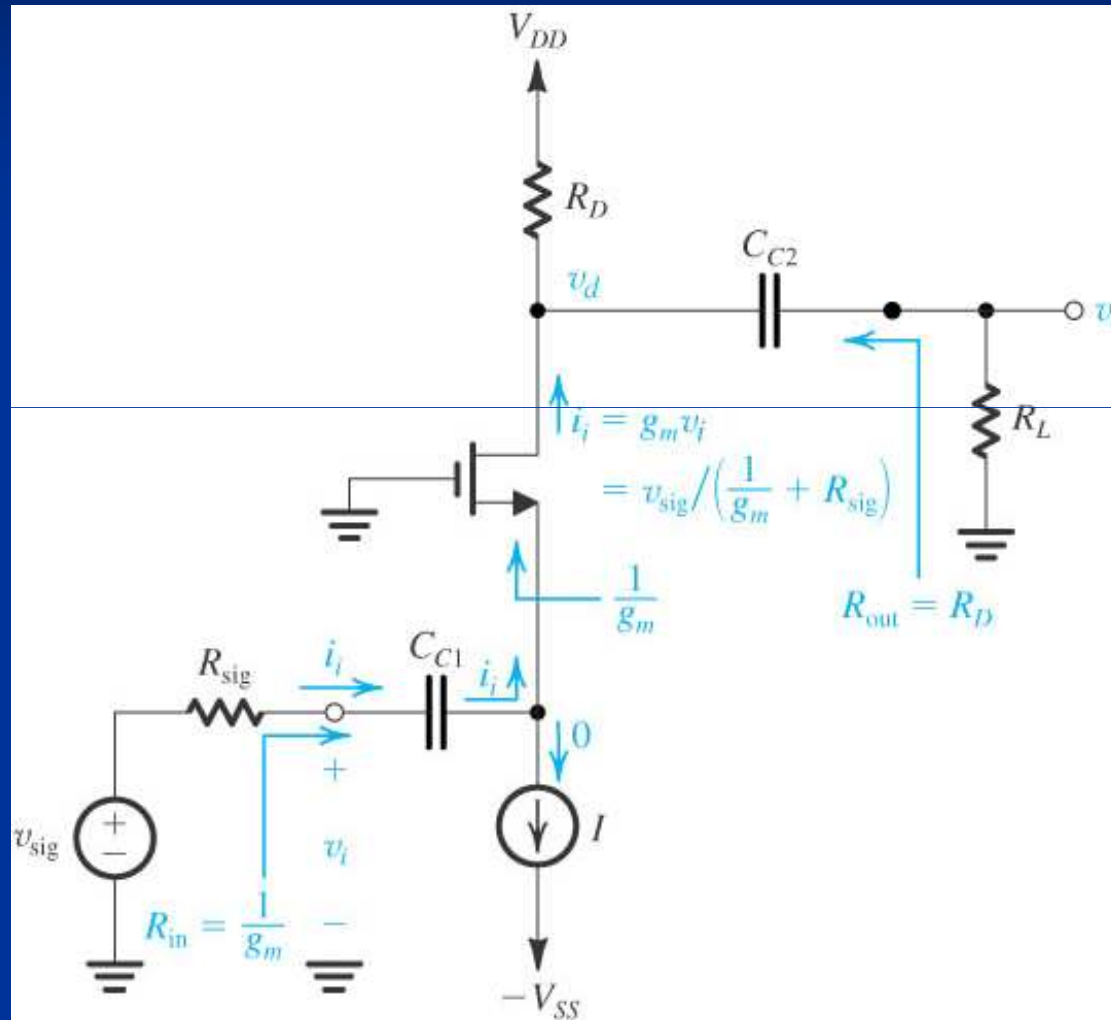
$$r_{o1} = \frac{1}{\lambda_n I_{D1}} = \frac{1}{\lambda_n I_{REF}} = 200k\Omega$$

$$r_{o2} = \frac{1}{\lambda_p I_{D2}} = \frac{1}{\lambda_p I_{REF}} = 100k\Omega$$

$$R_i = \infty \quad R_o = (r_{o1} // r_{o2}) = r_{o1} r_{o2} / (r_{o1} + r_{o2}) = 66.6k\Omega$$

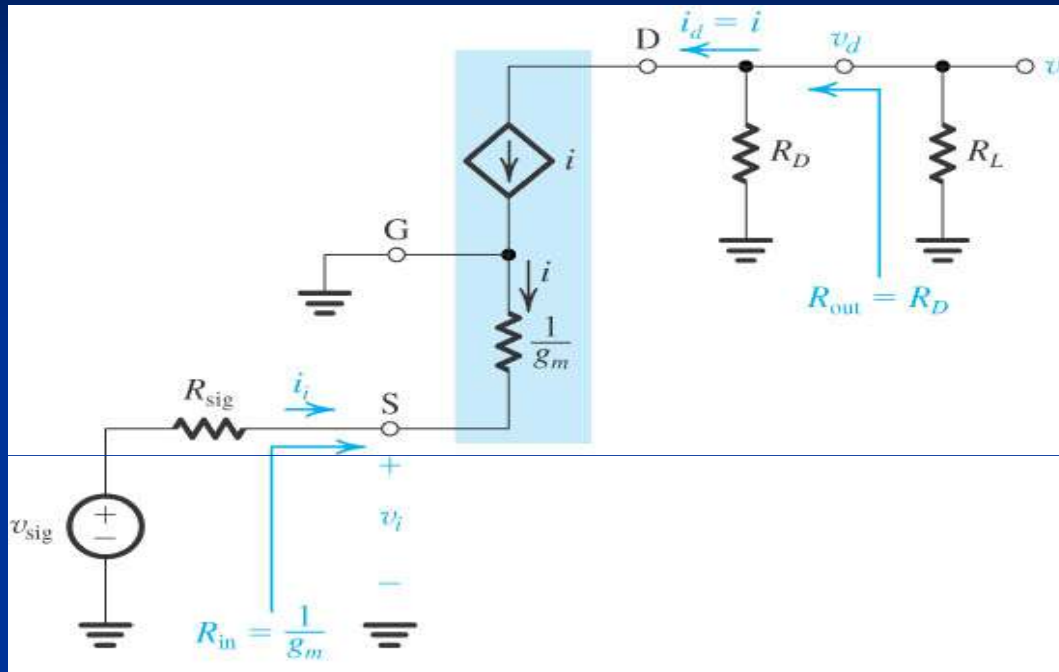
$$A_{vo} = -g_{m1} (r_{o1} // r_{o2}) = -42$$

# Ενισχυτής κοινής πύλης





# Ενισχυτής κοινής πύλης



Μοντέλο ασθενούς σήματος (με ισοδύναμο μοντέλο T), αγνοώντας την  $r_o$

$$A_{vo} = \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{R_L = \infty} = \frac{-g_m v_{gs} R_D}{v_i} = \frac{g_m v_{sg} R_D}{v_i} = \frac{g_m v_i R_D}{v_i} = g_m R_D$$

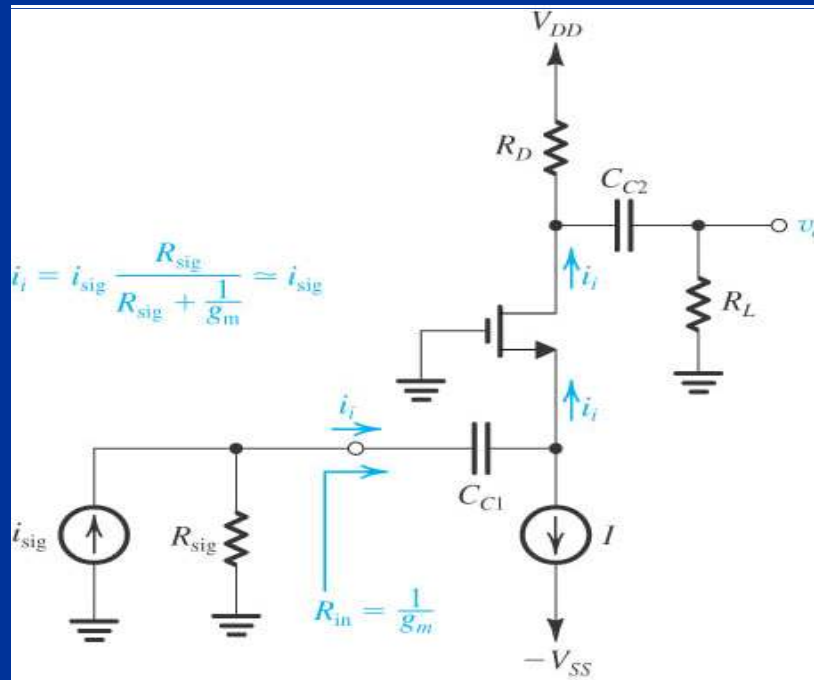
$R_i = 1/g_m$  (επειδή η πύλη G είναι γειωμένη, οπότε  $v_i$  εφαρμόζεται μεταξύ S και G)

$R_o = R_D$

# Ενισχυτής κοινής πύλης

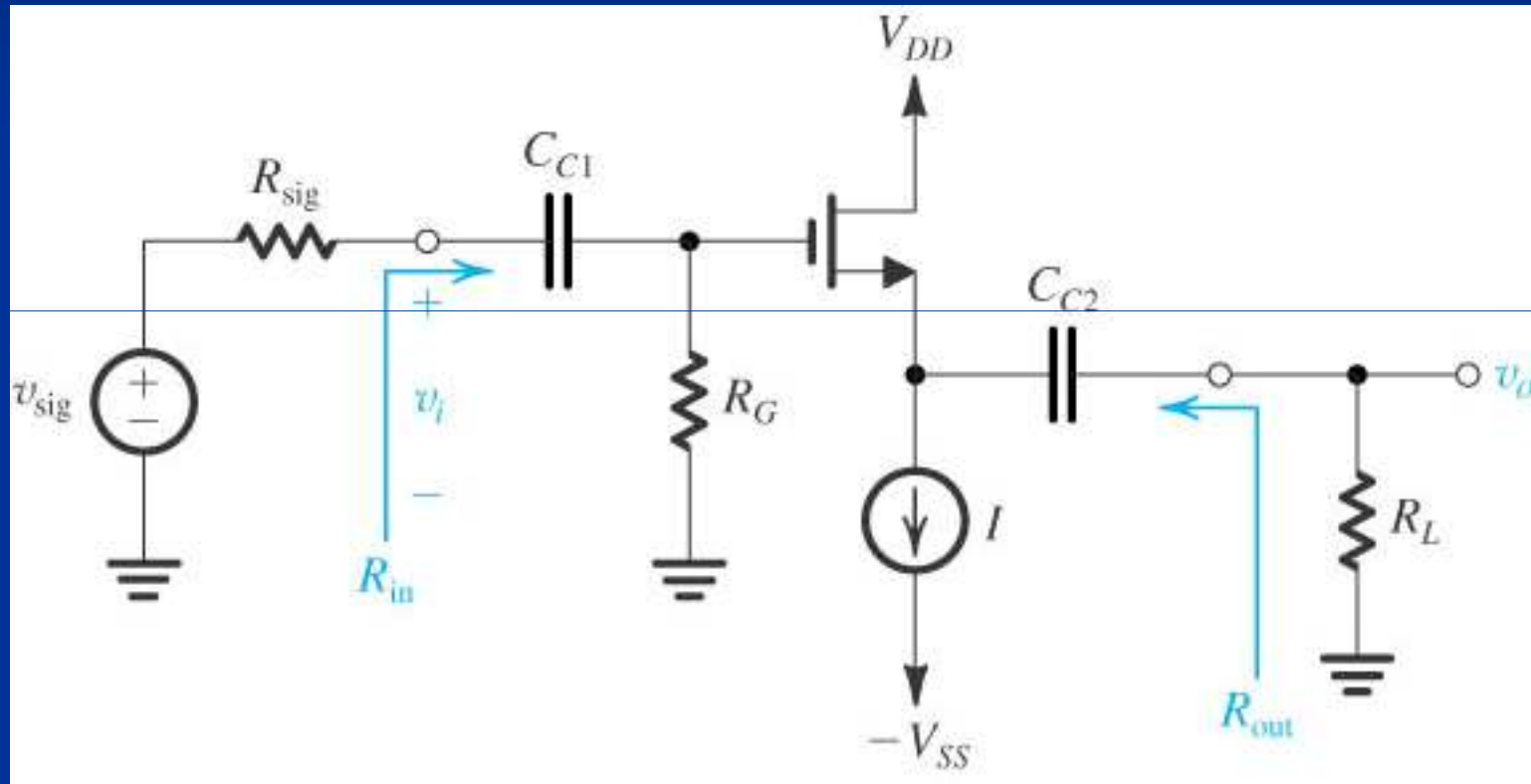
Η αντίσταση εισόδου  $1/g_m$  του ενισχυτή κοινής πύλης είναι πολύ μικρή, οπότε υπάρχει μεγάλη απώλεια σήματος (και συνολικού κέρδους τάσης) από τη σύνδεση της πηγής σήματος στην είσοδο του ενισχυτή

Σύνδεση ασθενούς σήματος ρεύματος (μπορεί να είναι το κατά Norton ισοδύναμο του ασθενούς σήματος τάσης) στον ενισχυτή κοινής πύλης:

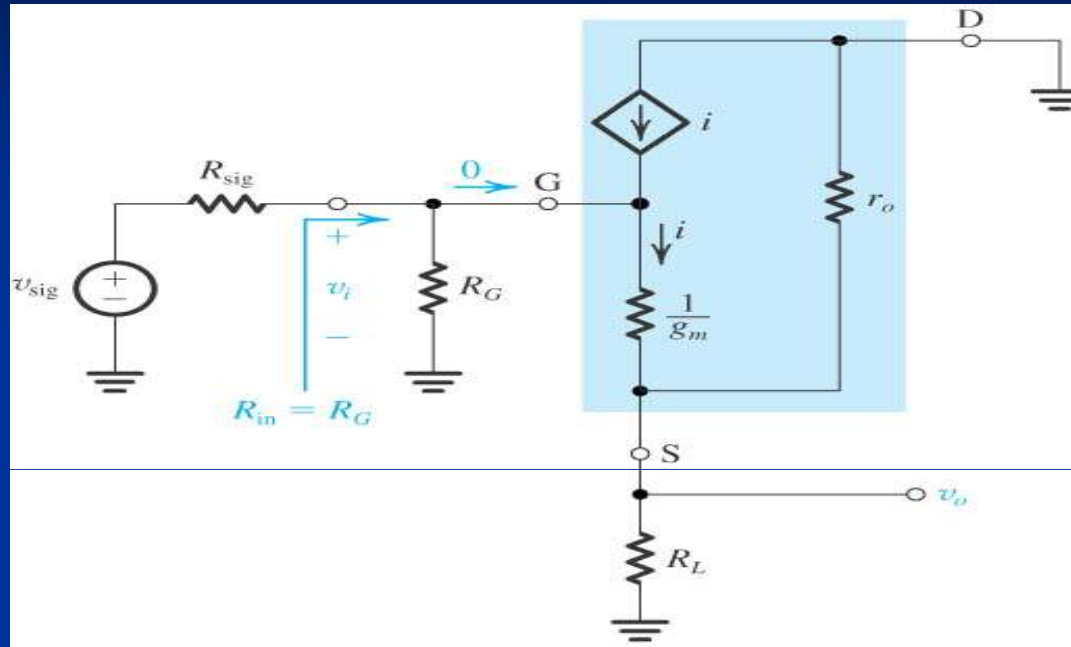


- Ο ενισχυτής αναπαράγει το ρεύμα σήματος στην υποδοχή (λειτουργεί ως ακόλουθος ρεύματος), σε πολύ μεγαλύτερη αντίσταση εξόδου
- Επίσης, έχει πολύ μεγαλύτερο εύρος ζώνης από τον ενισχυτή κοινής πηγής

# Ενισχυτής κοινής υποδοχής



# Ενισχυτής κοινής υποδοχής



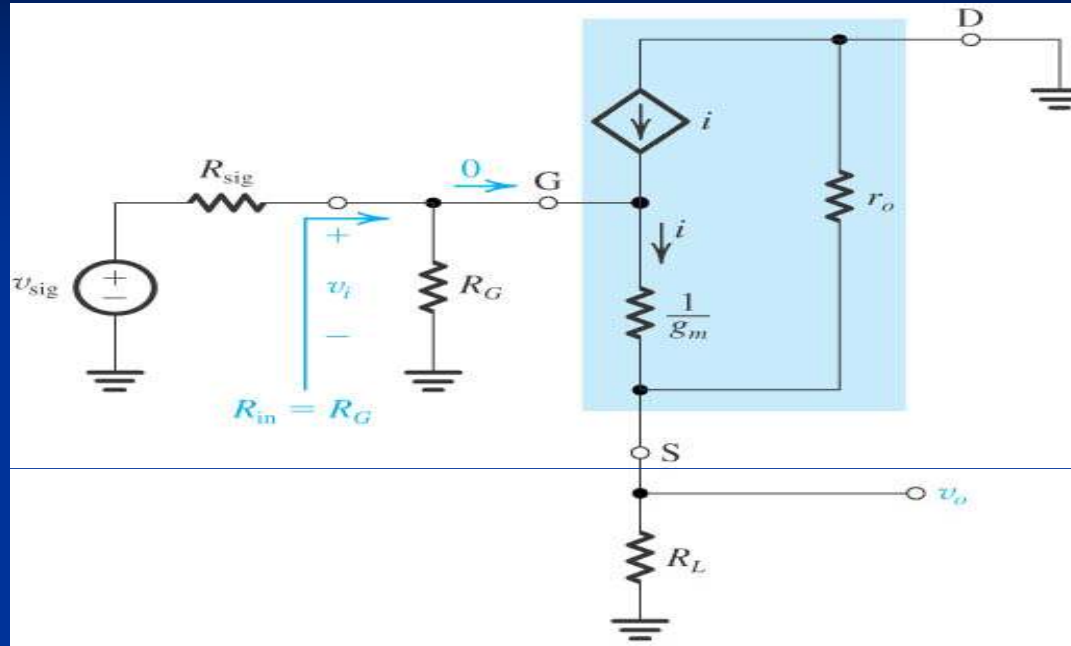
Μοντέλο ασθενούς σήματος (με ισοδύναμο μοντέλο T)

$$A_{vo} = \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{R_L = \infty} = \frac{1}{v_i} v_i \frac{r_o}{r_o + 1/g_m} = \frac{r_o}{r_o + 1/g_m} \approx 1$$

καθώς  
 $r_o \gg$  και  
 $1/g_m \ll$

[η έξοδος  $v_o$  λαμβάνεται από την πηγή S  
 οπότε εμφανίζεται στα άκρα της  $r_o$   
 – εφόσον D είναι στη γείωση σήματος]

# Ενισχυτής κοινής υποδοχής



Μοντέλο ασθενούς σήματος (με ισοδύναμο μοντέλο T)

$$R_i = R_G$$

$$R_o = \left. \frac{v_x}{i_x} \right|_{v_i=0} = \frac{1}{g_m} // r_o \approx \frac{1}{g_m}$$

[επειδή όταν  $v_i = 0$  τότε η πύλη G γειώνεται, οπότε  $v_x$  εφαρμόζεται στα άκρα της  $(1/g_m) // r_o$  ]

# Σύγκριση ενισχυτών

## Ενισχυτής κοινής πηγής

- Μεγάλο κέρδος τάσης [ $-g_m(r_o // R_D)$  ή  $-g_m(r_{o1} // r_{o2})$ ] και μεγάλη αντίσταση εισόδου ( $R_G$  ή  $\infty$ ), αλλά μεγάλη αντίσταση εξόδου [ $(r_o // R_D)$  ή  $(r_{o1} // r_{o2})$ ]
- Χρησιμοποιείται ως κύριο στάδιο ενίσχυσης σε ενισχυτές πολλών σταδίων

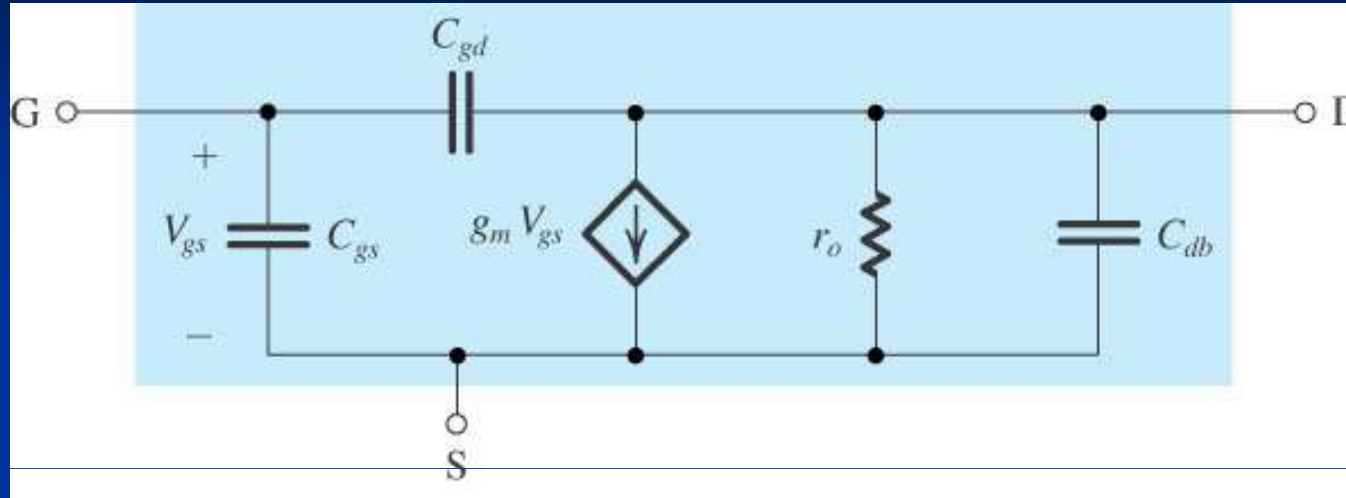
## Ενισχυτής κοινής πύλης

- Μεγάλο κέρδος τάσης ( $g_m R_D$ ), αλλά μικρή αντίσταση εισόδου ( $1/g_m$ ) και μεγάλη αντίσταση εξόδου ( $R_D$ )
- Χρησιμοποιείται ως απομονωτής (ακόλουθος) ρεύματος και σε εφαρμογές ενισχυτών ευρείας ζώνης

## Ενισχυτής κοινής υποδοχής

- Μεγάλη αντίσταση εισόδου ( $R_G$ ) και μικρή αντίσταση εξόδου ( $\approx 1/g_m$ ), αλλά μικρό κέρδος τάσης ( $\approx 1$ )
- Χρησιμοποιείται ως απομονωτής (ακόλουθος) τάσης σε στάδια εξόδου ενισχυτών πολλών σταδίων

# Μοντέλο υψηλών συχνοτήτων



$C_{gs}$  : Χωρητικότητα πύλης  $C_g = (\epsilon_{ox} / t_{ox})WL$

(εμφανίζεται στην είσοδο για τον ενισχυτή κοινής πηγής)

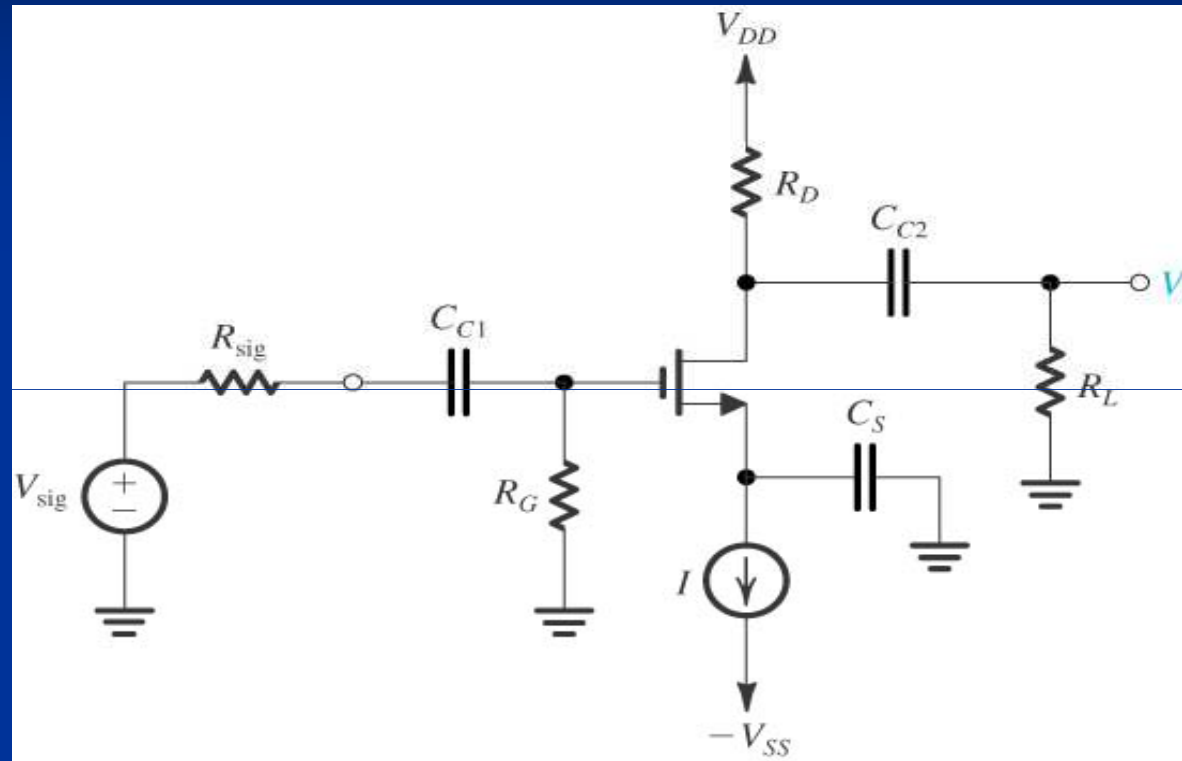
$C_{db}$  : Χωρητικότητα επαφής  $C_j = \bar{C}_{jar} A_D + \bar{C}_{jsw} P_D$

(εμφανίζεται στην έξοδο για τον ενισχυτή κοινής πηγής)

$C_{gd}$  : Μικρή χωρητικότητα επικάλυψης (overlap) μεταξύ G και D

(εμφανίζεται όμως μεταξύ εισόδου και εξόδου στον ενισχυτή κοινής πηγής, και επηρεάζει σημαντικά την απόκριση συχνότητας)

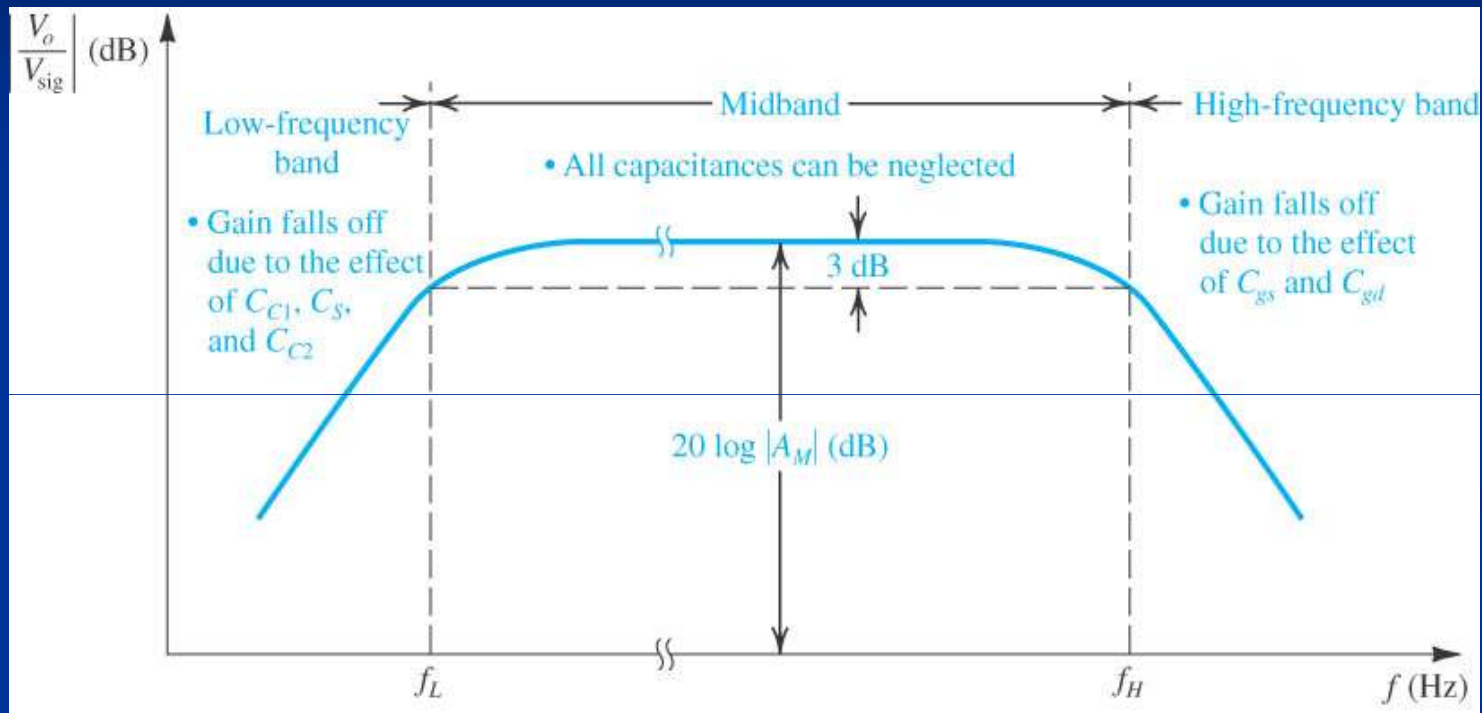
# Απόκριση συχνότητας ενισχυτή κοινής πηγής



- Οι μεγάλοι πυκνωτές σύζευξης και παράκαμψης  $C_{C1}$ ,  $C_{C2}$ ,  $C_S$  είναι βραχυκυκλώματα ειτός από μια περιοχή χαμηλών συχνοτήτων
- Οι μικρές εσωτερικές χωρητικότητες  $C_{gs}$ ,  $C_{db}$ ,  $C_{gd}$  του transistor είναι ανοικτοκυκλώματα ειτός από μια περιοχή υψηλών συχνοτήτων



# Απόκριση συχνότητας ενισχυτή κοινής πηγής



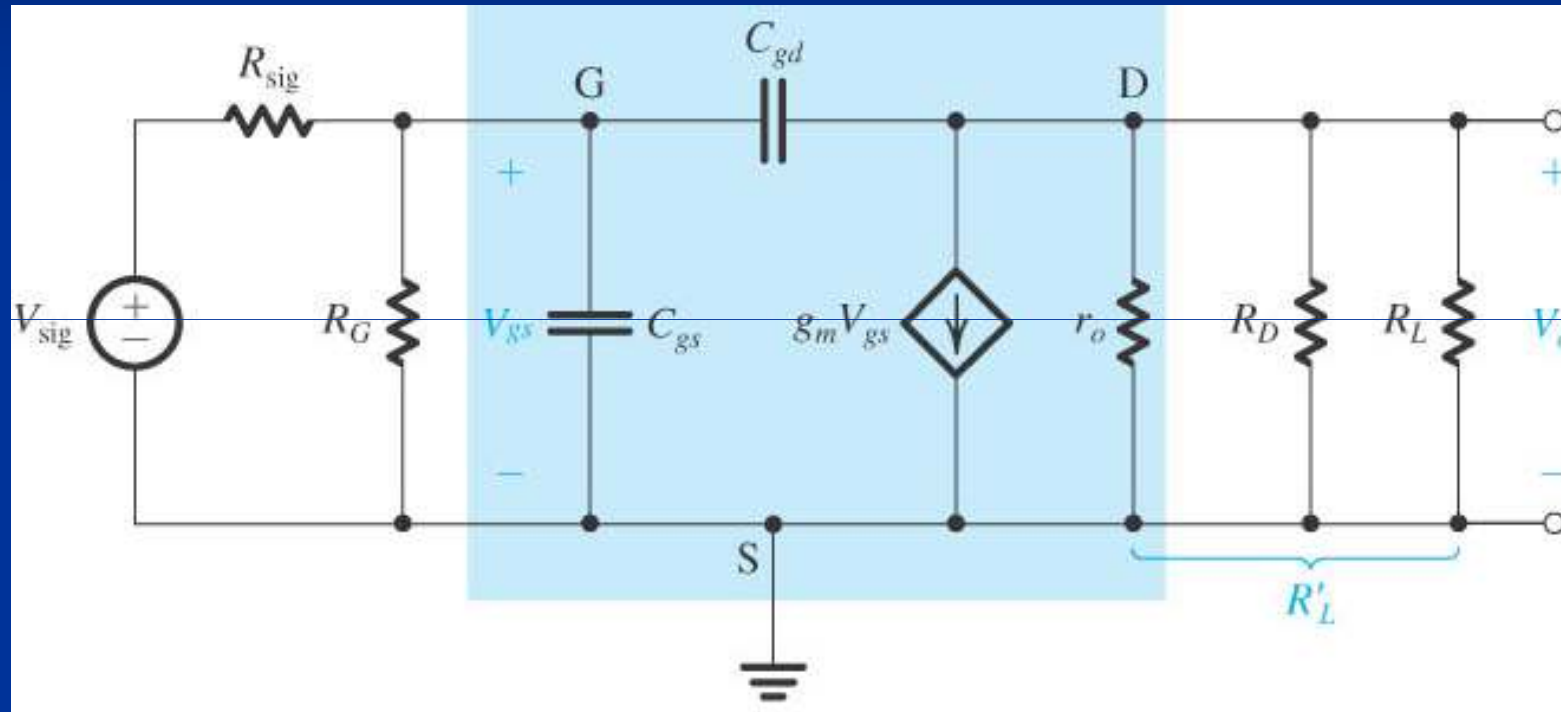
▪ Συνολικό κέρδος τάσης στη μεσαία ζώνη (midband):

$$A_M \equiv \frac{v_o}{v_{sig}} = - \frac{R_G}{R_G + R_{sig}} \frac{g_m (r_o \parallel R_D) R_L}{(r_o \parallel R_D) + R_L}$$

▪ Εύρος ζώνης (bandwidth) (απόσταση συχνοτήτων 3dB):

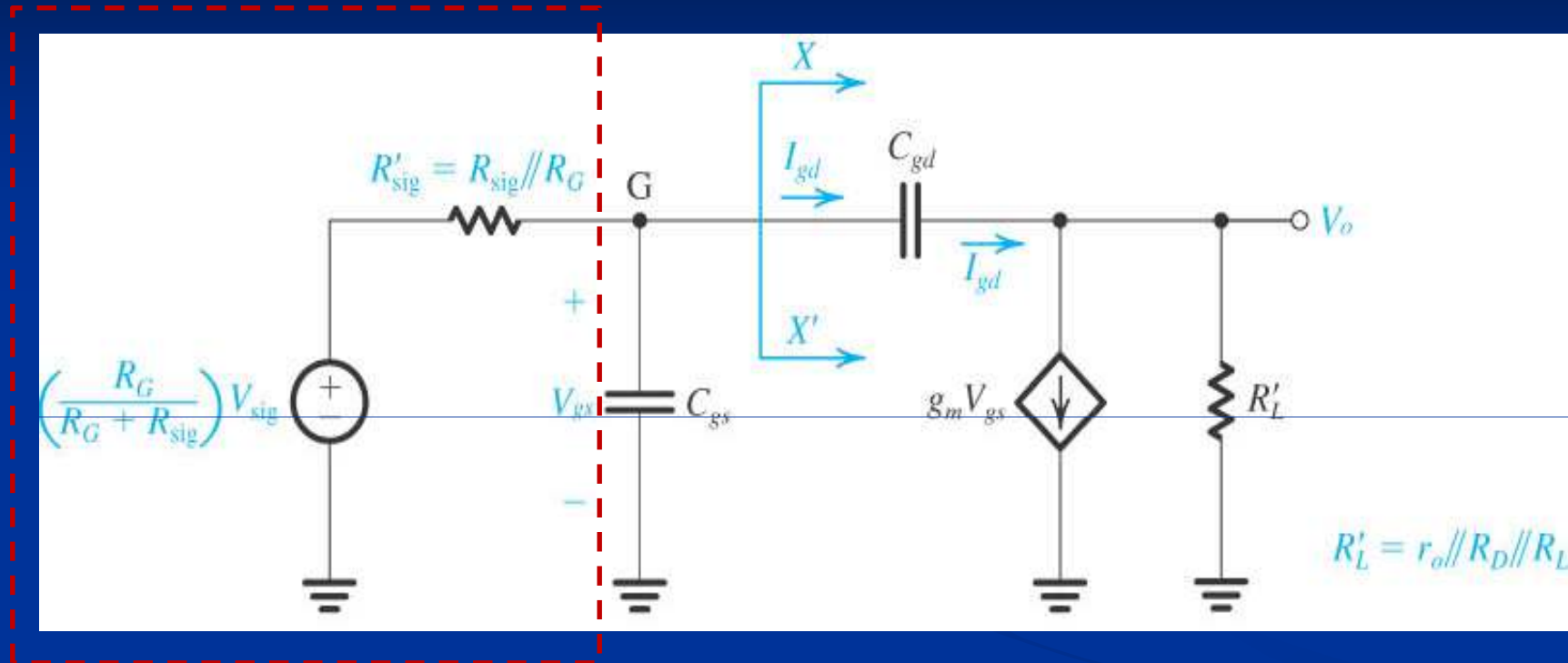
$$BW \equiv f_H - f_L \approx f_H \quad (f_H \gg f_L)$$

# Απόκριση υψηλών συχνοτήτων



Μοντέλο ασθενούς σήματος στις υψηλές συχνότητες  
(η χωρητικότητα  $C_{db}$  αγνοείται αλλά μπορεί να ενσωματωθεί)

# Απόκριση υψηλών συχνοτήτων



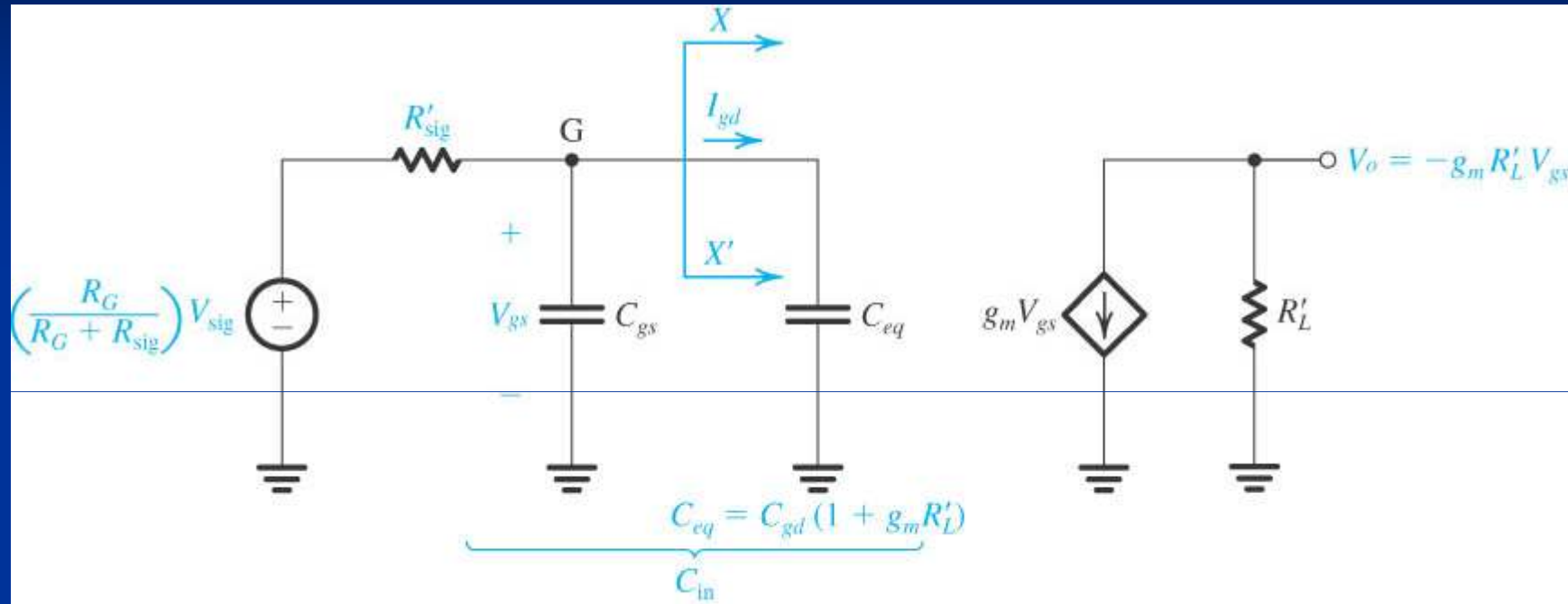
Thevenin

$$i_{gd} = j\omega C_{gd} (v_{gs} - v_o)$$

$$\approx j\omega C_{gd} \left( v_{gs} - (-g_m v_{gs} R'_L) \right) = j\omega C_{gd} (1 + g_m R'_L) v_{gs}$$

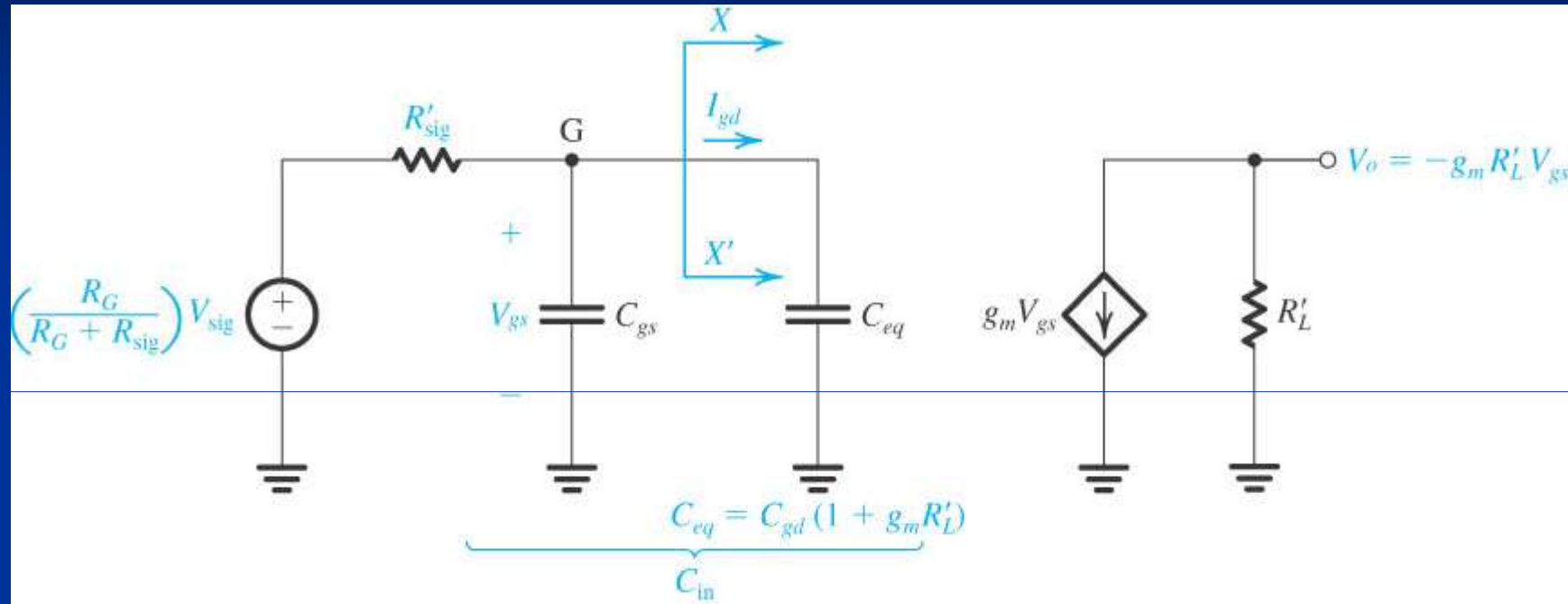
[σε συχνότητες όχι πολύ υψηλότερες της  $f_H$  θα είναι  $g_m v_{gs} \gg i_{gd}$ , δηλ. το ρεύμα φορτίου προέρχεται σχεδόν αποκλειστικά από τη διαγωγιμότητα του transistor]

# Απόκριση υψηλών συχνοτήτων



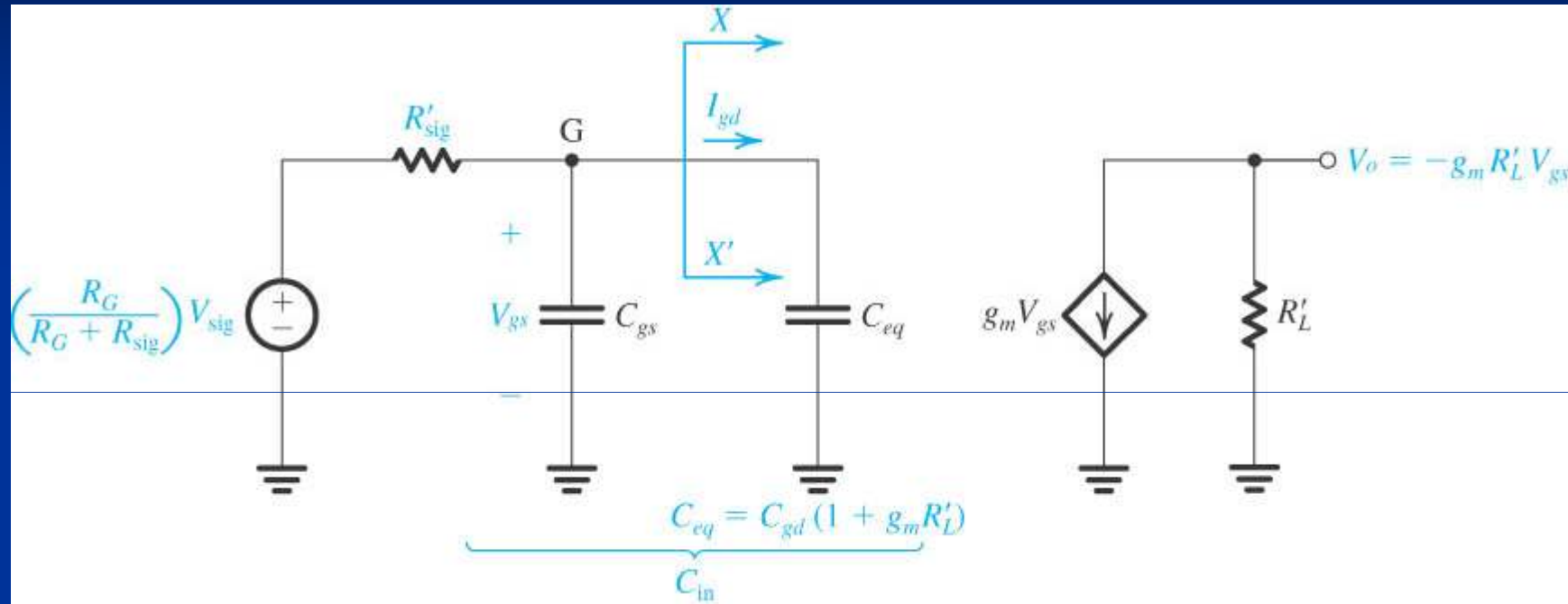
[εάν  $g_m v_{gs} \gg i_{gd}$  τότε η  $C_{gd}$  δεν επηρεάζει την έξοδο, οπότε μπορεί να εμφανιστεί στην πλευρά της εισόδου προς τη γη ως  $C_{eq} = C_{gd}(1 + g_m R'_L)$  ώστε να διαρρέεται από το ίδιο ρεύμα  $i_{gd}$ ]

# Απόκριση υψηλών συχνοτήτων



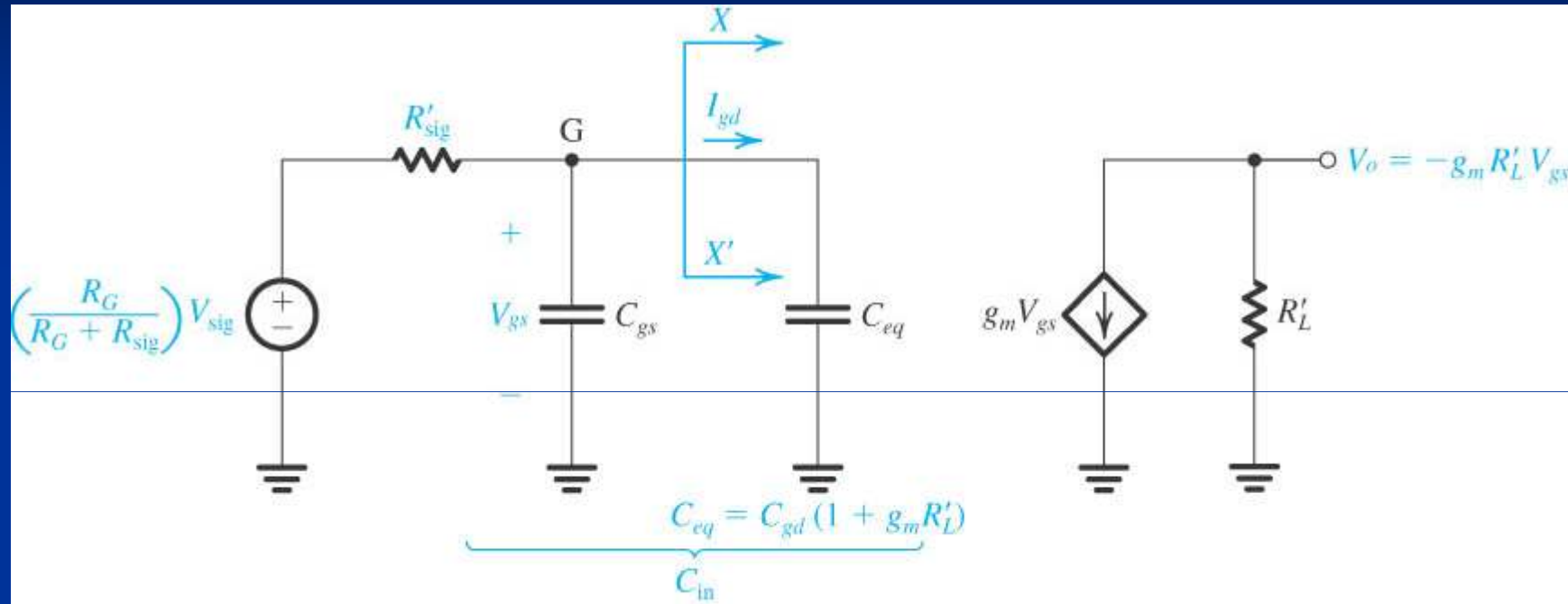
$$v_{gs} = v_{sig} \frac{1}{R_{sig} + \frac{1}{\frac{1/R_G + j\omega C_{in}}{1 + j\omega C_{in}(R_{sig} // R_G)}}}} = \frac{R_G}{R_G + R_{sig}} \frac{v_{sig}}{1 + j\omega C_{in}(R_{sig} // R_G)}$$

# Απόκριση υψηλών συχνοτήτων



$$v_o = -g_m v_{gs} R'_L = \frac{-g_m R'_L R_G}{R_G + R_{sig}} \frac{v_{sig}}{1 + j\omega C_{in} (R_{sig} // R_G)}$$

# Απόκριση υψηλών συχνοτήτων

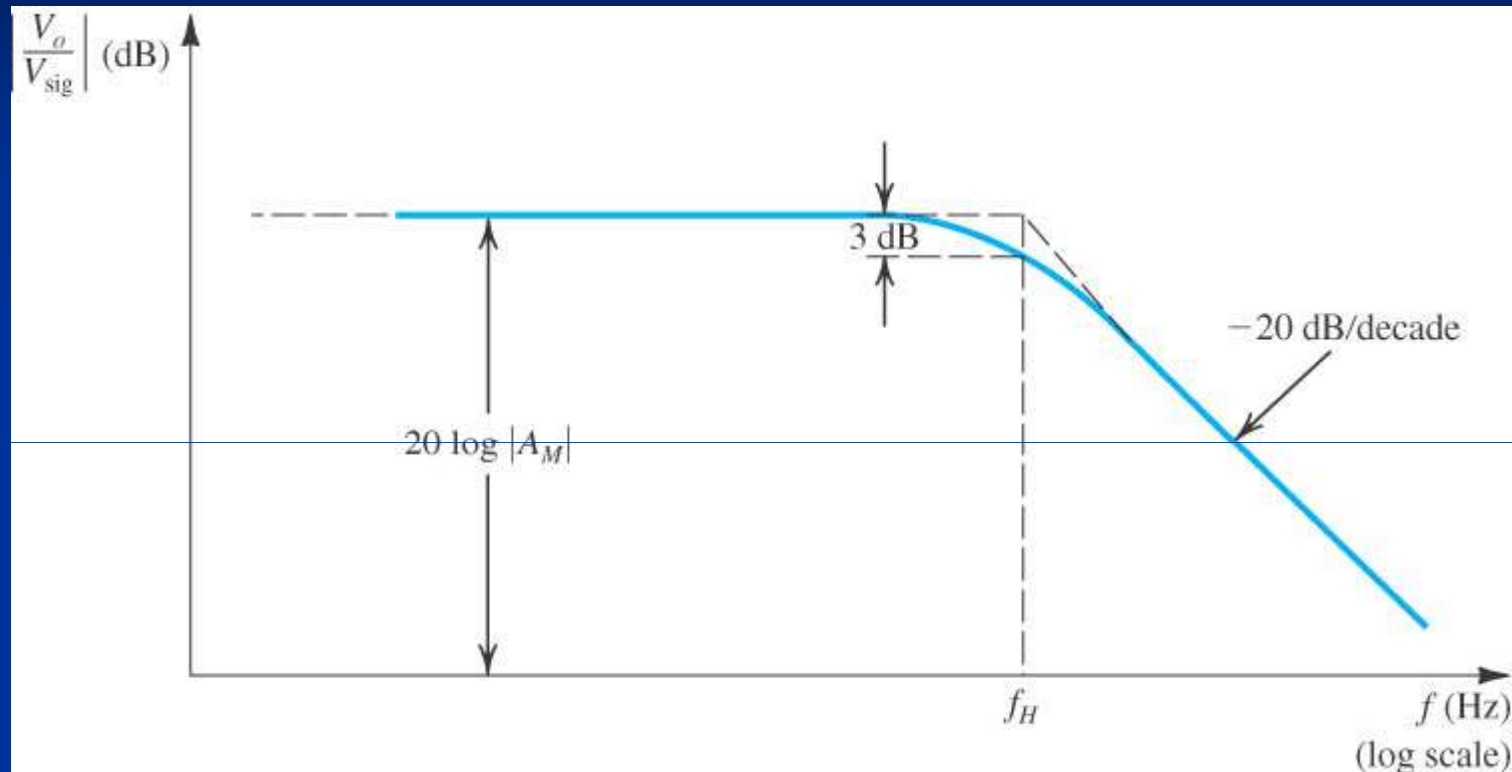


$$\frac{v_o}{v_{sig}} = \frac{-g_m R'_L R_G}{R_G + R_{sig}} \frac{1}{1 + j\omega C_{in} (R_{sig} // R_G)} \equiv \frac{A_M}{1 + j(\omega / \omega_H)}$$

Βαθυπερατό STC  
δίκτυο, όπου:

$$\omega_H = \frac{1}{C_{in} (R_{sig} // R_G)}$$

# Απόκριση υψηλών συχνοτήτων

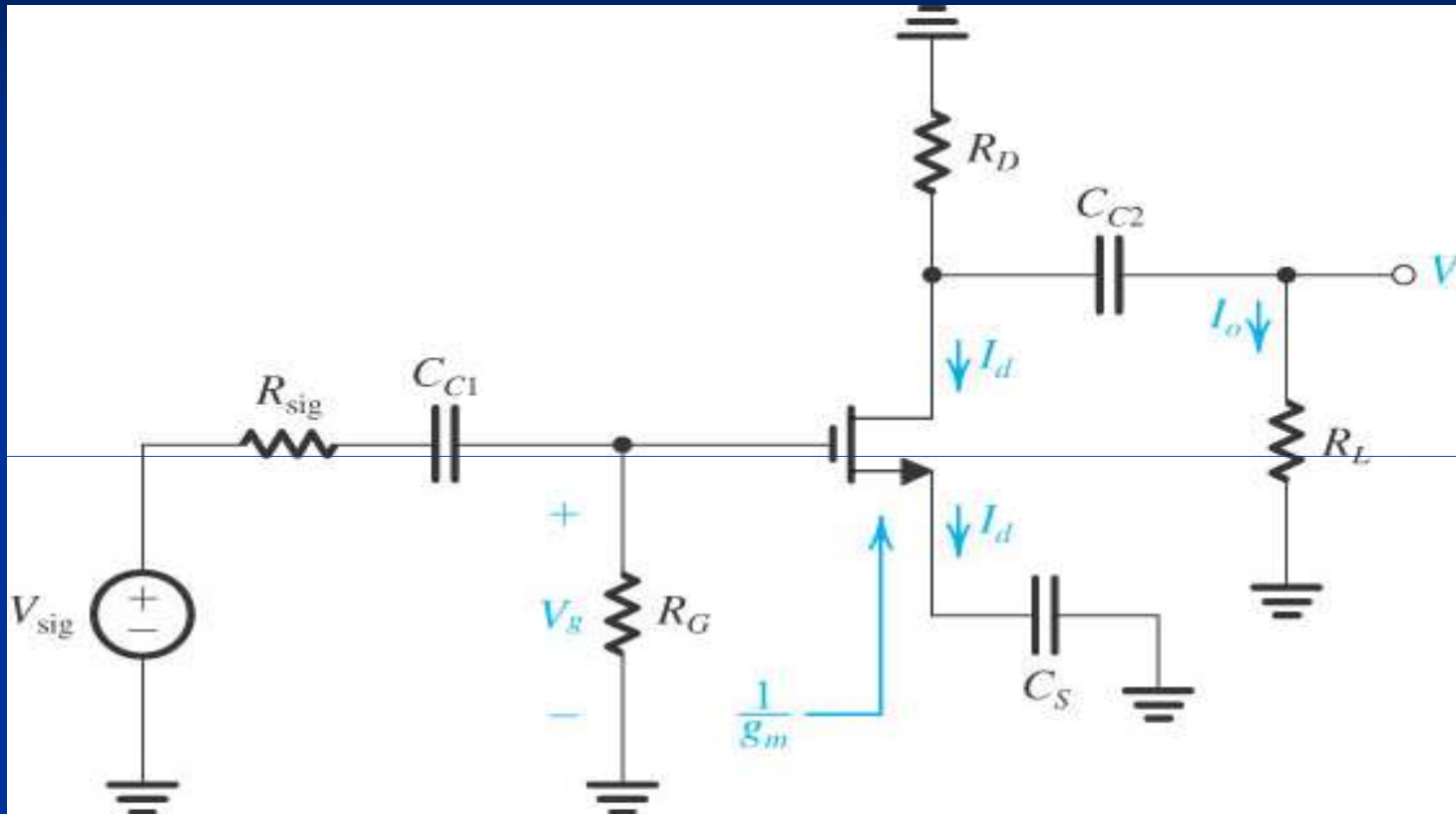


$$f_H = \frac{1}{2\pi \left( C_{gs} + C_{gd} (1 + g_m (r_o // R_D // R_L)) \right) (R_{sig} // R_G)}$$

(η συχνότητα που αντιστοιχεί στη  $C_{db}$  είναι αρκετά μεγαλύτερη της  $f_H$ )



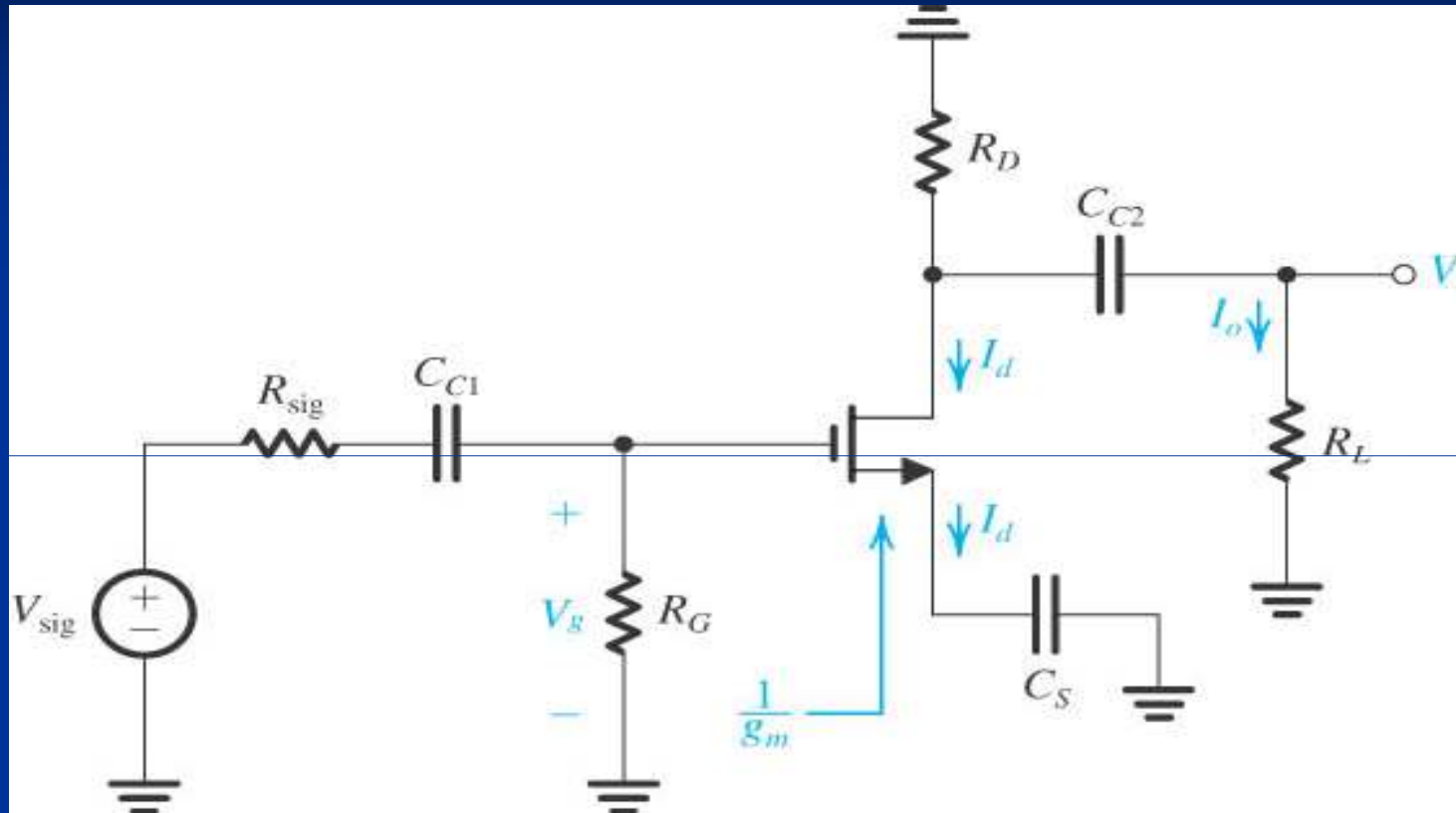
# Απόκριση χαμηλών συχνοτήτων



Ανάλυση ασθενούς σήματος στις χαμηλές συχνότητες

$$v_g = v_{sig} \frac{R_G}{R_{sig} + 1/(j\omega C_{C1}) + R_G}$$

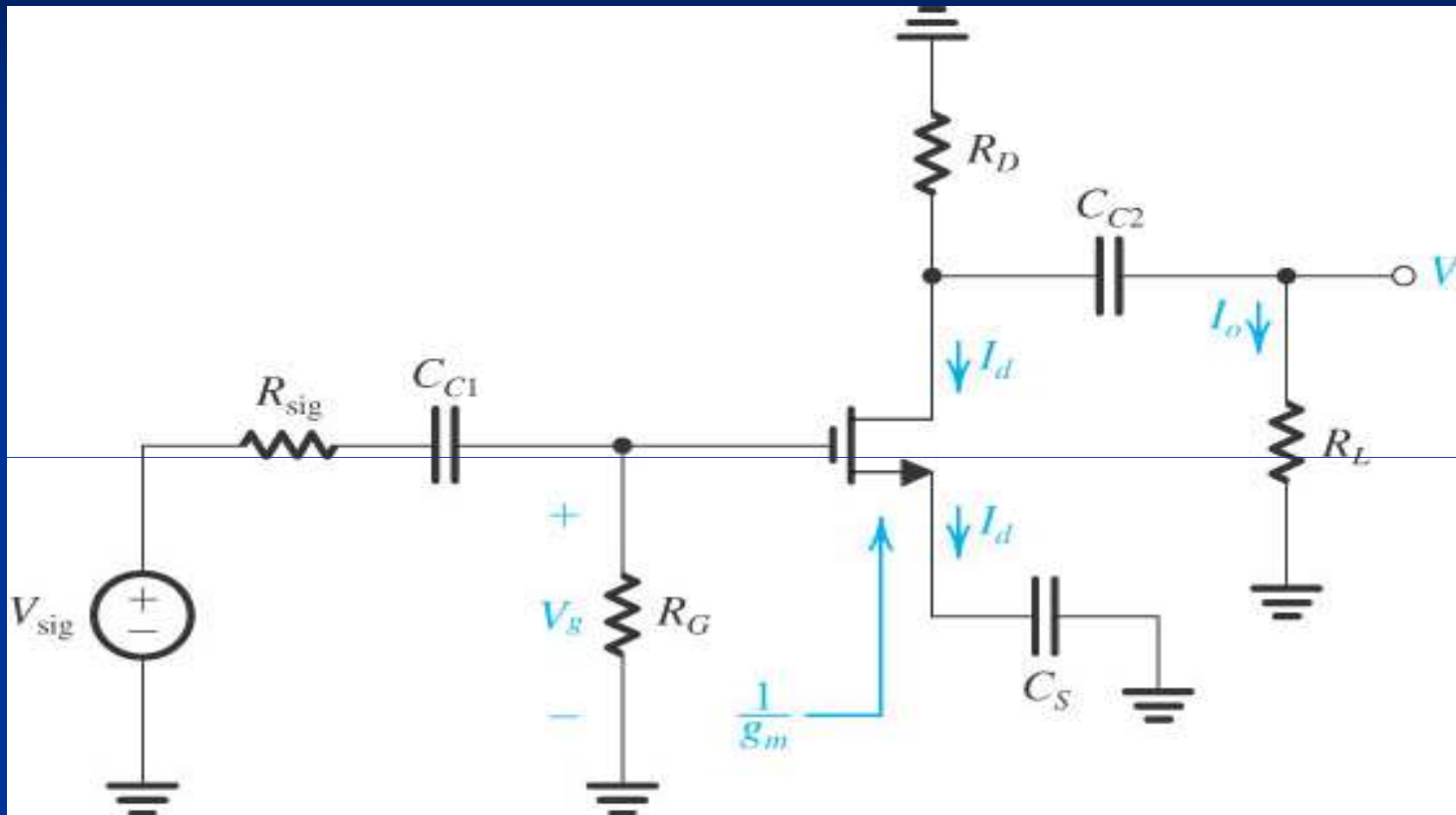
# Απόκριση χαμηλών συχνοτήτων



$$i_d = \frac{v_g}{1/g_m + 1/(j\omega C_S)}$$

(με χρήση του  
ισοδύναμου  
μοντέλου T,  
αγνοώντας την  $r_o$ )

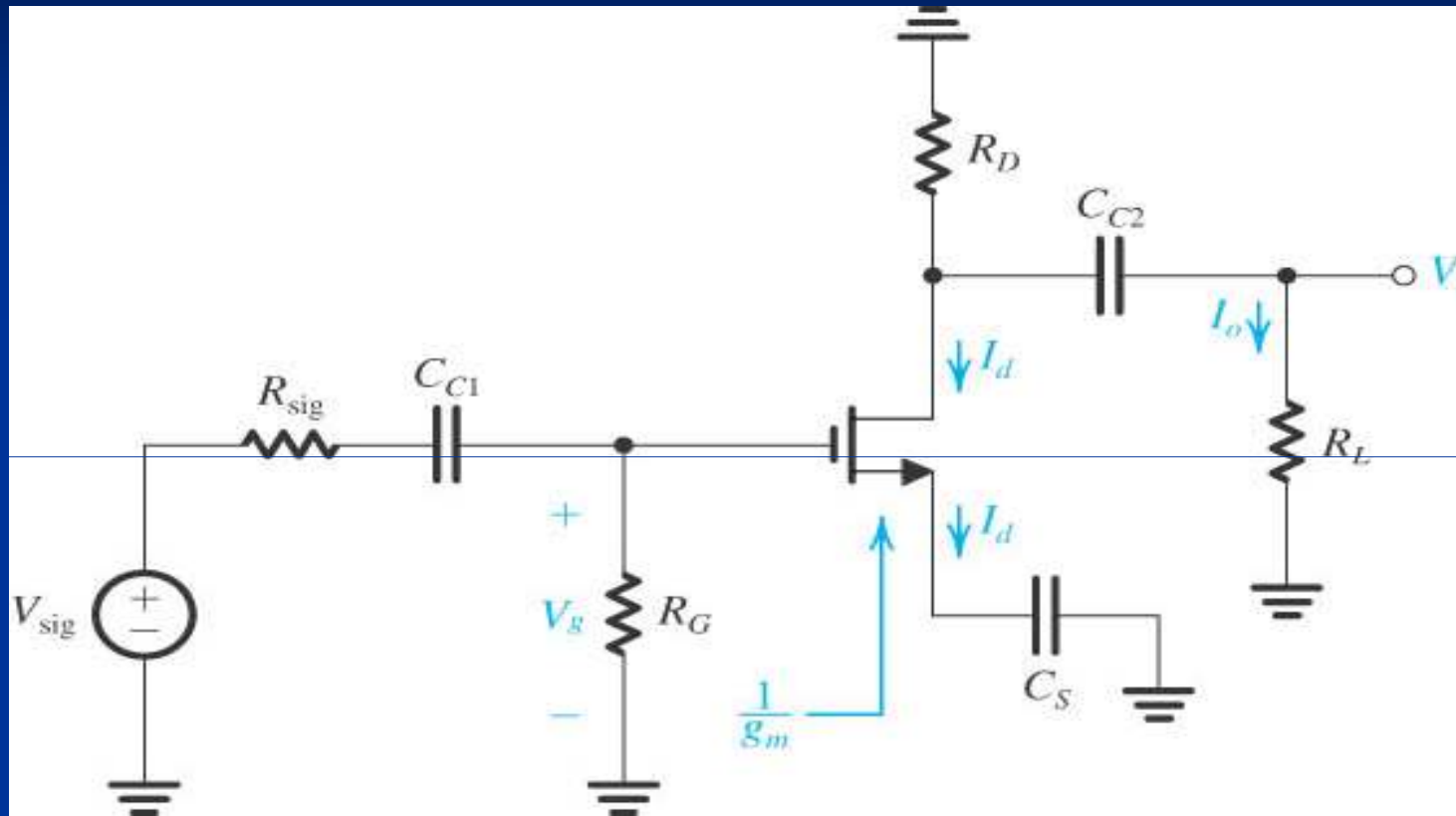
# Απόκριση χαμηλών συχνοτήτων



$$i_o = -i_d \frac{R_D}{R_D + 1/(j\omega C_{C2}) + R_L}$$

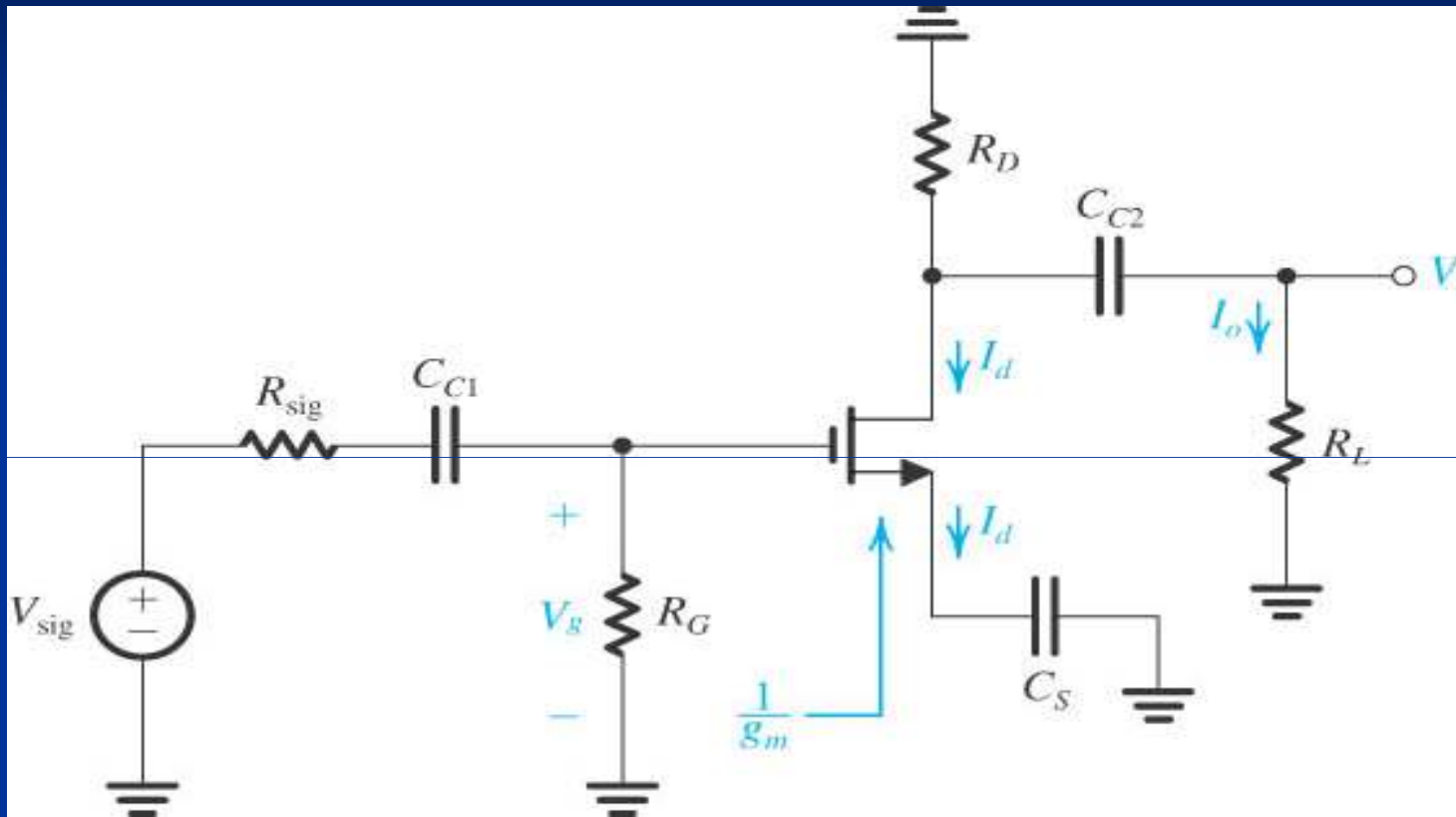
(διαίρετης  
ρεύματος  
στο φορτίο)

# Απόκριση χαμηλών συχνοτήτων



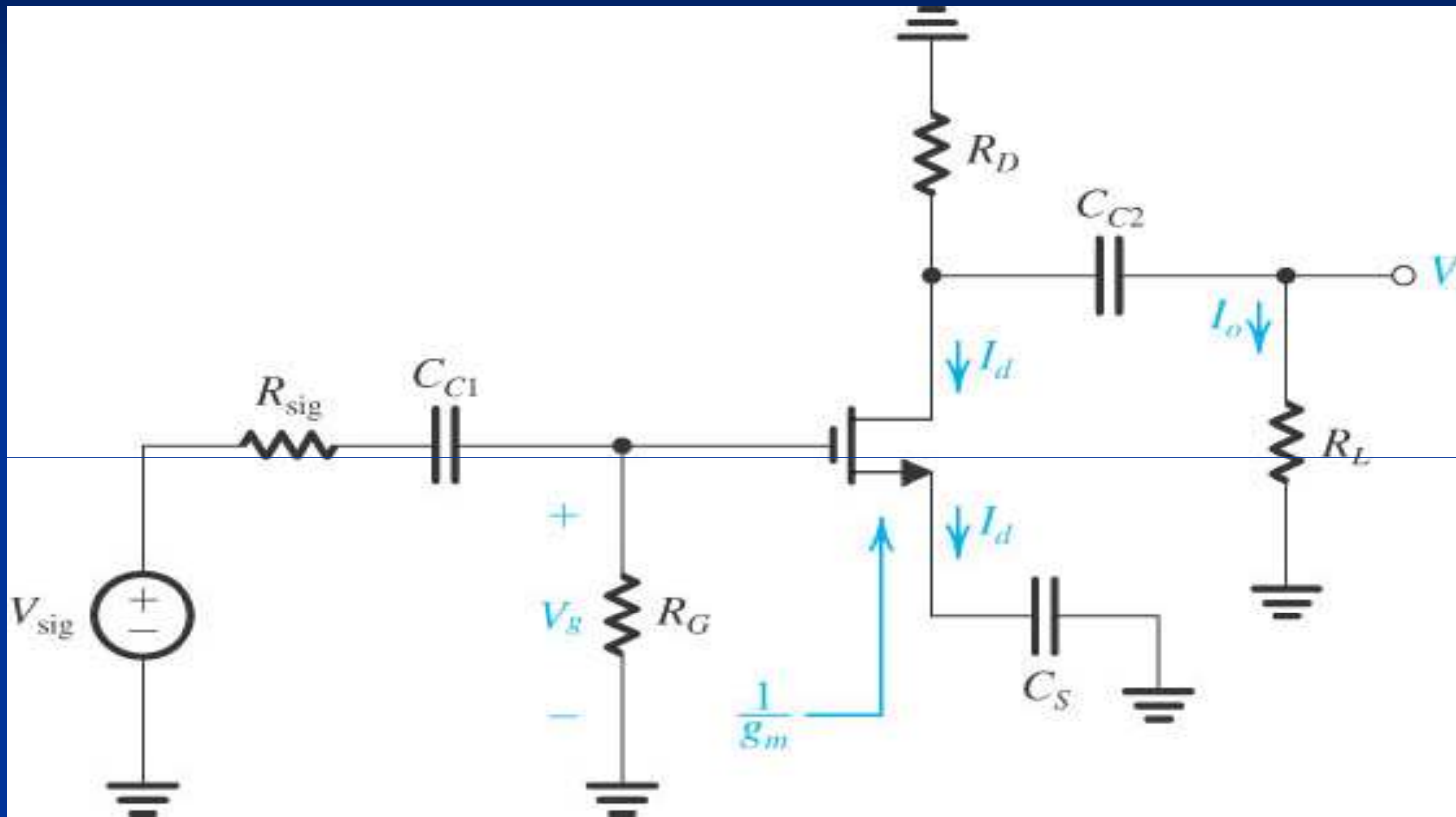
$$v_o = i_o R_L = \frac{-i_d R_D R_L}{R_D + 1/(j\omega C_{C2}) + R_L} = \frac{-i_d (R_D // R_L)}{1 + 1/(j\omega C_{C2} (R_D + R_L))}$$

# Απόκριση χαμηλών συχνοτήτων



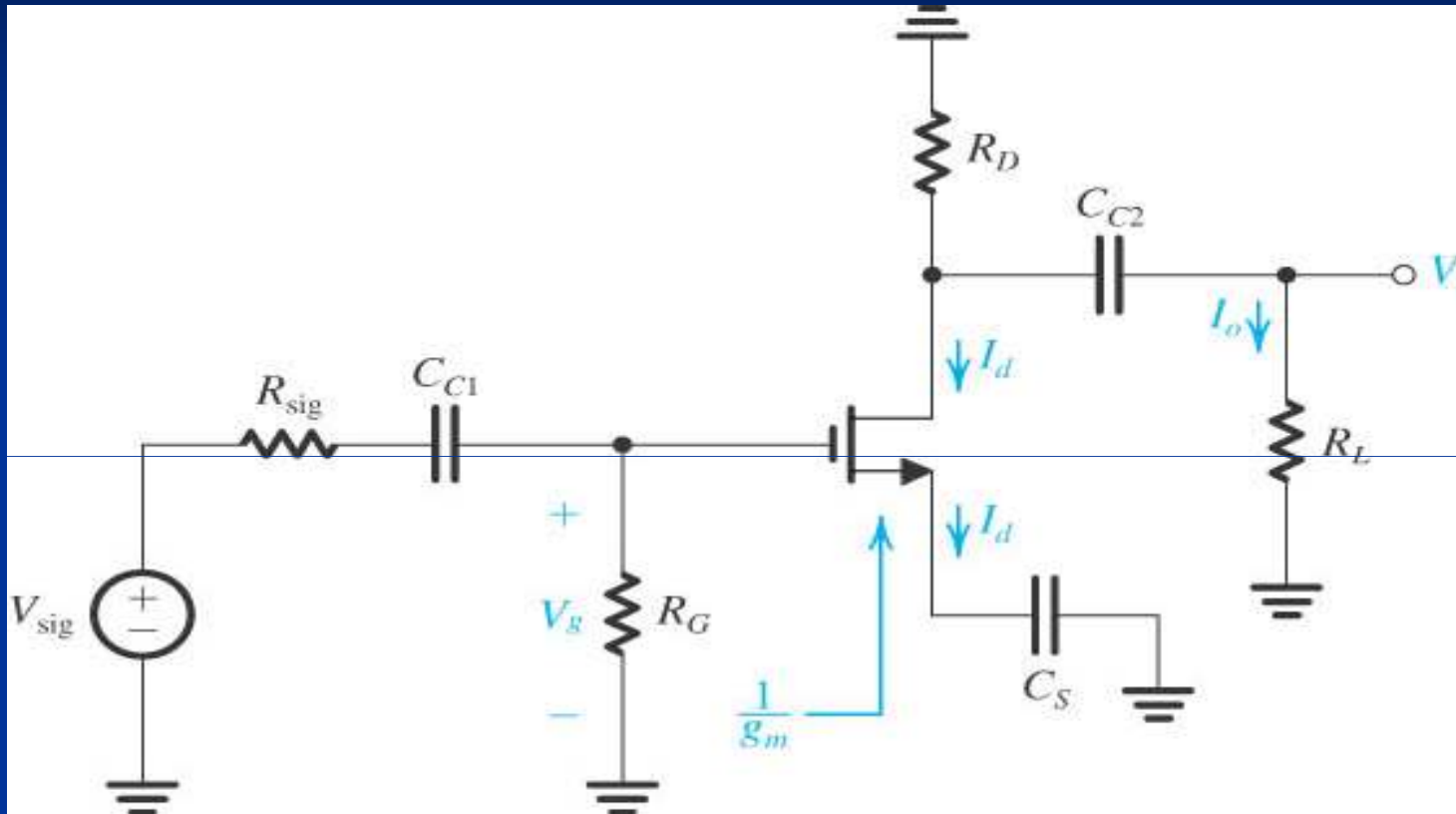
$$\frac{v_o}{v_{sig}} = \frac{R_G}{R_{sig} + \frac{1}{j\omega C_{C1}} + R_G} \cdot \frac{1}{\frac{1}{g_m} + \frac{1}{j\omega C_S}} \cdot \frac{-(R_D // R_L)}{1 + \frac{1}{j\omega C_{C2}(R_D + R_L)}}$$

# Απόκριση χαμηλών συχνοτήτων



$$\frac{v_o}{v_{sig}} = \frac{R_G / (R_G + R_{sig})}{1 - \frac{j}{\omega C_{C1} (R_G + R_{sig})}} \cdot \frac{g_m}{1 - \frac{j}{\omega C_S / g_m}} \cdot \frac{-(R_D // R_L)}{1 - \frac{j}{\omega C_{C2} (R_D + R_L)}}$$

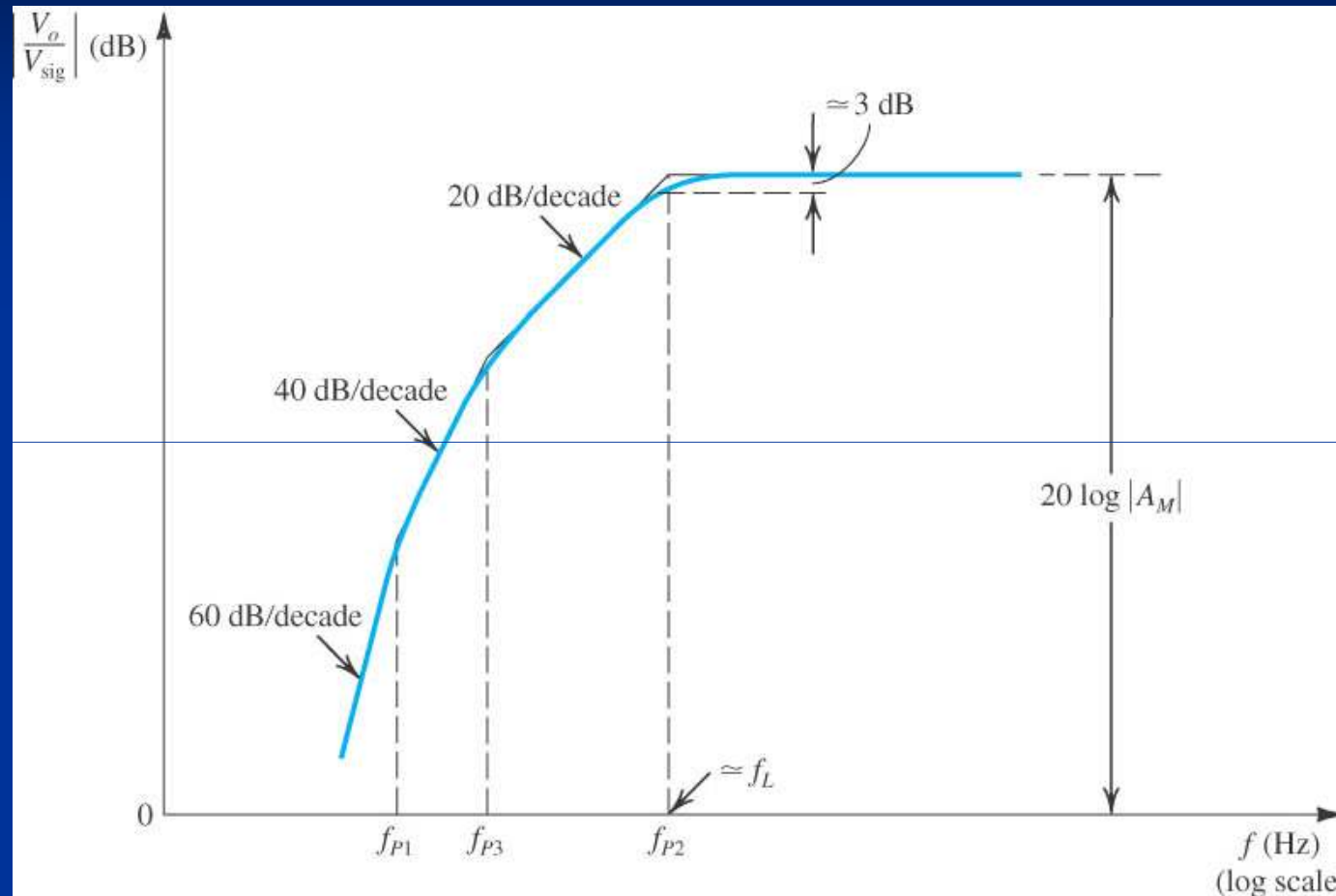
# Απόκριση χαμηλών συχνοτήτων



$$\frac{v_o}{v_{sig}} \equiv \frac{A_M}{(1 - j(\omega_{P1} / \omega))(1 - j(\omega_{P2} / \omega))(1 - j(\omega_{P3} / \omega))}$$

[Γινόμενο αποκρίσεων υψιπερατών STC δικτύων]

# Απόκριση χαμηλών συχνοτήτων



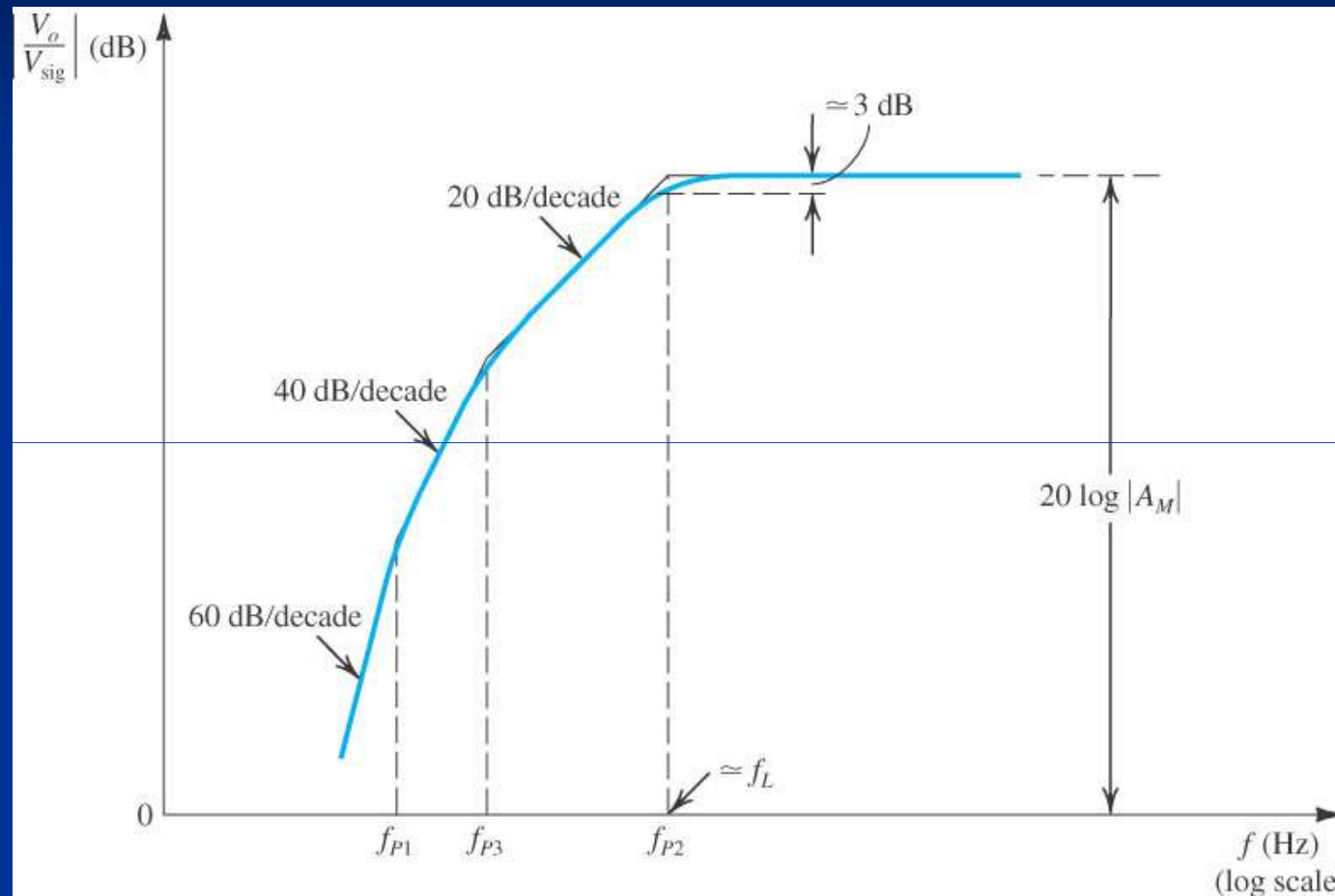
$$f_{P1} = \frac{1}{2\pi C_{C1} (R_G + R_{sig})}$$

$$f_{P2} = \frac{g_m}{2\pi C_S}$$

$$f_{P3} = \frac{1}{2\pi C_{C2} (R_D + R_L)}$$



# Απόκριση χαμηλών συχνοτήτων



$[f_L \approx f_{P2} : \text{η συχνότητα } f_{P2} \text{ είναι αρκετά μεγαλύτερη των } f_{P1}, f_{P3},$   
 $\text{καθώς } C_{C1} \approx C_{C2} \approx C_S \text{ και } 1/g_m \ll (R_G + R_{sig}), (R_D + R_L) ]$

# Παράδειγμα

Δίνεται ενισχυτής κοινής πηγής με  $R_G = 4.7\text{M}\Omega$ ,  $R_D = R_L = 15\text{k}\Omega$ ,  $R_{sig} = 100\text{k}\Omega$ ,  $g_m = 1\text{mA/V}$ . Να υπολογιστεί το κέρδος μεσαίων συχνοτήτων  $A_M$  αγνοώντας την  $r_o$ . Να υπολογιστούν επίσης οι τιμές των πυκνωτών σύζευξης και παράκταμψης  $C_{C1}$ ,  $C_{C2}$ ,  $C_S$  έτσι ώστε η συχνότητα  $f_L \approx f_{P2}$  να τοποθετηθεί στα  $100\text{Hz}$  και οι  $f_{P1}$ ,  $f_{P3}$  τουλάχιστον 10 φορές χαμηλότερα (δηλ. το πολύ στα  $10\text{Hz}$ ).

$$A_M = -\left(R_G / (R_G + R_{sig})\right) g_m (R_L // R_D) = -7.35$$

$$f_{P2} = 100 = g_m / (2\pi C_S) \Rightarrow C_S = 1.6\mu\text{F}$$

$$f_{P1} = 10 = 1 / (2\pi C_{C1} (R_G + R_{sig})) \Rightarrow C_{C1} = 3.3\text{nF}$$

$$f_{P3} = 10 = 1 / (2\pi C_{C2} (R_D + R_L)) \Rightarrow C_{C2} = 0.53\mu\text{F}$$