

# DC & AC Ανάλυση Ενισχυτή BJT

- Επανάληψη βασικών μοντέλων μικρού σήματος BJT
- Επανάληψη DC ανάλυσης κυκλώματος ενισχυτών με BJT
- AC ανάλυσης κυκλώματος ενισχυτών με BJT

# DC & AC Ανάλυση Ενισχυτή BJT

- Η DC ανάλυση έχει στόχο τον προσδιορισμό όλων των συνεχών τάσεων και ρευμάτων του κυκλώματος, τα οποία αντιστοιχούν στην πόλωσή του.
- Κατά τη DC ανάλυση
  - οι μεταβαλλόμενες πηγές μηδενίζονται,
  - οι πυκνωτές θεωρούνται ανοικτοκυκλώματα,
  - τα δε πηνία βραχυκυκλώματα.
- Η AC ανάλυση έχει στόχο τον προσδιορισμό όλων των μεταβαλλόμενων τάσεων και ρευμάτων του κυκλώματος και μέσα από αυτά των επιδόσεων του σε σήματος.
- Η AC ανάλυση γίνεται με δεδομένο το σημείο λειτουργίας του κυκλώματος που έχει ήδη προσδιοριστεί από τη DC ανάλυση.
- Κατά την AC ανάλυση
  - οι συνεχείς πηγές μηδενίζονται, ενώ για ανάλυση στην περιοχή διέλευσης
  - οι πυκνωτές θεωρούνται βραχυκυκλώματα,
  - τα δε πηνία ανοικτοκυκλώματα.

# DC Ανάλυση Ενισχυτή BJT

- Κύκλωμα ενισχυτή CE με πόλωση διαιρέτη τάσης

Η βάση πολώνεται από διαιρέτη τάσης →  
ισοδύναμο Thevenin του διαιρέτη

$$V_{BB} = V_{CC} R_2 / (R_1 + R_2)$$

$$R_{BB} = R_1 // R_2 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$$

στο βρόχο που σχηματίζεται από αυτήν την πηγή και  
έως την αντίσταση  $R_E$  που πολώνει τον εκπομπό

$$V_{BB} - I_B R_{BB} = V_{BE} + I_E R_E$$

στον άλλο βρόχο του κυκλώματος που διέρχεται  
από το συλλέκτη και τον εκπομπό έχουμε

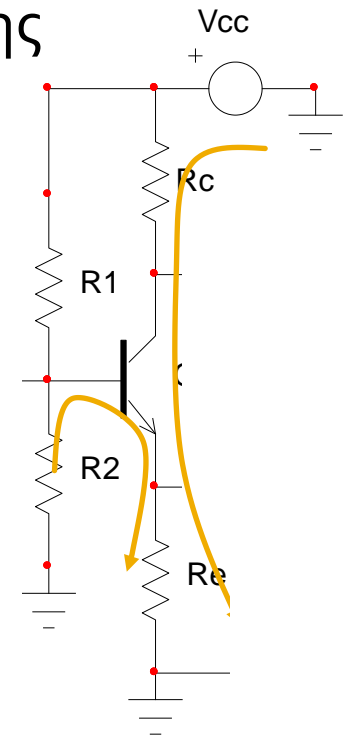
$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E$$

$$I_C = h_{FE} I_B (= \beta_{DC} I_B) \quad I_E = (h_{FE} + 1) I_B$$

$$I_C = \alpha_{DC} I_E = [h_{FE} / (h_{FE} + 1)] I_E \cong I_E$$

Επίσης ισχύει:

$$V_{BE} \cong 0.6 - 0.7$$



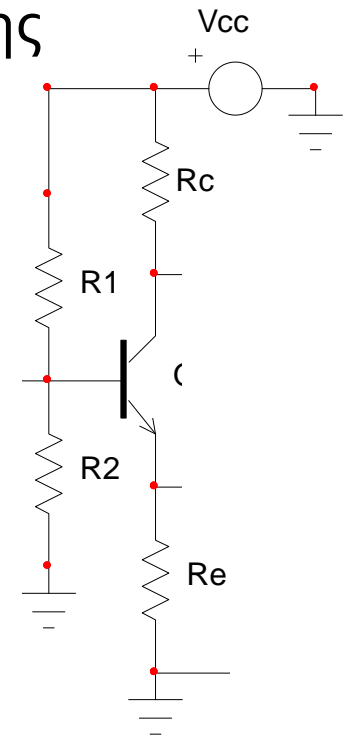
# DC Ανάλυση Ενισχυτή BJT

- Κύκλωμα ενισχυτή CE με πόλωση διαιρέτη τάσης

Έτσι τελικά μπορούμε να υπολογίσουμε όλα τα DC ρεύματα & τάσεις. Κυρίως όμως ενδιαφέρουν το ρεύμα και την τάση συλλέκτη, τα οποία τελικά είναι αντίστοιχα:

$$I_{C,Q} = \frac{h_{FE}}{h_{FE} + 1} \cdot \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + \left[ R_{BB} / (h_{FE} + 1) \right]}$$

$$V_{C,Q} = V_{CC} - I_C R_C$$

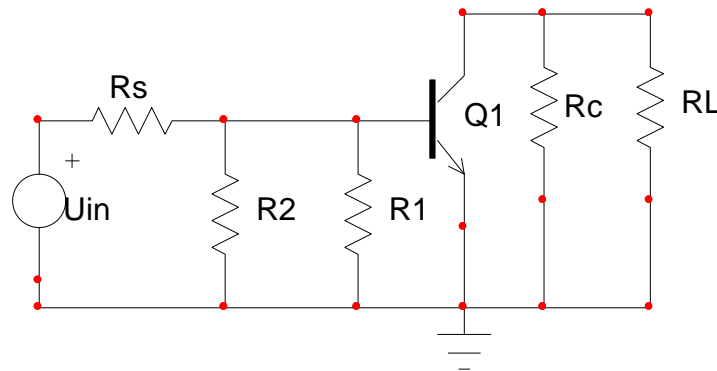


Με δεδομένη την ανάλυση στο DC είναι γνωστή η θέση του σημείου ισορροπίας (quiescent point) της συγκεκριμένης συνδεσμολογίας ενισχυτή και έτσι μπορεί κανείς να προχωρήσει στην AC ανάλυση του κυκλώματος

# AC Ανάλυση Ενισχυτή BJT

- Κύκλωμα ενισχυτή CE με πόλωση διαιρέτη τάσης

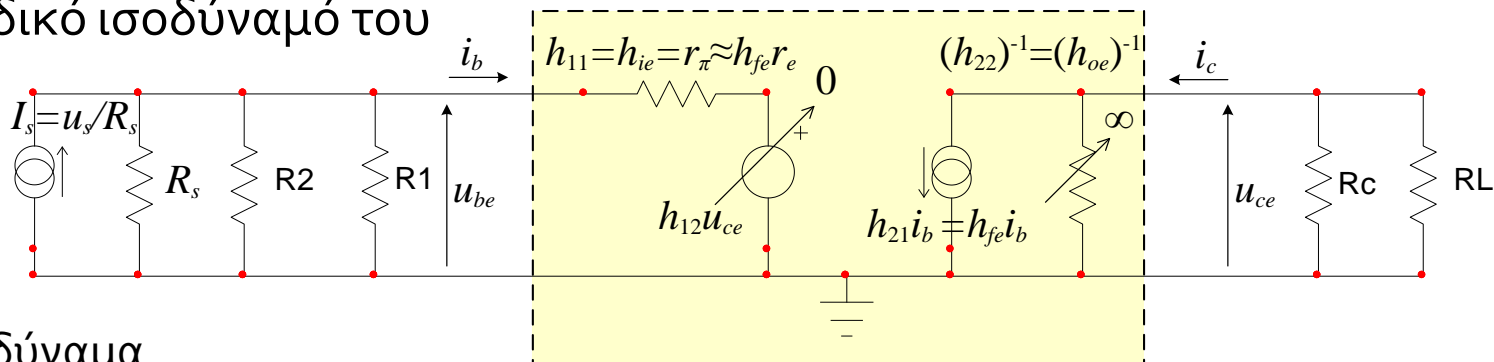
Το πρώτο βήμα είναι να αποκτήσει κανείς το AC-ισοδύναμο του κυκλώματος (μηδενίζοντας την πηγή τροφοδοσίας και βραχυκυκλώνοντας όλους τους πυκνωτές), καταλήγοντας στο κύκλωμα :



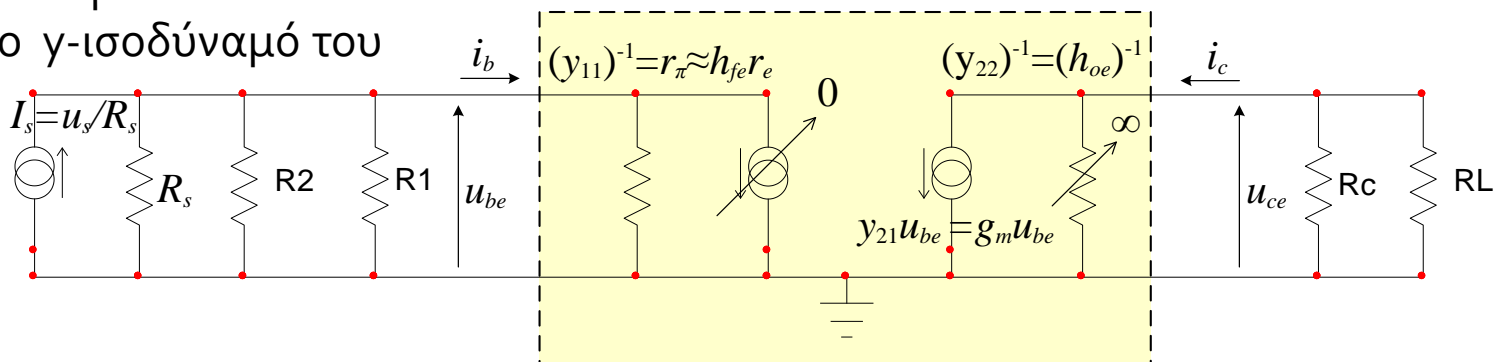
# AC Ανάλυση Ενισχυτή BJT

- Κύκλωμα ενισχυτή CE με πόλωση διαιρέτη τάσης

Για μικρό σήμα (για λειτουργία σαφώς εντός της γραμμικής περιοχής του ενισχυτή) γνωρίζουμε ότι το BJT μπορεί να αντικατασταθεί από το h-υβριδικό ισοδύναμό του



ή ισοδύναμα  
από το y-ισοδύναμό του



# AC Ανάλυση Ενισχυτή BJT

- Κύκλωμα ενισχυτή CE με πόλωση διαιρέτη τάσης

η δυναμική αντίσταση εκπομπού δίνεται από τη χαρακτηριστική της διόδου BE ως:  $r_e = \frac{V_T}{I_E} \cong \frac{\sim 25\text{mV}}{I_C} (@ 300\text{K})$

$$(V_T \cong 25\text{mV} @ 300\text{K})$$

αυτή «φαίνεται» από τη βάση (δυναμική αντίσταση επαφής BE) ως:  $r_\pi = (h_{fe} + 1)r_e \cong h_{fe}r_e$

ενώ η διαγωγιμότητα του BJT υπολογίζεται ως:  $g_m = \frac{I_C}{V_T} \cong \frac{I_C}{\sim 25\text{mV}} (@ 300\text{K})$

Είναι φανερό ότι:  $r_\pi = h_{fe} / g_m$  και:  $r_e \cong g_m^{-1}$

Ενώ είναι γνωστό ότι:  $i_c = h_{fe} i_b (= \beta i_b)$  και αντίστοιχα:  $i_c = g_m u_{be}$

# AC Ανάλυση Ενισχυτή BJT

- Κύκλωμα ενισχυτή CE με πόλωση διαιρέτη τάσης

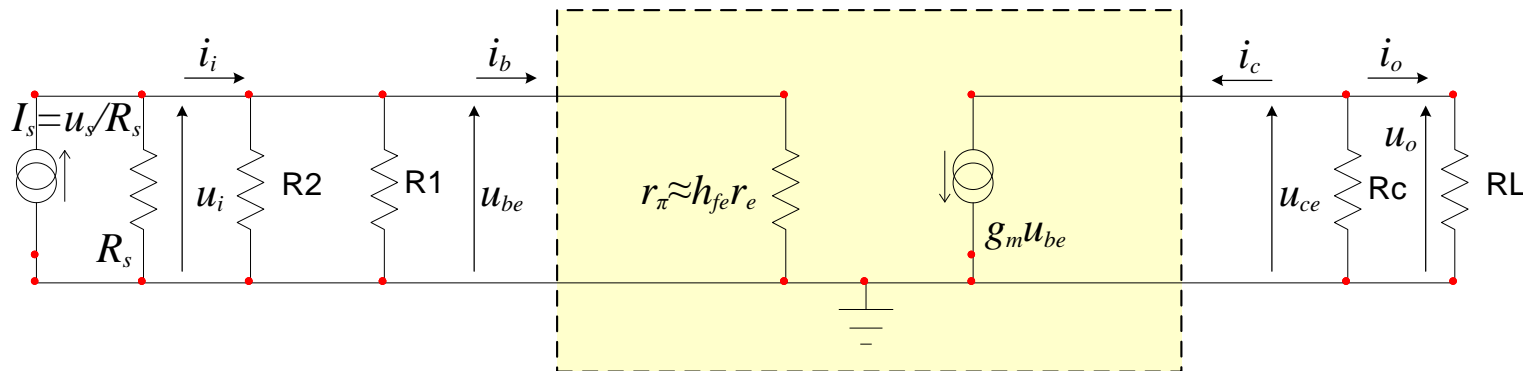
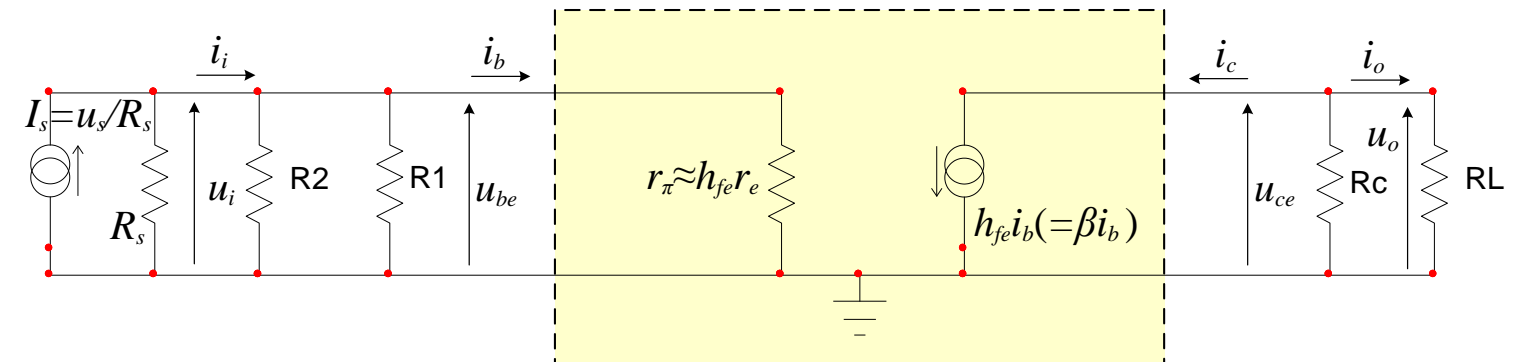
Συνήθως βέβαια, θεωρώντας, χωρίς μεγάλο σφάλμα,

1. ότι σε ένα BJT η διάδοση του σήματος γίνεται μονόδρομα προς τα εμπρός ( $h_{12} \rightarrow 0$  [βραχυκύκλωμα],  $y_{12} \rightarrow 0$  [ανοιχτοκύκλωμα]) και
2. ότι η αγωγιμότητα εξόδου είναι αμελητέα ( $h_{22} \rightarrow 0$  [ανοιχτοκύκλωμα],  $y_{22} \rightarrow 0$  [ανοιχτοκύκλωμα])

στην πράξη χρησιμοποιούνται τα **απλοποιημένα ισοδύναμα μικρού σήματος**

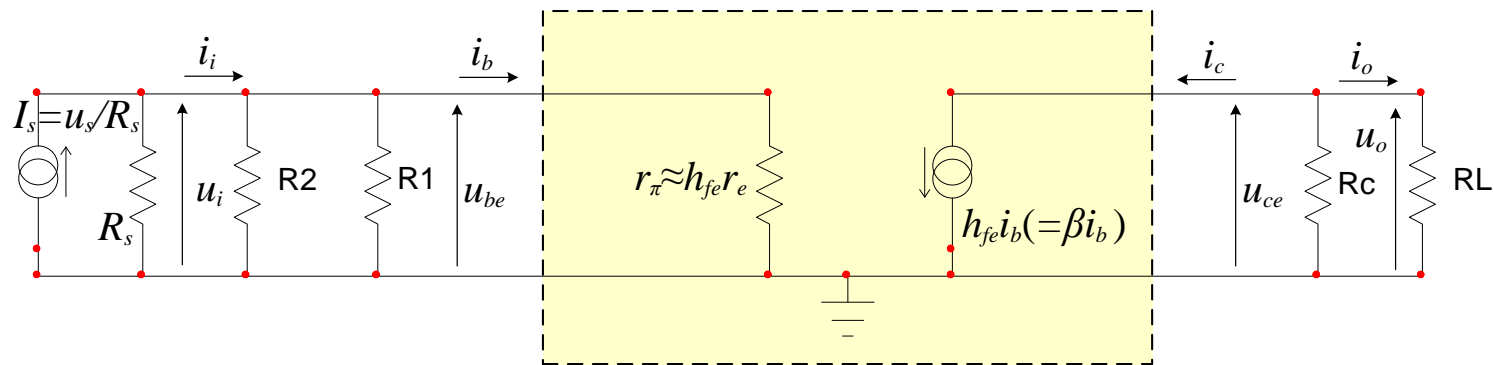
# AC Ανάλυση Ενισχυτή BJT

- Κύκλωμα ενισχυτή CE με πόλωση διαιρέτη τάσης



# AC Ανάλυση Ενισχυτή BJT

- Κύκλωμα ενισχυτή CE με πόλωση διαιρέτη τάσης



Στο κύκλωμα εισόδου έχουμε:

$$u_i = i_i (R_1 // R_2 // r_\pi) = i_b r_\pi \quad \text{και:} \quad i_b = \frac{G_\pi}{G_1 + G_2 + G_\pi} i_i = \frac{R_1 // R_2 // r_\pi}{r_\pi} i_i$$

Στο κύκλωμα εξόδου έχουμε:

$$u_o = -i_c (R_C // R_L) \quad \text{και:} \quad i_o = \frac{G_L}{G_C + G_L} i_c = \frac{R_C // R_L}{R_L} i_c$$

# AC Ανάλυση Ενισχυτή BJT

- Τελικά οι επιδόσεις του κυκλώματος ενισχυτή CE με πόλωση διαιρέτη τάσης είναι:

$$A_V = \frac{u_o}{u_i} = -h_{fe} \frac{R_C // R_L}{r_\pi} = -g_m (R_C // R_L)$$

$$A_I = \frac{i_o}{i_i} = -h_{fe} \frac{(R_C // R_L)(R_1 // R_2 // r_\pi)}{r_\pi R_L} = -g_m \frac{(R_C // R_L)(R_1 // R_2 // r_\pi)}{R_L}$$

$$A_R = \frac{u_o}{i_i} = \frac{i_o R_L}{i_i} = A_I R_L = -g_m (R_C // R_L)(R_1 // R_2 // r_\pi)$$

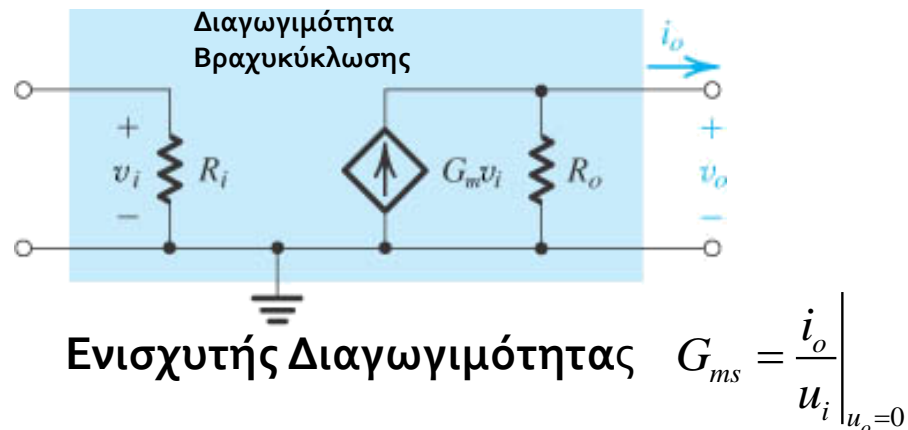
$$A_G = \frac{i_o}{u_i} = \frac{u_o}{u_i R_L} = \frac{A_V}{R_L} = -g_m \frac{(R_C // R_L)}{R_L}$$

$$R_i = \frac{u_i}{i_i} = R_1 // R_2 // r_\pi = R_1 // R_2 // \left( h_{fe} / g_m \right) \quad \text{και:}$$

$$R_o = \left. \frac{u_o}{i_o} \right|_{i_s=0, G_s \neq 0}^{R_L \rightarrow \infty} = R_C$$

# Τρανζίστορ Επίδρασης Πεδίου

- Σε αντίθεση με το διπολικό τρανζίστορ επαφής (BJT) όπου το ρεύμα ελέγχεται από το ρεύμα εισόδου → ενισχυτής ρεύματος,
- Το τρανζίστορ επίδρασης πεδίου (FET) είναι μια ημιαγωγική ενισχυτική βαθμίδα, όπου το ρεύμα ελέγχεται από τάση → **ενισχυτής διαγωγιμότητας**



# DC & AC Ανάλυση Ενισχυτή MOSFET

- Κύκλωμα ενισχυτή CS με πόλωση διαιρέτη τάσης

Η βάση πολώνεται από διαιρέτη τάσης →  
ισοδύναμο Thevenin του διαιρέτη

$$V_G = V_{DD} R_2 / (R_1 + R_2)$$

$$R_G = R_1 // R_2 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$$

στο βρόχο που σχηματίζεται από αυτήν την πηγή και  
έως την αντίσταση  $R_S$  που πολώνει την πηγή

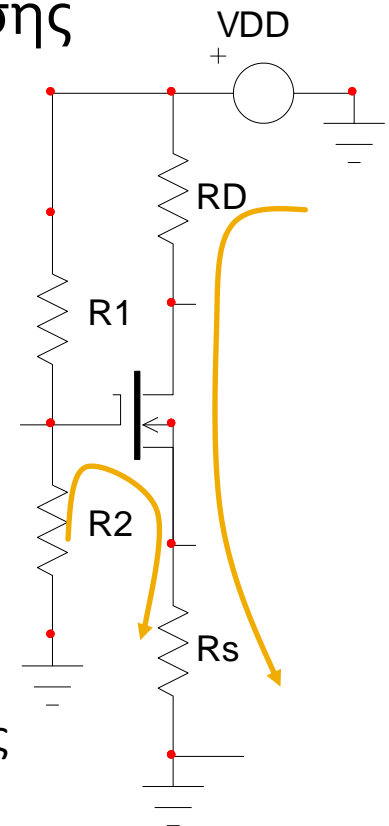
$$V_G - I_G R_G = V_{GS} + I_S R_S \xrightarrow{I_G=0, I_S=I_D} V_G = V_{GS} + I_D R_S$$

στον άλλο βρόχο του κυκλώματος που διέρχεται  
από την υποδοχή και την πηγή έχουμε

$$V_{DD} = I_D R_D + V_{DS} + I_D R_S$$

Επίσης (αγνοώντας  
το φ. διαμόρφωσης  
καναλιού) ισχύει:

$$I_D = \frac{1}{2} k_n' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2$$



# DC & AC Ανάλυση Ενισχυτή MOSFET

- Κύκλωμα ενισχυτή CS με πόλωση διαιρέτη τάσης

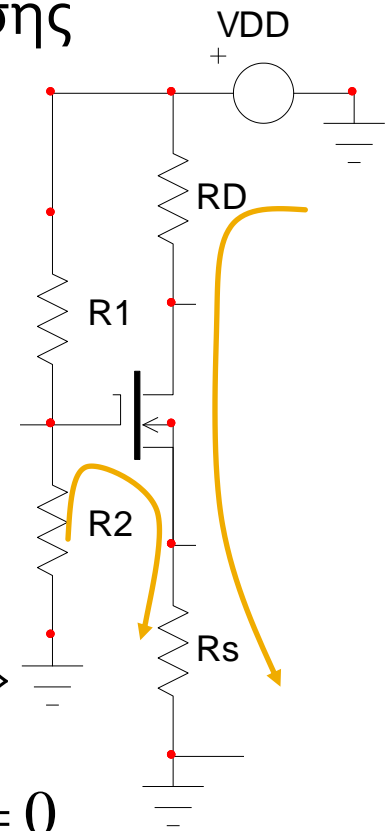
Έτσι τελικά μπορούμε να υπολογίσουμε όλα τα DC ρεύματα & τάσεις. Κυρίως όμως ενδιαφέρουν το ρεύμα και την τάση συλλέκτη, τα οποία τελικά είναι αντίστοιχα:

$$V_{D,Q} = V_{DD} - I_{D,Q}R_D$$

$$I_{D,Q} = K(V_G - I_{D,Q}R_S - V_t)^2 \Rightarrow$$

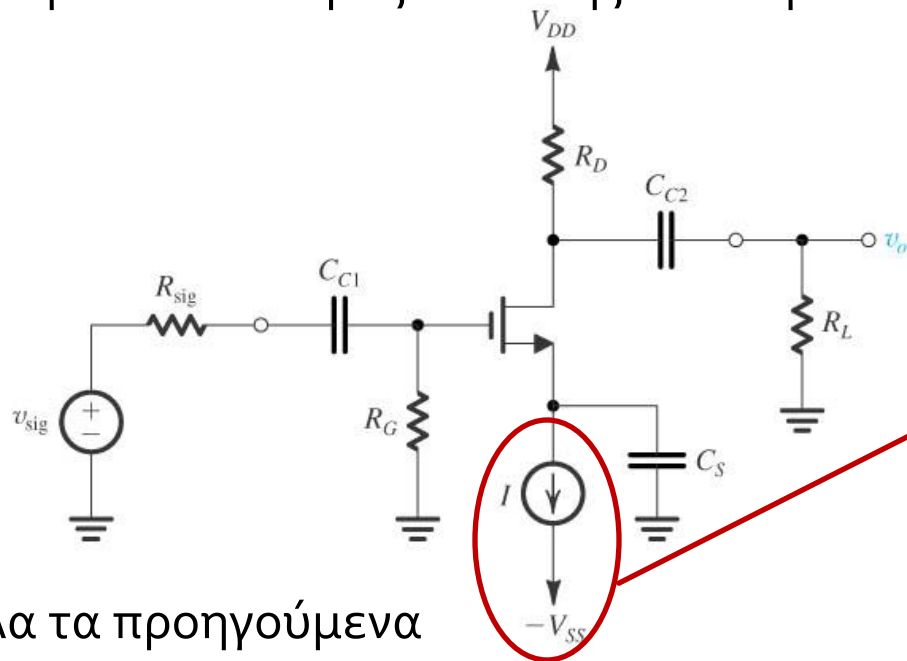
$$I_{D,Q} = K \left[ (V_G - V_t)^2 - 2(V_G - V_t)I_{D,Q}R_S + I_{D,Q}^2R_S^2 \right] \Rightarrow$$

$$(KR_S^2)I_{D,Q}^2 - [2(V_G - V_t)R_S + 1]I_{D,Q} + K(V_G - V_t)^2 = 0$$



# DC & AC Ανάλυση Ενισχυτή MOSFET

- Με δεδομένη την ανάλυση στο DC είναι γνωστή η θέση του σημείου ισορροπίας (quiescent point) της συγκεκριμένης συνδεσμολογίας ενισχυτή και έτσι μπορεί κανείς να προχωρήσει στην AC ανάλυση του κυκλώματος
- Ένα ισοδύναμο από πλευράς πόλωσης κύκλωμα είναι το εξής:



Εδώ η πηγή πόλωσης  $V_G$  έχει αντικατασταθεί από τη  $V_{SS}$ , και η αντίσταση  $R_S$  από την πηγή ρεύματος  $I$

- Ισχύουν όλα τα προηγούμενα

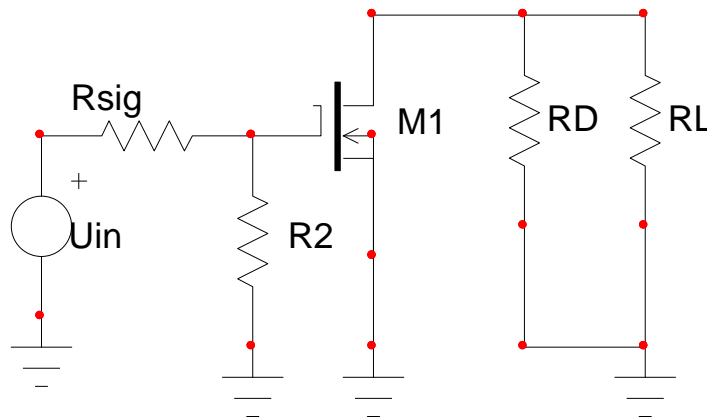
# Ενεργά Φορτία

- Ενεργά φορτία ονομάζονται τοπολογίες που καθορίζουν το ρεύμα που διαρρέει ένα συγκεκριμένο κλάδο ενός κυκλώματος, κατ' αναλογία με ένα παθητικό φορτίο (μια αντίσταση)
- Πρόκειται για πρακτικές υλοποιήσεις πηγών συνεχούς ρεύματος
- Το πλεονέκτημα της χρήσης τους είναι
  - Η σταθερότητα του ρεύματος και η ανεξαρτησία από τα ενεργά στοιχεία που χρησιμοποιούνται
  - Πολύ μικρή αγωγιμότητα εξόδου (μεγάλη αντίσταση εξόδου)
- Συνήθως με τη μορφή «**καθρεπτών ρεύματος**» (current mirrors), ο κλάδος του φόρτου έχει κατοπτρικό ρεύμα του κλάδου ρύθμισης ρεύματος

# DC & AC Ανάλυση Ενισχυτή MOSFET

- Κύκλωμα ενισχυτή CS με πόλωση διαιρέτη τάσης

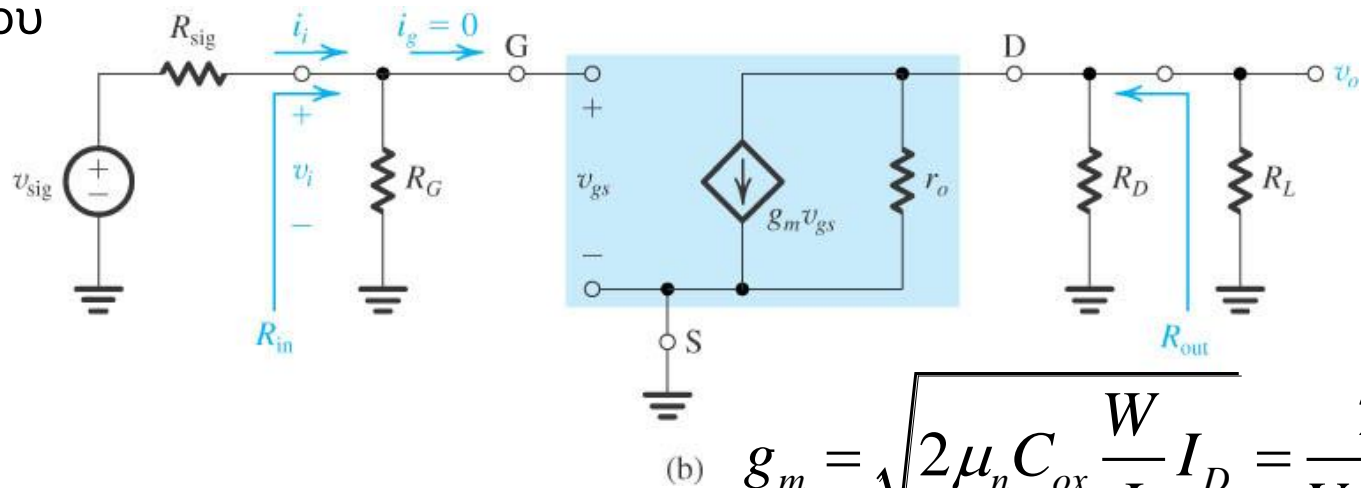
Το πρώτο βήμα είναι να αποκτήσει κανείς το AC-ισοδύναμο του κυκλώματος (μηδενίζοντας την/τις πηγή/ές τροφοδοσίας και βραχυκυκλώνοντας όλους τους πυκνωτές), καταλήγοντας στο κύκλωμα :



# DC & AC Ανάλυση Ενισχυτή MOSFET

- Κύκλωμα ενισχυτή CS με πόλωση διαιρέτη τάσης

Για μικρό σήμα (για λειτουργία σαφώς εντός της γραμμικής περιοχής του ενισχυτή) γνωρίζουμε ότι το MOSFET μπορεί να αντικατασταθεί από το γ-ισοδύναμό του

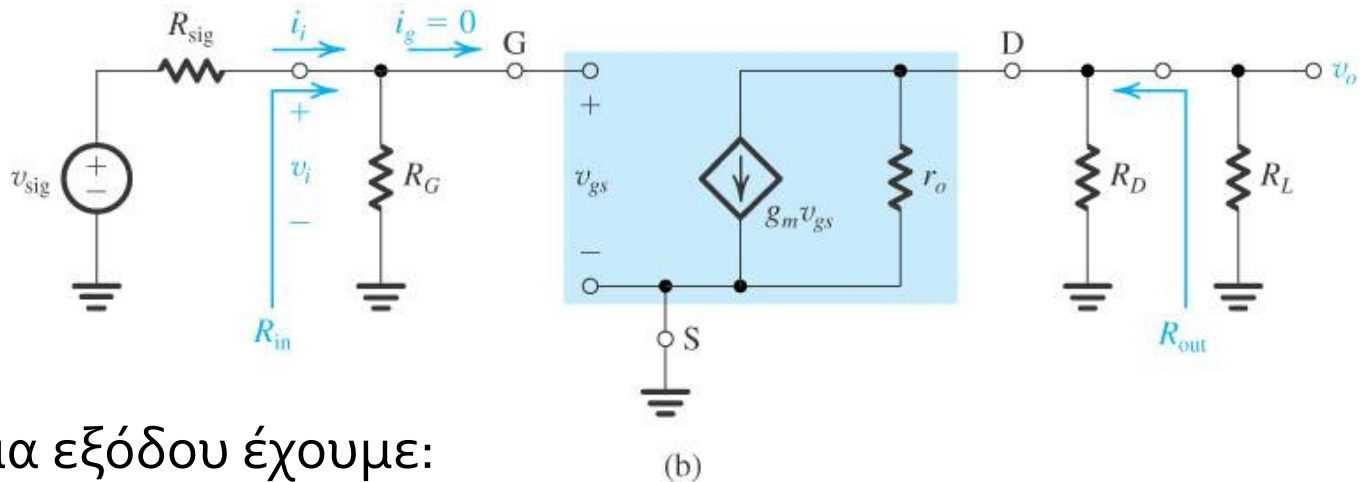


Στο κύκλωμα εισόδου έχουμε:

$$u_i = \frac{R_G}{R_{sig} + R_G} u_{sig} \xrightarrow[\text{συνήθως } R_G \gg R_{sig}]{} u_i = u_{GS} \cong u_{sig} \quad \text{και:} \quad R_{in} = R_G$$

# DC & AC Ανάλυση Ενισχυτή MOSFET

- Κύκλωμα ενισχυτή CS με πόλωση διαιρέτη τάσης



Στο κύκλωμα εξόδου έχουμε:

$$u_o = -g_m u_{GS} (r_o // R_D // R_L)$$

και:  $R_{out} = r_o // R_D$

και τελικά το κέρδος τάσης:

ενώ το κέρδος τάσης ανοιχτοκύκλωσης:

$$A_V = \frac{u_o}{u_i} = -g_m (r_o // R_D // R_L)$$

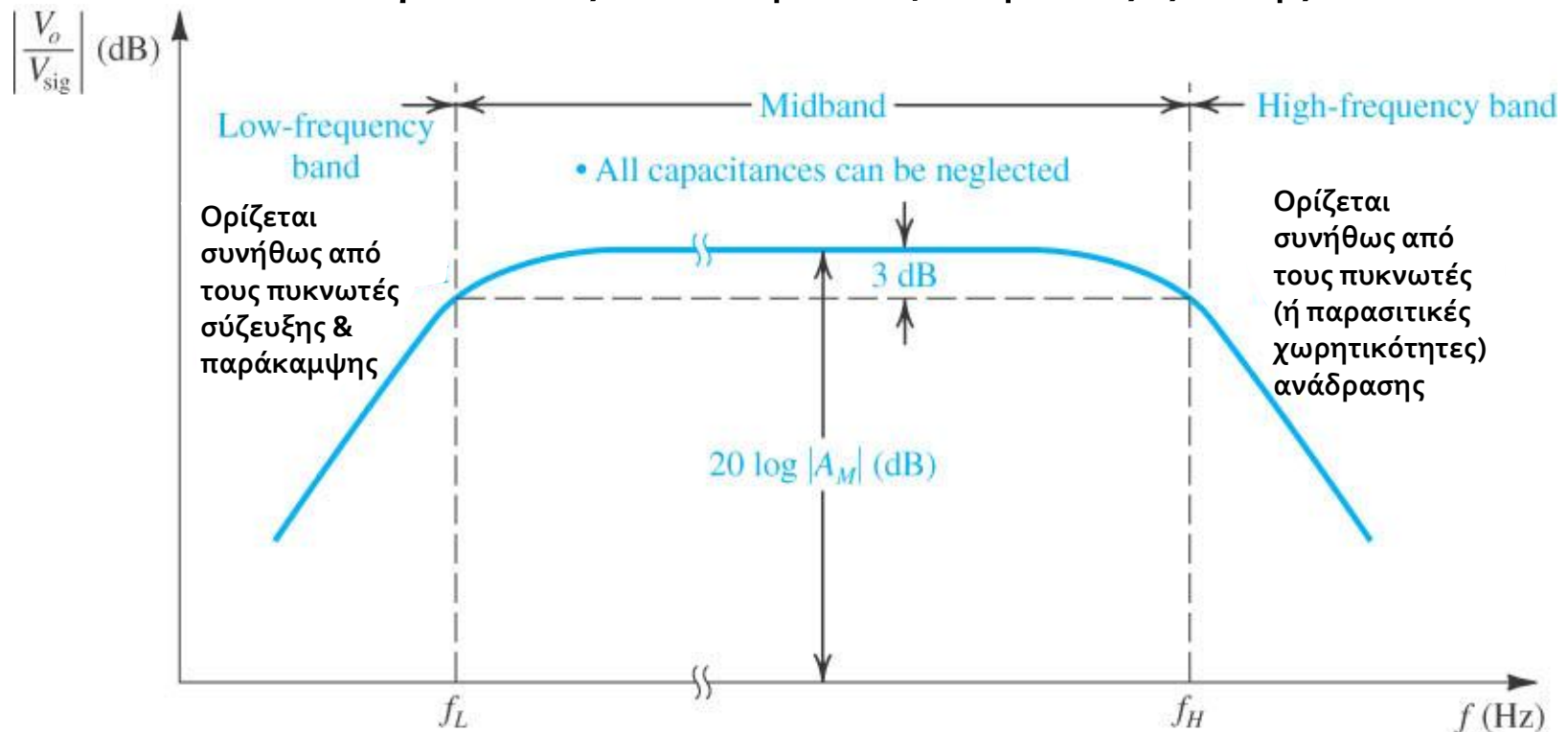
$$A_{Vo} = \frac{u_o}{u_i} \Big|_{R_L \rightarrow \infty} = -g_m (r_o // R_D)$$

# Φασματική απόκριση ενισχυτών

- Στη μέχρι τώρα αντιμετώπισή μας κατά την AC ανάλυση μελετούσαμε τους διάφορους ενισχυτές στην περιοχή διέλευσης
- Εκεί, εκτός του ότι θεωρούσαμε πως συνεχείς πηγές μηδενίζονται
  - Α. αντικαθιστούσαμε τα ενεργά στοιχεία (π.χ.: BJT, MOSFET, OpAmp, ...) από μοντέλα μικρού σήματος που δεν περιείχαν παρά μόνο ωμικά στοιχεία
  - Β. θεωρούσαμε επίσης ότι οι πυκνωτές θεωρούνται βραχυκυκλώματα, τα δε πηνία ανοικτοκυκλώματα.
- Στην πράξη αυτή είναι καλή προσέγγιση για την περιοχή διέλευσης, όμως δεν ισχύει για όλες τις συχνότητες

# Φασματική Απόκριση Ενισχυτών

- Οι ενισχυτές που μελετώνται στα πλαίσια του μαθήματος αυτού είναι γενικά ζωνοπερατοί, ευρείας ζώνης.



(b)

# Φασματική Απόκριση Ενισχυτών

- Στη συνέχεια θα συζητήσουμε μεθόδους για την εκτίμηση του υψιπερατού και του χαμηλοπερατού τμήματος της συνάρτησης μεταφοράς
- Έστω ότι ο ενισχυτής είναι ένα γραμμικό και ευσταθές σύστημα το οποίο στο πεδίο Laplace παριστάνεται από τη ρητή συνάρτηση μεταφοράς  $T(s)$
- Με δεδομένο ότι μια ζωνοπερατή συνάρτηση μεταφοράς ευρείας ζώνης μπορεί να περιγραφεί ως το γινόμενο τριών όρων:  $T(s) = A_M \cdot T_H(s) \cdot T_L(s)$ , εστιάζουμε στον καθένα ξεχωριστά:
  - Μεσαίες συχνότητες  $A_M$
  - Χαμηλές συχνότητες  $T_L(s)$
  - Υψηλές συχνότητες  $T_H(s)$

# Φασματική Απόκριση Ενισχυτών

- Η συνάρτηση  $A_M$  είναι σταθερή συναρτήσεως της συχνότητας
- Οι συναρτήσεως  $T_L(s)$  και  $T_H(s)$  είναι ρητές συναρτήσεως της συχνότητας, και μπορούν να παρασταθούν σε ανεπτυγμένη ή σε παραγοντοποιημένη μορφή του αριθμητή και του παρονομαστή τους.
- Για την εκτίμησή τους διακρίνουμε τις εξής 2 περιπτώσεις:
  - I) Αν οι πόλοι και τα μηδενικά της συνάρτησης  $T(s)$  μπορούν να υπολογιστούν, τότε χρησιμοποιούμε την **προσέγγιση επικρατούντος πόλου (dominant pole)**
  - II) Αν οι πόλοι και τα μηδενικά της  $T(s)$  δεν μπορούν να υπολογιστούν εύκολα ή εάν η  $T(s)$  δεν είναι γνωστή σε αναλυτική μορφή, τότε υπάρχει η δυνατότητα προσεγγιστικού υπολογισμού των  $T_L(s)$  και  $T_H(s)$  ως φίλτρων πρώτου βαθμού, μέσω των μεθόδων (α) των **Σταθερών Χρόνου Ανοιχτοκυκλώσεως**, (β) των **Σταθερών Χρόνου Βραχυκυκλώσεως** και (γ) του **Φαινομένου Miller**

# Προσέγγιση επικρατούντος πόλου

- Για τον χαμηλοπερατό παράγοντα της συνάρτησης μεταφοράς, αν αυτή είναι γνωστή σε αναλυτική μορφή και εύκολα παραγοντοποιήσιμη, είναι:

$$T_H(s) = \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z1}}\right) \dots \left(1 + \frac{s}{\omega_{Zn_H}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P1}}\right) \dots \left(1 + \frac{s}{\omega_{Pn_H}}\right)} = \frac{\text{πολυώνυμο } (s) \text{ } n_H \text{ βαθμού}}{-// -}$$

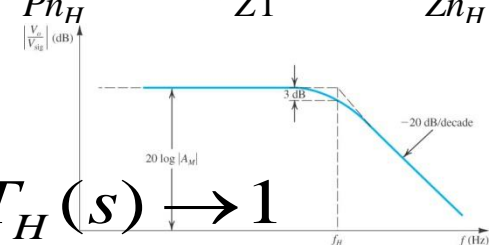
\* Ισχύει όταν είναι:

$$\approx \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{P1}}} = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_H}}$$

$$\omega_{P1} \ll \omega_{P2} < \dots < \omega_{Pn_H} \ll \omega_{Z1} \dots < \omega_{Zn_H}$$

(π.χ.  $\omega_{P2} \geq 4\omega_{P1}$ )

Τότε:  $\omega \ll \omega_H : T_H(s) \rightarrow 1$



# Προσέγγιση επικρατούντος πόλου

- Για τον υψιπερατό παράγοντα της συνάρτησης μεταφοράς, αν αυτή είναι γνωστή σε αναλυτική μορφή και εύκολα παραγοντοποιήσιμη, είναι:

$$T_L(s) = \frac{(s + \omega_{Z1}) \dots (s + \omega_{Zn_L})}{(s + \omega_{P1}) \dots (s + \omega_{Pn_L})} = \frac{\text{πολυώνυμο } (s) \text{ } n_L \text{ βαθμού}}{-//-}$$

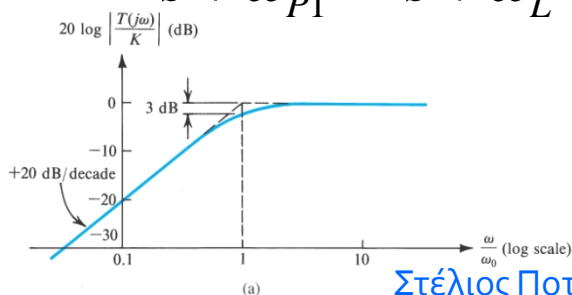
$$\approx \frac{s}{s + \omega_{P1}} = \frac{s}{s + \omega_L}$$

\* Ισχύει όταν είναι:

$$\omega_{Z1} < \dots \omega_{ZL} \ll \omega_{Pn_L} < \dots < \omega_{P2} \ll \omega_{P1}$$

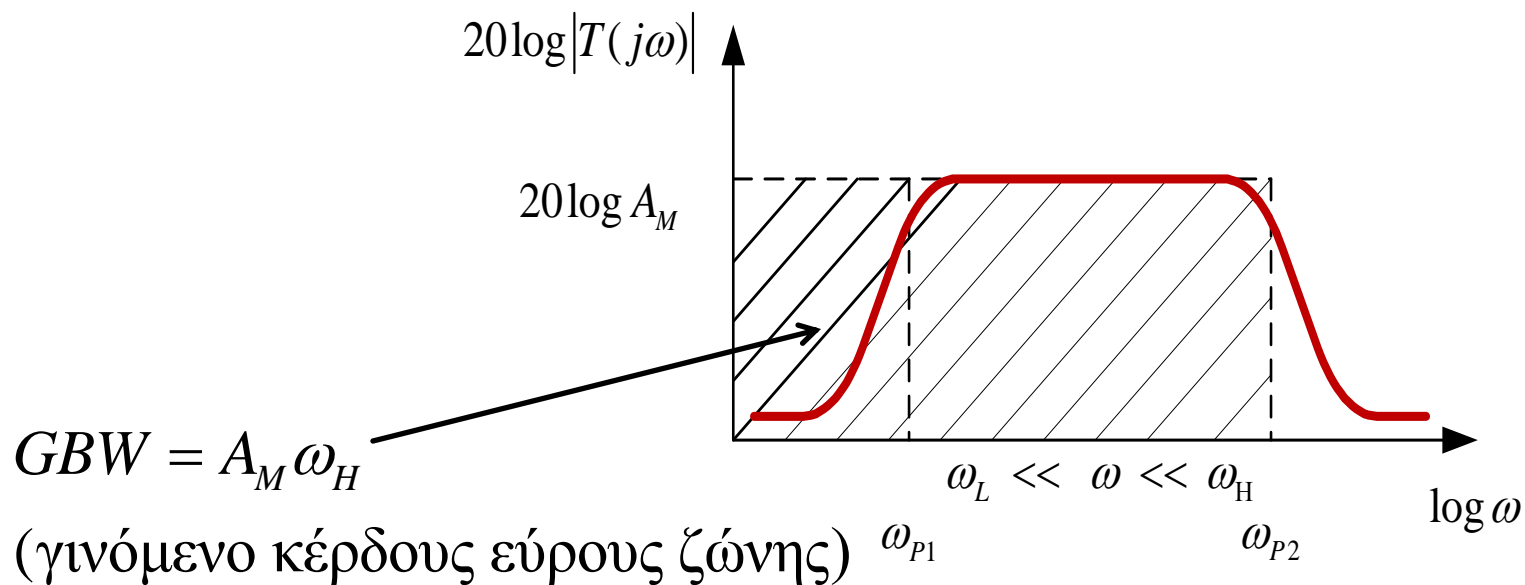
$$(\text{π.χ. } \omega_{P2} \leq \omega_{P1}/4)$$

**Τότε:**  $\omega_L \ll \omega : T_L(s) \rightarrow 1$



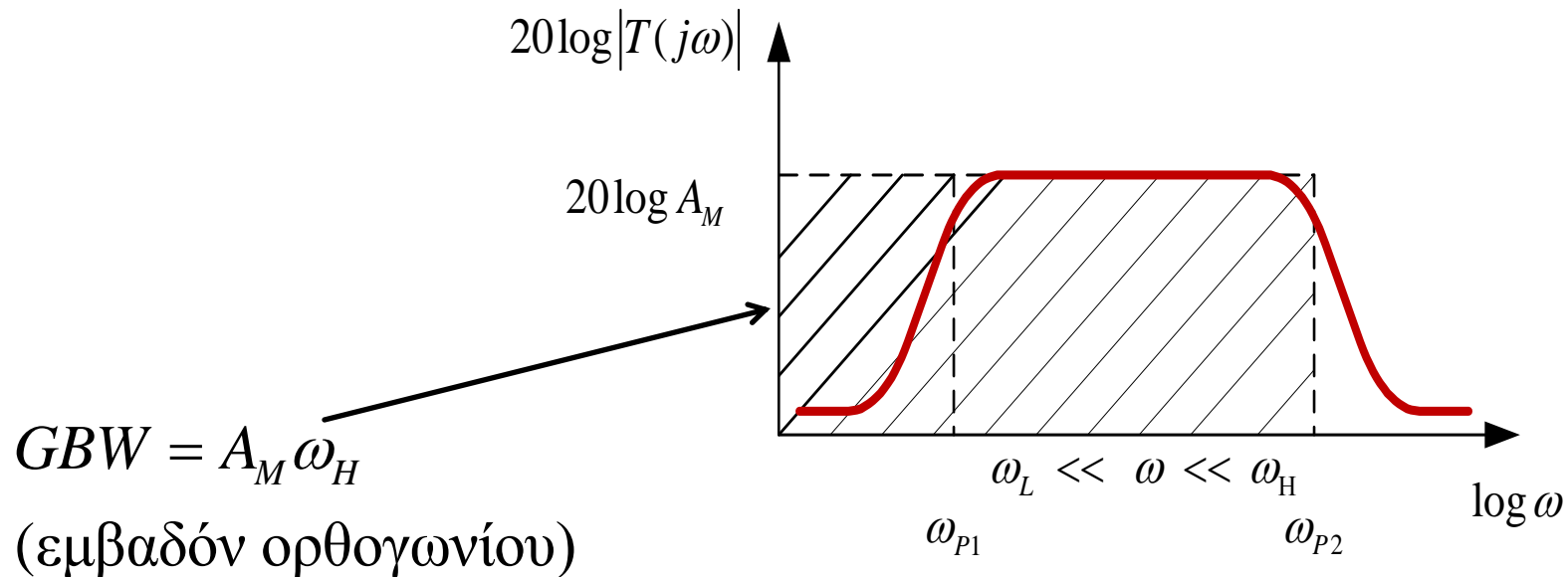
# Προσέγγιση επικρατούντος πόλου

- Για τη μεσαία περιοχή συχνοτήτων όπου είναι:  $\omega_L \ll \omega \ll \omega_H$
- Τελικά είναι:  $T(s) \rightarrow A_M \cdot 1 \cdot 1 = A_M$  (κέρδος μέσης ζώνης)
- Οπότε η συνολική απόκριση είναι:



# Γινόμενο Κέρδους – Εύρους Ζώνης, GBW

- Ένα σημαντικό στην πράξη, μονοδιάστατο μέγεθος, που χαρακτηρίζει τον ενισχυτή και μπορεί να χρησιμοποιηθεί για συγκριτική αξιολόγηση εναλλακτικών σχεδιαστικών λύσεων ενισχυτών, είναι το **Γινόμενο Κέρδους – Εύρους Ζώνης (Gain-Bandwidth product, GBW)**



# Γινόμενο Κέρδους – Εύρους Ζώνης, GBW

- Στην περίπτωση της αρνητικής ανάδρασης έχουμε ήδη δει ότι αυτή έχει σα συνέπεια τη μείωση του κέρδους της περιοχής διέλευσης, με παράλληλη αύξηση του εύρους ζώνης, ακολουθώντας τον κανόνα της διατήρησης του GBW.
- Το κέρδος μειώνεται, με παράλληλη αύξηση του εύρους ζώνης, καθώς το ποσό ανάδρασης αυξάνεται, φτάνοντας στο όριο που το κέρδος γίνεται ίσο με τη μονάδα.
- Τότε η άνω συχνότητα αποκοπής ορίζεται ως **συχνότητα διασταύρωσης (crossover frequency,  $\omega_T$ )**

# Γινόμενο Κέρδους – Εύρους Ζώνης, GBW

- Άρρηκτα συνδεδεμένο με το GBW είναι και το εύρος ζώνης μοναδιαίου κέρδους (unity gain bandwidth, UGB)

- Είναι

$$\omega_T = UGB = GBW = A_M \omega_H$$

- Σημαντικό είναι να γνωρίζουμε ότι
- (α) σε περιπτώσεις ενισχυτών με ανάδραση είναι

$$A_M = A_{CL}(j\omega) \Big|_{\omega_L \ll \omega \ll \omega_H} = ct$$

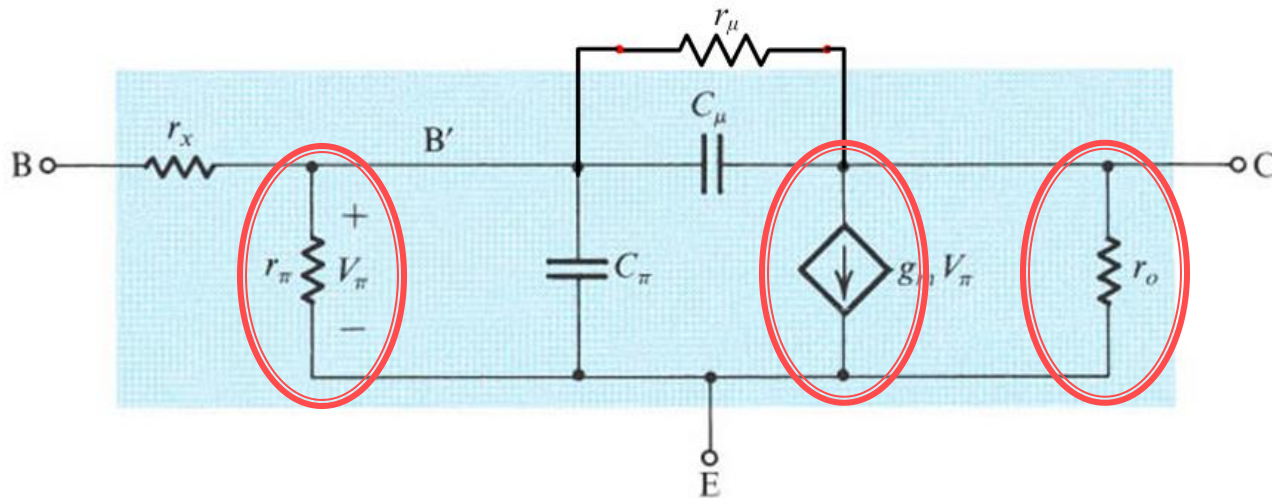
- (β) η χαμηλοπερατή συμπεριφορά του ενισχυτή υπακούει στην προσέγγιση επικρατούντος πόλου, και συνεπώς μπορεί να προσεγγιστεί με παράγοντα πρώτης τάξης (ενός πόλου)

# Φασματική απόκριση στις υψηλές συχνότητες

- Η φασματική απόκριση στις υψηλές συχνότητες καθορίζεται συνήθως από τους πυκνωτές (ή παρασιτικές χωρητικότητες) ανάδρασης
- Παρασιτικές χωρητικότητες υπάρχουν και στα δυο βασικά ενεργά στοιχεία που μελετούμε (BJT & MOSFET)
- Έτσι τα μοντέλα μικρού σήματος που χρησιμοποιούσαμε ως τώρα είναι απλοποιήσεις και μόνο των πλήρων μοντέλων
- Τα πιο διαδεδομένα είναι τα λεγόμενα π-υβριδικά

# π-υβριδικό μοντέλο BJT

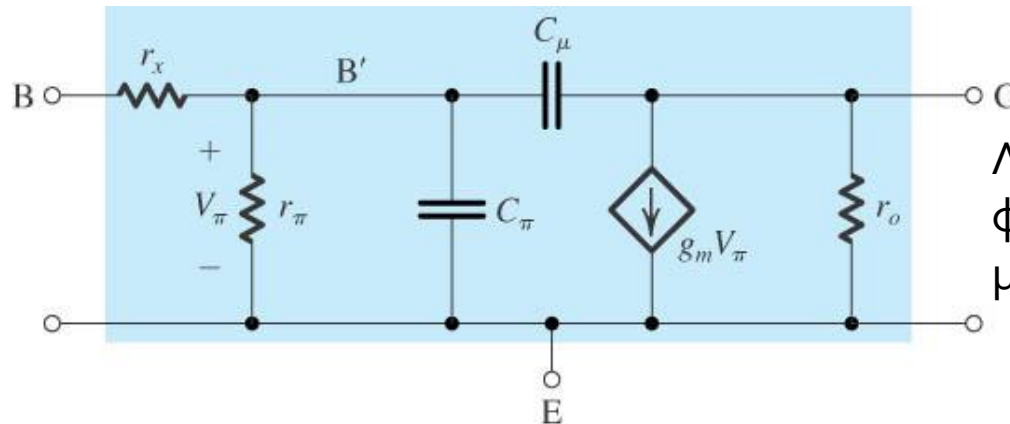
- π-υβριδικό μοντέλο υψηλών συχνοτήτων BJT



- $r_x$  : αντίσταση μεταξύ B και B' (μη προσπελάσιμου)  $\sim k \cdot 0,1\Omega$  ( $r_x \ll r_\pi$ , ήδη αμελητέα από τις χαμηλές συχνότητες)
- $r_\mu$  : επίδραση της τάσης  $u_{ce}$  στο ρεύμα βάσης  $i_b$ . (συνήθως αγνοείται επειδή είναι πάρα πολύ μεγάλη και εξάλλου χαλάει και το μονόπλευρο χαρακτήρα του BJT)

# π-υβριδικό μοντέλο BJT

- π-υβριδικό μοντέλο υψηλών συχνοτήτων BJT



Λόγω συσσώρευσης φορτίου φορέων μειονότητας στη βάση

Ορθά πολωμένη

- $r_o$  : επίδραση της τάσης  $u_{ce}$  στο ρεύμα συλλέκτη  $i_c$ , στην ενεργό περιοχή (φ. Early)  $k * 10k\Omega < r_o < k * 100k\Omega$
- $C_\pi = C_{de} + C_{je}$  : το άθροισμα των χωρητικοτήτων διάχυσης και επαφής εκπομπού  $k * pF < C_\pi < k * 10pF$
- $C_\mu$  : χωρητικότητα επαφής συλλέκτη βάσης

$$k * 0.1pF < C_\mu < k * pF$$

Ανάστροφα πολωμένη

# π-υβριδικό μοντέλο BJT

- π-υβριδικό μοντέλο υψηλών συχνοτήτων BJT
- Τυπικές τιμές παραμέτρων:

$$\begin{aligned}h_{ie} (= h_{11}) &= 1.1k\Omega \\h_{re} (= h_{12}) &= 2.5 \cdot 10^{-4} \\h_{fe} (= h_{21} = \beta) &= 50 \\h_{oe} (= h_{22}) &= 24 \cdot 10^{-4} \Omega^{-1}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}g_m &= 50m\Omega^{-1} \\r_x &= 100\Omega \\r_\pi &= 1k\Omega \\r_\mu &= 4M\Omega \\r_o &= 80k\Omega \\C_\pi &= 70pF \\C_\mu &= 3pF\end{aligned}$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \cong \frac{I_C}{25mV} @ 300K$$

$$r_x = h_{ie} - r_\pi = h_{ie} - \frac{h_{fe}}{g_m}$$

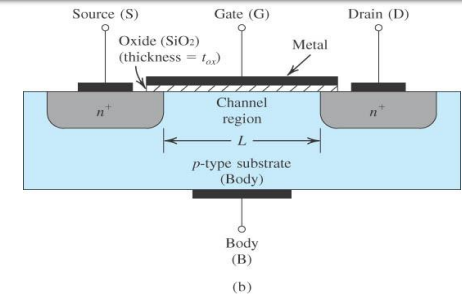
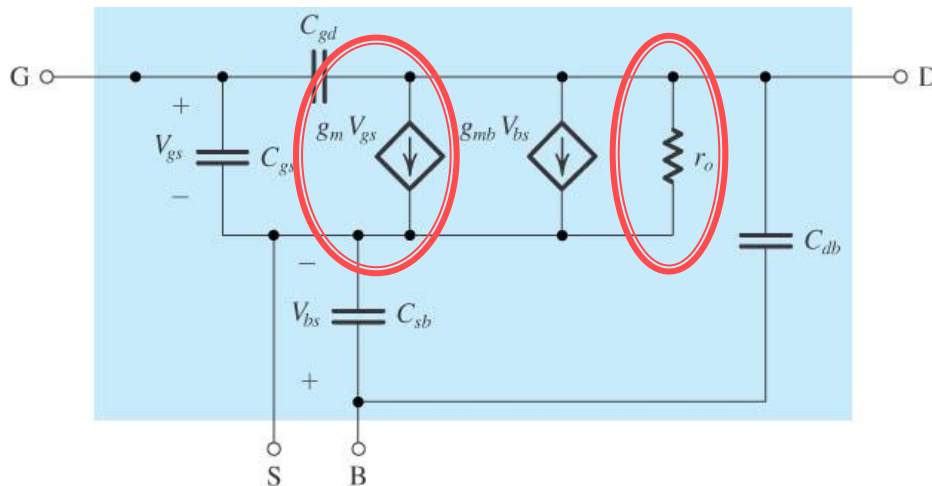
$$r_\mu = \frac{r_\pi}{h_{re}} = \frac{h_{fe}}{g_m h_{re}}$$

$$r_o = \left[ h_{oe} - (1 + h_{fe}) / r_\mu \right]^{-1}$$

$$C_\mu = C_{ob} \text{ Συνήθως έτσι δίνεται από τον κατασκευαστή}$$

$$C_\pi = \frac{g_m}{2\pi f_T}$$

# π-υβριδικό μοντέλο MOSFET



(η χωρητική σύζευξης μεταξύ G-B σπανίως λαμβάνεται υπόψη στο μοντέλο υψηλών συχνοτήτων)

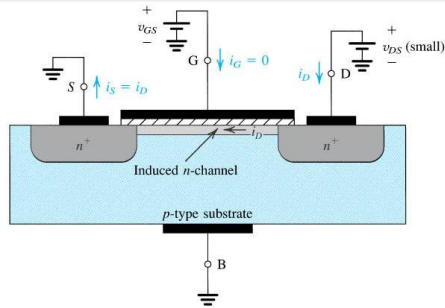
- Παρατηρούμε ότι επιπλέον στο π-υβριδικό μοντέλο υψηλών συχνοτήτων MOSFET, εκτός της διαγωγιμότητας  $g_m$  και της αντίστασης εξόδου  $r_o$ , υπάρχει η διαγωγιμότητα σώματος-πηγής  $g_{mb}$  και οι παρασιτικές χωρητικότητες σύζευξης μεταξύ των ακροδεκτών:

G-S: $C_{gs}$	G-D: $C_{gd}$	G-B: $C_{gb}$	D-B: $C_{db}$	S-B: $C_{sb}$
---------------	---------------	---------------	---------------	---------------

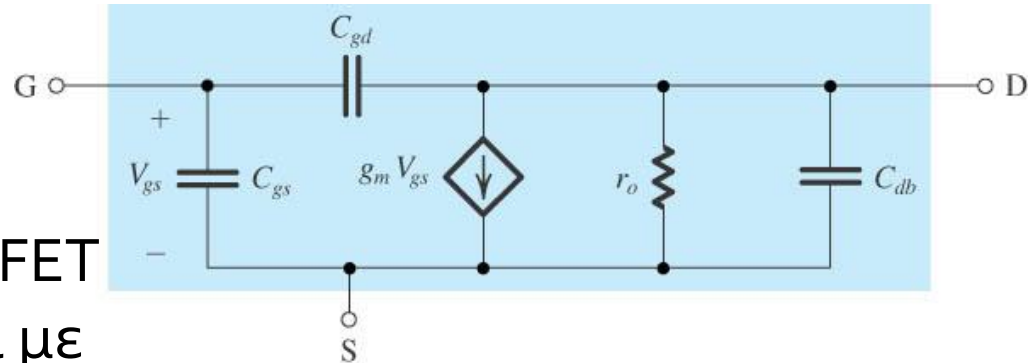
Χωρητικό φαινόμενο στην πύλη

Χωρητικότητες επαφών pn

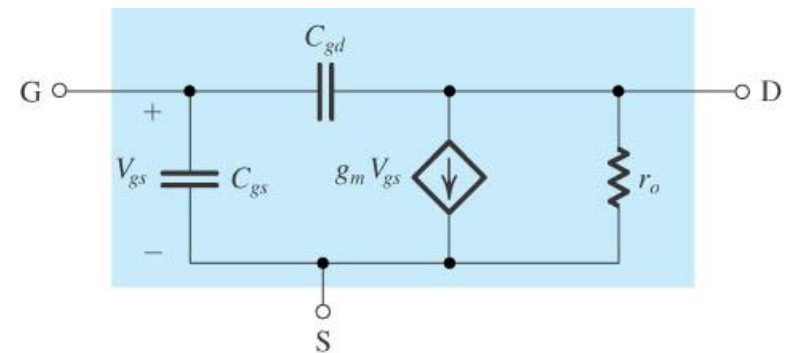
# π-υβριδικό μοντέλο MOSFET



- Στην πράξη όμως το MOSFET συνήθως χρησιμοποιείται με την πηγή βραχυκυκλωμένη με το σώμα, οπότε η χωρητική σύζευξή τους ακυρώνεται και παίρνουμε το πιο πάνω απλούστερο μοντέλο.
- Σε δεύτερο επίπεδο αγνοείται και η χωρητικότητα  $C_{db}$

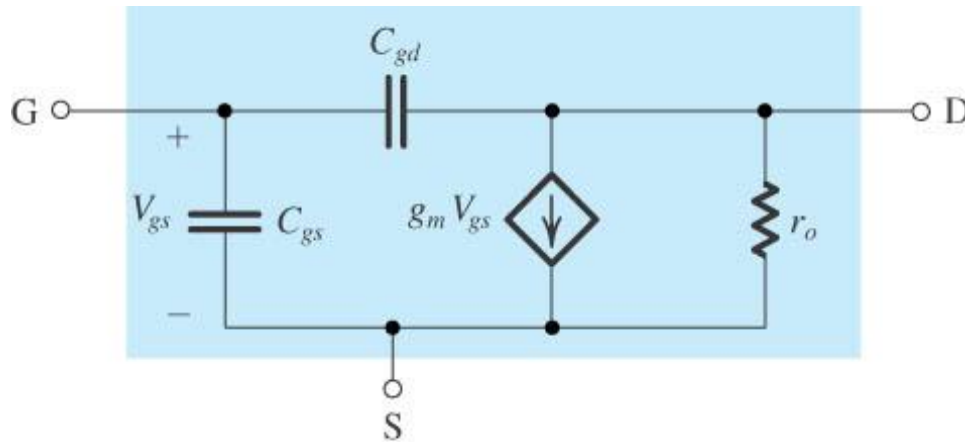


(b)



(c)

# π-υβριδικό μοντέλο MOSFET



(c)

$$C_{ov} = WL_{ov}C_{ox},$$

$$L_{ov} \sim (0.05 - 0.1) \cdot L$$

(λόγω του ότι η χωρητικότητα της πηγής εκτείνεται ελαφρώς κάτω από το οξείδιο της πύλης)

- Παράμετροι του μοντέλου:

$$g_m = \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D} = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_t}$$

$$r_o = \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{V_A}{I_D}$$

$$C_{gs} = \frac{2}{3} WLC_{ox} + WL_{ov}C_{ox}$$

$$C_{gd} = WL_{ov}C_{ox}$$

# Μέθοδος Σταθερών Χρόνου Ανοιχτοκυκλώσεως ( $\omega_H$ )

- Προκειμένου να υπολογιστεί η ισοδύναμη κυκλική συχνότητα γονάτου (-3dB)  $\omega_H$  στις **υψηλές συχνότητες**, χρησιμοποιούμε την εξής προσέγγιση:

$$T_H(s) = \frac{1 + a_1s + a_2s^2 + \dots + a_{n_H}s^{n_H}}{1 + b_1s + b_2s^2 + \dots + b_{n_H}s^{n_H}},$$

$$b_1 = \frac{1}{\omega_{P1}} + \frac{1}{\omega_{P2}} + \dots + \frac{1}{\omega_{PN_H}} \approx \frac{1}{\omega_{P1}}$$

επίσης

$$b_1 = \sum_{i=1}^{n_H} C_i R_{io} = C_1 R_{1o} + C_2 R_{2o} + \dots + C_{n_H} R_{n_Ho}$$

- Οι χωρητικότητες  $C_1, C_2, \dots, C_{n_H}$  που συμμετέχουν στον παρονομαστή είναι οι πραγματικοί πυκνωτές ή οι παρασιτικές χωρητικότητες του κυκλώματος.

$$\Rightarrow \omega_H = \omega_{P1} \approx \frac{1}{C_1 R_{1o} + \dots + C_{n_H} R_{n_Ho}}$$

# Μέθοδος Σταθερών Χρόνου Ανοιχτοκυκλώσεως ( $\omega_H$ )

- Οι αντιστάσεις  $R_{1o}, R_{2o}, \dots, R_{n_{Ho}}$  που συμμετέχουν στον παρονομαστή, δεν αντιστοιχούν σε πραγματικά κυκλωματικά στοιχεία, σε πραγματικούς αντιστάτες, αλλά συμβολίζουν **ισοδύναμες**, δηλαδή υπολογιζόμενες, **φαινόμενες αντιστάσεις**.
- Για τον υπολογισμό της κάθε φαινόμενης αντίστασης ανοιχτοκυκλώσεως  $R_{io}, i = 1, 2, \dots, n_H$ , ακολουθούμε τα εξής βήματα:
  - Θέτουμε όλες τις υπόλοιπες χωρητικότητες σε **ανοιχτοκύκλωση**, δηλ.  $C_j = 0, j \neq i$  (δεν επιδρούν έτσι στις υψηλές συχνότητες).
  - Υπολογίζουμε την ωμική αντίσταση που φαίνεται από τα άκρα του αντίστοιχου πυκνωτή  $C_i$ , δηλ.  $R_{io}$

# Μέθοδος Σταθερών Χρόνου Βραχυκυκλώσεως ( $\omega_L$ )

- Προκειμένου να υπολογιστεί η ισοδύναμη κυκλική συχνότητα γονάτου (-3dB)  $\omega_L$  στις χαμηλές συχνότητες, χρησιμοποιούμε την εξής προσέγγιση:

$$T_L(s) = \frac{s_{n_L} + d_1 s_{n_L} - 1 + \dots}{s_{n_L} + e_1 s_{n_L} - 1 + \dots}$$

$$e_1 = \omega_{P1} + \omega_{P2} + \dots + \omega_{Pn_L} \approx \omega_{P1}$$

επίσης

$$e_1 = \sum_{i=1}^{n_L} \frac{1}{C_i R_{is}} = \frac{1}{C_1 R_{1s}} + \frac{1}{C_2 R_{2s}} + \dots + \frac{1}{C_{n_L} R_{n_Ls}}$$

• Οι χωρητικότητες  $C_1, C_2, \dots, C_{n_L}$  που συμμετέχουν στον παρονομαστή είναι οι πραγματικοί πυκνωτές ή οι παρασιτικές χωρητικότητες του κυκλώματος.

$$\Rightarrow \omega_L \approx \omega_{P1} \approx \sum_{i=1}^{n_L} \frac{1}{C_i R_{is}}$$

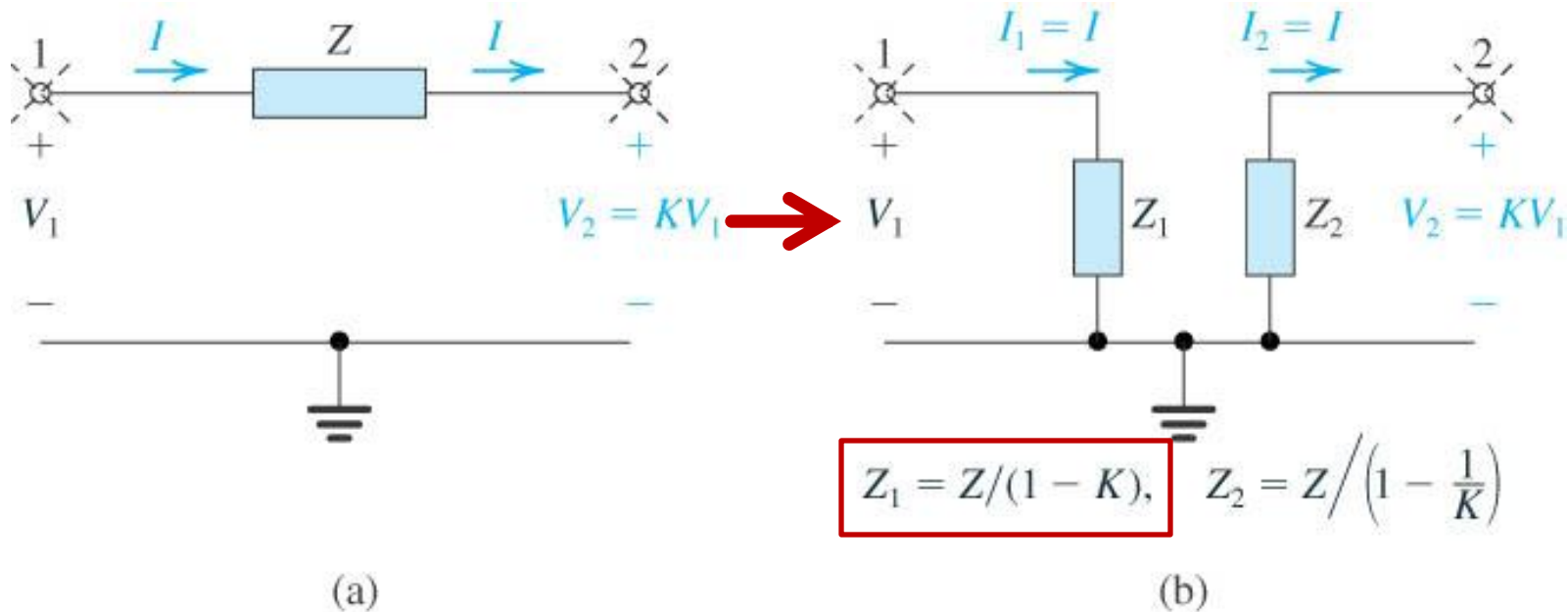
# Μέθοδος Σταθερών Χρόνου Βραχυκυκλώσεως ( $\omega_L$ )

- Οι αντιστάσεις  $R_{1s}, R_{2s}, \dots, R_{n_{Ls}}$  που συμμετέχουν στον παρονομαστή, δεν αντιστοιχούν σε πραγματικά κυκλωματικά στοιχεία, σε πραγματικούς αντιστάτες, αλλά συμβολίζουν **ισοδύναμες**, δηλαδή υπολογιζόμενες, **φαινόμενες αντιστάσεις**.
- Για τον υπολογισμό της κάθε φαινόμενης αντίστασης βραχυκυκλώσεως  $R_{is}, i = 1, 2, \dots, n_L$ , ακολουθούμε τα εξής βήματα:
  - Θέτουμε όλες τις υπόλοιπες χωρητικότητες σε **βραχυκύκλωση**, δηλ.  $C_j = \infty, j \neq i$  (δεν επιδρούν έτσι στις χαμηλές συχνότητες).
  - Υπολογίζουμε την ωμική αντίσταση που φαίνεται από τα άκρα του αντίστοιχου πυκνωτή  $C_i$ , δηλ.  $R_{is}$

# Φαινόμενο Miller

- Προκειμένου για τον υπολογισμό των «προς τα εμπρός» (forward) επιδόσεων ενός ενισχυτή, όπως η ενίσχυση και η εμπέδηση εισόδου, πολύ συχνά χρησιμοποιείται το **φαινόμενο Miller** (που συχνά γενικεύεται ως Θεώρημα Miller)
- Πολύ ελκυστικό γιατί «σπάει» το δικτύωμα ανάδρασης σε ένα τμήμα στην είσοδο και ένα στην έξοδο
- Η χρήση του απαιτεί μεγάλη προσοχή, διότι
  - η εφαρμογή του δεν οδηγεί πάντα σε κύκλωμα ισοδύναμο με το αρχικό (δεν ισχύει για ανάστροφους υπολογισμούς)
  - Η ενίσχυση  $K$  που εμπλέκεται στους υπολογισμούς είναι ενίσχυση ανοικτού βρόχου (εδώ υπάρχει η εξιδανίκευση της μη επιβολής φόρτου στο βασικό ενισχυτή από το δικτύωμα ανάδρασης)

# Φαινόμενο Miller



- Στην κεντρική ιδέα του Θ. Miller βασίζεται το γενικευμένο Θεώρημα Αποσύνθεσης της Ανάδρασης (Feedback Decomposition Theorem, FDT) που οδηγεί πάντα σε ισοδύναμο κύκλωμα (και για ορθούς και για ανάστροφους υπολογισμούς) → Σημειώσεις Εργαστηρίου Ηλεκτρονικά II