

5<sup>η</sup> ενότητα  
**ΚΑΘΡΕΦΤΕΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΚΑΙ  
ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ ΠΟΛΛΩΝ ΒΑΘΜΙΔΩΝ**

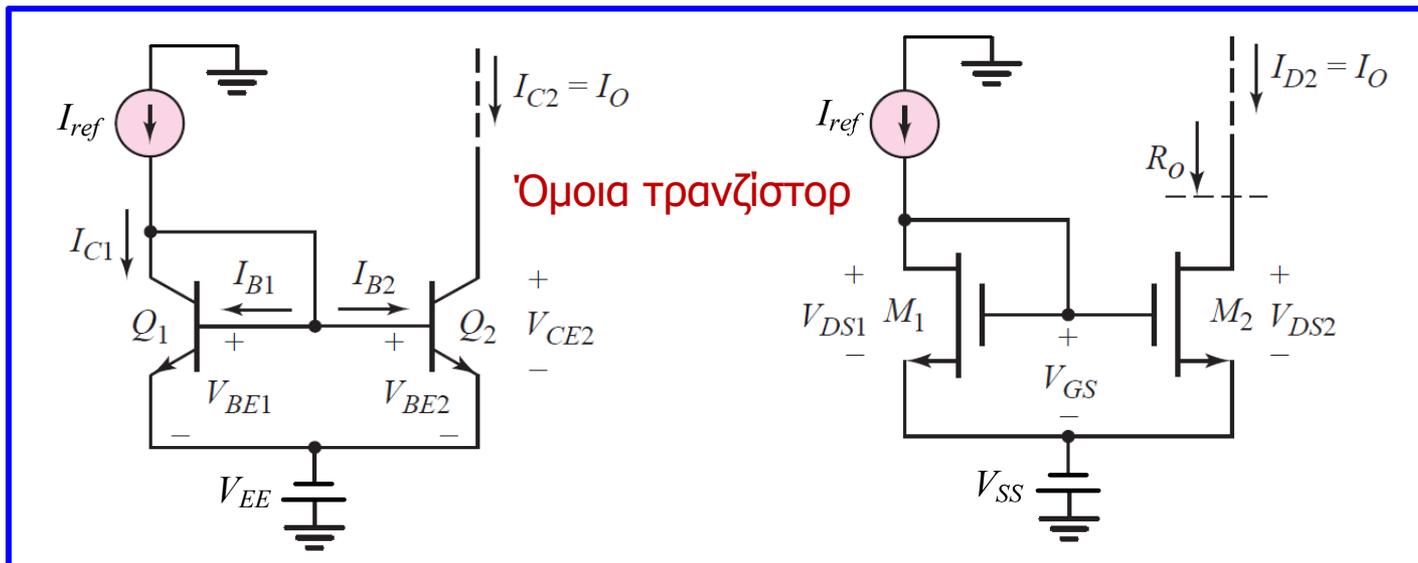


# Περιεχόμενα 5<sup>ης</sup> ενότητας

- Στην πέμπτη ενότητα θα μελετήσουμε τους **καθρέφτες ρεύματος** (κυκλωματικές δομές που συνήθως χρησιμοποιούνται στους ενισχυτές ως πηγές ρεύματος ή ενεργά φορτία) και τους **ενισχυτές πολλών βαθμίδων** (που χρησιμοποιούνται συνήθως όταν απαιτούνται ενισχύσεις σήματος μεγαλύτερες από εκείνες των απλών βαθμίδων).
- **Καθρέφτες ρεύματος** με διπολικά τρανζίστορ και MOSFET (πηγές ρεύματος, ενισχυτές ρεύματος, ενεργά φορτία).
- Ενισχυτές με **διαδοχικές βαθμίδες (cascade amplifiers)**.
- Τρόποι **σύζευξης** βαθμίδων ενισχυτών (μέσω πυκνωτή, απευθείας, επαγωγική).
- Ενισχυτές με **απευθείας σύζευξη ή σύνθετοι ενισχυτές**:
  - ✓ Κοινού συλλέκτη – κοινού συλλέκτη, κοινής υποδοχής – κοινής υποδοχής.
  - ✓ Κοινού συλλέκτη – κοινού εκπομπού, κοινής υποδοχής – κοινής πηγής.
  - ✓ Κοινού εκπομπού – κοινής βάσης ή **κασκωδικός (cascode) ενισχυτής**.
  - ✓ Κασκωδικός ενισχυτής με MOSFET.
- **Διαφορικός ενισχυτής** με διπολικά τρανζίστορ και MOSFET.
- Διαφορικός ενισχυτής με ενεργό φορτίο.
- Συμπεράσματα και ασκήσεις.

# Βασικοί καθρέφτες ρεύματος

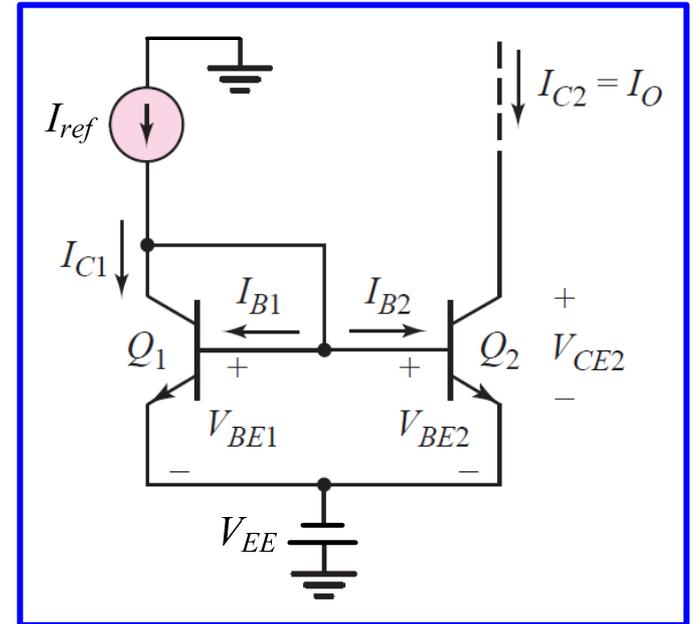
- Στις ενότητες 2 και 3, μελετήσαμε την πόλωση διπολικού τρανζίστορ και MOSFET με **πηγές σταθερού ρεύματος**, οι οποίες υλοποιούνται με κυκλωματικές δομές που αναφέρονται ως **καθρέφτες ρεύματος**.
- Ο βασικός καθρέφτης ρεύματος αποτελείται από δύο όμοια τρανζίστορ (διπολικά ή MOSFET), από τα οποία το ένα συνδέεται ως δίοδος, δηλαδή η βάση (πύλη) συνδέεται με τον συλλέκτη (υποδοχή).
- Η λειτουργία του καθρέφτη ρεύματος συνίσταται στην «αντιγραφή» ή «καθρέφτισμα» ενός ρεύματος αναφοράς  $I_{ref}$  (που μπορεί να δημιουργείται μέσω μιας αντίστασης ή ενός τρανζίστορ που συνδέεται ως δίοδος) από τον συλλέκτη (υποδοχή) του ενός τρανζίστορ στον συλλέκτη (υποδοχή) του άλλου τρανζίστορ, ως διαθέσιμο ρεύμα εξόδου  $I_O$ .



# Βασικός καθρέφτης ρεύματος με διπολικά τρανζίστορ

Το ρεύμα αναφοράς  $I_{ref}$  διέρχεται μέσω του  $Q_1$  που λειτουργεί ως δίοδος και δημιουργεί την τάση  $V_{BE1}$  που είναι ίση με την  $V_{BE2}$ , η οποία πολώνει το  $Q_2$  και αναπτύσσει σε αυτό ένα σχεδόν ίσο με το ρεύμα αναφοράς, ρεύμα συλλέκτη  $I_{C2} = I_O$ .

$$V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE} \Rightarrow I_{B1} = I_{B2} = I_B$$
$$\text{και } \beta_1 = \beta_2 = \beta \Rightarrow I_{C1} = I_{C2} = I_C$$



$$I_{ref} = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} \Rightarrow I_{ref} = I_{C2} + \frac{2 \cdot I_{C2}}{\beta} \Rightarrow I_{ref} = I_{C2} \left( 1 + \frac{2}{\beta} \right) \Rightarrow$$

$$I_{C2} = \frac{I_{ref}}{1 + \frac{2}{\beta}} \Rightarrow I_O = \frac{I_{ref}}{1 + \frac{2}{\beta}} \xrightarrow{\beta \gg 2} I_O \approx I_{ref},$$

$$\frac{I_O}{I_{ref}} = \frac{\beta}{\beta + 2} \xrightarrow{\beta \gg 2} \frac{I_O}{I_{ref}} \approx 1$$

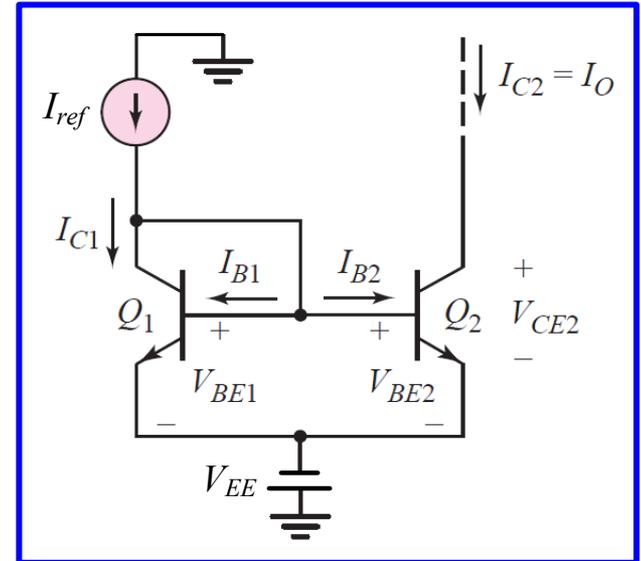
$$\beta = 100 \Rightarrow I_O / I_{ref} = 0,9804$$

# Βασικός καθρέφτης ρεύματος με διπολικά τρανζίστορ

Όταν τα τρανζίστορ είναι όμοια, ο λόγος του ρεύματος  $I_O$  προς το ρεύμα  $I_{ref}$  που αναφέρεται και ως **λόγος καθρέφτη ρεύματος**, προσεγγίζει το 1.

Λόγω του ότι η απολαβή ( $\beta$ ) του διπολικού τρανζίστορ εξαρτάται από την επιφάνεια του εκπομπού, παρέχεται η **δυνατότητα τροποποίησης του λόγου καθρέφτη ρεύματος**.

Εάν  $E_2$  είναι η επιφάνεια εκπομπού του  $Q_2$  και  $E_1$  η επιφάνεια εκπομπού του  $Q_1$  ( $n = E_2 / E_1$ ), τότε  
 $\beta = \beta_2 = n \cdot \beta_1$ .



$$I_{ref} = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} \Rightarrow I_{ref} = \frac{I_{C2}}{n} + \frac{I_{B2}}{n} + I_{B2} \Rightarrow I_{ref} = I_{C2} \left( \frac{1}{n} + \frac{1}{\beta \cdot n} + \frac{1}{\beta} \right)$$
$$\Rightarrow I_{C2} = \frac{n \cdot I_{ref}}{1 + \frac{n+1}{\beta}} \Rightarrow \frac{I_O}{I_{ref}} = \frac{n}{1 + \frac{n+1}{\beta}}$$

Παράδειγμα: εάν  $n = E_2 / E_1 = 2$ , τότε:

$$\frac{I_O}{I_{ref}} = \frac{2}{1 + \frac{3}{\beta}} \xrightarrow{\beta \gg 3} \frac{I_O}{I_{ref}} \approx 2$$

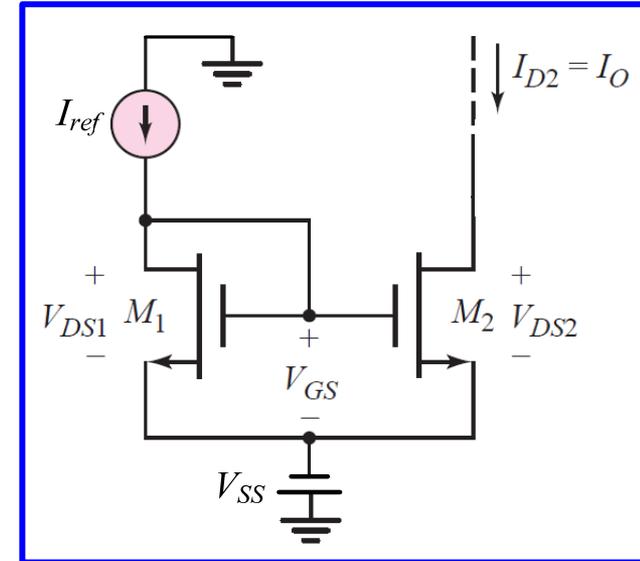
# Βασικός καθρέφτης ρεύματος με MOSFET

Το ρεύμα αναφοράς  $I_{ref}$  διέρχεται μέσω του  $M_1$  που λειτουργεί ως δίοδος και δημιουργεί την τάση  $V_{GS}$ , η οποία εφαρμόζεται στο  $M_2$  και αναπτύσσει σε ένα ίσο με το ρεύμα αναφοράς, ρεύμα υποδοχής  $I_{D2} = I_O$ .

$$V_{DS1} = V_{GS} \Rightarrow M1: \text{περιοχή κόρου}$$
$$\beta_1 = \beta_2 = \beta \text{ και } V_{T1} = V_{T2} = V_T$$

$$I_{ref} = I_{D1} = \frac{\beta}{2} \cdot (V_{GS} - V_T)^2 \Rightarrow V_{GS} = V_T + \sqrt{\frac{2 \cdot I_{ref}}{\beta}}$$

$$I_O = I_{D2} = \frac{\beta}{2} \cdot (V_{GS} - V_T)^2 \Rightarrow I_O = I_{ref}$$



Επειδή η απολαβή ( $\beta$ ) των MOSFET είναι ανάλογη με τον **λόγο διαστάσεων του καναλιού** τους, παρέχεται η **δυνατότητα τροποποίησης του λόγου καθρέφτη ρεύματος**, εάν χρησιμοποιηθούν MOSFET με διαφορετικές διαστάσεις καναλιού ( $\beta_1 \neq \beta_2$ ).

$$\frac{I_O}{I_{ref}} = \frac{\frac{W_2}{L_2}}{\frac{W_1}{L_1}}$$

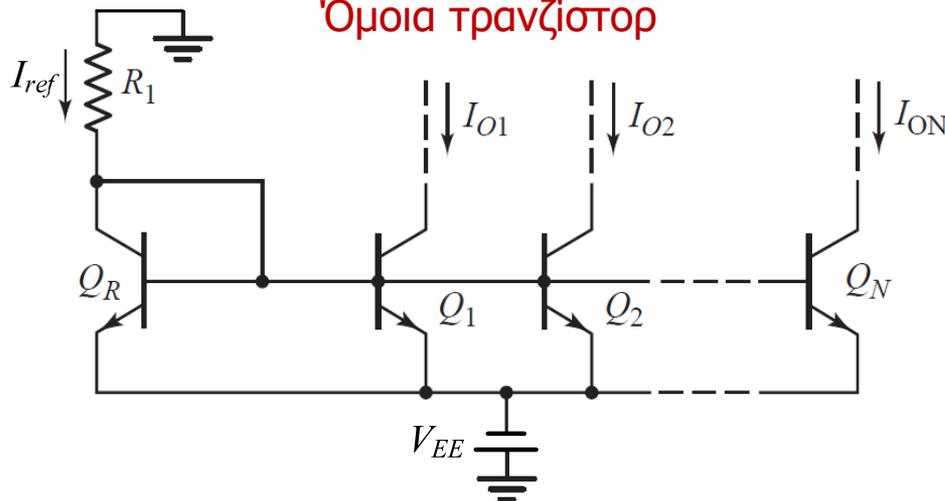
# Καθρέφτες ρεύματος με πολλαπλά τρανζίστορ

- Στα ολοκληρωμένα κυκλώματα, η πόλωση διάφορων ενισχυτικών σταδίων γίνεται χρησιμοποιώντας **καθρέφτες ρεύματος με πολλαπλά τρανζίστορ**, οι οποίοι έχουν τη δυνατότητα να παρέχουν **πολλαπλά αντίγραφα του ίδιου ρεύματος αναφοράς** ή ακόμη και **πολλαπλάσια του ρεύματος αναφοράς**.

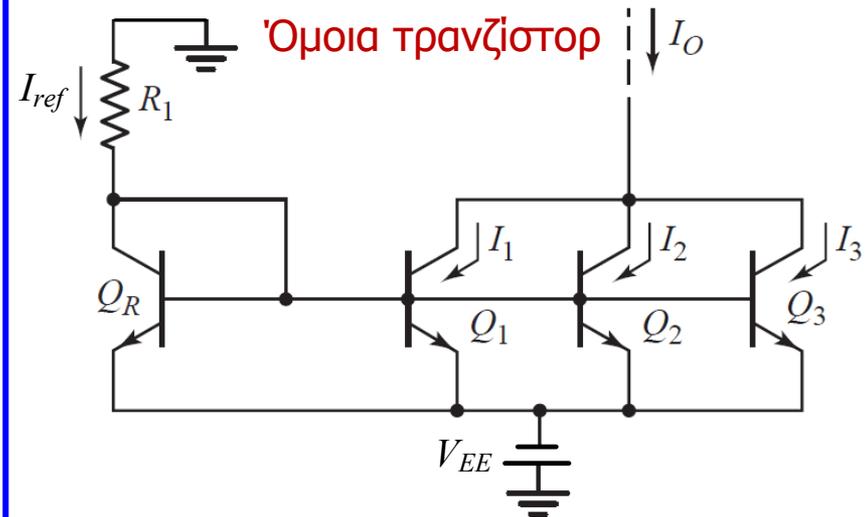
$$I_{O1} = I_{O2} = \dots = I_{ON} = \frac{I_{ref}}{1 + \frac{(1 + N)}{\beta}} \approx I_{ref}$$

$$I_O \approx 3 \cdot I_{ref}$$

Όμοια τρανζίστορ



Όμοια τρανζίστορ

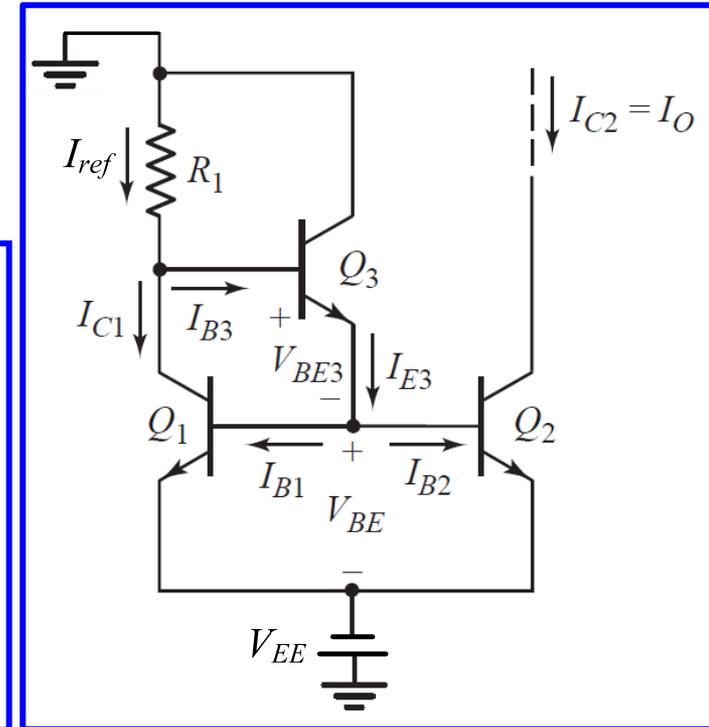


- Οι **καθρέφτες ρεύματος με πολλαπλά MOSFET** σχεδιάζονται και λειτουργούν με όμοιο τρόπο.

# Διπολικός καθρέφτης με αντιστάθμιση ρεύματος βάσης

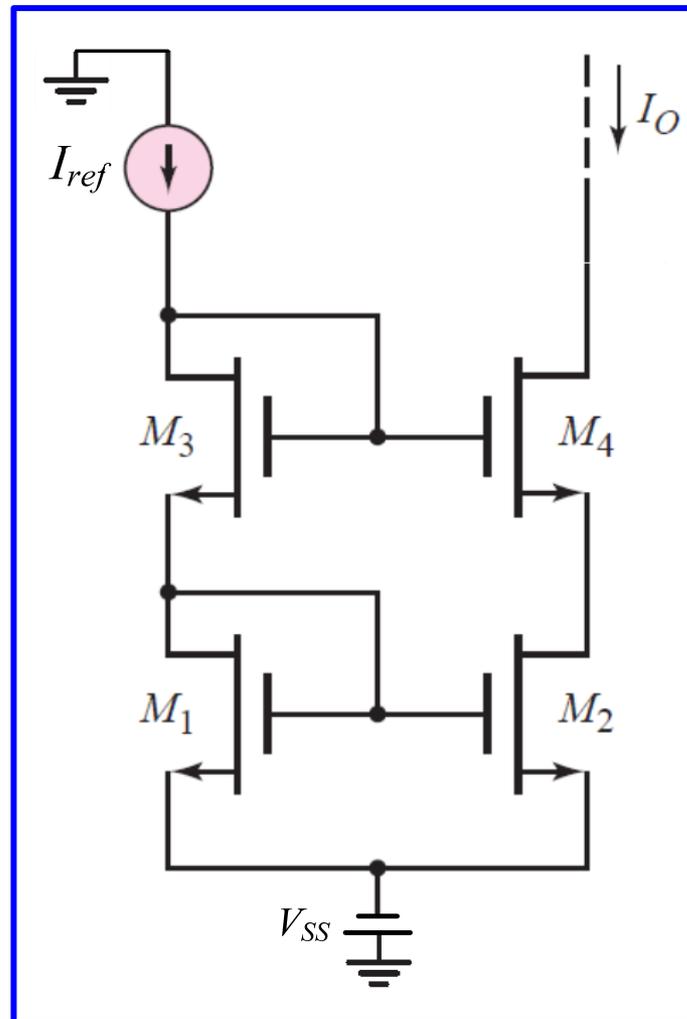
- Όταν παράγονται πολλαπλά αντίγραφα του ίδιου ρεύματος αναφοράς (δηλαδή, από ένα μόνο διπολικό τρανζίστορ), τότε η απόκλιση του λόγου ρεύματος αναφοράς και ρευμάτων εξόδου από την μονάδα στον διπολικό καθρέφτη μπορεί να γίνει σημαντική.
- Έχουν αναπτυχθεί τεχνικές με την εφαρμογή των οποίων, ο λόγος ρεύματος εξόδου και ρεύματος αναφοράς του διπολικού καθρέφτη προσεγγίζει περισσότερο την μονάδα.
- Μια τέτοια τεχνική είναι η αντιστάθμιση του ρεύματος βάσης, στην οποία ένα τρίτο διπολικό τρανζίστορ ( $Q_3$ ) παρέχει στο  $Q_2$  επιπλέον ρεύμα βάσης, ώστε η τιμή του ρεύματος εξόδου ( $I_O$ ) να πλησιάζει περισσότερο την τιμή του ρεύματος αναφοράς ( $I_{ref}$ ).

$$I_{E3} = I_{B1} + I_{B2} \Rightarrow (1 + \beta) \cdot I_{B3} = 2 \cdot I_{B2} \Rightarrow$$
$$I_{B3} = \frac{2 \cdot I_{B2}}{(1 + \beta)}, \quad I_{ref} = I_{C1} + I_{B3} \Rightarrow I_{ref} = I_{C2} + \frac{2 \cdot I_{B2}}{(1 + \beta)} \Rightarrow$$
$$I_{ref} = I_{C2} + \frac{2 \cdot I_{C2}}{\beta \cdot (1 + \beta)} \Rightarrow I_{ref} = I_O \cdot \left[ 1 + \frac{2}{\beta \cdot (1 + \beta)} \right] \Rightarrow$$
$$\frac{I_O}{I_{ref}} = \frac{\beta \cdot (\beta + 1)}{2 + \beta \cdot (\beta + 1)} \quad \beta = 100 \Rightarrow \quad I_O/I_{ref} = 0,999802$$



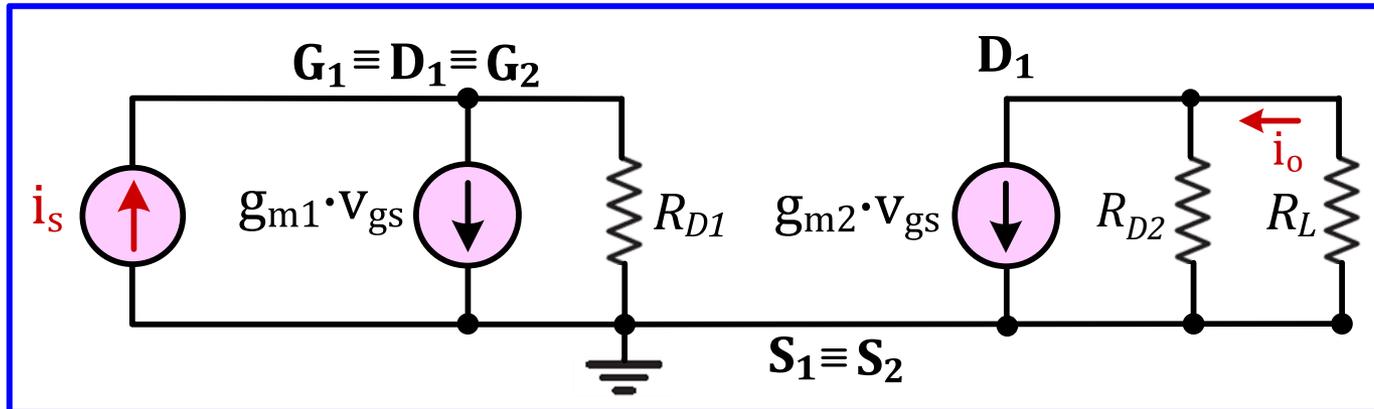
# Κασκωδικός καθρέφτης ρεύματος με MOSFET

- Εκτός από την ακρίβεια που απαιτείται σε έναν καθρέφτη ρεύματος, όσον αφορά την εγγύτητα στην μονάδα του λόγου των ρευμάτων εξόδου και αναφοράς, σημαντικό στοιχείο αποτελεί και η **αντίσταση εξόδου του καθρέφτη**.
- Η μεγάλη αντίσταση εξόδου ενός καθρέφτη ρεύματος (δηλαδή, της πηγής ρεύματος που πολώνει το ενεργό στοιχείο μιας ενισχυτικής βαθμίδας), αυξάνει την αντίσταση φορτίου του ενεργού στοιχείου της βαθμίδας.
- Επειδή η ενίσχυση τάσης είναι ανάλογη της αντίστασης φορτίου της ενισχυτικής βαθμίδας, η **αύξηση της αντίστασης εξόδου του καθρέφτη, συνεισφέρει στην αύξηση της ενίσχυσης τάσης**.
- Ενώ στον βασικό καθρέφτη ρεύματος, η αντίσταση εξόδου ισούται με την αντίσταση εξόδου του  $M_2$  ( $r_{o2}$ ), στον κασκωδικό καθρέφτη ρεύματος η αντίσταση εξόδου ισούται κατά προσέγγιση με  $r_{o2} \cdot r_{o4} \cdot g_m$  ( $r_{o4}$  και  $g_m$  είναι η αντίσταση εξόδου και η διαγωγιμότητα του  $M_4$ , αντίστοιχα).





# Ενισχυτής ρεύματος με καθρέφτη ρεύματος με MOSFET



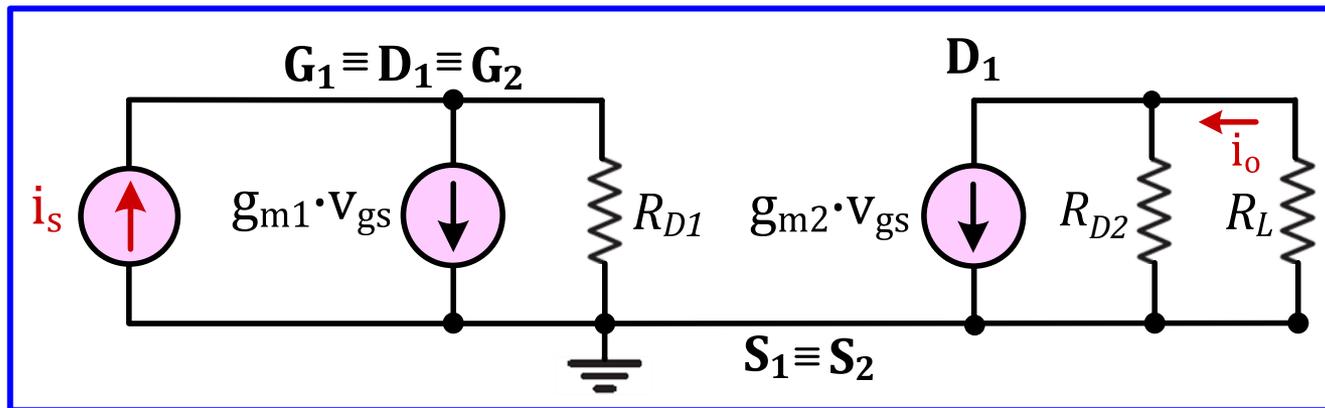
$$V_{gs1} = V_{gs2} = V_{gs} = V_{ds1}$$

$$V_{gs} = i_{R_{D1}} \cdot R_{D1} = (i_s - g_{m1} \cdot v_{gs}) \cdot R_{D1} \Rightarrow v_{gs} = \frac{R_{D1}}{1 + g_{m1} \cdot R_{D1}} \cdot i_s$$

$$i_o = \frac{R_{D2}}{R_{D2} + R_L} \cdot g_{m2} \cdot v_{gs} \Rightarrow i_o = \frac{R_{D2}}{R_{D2} + R_L} \cdot g_{m2} \cdot \frac{R_{D1}}{1 + g_{m1} \cdot R_{D1}} \cdot i_s \Rightarrow$$

$$A_i = \frac{i_o}{i_s} = \frac{R_{D2} \cdot R_{D1} \cdot g_{m2}}{(R_{D2} + R_L) \cdot (1 + g_{m1} \cdot R_{D1})}$$

# Ενισχυτής ρεύματος με καθρέπτη ρεύματος με MOSFET



Οι αντιστάσεις  $R_{D1}$  και  $R_{D2}$  μπορούν να αντικατασταθούν με ενεργά φορτία, δηλαδή MOSFET με πύλη και πηγή συνδεδεμένες μεταξύ τους ( $v_{ds} = v_{gs}$ ), που αντιστοιχούν σε αντιστάσεις από τις οποίες διέρχεται ρεύμα ίσο το ρεύμα που παράγουν:

$$R = v_{ds} / (g_m \cdot v_{gs}) = 1/g_m$$

$$R_{D2} \gg R_L, \quad g_{m1} \cdot R_{D1} \gg 1 \Rightarrow A_i = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \Rightarrow A_i = \frac{\sqrt{2 \cdot \beta_2 \cdot I_{D2}}}{\sqrt{2 \cdot \beta_1 \cdot I_{D1}}} \Rightarrow$$

$$A_i = \frac{\sqrt{\beta_2 \cdot \frac{\beta_2}{2} \cdot (V_{GS} - V_T)^2}}{\sqrt{\beta_1 \cdot \frac{\beta_1}{2} \cdot (V_{GS} - V_T)^2}} \Rightarrow A_i = \frac{\beta_2}{\beta_1} \Rightarrow A_i = \frac{W_2/L_2}{W_1/L_1}$$

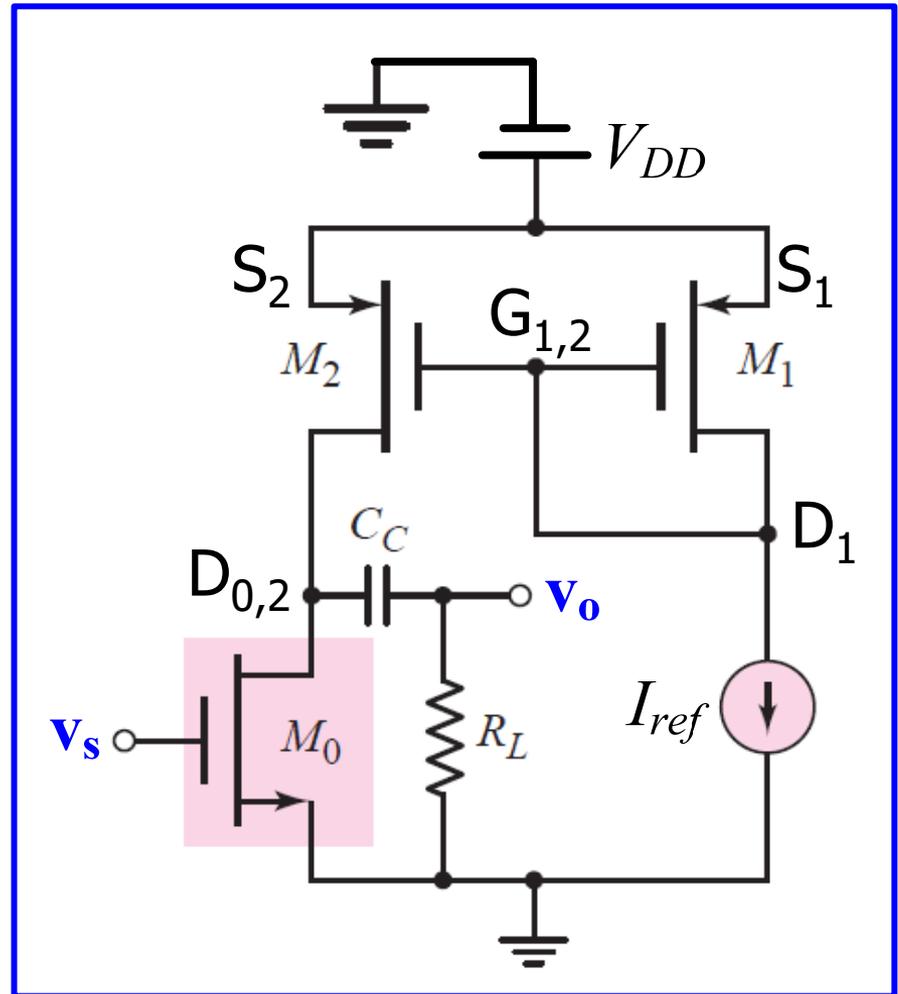
Παραδείγματα με καθρέπτες ρεύματος είναι διαθέσιμα στις **Ασκήσεις 1 έως 3**.

# Καθρέφτες ρεύματος με MOSFET ως ενεργό φορτίο

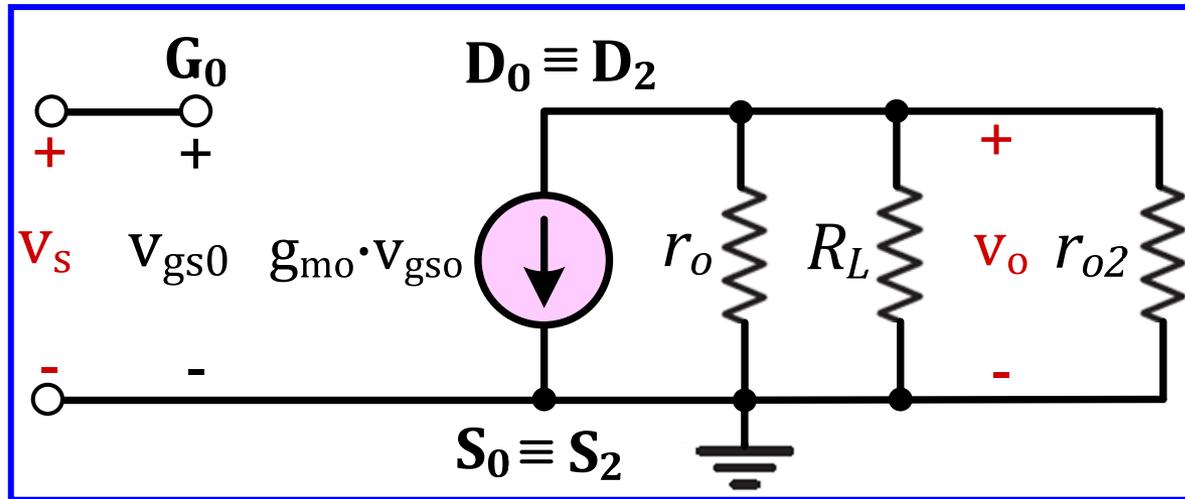
- Στην **ενότητα 3**, μελετήσαμε μια βαθμίδα ενισχυτή κοινής πηγής, στην οποία αντικαταστήσαμε την αντίσταση υποδοχής (αντίσταση φορτίου του ενεργού στοιχείου της βαθμίδας) με ένα MOSFET, στο οποίο η πύλη συνδέεται στην υποδοχή (λειτουργία διόδου).
- Η επιλογή αυτή βασίζεται στο γεγονός ότι τα MOSFET πλεονεκτούν έναντι των ωμικών αντιστάσεων, διότι καταλαμβάνουν μικρότερο χώρο στην επιφάνεια των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων και καταναλώνουν λιγότερη ενέργεια.
- Ένα MOSFET όταν χρησιμοποιείται ως φορτίο του ενεργού στοιχείου της ενισχυτικής βαθμίδας, αναφέρεται ως **ενεργό φορτίο (active load)**, αφού αντικαθιστά την αντίσταση φορτίου που είναι παθητικό στοιχείο.
- **Σημαντική εφαρμογή των καθρεφτών ρεύματος με MOSFET είναι η χρησιμοποίησή τους ως ενεργά φορτία σε ενισχυτικές βαθμίδες** (ενισχυτές απλής βαθμίδας, διαφορικοί ενισχυτές).
- Η χρησιμοποίησή τους ως ενεργό φορτίο **βελτιώνει σημαντικά την ενίσχυση τάσης** και διατηρεί την ισορροπία του σημείου λειτουργίας των ενεργών στοιχείων (ανταποκρίνεται καλύτερα από τις ωμικές αντιστάσεις στις μεταβολές του ρεύματος).
- Οι καθρέφτες ρεύματος με διπολικά τρανζίστορ μπορούν επίσης να χρησιμοποιηθούν ως ενεργά φορτία σε ενισχυτικές βαθμίδες.

# Καθρέφτες ρεύματος με MOSFET ως ενεργό φορτίο

Απλή ενισχυτική βαθμίδα  
κοινής πηγής με ενεργό  
φορτίο καθρέφτη  
ρεύματος με MOSFET

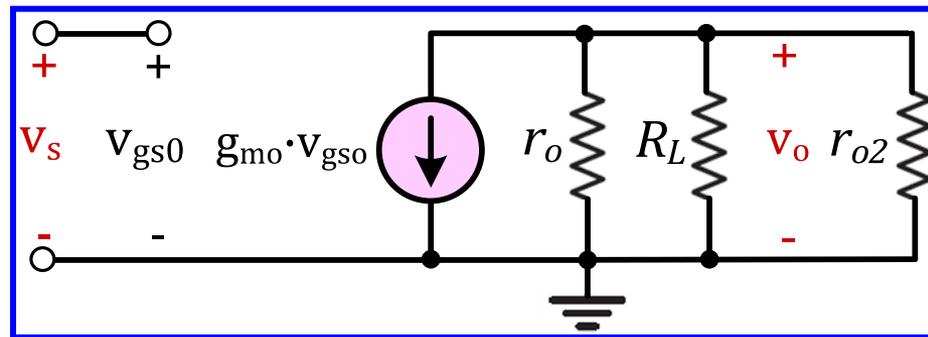


# Καθρέφτες ρεύματος με MOSFET ως ενεργό φορτίο



- Στο παραπάνω ισοδύναμο κύκλωμα στο εναλλασσόμενο (ac) έχουν ληφθεί υπόψη και οι αντιστάσεις εξόδου των MOSFET (διαμόρφωση μήκους καναλιού των MOSFET).
- Οι τάσεις  $v_{gs1}$  και  $v_{gs2}$  είναι μηδενικές, διότι στο εναλλασσόμενο οι ακροδέκτες πηγής των  $M_1$  και  $M_2$  συνδέονται στην γείωση και δεν υφίσταται διέγερση ac στους ακροδέκτες πύλης των  $M_1$  και  $M_2$ .
- Έτσι, το ισοδύναμο κύκλωμα του ενισχυτή στο εναλλασσόμενο απλοποιείται.

# Καθρέφτες ρεύματος με MOSFET ως ενεργό φορτίο



$$v_o = -g_{m0} \cdot v_{gs0} \cdot (R_L || r_o || r_{o2}) \Rightarrow$$

$$v_o = -g_{m0} \cdot v_s \cdot (R_L || r_o || r_{o2}) \Rightarrow$$

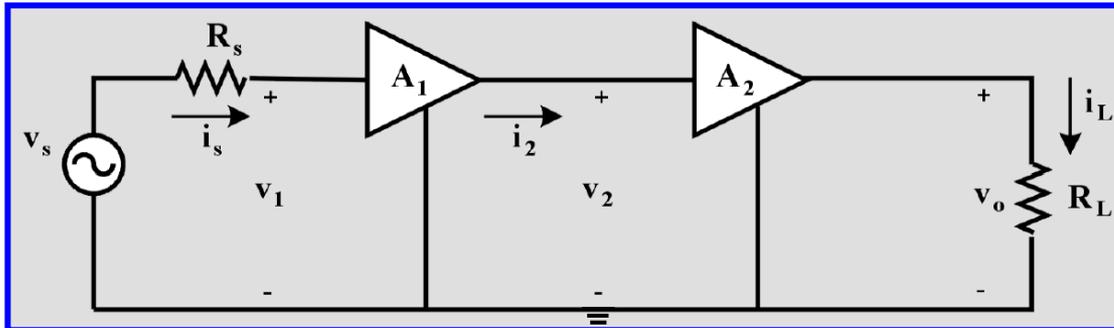
$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = -g_{m0} \cdot (R_L || r_o || r_{o2}) \xrightarrow{r_o=r_{o2}=\infty} A_v = \frac{v_o}{v_s} = -g_{m0} \cdot R_L$$

Οι αντιστάσεις εξόδου των MOSFET κυμαίνονται από αρκετές δεκάδες  $k\Omega$  έως μερικές εκατοντάδες  $k\Omega$ . Στα κυκλώματα με MOSFET συνήθως η έξοδος συνδέεται στην πύλη ενός άλλου MOSFET, με αποτέλεσμα η αντίσταση φορτίου ( $R_L$ ) να είναι αρκετά μεγάλη. Με την παράλληλη σύνδεση αντιστάσεων, η ισοδύναμη αντίσταση τείνει στην τιμή της μικρότερης αντίστασης.

**Η χρησιμοποίηση ενεργών φορτίων οδηγεί σε βελτίωση της ενίσχυσης τάσης.**

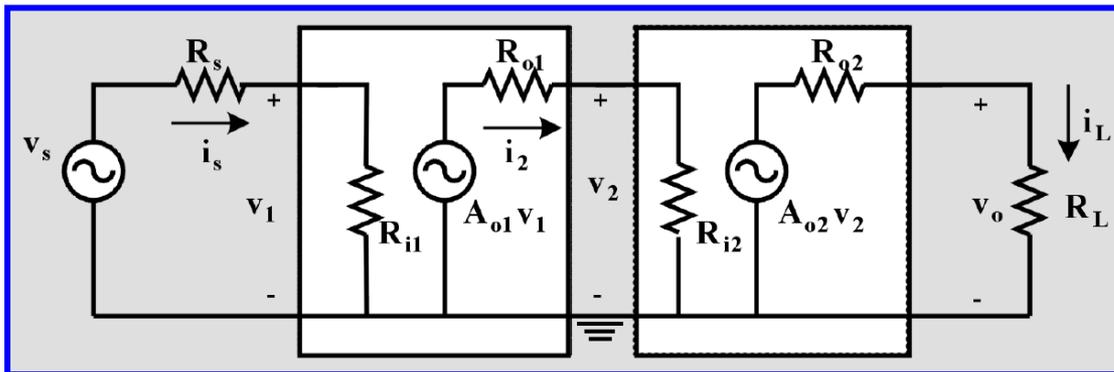
# Ενισχυτές με διαδοχικές βαθμίδες

- Όταν επιθυμούμε θέλουμε να πετύχουμε υψηλές ενισχύσεις, οδηγούμε την έξοδο μίας βαθμίδας ενισχυτή στην είσοδο μιας δεύτερης βαθμίδας κ.ο.κ. δημιουργώντας έναν **σύνθετο ενισχυτή που αποτελείται από διαδοχικές (cascade) βαθμίδες**.
- Οι ενισχύσεις τάσης, ρεύματος και ισχύος ενός ενισχυτή με διαδοχικές βαθμίδες δίνεται από το γινόμενο των ενισχύσεων των επιμέρους βαθμίδων.



$$A_V = \frac{V_o}{V_1} = \frac{V_o}{V_2} \cdot \frac{V_2}{V_1} = A_{V2} \cdot A_{V1}$$

$$A_I = \frac{i_L}{i_s} = \frac{i_L}{i_2} \cdot \frac{i_2}{i_s} = A_{i2} \cdot A_{i1}$$



$$A_P = A_V \cdot A_I = (A_{V2} \cdot A_{i2}) \cdot (A_{V1} \cdot A_{i1}) = A_{P1} \cdot A_{P2}$$

# Ενισχυτές με διαδοχικές βαθμίδες

- Εάν για τον προσδιορισμό των ενισχύσεων των επιμέρους βαθμίδων, εξεταστεί η καθεμία χωριστά, θα πρέπει η αντίσταση φορτίου κάθε βαθμίδας να είναι ίση με την αντίσταση εισόδου της βαθμίδας που ακολουθεί.
- Η αντίσταση εισόδου ενός ενισχυτή με διαδοχικές βαθμίδες ισούται με την αντίσταση εισόδου της πρώτης βαθμίδας, ενώ η αντίσταση εξόδου του ισούται με την αντίσταση εξόδου της τελευταίας βαθμίδας.
- Το μέγεθος των αντιστάσεων εισόδου και εξόδου διαφοροποιείται όταν εφαρμόζεται ανατροφοδότηση.
- Ο αναλυτικός προσδιορισμός της απόκρισης συχνότητας σε ενισχυτές πολλαπλών βαθμίδων είναι περίπλοκος, ιδιαίτερα όταν οι βαθμίδες δεν είναι ίδιες μεταξύ τους.
- Όταν οι επιμέρους βαθμίδες είναι ίδιες, μπορούμε να προσδιορίσουμε την ανώτερη και την κατώτερη συχνότητα αποκοπής, εάν είναι γνωστή η απόκριση συχνότητας μίας βαθμίδας.

# Ενισχυτές με διαδοχικές βαθμίδες

- Περιοχή χαμηλών συχνοτήτων:

Απόκριση  
συχνότητας  
ενισχυτή  
μίας βαθμίδας

$$A = \frac{A_m}{1 - j \frac{\omega_L}{\omega}}$$

$$A_n = \left( \frac{A_m}{1 - j \frac{\omega_L}{\omega}} \right)^n$$

Απόκριση  
συχνότητας  
ενισχυτή  
n όμοιων  
βαθμίδων

$$\omega_{Ln} = \frac{\omega_L}{\sqrt{2^{1/n} - 1}} \Rightarrow \omega_{Ln} > \omega_L$$

Κατώτερη  
συχνότητα  
αποκοπής

$$\sqrt{2^{1/n} - 1} < 1$$

- Περιοχή υψηλών συχνοτήτων:

Απόκριση  
συχνότητας  
ενισχυτή  
μίας βαθμίδας

$$A = \frac{A_m}{1 + j \frac{\omega}{\omega_H}}$$

$$A_n = \left( \frac{A_m}{1 + j \frac{\omega}{\omega_H}} \right)^n$$

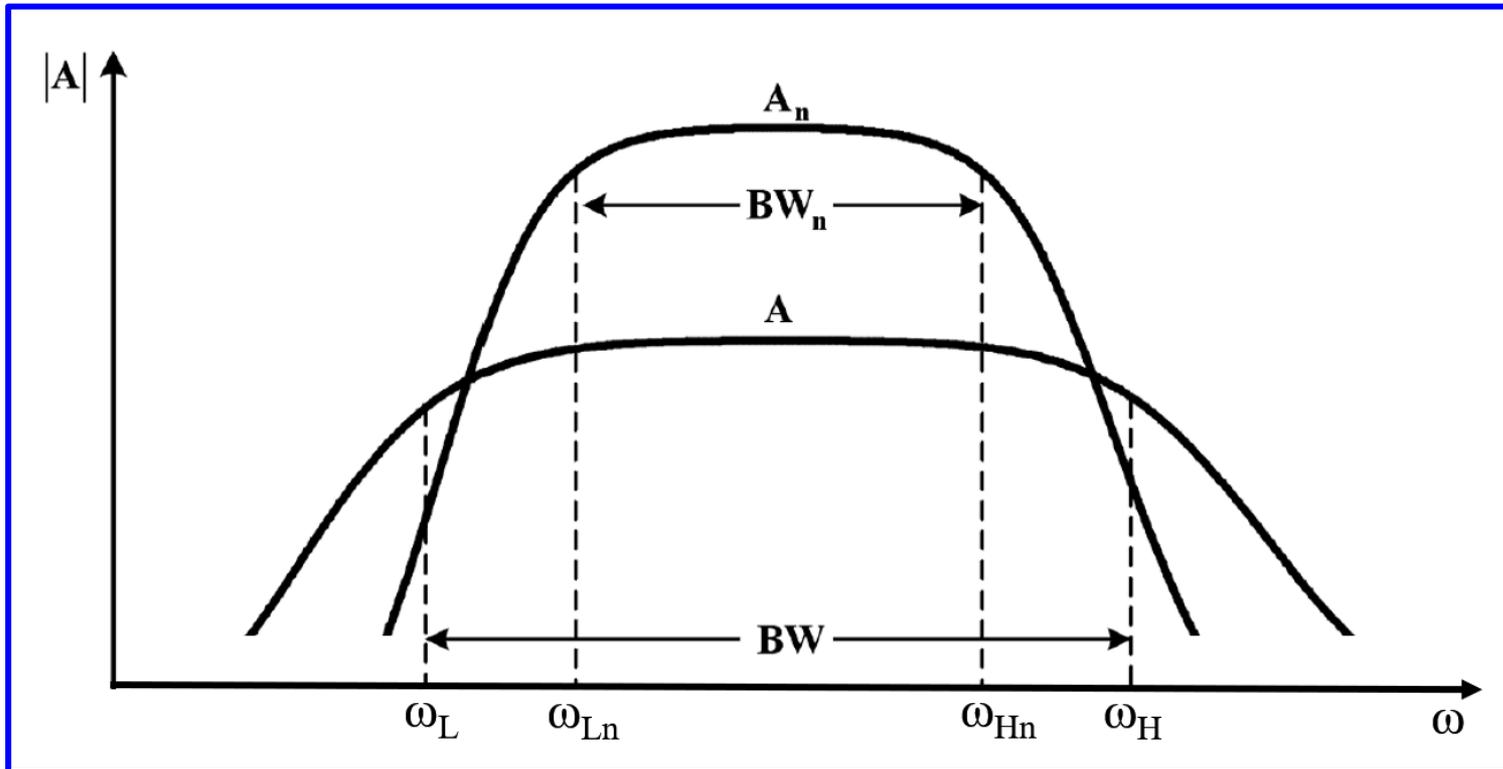
Απόκριση  
συχνότητας  
ενισχυτή  
n όμοιων  
βαθμίδων

$$\omega_{Hn} = \omega_H \cdot \sqrt{2^{1/n} - 1} \Rightarrow \omega_{Hn} < \omega_H$$

Ανώτερη συχνότητα  
αποκοπής

# Ενισχυτές με διαδοχικές βαθμίδες

- Επομένως, για το σχεδιασμό ενός ενισχυτή πολλών όμοιων βαθμίδων, απαιτείται οι επιμέρους βαθμίδες να έχουν μεγαλύτερο εύρος συχνοτήτων από το επιθυμητό εύρος συχνοτήτων του ενισχυτή πολλαπλών βαθμίδων.

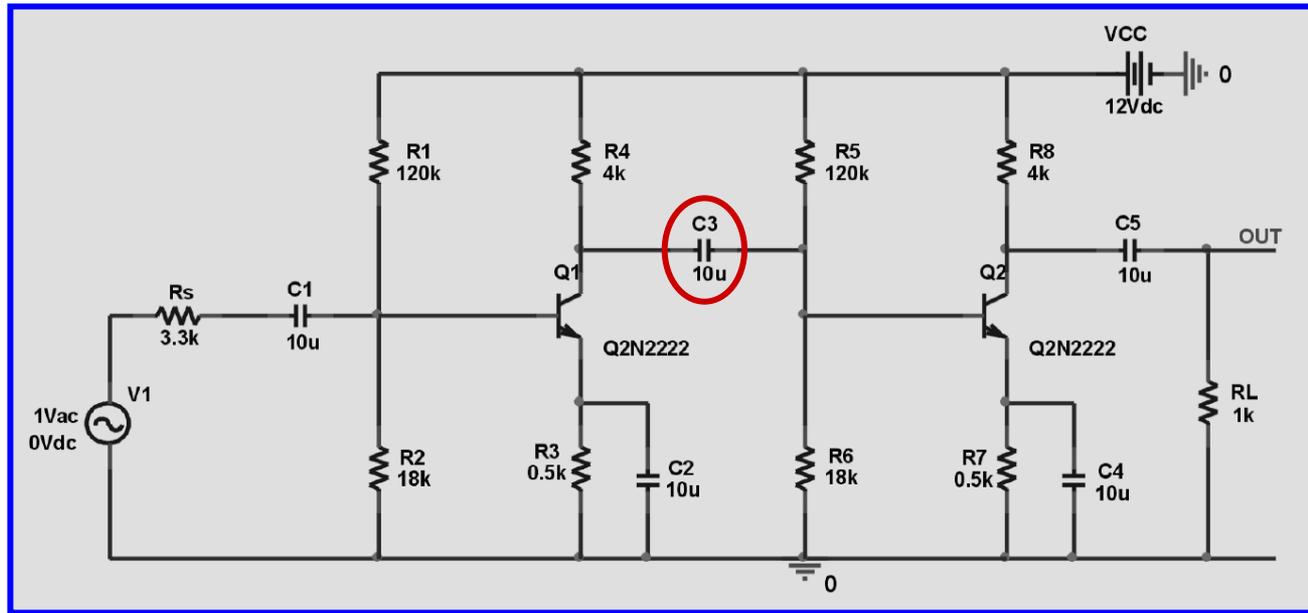


- Γενικά, το εύρος συχνοτήτων ενός ενισχυτή πολλών ανόμοιων βαθμίδων καθορίζεται από τη βαθμίδα με το στενότερο εύρος συχνοτήτων.

# Τρόποι σύζευξης βαθμίδων ενισχυτών

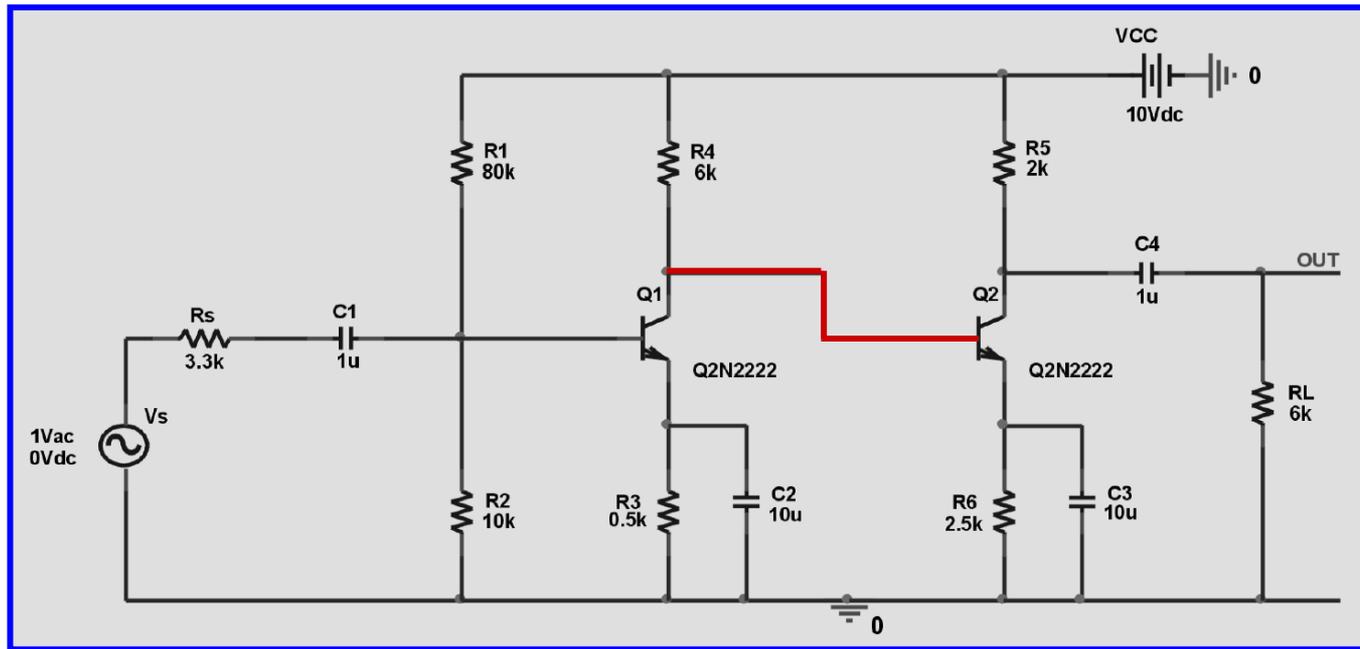
- Η σύζευξη ενισχυτικών βαθμίδων (με διπολικά τρανζίστορ ή MOSFET) για τη δημιουργία ενός ενισχυτή πολλών βαθμίδων επιτυγχάνεται με τους παρακάτω τρόπους:
  - ✓ Μέσω **πυκνωτή σύζευξης** ή **χωρητική σύζευξη** (capacitor coupled amplifiers).
  - ✓ Με **απευθείας σύζευξη** (DC, direct coupling) των βαθμίδων.
  - ✓ Μέσω **μετασχηματιστή** (επαγωγική σύζευξη).
- Ο τρόπος σύζευξης των βαθμίδων προσδίδει στον ενισχυτή ορισμένα χαρακτηριστικά, με βάση τα οποία ο ενισχυτής επιλέγεται για συγκεκριμένη χρήση.

# Ενισχυτές με σύζευξη βαθμίδων μέσω πυκνωτή



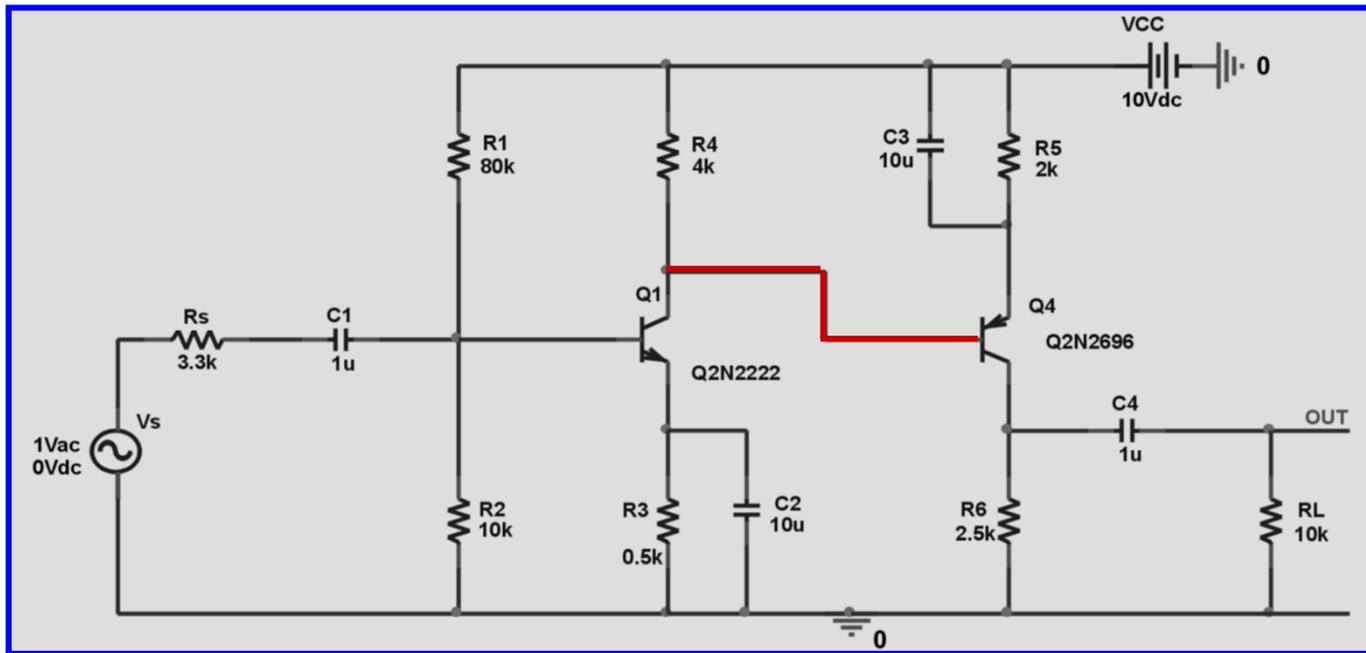
- Στη σύζευξη βαθμίδων μέσω πυκνωτή, **οι επιμέρους βαθμίδες είναι απομονωμένες μεταξύ τους, όσον αφορά τη λειτουργία τους το συνεχές**, επομένως η πόλωση της μίας βαθμίδας δεν επηρεάζεται από τις άλλες.
- Συνεπώς, οι βαθμίδες μπορεί να είναι ίδιες μεταξύ τους και έτσι σχεδιάζοντας τη μια από αυτές αποφεύγουμε τον σχεδιασμό των υπολοίπων.
- Χαρακτηριστικά της μεθόδου είναι: η απλότητα του σχεδιασμού, ο επηρεασμός της απόκρισης συχνότητας των ενισχυτών από την παρουσία του πυκνωτή σύζευξης και η μη αποφυγή των αντιστάσεων πόλωσης για κάθε τρανζίστορ.

# Ενισχυτές με απευθείας σύζευξη (DC)



- Απλούστερη δομή όπου η πόλωση του δεύτερου τρανζίστορ επιτυγχάνεται χωρίς αντιστάσεις, αλλά μέσω του πρώτου τρανζίστορ.
- Το συνεχές δυναμικό του συλλέκτη του δεύτερου τρανζίστορ είναι κατά  $V_{CB}$  μεγαλύτερο από το δυναμικό του συλλέκτη του πρώτου τρανζίστορ.
- Η αύξηση αυτή θέτει περιορισμό στον αριθμό των βαθμίδων που μπορούν να συζευχθούν, λόγω περιορισμού των περιθωρίων τάσεων πόλωσης των τρανζίστορ στην ενεργό περιοχή λειτουργίας.

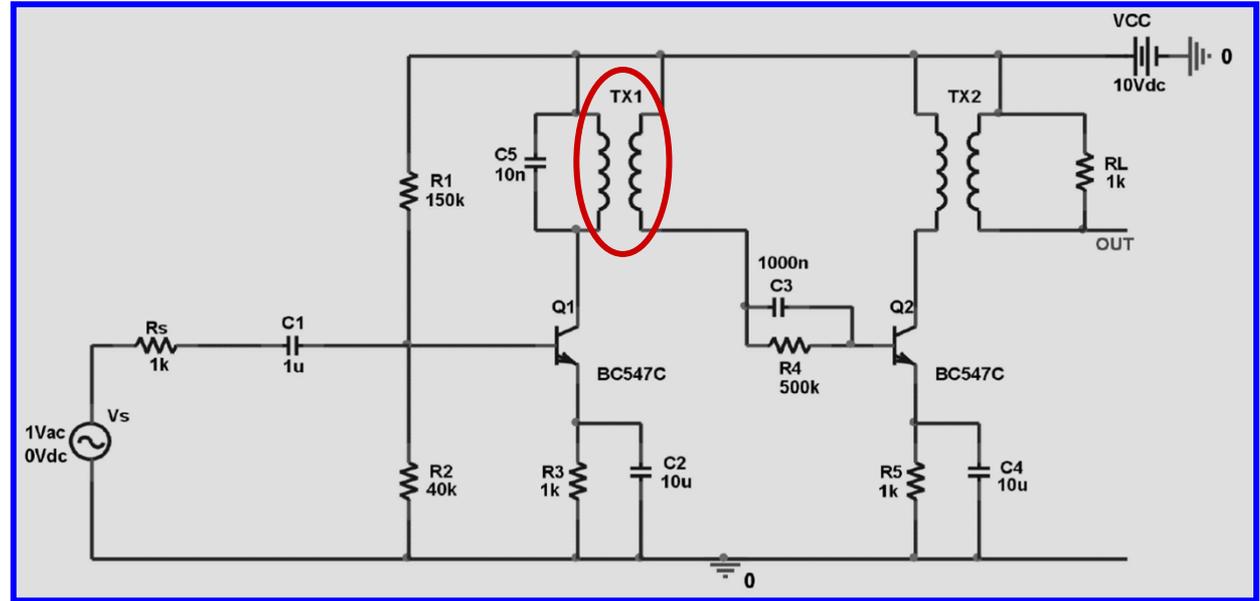
# Ενισχυτές με απευθείας σύζευξη (DC)



- Το πρόβλημα αποφεύγεται με χρήση συμπληρωματικών **npn-pnp τρανζίστορ**.
- Έτσι, η εναλλαγή στην στάθμη δυναμικού των συλλεκτών επιτρέπει την σύζευξη οποιουδήποτε πλήθους βαθμίδων.
- Η παρουσία ωστόσο των τρανζίστορ npn περιορίζει την απόκριση συχνότητας των ενισχυτών, λόγω των μεγαλύτερων εσωτερικών χωρητικοτήτων, καθώς και μεγαλύτερων αντιστάσεων που οφείλονται στην μικρότερη κινητικότητα των οπών σε σχέση με τα ηλεκτρόνια.
- Παραδείγματα ενισχυτών με διαδοχικές βαθμίδες είναι διαθέσιμα στις **Ασκήσεις 5 έως 9**.

# Ενισχυτές με επαγωγική σύζευξη

- Σύζευξη σήματος εξόδου πρώτης βαθμίδας στην είσοδο της δεύτερης βαθμίδας μέσω M/T.
- Απομόνωση των δύο βαθμίδων στο συνεχές ρεύμα.
- Συνεισφορά του M/T στην αύξηση της ενίσχυσης.



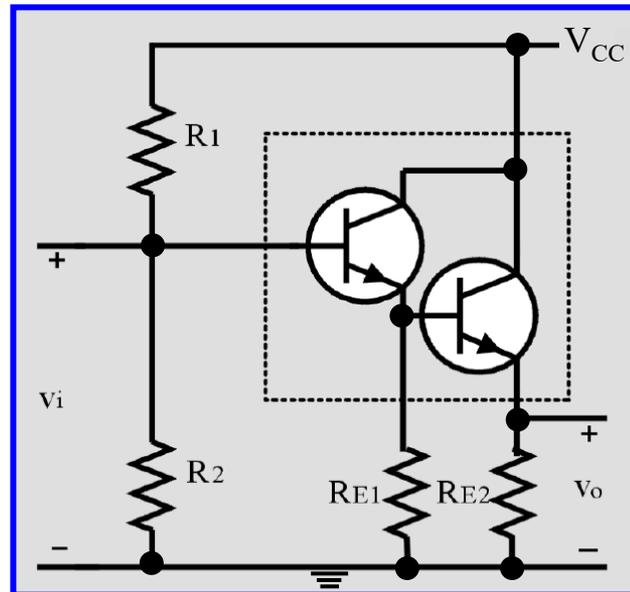
- Στις χαμηλές συχνότητες η επαγωγική αντίδραση των πηνίων του M/T είναι περιορισμένη, με αποτέλεσμα το σήμα να μην μεταφέρεται αποτελεσματικά (παραμόρφωση).
- Επίσης, στις υψηλές συχνότητες εμφανίζονται χωρητικότητες μεταξύ των σπειρών των πηνίων που επηρεάζουν την απόκριση του ενισχυτή (μειώνουν την ανώτερη συχνότητα αποκοπής).
- Επομένως, **οι ενισχυτές με επαγωγική σύζευξη είναι ενισχυτές στενής ζώνης συχνοτήτων.**
- Άλλα μειονεκτήματα είναι το κόστος, το μέγεθος και το βάρος του μετασχηματιστή που καθιστούν αδύνατη την χρησιμοποίησή του σε ολοκληρωμένα κυκλώματα, καθώς και η ευαισθησία του σε εξωτερικά μαγνητικά πεδία (δημιουργία θορύβου).

# Ενισχυτές με απευθείας σύζευξη (σύνθετοι ενισχυτές)

- Με τον όρο **σύνθετοι ενισχυτές**, εννοούμε τους ενισχυτές που προκύπτουν με απευθείας σύζευξη βαθμίδων απλών ενισχυτών με διπολικά τρανζίστορ σε σύνδεση κοινού εκπομπού, κοινής βάσης και κοινού συλλέκτη ή με MOSFET σε σύνδεση κοινής πηγής, κοινής πύλης και κοινής υποδοχής.
- Με τον τρόπο αυτό μπορούν να συνδυαστούν τα πλεονεκτήματα των επιμέρους βαθμίδων και να σχεδιαστούν ενισχυτές με ιδιαίτερα και χρήσιμα χαρακτηριστικά.
- Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζουν οι ενισχυτές:
  - ✓ κοινού συλλέκτη – κοινού συλλέκτη, κοινής υποδοχής – κοινής υποδοχής
  - ✓ κοινού συλλέκτη – κοινού εκπομπού, κοινής υποδοχής – κοινής πηγής
  - ✓ κοινού εκπομπού – κοινής βάσης, κοινής πηγής – κοινής πύλης  
(**κασκωδικοί ενισχυτές**)
  - ✓ καθώς και ο **διαφορικός ενισχυτής** (κοινού εκπομπού – κοινού εκπομπού με κοινή αντίσταση εκπομπού, κοινής πηγής – κοινής πηγής με κοινή αντίσταση πηγής).
- Οι δύο πρώτοι σύνθετοι ενισχυτές βασίζονται σε ζεύγος διπολικών τρανζίστορ ή MOSFET που αναφέρεται ως **ζεύγος Darlington**.

# Ενισχυτής κοινού συλλέκτη – κοινού συλλέκτη

- Το ζεύγος των τρανζίστορ που περιλαμβάνεται στον σύνθετο ενισχυτή ΚΣ–ΚΣ, είναι γνωστό ως **ζεύγος Darlington**.
- Οι δύο συλλέκτες συνδέονται μεταξύ τους και ο εκπομπός του πρώτου τρανζίστορ συνδέεται στη βάση του δεύτερου.
- Αυτός ο τρόπος σύνδεσης οδηγεί στην ουσία σε ένα μεγαλύτερο τρανζίστορ του οποίου ο συλλέκτης είναι οι κοινοί συλλέκτες των δύο τρανζίστορ, βάση είναι η βάση του πρώτου τρανζίστορ και εκπομπός είναι ο εκπομπός του δεύτερου τρανζίστορ.

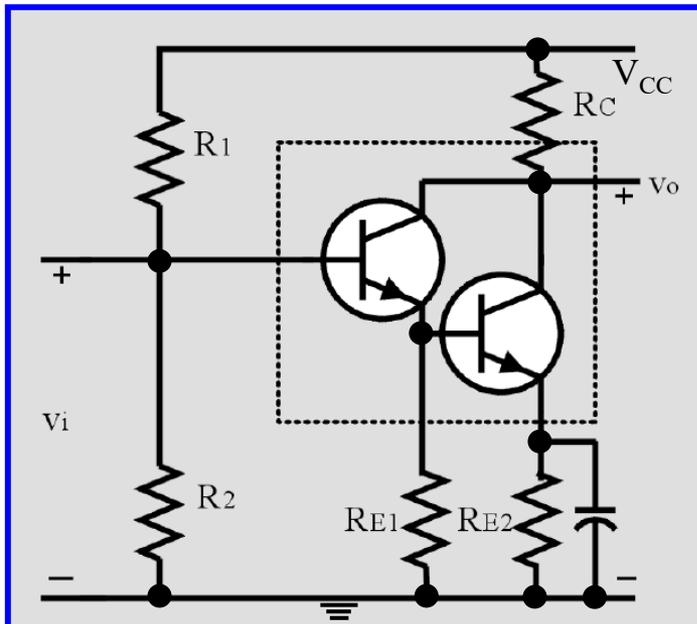


# Ενισχυτής κοινού συλλέκτη – κοινού συλλέκτη

- Η **ενίσχυση ρεύματος** του ζεύγους Darlington είναι περίπου ίση με το **γινόμενο των ενισχύσεων ρεύματος των δύο τρανζίστορ (Άσκηση 4)**.
- Η **αντίσταση εισόδου** είναι **αυξημένη κατά  $h_{fe}$  φορές** περίπου από ότι σε έναν ενισχυτή ΚΣ απλής βαθμίδας, η δε **αντίσταση εξόδου** είναι **πολύ μικρότερη**.
- Η **συχνότητα μοναδιαίας ενίσχυσης ( $f_T$ )** του ζεύγους Darlington είναι περίπου  **$h_{fe}$  φορές μικρότερη** από εκείνη που παρουσιάζει ένας ενισχυτής ΚΣ απλής βαθμίδας.
- Η **ενίσχυση τάσης** πλησιάζει περισσότερο προς τη **μονάδα** από ότι σε έναν ενισχυτή απλής βαθμίδας ΚΣ, καθιστώντας τον σύνθετο ενισχυτή έναν πιο αποτελεσματικό **απομονωτή**.
- Η παρουσία του ζεύγους Darlington είναι συχνή σε ολοκληρωμένους ενισχυτές και σε εφαρμογές όπου απαιτείται **υψηλή ενίσχυση ρεύματος**.

# Ενισχυτής κοινού συλλέκτη – κοινού εκπομπού

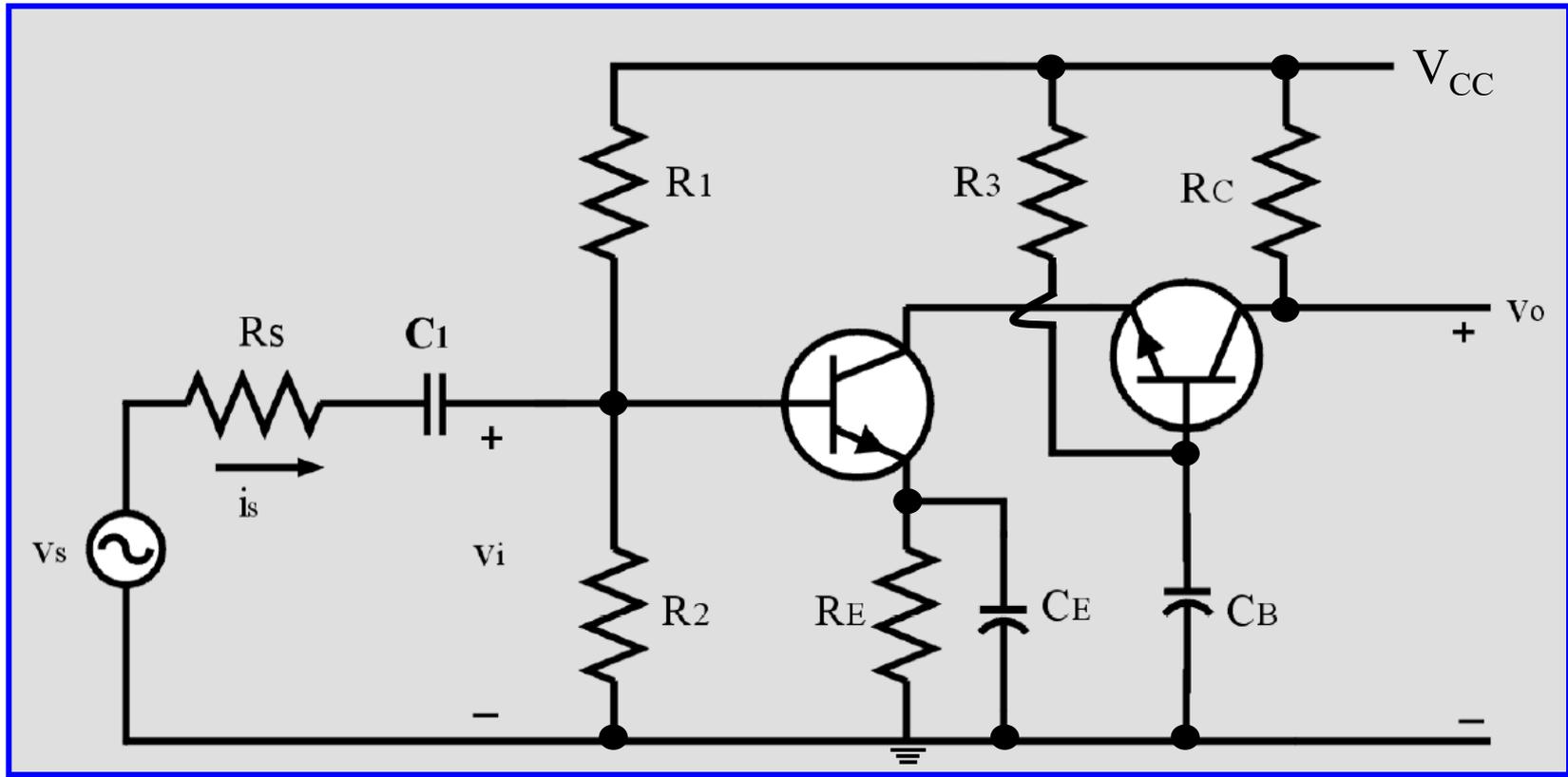
- Όταν εκτός από μεγάλη ενίσχυση ρεύματος και μεγάλη αντίσταση εισόδου απαιτείται και **μεγάλη ενίσχυση τάσης**, τότε η λύση είναι ο **σύνθετος ενισχυτής κοινού συλλέκτη – κοινού εκπομπού (ΚΣ–ΚΕ)**.
- Ουσιαστικά, ένας ενισχυτής ΚΣ–ΚΕ προκύπτει εάν σε μία απλή βαθμίδα κοινού εκπομπού (ΚΕ) αντικαταστήσουμε το τρανζίστορ με ένα ζεύγος Darlington.
- Η **ενίσχυση ρεύματος** και η **αντίσταση εισόδου** είναι **αυξημένη κατά  $h_{fe}$  φορές** περίπου από ότι σε ένα διπολικό τρανζίστορ.



Παρόμοια χαρακτηριστικά με τους ενισχυτές κοινού συλλέκτη – κοινού συλλέκτη και κοινού συλλέκτη – κοινού εκπομπού έχουν οι αντίστοιχοι ενισχυτές **κοινής υποδοχής – κοινής υποδοχής, κοινής υποδοχής – κοινής πηγής** που βασίζονται σε αντίστοιχο με το ζεύγος Darlington, ζεύγος MOSFET

# Κασκωδικός ενισχυτής με διπολικά τρανζίστορ

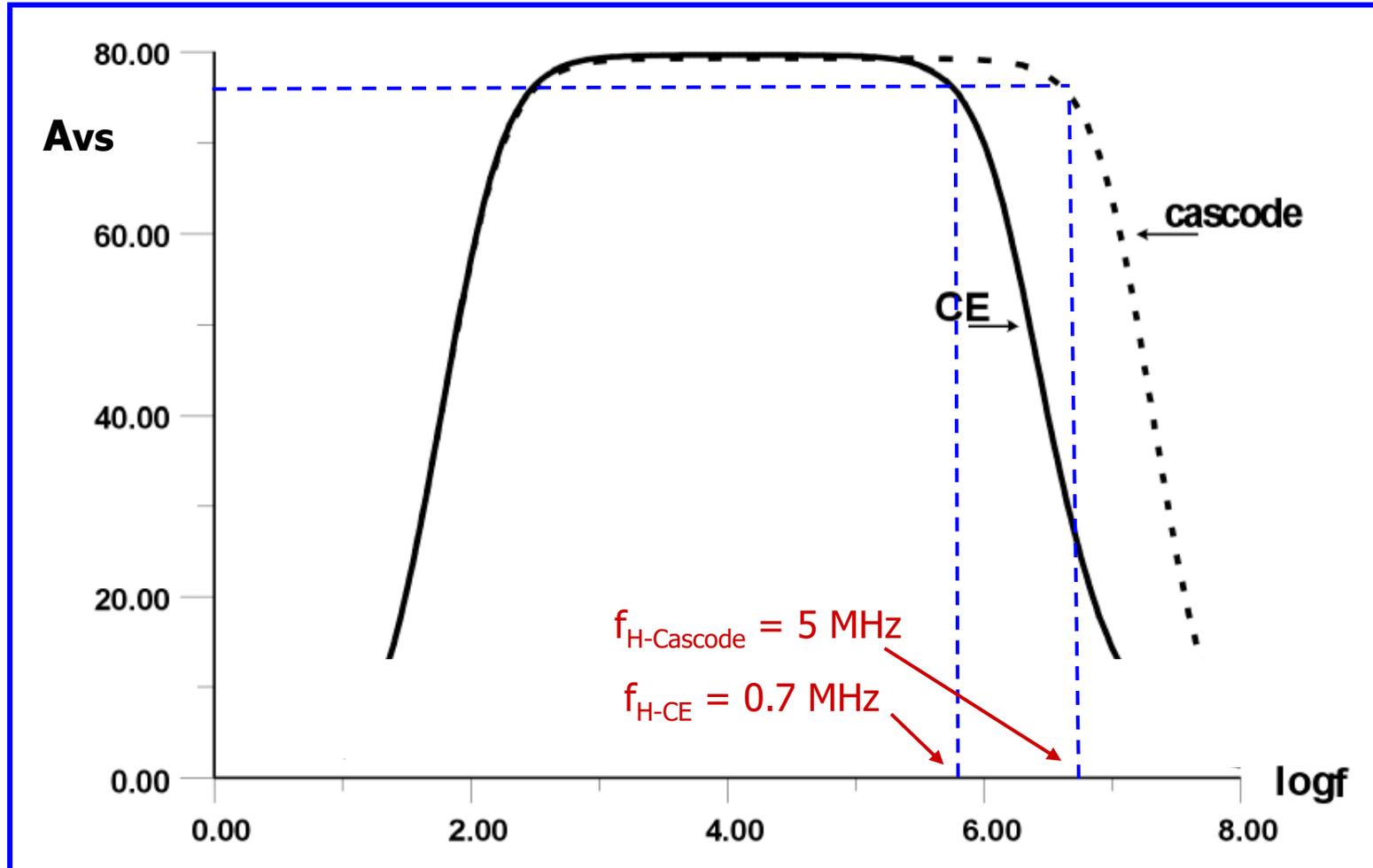
- Ο **κασκωδικός (cascode) ενισχυτής** είναι σύνθετος ενισχυτής που προκύπτει από **απευθείας σύζευξη** μίας βαθμίδας κοινού εκπομπού και μίας βαθμίδας κοινής βάσης (**ΚΕ-ΚΒ**).



# Κασκωδικός ενισχυτής με διπολικά τρανζίστορ

- Στον ενισχυτή αυτόν, η **απόκριση υψηλών συχνοτήτων καθορίζεται από τη βαθμίδα ΚΕ**, αφού η βαθμίδα ΚΒ έχει καλύτερη συμπεριφορά στις υψηλές συχνότητες συγκριτικά με τη βαθμίδα ΚΕ.
- Ο συλλέκτης της βαθμίδας ΚΕ έχει ως φορτίο την αντίσταση εισόδου της βαθμίδας ΚΒ, η οποία όπως είναι πολύ μικρή.
- Επομένως, η **ισοδύναμη χωρητικότητα της βαθμίδας ΚΕ στις υψηλές συχνότητες είναι μικρότερη στον κασκωδικό ενισχυτή** από εκείνη της απλής βαθμίδας ΚΕ [ $C_{eq} = C_{\pi} + C_{\mu} (1 + g_m \cdot R_L)$ ].
- Αφού στις υψηλές συχνότητες η απόκριση του ενισχυτή καθορίζεται από το κύκλωμα εισόδου (δηλ. από την  $C_{eq}$ ), η **σταθερά χρόνου του κυκλώματος εισόδου του κασκωδικού ενισχυτή είναι μικρότερη** από εκείνη της απλής βαθμίδας ΚΕ, οπότε η **ανώτερη συχνότητα αποκοπής του κασκωδικού ενισχυτή είναι μεγαλύτερη**, οδηγώντας σε **καλύτερη απόκριση συχνότητας**.
- Ο κασκωδικός ενισχυτής έχει **υψηλή αντίσταση εισόδου** (όπως η βαθμίδα ΚΕ) και **υψηλή αντίσταση εξόδου** (όπως η βαθμίδα ΚΒ).
- Οι **ενισχύσεις τάσης και ρεύματος** του κασκωδικού ενισχυτή **προσεγγίζουν τις αντίστοιχες του ενισχυτή κοινού εκπομπού**.

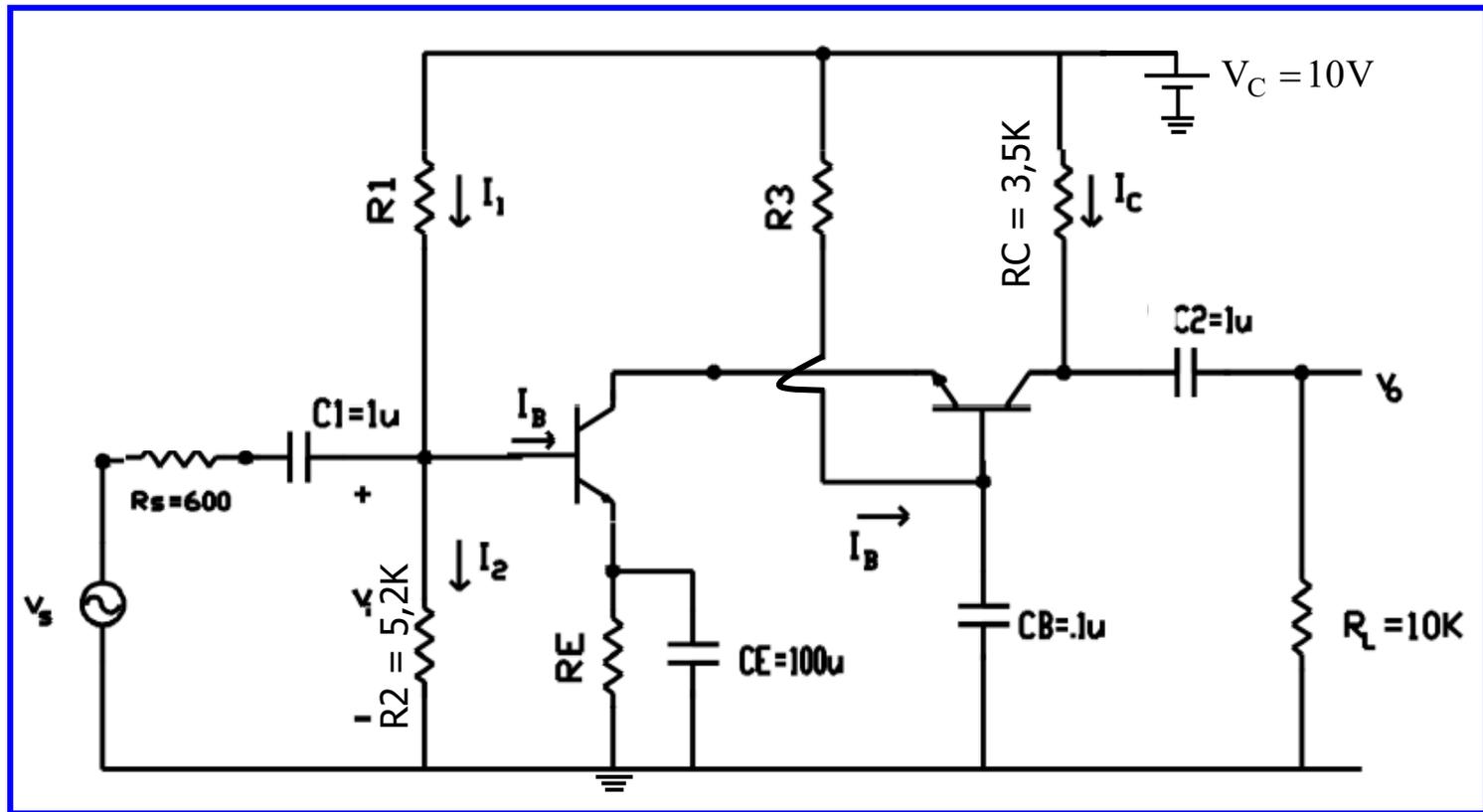
# Κασκωδικός ενισχυτής με διπολικά τρανζίστορ



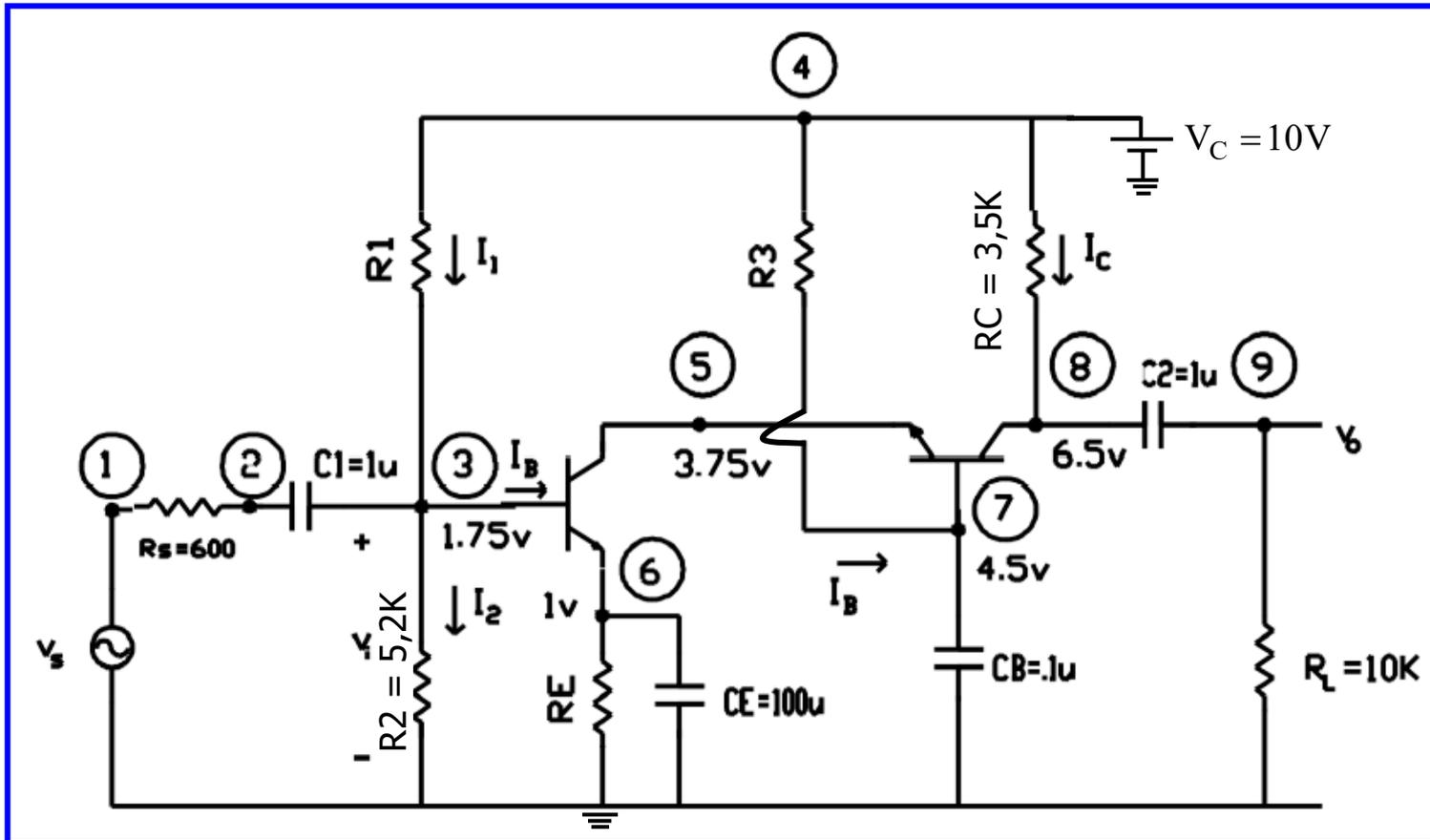
Στις υψηλές συχνότητες ο κασκωδικός ενισχυτής υπερέχει έναντι του ενισχυτή ΚΕ, ενώ στις χαμηλές και μεσαίες συχνότητες οι δύο αποκρίσεις είναι παρόμοιες.

# Παράδειγμα 1<sup>ο</sup>: κασκωδικός ενισχυτής

Για τον κασκωδικό ενισχυτή του σχήματος, θα υπολογίσουμε τις τιμές των αντιστάσεων  $R_1$ ,  $R_3$  και  $R_E$ . Για τα δύο τρανζίστορ του ενισχυτή δίνονται:  
 $\beta = 200$ ,  $I_C = 1 \text{ mA}$ ,  $V_{BE} = 0,75 \text{ V}$  και  $V_{CB} = 2 \text{ V}$ .



# Παράδειγμα 1<sup>ο</sup>: κασκωδικός ενισχυτής



Χρησιμοποιώντας τα δεδομένα υπολογίζουμε τα δυναμικά στους κόμβους του κυκλώματος ξεκινώντας από τον κόμβο της τάσης τροφοδοσίας, όπως φαίνεται στο διπλανό σχήμα.

$$V_C - I_C R_C = 6.5 \text{ V} = V_8$$

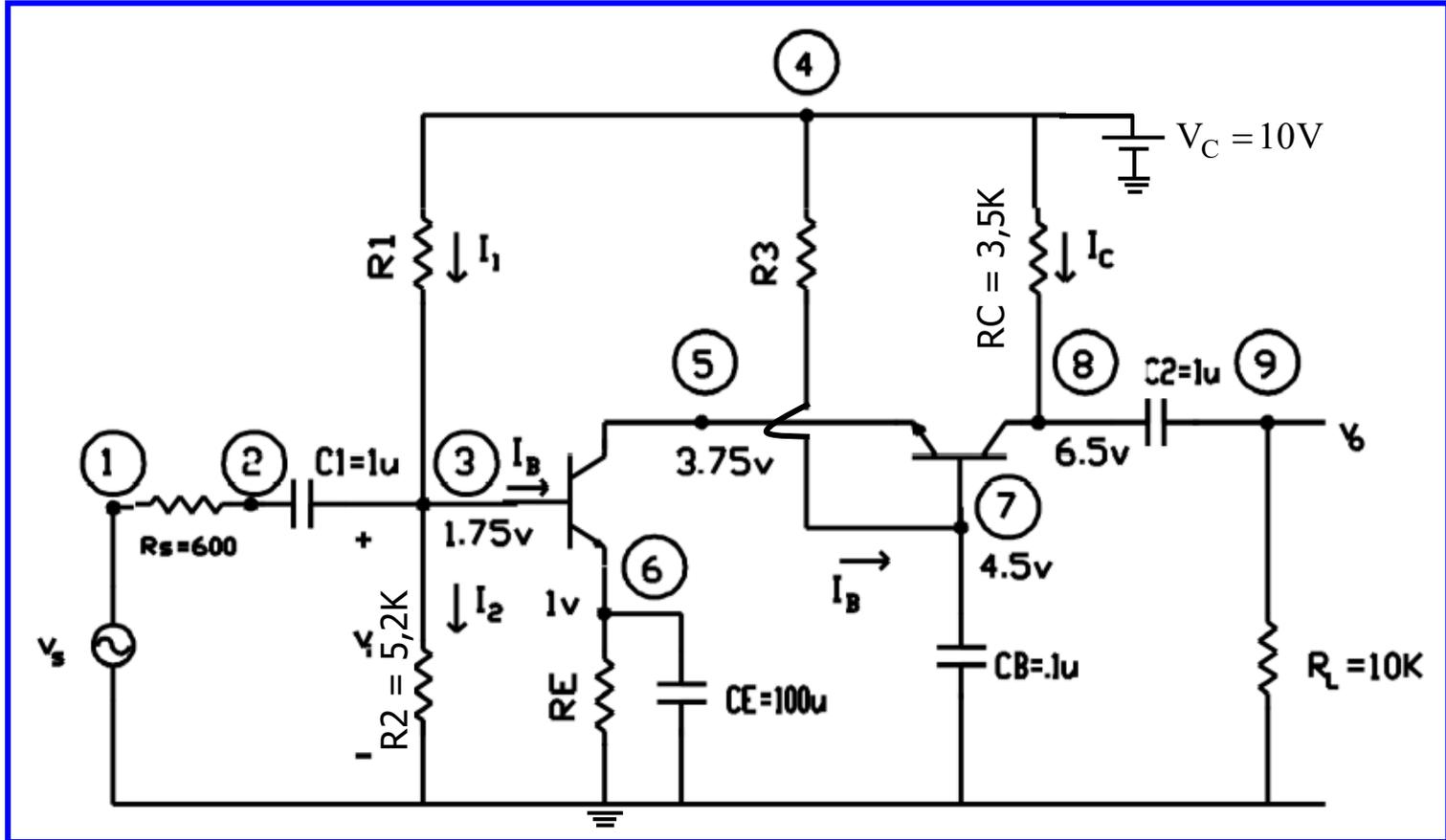
$$4.5 \text{ V} - V_{BE} = 3.75 \text{ V} = V_5$$

$$1.75 \text{ V} - V_{BE} = 1 \text{ V} = V_6$$

$$6.5 \text{ V} - V_{CB} = 4.5 \text{ V} = V_7$$

$$3.75 \text{ V} - V_{CB} = 1.75 \text{ V} = V_3$$

# Παράδειγμα 1<sup>ο</sup>: κασωδικός ενισχυτής



$$R_E = \frac{1}{I_C} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{10 - 4,5}{I_B} = 1,1 \text{ M}\Omega$$

$$I_2 = \frac{1,75}{R_2} = 337 \mu\text{A}$$

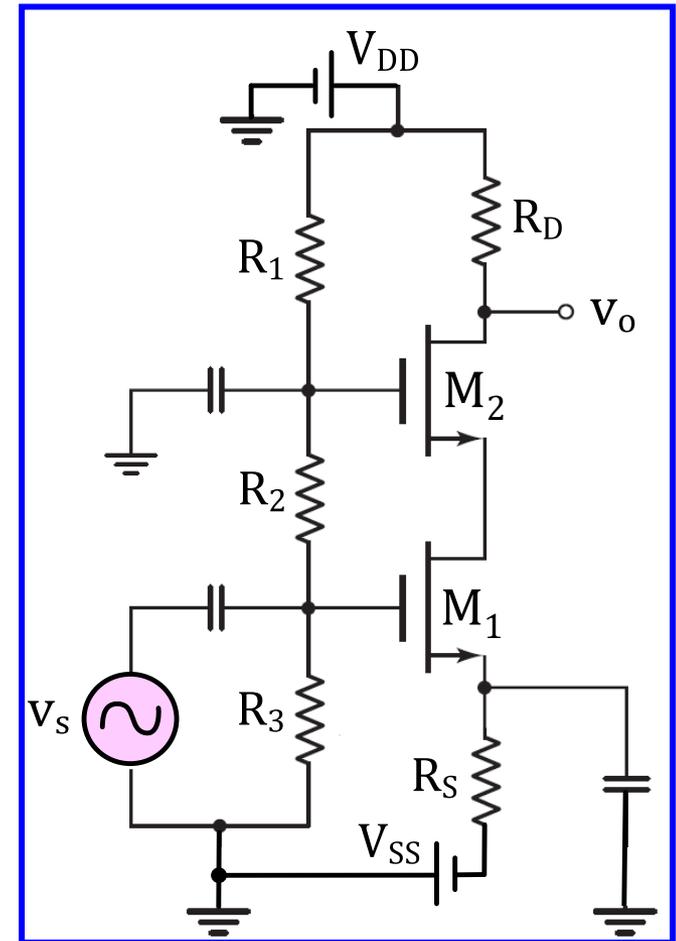
$$R_1 = \frac{10 - 1,75}{I_1} = 24 \text{ k}\Omega$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = 5 \mu\text{A}$$

$$I_1 = I_2 + I_B = 342 \mu\text{A}$$

# Κασκωδικός ενισχυτής με MOSFET

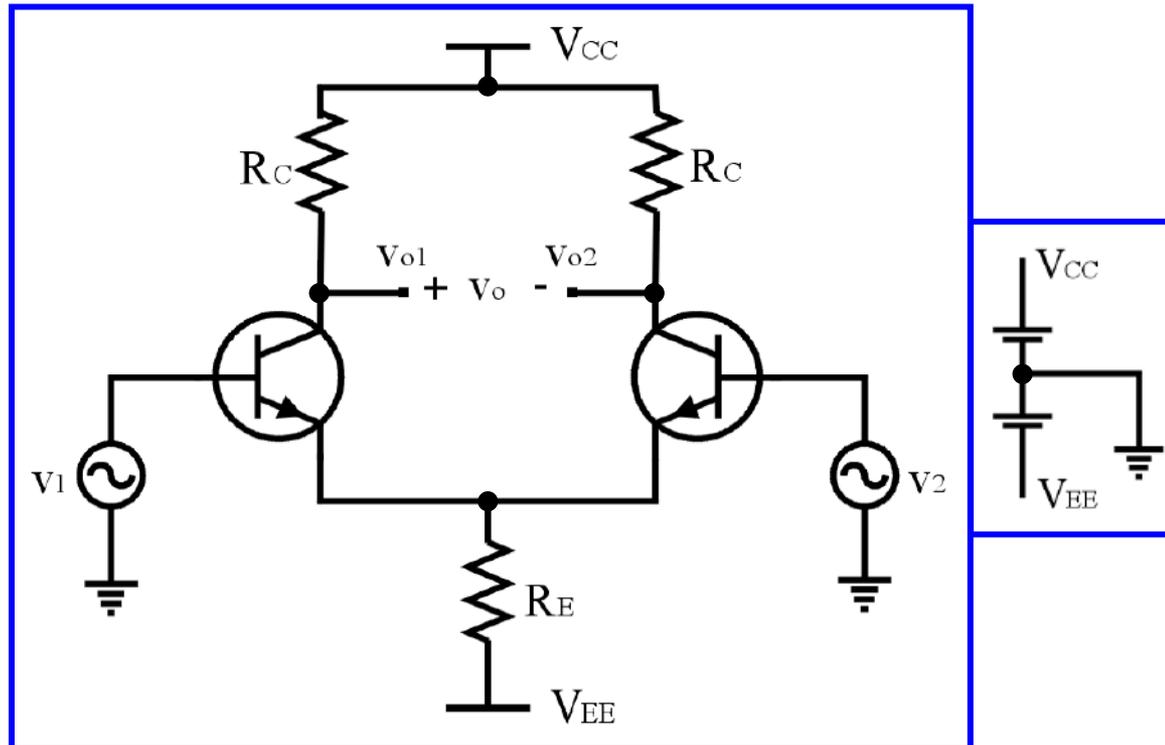
- Οι ενισχύσεις τάσης και ρεύματος του κασκωδικού ενισχυτή προσεγγίζουν τις αντίστοιχες του ενισχυτή κοινής πηγής.
- Η σταθερά χρόνου του κυκλώματος εισόδου του κασκωδικού ενισχυτή είναι μικρότερη από εκείνη της απλής βαθμίδας κοινής πηγής, οπότε η ανώτερη συχνότητα αποκοπής του κασκωδικού ενισχυτή είναι μεγαλύτερη, οδηγώντας σε **καλύτερη απόκριση συχνότητας**.
- Ο κασκωδικός ενισχυτής έχει **υψηλή αντίσταση εισόδου** (όπως η βαθμίδα κοινής πηγής) και **υψηλή αντίσταση εξόδου** (όπως η βαθμίδα κοινής πύλης).
- Η **ονομασία του κασκωδικού (casc-ode) ενισχυτή** προέρχεται από την εποχή των λυχνιών και αποτελεί συντομογραφία του όρου «**cascade cathode**», διότι στους ενισχυτές με 2 λυχνίες, η άνοδος της ενισχυτικής λυχνίας (που αντιστοιχεί στην υποδοχή του  $M_1$ ) τροφοδοτούσε την κάθοδο της άλλης λυχνίας (που αντιστοιχεί στην πηγή του  $M_2$ ).



Παραδείγματα κασκωδικών ενισχυτών είναι διαθέσιμα στις **Ασκήσεις 10 έως 13**.

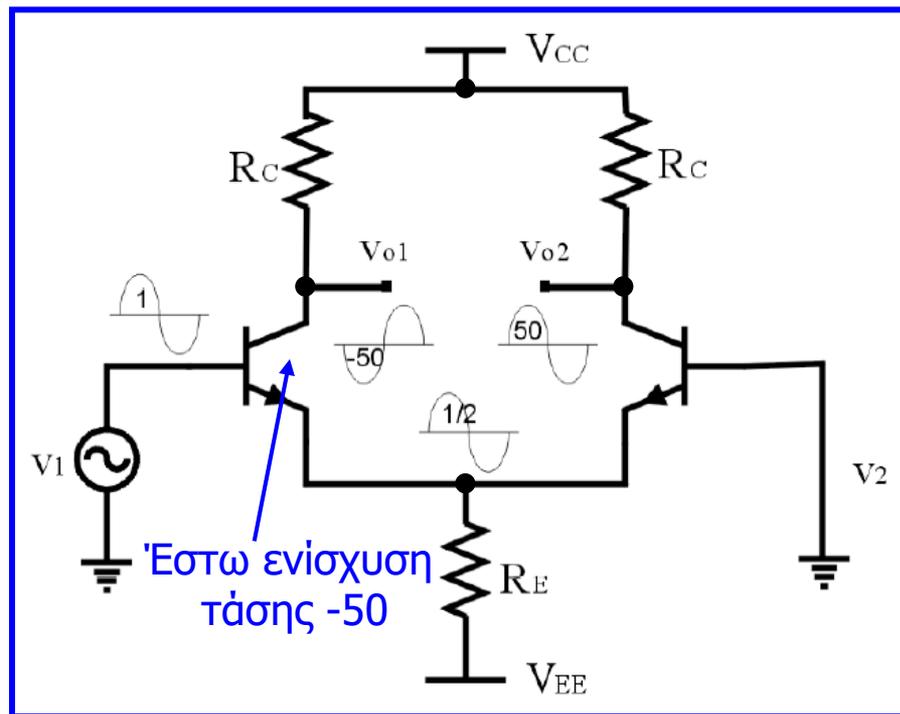
# Διαφορικός ενισχυτής τάσης

- Ο διαφορικός ενισχυτής τάσης (voltage differential amplifier) αποτελείται από **δύο όμοιες βαθμίδες ΚΕ με κοινή αντίσταση εκπομπού** και είναι ένα από τα πλέον χρήσιμα κυκλώματα ενισχυτών.
- Ο διαφορικός ενισχυτής συνήθως περιλαμβάνει **διπλή τροφοδοσία** συνεχούς και **διπλή είσοδο**.



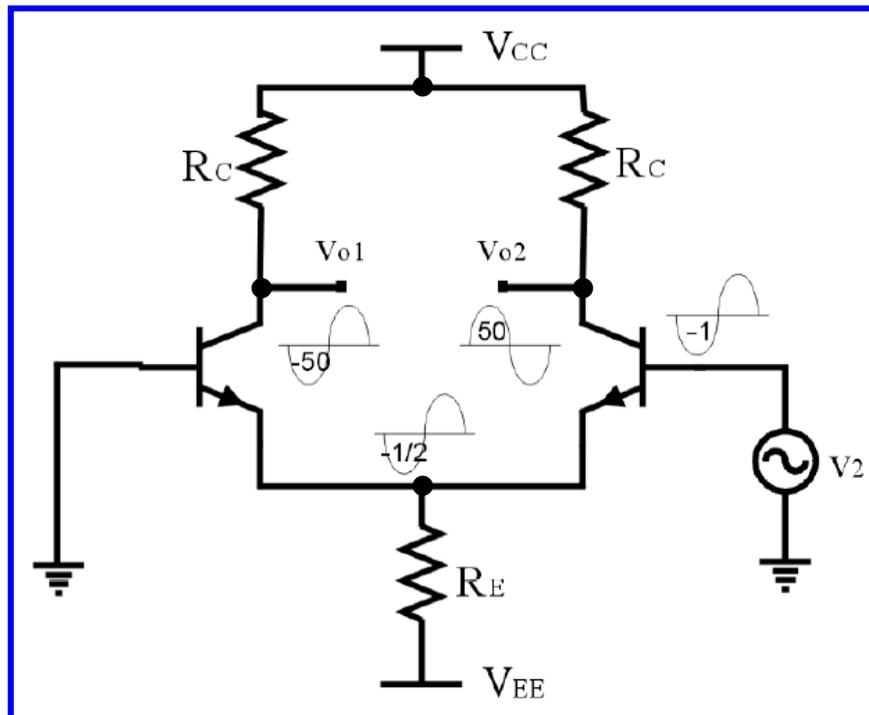
# Λειτουργία διαφορικού ενισχυτή τάσης

- Η ανάλυση της λειτουργίας του διαφορικού ενισχυτή με διπλή είσοδο γίνεται ευκολότερα με χρήση της **αρχής της επαλληλίας**, οπότε θεωρούμε αρχικά ότι υπάρχει σήμα στη μία είσοδο, ενώ η άλλη είσοδος είναι γειωμένη.
- Το σήμα της πρώτης εισόδου εμφανίζεται ενισχυμένο και ανεστραμμένο στο συλλέκτη του πρώτου τρανζίστορ (αφού πρόκειται για βαθμίδα ΚΕ).
- Το σήμα εισόδου προκαλεί μεταβολή του ρεύματος εκπομπού ίδιας φάσης  $i_{e1}$  και εμφανίζεται στον εκπομπού εξασθενημένο κατά 50% ( $v_e = v_1 / 2$ ).
- Η  $v_e$  προκαλεί μεταβολή ρεύματος στον εκπομπού του δεύτερου τρανζίστορ:  $i_{e2} = -i_{e1}$ .
- Συνέπεια αυτού είναι η εμφάνιση στο δεύτερο συλλέκτη σήματος ίδιου μεγέθους και αντίθετης φάσης:  $V_{o2} = -V_{o1}$ , λόγω της αντίθετης πολικότητας των ρευμάτων εκπομπών.



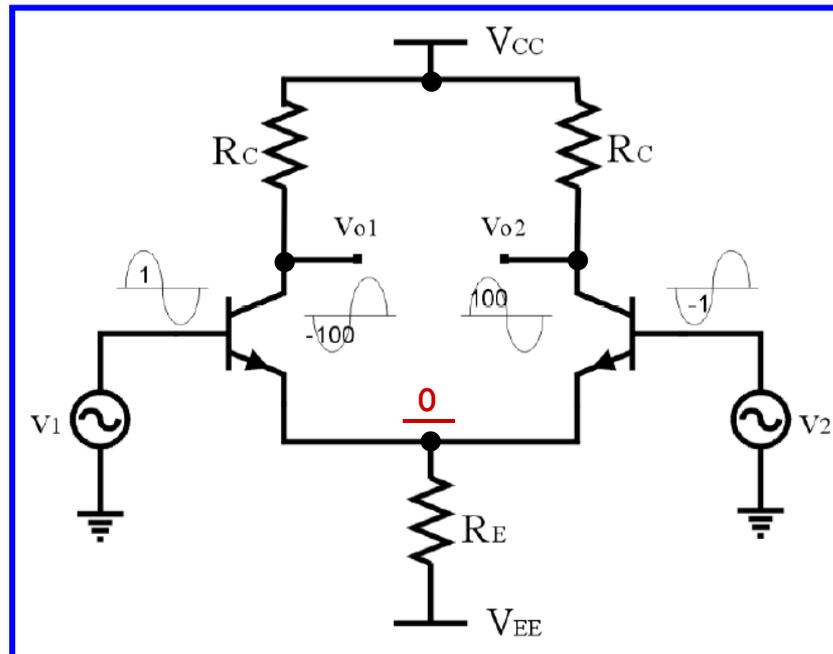
# Λειτουργία διαφορικού ενισχυτή τάσης

- Παρόμοια διεργασία συμβαίνει εάν εφαρμόσουμε σήμα μόνο στη δεύτερη είσοδο και μάλιστα με αντίθετη φάση απ' ότι στην προηγούμενη περίπτωση ( $v_2 = -v_1$ ).
- Τα σήματα στους συλλέκτες είναι όμοια με την προηγούμενη περίπτωση, ενώ το σήμα στους κοινούς εκπομπούς ακολουθεί τη φάση της τάσης εισόδου και παρουσιάζει αντίθετη φάση με την προηγούμενη περίπτωση.

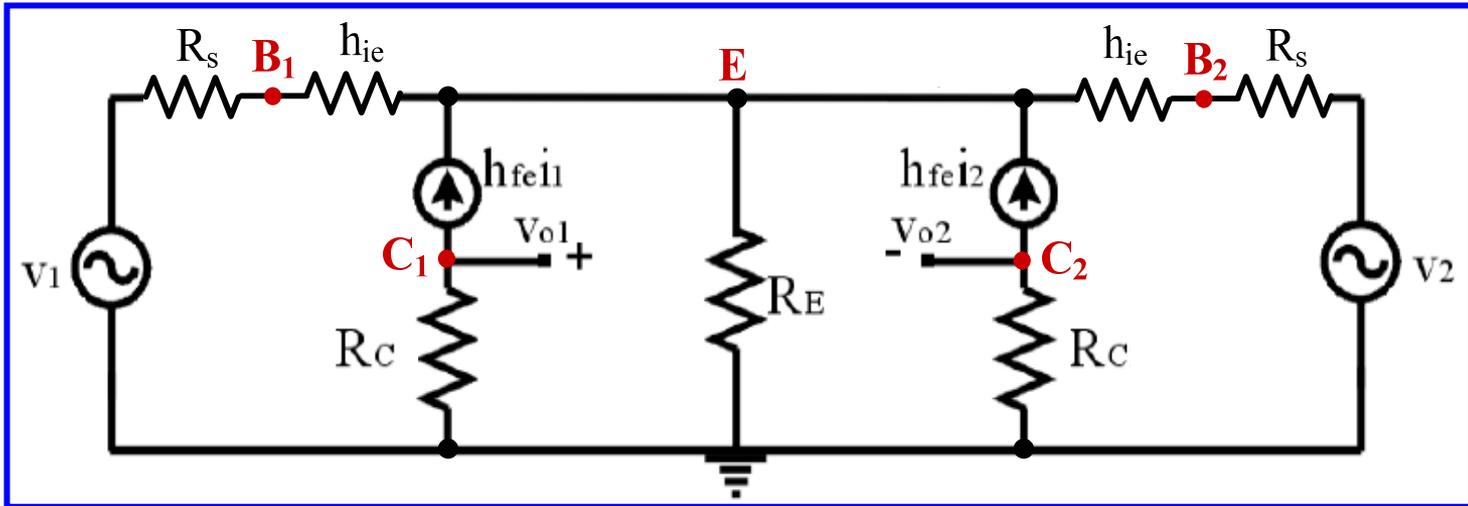
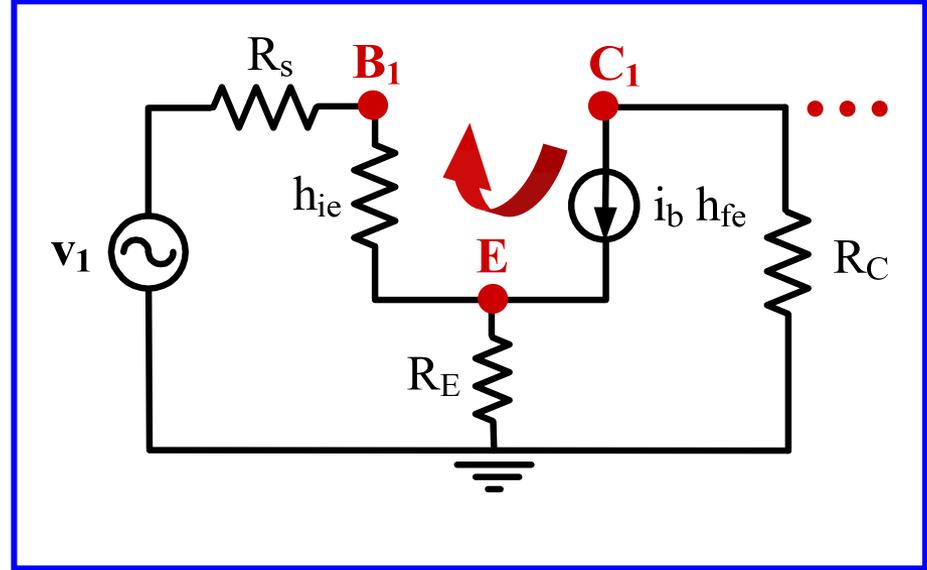
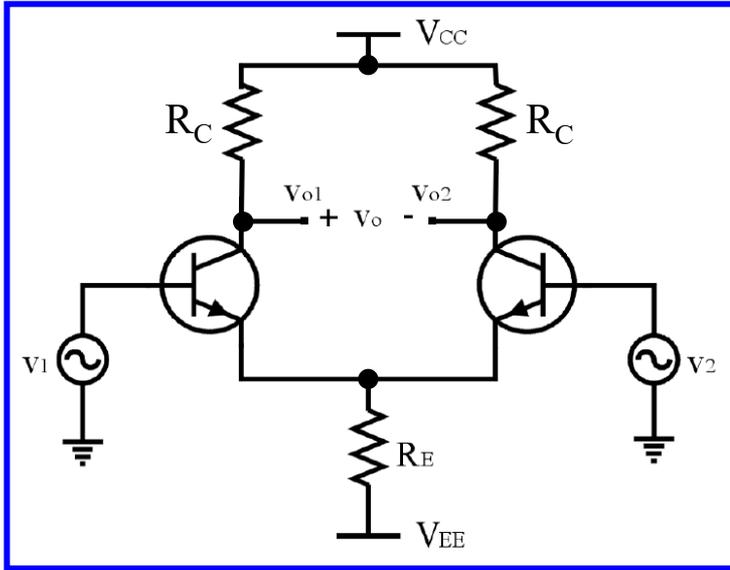


# Λειτουργία διαφορικού ενισχυτή τάσης

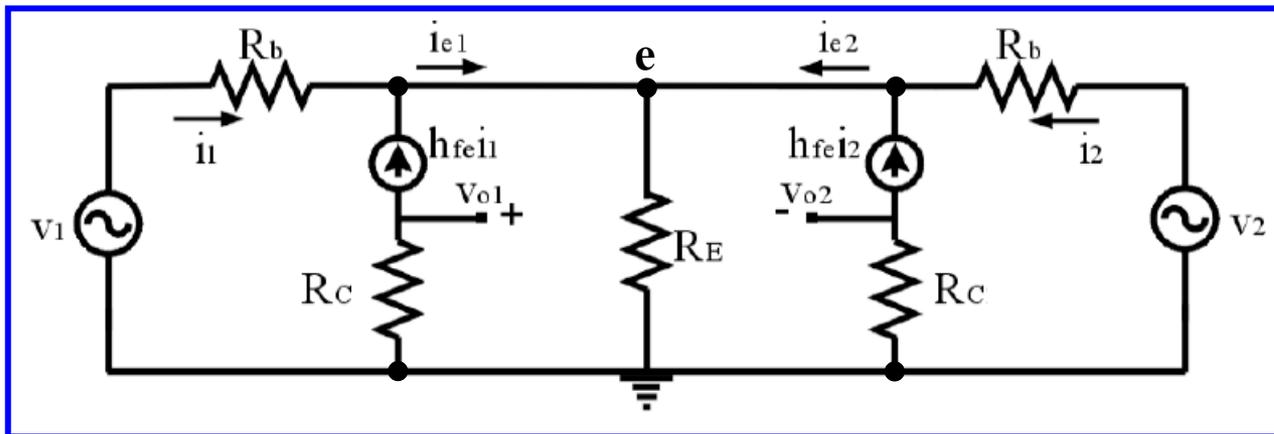
- Εάν θεωρήσουμε ότι τα **δύο διαφορικά σήματα εισόδου** ( $v_2 = -v_1$ ) εφαρμόζονται ταυτόχρονα στις εισόδους του ενισχυτή, σύμφωνα με την **αρχή της επαλληλίας** στους κόμβους του κυκλώματος οι τάσεις θα ισούνται με το άθροισμα των τάσεων που υπήρχαν όταν καθένα από τα σήματα εφαρμοζόταν μόνο του.
- Τα σήματα συλλεκτών γίνονται διπλάσια, ενώ το **σήμα των κοινών εκπομπών μηδενίζεται**.
- Στην περίπτωση εφαρμογής **σημάτων εισόδου κοινού τρόπου** (δηλ.  $v_2 = v_1$ ), η ίδια ανάλυση καταλήγει **ιδανικά σε μη εμφάνιση σήματος εξόδου ανάμεσα στους συλλέκτες**, και η λειτουργία αυτή του ενισχυτή αναφέρεται ως **απόρριψη σημάτων κοινού τρόπου**.



# Ισοδύναμο κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή στο ac



# Ανάλυση διαφορικού ενισχυτή στο εναλλασσόμενο



Διαφορικά σήματα εισόδου

$$V_1 = -V_2$$

$$R_b = R_s + h_{ie}$$

$R_s$ : αντίσταση πηγών σήματος

Λόγω της απόλυτης **συμμετρίας** του κυκλώματος (όμοια τρανζίστορ και αντιστάσεις) και λόγω των διαφορικών (**αντίθετων σημάτων εισόδου**), τα ρεύματα εκπομπού ( $i_{e1}$ ,  $i_{e2}$ ) είναι ίσα και αντίθετα, συνεπώς ο **κόμβος e** παρουσιάζει μηδενική τάση (συμπεριφέρεται ως **εικονική γη**).

$$v_e = (1 + h_{fe})R_E(i_1 + i_2) = 0 \rightarrow \text{Συμπεριφορά του κόμβου e ως εικονική γη}$$

$$\left. \begin{aligned} v_1 &= R_b i_1 + v_e = R_b i_1 \Rightarrow i_1 = \frac{V_1}{R_b} \\ v_2 &= R_b i_2 + v_e = R_b i_2 \Rightarrow i_2 = \frac{V_2}{R_b} = -\frac{V_1}{R_b} \\ v_{o1} &= -h_{fe} R_C i_1 = -h_{fe} R_C \frac{V_1}{R_b} \\ v_{o2} &= -h_{fe} R_C i_2 = h_{fe} R_C \frac{V_1}{R_b} \end{aligned} \right\} \Rightarrow v_{o1} = -v_{o2}$$

# Ανάλυση διαφορικού ενισχυτή στο εναλλασσόμενο

$$v_{o1} = -h_{fe} R_C \left( \frac{v_1}{R_b} \right)$$

$$v_{o2} = h_{fe} R_C \left( \frac{v_1}{R_b} \right)$$

Διαφορική ενίσχυση του ενισχυτή με απλή έξοδο

$$A_d = \frac{v_{o2}}{v_1 - v_2} = \frac{v_{o2}}{2v_1} \Rightarrow$$

$$A_d = h_{fe} \frac{R_C}{2R_b}$$

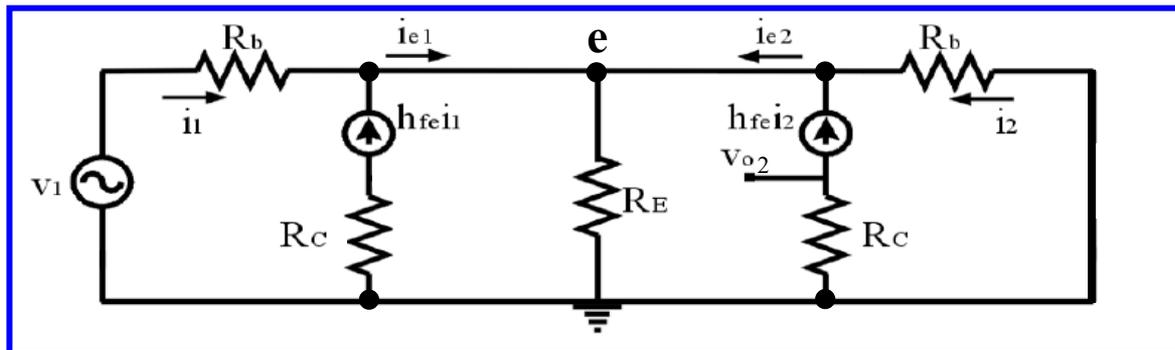
Διαφορική ενίσχυση του ενισχυτή με διαφορική έξοδο

$$A'_d = \frac{v_{o2} - v_{o1}}{v_1 - v_2} = \frac{2v_{o2}}{2v_1} = \frac{v_{o2}}{v_1} \Rightarrow$$

$$A'_d = 2A_d = h_{fe} \frac{R_C}{R_b}$$

- Εάν το κύκλωμα είναι απόλυτα **συμμετρικό** (όσον αφορά αντιστάσεις και χαρακτηριστικά τρανζίστορ), τότε για μηδενική τάση και στις δύο εισόδους, η διαφορά δυναμικού μεταξύ των συλλεκτών θα είναι μηδενική.
- Αν το κύκλωμα παρουσιάζει κάποια **ασυμμετρία**, τότε για μηδενική τάση και στις δύο εισόδους, υπάρχει μη μηδενική τάση (DC) μεταξύ των συλλεκτών που ονομάζεται **τάση ασυμμετρίας** του διαφορικού ενισχυτή.

# Ανάλυση διαφορικού ενισχυτή στο εναλλασσόμενο



Απλή πηγή  
σήματος

$$v_2 = 0$$

$$v_e = -R_b i_2 \quad (1)$$

$$v_e = (i_{e1} + i_{e2})R_E = (i_1 + h_{fe}i_1 + i_2 + h_{fe}i_2)R_E = (1 + h_{fe})(i_1 + i_2)R_E \stackrel{(1)}{\Rightarrow} i_1 = -\frac{R_b + (1 + h_{fe})R_E}{(1 + h_{fe})R_E} i_2 \quad (2)$$

$$\begin{aligned} v_1 &= R_b i_1 + v_e \\ v_e &= -R_b i_2 \end{aligned}$$

$$\Rightarrow v_1 = R_b (i_1 - i_2) \quad (2)$$

$$v_1 = -R_b \left( \frac{R_b}{(1 + h_{fe})R_E} + 2 \right) i_2$$

$$(1 + h_{fe})R_E \gg R_b \Rightarrow v_1 \approx -2R_b i_2 \Rightarrow i_2 \approx -\frac{v_1}{2R_b}$$

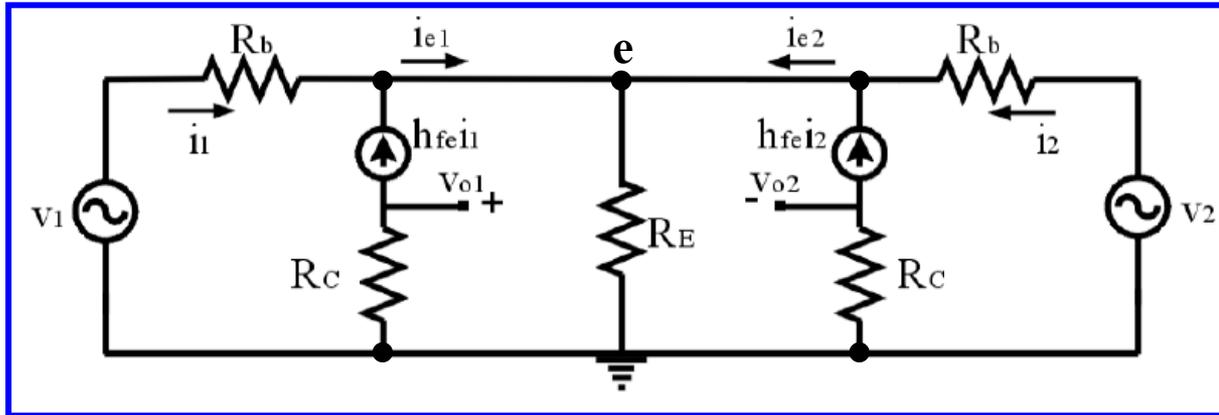
$$v_e = -R_b i_2 \Rightarrow v_e = \frac{1}{2} v_1$$

$$v_{o2} = -h_{fe} R_C i_2 = h_{fe} \frac{R_C}{2R_b} v_1$$

$$A = \frac{v_{o2}}{v_1} = h_{fe} \frac{R_C}{2R_b} \Rightarrow A = A_d$$

Ενίσχυση με  
απλή είσοδο

# Ανάλυση διαφορικού ενισχυτή στο εναλλασσόμενο



Σήματα εισόδου κοινού τρόπου

$$v_1 = v_2$$

$$v_1 = R_b i_1 + v_e$$

$$v_2 = R_b i_2 + v_e$$

$$v_1 - v_2 = R_b (i_1 - i_2) \Rightarrow i_1 = i_2$$

$$v_2 = R_b i_2 + v_e = R_b i_2 + R_E (i_{e1} + i_{e2}) = R_b i_2 + (1 + h_{fe}) R_E (i_1 + i_2) \Rightarrow i_2 = \frac{v_2}{R_b + 2(1 + h_{fe}) R_E}$$

$$v_{o2} = -h_{fe} R_C i_2 = -\frac{h_{fe} R_C v_2}{R_b + 2(1 + h_{fe}) R_E} = -\frac{h_{fe} R_C v_1}{R_b + 2(1 + h_{fe}) R_E}$$

$$v_{o1} = -h_{fe} R_C i_1$$

$$v_{o1} = v_{o2}$$

Ενίσχυση σημάτων κοινού τρόπου

$$A_{CM} = \frac{v_{o2}}{v_1} = -\frac{h_{fe} R_C}{R_b + 2(1 + h_{fe}) R_E} \approx -\frac{R_C}{2R_E}$$

Μηδενικό σήμα μεταξύ συλλεκτών

# Απόρριψη σημάτων εισόδου κοινού τρόπου

$$A_d = \frac{v_{o2}}{v_1 - v_2} = h_{fe} \frac{R_C}{2R_b}$$

$$A_{CM} = \frac{v_{o2}}{v_1} \approx -\frac{R_C}{2R_E}$$

- Δείκτης ποιότητας του διαφορικού ενισχυτή είναι ο **λόγος απόρριψης κοινού τρόπου (common mode rejection ratio)**:

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_{CM}} \right| \Rightarrow CMRR \approx \frac{h_{fe} R_E}{R_b}$$

$$\text{Σε dB: } CMRR_{dB} = 20 \cdot \log \left| \frac{A_d}{A_{CM}} \right|$$

- **Μεγάλες τιμές της  $R_E$**  οδηγούν σε μεγάλο λόγο απόρριψης κοινού τρόπου άρα σε **ποιοτικότερο διαφορικό ενισχυτή** όσον αφορά την απόρριψη σημάτων εισόδου κοινού τρόπου.
- Επίσης, **μεγάλες τιμές της  $R_C$**  οδηγούν σε **μεγάλη διαφορική ενίσχυση**.

# Απόρριψη σημάτων εισόδου κοινού τρόπου

- Όπως προαναφέρθηκε, στην ιδανική (θεωρητική) περίπτωση για σήματα εισόδου κοινού τρόπου, οι τάσεις στους συλλέκτες των τρανζίστορ είναι ίσες, δηλαδή η τάση μεταξύ των συλλεκτών είναι μηδενική (απόρριψη σημάτων κοινού τρόπου).
- Συνεπώς, η ενίσχυση κοινού σήματος με διαφορική έξοδο είναι μηδενική και ο λόγος απόρριψης κοινού σήματος για διαφορική έξοδο είναι άπειρος.

$$A'_{CM} = \frac{V_{o2} - V_{o1}}{V_1} = 0$$

$$CMRR' = \frac{A'_d}{A'_{CM}} = \infty$$

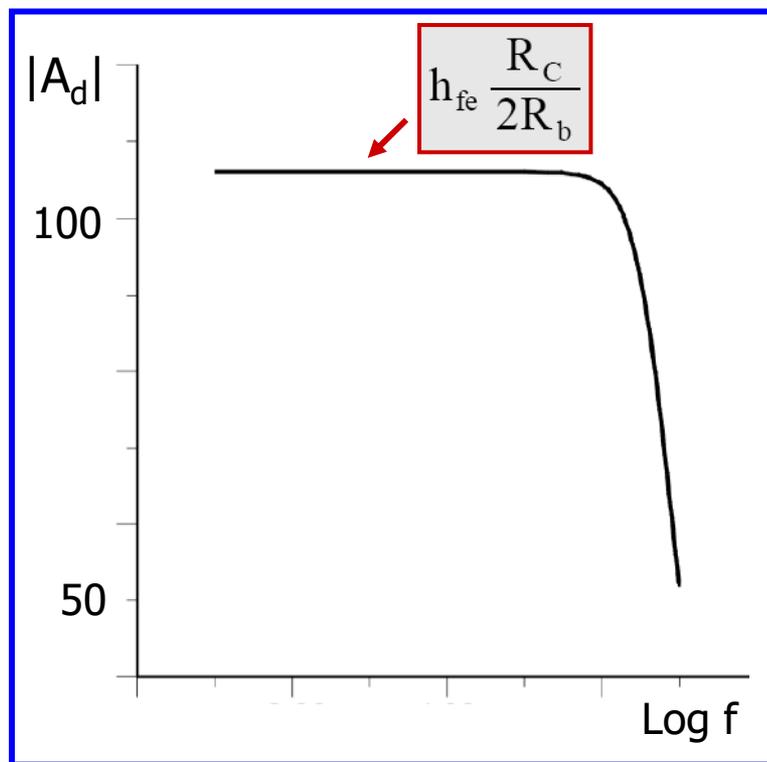
- Ωστόσο, στους πραγματικούς διαφορικούς ενισχυτές, όπου παρουσιάζεται **ασυμμετρία**, η ενίσχυση κοινού σήματος με διαφορική έξοδο δεν είναι μηδενική με αποτέλεσμα ο λόγος απόρριψης κοινού σήματος για διαφορική έξοδο, να είναι πεπερασμένος.

# Απόρριψη σημάτων εισόδου κοινού τρόπου

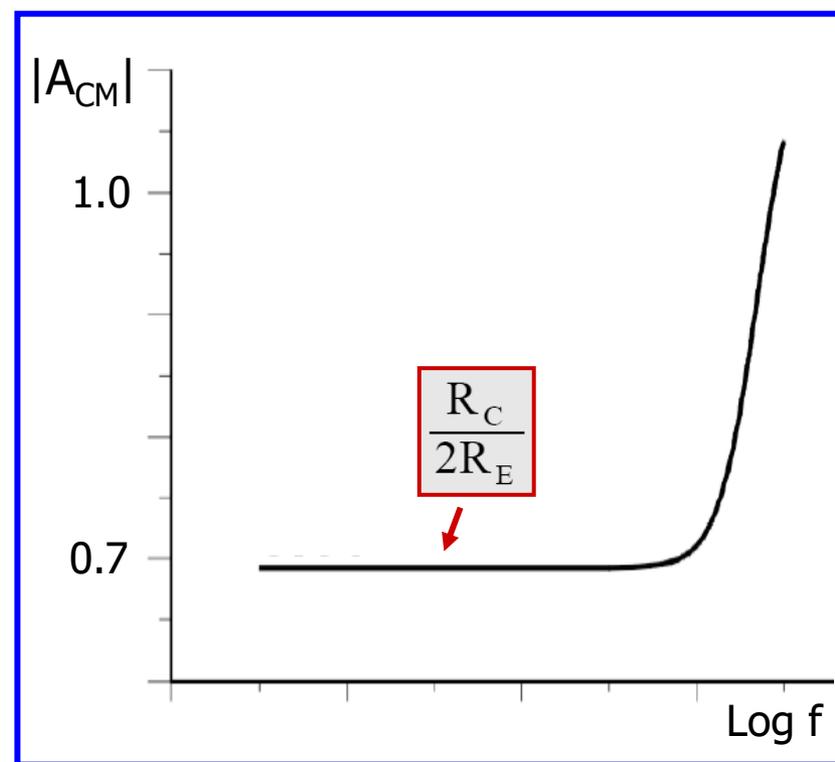
- Η απόρριψη σημάτων εισόδου κοινού τρόπου είναι εφικτή μόνο σε διαφορικούς ενισχυτές.
- Στην πράξη, τα σήματα εισόδου ενός διαφορικού ενισχυτή δεν είναι μόνο διαφορικά σήματα, ούτε μόνο σήματα κοινού τρόπου.
- Με βάση την αρχή της επαλληλίας (δηλαδή, εάν και τα 2 είδη σημάτων εισόδου εφαρμοστούν ανεξάρτητα στον ενισχυτή), συμπεραίνουμε ότι ο διαφορικός ενισχυτής τελικά απορρίπτει τη συνιστώσα κοινού τρόπου στην έξοδό του.
- Η σημασία της απόρριψης σημάτων κοινού τρόπου είναι μεγάλη σε εφαρμογές όπου υπάρχει ανάγκη ενίσχυσης μικρών σημάτων, τα οποία είναι εγκλωβισμένα σε ανεπιθύμητα σήματα παρεμβολών και θόρυβο.
- Για παράδειγμα, σήματα που δημιουργούνται από την ηλεκτρική δραστηριότητα της καρδιάς έχουν πλάτος μικρότερο των 50  $\mu\text{V}$ , ενώ συνοδεύονται από σήματα παρεμβολών που συχνά το πλάτος τους ξεπερνά τα 100 mV.
- Τα ασθενή χρήσιμα σήματα μπορούν να αναδειχθούν με χρήση ειδικών διαφορικών ενισχυτών.

# Αποκρίσεις συχνότητας διαφορικού ενισχυτή

- Ο διαφορικός ενισχυτής έχει βαθυπερατή συμπεριφορά και παρουσιάζει σταθερή ενίσχυση στις χαμηλές και μεσαίες συχνότητες.
- Η ενίσχυση σημάτων κοινού τρόπου του ενισχυτή παραμένει σταθερή στις χαμηλές και μεσαίες συχνότητες και αυξάνεται στις υψηλές συχνότητες.

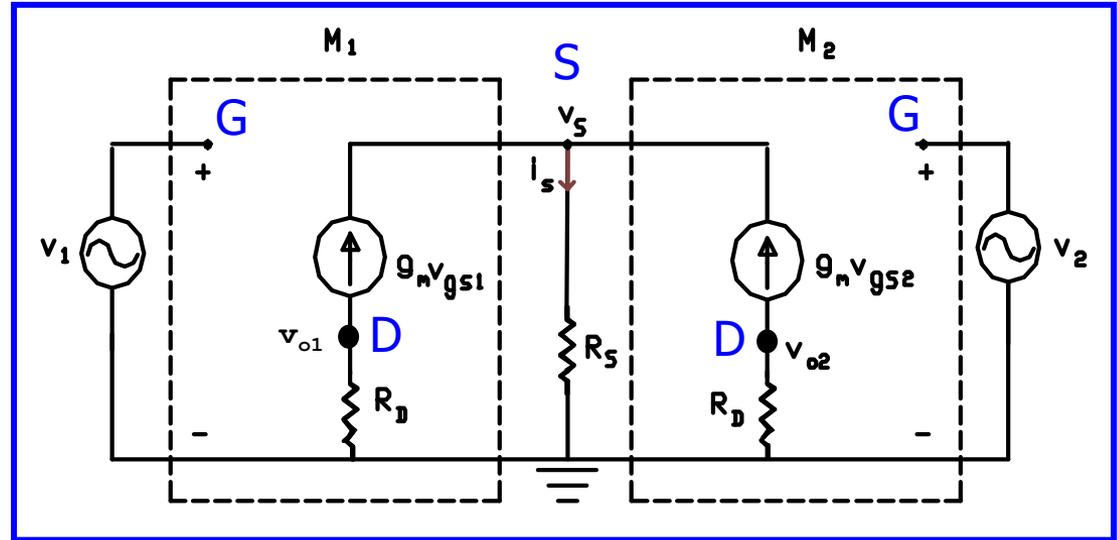
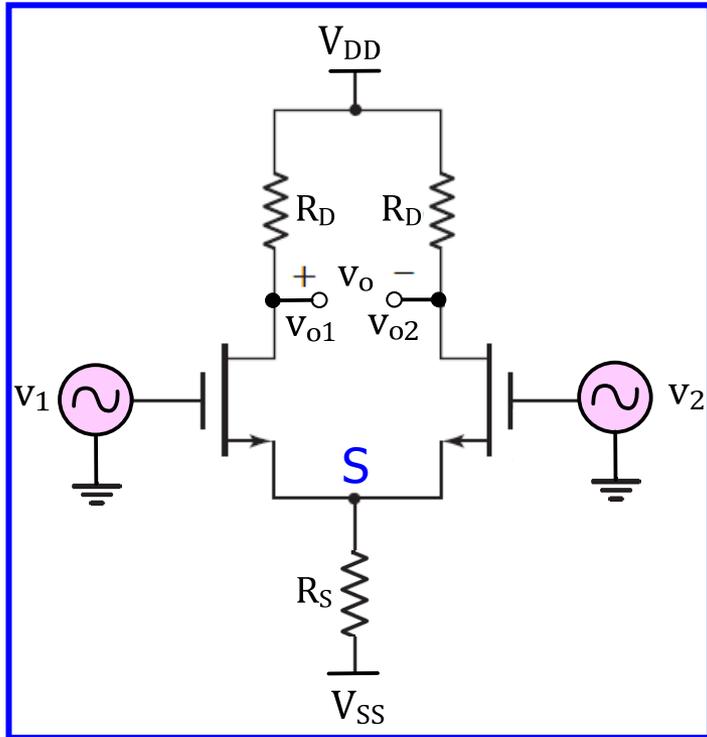


Διαφορική απόκριση συχνότητας



Απόκριση κοινού τρόπου

# Διαφορικός ενισχυτής με MOSFET

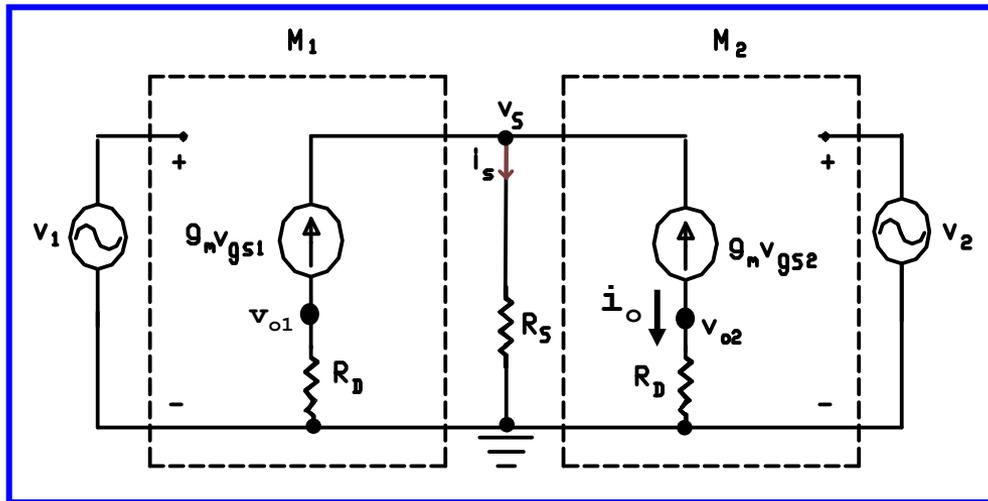


$$v_s = g_m v_{gs1} R_S + g_m v_{gs2} R_S \Rightarrow$$

$$v_s = g_m R_S (v_1 - v_s) + g_m R_S (v_2 - v_s) \Rightarrow$$

$$v_s = \frac{g_m R_S}{1 + 2 g_m R_S} (v_1 + v_2)$$

# Διαφορικός ενισχυτής με MOSFET



$$v_s = \frac{g_m R_S}{1 + 2g_m R_S} (v_1 + v_2)$$

$$v_1 = -v_2 \rightarrow v_s = 0$$

Ο κόμβος S συμπεριφέρεται ως εικονική γη

Διαφορική ενίσχυση με απλή έξοδο:

$$A_d = \frac{v_{o2}}{v_1 - v_2} = \frac{v_{o2}}{2v_1} = \frac{g_m R_D}{2}$$

Διαφορική ενίσχυση με διαφορική έξοδο:

$$A'_d = \frac{v_{o2} - v_{o1}}{v_1 - v_2} = \frac{2v_{o2}}{2v_1} = g_m R_D$$

Παραδείγματα διαφορικών ενισχυτών είναι διαθέσιμα στις Ασκήσεις 14 έως 17.

$$v_{o2} = -g_m R_D v_{gs2} \Rightarrow$$

$$v_{o2} = -g_m R_D (v_2 - v_s) \Rightarrow$$

$$v_{o2} = -g_m R_D v_2 = g_m R_D v_1$$

Με όμοιο τρόπο προκύπτει ότι:

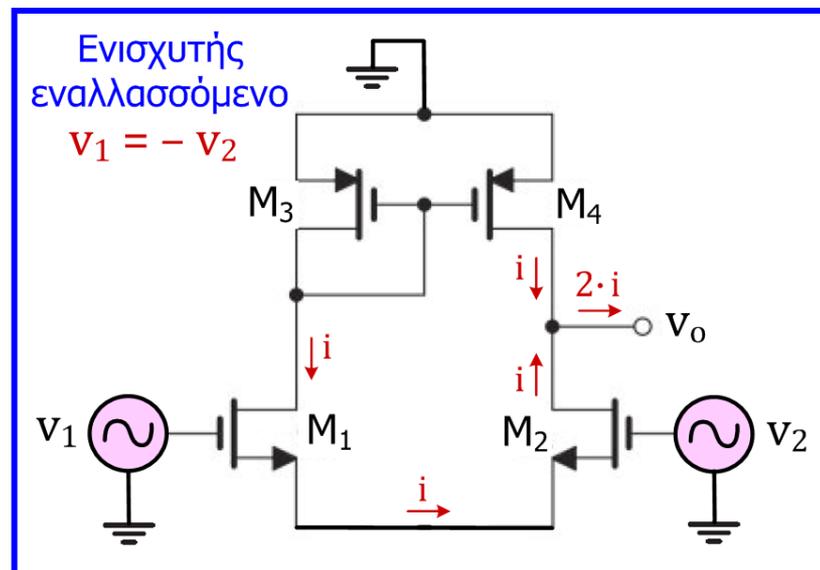
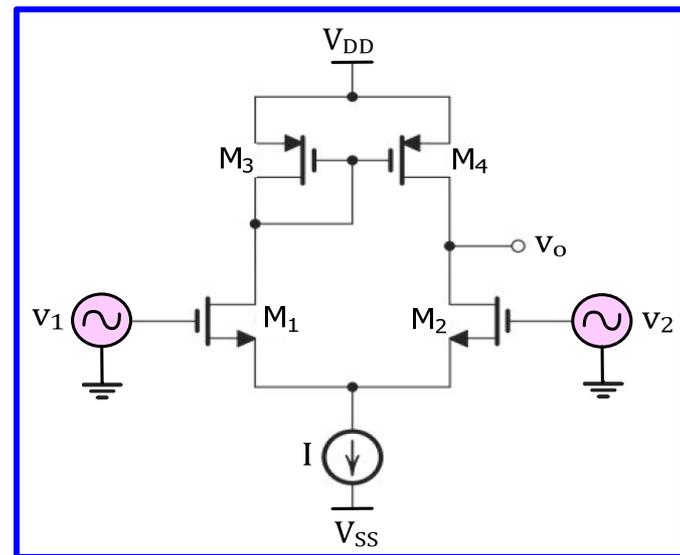
$$v_{o1} = -g_m R_D v_1 \Rightarrow v_{o1} = -v_{o2}$$

# Διαφορικός ενισχυτής με ενεργό φορτίο

- Διαπιστώσαμε ότι η **διαφορική ενίσχυση του διαφορικού ενισχυτή με διαφορική έξοδο είναι διπλάσια από την διαφορική ενίσχυσή του με απλή έξοδο.**
- Επίσης, στον **διαφορικό ενισχυτή με διαφορική έξοδο**, ενώ οι τάσεις υποδοχής (ή συλλέκτη) εμφανίζουν κάποια μεταβολή σε απόκριση προς σήματα κοινού τρόπου, η **διαφορά μεταξύ των τάσεων των υποδοχών (ή συλλεκτών) παραμένει ουσιαστικά μηδενική** (με εξαίρεση μικρή μεταβολή που οφείλεται σε πιθανή αναντιστοιχία στα στοιχεία του κυκλώματος).
- Τα πλεονεκτήματα αυτά της διαφορικής εξόδου είναι ελκυστικά, ωστόσο στα κυκλώματα που χρησιμοποιούν διαφορικούς ενισχυτές (όπως για παράδειγμα το κύκλωμα του τελεστικού ενισχυτή που θα μελετήσουμε στην τελευταία ενότητα), είναι συνήθως αναγκαία η **μετατροπή από διαφορική σε απλή έξοδο.**
- Για να διατηρήσουμε τα πλεονεκτήματα της διαφορικής εξόδου όταν απαιτείται απλή έξοδος, χρησιμοποιούμε **διαφορικούς ενισχυτές με καθρέπτη ρεύματος ως ενεργό φορτίο.**

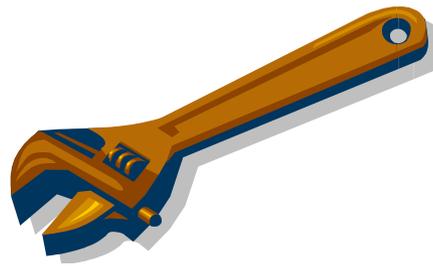
# Διαφορικός ενισχυτής με ενεργό φορτίο

- Για **διαφορικά σήματα εισόδου**, στα  $M_1$  και  $M_2$  δημιουργούνται ίσα και αντίθετα ρεύματα  $i = v_1 \cdot g_m$ .
- Το ρεύμα υποδοχής του  $M_1$  αναπαράγεται μέσω του καθρέπτη ρεύματος στην υποδοχή του  $M_4$ .
- Στην έξοδο του ενισχυτή, το καθρεφτισμένο ρεύμα  $i$  προστίθεται στο ρεύμα υποδοχής ( $i$ ) του  $M_2$ , με αποτέλεσμα να προκύπτει ρεύμα  $2 \cdot i$ .
- Ο παράγοντας 2 που οφείλεται στην δράση του καθρέπτη ρεύματος, καθιστά εφικτή την **μετατροπή της διαφορικής εξόδου σε απλή έξοδο, χωρίς απώλεια ενίσχυσης**.
- Ενώ λοιπόν στην περίπτωση διαφορικών σημάτων εισόδου το ρεύμα του καθρέπτη προστίθεται σε εκείνο του  $M_2$ , στην περίπτωση **σημάτων εισόδου κοινού τρόπου**, το ρεύμα υποδοχής του  $M_4$  εξουδετερώνει το ρεύμα υποδοχής του  $M_2$ .



# Συμπεράσματα

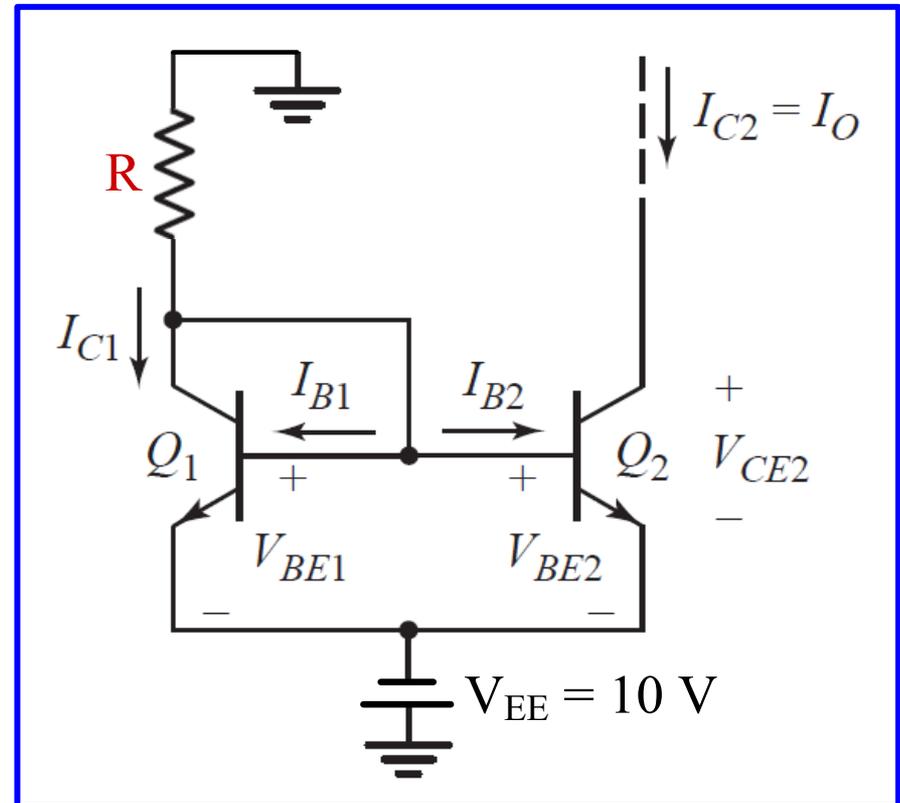
- Οι καθρέφτες ρεύματος είναι χρήσιμες κυκλωματικές δομές που χρησιμοποιούνται στους ενισχυτές ως πηγές ρεύματος ή ενεργά φορτία, αλλά μπορούν να χρησιμοποιηθούν και ως ενισχυτές ρεύματος.
- Υπάρχουν αρκετές δυνατότητες για τη διασύνδεση απλών ενισχυτικών βαθμίδων με σκοπό τη δημιουργία σύνθετων ενισχυτών.
- Οι ενισχυτές πολλών βαθμίδων συνήθως εμφανίζουν μεγάλη ενίσχυση τάσης, ρεύματος και ισχύος.
- Η σύζευξη ενισχυτικών βαθμίδων για τη δημιουργία ενός ενισχυτή πολλών βαθμίδων μπορεί να γίνει μέσω πυκνωτή σύζευξης (χωρητική σύζευξη), με απευθείας σύζευξη και μέσω μετασχηματιστή (επαγωγική σύζευξη).
- Από τους δυνατούς συνδυασμούς απευθείας σύζευξης απλών βαθμίδων, ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζουν οι συνδυασμοί ΚΣ–ΚΣ (ΚΥ–ΚΥ), ΚΣ–ΚΕ (ΚΥ–Κπη) και ο κασκωδικός ενισχυτής (ΚΕ–ΚΒ ή ΚΠη–ΚΠυ).
- Σημαντικό κύκλωμα σύνθετου ενισχυτή αποτελεί ο διαφορικός ενισχυτής τάσης, ο οποίος εκτός από τους πολλαπλούς τρόπους λειτουργίας που διαθέτει, εμφανίζει και το σημαντικό χαρακτηριστικό της απόρριψης σημάτων κοινού τρόπου.
- Ο διαφορικός ενισχυτής αποτελεί βασικό δομικό στοιχείο του τελεστικού ενισχυτή που θα μελετήσουμε στην τελευταία ενότητα.



## Ασκήσεις 5<sup>ης</sup> ενότητας

# Άσκηση 1<sup>η</sup>

Θα υπολογίσουμε την τιμή της αντίστασης  $R$ , έτσι ώστε το ρεύμα εξόδου του βασικού καθρέφτη ρεύματος με διπολικά τρανζίστορ, που παρουσιάζεται στο διπλανό σχήμα, να είναι  $100 \mu\text{A}$ . Δίνεται ότι τα δύο τρανζίστορ είναι όμοια με απολαβή  $\beta = 100$  και  $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$ .



# Άσκηση 1<sup>η</sup>

$$V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE} \Rightarrow I_{B1} = I_{B2}$$
$$\beta_1 = \beta_2 = \beta \Rightarrow I_{C1} = I_{C2}$$

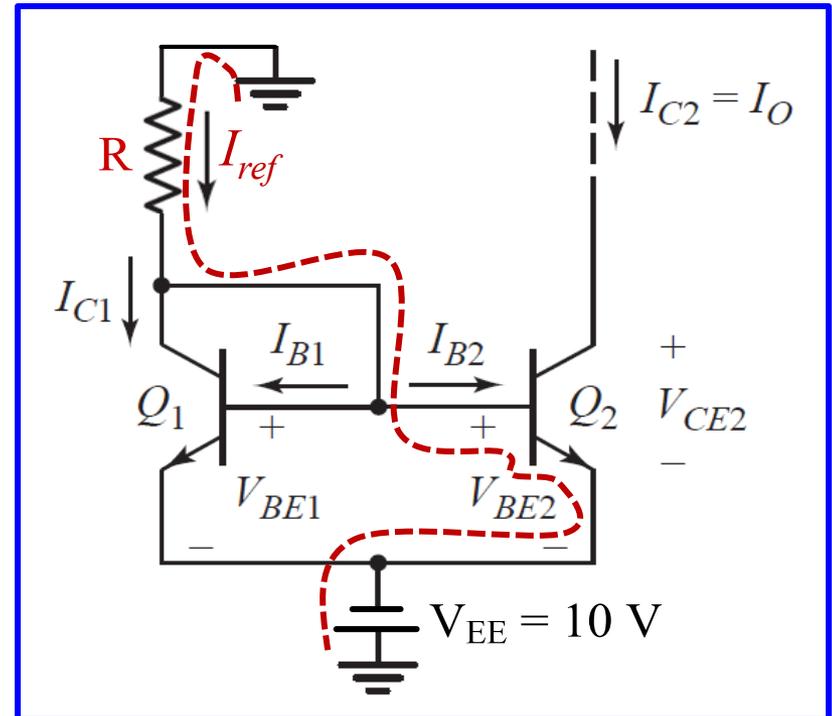
$$I_{ref} = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} \Rightarrow$$

$$I_{ref} = I_{C2} + \frac{2 \cdot I_{C2}}{\beta} \Rightarrow$$

$$I_{ref} = I_{C2} \left( 1 + \frac{2}{\beta} \right) \Rightarrow$$

$$I_{ref} = 100 \cdot (1 + 0,02) \mu A = 102 \mu A$$

Το ρεύμα αναφοράς του καθρέφτη ρεύματος δημιουργείται μέσω της αντίστασης R

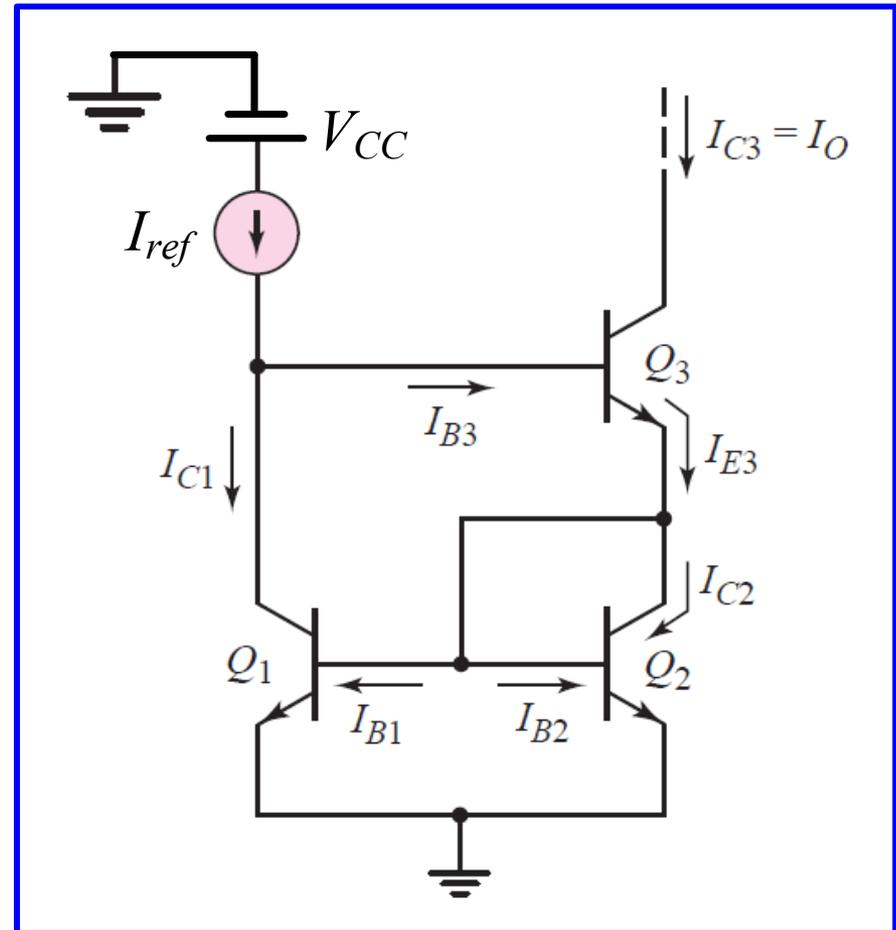


$$V_{EE} = V_{BE} + I_{ref} \cdot R \Rightarrow R = (V_{EE} - V_{BE}) / I_{ref} \Rightarrow$$

$$R = [(10 - 0,7) / 0,102] \text{ k}\Omega \Rightarrow R = 91,2 \text{ k}\Omega$$

# Άσκηση 2<sup>η</sup>

Θα προσδιορίζουμε με ακρίβεια τον λόγο του ρεύματος εξόδου προς το ρεύμα αναφοράς του καθρέφτη ρεύματος του διπλανού σχήματος, ο οποίος αναφέρεται ως **καθρέφτης Wilson** και θα συγκρίνουμε το αποτέλεσμα με τον αντίστοιχο λόγο του βασικού καθρέφτη ρεύματος με διπολικά τρανζίστορ. Δίνεται ότι τα 3 τρανζίστορ του καθρέφτη είναι όμοια.



# Άσκηση 2<sup>η</sup>

$$I_{E3} = I_{C2} + 2 \cdot I_{B2} \Rightarrow I_{E3} = I_{C2} \cdot \left(1 + \frac{2}{\beta}\right) \Rightarrow$$

$$I_{C2} = \frac{I_{E3}}{1 + \frac{2}{\beta}} \Rightarrow I_{C2} = \frac{(I_{C3} + I_{B3})}{1 + \frac{2}{\beta}} \Rightarrow$$

$$I_{C2} = \frac{I_{C3} \cdot \left(1 + \frac{1}{\beta}\right)}{1 + \frac{2}{\beta}} \Rightarrow I_{C2} = \left(\frac{\beta + 1}{\beta + 2}\right) \cdot I_{C3}$$

$$I_{ref} = I_{C2} + I_{B3} \Rightarrow I_{ref} = \left(\frac{\beta + 1}{\beta + 2}\right) \cdot I_{C3} + \frac{I_{C3}}{\beta} \Rightarrow$$

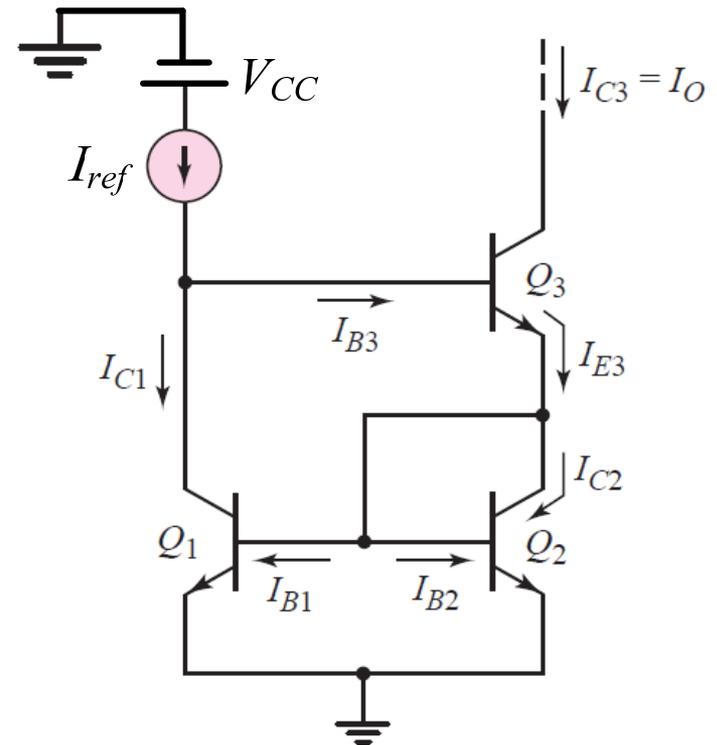
$$I_{ref} = \left(\frac{\beta + 1}{\beta + 2} + \frac{1}{\beta}\right) \cdot I_{O} \Rightarrow \frac{I_{O}}{I_{ref}} = \frac{1}{\frac{\beta(\beta + 1) + \beta + 2}{\beta(\beta + 2)}} \Rightarrow$$

$$\frac{I_{O}}{I_{ref}} = \frac{\beta(\beta + 2)}{\beta(\beta + 2) + 2} \quad \text{βασικός καθρέφτης}$$

$$\beta = 100 \Rightarrow \frac{I_{O}}{I_{ref}} = 0,999804 \quad \frac{I_{O}}{I_{ref}} = \frac{\beta}{\beta + 2} = 0,9804$$

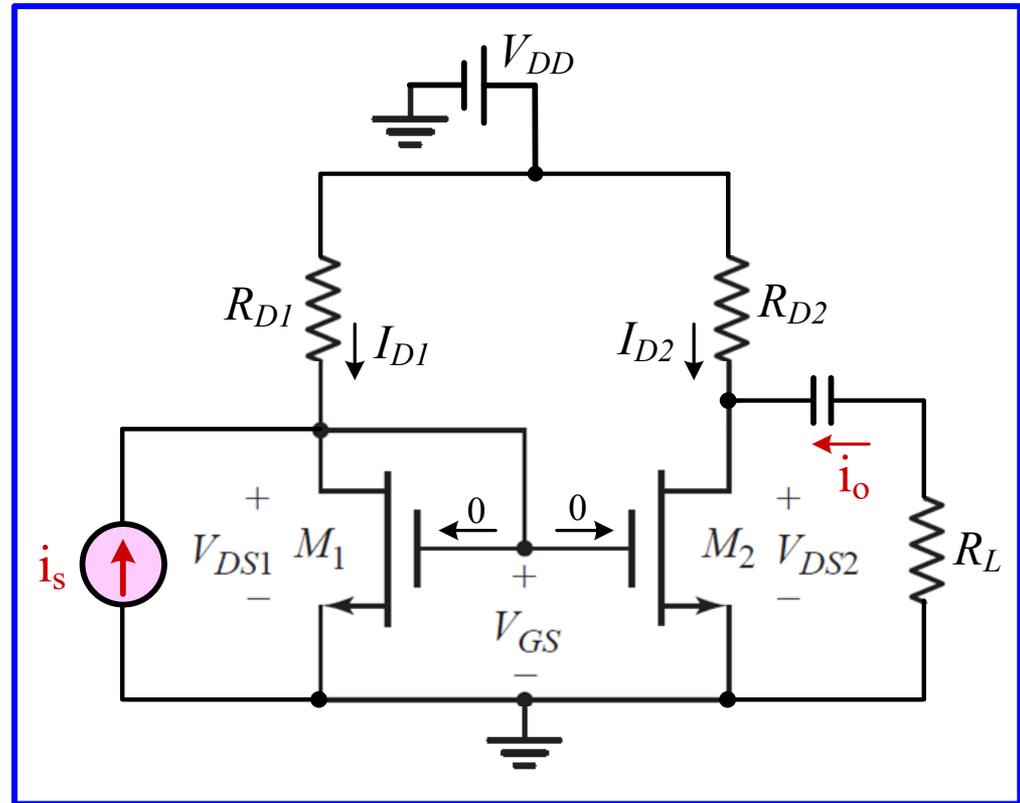
$$V_{BE1} = V_{BE2} \Rightarrow I_{B1} = I_{B2}$$

$$\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = \beta \Rightarrow I_{C1} = I_{C2}$$

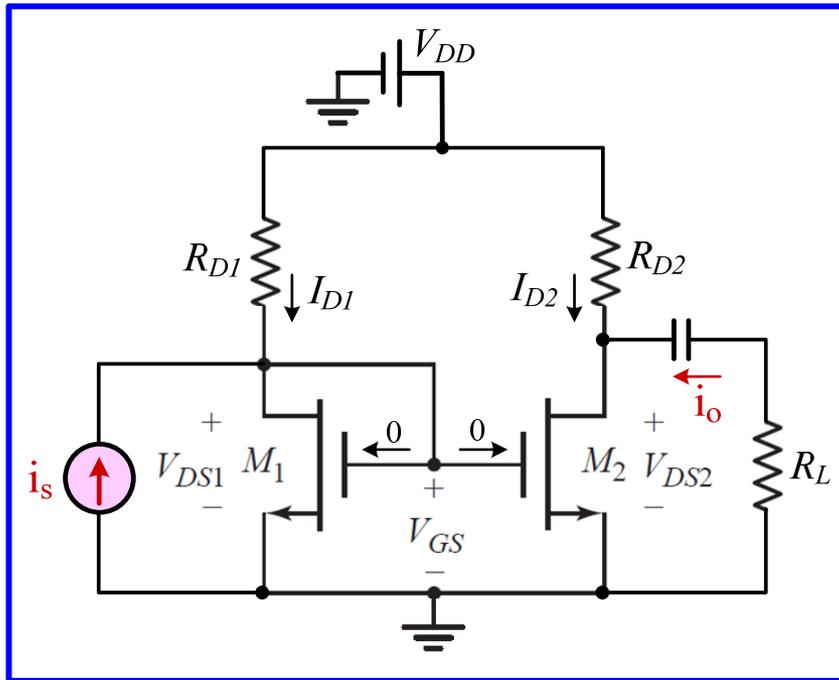


# Άσκηση 3<sup>η</sup>

Για τον ενισχυτή ρεύματος του διπλανού σχήματος δίνονται:  $V_{DD} = 3\text{ V}$ ,  $R_{D1} = 300\text{ k}\Omega$ ,  $R_{D2} = 100\text{ k}\Omega$  και  $R_L = 1\text{ k}\Omega$ . Για τα MOSFETs  $M_1$  και  $M_2$  δίνονται:  $I_{D1} = 5,6\text{ }\mu\text{A}$ ,  $V_{T1} = V_{T2} = V_T = 0,85\text{ V}$ ,  $\beta_1 = 50\text{ }\mu\text{A/V}^2$  και  $\beta_2 = 150\text{ }\mu\text{A/V}^2$ . Θα υπολογίσουμε τα σημεία λειτουργίας των δύο MOSFET, την ενίσχυση ρεύματος, την αντίσταση εισόδου και την αντίσταση εξόδου του ενισχυτή.



# Άσκηση 3<sup>η</sup>



$$V_{GS1} = V_{GS2} = V_{GS} = V_{DS1}$$

$$I_{D1} = \frac{\beta_1}{2} \cdot (V_{GS} - V_T)^2 \Rightarrow$$

$$V_{GS} = \sqrt{\frac{2 \cdot I_{D1}}{\beta_1}} + V_T \Rightarrow V_{GS} = 1,32 \text{ V}$$

$$V_{GS} = V_{GS1} = V_{DS1} \Rightarrow V_{DS1} = 1,32 \text{ V},$$

$$Q_1(V_{DS1}, I_{D1}) = (1,32 \text{ V}, 5,6 \mu\text{A})$$

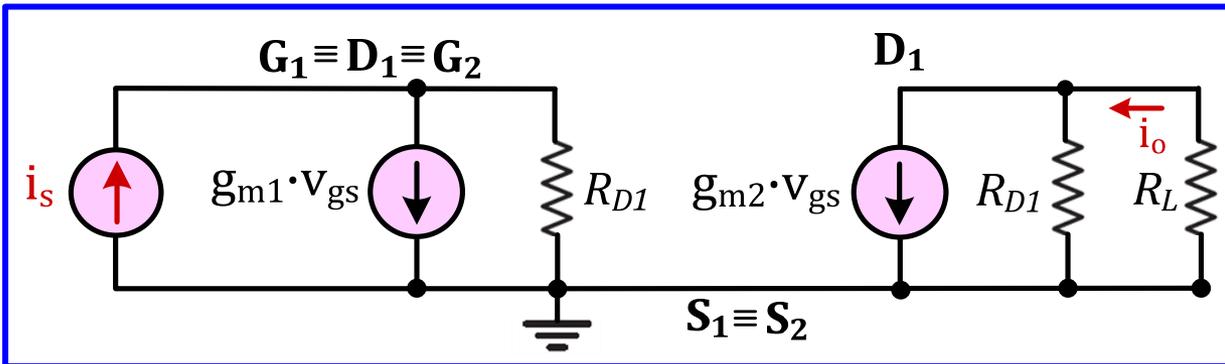
$$I_{D2} = \frac{\beta_2}{2} \cdot (V_{GS} - V_T)^2 \Rightarrow I_{D2} = 16,6 \mu\text{A}$$

$$-V_{DD} + I_{D2} \cdot R_{D2} + V_{DS2} = 0 \Rightarrow$$

$$V_{DS2} = V_{DD} - I_{D2} \cdot R_{D2} \Rightarrow V_{DS2} = 1,34 \text{ V}$$

$$Q_2(V_{DS2}, I_{D2}) = (1,34 \text{ V}, 16,6 \mu\text{A})$$

# Άσκηση 3η



$$g_{m1} = \sqrt{2 \cdot \beta_1 \cdot I_{D1}} = 23,7 \mu\text{S}$$

$$g_{m2} = \sqrt{2 \cdot \beta_2 \cdot I_{D2}} = 70,6 \mu\text{S}$$

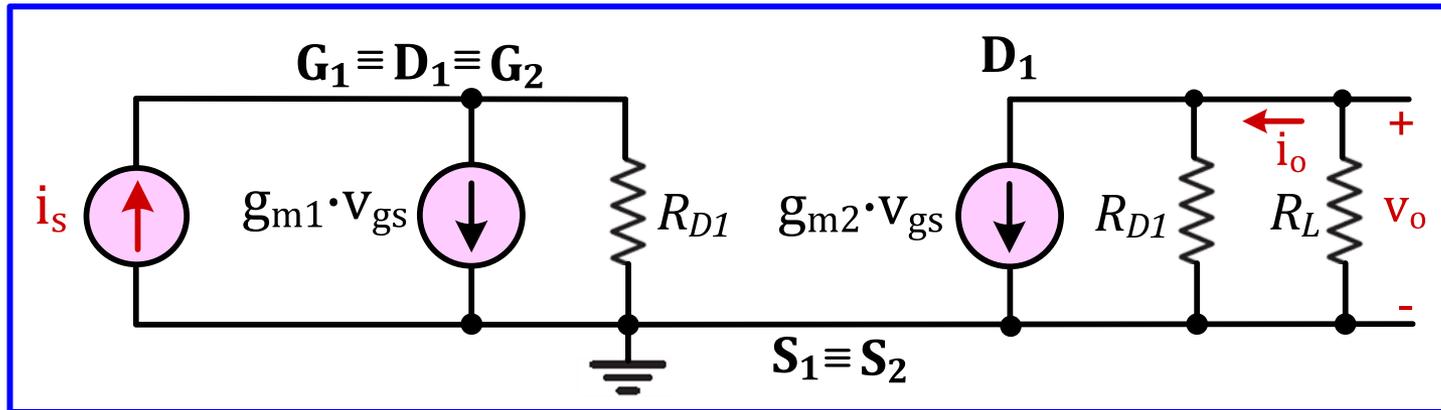
$$V_{gs1} = V_{gs2} = V_{gs} = V_{ds1}$$

$$V_{gs} = i_{R_{D1}} \cdot R_{D1} = (i_s - g_{m1} \cdot v_{gs}) \cdot R_{D1} \Rightarrow v_{gs} = \frac{R_{D1}}{1 + g_{m1} \cdot R_{D1}} \cdot i_s$$

$$i_o = \frac{R_{D2}}{R_{D2} + R_L} \cdot g_{m2} \cdot v_{gs} \Rightarrow i_o = \frac{R_{D2}}{R_{D2} + R_L} \cdot g_{m2} \cdot \frac{R_{D1}}{1 + g_{m1} \cdot R_{D1}} \cdot i_s \Rightarrow$$

$$A_i = \frac{i_o}{i_s} = \frac{R_{D2} \cdot R_{D1} \cdot g_{m2}}{(R_{D2} + R_L) \cdot (1 + g_{m1} \cdot R_{D1})} \Rightarrow A_i = 2,95$$

# Άσκηση 3<sup>η</sup>



$$v_{gs} = \frac{R_{D1}}{1 + g_{m1} \cdot R_{D1}} \cdot i_s \Rightarrow \frac{v_{gs}}{i_s} = \frac{R_{D1}}{1 + g_{m1} \cdot R_{D1}} \Rightarrow$$

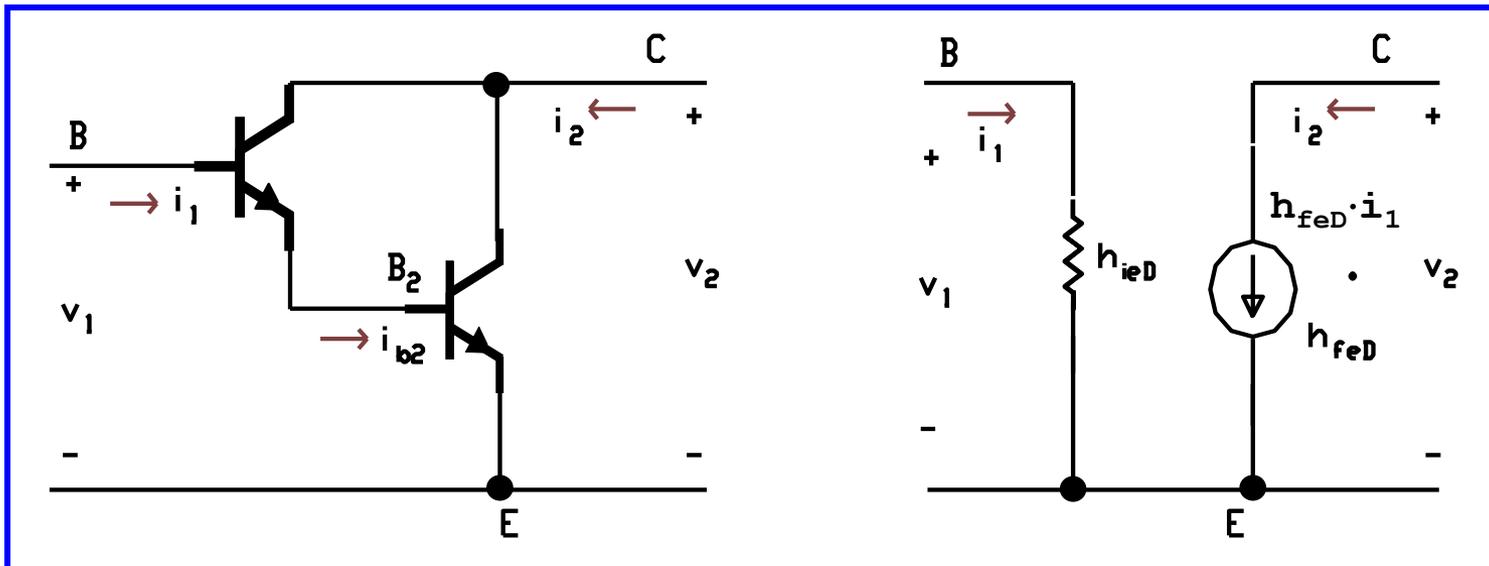
$$R_i = \frac{R_{D1}}{1 + g_{m1} \cdot R_{D1}} \Rightarrow R_i = 42,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = \frac{v_o}{i_o} \Big|_{R_L=\infty, i_s=0} \Rightarrow R_o = \frac{(i_o - g_{m2} \cdot v_{gs}) \cdot R_{D2}}{i_o} \xrightarrow{i_s=0 \Rightarrow v_{gs}=0}$$

$$R_o = R_{D2} \Rightarrow R_i = 100 \text{ k}\Omega$$

# Άσκηση 4<sup>η</sup>

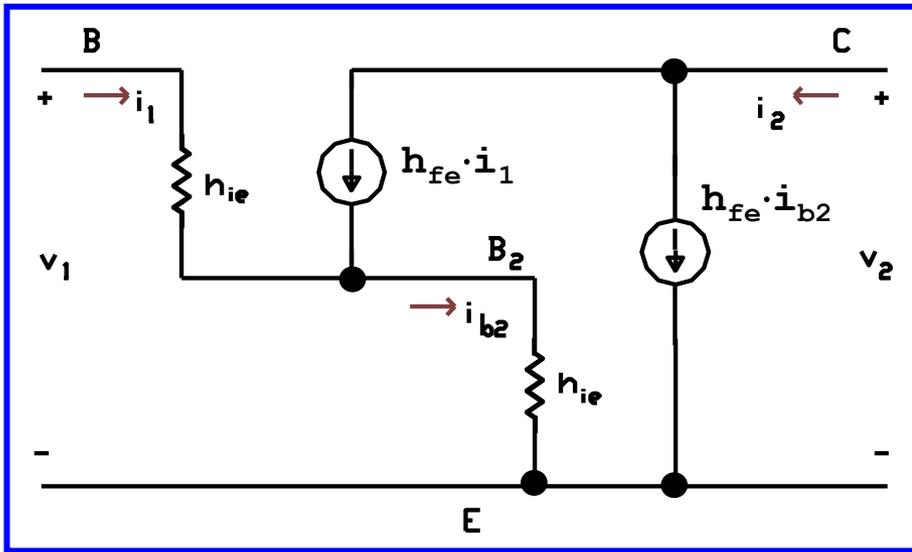
Με βάση το ισοδύναμο κύκλωμα ενός διπολικού τρανζίστορ σε σύνδεση κοινού εκπομπού, θα υπολογίσουμε τις παραμέτρους του αντίστοιχου ισοδύναμου κυκλώματος για ένα ζεύγος Darlington σε σύνδεση κοινού εκπομπού, δηλαδή την αντίσταση εισόδου ( $h_{ieD}$ ) και την απολαβή ρεύματος ( $h_{feD}$ ) του ζεύγους, σε σχέση με τις αντίστοιχες παραμέτρους  $h_{ie}$  και  $h_{fe}$  ενός διπολικού τρανζίστορ. Θεωρούμε ότι τα διπολικά τρανζίστορ του ζεύγους είναι όμοια με παραμέτρους  $h_{ie}$  και  $h_{fe}$ .



$$h_{ieD} = \frac{v_1}{i_1}$$

$$h_{feD} = \frac{i_2}{i_1}$$

# Άσκηση 4<sup>η</sup>



$$v_1 = h_{ie} i_1 + h_{ie} i_{b2} \Rightarrow$$

$$v_1 = h_{ie} i_1 + (1 + h_{fe}) i_1 h_{ie}$$

$$h_{ieD} = \frac{v_1}{i_1} \Rightarrow h_{ieD} = h_{ie} + (1 + h_{fe}) h_{ie}$$

$$\Rightarrow h_{ieD} = h_{ie} (h_{fe} + 2)$$

$$i_2 = h_{fe} i_1 + h_{fe} i_{b2} \Rightarrow i_2 = h_{fe} i_1 + h_{fe} (1 + h_{fe}) i_1$$

$$h_{feD} = \frac{i_2}{i_1} = h_{fe} + h_{fe} (1 + h_{fe}) \Rightarrow h_{feD} = h_{fe} (h_{fe} + 2)$$

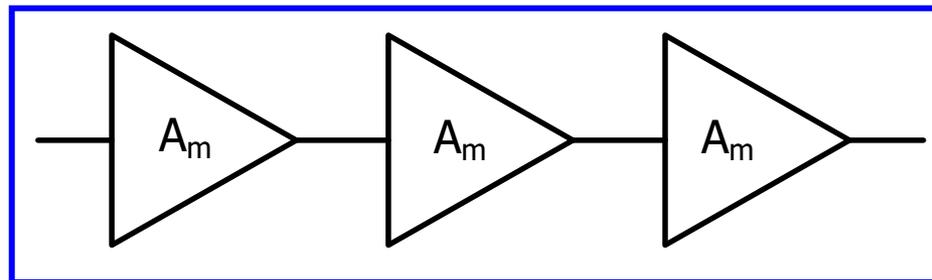
# Άσκηση 5<sup>η</sup>

Ένας ενισχυτής αποτελείται από τρεις όμοιες βαθυπερατές βαθμίδες που είναι απευθείας συνδεδεμένες μεταξύ τους (δηλαδή, χωρίς πυκνωτές σύζευξης), δεν αλληλοεπιδρούν και παρουσιάζουν συχνότητα αποκοπής  $f_H = 3 \text{ MHz}$  και ενίσχυση  $A_m = 10$  στην περιοχή των μεσαίων συχνοτήτων. Θα υπολογίσουμε την συχνότητα στην οποία το μέτρο ενίσχυσης είναι 1 dB μικρότερο από τη μέγιστη τιμή του.

Η απόκριση του ενισχυτή δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$A = \frac{A_m}{\left(1 + j \frac{f}{f_H}\right)} \cdot \frac{A_m}{\left(1 + j \frac{f}{f_H}\right)} \cdot \frac{A_m}{\left(1 + j \frac{f}{f_H}\right)} \Rightarrow A = \frac{A_m^3}{\left(1 + j \frac{f}{f_H}\right)^3}$$

$$|A| = \frac{A_m^3}{\left(\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_H^2}}\right)^3}$$

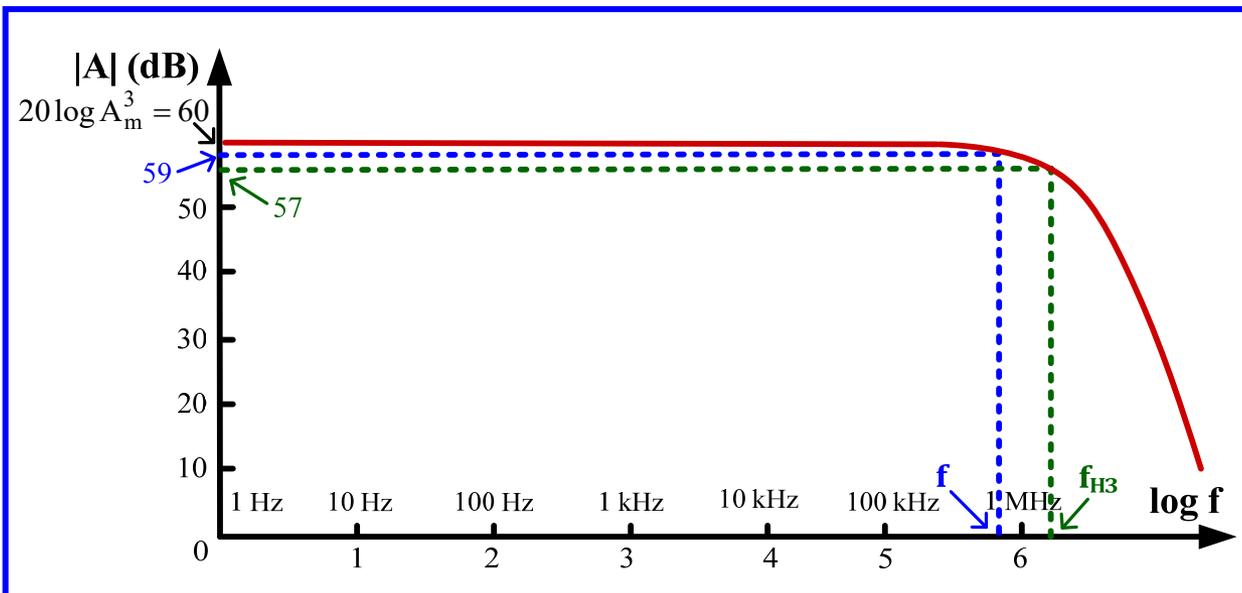


# Άσκηση 5<sup>η</sup>

$$20\log|A| = 20\log A_m^3 - 20\log\left(\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_H^2}}\right)^3 \Rightarrow 20\log\left(\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_H^2}}\right)^3 = 20\log A_m^3 - 20\log|A| \Rightarrow$$

$$20\log\left(\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_H^2}}\right)^3 = 1 \Rightarrow 30\log\left(1 + \frac{f^2}{f_H^2}\right) = 1 \Rightarrow \log\left(1 + \frac{f^2}{f_H^2}\right) = \frac{1}{30} \Rightarrow$$

$$1 + \frac{f^2}{f_H^2} = 10^{1/30} \Rightarrow \frac{f^2}{f_H^2} = 10^{1/30} - 1 \Rightarrow f = f_H \cdot \sqrt{10^{1/30} - 1} \Rightarrow f = 0.28 \cdot f_H = 0.84 \text{ MHz}$$



$$20 \log A_m^3 = 20 \log 10^3 = 60$$

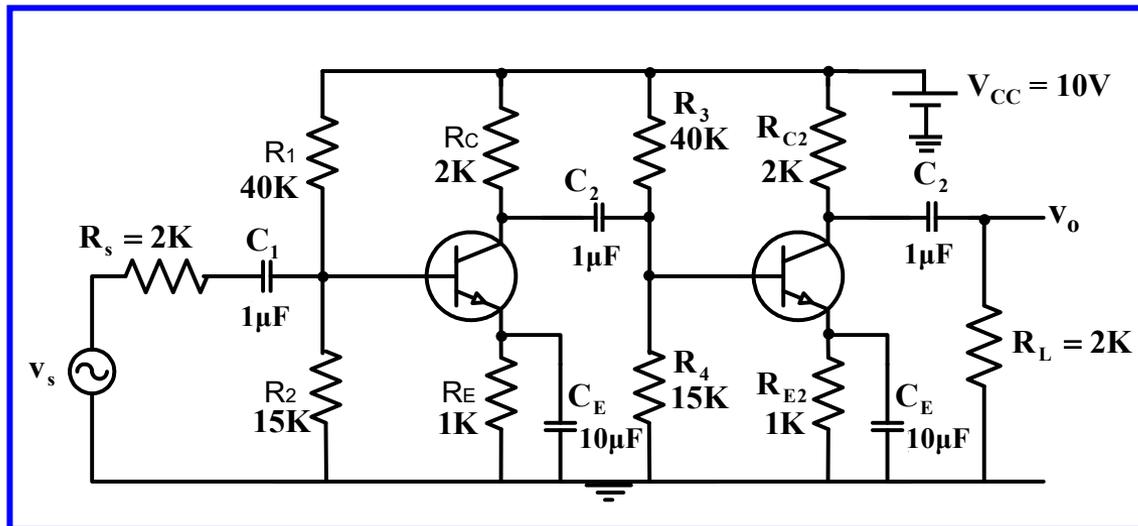
$$\log 0,84 \cdot 10^6 = 5,9$$

$$f_{H3} = f_H \cdot \sqrt{2^{1/3} - 1} = 1,53 \text{ MHz}$$

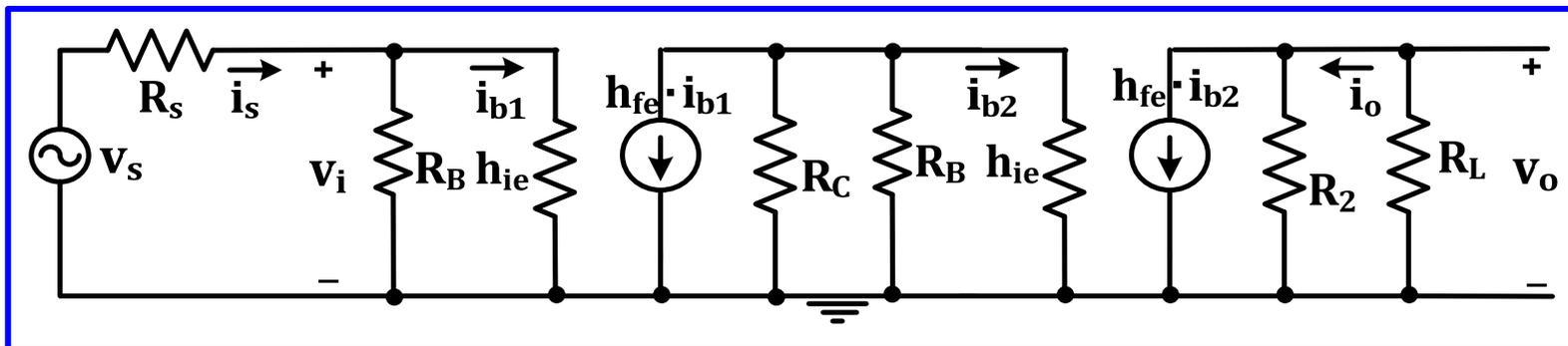
$$\log 1,53 \cdot 10^6 = 6,18$$

# Άσκηση 6<sup>η</sup>

Για τον ενισχυτή του σχήματος που συνίσταται από δύο όμοιες βαθμίδες, θα υπολογίσουμε την ενίσχυση τάσης  $A_{vs}$  στην περιοχή μεσαίων συχνοτήτων, όπου όλοι οι πυκνωτές λειτουργούν ως βραχυκυκλώματα. Δίνονται:  $h_{fe} = 200$ ,  $h_{ie} = 2,72 \text{ k}\Omega$ .

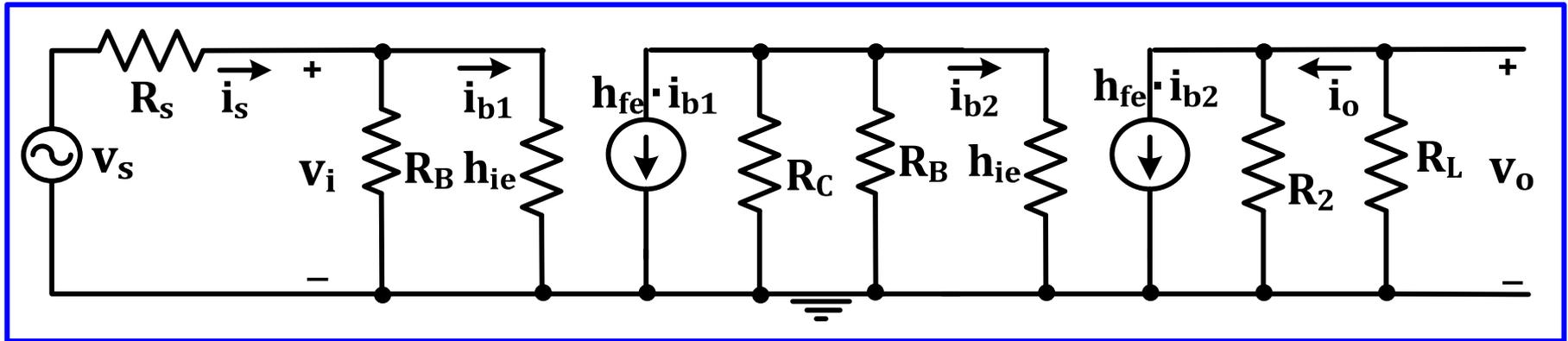


Ενισχυτής δύο  
διαδοχικών  
βαθμίδων κοινού  
εκπομπού με  
χωρητική  
σύζευξη.



Ισοδύναμο  
κύκλωμα  
του ενισχυτή  
στο ac

# Άσκηση 6<sup>η</sup>



$$R_B = R_1 \parallel R_2 = R_3 \parallel R_4 = 10.9 \text{ k}\Omega$$

$$R_A = R_C \parallel R_B = 1.69 \text{ k}\Omega$$

$$R'_L = R_C \parallel R_L = 1 \text{ k}\Omega$$

$$v_i = \frac{(R_B \parallel h_{ie})}{(R_B \parallel h_{ie}) + R_s} \cdot v_s = 0.52 \cdot v_s$$

$$i_b = \frac{v_i}{h_{ie}} = \frac{0.52 \cdot v_s}{2.72 \cdot 10^3} = 0.191 \cdot 10^{-3} \cdot v_s$$

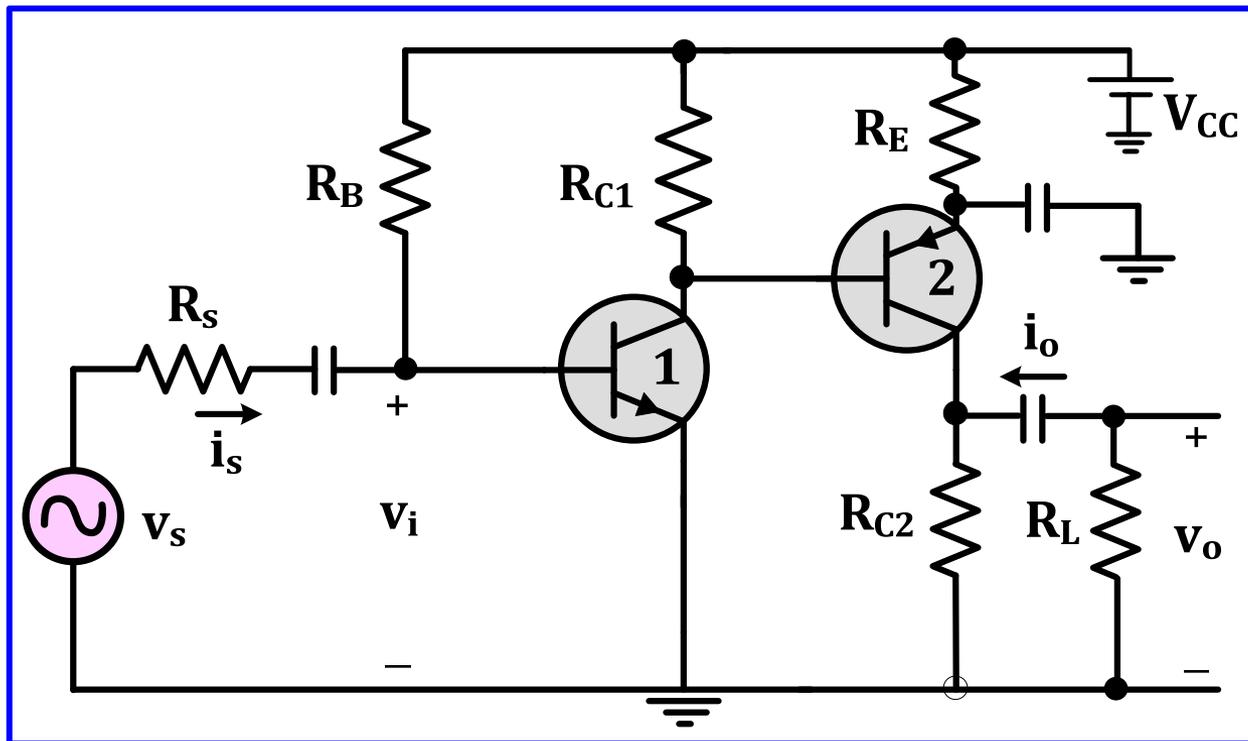
$$i_{b2} = -\frac{R_A}{R_A + h_{ie}} \cdot h_{fe} i_b = -76.64 \cdot i_b = -14.64 \cdot 10^{-3} \cdot v_s$$

$$v_o = -h_{fe} i_{b2} R'_L = -200 \cdot 10^3 i_{b2} = 2928 \cdot v_s \Rightarrow A_{vs} = 2928$$

Η τάση εξόδου είναι  
συμφασική με την τάση  
εισόδου, αφού ο ενισχυτής  
αποτελείται από δύο  
συζευγμένες βαθμίδες  
κοινού εκπομπού

# Άσκηση 7<sup>η</sup>

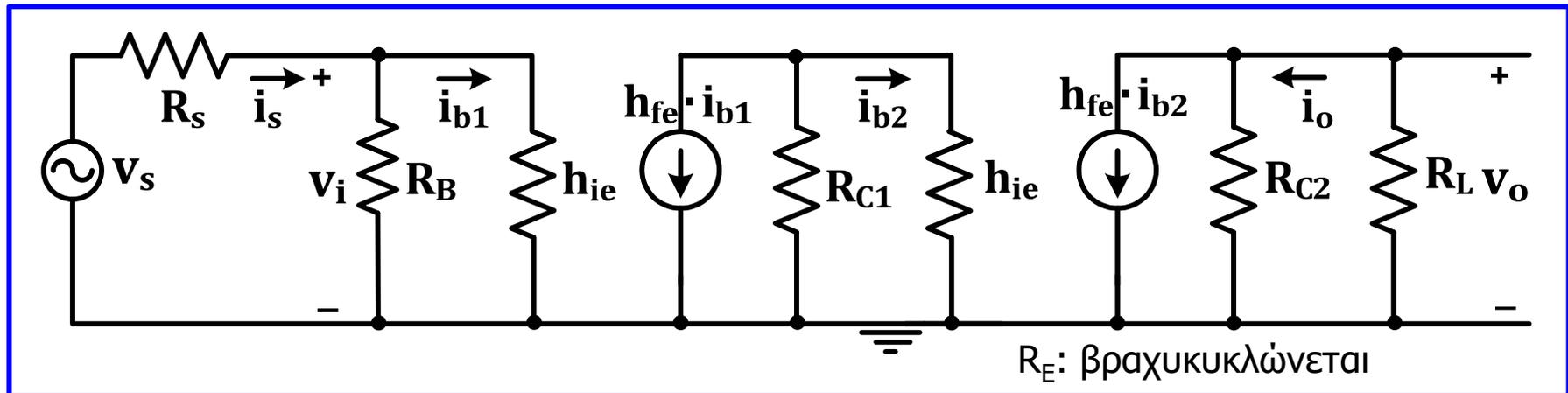
Για τον ενισχυτή του σχήματος που περιλαμβάνει δύο τρανζίστορ (npn και pnp) με ίδιες παραμέτρους  $h_{fe} = 200$ ,  $h_{ie} = 2\text{ k}\Omega$ , θα υπολογίσουμε την ενίσχυση τάσης και την ενίσχυση ρεύματος, στην περιοχή μεσαίων συχνοτήτων. Δίνονται:  $R_s = 0,5\text{ k}\Omega$ ,  $R_B = 1,84\text{ M}\Omega$ ,  $R_{C1} = 4\text{ k}\Omega$ ,  $R_{C2} = 2\text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 1,5\text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 2\text{ k}\Omega$ .



Ενισχυτής δύο διαδοχικών βαθμίδων κοινού εκπομπού με απευθείας σύζευξη.

Η ανάλυση στο συνεχές του ενισχυτή, από την οποία προέκυψαν τα σημεία λειτουργίας των 2 τρανζίστορ, διενεργήθηκε στην Άσκηση 5 της Ενότητας 2.

# Άσκηση 7η



$$R'_L = R_{C2} \parallel R_L = 1 \text{ k}\Omega, \quad v_o = -h_{fe} \cdot i_{b2} \cdot R'_L = -200 \cdot 10^3 \cdot i_{b2}$$

$$i_{b2} = -\frac{R_{C1}}{h_{ie} + R_{C1}} \cdot h_{fe} \cdot i_{b1} = -133,33 \cdot i_{b1}, \quad i_{b1} = \frac{v_i}{h_{ie}} = 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot v_i$$

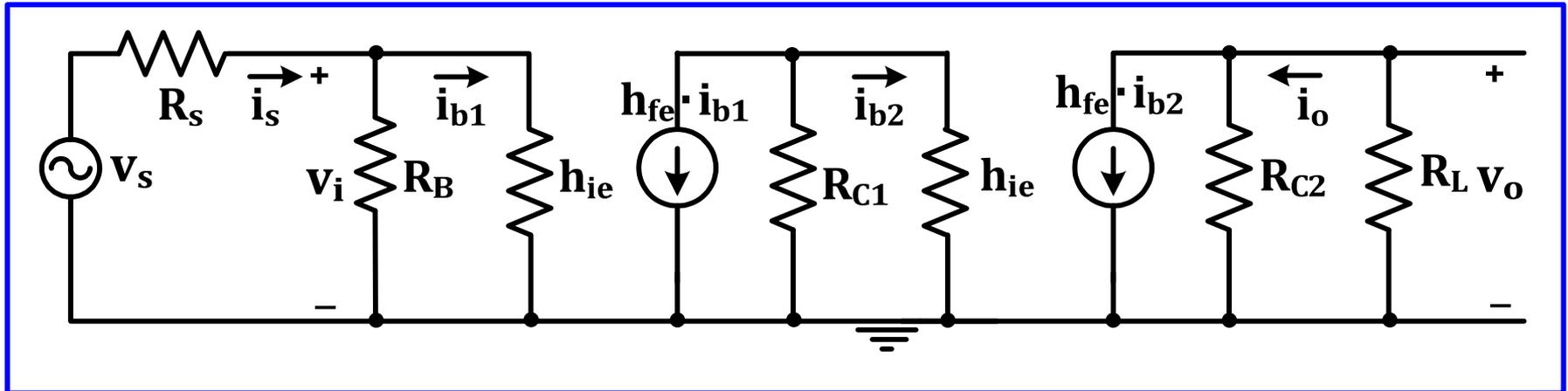
$$i_{b2} = -133,33 \cdot i_{b1} = 0,0666 \cdot v_i, \quad R_i = R_B \parallel h_{ie} = 2 \text{ k}\Omega$$

$$v_i = \frac{R_i}{R_i + R_s} \cdot v_s = 0,8 \cdot v_s$$

$$v_o = -200 \cdot 10^3 \cdot i_{b2} = -200 \cdot 10^3 \cdot 0,0666 \cdot v_i =$$

$$-200 \cdot 10^3 \cdot 0,0666 \cdot 0,8 \cdot v_s = 10.666 \cdot v_s, \quad \mathbf{A_{vs} = \frac{v_o}{v_s} = 10.666}$$

# Άσκηση 7η



$$i_o = \frac{R_{C2}}{R_{C2} + R_L} \cdot h_{fe} \cdot i_{b2} = 100 \cdot i_{b2}$$

$$i_{b2} = -\frac{R_{C1}}{h_{ie} + R_{C1}} \cdot h_{fe} \cdot i_{b1} = -133,33 \cdot i_{b1}$$

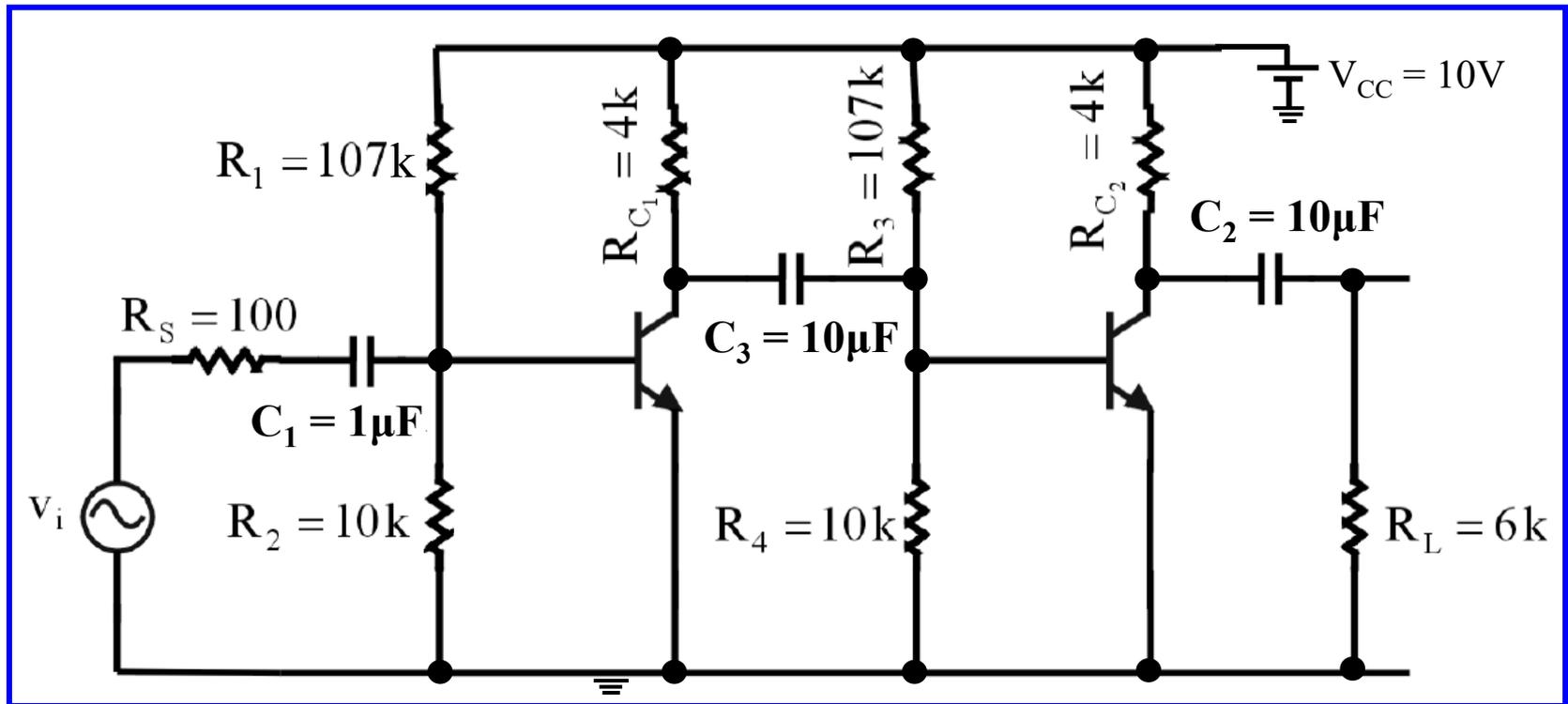
$$i_{b1} = \frac{R_B}{R_B + h_{ie}} \cdot i_s = 0,9989 \cdot i_s$$

$$i_o = 100 \cdot i_{b2} = 100 \cdot i_{b2} = -100 \cdot 133,33 \cdot i_{b1} =$$

$$-100 \cdot 133,33 \cdot 0,9989 \cdot i_s = -13.325,3 \cdot i_s, \quad \mathbf{A_i = \frac{i_o}{i_s} = -13.325,3}$$

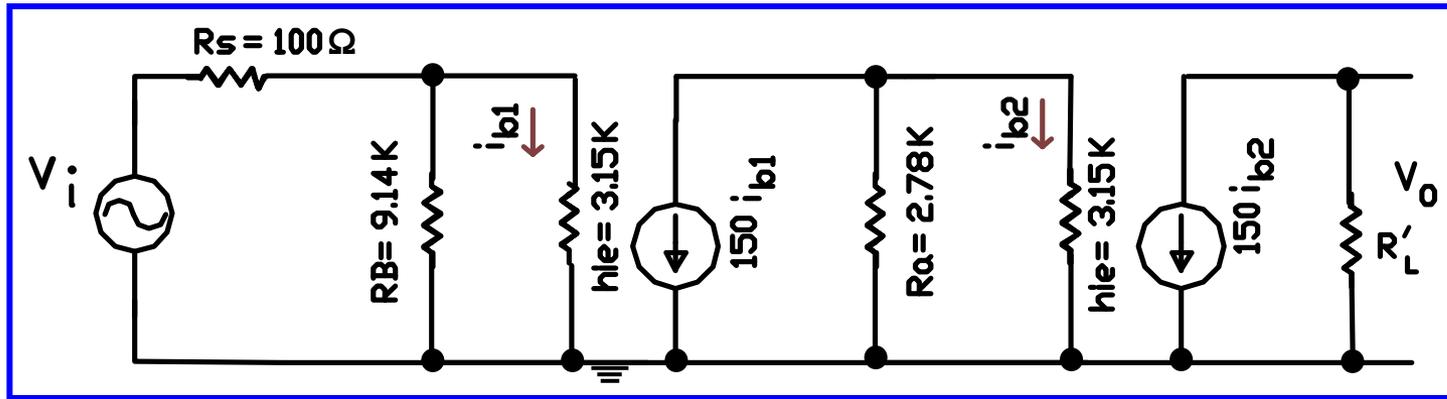
# Άσκηση 8<sup>η</sup>

Για τον ενισχυτή του σχήματος δύο όμοιων βαθμίδων με χωρητική σύζευξη, θα προσδιορίσουμε την απόκριση συχνότητας μέτρου σε όλη την περιοχή συχνοτήτων. Για τα τρανζίστορ δίνονται:  $h_{ie} = 3,15 \text{ k}\Omega$ ,  $h_{fe} = 150$ ,  $C_{\pi} = 17 \text{ pF}$ ,  $C_{\mu} = 6 \text{ pF}$ .



# Άσκηση 8<sup>η</sup>

Αρχικά προσδιορίζουμε την ενίσχυση στην **περιοχή των μεσαίων συχνοτήτων** με χρήση του παρακάτω ισοδύναμου κυκλώματος.



$$R_B = R_1 \parallel R_2 = R_3 \parallel R_4 = 9.14 \text{ k}\Omega$$

$$R_\alpha = R_{C1} \parallel R_B = 2.78 \text{ k}\Omega$$

$$R_i = R_B \parallel h_{ie} = 2.34 \text{ k}\Omega$$

$$R'_L = R_{C2} \parallel R_L = 2.4 \text{ k}\Omega$$

$$V_o = -150 i_{b2} R'_L$$

$$V_o = 150 R'_L \frac{R_\alpha}{R_\alpha + h_{ie}} 150 i_{b1}$$

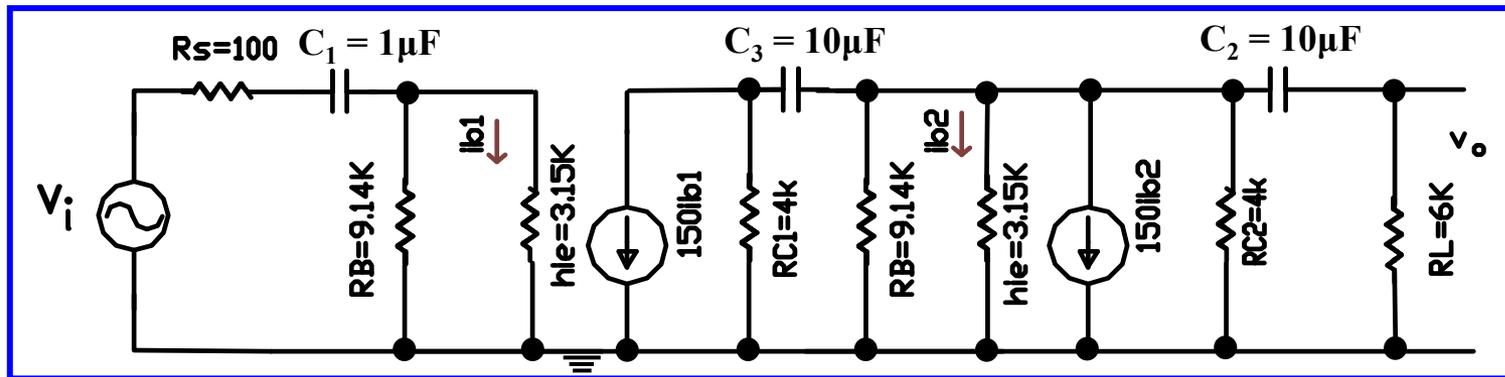
$$V_o = 150 R'_L \frac{R_\alpha}{R_\alpha + h_{ie}} 150 \frac{V_{be}}{h_{ie}}$$

$$V_o = 150 R'_L \frac{R_\alpha}{R_\alpha + h_{ie}} 150 \frac{1}{h_{ie}} \frac{R_i}{R_i + R_s} V_i$$

$$A_{vm} = \frac{V_o}{V_i} = 7706 \Rightarrow A_{vm} = 77.7 \text{ dB}$$

# Άσκηση 8<sup>η</sup>

Στη συνέχεια προσδιορίζουμε την κατώτερη συχνότητα αποκοπής με βάση το ισοδύναμο κύκλωμα του ενισχυτή στην **περιοχή των χαμηλών συχνοτήτων**.



Στο κύκλωμα εμφανίζονται τρεις βρόχοι με σταθερές χρόνου:

$$\tau_1 = (R_s + R_i) C_1 = 4.88 \text{ msec}$$

$$\tau_2 = (R_{C1} + R_i) C_3 = 0.063 \text{ sec}$$

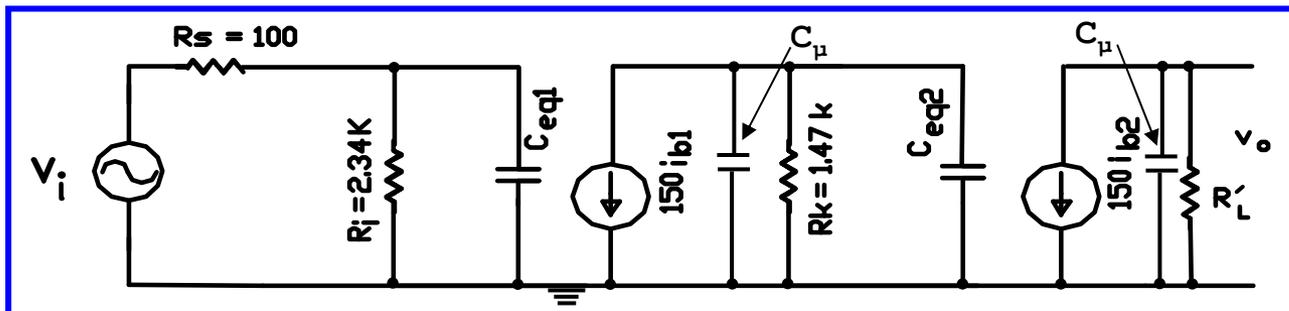
$$\tau_3 = (R_{C2} + R_L) C_2 = 0.1 \text{ sec}$$

Η μικρότερη σταθερά χρόνου καθορίζει την κατώτερη συχνότητα αποκοπής του ενισχυτή

$$\omega_L = \frac{1}{\tau_1} \Rightarrow f_L = \frac{1}{2\pi\tau_1} = 33 \text{ Hz}$$

# Άσκηση 8<sup>η</sup>

Επόμενο βήμα είναι ο προσδιορισμός της ανώτερης συχνότητας αποκοπής με βάση το ισοδύναμο κύκλωμα του ενισχυτή στην **περιοχή των υψηλών συχνοτήτων**.



$$R_k = R_\alpha \parallel h_{ie} = 1.47 \text{ k}\Omega$$

$$R'_L = R_{C2} \parallel R_L = 2.4 \text{ k}\Omega$$

$$C_{eq1} = C_\pi + C_\mu (1 + g_m R_k) = C_\pi + C_\mu \left( 1 + \frac{h_{fe}}{h_{ie}} R_k \right) = 443 \text{ pF}$$

$$C_{eq2} = C_\pi + C_\mu (1 + g_m R'_L) = C_\pi + C_\mu \left( 1 + \frac{h_{fe}}{h_{ie}} R'_L \right) = 709 \text{ pF}$$

Οι σταθερές χρόνου των κυκλωμάτων εισόδου των βαθμίδων είναι προφανώς μεγαλύτερες από εκείνες των κυκλωμάτων εξόδου και η μεγαλύτερη από τις σταθερές χρόνου εισόδου καθορίζει την ανώτερη συχνότητα αποκοπής

Στο κύκλωμα εμφανίζονται 2 βρόχοι με σταθερές χρόνου:

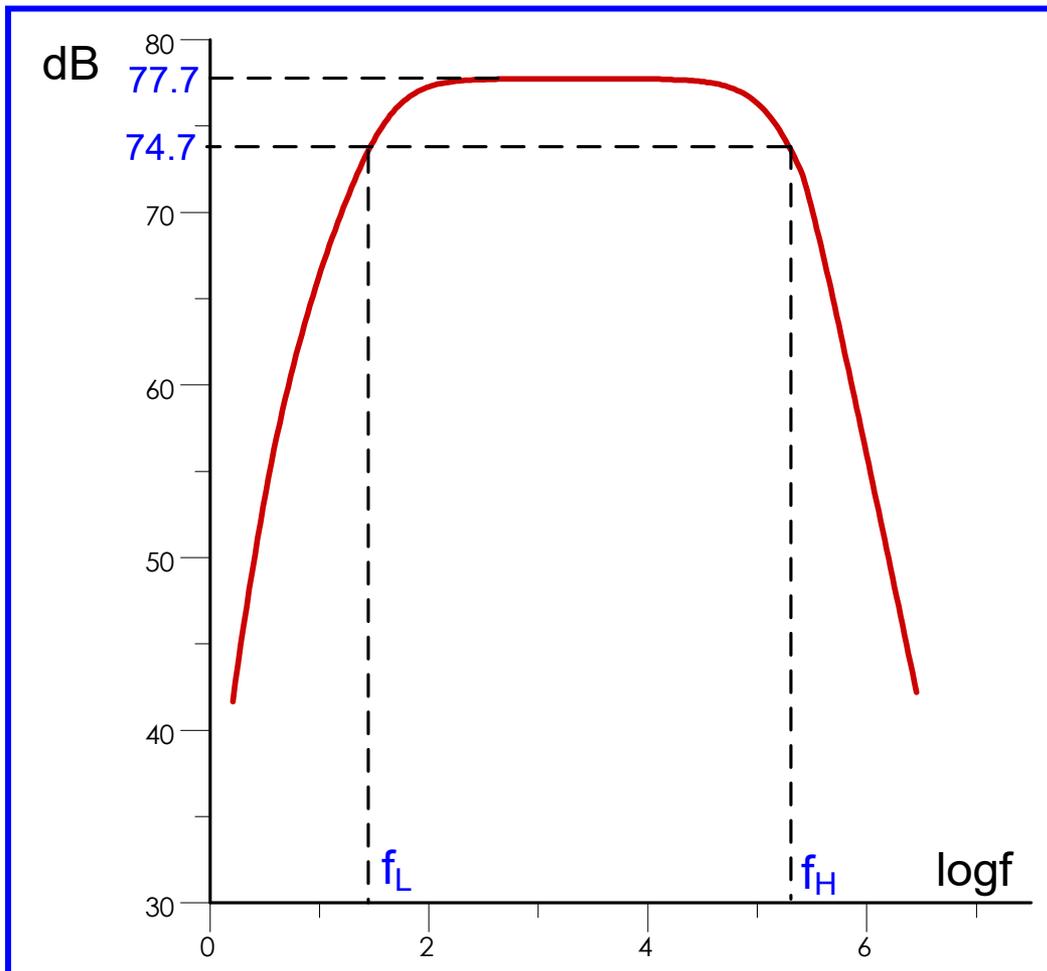
$$\tau_1 = (R_s \parallel R_i) C_{eq1} = 4.25 \times 10^{-8} \text{ sec}$$

$$\tau_2 = R_k C_{eq2} = 10.42 \times 10^{-7} \text{ sec}$$

$$\omega_H = \frac{1}{\tau_2} \Rightarrow f_H = \frac{1}{2\pi\tau_2} = 152.8 \text{ kHz}$$

# Άσκηση 8<sup>η</sup>

Η απόκριση συχνότητας μέτρου σε όλη την περιοχή συχνοτήτων για το σύνθετο ενισχυτή έχει ως εξής:

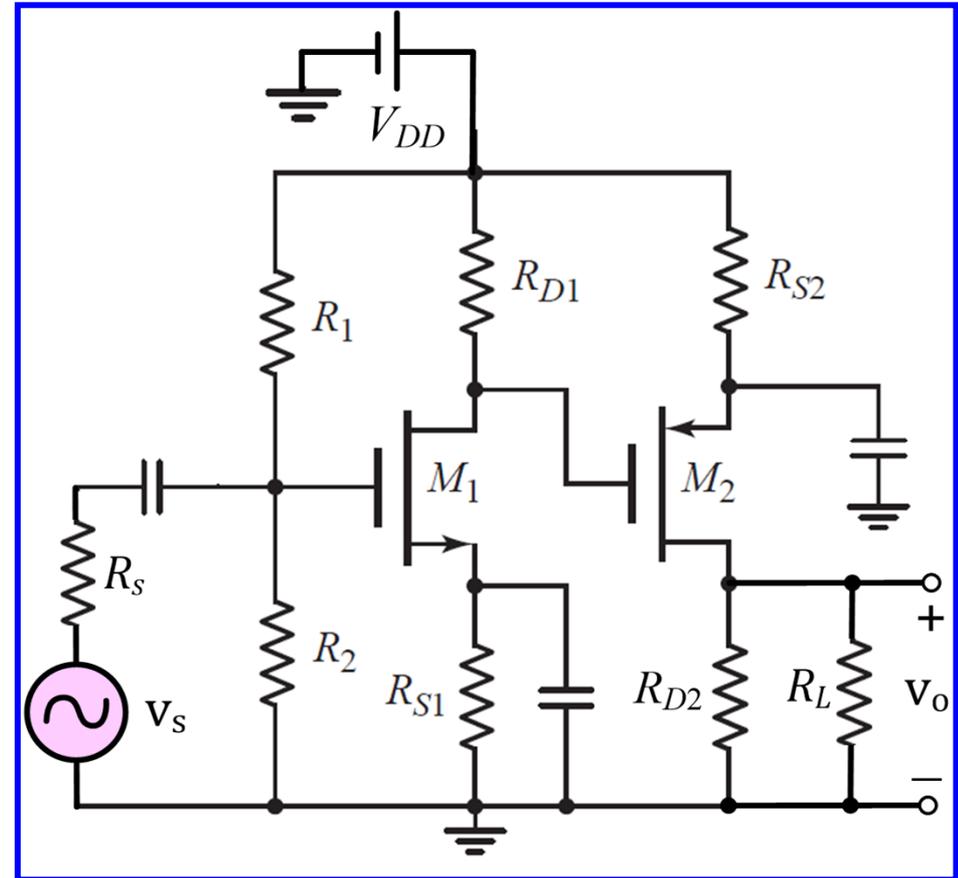


$$f_L = 33 \text{ Hz}$$
$$(\log 33 = 1.5)$$

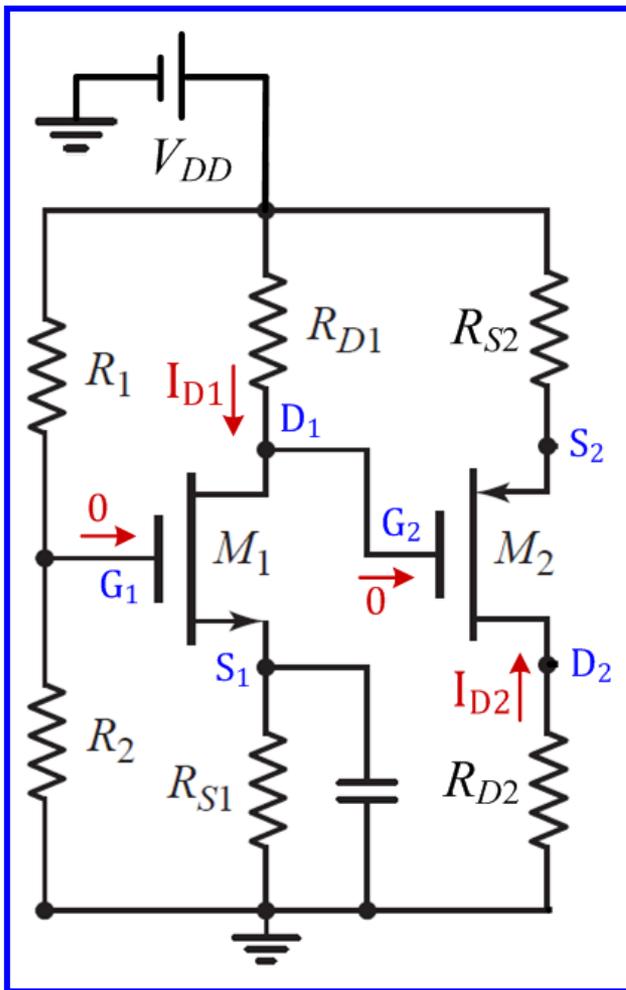
$$f_H = 152.8 \text{ kHz}$$
$$(\log 152.8\text{K} = 5.2)$$

# Άσκηση 9<sup>η</sup>

Για τον ενισχυτή του σχήματος δύο βαθμίδων με απευθείας σύζευξη, θα προσδιορίσουμε τα σημεία λειτουργίας των δύο MOSFET, θα χαράξουμε την γραμμή φορτίου της δεύτερης βαθμίδας (pMOS  $M_2$ ) και θα υπολογίσουμε την ενίσχυση τάσης και την ενίσχυση ρεύματος στην περιοχή των μεσαίων συχνοτήτων. Για τα MOSFET δίνονται:  $\beta_1 = 0,4 \text{ mA/V}^2$ ,  $\beta_2 = 2 \text{ mA/V}^2$ ,  $V_{TN} = 0,6 \text{ V}$ ,  $V_{TP} = -0.6 \text{ V}$ , ενώ για τον ενισχυτή δίνονται:  $V_{DD} = 5 \text{ V}$ ,  $R_s = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{S1} = 3 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{D1} = 12 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 60 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 47 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{S2} = 2,2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{D2} = 1,8 \text{ k}\Omega$  και  $R_L = 2,2 \text{ k}\Omega$ .



# Άσκηση 9η



$$V_{G1} = [R_2 / (R_1 + R_2)]V_{DD} = 2,2 \text{ V}$$

$$V_{GS1} = V_{G1} - V_{S1} = V_{G1} - I_{D1}R_{S1}$$

$$I_{D1} = \beta_1/2 (V_{GS1} - V_{TN})^2 = \beta_1/2 (V_{G1} - I_{D1}R_{S1} - V_{TN})^2 \Rightarrow$$

$$9I_{D1}^2 - 14,6I_{D1} + 2,56 = 0$$

Λύσεις εξίσωσης:  $I_{D1} = 0,2 \text{ mA}, 1,42 \text{ mA}$ .

$$I_{D1} = 1,42 \text{ mA}: V_{GS1} = V_{G1} - I_{D1}R_{S1} < 0 \Rightarrow$$

το nMOS M1 δεν άγει και θα έπρεπε  $I_{D1} = 0$

Βρόχος εξόδου πρώτης βαθμίδας:

$$-V_{DD} + I_{D1}R_{D1} + V_{DS} + I_{D1}R_{S1} = 0 \Rightarrow V_{DS1} = 2 \text{ V}$$

$$V_{G2} = V_{D1} = V_{DS1} + V_{S1} = V_{DS1} + I_{D2}R_{S2}, \quad V_{S2} = V_{DD} + I_{D2}R_{S2}$$

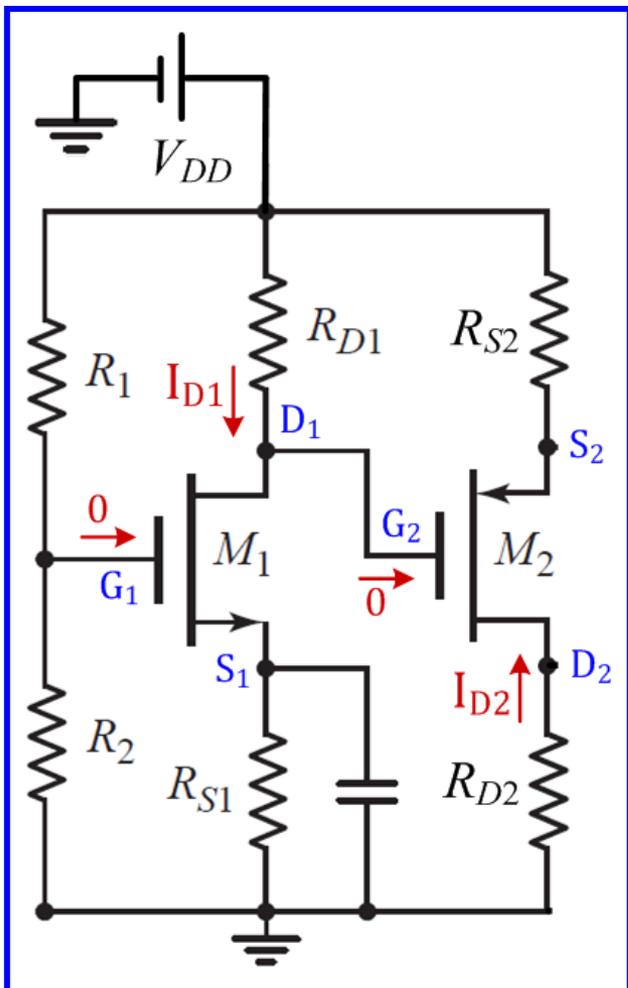
$$V_{GS2} = V_{G2} - V_{S2} = V_{DS1} + I_{D2}R_{S2} - V_{DD} - I_{D2}R_{S2}$$

$$I_{D2} = \beta_2/2 (V_{GS2} - V_{TP})^2 \Rightarrow$$

$$I_{D2} = \beta_2/2 (V_{DS1} + I_{D2}R_{S2} - V_{DD} - I_{D2}R_{S2} - V_{TP})^2 \Rightarrow$$

$$4,64I_{D2}^2 + 8,92I_{D2} + 3,24 = 0$$

# Άσκηση 9<sup>η</sup>



Λύσεις εξίσωσης:  $I_{D2} = -0,5 \text{ mA}$ ,  $-1,34 \text{ mA}$ .

$$I_{D2} = -1,34 \text{ mA}: V_{GS2} > 0 \Rightarrow$$

το pMOS M2 δεν άγει και θα έπρεπε  $I_{D2} = 0$

Βρόχος εξόδου δεύτερης βαθμίδας:

$$-V_{DD} - I_{D2}R_{S2} + V_{DS2} - I_{D2}R_{D2} = 0 \Rightarrow V_{DS2} = -3 \text{ V}$$

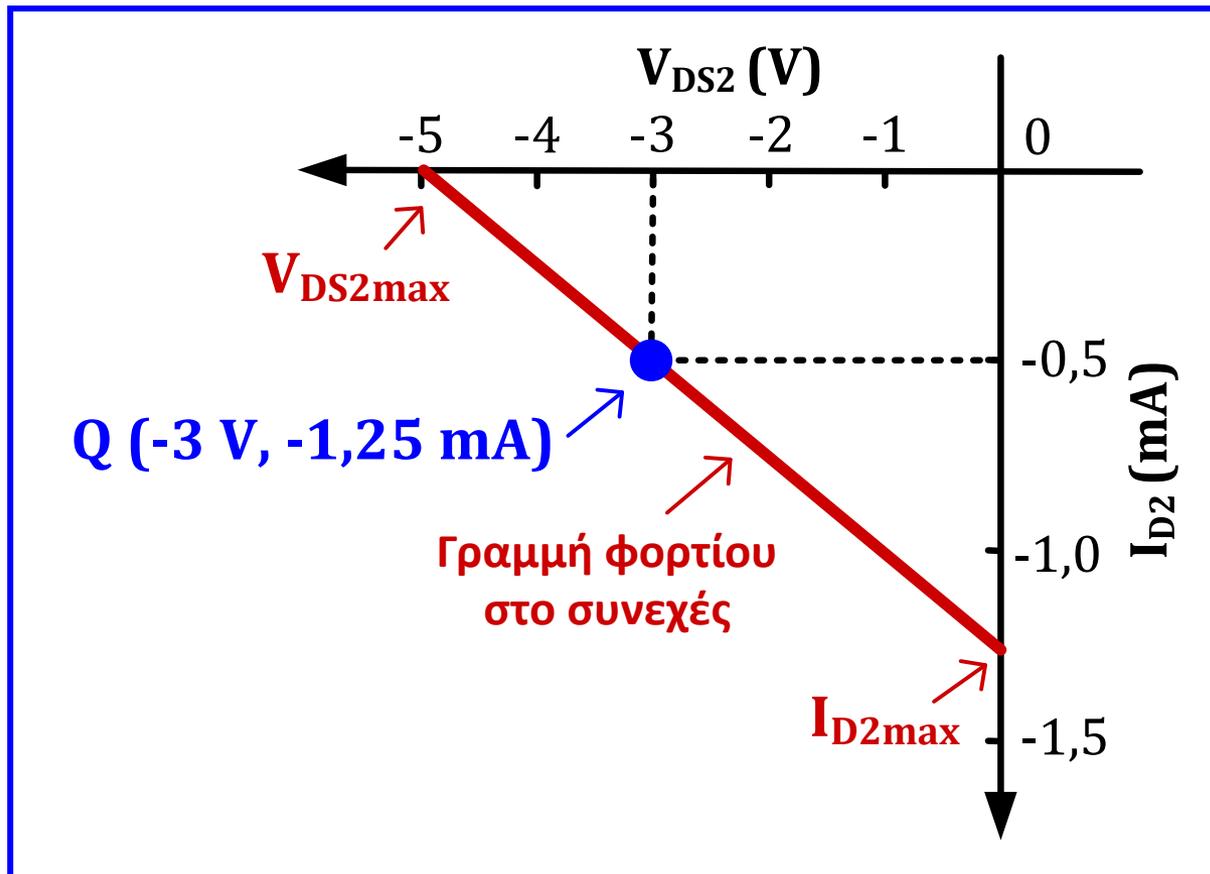
Το σημείο λειτουργίας του nMOS  $M_1$  βρίσκεται στο 1<sup>ο</sup> τεταρτημόριο και το σημείο λειτουργίας του pMOS  $M_2$  βρίσκεται στο 3<sup>ο</sup> τεταρτημόριο του συστήματος αξόνων της τάσης υποδοχής-πηγής και του ρεύματος υποδοχής.

Για να χαράξουμε την γραμμή φορτίου της δεύτερης βαθμίδας (pMOS  $M_2$ ), θέτουμε στην παραπάνω σχέση (2<sup>ος</sup> κανόνας Kirchhoff στον βρόχο εξόδου τη βαθμίδας):

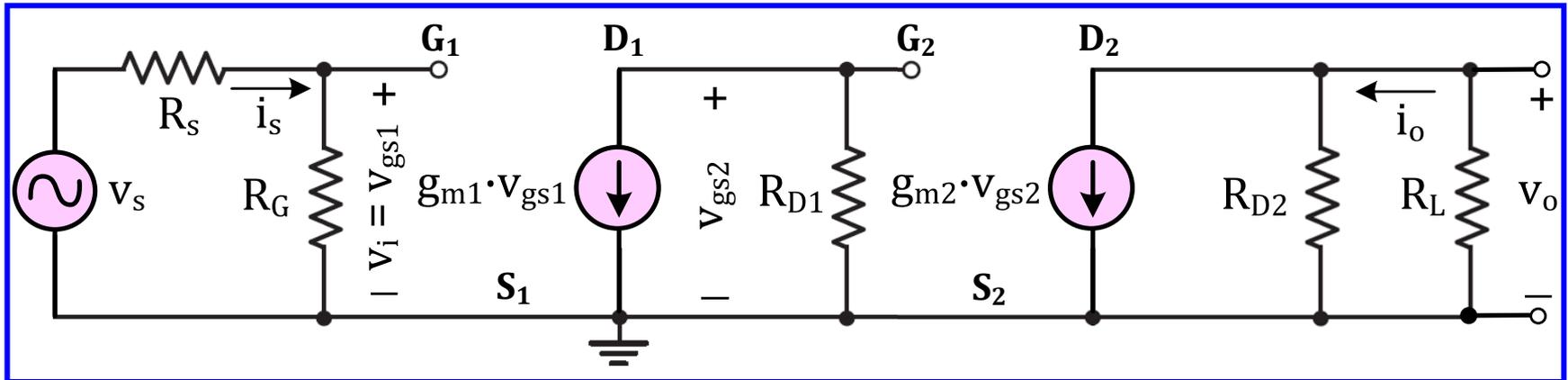
$$V_{DS2} = 0 \Rightarrow I_{D2\text{max}} = 0 \Rightarrow -V_{DD} / (R_{S2} + R_{D2}) = -1,25 \text{ mA}$$

$$\text{και } I_{DS2} = 0 \Rightarrow V_{DS2\text{max}} = -V_{DD} = -5 \text{ V}$$

# Άσκηση 9<sup>η</sup>



# Άσκηση 9<sup>η</sup>



$$R_G = R_1 || R_2 = 26,35 \text{ k}\Omega, \quad R'_L = R_{D2} || R_L = 1 \text{ k}\Omega$$

$$g_{m1} = \sqrt{2 \cdot \beta_1 \cdot I_{D1}} = 0,4 \text{ mS}, \quad g_{m2} = \sqrt{2 \cdot \beta_2 \cdot I_{D2}} = 1,41 \text{ mS}$$

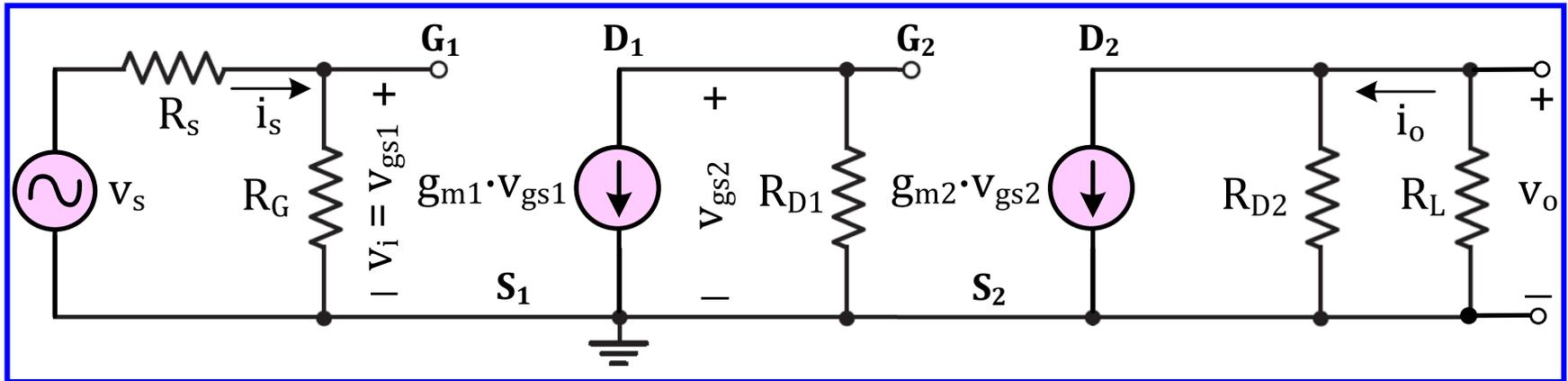
$$v_o = -g_{m2} \cdot v_{gs2} \cdot R'_L, \quad v_{gs2} = -g_{m1} \cdot v_{gs1} \cdot R_{D1}$$

$$v_o = g_{m2} \cdot g_{m1} \cdot R_{D1} \cdot R'_L \cdot v_{gs1} \Rightarrow v_o = g_{m2} \cdot g_{m1} \cdot R_{D1} \cdot R'_L \cdot v_i$$

$$v_i = \frac{R_G}{R_s + R_G} \cdot v_s, \quad v_o = g_{m2} \cdot g_{m1} \cdot R_{D1} \cdot R'_L \cdot \frac{R_G}{R_s + R_G} \cdot v_s \Rightarrow$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{g_{m2} \cdot g_{m1} \cdot R_{D1} \cdot R'_L \cdot R_G}{R_s + R_G} \Rightarrow \mathbf{A_v = 6,3}$$

# Άσκηση 9<sup>η</sup>



$$i_o = \frac{R_{D2}}{R_{D2} + R_L} \cdot g_{m2} \cdot v_{gs2}, \quad v_{gs2} = -g_{m1} \cdot v_{gs1} \cdot R_{D1}$$

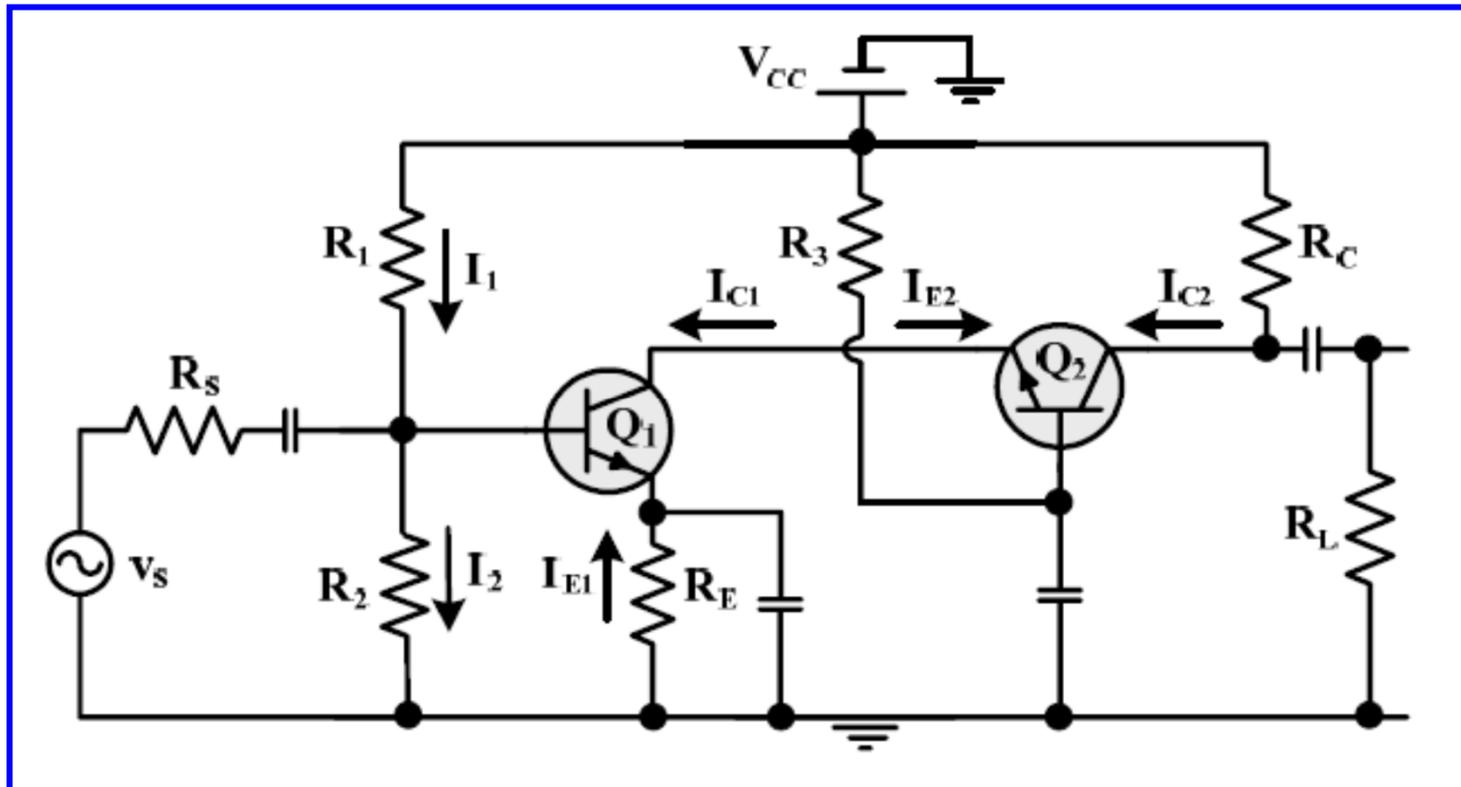
$$i_o = -\frac{R_{D2}}{R_{D2} + R_L} \cdot g_{m2} \cdot g_{m1} \cdot v_{gs1} \cdot R_{D1}, \quad v_{gs1} = i_s \cdot R_G$$

$$i_o = -\frac{R_{D2}}{R_{D2} + R_L} \cdot g_{m2} \cdot g_{m1} \cdot R_G \cdot R_{D1} \cdot i_s \Rightarrow$$

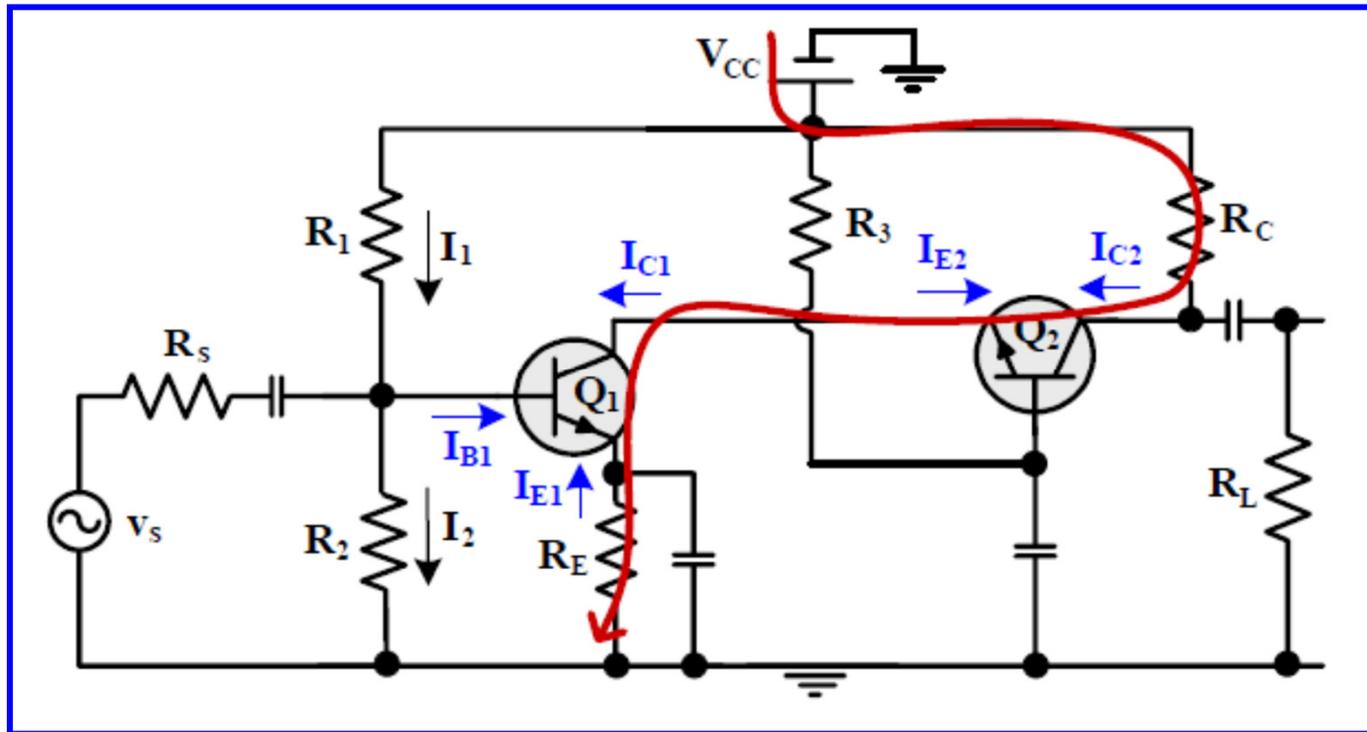
$$A_i = \frac{i_o}{i_s} = -\frac{R_{D2} \cdot g_{m2} \cdot g_{m1} \cdot R_G \cdot R_{D1}}{R_{D2} + R_L} \Rightarrow \mathbf{A_i = -80,25}$$

# Άσκηση 10<sup>η</sup>

Για το τρανζίστορ  $Q_1$  του κασκωδικού ενισχυτή του παρακάτω σχήματος δίνεται ότι  $\beta_1 = 200$  και για το τρανζίστορ  $Q_2$  δίνεται ότι  $V_{CE2} = 4,25$  V. Επίσης δίνονται:  $R_C = 1,5$  k $\Omega$ ,  $R_E = 1$  k $\Omega$ ,  $V_{CC} = 12$  V,  $I_1 = 10$   $\mu$ A και  $I_2 = 5$   $\mu$ A. Θα προσδιορίσουμε το σημείο λειτουργίας του τρανζίστορ  $Q_1$ . Θεωρούμε ότι στα τρανζίστορ του ενισχυτή ισχύει κατά προσέγγιση ότι:  $I_{C1} = -I_{E1}$  και  $I_{C2} = -I_{E2}$ .



# Άσκηση 10<sup>η</sup>



Από την εφαρμογή του 1ου κανόνα Kirchhoff στον κόμβο πριν από τη βάση του τρανζίστορ  $Q_1$ , προκύπτει εύκολα το ρεύμα βάσης του τρανζίστορ, ως εξής:

$$I_{B1} = I_1 - I_2 \Rightarrow I_{B1} = (10 - 5) \mu\text{A} \Rightarrow I_{B1} = 5 \mu\text{A}$$

$$I_{C1} = \beta \cdot I_{B1} \Rightarrow I_{C1} = 200 \cdot 5 \cdot 10^{-6} \text{ A} \Rightarrow I_{C1} = 1 \text{ mA}$$

## Άσκηση 10<sup>η</sup>

Παρατηρούμε ότι  $I_{C1} = -I_{E2}$  και επειδή  $I_{C2} = -I_{E2}$ , συμπεραίνουμε ότι  $I_{C2} = I_{C1} = 1 \text{ mA}$ . Επομένως, για να ολοκληρώσουμε τον προσδιορισμό του σημείου λειτουργίας του τρανζίστορ  $Q_1$ , αρκεί να υπολογίσουμε την τάση συλλέκτη-εκπομπού  $V_{CE1}$ . Εφαρμόζουμε τον 2ο κανόνα Kirchhoff στο βρόχο του κυκλώματος που υποδεικνύεται στο προηγούμενο σχήμα:

$$-V_{CC} + I_{C2}R_C + V_{CE2} + V_{CE1} - I_{E1}R_E = 0 \Rightarrow$$

$$-V_{CC} + I_{C2}R_C + V_{CE2} + V_{CE1} + I_{C1}R_E = 0 \Rightarrow$$

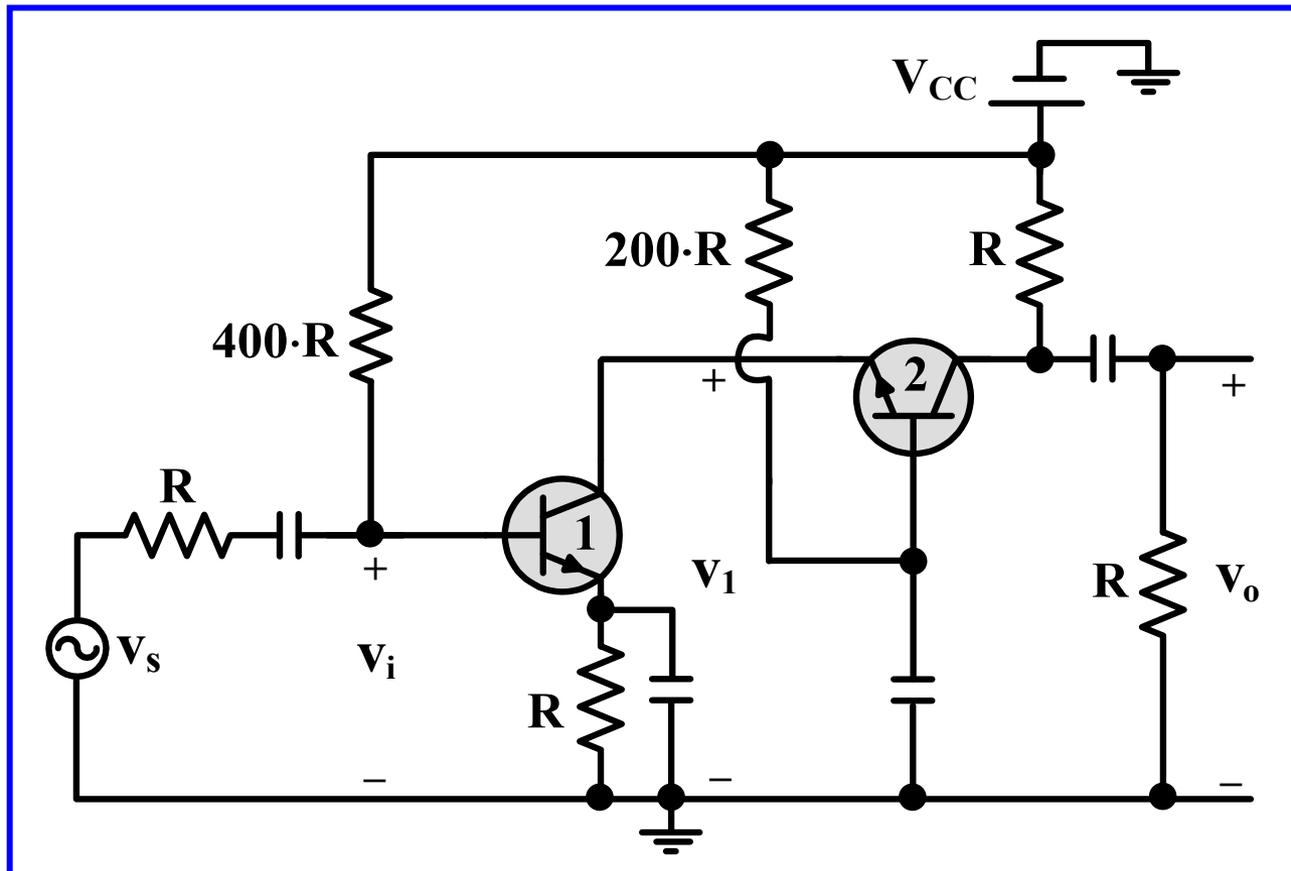
$$V_{CE1} = V_{CC} - I_{C2}R_C - V_{CE2} - I_{C1}R_E \Rightarrow$$

$$V_{CE1} = (12 - 1 \cdot 10^{-3} \cdot 1.5 \cdot 10^3 - 4.25 - 1 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot 10^3) \text{ V} \Rightarrow V_{CE1} = 5.25 \text{ V}$$

$$(V_{CE1}, I_{C1}) = (5.25 \text{ V}, 1 \text{ mA})$$

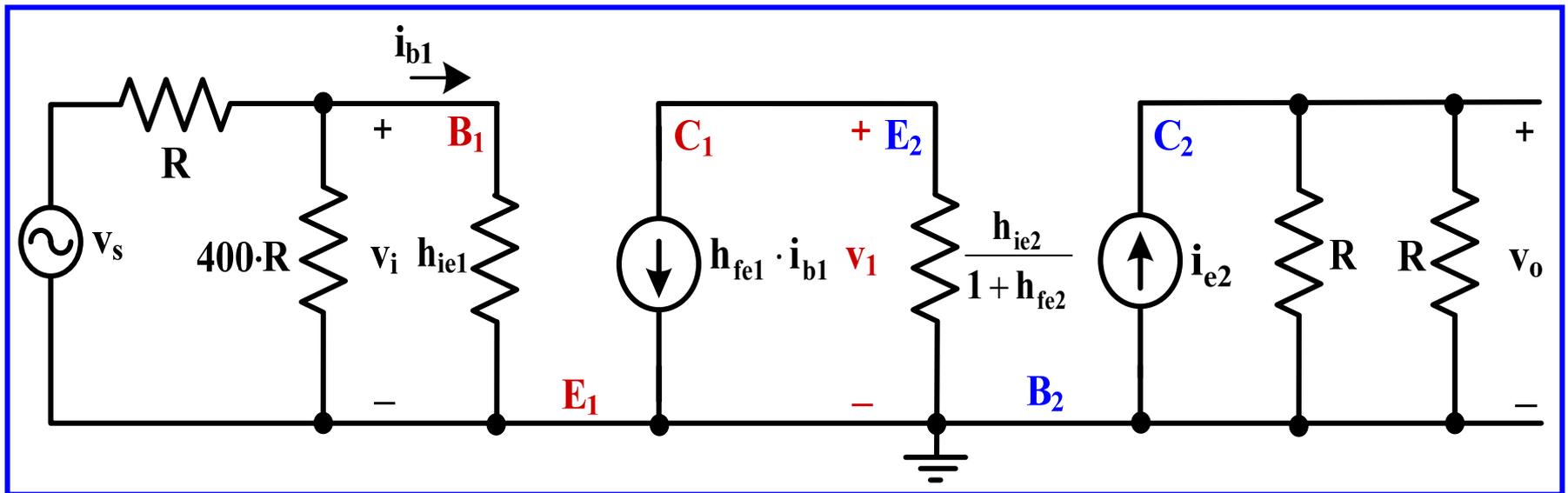
# Άσκηση 11<sup>η</sup>

Για τον παρακάτω κασκωδικό ενισχυτή, δίνεται ότι  $R = 2 \text{ k}\Omega$  και για τα τρανζίστορ δίνεται ότι  $h_{fe1} = h_{fe2} = 100$ ,  $h_{ie1} = 2 \text{ k}\Omega$  και  $h_{ie2} = 40 \text{ k}\Omega$ . Αφού σχεδιάσουμε το ισοδύναμο κύκλωμα του ενισχυτή για την περιοχή των μεσαίων συχνοτήτων, θα υπολογίσουμε την ενίσχυση τάσης της πρώτης βαθμίδας του ενισχυτή ( $A_v = v_1 / v_s$ ).



# Άσκηση 11<sup>η</sup>

Για να σχεδιάσουμε το ισοδύναμο κύκλωμα του ενισχυτή για την περιοχή των μεσαίων συχνοτήτων, χρησιμοποιούμε για το πρώτο και το δεύτερο τρανζίστορ τα ισοδύναμα κυκλώματα τρανζίστορ σύνδεσης κοινού εκπομπού και κοινής βάσης, αντίστοιχα. Στις μεσαίες συχνότητες, οι πυκνωτές λειτουργούν ως βραχυκυκλώματα και η πηγή σταθερής τάσης βραχυκυκλώνεται. Συνεπώς, η αντίσταση  $R$  που συνδέεται στον εκπομπού του πρώτου τρανζίστορ, καθώς και η αντίσταση  $200 \cdot R$  που συνδέεται στην βάση του δεύτερου τρανζίστορ δεν συμμετέχουν στο ισοδύναμο κύκλωμα, αφού οι αντιστάσεις αυτές βραχυκυκλώνονται.



# Άσκηση 11<sup>η</sup>

Από το νόμο του Ohm στην αντίσταση  $h_{ie2} / (1 + h_{fe2})$ , η τάση εξόδου  $v_1$  της πρώτης βαθμίδας του ενισχυτή, προσδιορίζεται ως εξής:

$$v_1 = -h_{fe1} \cdot i_b \cdot \frac{h_{ie2}}{1 + h_{fe2}} = -100 \cdot i_b \cdot \frac{40 \cdot 10^3}{1 + 100} \Rightarrow v_1 = -39.6 \cdot 10^3 \cdot i_{b1} \quad (1)$$

Από το νόμο του Ohm στην αντίσταση  $h_{ie1}$ , προκύπτει:

$$i_{b1} = \frac{v_i}{h_{ie1}} \Rightarrow i_b = \frac{v_i}{2 \cdot 10^3} \Rightarrow i_{b1} = 0.5 \cdot 10^{-3} \cdot v_i \quad (2)$$

Οι αντιστάσεις  $400 \cdot R$  και  $h_{ie1}$  είναι συνδεδεμένες παράλληλα:

$$R_i = \frac{400 \cdot R \cdot h_{ie1}}{400 \cdot R + h_{ie1}} \Rightarrow R_i = \frac{400 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^3}{400 \cdot 2 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3} \Rightarrow R_i \approx 2 \text{ k}\Omega$$

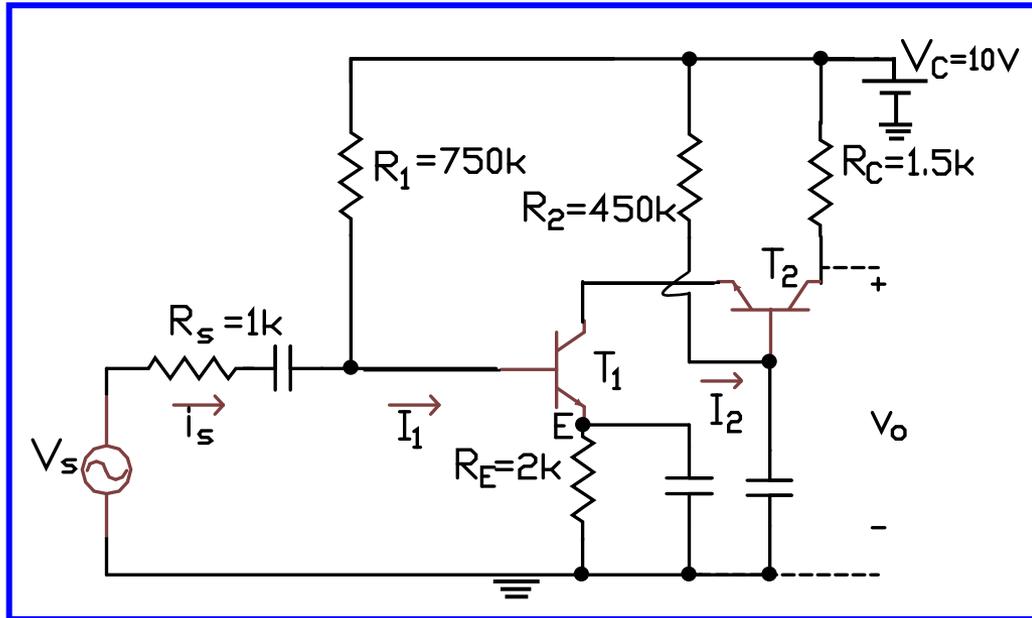
Από τον διαιρέτη τάσης στην είσοδο του ενισχυτή, προκύπτει ότι:

$$v_i = [R_i / (R + R_i)] \cdot v_s = [2 / (2 + 2)] \cdot v_s \Rightarrow v_i = 0.5 \cdot v_s \quad (3)$$

$$(1), (2), (3) \Rightarrow v_1 = -9.9 \cdot v_s \Rightarrow v_1 / v_s = -9.9 \Rightarrow A_v = v_1 / v_s = -9.9$$

# Άσκηση 12<sup>η</sup>

Στον ενισχυτή του σχήματος, τα δύο τρανζίστορ είναι όμοια. Θα υπολογίσουμε το ρεύμα βάσης και συλλέκτη, καθώς και την τάση συλλέκτη-εκπομπού των δύο τρανζίστορ. Για την περιοχή μεσαίων συχνοτήτων θα υπολογίσουμε την ενίσχυση τάσης  $A_{vi}$ , την ενίσχυση τάσης  $A_{vs}$  και τις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου. Δίνονται:  $\beta = h_{fe} = 100$ ,  $h_{ie} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{BE} = 0.5 \text{ V}$ ,  $\beta \gg 1$ .



$$V_C = I_1 R_1 + V_{BE1} + I_{C1} R_E \Rightarrow$$

$$V_C = I_1 R_1 + V_{BE1} + \beta I_1 R_E \Rightarrow$$

$$\Rightarrow I_1 = I_{B1} = 10 \mu\text{A}$$

$$I_{C1} = \beta \cdot I_{B1} = 1 \text{ mA} = -I_{E2} = I_{C2}$$

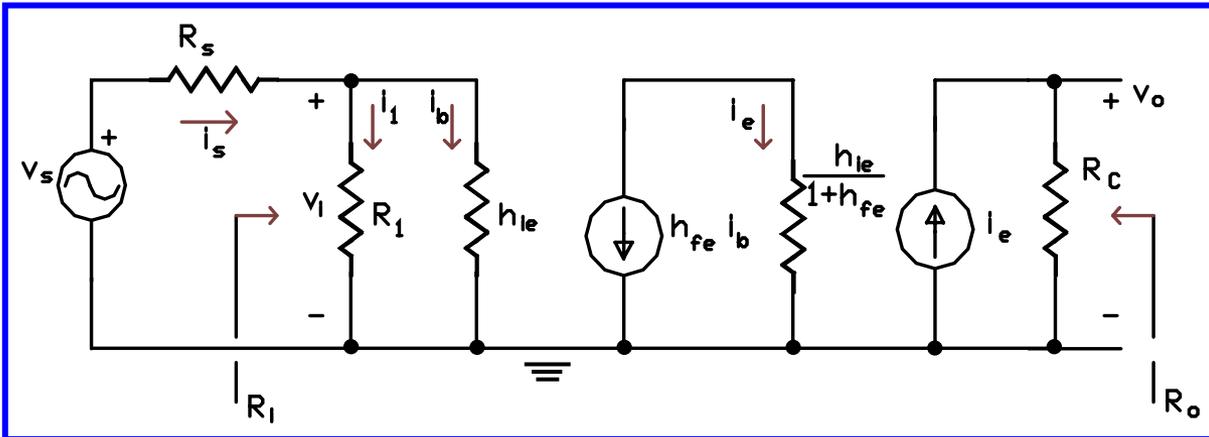
$$I_2 = I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta} = 10 \mu\text{A} = I_1$$

$$V_C = I_2 R_2 + V_{BE2} + V_{CE1} + I_{C1} R_E \Rightarrow V_{CE1} = 3 \text{ V}$$

$$V_C = I_{C2} R_C + V_{CE2} + V_{CE1} + I_{C1} R_E \Rightarrow V_{CE2} = 3.5 \text{ V}$$

# Άσκηση 12<sup>η</sup>

T1: σύνδεση κοινού εκπομπού, T2: σύνδεση κοινής βάσης (κασκωδικός ενισχυτής)



$$R_i = R_B \parallel h_{ie} \approx h_{ie} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = R_C = 1.5 \text{ k}\Omega$$

$$v_o = R_C i_e = -R_C h_{fe} i_b = -R_C h_{fe} \frac{v_i}{h_{ie}}$$

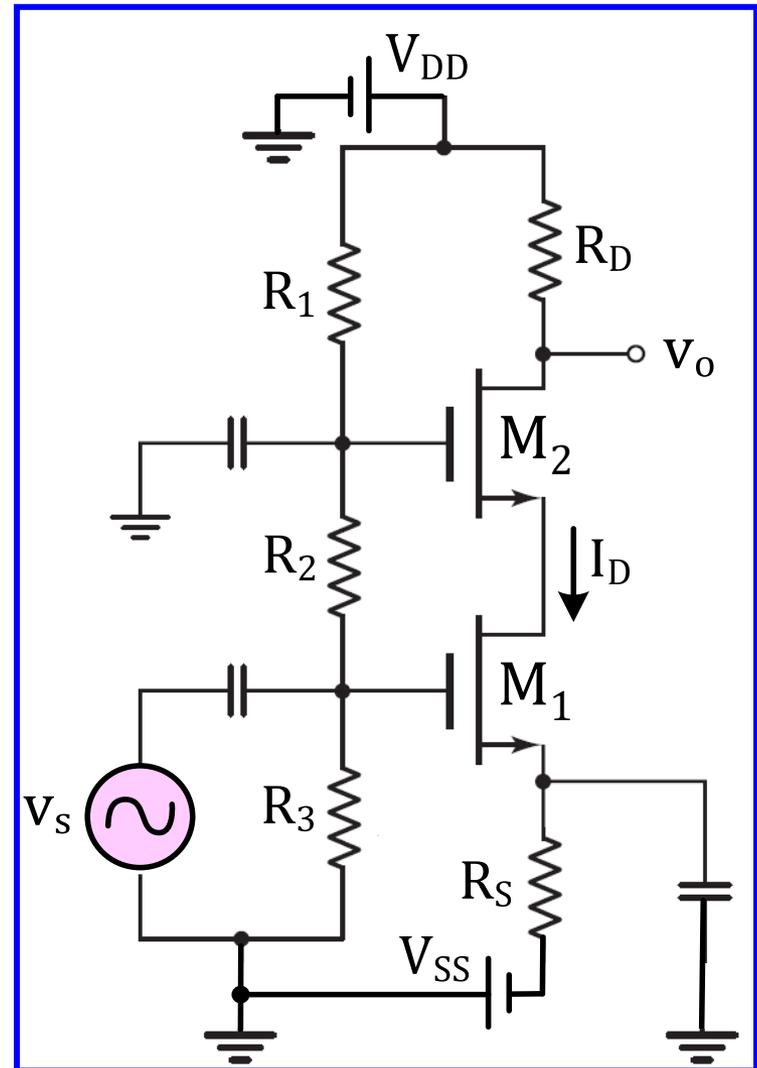
$$A_{v_i} = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_C h_{fe}}{h_{ie}} = -150$$

$$v_i = \frac{(R_1 \parallel h_{ie})}{(R_1 \parallel h_{ie}) + R_s} \cdot v_s = \frac{R_i}{R_i + R_s} \cdot v_s \Rightarrow v_i = 0.5 \cdot v_s$$

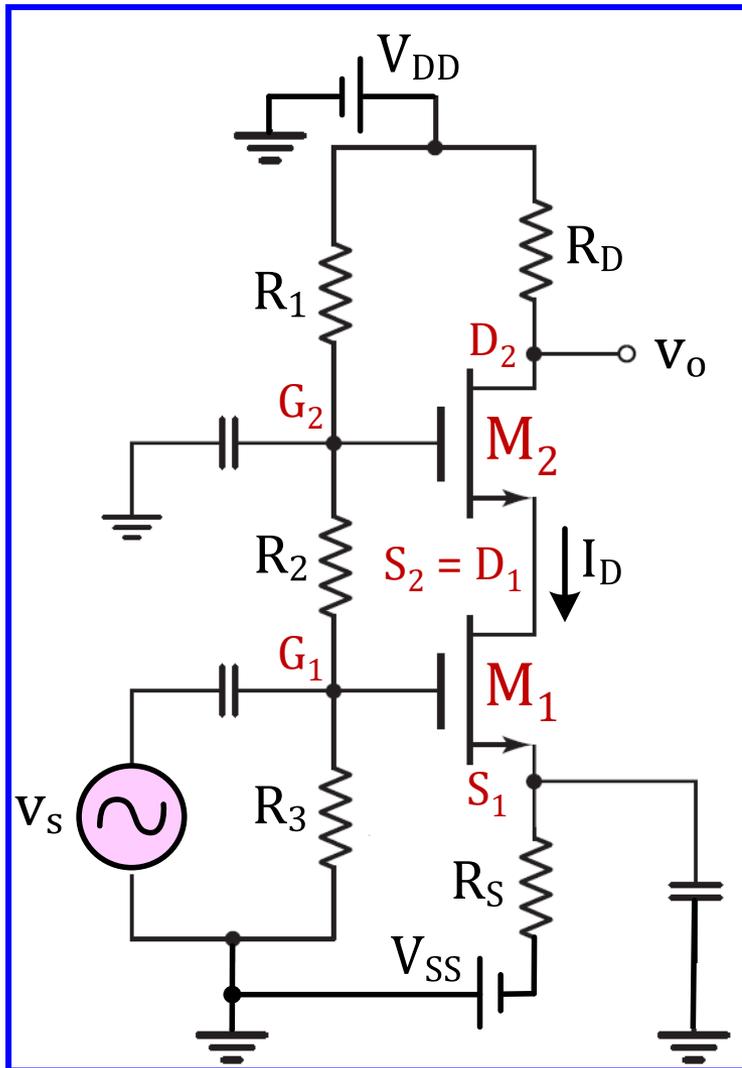
$$A_{v_s} = \frac{v_o}{v_s} = A_{v_i} \cdot 0.5 = -75$$

# Άσκηση 13<sup>η</sup>

Για τα όμοια MOSFET του κασκωδικού ενισχυτή του σχήματος, δίνονται:  $\beta_1 = \beta_2 = \beta = 4 \text{ mA/V}^2$ ,  $V_{T1} = V_{T2} = V_T = 1 \text{ V}$ ,  $I_D = 3 \text{ mA}$  και  $V_{DS1} = V_{DS2} = 2,5 \text{ V}$ . Για τον κασκωδικό ενισχυτή δίνονται:  $V_{DD} = V_{SS} = 5 \text{ V}$ ,  $R_S = 1,2 \text{ k}\Omega$  και  $R_1 + R_2 + R_3 = 500 \text{ k}\Omega$ . Θα υπολογίσουμε τις τιμές των αντιστάσεων  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_D$  και την ενίσχυση τάσης στην περιοχή των μεσαίων συχνοτήτων.



# Άσκηση 13<sup>η</sup>



$$V_{S1} = I_D R_S - V_{SS} = -1,4 \text{ V}$$

$$I_D = \beta/2 (V_{GS1} - V_T)^2 \Rightarrow V_{GS1} = \sqrt{\frac{2I_D}{\beta}} + V_T \Rightarrow$$

$$V_{GS1} = 2,225 \text{ V}$$

$$V_{G1} = V_{GS1} + V_{S1} = 0,825 \text{ V}$$

$$V_{G1} = [R_3 / (R_1 + R_2 + R_3)] V_{DD} \Rightarrow \mathbf{R_3 = 82,5 \text{ k}\Omega}$$

$$V_{D1} = V_{S1} + V_{DS1} = 1,1 \text{ V}$$

$$V_{G2} = V_{D1} + V_{GS1} = 3,325 \text{ V}$$

$$V_{G2} = [(R_2 + R_3) / (R_1 + R_2 + R_3)] V_{DD} \Rightarrow$$

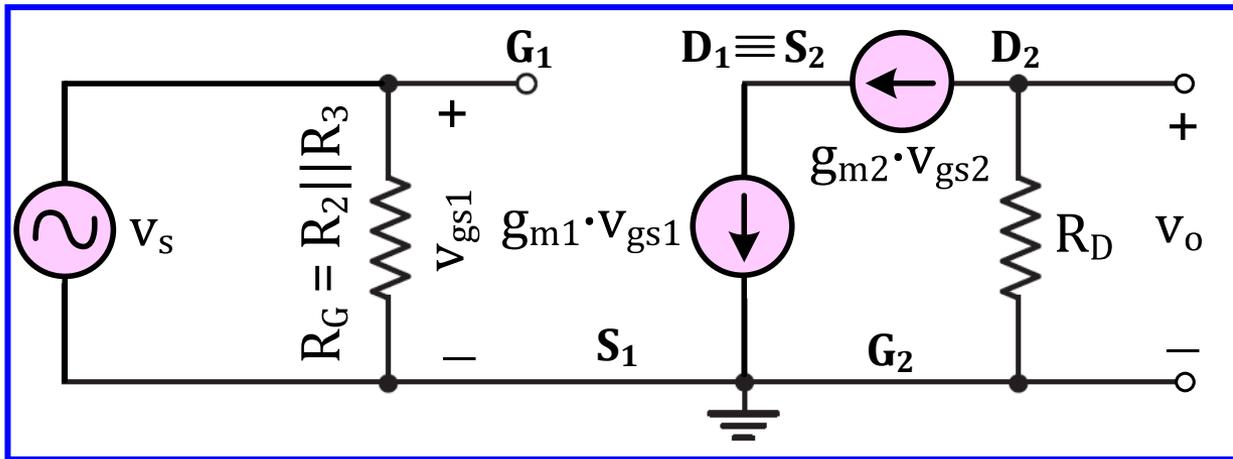
$$R_2 + R_3 = 332,5 \text{ k}\Omega \Rightarrow \mathbf{R_2 = 250 \text{ k}\Omega}$$

$$R_1 + R_2 + R_3 = 500 \text{ k}\Omega \Rightarrow \mathbf{R_1 = 167,5 \text{ k}\Omega}$$

$$V_{D2} = V_{D1} + V_{DS2} = 3,6 \text{ V}$$

$$R_D = (V_{DD} - V_{D2}) / I_D \Rightarrow \mathbf{R_D = 0,467 \text{ k}\Omega}$$

# Άσκηση 13<sup>η</sup>



$$\begin{aligned}g_{m1} &= g_{m2} = \sqrt{2 \cdot \beta \cdot I_D} \\ &= 4,9 \text{ mS} \\ g_{m1} \cdot v_{gs1} &= g_{m2} \cdot v_{gs2}\end{aligned}$$

$$V_o = -g_{m2} \cdot v_{gs2} \cdot R_D = -g_{m1} \cdot v_{gs1} \cdot R_D$$

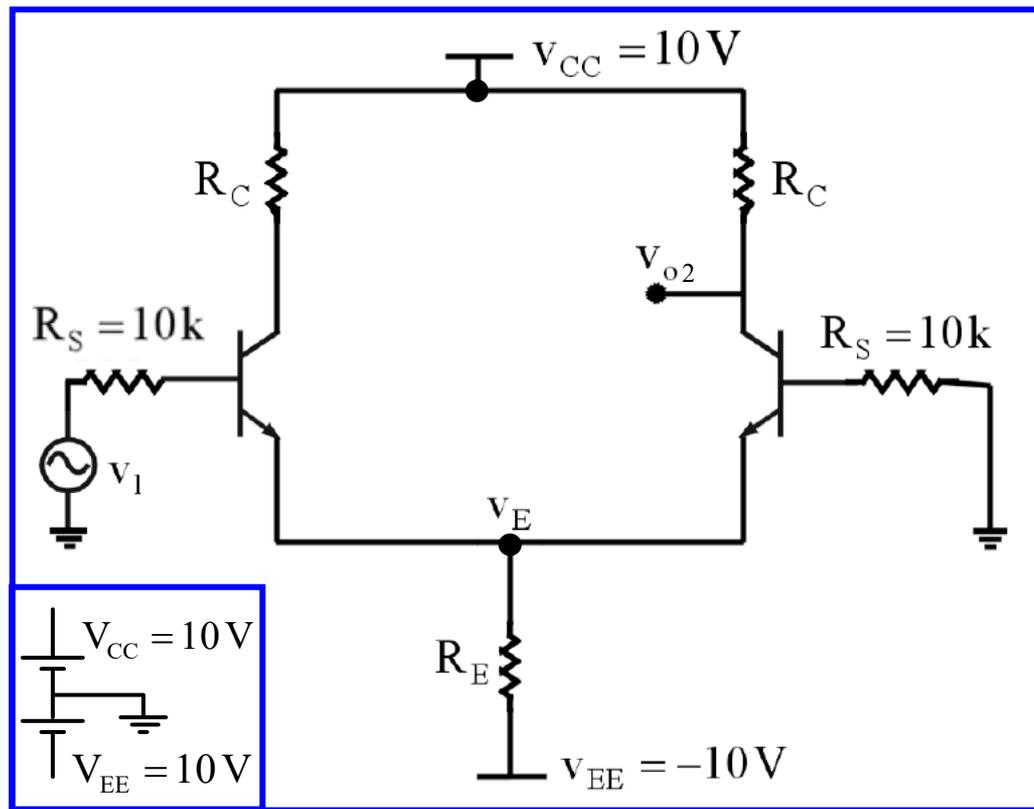
$$v_{gs1} = v_s, \quad V_o = -g_{m1} \cdot v_s \cdot R_D \Rightarrow$$

$$A_v = \frac{V_o}{v_s} = -g_{m1} \cdot R_D \Rightarrow \mathbf{A_v = -2,29}$$

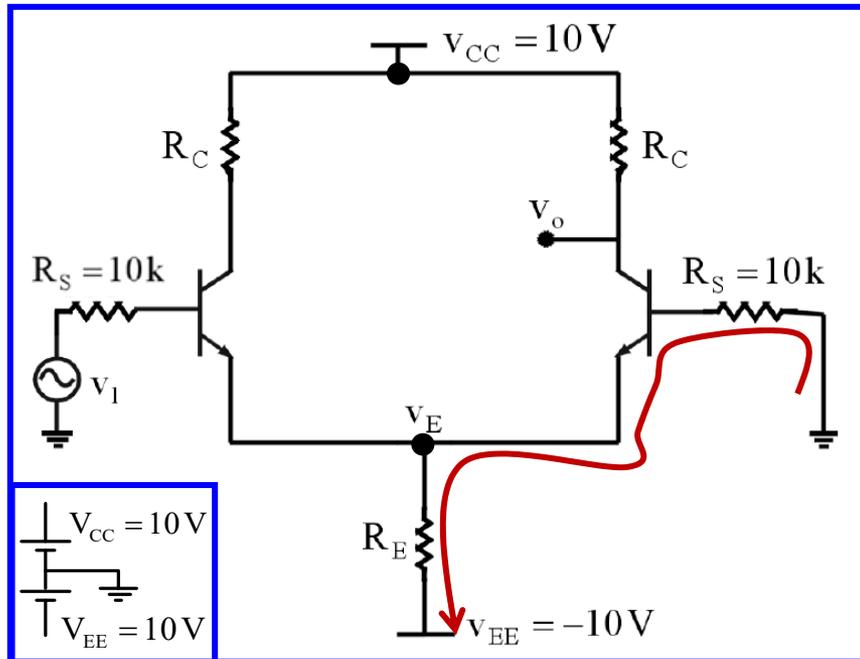
Η ενίσχυση τάσης του κασκωδικού ενισχυτή είναι ίδια με εκείνη μιας απλής ενισχυτικής βαθμίδας κοινής πηγής. Ωστόσο, η προθήκη της βαθμίδας κοινής πύλης αυξάνει την ανώτερη συχνότητα αποκοπής και έτσι ο κασκωδικός ενισχυτής έχει **μεγάλο εύρος ζώνης ενισχυμένων συχνοτήτων (bandwidth)**.

# Άσκηση 14<sup>η</sup>

Στο κύκλωμα του διαφορικού ενισχυτή του σχήματος θα υπολογίσουμε τις τιμές των αντιστατών  $R_C$  και  $R_E$  ώστε η ενίσχυση της βαθμίδας να είναι  $A_v = v_{o2} / v_1 = 50$  και  $I_C = 0,1 \text{ mA}$ . Για τα δύο τρανζίστορ δίνονται:  $\beta = h_{fe} = 250$ ,  $V_{BE} = 0,715 \text{ V}$  και  $h_{ie} = 65 \text{ k}\Omega$ .



# Άσκηση 14<sup>η</sup>

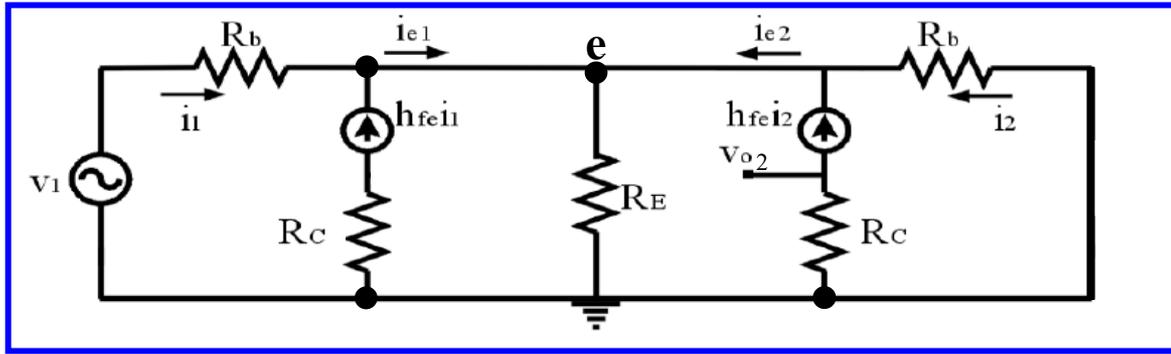


$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = 0.4 \mu\text{A}$$

$$I_B R_s + V_{BE} + 2I_C R_E - V_{EE} = 0 \Rightarrow$$
$$R_E = \frac{V_{EE} - I_B R_s - V_{BE}}{2I_C} \Rightarrow$$
$$R_E = 46.4 \text{ k}\Omega$$

Η τιμή της αντίστασης  $R_E$  υπολογίστηκε με ανάλυση του κυκλώματος στο συνεχές, ενώ στη συνέχεια ο υπολογισμός της τιμής της αντίστασης  $R_C$  καθώς και των αντιστάσεων εισόδου και εξόδου του διαφορικού ενισχυτή θα διενεργηθεί με ανάλυση του ενισχυτή στο εναλλασσόμενο.

# Άσκηση 14<sup>η</sup>



Απλή πηγή σήματος στον ΔΕ

$$R_b = R_s + h_{ie} = 74.6 \text{ k}\Omega$$

$$v_e = -R_b i_2 \quad (1)$$

$$v_e = (i_{e1} + i_{e2})R_E = (i_1 + h_{fe}i_1 + i_2 + h_{fe}i_2)R_E = (1 + h_{fe})(i_1 + i_2)R_E \stackrel{(1)}{\Rightarrow} i_1 = -\frac{R_b + (1 + h_{fe})R_E}{(1 + h_{fe})R_E} i_2 \quad (2)$$

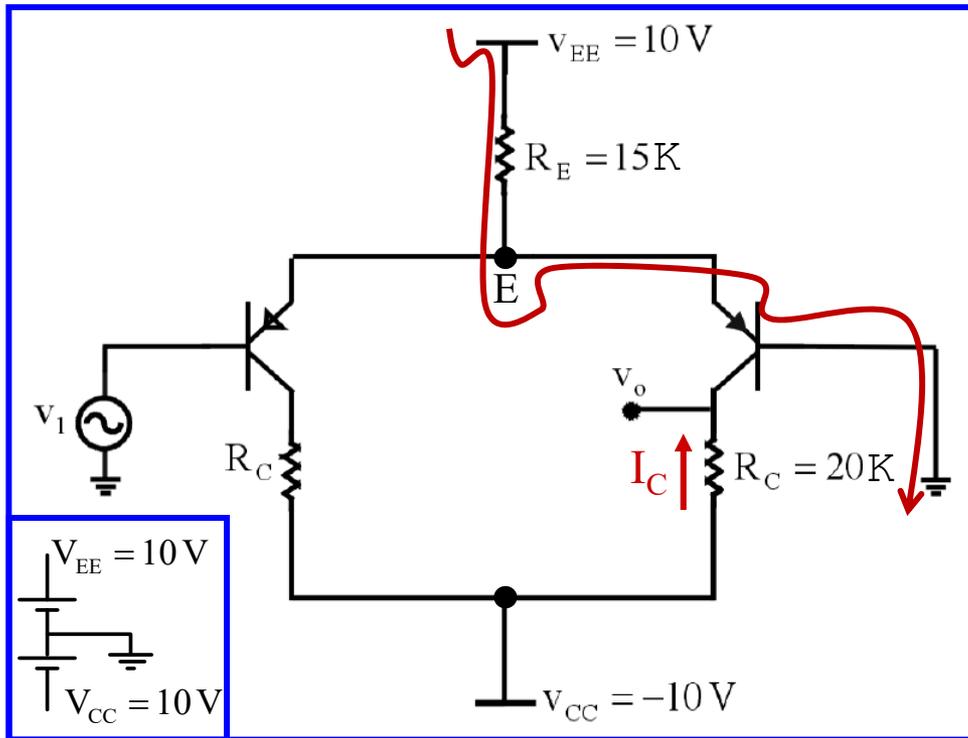
$$\begin{aligned} v_1 = R_b i_1 + v_e \\ v_e = -R_b i_2 \end{aligned} \Rightarrow v_1 = R_b (i_1 - i_2) \stackrel{(2)}{\Rightarrow} v_1 = -R_b \left( \frac{R_b}{(1 + h_{fe})R_E} + 2 \right) i_2$$

$$(1 + h_{fe})R_E \gg R_b \Rightarrow v_1 \approx -2R_b i_2 \Rightarrow i_2 \approx -\frac{v_1}{2R_b} \quad v_{o2} = -h_{fe}R_C i_2 = h_{fe} \frac{R_C}{2R_b} v_1$$

$$\text{Δίνεται ότι } A_v = v_{o2} / v_1 = 50 \Rightarrow A_v = \frac{v_{o2}}{v_1} = \frac{h_{fe}R_C}{2R_b} \Rightarrow R_C = 29.9 \text{ k}\Omega$$

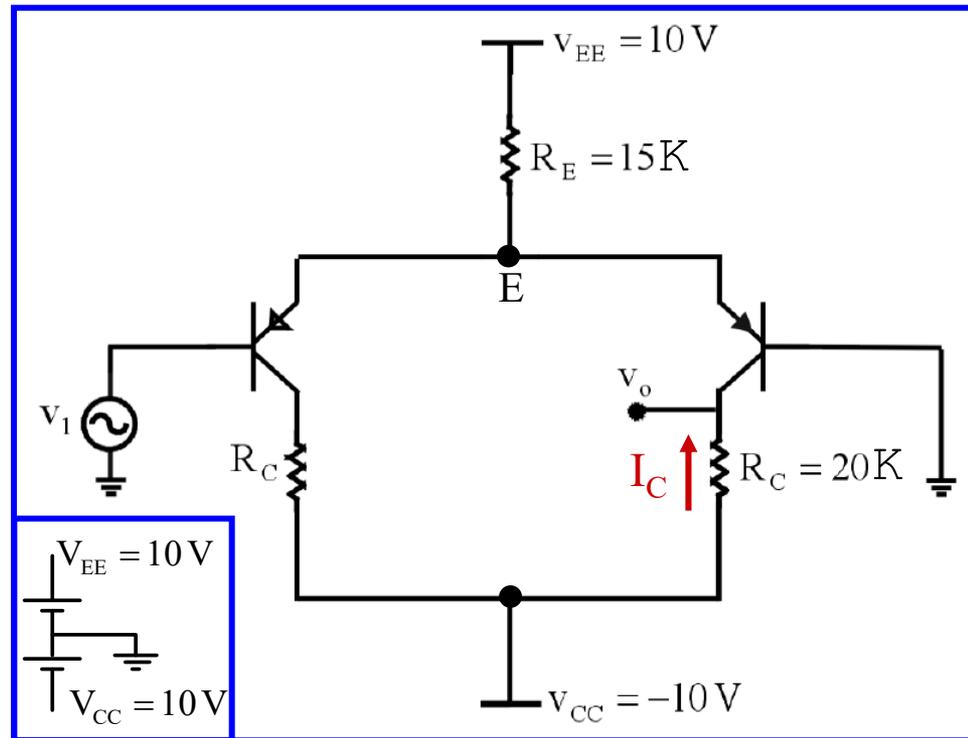
# Άσκηση 15<sup>η</sup>

Για τον διαφορικό ενισχυτή του σχήματος, θα υπολογίσουμε το ρεύμα πόλωσης  $I_C$  των τρανζίστορ. Για τα διπολικά τρανζίστορ **pnp** δίνεται ότι  $V_{BE} = -0,7 \text{ V}$ .



$$\begin{aligned} -V_{EE} + I_{R_E} R_E + V_{EB} &= 0 \Rightarrow \\ -V_{EE} + 2I_E R_E - V_{BE} &= 0 \Rightarrow \\ -V_{EE} - 2I_C R_E - V_{BE} &= 0 \Rightarrow \\ I_C &= \frac{-V_{EE} - V_{BE}}{2R_E} = -0.31 \text{ mA} \end{aligned}$$

# Άσκηση 15<sup>η</sup>

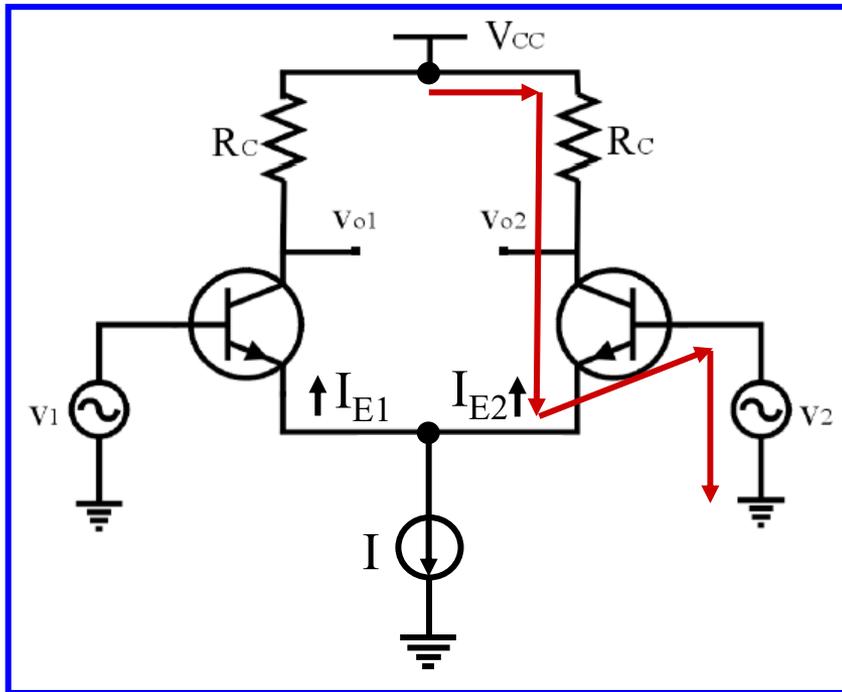


- Το κύκλωμα στο συνεχές είναι συμμετρικό, αφού η πηγή σήματος τάσης αντιμετωπίζεται ως βραχυκύκλωμα, τα τρανζίστορ είναι όμοια, όπως επίσης και οι αντιστάσεις συλλέκτη. Επομένως τα τρανζίστορ πολώνονται με το ίδιο ρεύμα  $I_C$ .
- Το ρεύμα  $I_C$  προέκυψε αρνητικό, αφού πρόκειται για ρεύμα το οποίο πολώνει στην ενεργό περιοχή τρανζίστορ τύπου pnp.

# Άσκηση 16<sup>η</sup>

Για τον διαφορικό ενισχυτή του σχήματος θα προσδιορίσουμε τα σημεία λειτουργίας των 2 όμοιων τρανζίστορ και θα υπολογίσουμε την ενίσχυση τάσης  $A_d$  για διαφορικά σήματα εισόδου.

Δίνονται:  $\beta = h_{fe} = 100$ ,  $h_{ie} = 5,25 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$ ,  $R_C = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $I = 1 \text{ mA}$ ,  $V_{CC} = 10 \text{ V}$ .



Αφού τα τρανζίστορ είναι όμοια και το κύκλωμα συμμετρικό, το σταθερό ρεύμα της πηγής ρεύματος μοιράζεται στους εκπομπούς των τρανζίστορ, οπότε:

$$I_{E1} = I_{E2} = - (I / 2)$$

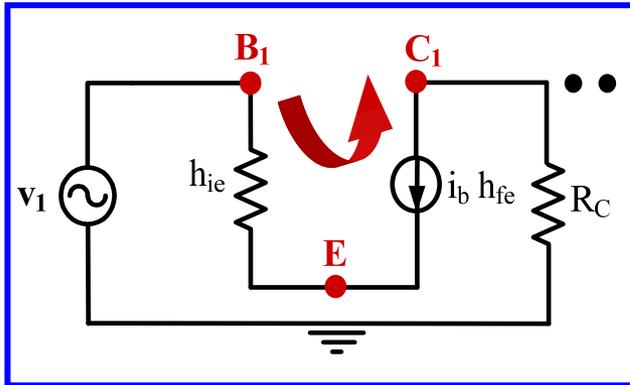
$$I_C = -(I_E + I_B) \quad \begin{matrix} I_B = I_C / \beta \\ I_E = -I / 2 \end{matrix} \Rightarrow I_C = - \left( -\frac{I}{2} + \frac{I_C}{\beta} \right) \Rightarrow$$

$$I_C = \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot \frac{I}{2} \Rightarrow I_C = 0.495 \text{ mA}$$

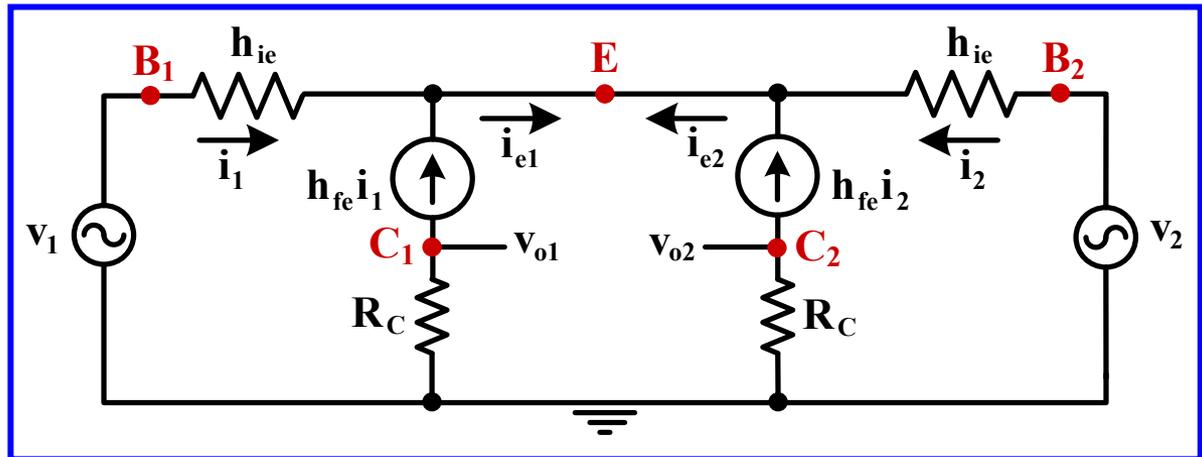
Για την ανάλυση στο συνεχές, θεωρούμε ότι βραχυκυκλώνονται οι πηγές των σημάτων εισόδου.

$$\begin{aligned} -V_{CC} + I_C R_C + V_{CE} + V_{EB} &= 0 \Rightarrow \\ V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_C + V_{BE} \Rightarrow V_{CE} = 5.75 \text{ V} \end{aligned}$$

# Άσκηση 16<sup>η</sup>



Στο ισοδύναμο κύκλωμα, η πηγή σταθερού ρεύματος αντικαθίσταται από ανοιχτό κύκλωμα.



$$v_1 = h_{ie} i_1 + v_e$$

$$v_2 = h_{ie} i_2 + v_e$$

$$v_1 - v_2 = h_{ie} (i_1 - i_2) \Rightarrow 2v_1 = h_{ie} (i_1 - i_2) \Rightarrow i_2 = -\left(\frac{2v_1}{h_{ie}}\right) + i_1$$

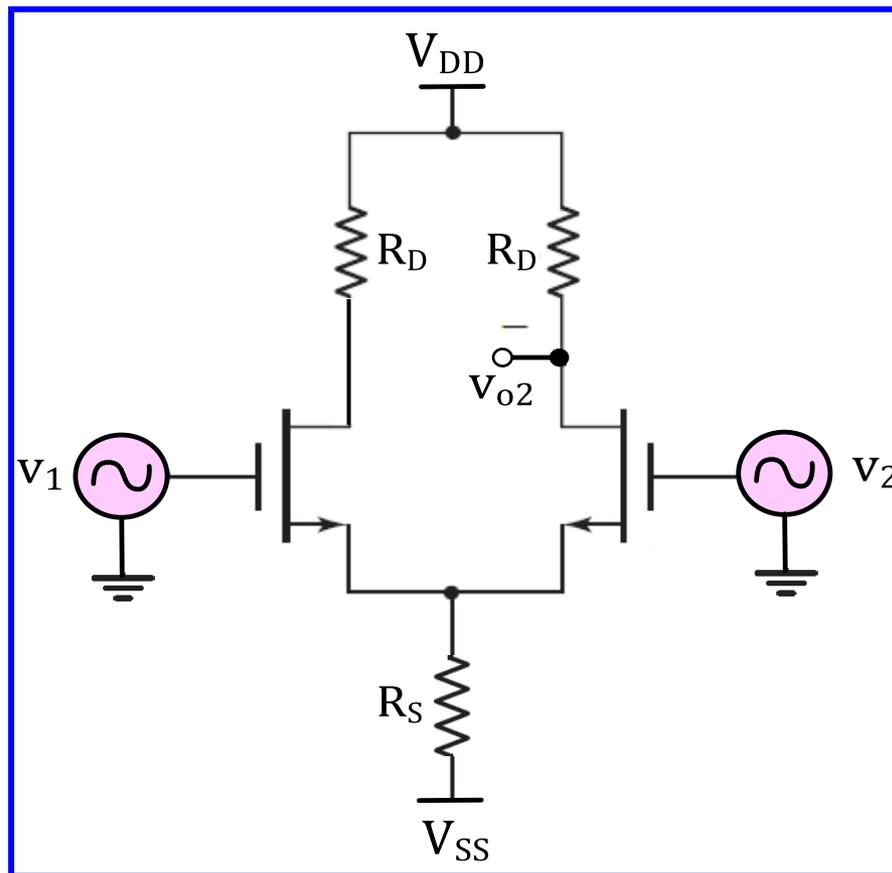
$$i_{e1} = -i_{e2} \Rightarrow (1 + h_{fe}) i_1 = -(1 + h_{fe}) i_2 \Rightarrow i_1 = -i_2$$

$$i_2 = -v_1 / h_{ie}$$

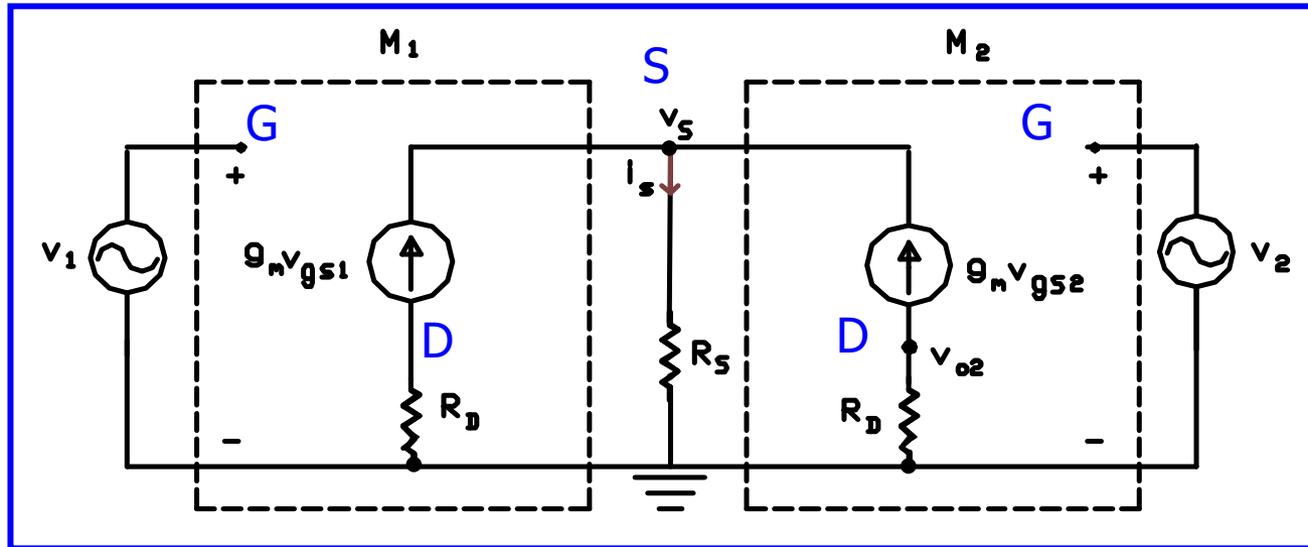
$$v_{o2} = -h_{fe} R_C i_2 = h_{fe} R_C \frac{v_1}{h_{ie}} \Rightarrow A_d = \frac{v_{o2}}{v_1 - v_2} = \frac{v_{o2}}{2v_1} = \frac{h_{fe} R_C}{2h_{ie}} \Rightarrow A_d = 190.5$$

# Άσκηση 17<sup>η</sup>

Στο διαφορικό ενισχυτή με MOSFET του σχήματος εφαρμόζονται διαφορικά σήματα εισόδου. Θα υπολογίσουμε τη διαφορική ενίσχυση του ενισχυτή για απλή έξοδο. Για τα όμοια MOSFET δίνεται ότι  $g_m = 0,5 \text{ mS}$  και  $R_D = 80 \text{ k}\Omega$ .



# Άσκηση 17<sup>η</sup>



$$v_S = g_m v_{gs1} R_S + g_m v_{gs2} R_S \Rightarrow$$

$$v_S = g_m R_S (v_1 - v_S) + g_m R_S (v_2 - v_S) \Rightarrow$$

$$v_S = \frac{g_m R_S}{1 + 2g_m R_S} (v_1 + v_2)$$

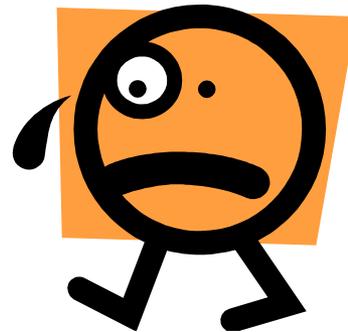
$$v_{o2} = -g_m v_{gs2} R_D \Rightarrow$$

$$v_{o2} = -g_m R_D (v_2 - v_S) \Rightarrow$$

$$v_{o2} = -g_m R_D v_2$$

$$v_1 = -v_2 \rightarrow v_S = 0$$

$$A_d = \frac{v_{o2}}{v_1 - v_2} = \frac{-g_m R_D v_2}{-2v_2} = \frac{g_m R_D}{2} = 20$$



Τέλος 5ης ενότητας