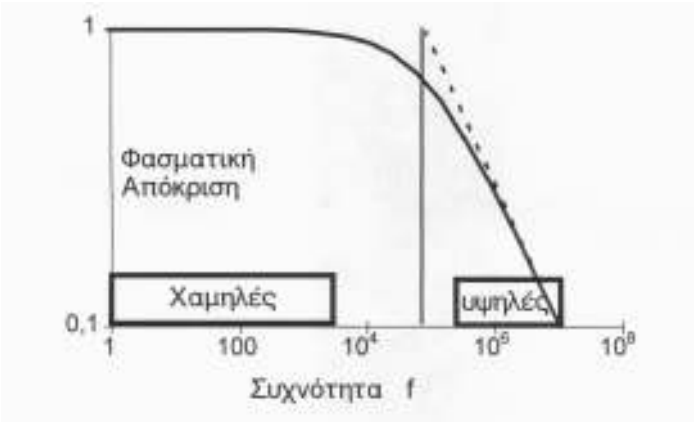
Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό θα μιλήσουμε για ενισχυτές μιας βαθμίδας με **διπολικά** τρανζίστορ. Σε επόμενα κεφάλαια θα μιλήσουμε για ενισχυτές με FET, όπως και για ενισχυτές με ολοκληρωμένα κυκλώματα. Επίσης η αναφορά μας θα είναι σε ενισχυτές που διεγείρονται από μικρά σήματα σε χαμηλές συχνότητες. **Μικρά σήματα** θα *λέμε* εκείνα τα σήματα τα οποία είναι πολύ μικρότερα από την δυναμική περιοχή ενίσχυσης του ενισχυτή. **Δυναμική περιοχή ενίσχυσης** ενός ενισχυτή θα ονομάζουμε την προβολή της ευθείας φόρτου στον άξονα των τάσεων και των ρευμάτων. Π.χ. (σχ. 1.3) η δυναμική περιοχή του αντίστοιχου ενισχυτή θα είναι [V_A -V_B] και [I_A -I_B]. **Χαμηλές συχνότητες** θα ονομάζουμε τις συχνότητες που είναι πολύ μικρότερες από τη χαρακτηριστική συχνότητα αποκοπής του ενισχυτή. Σε όλη την περιοχή χαμηλών συχνοτήτων (Σχ. 1) οι παράμετροι κάθε τρανζίστορ είναι ανεξάρτητες από τη συχνότητα και επομένως και η ενίσχυση όπως και κάθε *άλλο* χαρακτηριστικό του ενισχυτή θα είναι ανεξάρτητο από τη συχνότητα.

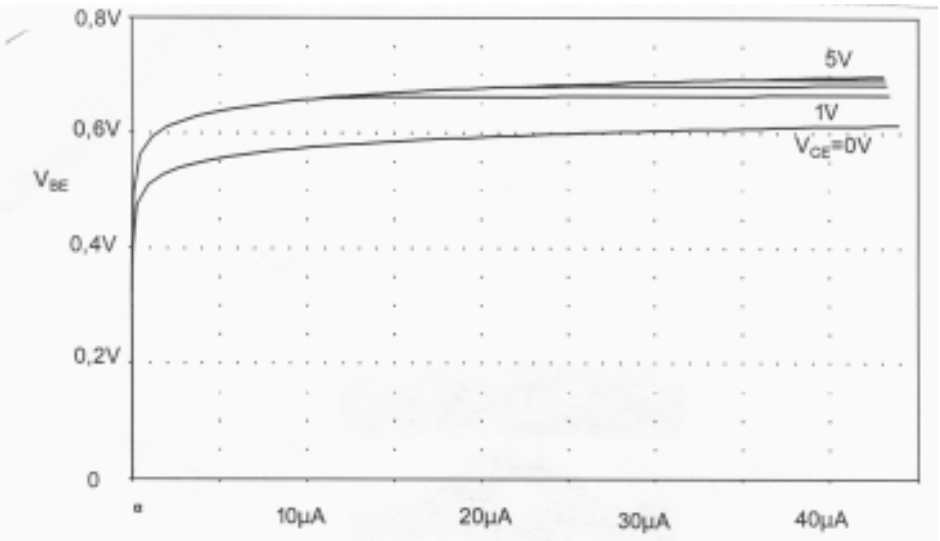


Σχ. 1 Περιοχές συχνοτήτων του ενισχυτή

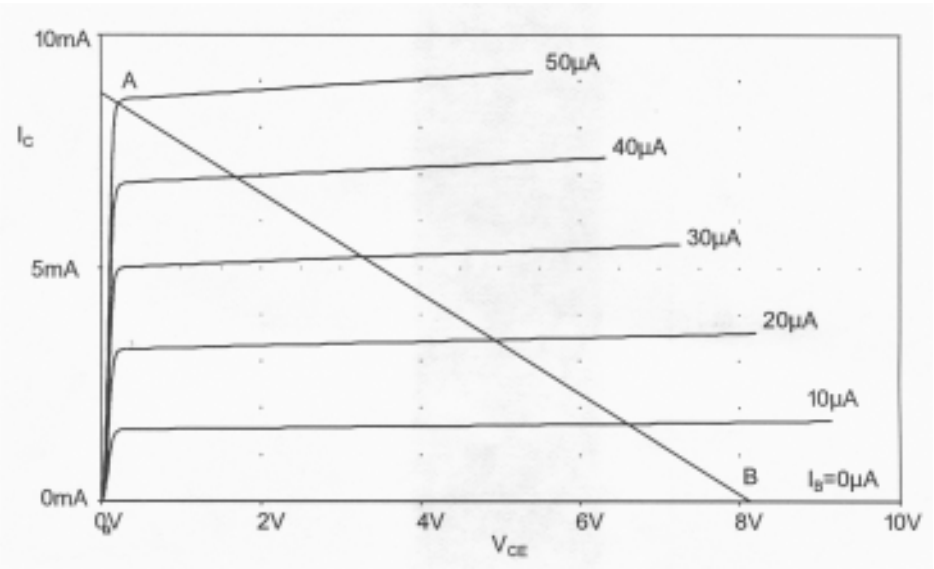
Πόλωση των τρανζίστορ - Θερμική σταθεροποίηση

Το σημείο λειτουργίας.

Στα παρακάτω θα θεωρηθεί ότι ισχύει η συνδεσμολογία κοινού εκπομπού που είναι η πιο κοινή, ενώ για τις άλλες συνδεσμολογίες όπως θα δούμε δεν υπάρχουν βασικές αλλαγές. Για τη συνδεσμολογία λοιπόν του κοινού εκπομπού (CE) έχουμε τις τυπικές χαρακτηριστικές καμπύλες ενός τρανζίστορ όπως φαίνονται στα Σχ. 2, Σχ. 3.



Σχ. 2 Χαρακτηριστικές καμπύλες εισόδου.



Σχ. 3 Χαρακτηριστικές καμπύλες εξόδου.

Για να λειτουργήσει το τρανζίστορ ως ενισχυτής θα πρέπει το

σημείο λειτουργίας να βρίσκεται πρώτα–πρώτα μέσα στην ενεργό περιοχή και μάλιστα μέσα σε καθορισμένα όρια της ενεργού περιοχής [A, B] για δεδομένη ευθεία φόρτου. Αυτό σημαίνει ότι το τρανζίστορ πρέπει να πολωθεί μέσα στην περιοχή αυτή, ενώ ταυτόχρονα θα πρέπει να σταθεροποιηθεί το σημείο λειτουργίας απέναντι σε οποιαδήποτε μεταβολή που θα επέτρεπε την ολίσθησή του έξω από τα καθορισμένα πλαίσια.

Τι θα σήμαινε όμως μια τέτοια μετατόπιση του σημείου λειτουργίας; Σε συνθήκες λειτουργίας του τρανζίστορ ως ενισχυτή, οποιαδήποτε μετάπτωση της στιγμιαίας τιμής του ρεύματος i_B στην περιοχή κόρου ή αποκοπής θα προκαλούσε ισχυρή παραμόρφωση του σήματος μέχρι ψαλιδισμό.

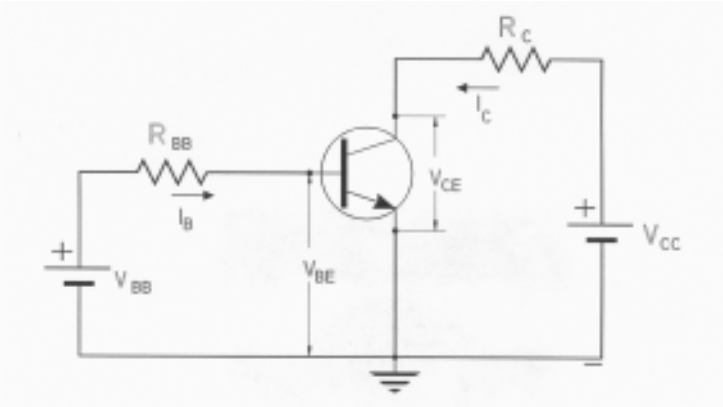
Έτσι θα δούμε παρακάτω πώς είναι δυνατόν να καθορίσουμε το σημείο λειτουργίας ενός τρανζίστορ εμποδίζοντας το κατά το δυνατόν να ολισθήσει μακριά από την καθορισμένη θέση του. Το βασικό κύκλωμα πόλωσης, ενός τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού, είναι αυτό του Σχ. 4, όπου οι τιμές των τάσεων και των ρευμάτων καθορίζονται από τις σχέσεις:

$$V_{CE} \approx V_{CC}/2$$

$$I_C = (V_{CC}-V_{CE})/R_C$$

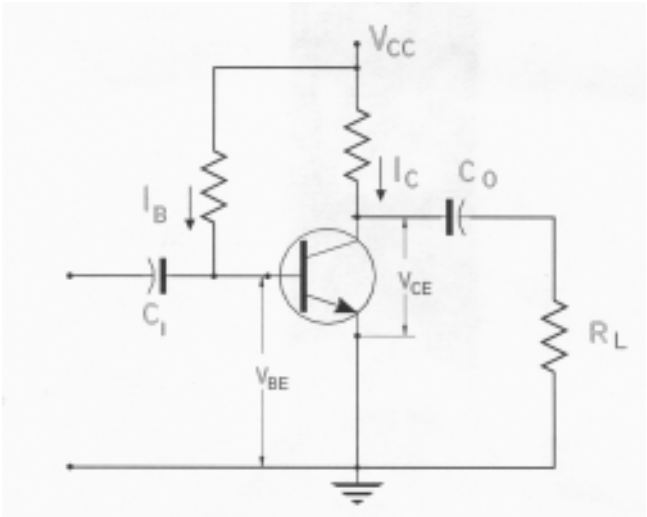
$$I_B = (V_{BB} - V_{BE})/R_B$$

όπου $V_{BE} \approx 0{,}7V$ όταν χρησιμοποιούμε τρανζίστορ πυριτίου (Si) και 0,3V όταν χρησιμοποιούμε τρανζίστορ γερμανίου (Ge).



Σχ. 4 Βασικό κύκλωμα πόλωσης τρανζίστορ.

Όπως φαίνεται εδώ χρησιμοποιούμε δύο τάσεις (V_{CC}, V_{BB}) για την τροφοδότηση του ενισχυτή πράγμα που θα μπορούσε αμέσως να αποφευχθεί αν η πόλωση του τρανζίστορ γινόταν από την ίδια πηγή συνεχούς τάσης (V_{CC}). Τότε ισχύουν πάλι οι παραπάνω σχέσεις με $V_{BB}=V_{CC}$. (Σχ. 5)



Σχ. 5 Κύκλωμα αυτοπόλωσης.

Η πόλωση όμως αυτή του τρανζίστορ με τη βοήθεια μίας μόνο πηγής τάσης (V_{CC}) δημιουργεί το πρόβλημα της απομόνωσης του σήματος εξόδου από την έξοδο του ενισχυτή. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιούνται οι πυκνωτές διαρροής C_i και C_o των οποίων η τιμή είναι τέτοια ώστε να παρουσιάζουν αμελητέα αντίσταση, ακόμη και για την πιο χαμηλή συχνότητα του σήματος που περνάει, ενώ ταυτόχρονα αποκλείουν κάθε διαρροή συνεχούς ρεύματος μέσα από αυτούς (Σχ. 5). Όπως φαίνεται στο ίδιο σχήμα, το σήμα εισέρχεται στη βαθμίδα από τον πυκνωτή C_i και εξέρχεται μέσα από τον πυκνωτή C_o προς την αντίσταση φορτίου R_L.

Ευθεία φόρτου

Η εφαρμογή του Β' κανόνα Kirchhoff στο κύκλωμα πόλωσης του συλλέκτη δίνει την εξίσωση

$$V_{CC} - I_C R_C - V_{CE} = 0$$

Η εξίσωση αυτή αν λυθεί ως προς I_C θα δώσει

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} - \frac{1}{R_C} V_{CE}$$

Η τελευταία εξίσωση μπορεί να παρασταθεί από μια ευθεία γραμμή στο διάγραμμα $I_C=f(V_{CE})$ (Σχ. 6), η οποία τέμνει τον οριζόντιο άξονα στο σημείο [V_{CC}], τον κατακόρυφο άξονα στο σημείο [V_{CC}/R_C] και έχει κλίση [$-1/R_C$]. Η ευθεία αυτή ονομάζεται **DC ευθεία** φόρτου. Το σημείο λειτουργίας του τρανζίστορ θα βρίσκεται πάντα πάνω στην DC ευθεία φόρτου.

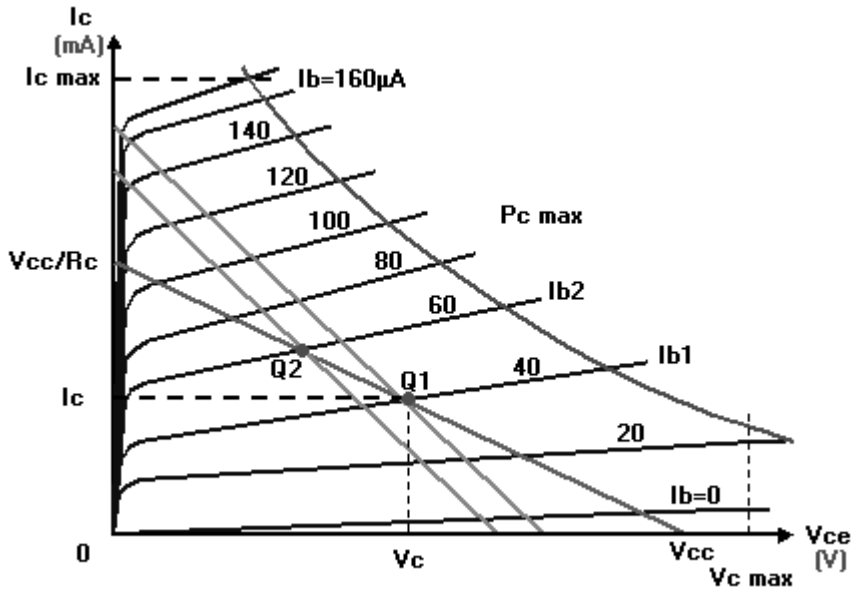
Η ανάλυση του κυκλώματος (Σχ. 5) στο εναλλασσόμενο ρεύμα με τη χρήση κανόνων Kirchhoff δίνει μια παρόμοια εξίσωση. Η ανάλυση αυτή θα γίνει σε επόμενο κεφάλαιο, *αλλά* μπορούμε εδώ να σημειώσουμε ότι h ευθεία που θα προκύψει λέγεται **AC ευθεία φόρτου** η οποία

- Έχει κλίση [-1/R_C//R_L] όπου R_L είναι η αντίσταση φορτίου του ενισχυτή.
- Τέμνει τη DC ευθεία φόρτου στο σημείο λειτουργίας του τρανζίστορ.

Η στιγμιαία τιμή της τάσης V_{CE} και του ρεύματος I_C του τρανζίστορ πρέπει να κινείται πάνω στη δυναμική ευθεία φόρτου και να έχει όσο γίνεται μεγαλύτερη δυναμική περιοχή. Αυτό σημαίνει ότι

- Η AC ευθεία φόρτου πρέπει να βρίσκεται μέσα στα όρια αντοχής και σωστής λειτουργίας του τρανζίστορ.
- Το σημείο λειτουργίας πρέπει να βρίσκεται στο μέσο της AC ευθείας φόρτου.

Τα όρια σωστής λειτουργίας του τρανζίστορ καθορίζονται από τη μέγιστη τάση V_{CEmax} , το μέγιστο ρεύμα I_{Cmax}, και τη μέγιστη ισχύ P_{CMax}



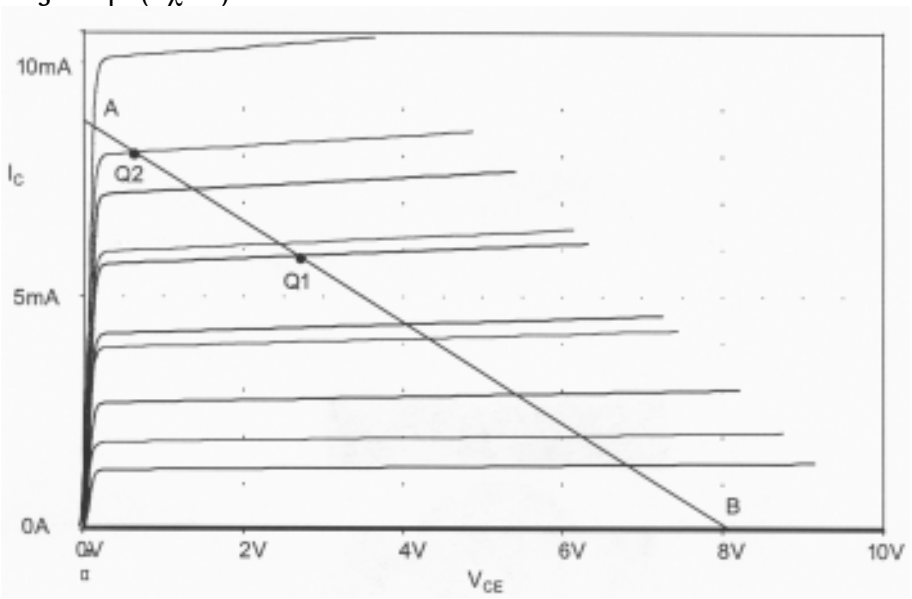
Σχ. 6 DC και AC ευθείες φόρτου

Σε πρώτη προσέγγιση, όπως είδαμε, επιλέγεται το σημείο λειτουργίας Q_1 (ώστε V_{CE}=V_{CC}/2, σχέση δίνοντας σαν ρεύμα βάσης I_{B1}. Η δυναμική ευθεία φόρτου είναι εκείνη που περνάει από το σημείο αυτό , ενώ η κλίση της είναι
-1/R'_L όπου R_L' = R_L//R_C. Η ευθεία αυτή δεν πρέπει να ξεφύγει έξω από την επιτρεπόμενη περιοχή λειτουργίας του τρανζίστορ. Ωστόσο, για το σημείο αυτό το μέγιστο ρεύμα δεν θα μπορούσε να οδηγήσει το τρανζίστορ αυτό χωρίς να παραμορφώσει το σήμα δεν πρέπει να έχει πλάτος μεγαλύτερο από 40μA. Αντίθετα το σημείο λειτουργίας Q_2 έχει επιλεγεί τέτοιο, ώστε να βρίσκεται στη μέση τη δυναμικής ευθείας φόρτου.

Σταθερότητα πόλωσης

Οι παράγοντες εκείνοι που προκαλούν τη μετατόπιση του σημείου λειτουργίας για κάποια ενισχυτική διάταξη είναι πρώτα–πρώτα η

ολίσθηση των χαρακτηριστικών του τρανζίστορ καθώς μεταβάλλεται η θερμοκρασία. Πραγματικά, καθώς η θερμοκρασία αυξάνεται, οι χαρακτηριστικές καμπύλες μετατοπίζονται προς τα πάνω σαν συνέπεια αύξησης του β και του I_{CO} και της ελάττωσης του V_{BE}. Αυτή ακριβώς η μεταβολή προκαλεί ολίσθηση του σημείου λειτουργίας προς μεγαλύτερα ρεύματα (I_C) μέχρι τελικά να το θέσουν στην περιοχή κόρου του τρανζίστορ (Σχ. 7)



Σχ. 7 Μετατόπιση του σ. λειτουργίας με την αύξηση της θερμοκρασίας.

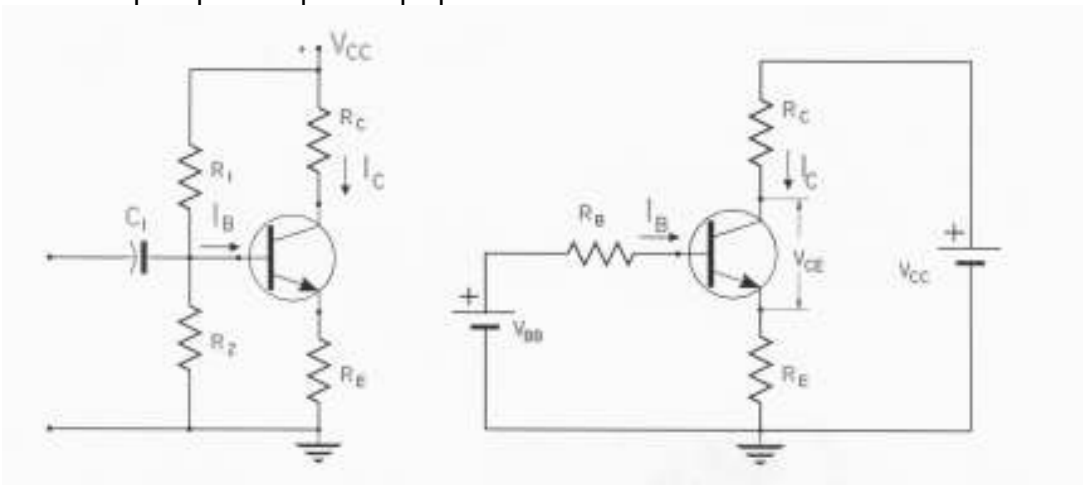
Εκτός από την παραπάνω διαδικασία μία αντικατάσταση του τρανζίστορ από ισοδύναμο ή και του ιδίου τύπου συνεπάγεται πάντα κάποια διαφοροποίηση στις χαρακτηριστικές καμπύλες. Πραγματικά, δείγματα του ίδιου τύπου τρανζίστορ μπορεί να διαφέρουν σημαντικά ως προς τις χαρακτηριστικές τους. Αυτό συνεπάγεται μετατόπιση του σημείου λειτουργίας όπως συμβαίνει και με τη μεταβολή της θερμοκρασίας.

Αυτοπόλωση με αντίσταση στον εκπομπό

Η σταθεροποίηση του σημείου λειτουργίας, γίνεται με τη βοήθεια μίας αντίστασης R_E που πολώνει τον εκπομπό, του τρανζίστορ, καθώς και δύο άλλων αντιστάσεων R_1 και R_2 που δημιουργούν ένα διαιρέτη τάσης, πολώνουν τη βάση του τρανζίστορ. (Σχ. 8(α)). Το κύκλωμα του Σχ. 8(β) είναι το ίδιο κύκλωμα με το Σχ. 8(α) με τη διαφορά ότι ο διαιρέτης τάσης έχει αντικατασταθεί με το κατά Thevenin ισοδύναμό του κύκλωμα. Αυτό, ως γνωστό, είναι μια πηγή τάσης V_{BB} σε σειρά με μια αντίσταση R_b. Οι τιμές τους δίνονται από τους τύπους

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \qquad R_B = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Η λειτουργία του κυκλώματος ως σταθεροποιητής του σημείου λειτουργίας έχει την παρακάτω φυσική εξήγηση. Έστω ότι για κάποιο λόγο (αύξηση του β ή του I_{CO} ή ελάττωση του V_{BE}) το ρεύμα συλλέκτη τείνει να αυξηθεί. Τότε η πτώση τάσης $(I_B+I_C)R_E$ στα άκρα της R_e τείνει να αυξηθεί και άρα – όπως φαίνεται από τον β` κανόνα Kirchhoff – το ρεύμα I_B τείνει να ελαττωθεί. Είναι γνωστό, όμως, ότι για την ενεργό περιοχή ισχύει $I_C=\beta \cdot I_B$, δηλαδή τα παραπάνω θα έχουν ως συνέπεια τον περιορισμό στην αύξηση του ρεύματος I_C, με αποτέλεσμα τούτο να κυμαίνεται σε στενότερα όρια, πετυχαίνοντας μία ικανοποιητική σταθεροποίηση.



Σχ. 8 α) Το κύκλωμα αυτοπόλωσης με αντίσταση στον εκπομπό και διαιρέτη τάσης. β) Το ισοδύναμό του κύκλωμα κατά Thevenin.

Από το Σχ. 8(β) , εφαρμόζοντας τον β` κανόνα Kirchhoff στα κυκλώματα εισόδου και εξόδου παίρνουμε τις παρακάτω σχέσεις.

$$-V_{CC} + (I_C + I_B)R_E + V_{CE} + I_C R_C = 0$$

$$-V_{BB} + (I_C + I_B)R_E + V_{BE} + I_B R_B = 0$$

Με τη βοήθεια των δύο αυτών εξισώσεων και της γνωστής σχέσης

$I_C = \beta I_B + (\beta + 1)I_{CO}$ που για πολύ μικρό I_{CO} γίνεται

$I_C = \beta I_B$

και εφόσον είναι γνωστά τα V_{CC}, R_C, R_E, R_1, R_2 και β μπορεί να προσδιοριστεί το σημείο λειτουργίας ενός τρανζίστορ, δηλαδή να προσδιοριστούν με ακρίβεια τα I_B, I_C, V_{CE}. Για τρανζίστορ Si λαμβάνεται ότι V_{BE}=0,7V , ενώ για τρανζίστορ Ge ισχύει V_{BE}=0,3V.

Παράδειγμα

Ένας ενισχυτής μιας βαθμίδας με τρανζίστορ πυριτίου είναι συνδεσμολογημένος όπως στο Σχ. 8α με V_{CC}=12V , R_C=1,2KΩ, R_E= 220Ω, R_1=100KΩ, R_2=22KΩ ενώ το β=150. Να προσδιοριστεί το σημείο λειτουργίας του.

Πρώτα – πρώτα προσδιορίζουμε τα

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = \frac{22\text{K}\Omega}{22\text{K}\Omega + 100\text{K}\Omega} 12V = 2{,}16V$$

$$R_B = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{22K\Omega \cdot 100\text{K}\Omega}{22K\Omega + 100\text{K}\Omega} = 18{,}03\text{K}\Omega$$

Εφαρμόζοντας τον β` κανόνα Kirchhoff στα κυκλώματα εισόδου και εξόδου του τρανζίστορ παίρνουμε

$-12V + (I_C + I_B)0{,}22K\Omega + V_{CE} + I_C 1{,}2K\Omega = 0$

$-2{,}16V + (I_C + I_B)\ 0{,}22K\Omega + 0{,}7V + I_B 18{,}03K\Omega = 0$

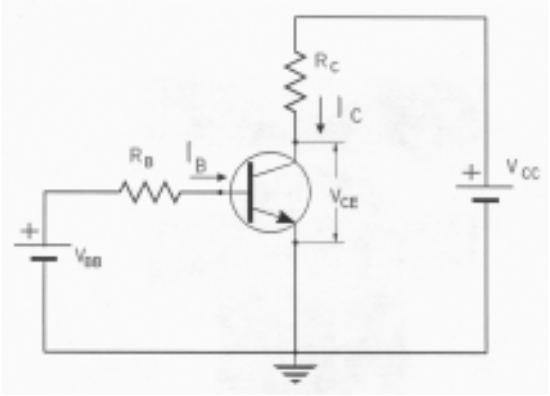
$I_C = \beta I_B$

Επιλύνοντας το παραπάνω σύστημα των εξισώσεων παίρνουμε

I_B = 28,5μA I_C = 4,27mA V_{CE} = 5,93V

Μεταβολή του I_C με τα I_{CO}, V_{BE}, β

Στο βασικό κύκλωμα της συνδεσμολογίας κοινού εκπομπού (CE) που φαίνεται στο Σχ. 9, το ρεύμα συλλέκτη I_C είναι συνάρτηση τριών μεταβλητών, των I_{CO}, V_{BE} και β.



Σχ. 9 Βασικό κύκλωμα πόλωσης σε ενισχυτή CE.

Πραγματικά:

$$I_C=\beta I_B +(\beta+1)\ I_{CO} \qquad (1.1)$$

Αλλά από τον β` κανόνα kirchhoff στο κύκλωμα εισόδου έχουμε:

$$-V_{BB} + V_{BE} + I_B R_B = 0$$

απ' όπου

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

και αντικαθιστώντας από τη σχέση (1.1) προκύπτει :

$$I_B = \beta \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_b} + (\beta+1) I_{CO} \quad (1.2)$$

Η σχέση (1.2) φανερώνει την εξάρτηση του I_C από τα I_{CO}, V_{BE}, β δηλαδή ισχύει :

$$I_C = f(I_{CO}, V_{BE}, I_{CO}) \quad (1.3)$$

Προφανώς τα V_{BB}, R_b είναι σταθερά.
Η διαφόριση της σχέσης (1.3) δίνει

$$dI_C = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CO}} dI_{CO} + \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} dV_{BE} + \frac{\partial I_C}{\partial \beta} d\beta$$

η οποία μπορεί να γραφεί και ως

$$dI_C = S_I dI_{CO} + S_V dV_{BE} + S_\beta d\beta$$

Οι συντελεστές S_I, S_V, S_β καθορίζουν κατά πόσο το I_C επηρεάζεται από του παράγοντες I_{CO}, V_{BE} και β αντίστοιχα, ονομάζονται συντελεστές σταθεροποίησης και ορίζονται από τις παρακάτω σχέσεις.

$$S_I = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CO}} \qquad S_V = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \qquad S_\beta = \frac{\partial I_C}{\partial \beta}$$

Με τη βοήθεια της σχέσης (1.2) μπορούν να βρεθούν οι παραπάνω συντελεστές

$$S_I = \beta + 1$$

$$S_V = -\frac{\beta}{R_B}$$

$$S_\beta = \frac{I_C}{\beta} - I_{CO} \approx \frac{I_C}{\beta}$$

Η εξάρτηση του I_C από τη θερμοκρασία φαίνεται από το γεγονός ότι και τα τρία μεγέθη (I_{CO},V_{BE}, β) εξαρτώνται από τη θερμοκρασία. Πραγματικά το ρεύμα I_{CO} διπλασιάζεται κάθε 10^oC αύξησης της θερμοκρασίας όπως αυτή εκφράζεται και από τη σχέση

$$I_{CO2} = I_{CO1} 2^{\frac{\Delta T}{10}} \quad \text{με } I_{CO2} > I_{CO1}$$

Η τάση V_{BE} ελαττώνεται κατά 2,5mV ανά ^oC

$$\Delta V_{BE} = -2{,}5mV/^oC$$

Το β αυξάνεται, επίσης, πολύ γρήγορα με τη θερμοκρασία. Και οι τρεις αυτοί παράγοντες επιδρούν θετικά στην αύξηση του I_C αυξανόμενης της θερμοκρασίας.

Ας δούμε τώρα τι τιμές παίρνουν οι παραπάνω συντελεστές σταθεροποίησης όταν έχει προστεθεί η αντίσταση R_E στον εκπομπό του τρανζίστορ, που ήδη έχουμε πει ότι σταθεροποιεί το σημείο λειτουργίας του τρανζίστορ. Έστω λοιπόν το αντίστοιχο κύκλωμα (Σχ. 8β), ενώ η πηγή V_{BB} και η αντίσταση R_B αποτελούν το κατά Thevenin ισοδύναμο ενός διαιρέτη τάσης που πολώνει τη βάση από την ίδια πηγή τροφοδοσίας V_{CC}.
Για το παραπάνω κύκλωμα ισχύει

$$I_C = \beta I_B + (\beta+1)\, I_{CO}$$

και από τον β` κανόνα kirchhoff στο κύκλωμα της βάσης

$$-V_{BB} + (I_C + I_B)R_E + V_{BE} + I_B R_B = 0$$

Από τις δυο αυτές σχέσεις, απαλείφοντας το I_B παίρνουμε :

$$I_C = \frac{\beta\left(V_{BB} - V_{BE}\right) + (\beta+1)\left(R_B + R_C\right) I_{CO}}{R_B + (\beta+1) R_E} \qquad (1.4)$$

Με παραγώγιση της σχέσης (1.4) ως προς I_{CO}, V_{BE}, β παίρνουμε τους συντελεστές σταθεροποίησης S_I, S_V, S_β αντίστοιχα

$$S_I = \frac{(\beta+1)\left(R_B+R_C\right)}{R_B+(\beta+1)R_E} = (\beta+1)\frac{\frac{R_B}{R_E}+1}{\frac{R_B}{R_E}+\beta+1} \qquad (1.5)$$

Το S_I γίνεται 1 όταν $R_B/R_E \to 0$ ($R_B << R_E$) και β+1 όταν $R_B/R_E \to \infty$ ($R_B >> R_E$)
Όπως φαίνεται, σε κάθε περίπτωση το S_I είναι εδώ μικρότερο του αντιστοίχου, όταν δεν υπάρχει η R_E.

Παρατήρηση
Αν ισχύει $R_B << (\beta+1)R_E$, κάτι που συμβαίνει πολύ συχνά, τότε το S_I γίνεται

$$S_I \approx 1+\frac{R_B}{R_E}$$

Ο δεύτερος συντελεστής είναι: $S_I = \dfrac{\beta}{R_B+(\beta+1)R_E}$ (1.6)

και με την προϋπόθεση ότι ισχύει $R_B << (\beta+1)R_E$ και $\beta >> 1$ προκύπτει

$$S_I \approx -\frac{1}{R_E}$$

Από την (1.5) χρησιμοποιώντας την προσέγγιση $\beta >> 1$, παίρνουμε :

$$I_C = \frac{\beta\left[\left(V_{BB}-V_{BE}\right)+\left(R_B+R_C\right)I_{CO}\right]}{R_B+(\beta+1)R_E}$$

και με παραγώγιση προκύπτει ο συντελεστής S_β.

$$S_\beta = \frac{I_C\left(R_B+R_C\right)}{\beta\left[R_B+(\beta+1)R_E\right]} = \frac{I_C\left(\frac{R_B}{R_E}+1\right)}{\beta\left(\frac{R_B}{R_E}+\beta+1\right)}$$

Με την προσέγγιση $R_B << (\beta+1)R_E$ η παραπάνω σχέση γίνεται

$$S_\beta \approx \frac{I_C\left(\frac{R_B}{R_E}+1\right)}{\beta(\beta+1)}$$

Συμπεράσματα

- Φαίνεται ότι στην περίπτωση της πόλωσης με αντίσταση στον εκπομπό, και οι τρεις συντελεστές είναι μικρότεροι από τους αντίστοιχους συντελεστές όταν δεν υπάρχει η R_E. Αυτό σημαίνει ότι το κύκλωμα του Σχ. 8, σταθεροποιεί καλύτερα το σημείο λειτουργίας του.

- Οι συντελεστές S_I και S_β είναι τόσο μικρότεροι, όσο μικρότερος είναι ο λόγος R_B/R_E. 0 τρίτος συντελεστής (S_v) δεν εξαρτάται από τον λόγο R_B/R_E αλλά μόνα από την R_E. Αυτό σημαίνει ότι τόσο καλύτερα σταθεροποιείται το σημείο λειτουργίας όσο μικρότερη είναι η R_B σε σχέση με την R_E. Συγκεκριμένα, η παραδοχή $R_B << (\beta+1)R_E$ έχει αποδειχθεί ότι δίνει πολύ καλά αποτελέσματα. Στην πράξη, επειδή η R_B δεν μπορεί να είναι απεριόριστα μικρή, γιατί επηρεάζεται έτσι η αντίσταση εισόδού του ενισχυτή, αλλά ούτε και η R_E απεριόριστα μεγάλη γιατί επηρεάζεται το σημείο λειτουργίας, επιλέγεται μια τιμή της R_B ώστε:

$$R_B \le \frac{1}{10}(\beta+1)R_E$$

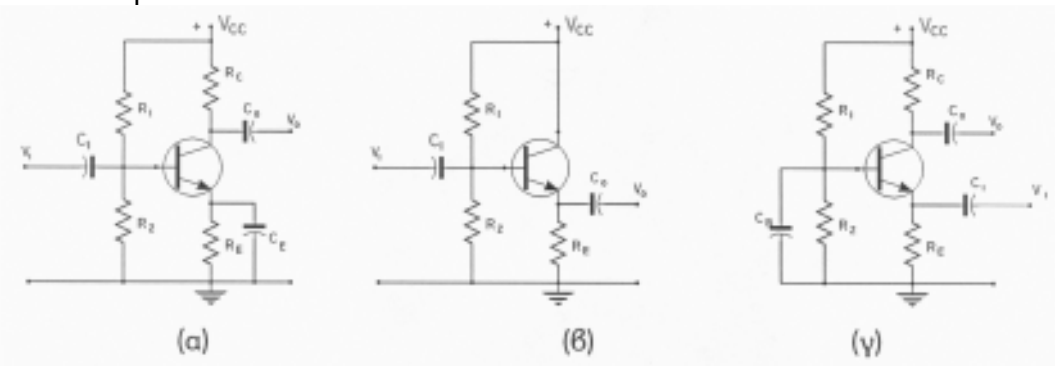
- Όσο μικρότερο είναι το ρεύμα I_C τόσο καλύτερη είναι η θερμική σταθεροποίηση.

- Όσο μεγαλύτερο είναι το β του τρανζίστορ τόσο καλύτερη είναι η θερμική σταθεροποίηση.

- Η σταθεροποίηση του σημείου λειτουργίας δεν έχει καμία σχέση με την αντίσταση Rc, άρα τα ίδια συμπεράσματα ισχύουν και για την συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη (Rc = 0).
- Τα ίδια με τα παραπάνω ισχύουν και για την συνδεσμολογία κοινής βάσης εφόσον στην περίπτωση αυτή η βάση του τρανζίστορ γειώνεται μέσα από πυκνωτή διαρροής.

Υπολογισμός των αντιστάσεων πόλωσης

Οι βασικές βαθμίδες κοινού εκπομπού (CE), κοινού συλλέκτη (CC) και κοινής βάσης (CB) όπως συναντώνται συνήθως στην πράξη έχουν την μορφή που φαίνεται στο Σχ. 10(α),(β),(γ). Ο σχεδιασμός της πόλωσης σε οποιαδήποτε από τις τρεις βαθμίδες γίνεται σχεδόν κατά τον ίδιο τρόπο.



Σχ. 10 Κυκλώματα πόλωσης στις τρεις συνδεσμολογίες.

Οι αντιστάσεις R_C στις βαθμίδες (α),(γ) καθορίζονται από τις απαιτήσεις ενίσχυσης τάσης – ρεύματος – ισχύος ή τάσης αντίστοιχα, ή από την απαίτηση σε αντίσταση εξόδου της βαθμίδας. Επίσης και η R_E στις περιπτώσεις (β) και (γ) ενώ για την περίπτωση (α) επιλέγεται με βάση την εμπειρική σχέση:

$$R_E = \frac{1}{5} R_C$$

Στη συνέχεια υπολογίζεται η R_B ($R_B = R_1//R_2$) από τη σχέση

$$R_B \le \frac{1}{10}(\beta + 1) R_E$$

Υπολογίζεται η τάση V_{BB} από τη σχέση

$$-V_{BB} + (I_C + I_B)R_E + V_{BE} + I_B R_B = 0$$

όπου οι αντιστάσεις R_B, R_E έχουν ήδη βρεθεί, $I_C = \beta I_B$ και $V_{BE} = 0{,}7V$ για Si ή 0,3V για Ge.
Τέλος με βάση τις σχέσεις:

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \qquad R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

υπολογίζονται οι αντιστάσεις R_1 και R_2

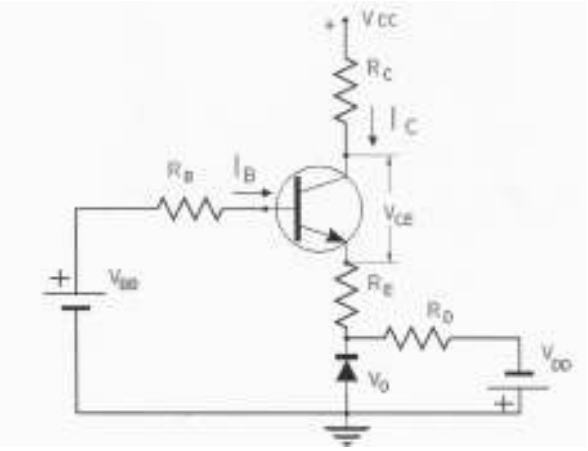
$$R_1 = R_B \frac{V_{CC}}{V_{BB}} \qquad R_2 = R_1 \frac{V_{BB}}{V_{CC} - V_{BB}}$$

Τεχνικές αντιστάθμισης.

Στα προηγούμενα είδαμε τη σημασία της σταθερότητας του σημείου λειτουργίας, καθώς και τον τρόπο σταθεροποίησής του με τη βοήθεια της αυτοπόλωσης του τρανζίστορ. Εκτός από τη σταθεροποίηση υπάρχουν και οι τεχνικές αντιστάθμισης των διαφόρων μεταβολών που θα μπορούσαν να απομακρύνουν το σημείο λειτουργίας, από την επιθυμητή θέση. Οι τεχνικές αυτές χρησιμοποιούν ενεργά στοιχεία (διόδους, τρανζίστορ, θερμίστορ), των οποίων οι παράμετροι μεταβάλλονται με τη θερμοκρασία και προκαλούν μεταβολές του I_C αντίθετες από αυτές που προκαλεί το τρανζίστορ της ενισχυτικής διάταξης.

Αντιστάθμιση της τάσης V_{BE}

Χρησιμοποιεί μία δίοδο σε σειρά με τον εκπομπό του τρανζίστορ (Σχ. 11) η οποία όμως είναι συνδεδεμένη σε αντίθεση με την επαφή B-E και πολώνεται ορθά από μία πρόσθετη πηγή τάσης V_{DD} μέσα από μία αντίσταση πόλωσης R_D.



Σχ. 11 Κύκλωμα αντιστάθμισης της V_{BE}.

Αύξηση της θερμοκρασίας προκαλεί πτώση της τάσης V_{BE} κατά 2,5mV/°C όπως είναι γνωστό. Ταυτόχρονα όμως προκαλεί την ίδια πτώση στην τάση της διόδου, και επειδή οι δύο τάσεις είναι αντίθετες αλληλοεξουδετερώνονται. Από την ανάλυση του κυκλώματος προκύπτει :

$$I_C = \frac{\beta\left[V_{BB} - \left(V_{BE} - V_O\right)\right] + (\beta+1)\left(R_B + R_C\right) I_{CO}}{R_B + (\beta+1) R_E}$$

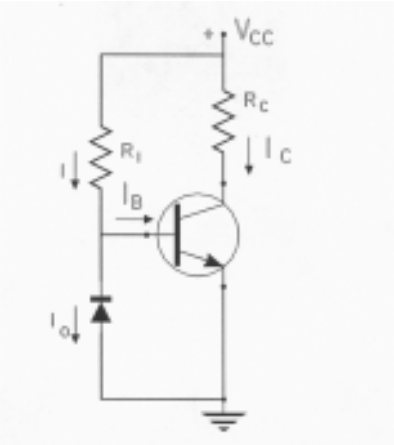
Από εδώ αν θεωρήσουμε τα β, I_{CO} ανεξάρτητα της θερμοκρασίας, έχουμε

$$\frac{\partial I_C}{\partial T} = \frac{-\beta\left(\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} - \frac{\partial V_O}{\partial T}\right)}{R_E + \left(\beta+1\right) R_E}$$

και επειδή $\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = \frac{\partial V_O}{\partial T} = -2,5mV/^\circ C$ προκύπτει $\frac{\partial I_C}{\partial T} = 0$

Αντιστάθμιση του ρεύματος I_{CO}

Τα τρανζίστορ πυριτίου έχουν πάρα πολύ μικρό I_{CO} και στις περισσότερες περιπτώσεις δεν λαμβάνεται καν υπόψη, ούτε η μεταβολή του από τη θερμοκρασία επηρεάζει το ρεύμα συλλέκτη I_C. (Για τρανζίστορ πυριτίου το ρεύμα I_{CO} είναι μερικά nA). Αντίθετα για τρανζίστορ Ge το I_{CO} είναι υπολογίσιμο (μερικά nA) και σε υψηλές θερμοκρασίες επηρεάζει αισθητά το I_C. Για αυτές λοιπόν τις περιπτώσεις χρησιμοποιείται η διάταξη αντιστάθμισης που φαίνεται στοΣχ. 12. Αν το τρανζίστορ και η δίοδος είναι του ιδίου τύπου τότε η μεταβολή του I_{CO} και του I_O (ανάστροφο ρεύμα κόρου της διόδου) έχουν τη ίδια μεταβολή στη θερμοκρασία:



Σχ. 12 Αντιστάθμιση του ρεύματος I_{CO}.

$$\frac{\partial I_{CO}}{\partial T} = \frac{\partial I_O}{\partial T}$$

Όπως φαίνεται από το κύκλωμα , ισχύει : $I_B = I - I_O$

όπου $I = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_1} \approx \frac{V_{CC}}{R_1}$ δηλαδή σταθερό

Αντικαθιστώντας την τιμή του I_B στη σχέση :

$$I_C = \beta I_B + (1+\beta) I_{CO}$$

παίρνουμε $$I_C = \beta I - \beta I_O + (1+\beta) I_{CO}$$

και αν δεχτούμε ότι β >> 1 πράγμα που πρακτικά ισχύει, τότε

$$I_C = \beta I - \beta I_O + \beta I_{CO}$$

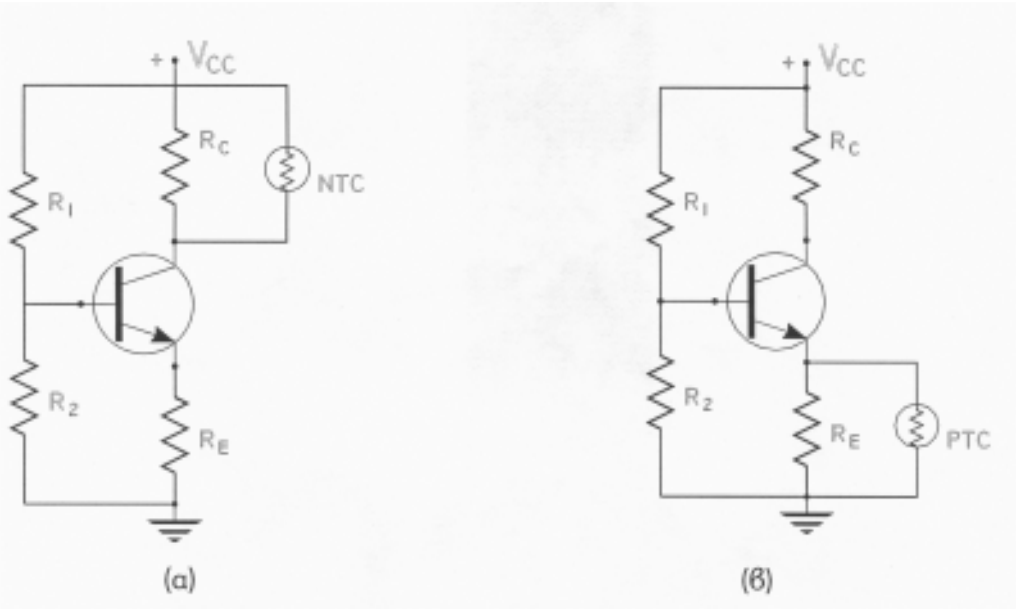
και τελικά

$$\frac{\partial I_C}{\partial T} = -\beta \frac{\partial I_O}{\partial T} + \beta \frac{\partial I_{CO}}{\partial T} = \beta \left(\frac{\partial I_O}{\partial T} + \frac{\partial I_{CO}}{\partial T} \right) = 0$$

(Θεωρείται ότι το β δεν μεταβάλλεται με τη θερμοκρασία).

Αντιστάθμιση με θερμίστορ

Βασίζεται στην ικανότητα των θερμίστορ να μεταβάλουν την αντίσταση τους σε σχέση με τη θερμοκρασία. Στο Σχ. 13 φαίνονται δύο συνηθισμένες διατάξεις αντιστάθμισης του σημείου λειτουργίας με θερμίστορ. Στη περίπτωση (α) χρησιμοποιείται NTC θερμίστορ. Αυξανόμενης της θερμοκρασίας, όπως είναι γνωστό, το I_{CO} τείνει να αυξηθεί. Ταυτόχρονα όμως αυξάνει το ρεύμα μέσα από το θερμίστορ, αυξάνει η πτώση τάσης στη R_E, άρα ελαττώνεται και η τάση που πολώνει το τρανζίστορ, με αποτέλεσμα να ελαττωθεί το ρεύμα I_C. Το ίδιο αποτέλεσμα θα μπορούσε να υπάρξει και αν το θερμίστορ συνδεόταν παράλληλα στην R_2. (γιατί;)

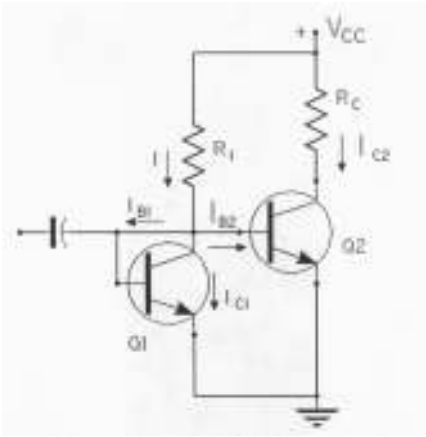


Σχ. 13 Κυκλώματα αντιστάθμισης με θερμίστορ.

Στο Σχ. 13(β) φαίνεται μία διάταξη που πετυχαίνει σταθεροποίηση του σημείου λειτουργίας χρησιμοποιώντας θερμίστορ PTC, παράλληλα στη R_E. Αυξανόμενης της θερμοκρασίας η αντίστασή του αυξάνει, άρα το I_B ελαττώνεται όπως βγαίνει από το κύκλωμα της βάσης και άρα και το I_C θα τείνει να ελαττωθεί αντισταθμίζοντας έτσι την αύξησή του λόγω αύξησης της θερμοκρασίας. Το ίδιο αποτέλεσμα θα μπορούσε να συμβεί αν το PTC θερμίστορ έμπαινε παράλληλα στην αντίσταση R_1. (γιατί;)

Τεχνικές αντιστάθμισης με ολοκληρωμένα

Στην κατασκευή ενισχυτικών βαθμίδων σε ολοκληρωμένα κυκλώματα, είναι σχετικά δύσκολη η κατασκευή πυκνωτών διαρροής, που συνήθως συνδέεται παράλληλα με την αντίσταση R_E, ενώ αντίθετα είναι πολύ εύκολη η κατασκευή του τρανζίστορ. Με τα δεδομένα αυτά, μία απλή διάταξη σταθεροποίησης του σημείου λειτουργίας σε I.C. φαίνεται στο Σχ. 14 όπου το τρανζίστορ Q_1 είναι συνδεδεμένο σαν δίοδος ανάμεσα σε βάση - εκπομπό του τρανζίστορ Q_2 του οποίου πρέπει να σταθεροποιήσει το I_C.



Σχ. 14 Κύκλωμα αντιστάθμισης σε ολοκληρωμένα κυκλώματα.

Όπως φαίνεται και από το κύκλωμα:

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_1} - I_{B1} - I_{B2}$$

και για $V_{BE} << V_{CC}$, $I_{B1} + I_{B2} << I_{C1}$

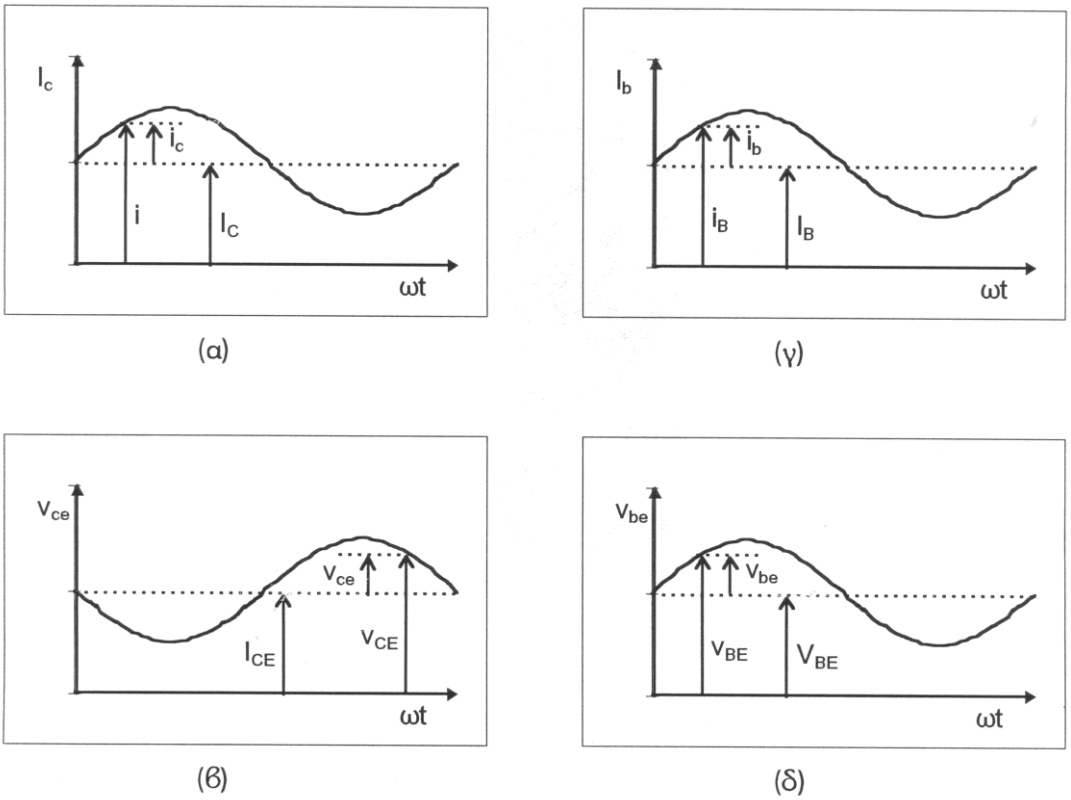
γίνεται $I_{C1} \approx \frac{V_{CC}}{R_1}$ δηλαδή σταθερό.

Τώρα, στα δύο τρανζίστορ εφαρμόζεται ακριβώς η ίδια τάση V_{BE}, με συνέπεια αυτά να διαρρέονται από το ίδιο ρεύμα $I_{C2} = I_{C1}$ = σταθερό. Άρα το ρεύμα I_{C2} διατηρείται σταθερό απέναντι σε οποιαδήποτε μεταβολή και μάλιστα σε ικανοποιητικό βαθμό.

ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ ΓΙΑ ΜΙΚΡΑ ΣΗΜΑΤΑ ΧΑΜΗΛΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ ΜΕ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ

Είδαμε στο κεφάλαιο 1, ότι η σωστή εκλογή και η σταθεροποίηση του σημείου λειτουργίας ενός τρανζίστορ, είναι απαραίτητη προϋπόθεση για τη μη παραμόρφωση του σήματος. Δεν αρκούν όμως μόνο αυτά. Για να μη συμβεί σημαντική παραμόρφωση του σήματος πρέπει αυτό να είναι πολύ μικρό (βλ. κεφάλαιο 1). Παρακάτω θα θεωρήσουμε ότι σε κάθε περίπτωση τα σήματα είναι **μικρά σήματα**.

Ας δοκιμάσουμε όμως ένα ενιαίο συμβολισμό των διαφόρων μεγεθών που εμφανίζονται στην ανάλυση των κυκλωμάτων ενισχυτών. Στο Σχ. 1 φαίνονται οι χρονικές μεταβολές των μεγεθών i_B , i_C , V_{BE} , V_{CE} γύρω από τη θέση λειτουργίας για μία βαθμίδα ενισχυτή κοινού εκπομπού. Όπως φαίνεται ισχύει πάντα :



Σχ. 1 Σήματα σε ένα τρανζίστορ.

$i_C = i_C - I_C = \Delta i_C$ $\quad v_{ce} = v_{CE} - V_{CE} = \Delta V_{CE}$

$i_b = i_B - I_B = \Delta i_B$ $\quad v_{be} = v_{BE} - V_{BE} = \Delta V_{BE}$

Στις αναλύσεις που ακολουθούν θα ισχύει αυτός ο συμβολισμός, για τα ρεύματα και τις τάσεις σύμφωνα με τον οποίο :

v_{BE}, v_{CE}, i_B, i_C :Στιγμιαίες ολικές τιμές.

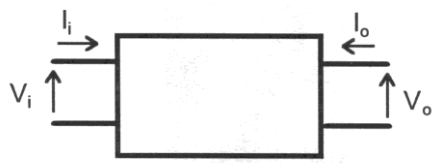
V_{BE}, V_{CE}, I_B, I_C : Τιμές ηρεμίας.

v_{be}, v_{ce}, i_b , i_c : Στιγμιαίες τιμές της εναλλασσόμενης συνιστώσας.

V_{be}, V_{ce}, I_b, I_c :Ενεργές τιμές της εναλλασσόμενης συνιστώσας
V_{BB}, V_{CC} : Τιμές τροφοδοσίας.

Δίπυλες διατάξεις.

Έτσι λέγεται κάθε διάταξη αποτελούμενη από δύο ζευγάρια ακροδεκτών που το ένα το λέμε **είσοδο** και το άλλο **έξοδο**. Δεν ενδιαφέρει το τι περιέχει μέσα η διάταξη αυτή. Η όλη συμπεριφορά της περιγράφεται από τέσσερις παραμέτρους που μπορούν να μετρηθούν εξωτερικά και είναι η τάση και το ρεύμα στην είσοδο **V_i, I_i** καθώς η τάση και το ρεύμα στην έξοδο **V_o, I_o**. Με τη διαδικασία αυτή οποιοδήποτε πρόβλημα ηλεκτρονικής ανάγεται σε πρόβλημα ηλεκτροτεχνίας και επιλύεται κατά τα γνωστά με τη βοήθεια των κανόνων Kirchhoff. Εδώ οφείλεται και η μεγάλη σημασία που έχει η θεωρία των δίπυλων διατάξεων στην ανάλυση ηλεκτρονικών κυκλωμάτων.



Σχ. 2 Δίπυλη διάταξη.

Από τις τέσσερις μεταβλητές V_i, I_i, V_o, I_o που περιγράφουν τη συμπεριφορά της δίπυλης διάταξης οι δύο είναι εξαρτημένες και οι άλλες δύο είναι ανεξάρτητες. Οι σχέσεις εξάρτησης των παραμέτρων αυτών είναι γραμμικές ενώ ανάλογα με το ποιες παράμετροι θα ληφθούν ως ανεξάρτητες και το ποιες ως εξαρτημένες, προκύπτει κάθε φορά και διαφορετικό ισοδύναμο κύκλωμα της δίπυλης διάταξης.

Έτσι, αν τα ρεύματα I_i, I_o θεωρηθούν ανεξάρτητα τότε προκύπτει το λεγόμενο **Z-ισοδύναμο κύκλωμα**. Σ' αυτό θα ισχύει:

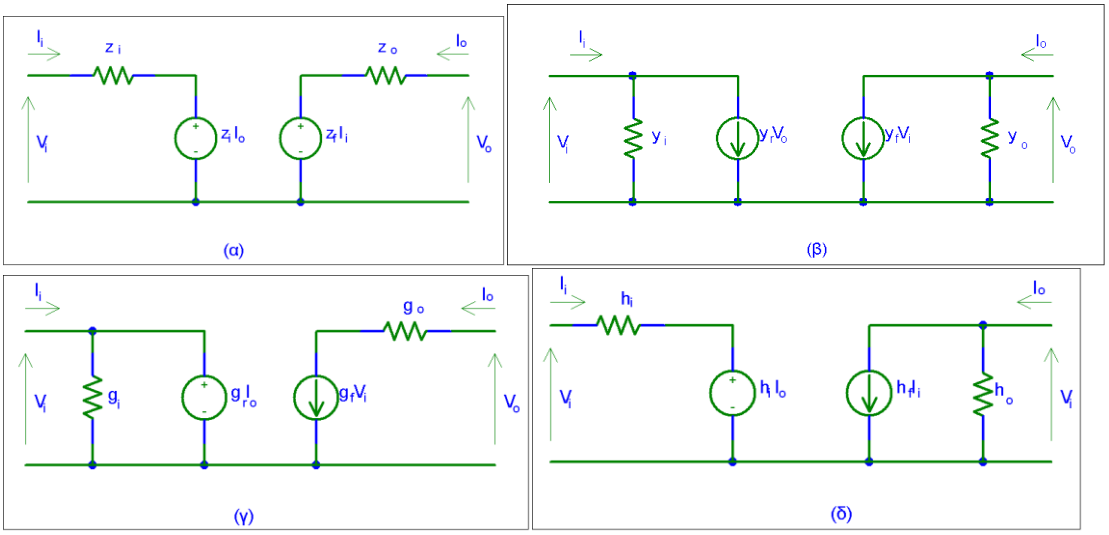
$$V_i = z_i I_i + z_r I_o$$
$$V_o = z_f I_i + z_o I_o$$

Οι παράμετροι z_i, z_r, z_f, z_o ονομάζονται **z**-παράμετροι, εξαρτώνται από τα στοιχεία του κυκλώματος και έχουν διαστάσεις αντίστασης. Το Z- ισοδύναμο κύκλωμα μίας διάταξης, σύμφωνα με τις παραπάνω σχέσεις φαίνεται στο Σχ. 3(α).

Αν οι τάσεις είναι οι ανεξάρτητες μεταβλητές, τότε τα ρεύματα προκύπτουν ως γραμμικός συνδυασμός των τάσεων αυτών:

$$I_i = y_i V_i + y_r V_o$$
$$I_o = y_f V_i + y_o V_o$$

Το αντίστοιχο ισοδύναμο κύκλωμα λέγεται **y-ισοδύναμο κύκλωμα** και φαίνεται στο Σχ. 3(β). Όπως είναι προφανές οι y-παράμετροι έχουν διαστάσεις αγωγιμότητας.



Σχ. 3 Ισοδύναμα κυκλώματα (α) z-ισοδύναμο, (β) y-ισοδύναμο, (γ) g-ισοδύναμο, (δ) h-ισοδύναμο.

Αν ως ανεξάρτητες παράμετροι ληφθούν οι V_i, I_o, τότε προκύπτει το λεγόμενο **g-ισοδύναμο κύκλωμα** με τις I_i, V_o να προκύπτουν ως γραμμικός συνδυασμός των προηγουμένων.

$$I_i = g_i V_i + g_r I_o$$
$$V_o = g_f V_i + g_o I_o$$

Οι παράμετρες αυτές δεν έχουν όλες τις ίδιες διαστάσεις, γι` αυτό και λέγονται **g** - υβριδικοί παράμετροι ενώ το κύκλωμα φαίνεται στο Σχ. 3(γ).

Αν ως ανεξάρτητες μεταβλητές ληφθούν οι I_i, V_o, οπότε οι V_i, I_o θα προκύψουν ως γραμμικός συνδυασμός των προηγουμένων και θα έχουμε το λεγόμενο **h-ισοδύναμο κύκλωμα**.

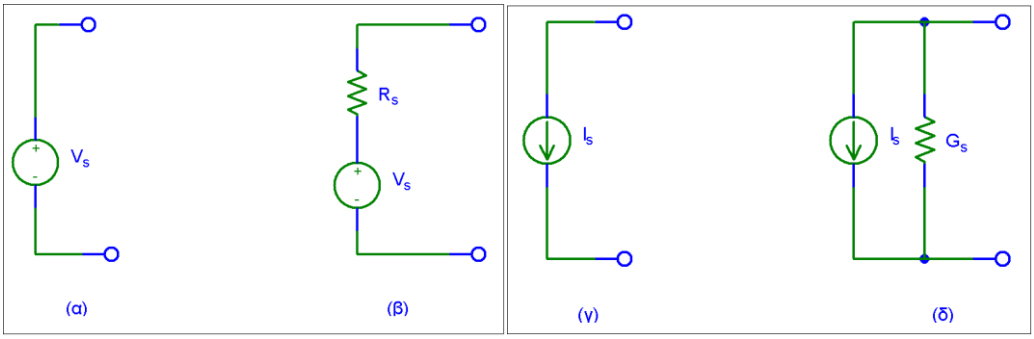
$$V_i = h_i I_i + h_r V_o$$
$$I_o = h_f I_i + h_o V_o$$

Αυτές λέγονται **h**-υβριδικές παράμετροι, και το αντίστοιχο κύκλωμα φαίνεται στο Σχ. 3(δ).

Οι υβριδικές παράμετροι συχνά χρησιμοποιούνται στην ανάλυση των ενισχυτών χαμηλών συχνοτήτων, γιατί στις χαμηλές συχνότητες, αυτές είναι πραγματικοί αριθμοί, μετρούνται εύκολα και δίνονται απ` ευθείας από του κατασκευαστές.

Ανεξάρτητες και ελεγχόμενες πηγές

Μπορεί να υπάρχουν ανεξάρτητες και ελεγχόμενες πηγές τάσης ή ρεύματος.



Σχ. 4 Πηγές τάσης και ρεύματος

Ανεξάρτητες πηγές

Στο Σχ. 4 φαίνεται μία ανεξάρτητη πηγή τάσης ιδανική (α), δηλαδή με εσωτερική αντίσταση $R_s=0$ και πραγματική (β) με εσωτερική αντίσταση $R_s \neq 0$. Μία ιδανική πηγή τάσης μπορεί να δώσει σε μία αντίσταση φορτίου R_L ρεύμα:

$$I = \frac{V_s}{R_L} \qquad \text{και ισχύ} \qquad P = \frac{V_s^2}{R_L}$$

Δηλαδή όταν $R_L \to 0$, τότε $P \to \infty$.

Μία πραγματική πηγή τάσης μπορεί να δώσει ρεύμα

$$I = \frac{V_s}{R_s + R_L} \qquad \text{και ισχύ} \qquad P = I^2 R_L = \frac{V_s^2 R_L}{(R_L + R_s)^2}$$

Η ισχύς αυτή γίνεται μέγιστη όταν $R_L=R_S$.

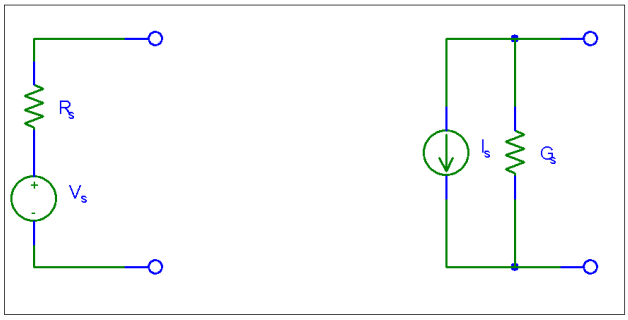
Στο Σχ. 5(γ,δ) φαίνεται η ιδανική και η πραγματική πηγή ρεύματος αντίστοιχα, από τις οποίες η πρώτη εμφανίζει μηδενική αγωγιμότητα ενώ η δεύτερη αγωγιμότητα G_S. Η ιδανική πηγή ρεύματος εμφανίζει πάνω σε μία αγωγιμότητα G_L μία τάση

$$V = I_s G_L \qquad \text{και ισχύ} \qquad P = V^2 G_L = \frac{I_s^2 G_L}{(G_L + G_s)^2}$$

που γίνεται μέγιστη όταν $G_L=G_S$.

Μία πραγματική πηγή τάσης προσεγγίζει την ιδανική όταν $R_S << R_L$ και μία πραγματική πηγή ρεύματος προσεγγίζει την ιδανική όταν $G_S << G_L$.

Μία πηγή τάσης και μία πηγή ρεύματος είναι ισοδύναμες μεταξύ τους (Σχ. 5) και μπορεί να χρησιμοποιηθεί η μία ή η άλλη σε μία εφαρμογή. Προτιμάται εκείνη που προσεγγίζει καλύτερα την ιδανική της, δηλαδή όταν $R_S << R_L$ η πηγή τάσης ενώ όταν $R_S >> R_L$ δηλ $G_S << G_L$ η πηγή ρεύματος.



Σχ. 5 Πηγή τάσης και πηγή ρεύματος ισοδύναμες.

Η ισοδυναμία ανάμεσα στις πηγές αυτές εκφράζεται από τις σχέσεις

$$G_s = \frac{1}{R_s} \qquad \text{και} \qquad I_s = \frac{V_s}{R_s}$$

Ελεγχόμενες πηγές

Μπορεί να είναι πηγές τάσης ή ρεύματος που ελέγχονται από τάση ή ρεύμα όπως μπορεί να είναι ιδανικές ή πραγματικές πηγές. Στις ιδανικές πηγές:

α) Η τάση ή το ρεύμα που ελέγχει την πηγή, δεν επηρεάζεται από αυτήν (δηλ. η αντίσταση εισόδου μίας πηγής ελεγχόμενης από τάση είναι άπειρη, ενώ η αντίσταση εισόδου μίας πηγής ελεγχόμενης από ρεύμα είναι μηδέν.

β) Δεν υπάρχουν ανασυζεύξεις.

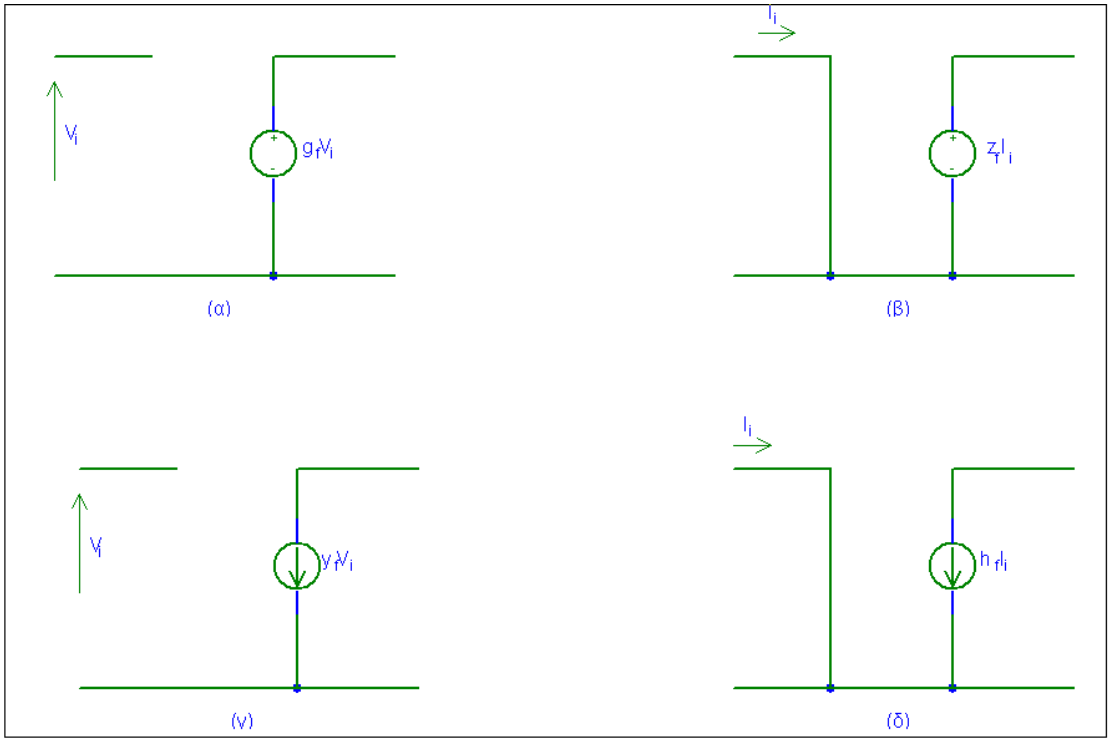
Οι δυνατές περιπτώσεις ιδανικών ελεγχόμενων πηγών είναι:

Πηγή τάσης ελεγχόμενη από τάση.

Χρησιμοποιώντας το g-υβριδικό ισοδύναμο για τις δίπυλες διατάξεις (είναι το μοναδικό που μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε) έχουμε:

$$I_i = 0V_i + 0I_o$$
$$V_o = g_f V_i + 0I_o$$

Ενώ το αντίστοιχο κύκλωμα φαίνεται στο Σχ. 6(α)



Σχ. 6 Ιδανικές ελεγχόμενες πηγές.

Πηγή τάσης ελεγχόμενη από ρεύμα.
Χρησιμοποιώντας το z-ισοδύναμο έχουμε:

$$V_i = 0I_i + 0I_o$$
$$V_o = z_fI_i + 0I_o$$

Και το αντίστοιχο κύκλωμα φαίνεται Σχ. 6(β)

Πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από τάση.
Με το y-ισοδύναμο κύκλωμα έχουμε: Σχ. 6(γ)

$$I_i = 0V_i + 0V_o$$
$$I_o = y_fV_i + 0V_o$$

Πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από ρεύμα.
Με το h-υβριδικό Σχ. 6(δ) έχουμε:

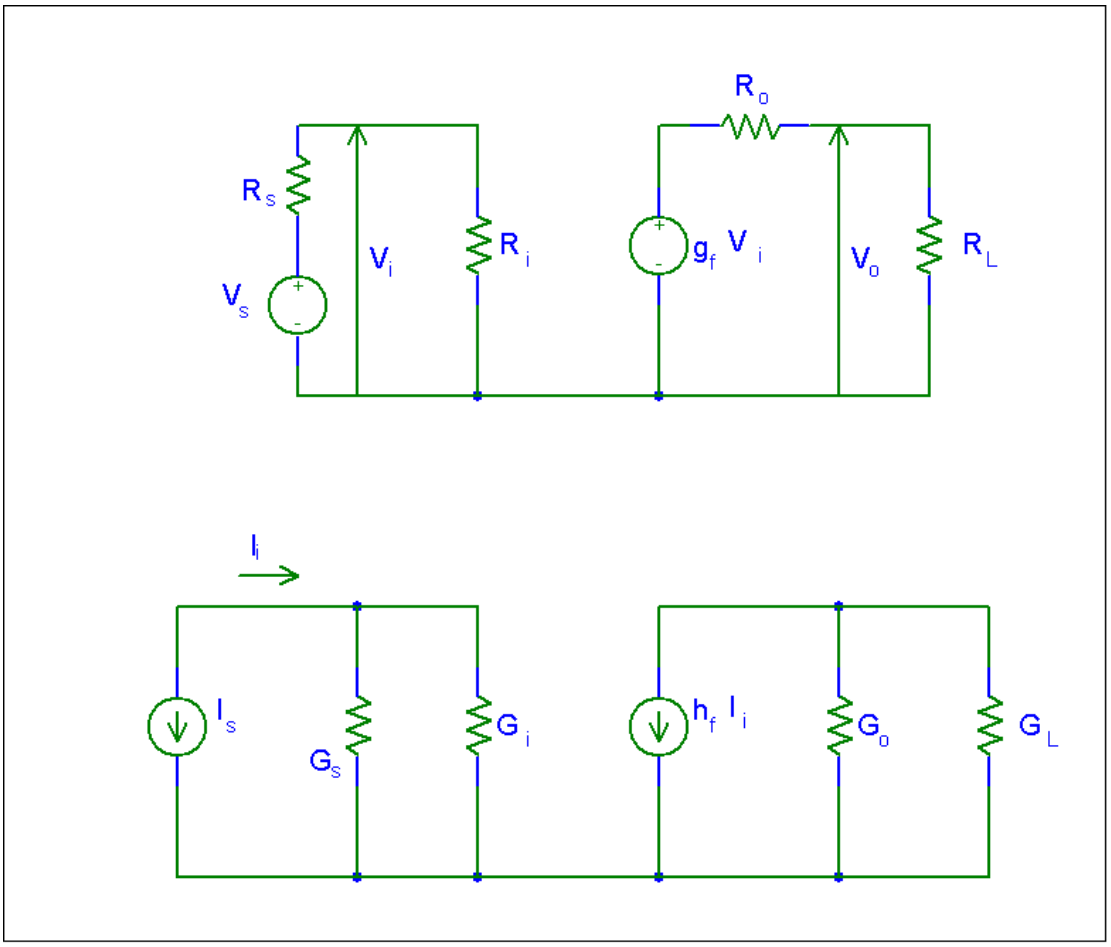
$$V_i = 0I_i + 0V_o$$
$$I_o = h_fI_i + 0V_o$$

Οι πηγές τάσης ελεγχόμενες από τάση, χρησιμοποιούνται για ενίσχυση τάσης, οι πηγές ρεύματος ελεγχόμενες από ρεύμα χρησιμοποιούνται για ενίσχυση ρεύματος ενώ οι άλλοι δύο τύποι πηγών για προσαρμογή αντίστασης. Οι πραγματικές πηγές δεν έχουν μόνο μία παράμετρο διάφορη του μηδενός αλλά περισσότερες. Έτσι το ισοδύναμο κύκλωμα ενός πραγματικού ενισχυτή τάσης (πηγή τάσης ελεγχόμενη από τάση) φαίνεται στο Σχ. 8(α) σύμφωνα με το οποίο:

$$V_i = \frac{R_i}{R_i + R_s} V_s \qquad \text{και} \qquad V_L = \frac{R_L}{R_L + R_o} g_f V_i$$

οπότε η ενίσχυση τάσης θα είναι

$$A_V = \frac{V_L}{V_s} = g_f \frac{R_i R_L}{(R_i + R_s)(R_L + R_o)}$$



Σχ. 7 Ενισχυτές τάσης (α) και ρεύματος (β).

Στο Σχ. 8(β) φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα ενός πραγματικού ενισχυτή ρεύματος (πραγματική πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από ρεύμα). Εδώ έχουμε:

$$I_i = \frac{G_i}{G_i + G_s} I_s \qquad \text{και} \qquad I_L = \frac{G_L}{G_L + G_o} h_f I_i$$

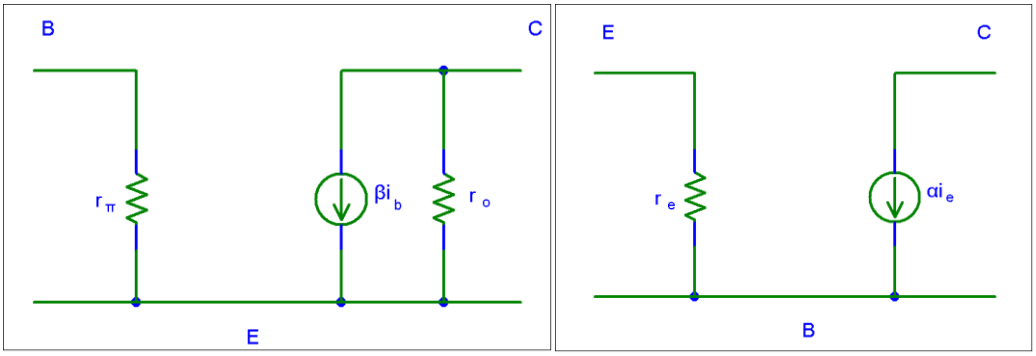
οπότε η ενίσχυση ρεύματος θα είναι:

$$A_I = \frac{I_L}{I_s} = h_f \frac{G_i G_L}{(G_i + G_s)(G_L + G_o)}$$

Τα απλοποιημένα Π και Τ μοντέλα του τρανζίστορ

Όλα τα παραπάνω μοντέλα είναι ισοδύναμα και μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε ηλεκτρονικά κυκλώματα δίνοντας ισοδύναμα αποτελέσματα. Ωστόσο κάποια από αυτά βολεύουν καλύτερα είτε γιατί οι παράμετροι μπορούν εύκολα να βρεθούν είτε γιατί απαιτούν λιγότερο πολύπλοκους υπολογισμούς. Συχνά για την παράσταση διπολικών τρανζίστορ χρησιμοποιούνται τα h-ισοδύναμα. Όμως έχει σχεδόν επικρατήσει στη διεθνή βιβλιογραφία τα τελευταία χρόνια η χρήση των απλοποιημένων Π και Τ μοντέλων. Οι βασικοί λόγοι γι' αυτό είναι:

1. Τα μοντέλα αυτά είναι εξαιρετικά απλά και ελαχιστοποιούν τον απαιτούμενο όγκο υπολογισμών.
2. Οι παράμετροι μετρούνται εύκολα ή βρίσκονται εύκολα σε βιβλία κατασκευαστών
3. Δίνουν αρκετά αξιόπιστα αποτελέσματα.



Σχ. 8 Απλοποιημένα μοντέλα Π (α) και Τ (β).

Το απλοποιημένο Π μοντέλο (Σχ. 8) χρησιμοποιεί τρεις παραμέτρους (r_π, β και r_o) από τις οποίες το **β** ορίζεται από τη σχέση

$$\beta \equiv \left.\frac{i_c}{i_b}\right|_{v_{ce}=0}$$

και ονομάζεται **ενίσχυση ρεύματος για μικρά σήματα** σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού. Η τιμή του είναι ελαφρά μεγαλύτερη από την τιμή της "ενίσχυσης ρεύματος για μεγάλα σήματα (β)" που είχαμε γνωρίσει στην Ηλεκτρονική Φυσική. Ωστόσο πολλές φορές χρησιμοποιείται η τιμή του ενός αντί του άλλου μιας και οι τιμές αυτές δεν διαφέρουν πολύ.

Συχνά στο ισοδύναμο αυτό αντί του ρεύματος $\boldsymbol{\beta i_b}$ χρησιμοποιείται μια ισοδύναμη έκφρασή του, δηλαδή η $\boldsymbol{g_m v_\pi}$ όπου v_π είναι η τάση στα άκρα της αντίστασης r_π ($=v_{be}$). Το μέγεθος g_m είναι φυσικά αγωγιμότητα , ονομάζεται **διαγωγιμότητα μεταφοράς** και ορίζεται από τη σχέση

$$g_m \equiv \left.\frac{i_c}{v_\pi}\right|_{v_{ce}=0}$$

Η αντίσταση r_π ορίζεται από τη σχέση:

$$r_\pi \equiv \frac{v_{be}}{i_b}$$

και αποδεικνύεται ότι ισούται με $r_\pi = \frac{V_T}{I_B} = \frac{0,026V}{I_B}$, όπου I_B το γνωστό

ρεύμα πόλωσης της βάσης του τρανζίστορ, και $V_T = \frac{kT}{q_e}$ με k: σταθερά Boltzmann, T: απόλυτη θερμοκρασία και q_e: φορτίο ηλεκτρονίου. Όπως είναι γνωστό, για θερμοκρασία T=300°K που είναι περίπου η μέση θερμοκρασία περιβάλλοντος, V_T=0,026V.

Γραφικά, η παράμετρος r_π προκύπτει από την κλίση της αντίστοιχης χαρακτηριστικής **εισόδου** του τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού στο σημείο λειτουργίας του.

Η παράμετρος $\mathbf{r_o}$ ορίζεται από τη σχέση:

$$r_o \equiv \left.\frac{v_{ce}}{i_c}\right|_{i_b=0}$$

και αποδεικνύεται ότι ισούται με $r_o = \frac{V_A}{I_C}$, όπου V_A είναι μια παράμετρος του τρανζίστορ που είναι γνωστή ως τάση Early και I_C είναι το ρεύμα πόλωσης του συλλέκτη του τρανζίστορ. Γραφικά, η παράμετρος αυτή προκύπτει από την κλίση της αντίστοιχης χαρακτηριστικής **εξόδου** του τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού στο σημείο λειτουργίας του.

Η αντίσταση $\mathbf{r_e}$ ορίζεται από τη σχέση:

$$r_e \equiv \frac{v_{eb}}{i_e}$$

και αποδεικνύεται ότι ισούται με $r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{0,026V}{I_E}$, όπου I_E το γνωστό ρεύμα πόλωσης του εκπομπού του τρανζίστορ. Γραφικά, η παράμετρος αυτή προκύπτει από την κλίση της αντίστοιχης χαρακτηριστικής **εισόδου** του τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινής **βάσης** στο σημείο λειτουργίας του.

Η παράμετρος **α** του μοντέλου ορίζεται από τη σχέση

$$\alpha \equiv \left.\frac{i_c}{i_e}\right|_{v_{cb}=0}$$

και ονομάζεται **ενίσχυση ρεύματος για μικρά σήματα** σε συνδεσμολογία κοινής βάσης. Η τιμή της είναι ελαφρά μεγαλύτερη από την τιμή της "ενίσχυσης ρεύματος για μεγάλα σήματα (α)" που είχαμε γνωρίσει στην Ηλεκτρονική Φυσική. Ωστόσο πολλές φορές χρησιμοποιείται η τιμή του ενός αντί του άλλου μιας και οι τιμές αυτές δεν διαφέρουν πολύ.

Από τη σύγκριση των παραπάνω παραμέτρων προκύπτουν ενδιαφέρουσες σχέσεις μεταξύ τους, τις οποίες συχνά χρησιμοποιούμε για διευκόλυνσή μας.

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} \qquad r_e = \frac{\alpha}{g_m} \cong \frac{1}{g_m} \qquad r_\pi = (\beta+1)r_e$$

Τυπικές τιμές των παραπάνω παραμέτρων για ένα τρανζίστορ μικρής ισχύος είναι:

α = 0,99
β = 100
g_m= 40mA/V

r_π = 2,5ΚΩ
r_o = 50ΚΩ
r_e = 25Ω

Ανάλυση ενός Ενισχυτή με τρανζίστορ

Ένα κύκλωμα με τρανζίστορ σε συνδεσμολογία C-E, C-C, C-B ή με διαδοχικές βαθμίδες από τις συνδεσμολογίες αυτές, μπορεί να αναλυθεί απλά με τη βοήθεια των τύπων που γνωρίσαμε . Υπάρχουν όμως και πιο σύνθετα κυκλώματα, μεταξύ των οποίων και εκείνα που περιλαμβάνουν δικτυώματα ανασύζευξης, όπου η ανάλυση είναι πιο σύνθετη.

Σε κάθε περίπτωση υπάρχει μια τυπική διαδικασία που αν την ακολουθήσει κανείς μπορεί με απλούς υπολογισμούς να βρει τα βασικά χαρακτηριστικά ενός ενισχυτή που για τα πλαίσια του μαθήματος είναι η ενίσχυση (απολαβή) τάσης, η ενίσχυση (απολαβή) ρεύματος, η αντίσταση εισόδου και η αντίσταση εξόδου. Κάποια άλλα χαρακτηριστικά όπως είναι η ενίσχυση (απολαβή) ισχύος προκύπτει απλά από τα προηγούμενα και δεν θα ασχοληθούμε πιο πολύ με αυτή, ενώ άλλα, όπως η απόκριση συχνότητας ξεφεύγουν από τα πλαίσια του μαθήματος και δεν θα ασχοληθούμε επίσης.

Οι γενικοί κανόνες που ακολουθούνται κατά την ανάλυση ενός κυκλώματος είναι:

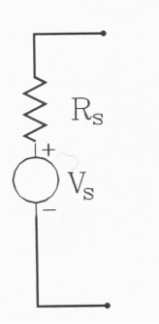
1. Σχεδιάζεται το ηλεκτρονικό κύκλωμα
2. Σημειώνονται τα σημεία B (βάση), C (συλλέκτης) και E (εκπομπός).
3. Ανατοποθετούνται τα σημεία B, C, E και το τρανζίστορ αντικαθίσταται από το ισοδύναμο κύκλωμα.
4. Μεταφέρονται όλα τα στοιχεία του κυκλώματος στο ισοδύναμο αντικαθιστώντας τις πηγές συνεχούς τάσης με βραχυκύκλωμα και της πηγές συνεχούς ρεύματος με ανοιχτό κύκλωμα. Στις χαμηλές συχνότητες οι πυκνωτές αντικαθίστανται με βραχυκύκλωμα.
5. Επιλύνεται το κύκλωμα με τη βοήθεια των Α` και Β` κανόνων του Kirchhoff.

Χρήσιμα θεωρητικά εργαλεία για την ανάλυση των κυκλωμάτων είναι τα θεωρήματα Thevenin και Norton, καθώς και το θεώρημα Miller και το συζυγές του .

Θεώρημα Thevenin

Το θεώρημα Thevenin λέει ότι κάθε ηλεκτρονικό ή ηλεκτρικό κύκλωμα ανάμεσα σε δυο ακροδέκτες ισοδυναμεί με μια πηγή τάσης (V_s) σε σειρά με μια αντίσταση (R_s). Η τάση V_s λέγεται ισοδύναμη τάση Thevenin ενώ η αντίσταση R_s λέγεται ισοδύναμη αντίσταση Thevenin. Η ισοδύναμη τάση Thevenin είναι απλά η τάση ανάμεσα στους δυο ακροδέκτες του κυκλώματος όταν από αυτούς δεν περνάει καθόλου ρεύμα (τάση ανοιχτού κυκλώματος). Η ισοδύναμη αντίσταση Thevenin είναι η αντίσταση που φαίνεται από τους δυο εν λόγω ακροδέκτες. Εναλλακτικά μπορούμε να

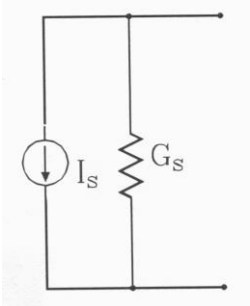
πούμε ότι είναι ο λόγος της τάσης ανοικτού κυκλώματος προς το ρεύμα βραχυκυκλώματος.



Σχ. 9 Ισοδύναμο κύκλωμα κατά Thevenin

Θεώρημα Norton

Το θεώρημα Norton λέει ότι κάθε ηλεκτρονικό ή ηλεκτρικό κύκλωμα ανάμεσα σε δυο ακροδέκτες ισοδυναμεί με μια πηγή ρεύματος (I_s) παράλληλα με μια αγωγιμότητα (G_s). Το ρεύμα I_s λέγεται ισοδύναμο ρεύμα Norton ενώ η αγωγιμότητα G_s λέγεται ισοδύναμη αγωγιμότητα Norton. Το ισοδύναμο ρεύμα Norton είναι απλά το ρεύμα που περνάει από τους δυο ακροδέκτες του κυκλώματος όταν αυτοί είναι βραχυκυκλωμένοι (ρεύμα βραχυκυκλώματος). Η ισοδύναμη αγωγιμότητα Norton είναι η αγωγιμότητα που φαίνεται από τους δυο εν λόγω ακροδέκτες. Εναλλακτικά μπορούμε να πούμε ότι είναι ο λόγος του ρεύματος βραχυκυκλώματος προς την τάση ανοικτού κυκλώματος.

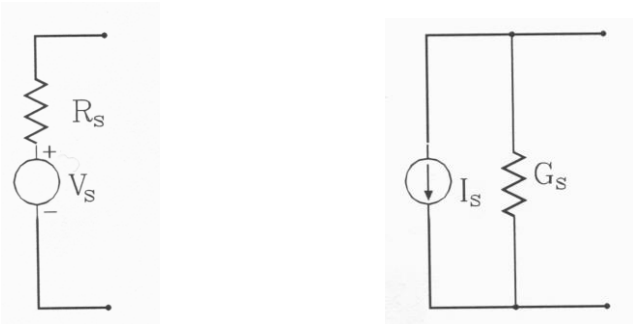


Σχ. 10 Ισοδύναμο κύκλωμα κατά Norton

Αρχή της ισοδυναμίας

Η αρχή της ισοδυναμίας λέει ότι το ισοδύναμο κατά Thevenin ενός κυκλώματος και το ισοδύναμο κατά Norton του ίδιου κυκλώματος είναι και μεταξύ τους ισοδύναμα (Σχ. 11). Για να συμβαίνει αυτό θα πρέπει φυσικά να ισχύουν οι σχέσεις

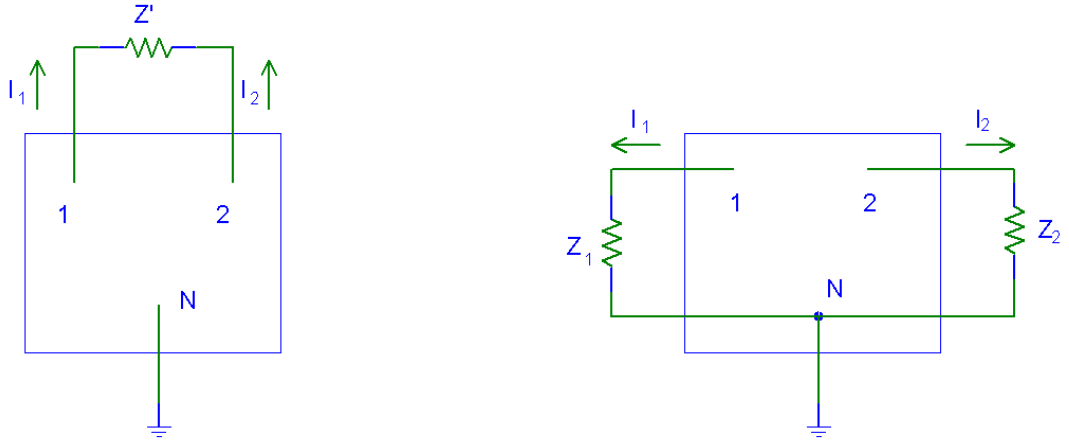
$$G_s = \frac{1}{R_s} \qquad \text{και} \qquad I_s = \frac{V_s}{R_s}$$



Σχ. 11 Αρχή ισοδυναμίας

Θεώρημα Miller

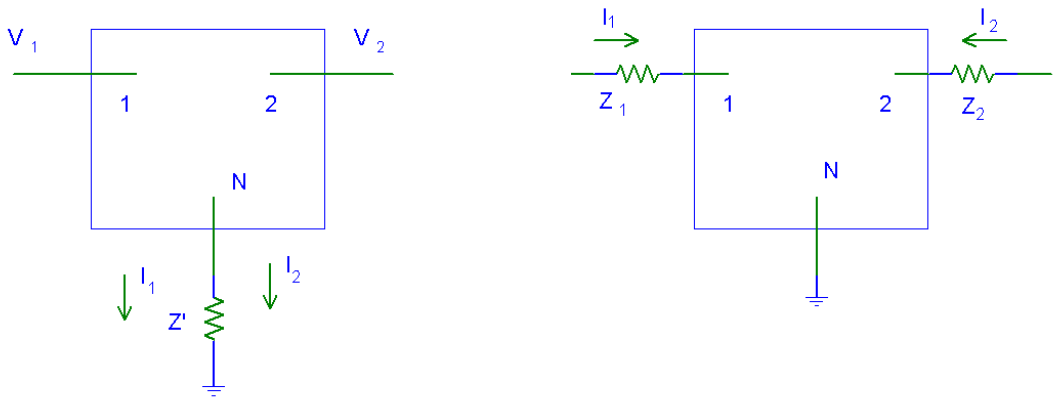
Έστω ένα οποιοδήποτε κύκλωμα με 1, 2, 3, ...N κόμβους με τον κόμβο N γειωμένο. Ανάμεσα στους κόμβους 1, 2 παρεμβάλλεται αντίσταση Z'. Αν V_1, V_2 είναι τα δυναμικά στους κόμβους 1 και 2 αντίστοιχα έστω ότι $A_V = V_2/V_1$. Το κύκλωμα αυτό (Σχ. 17(α)) είναι ισοδύναμο με το κύκλωμα της Σχ. 17(β) όπου η αντίσταση Z' έχει αντικατασταθεί από τις δύο αντιστάσεις $Z_1 = Z'/1-A_V$ από τον κόμβο 1 προς τη Γη και $Z_2 = Z'A_V/A_V - 1$ από τον κόμβο 2 προς τη Γη.



Σχ. 12 Ισοδύναμα κυκλώματα κατά το Θ. Miller.

Συζυγές θεωρήματος Miller

Έστω το κύκλωμα της Σχ. 18(α) με 1, 2, 3 ... N κόμβους τυχαίους και με το κόμβο N να γειώνεται μέσα από μία αντίσταση Z'. Το κύκλωμα αυτό είναι ισοδύναμο με το κύκλωμα του Σχ. 18(β) όπου η αντίσταση Z' έχει αντικατασταθεί με βραχυκύκλωμα και στους κόμβους 1 και 2 έχουν αντικατασταθεί σε σειρά οι αντιστάσεις $Z_1 = Z'(1-A_V)$ και $Z_2 = (A_I-1)/A_I \cdot Z'$ όπου $A_I = -I_2/I_1$



Σχ. 13 Ισοδύναμα κυκλώματα κατά το συζυγές του Θ. Miller.

Πραγματικά η πτώση τάσης στην αντίσταση Z' είναι:

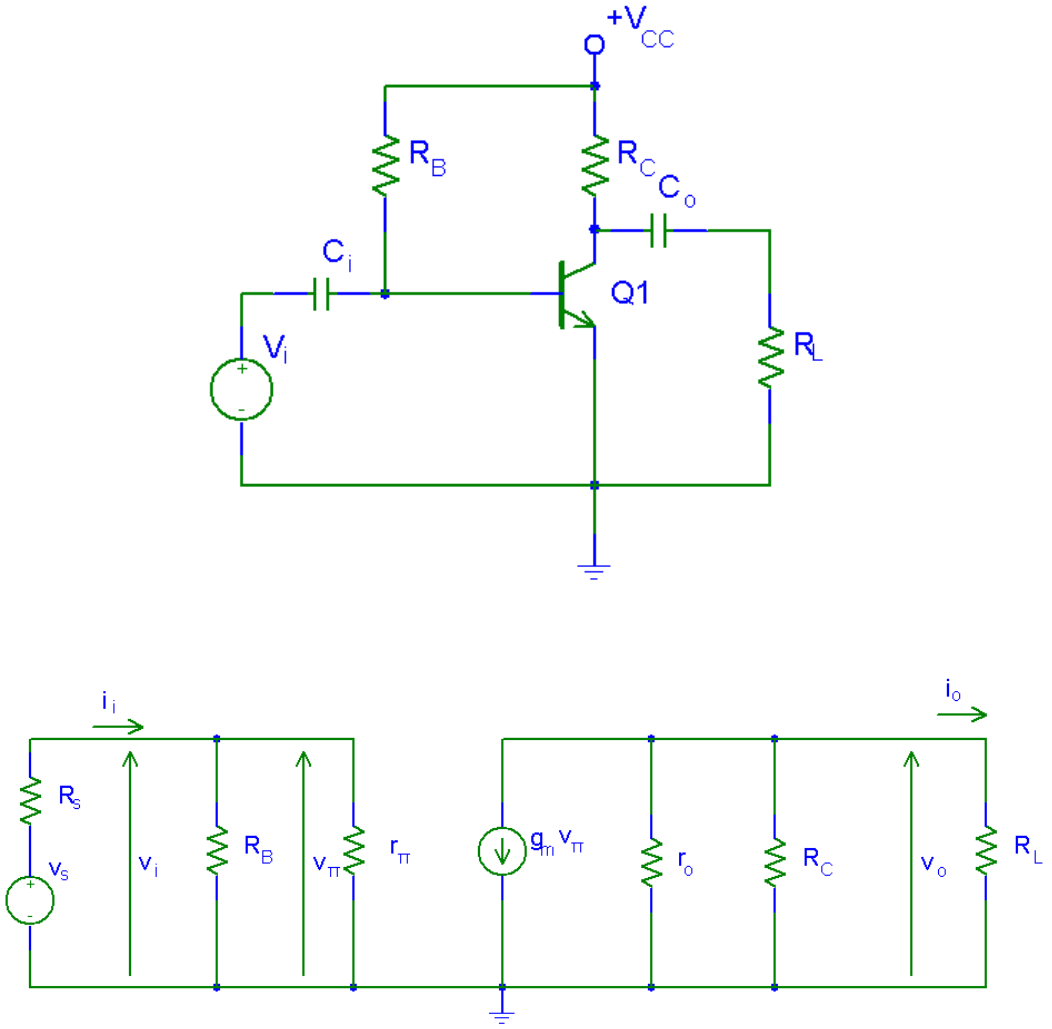
$$(I_1 + I_2)\, Z' = I_1\,(1 + I_2/I_1)\, Z' = I_1(1 - A_I)\, Z' = I_1\, Z_1$$

ενώ για το κύκλωμα εξόδου έχουμε:

$$(I_1 + I_2)\, Z' = I_2\,(I_1/I_2 + 1)\, Z' = I_2\,(-1/A_I + 1)\, Z' = I_2\, Z_2$$

Ενισχυτής κοινού εκπομπού

Στο Σχ. 14(α) βλέπουμε ένα απλό βασικό κύκλωμα ενισχυτή κοινού εκπομπού. Για να το αναλύσουμε, πρώτα-πρώτα σχεδιάζουμε το ισοδύναμο κύκλωμά του σύμφωνα με τους κανόνες που είδαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Έτσι παίρνουμε το ηλεκτρικό κύκλωμα του Σχ. 14(β). Στη συνέχεια, δουλεύοντας πάνω στο σχέδιο αυτό θα υπολογίσουμε την ενίσχυση (απολαβή) τάσης (A_V), την αντίσταση εισόδου (R_i) και την ενίσχυση ρεύματος (A_I) ακριβώς με τη σειρά που αναφέρονται.



Σχ. 14 Ενισχυτής κοινού εκπομπού. (πάνω) Βασικό ηλεκτρονικό κύκλωμα. (κάτω) Το ισοδύναμο κύκλωμα.

Ενίσχυση τάσης

Κατ' αρχάς, από το κύκλωμα εισόδου παρατηρούμε ότι $v_i = v_\pi$.
Στη συνέχεια, εφαρμόζοντας το νόμο του Ohm στο σύστημα των αντιστάσεων r_o, R_C, R_L στο κύκλωμα εξόδου, θα πάρουμε

$$v_o = -g_m v_\pi \left(r_o \parallel R_C \parallel R_L\right) = -g_m v_i \left(r_o \parallel R_C \parallel R_L\right)$$

Οπότε $$\boxed{A_V \equiv \frac{v_o}{v_i} = -g_m \left(r_o \parallel R_C \parallel R_L\right)}$$

Το αρνητικό πρόσημο στον τελευταίο τύπο σημαίνει ότι οι τάσεις εισόδου (v_i) και εξόδου (v_o) βρίσκονται σε αντίθεση φάσης (180°)
Κάνοντας μια διερεύνηση του αποτελέσματος αυτού συμπεραίνουμε ότι:

1) Η ενίσχυση τάσης είναι αύξουσα συνάρτηση της αντίστασης φορτί-

ου (R_L), επομένως γίνεται μέγιστη όταν $R_L \to \infty$. Στην περίπτωση αυτή η ενίσχυση τάσης γίνεται $\boxed{A_V = -g_m \left(r_o \parallel R_C \right)}$

2) Η ενίσχυση τάσης είναι αύξουσα συνάρτηση της αντίστασης συλλέκτη (R_C), επομένως, με δεδομένη την άπειρη αντίσταση φορτίου (ανοιχτό κύκλωμα εξόδου) γίνεται μέγιστη όταν $R_C \to \infty$. Στην περίπτωση αυτή η ενίσχυση τάσης γίνεται $\boxed{A_V = -g_m r_o}$. Η τιμή αυτή αποτελεί και το άνω όριο στην ενίσχυση τάσης που μπορεί να πετύχουμε με δεδομένο τρανζίστορ.

Αντίσταση εισόδου

Η αντίσταση εισόδου είναι αυτή που φαίνεται από την είσοδο του ενισχυτή. Επειδή το κύκλωμα εισόδου δεν περιέχει ενεργά στοιχεία ο υπολογισμός είναι πολύ εύκολος

$$\boxed{R_i \equiv \frac{v_i}{i_i} = R_B \parallel r_\pi}$$

Ενίσχυση ρεύματος

Από το ορισμό του μεγέθους αυτού, θα έχουμε

$$A_I \equiv \frac{i_o}{i_i} = \frac{v_o / R_L}{v_i / R_i} = A_V \frac{R_i}{R_L} \qquad (1.1)$$

Σημειωτέον ότι ο τύπος αυτός είναι πολύ γενικός, ισχύει για κάθε ενισχυτή και θα τον χρησιμοποιούμε συνεχώς. Έτσι λοιπόν με αντικατάσταση των ήδη υπολογισμένων μεγεθών, βρίσκουμε

$$\boxed{A_I = -g_m \left(r_o \parallel R_C \parallel R_L \right) \frac{R_B \parallel r_\pi}{R_L}}$$

Το αρνητικό πρόσημο στον τελευταίο τύπο σημαίνει ότι τα ρεύματα εισόδου (i_i) και εξόδου (i_o) βρίσκονται σε αντίθεση φάσης (180°).
Κάνοντας μια διερεύνηση του αποτελέσματος αυτού συμπεραίνουμε ότι:

1) Η ενίσχυση ρεύματος είναι φθίνουσα συνάρτηση της αντίστασης φορτίου (R_L), επομένως γίνεται μέγιστη όταν $R_L \to 0$. Στην περίπτωση αυτή η ενίσχυση ρεύματος γίνεται $\boxed{A_I = -g_m \left(r_\pi \parallel R_B \right)}$

2) Η ενίσχυση ρεύματος είναι αύξουσα συνάρτηση της αντίστασης βάσης (R_B), επομένως, με δεδομένη τη μηδενική αντίσταση φορτίου (βραχυκυκλωμένο κύκλωμα εξόδου) γίνεται μέγιστη όταν $R_B \to \infty$. Στην περίπτωση αυτή η ενίσχυση ρεύματος γίνεται $\boxed{A_I = -g_m r_\pi = -\beta}$. Η τιμή αυτή αποτελεί και το άνω όριο στην

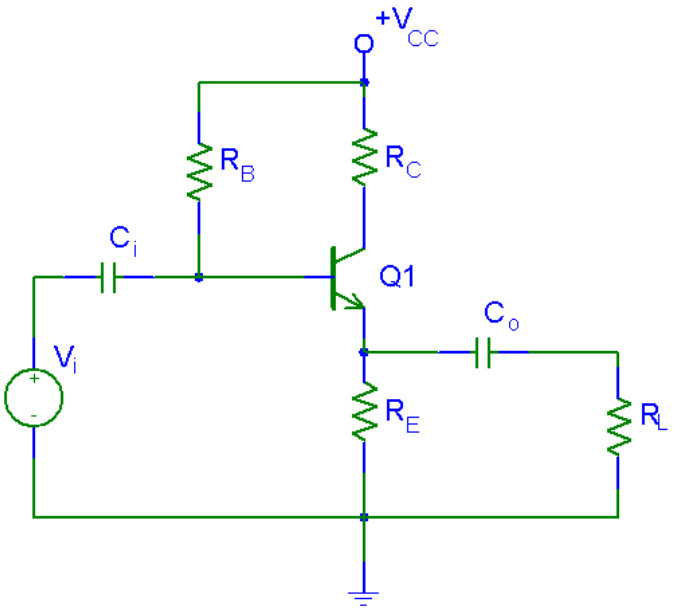
ενίσχυση ρεύματος που μπορεί να πετύχουμε με δεδομένο τρανζίστορ.

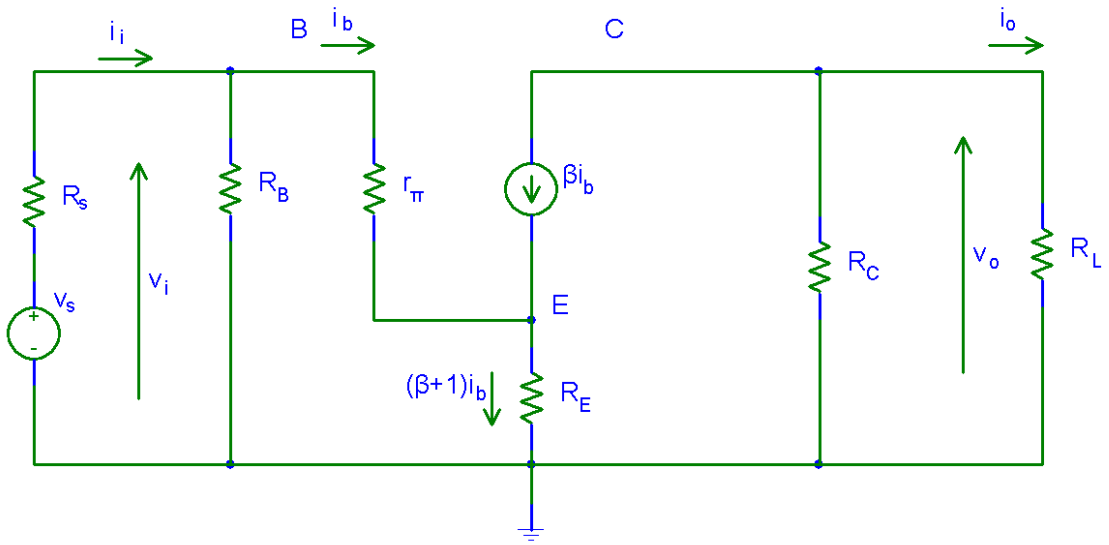
Αντίσταση εξόδου

Ως αντίσταση εξόδου ενός ενισχυτή ορίζουμε την αντίσταση που φαίνεται από την έξοδο του ενισχυτή αυτού, όταν βραχυκυκλώσουμε την πηγή τάσης (v_s) της γεννήτριας εισόδου (ΠΡΟΣΟΧΗ: όχι την είσοδο του ενισχυτή). Έτσι, για τον υπολογισμό της αντίστασης εξόδου θα πρέπει να τροποποιήσουμε ελαφρά το ισοδύναμο κύκλωμα, δηλαδή να αφαιρέσουμε την αντίσταση φορτίου (R_L) και να βραχυκυκλώσουμε την v_s. Όπως εύκολα μπορούμε να διαπιστώσουμε βραχυκυκλώνοντας τη v_s το κύκλωμα εισόδου αποτελείται μόνο από αντιστάσεις, και επομένως όλα τα ρεύματα και οι τάσεις πάνω σ' αυτό θα είναι μηδέν. Επομένως και η $v_\pi = 0$. Ως εκ τούτου και η πηγή ρεύματος στο κύκλωμα εξόδου θα δίνει μηδενικό ρεύμα και δεν έχει λόγο ύπαρξης. Τι απομένει στο κύκλωμα εξόδου; Μόνο οι αντιστάσεις r_o και R_C συνδεμένες παράλληλα. Επομένως η αντίσταση που θα φαίνεται από την έξοδο θα είναι

$$\boxed{R_o = r_o \parallel R_C}$$

Ενισχυτής κοινού εκπομπού με αντίσταση στον εκπομπό





Σχ. 15 Ενισχυτής κοινού εκπομπού με αντίσταση στον εκπομπό. (πάνω) Βασικό ηλεκτρονικό κύκλωμα. (κάτω) Το ισοδύναμο κύκλωμα.

Παρακάτω θα δούμε μία ανάλυση του αναφερόμενου κυκλώματος, το οποίο παρουσιάζει μερικά ενδιαφέροντα χαρακτηριστικά όπως είναι η υψηλή αντίσταση εισόδου (γίνεται της ίδιας τάξης με την αντίσταση εισόδου του ενισχυτή κοινού συλλέκτη) και η σταθεροποίηση της ενίσχυσης τάσης (γίνεται ανεξάρτητη από τις παραμέτρους του τρανζίστορ. Το κύκλωμα μαζί με το ισοδύναμό του φαίνονται στο Σχ. 15. Όπως φαίνεται, έχει παραληφθεί η αντίσταση r_o του μοντέλου τρανζίστορ και αυτό γιατί ουσιαστικά δεν προσφέρει κάτι στο τελικό αποτέλεσμα λόγω της μεγάλης τιμής της και αμελείται. Αντίθετα λόγω της απλοποίησης αυτής, μειώνεται σημαντικά η πολυπλοκότητα του κυκλώματος και επομένως και οι απαιτήσεις σε υπολογισμούς.

Ενίσχυση τάσης

Εφαρμόζοντας τον Β' κανόνα του Kirchhoff στ κύκλωμα εισόδου παίρνουμε

$$v_i = i_b r_\pi + (\beta+1) i_b R_E = i_b \left(r_\pi + (\beta+1) R_E \right)$$

Θεωρώντας ως ένα ενιαίο σύνολο τις αντιστάσεις $R_C \| R_L$ με το νόμο του Ohm παίρνουμε

$$v_o = -\left(R_C \| R_L \right) \beta i_b$$

Από τις σχέσεις αυτές εξαλείφοντας το i_b παίρνουμε

$$v_o = -\frac{\left(R_C \| R_L \right) \beta v_i}{r_\pi + (\beta+1) R_E}$$

και επομένως

$$\boxed{A_V \equiv \frac{v_o}{v_i} = -\beta \frac{\left(R_C \| R_L \right)}{r_\pi + (\beta+1) R_E}}$$

Στον τύπο αυτό μπορούμε να κάνουμε δυο προσεγγίσεις οι οποίες γενικώς ισχύουν χωρίς σημαντικό σφάλμα στο τελικό αποτέλεσμα. Αυτές είναι

$$r_\pi \ll (\beta+1)R_E \qquad \text{και} \qquad \beta>>1$$

Με βάση λοιπόν αυτές τις προσεγγίσεις ο παραπάνω τύπος γίνεται

$$\boxed{A_V = -\frac{(R_C \parallel R_L)}{R_E}}$$

Όπως φαίνεται το A_V είναι τελείως ανεξάρτητο από τις παραμέτρους του τρανζίστορ.

Αντίσταση εισόδου

Για τον υπολογισμό της αντίστασης εισόδου (R_i) θα υπολογίσουμε αρχικά την αντίσταση που φαίνεται μετά την R_B δηλαδή την R_{ib} η οποία ορίζεται ως

$$R_{ib} \equiv \frac{v_i}{i_b}$$

Χρησιμοποιώντας το v_i που είχαμε υπολογίσει προηγουμένως, παίρνουμε

$$R_{ib} \equiv \frac{i_b\left(r_\pi + (\beta+1)R_E\right)}{i_b} = r_\pi + (\beta+1)R_E$$

και τελικά

$$\boxed{R_i = R_B \parallel \left(r_\pi + (\beta+1)R_E\right)}$$

Ενίσχυση ρεύματος

Από το γνωστό τύπο (1.1) η ενίσχυση ρεύματος γίνεται

$$A_I = A_V \frac{R_i}{R_L} = -\frac{(R_C \parallel R_L)}{R_E} \cdot \frac{R_B \parallel \left(r_\pi + (\beta+1)R_E\right)}{R_L}$$

και με τις γνωστές προσεγγίσεις $r_\pi \ll (\beta+1)R_E$ και $\beta>>1$

$$\boxed{A_I = -\beta \frac{R_B R_C}{R_L (R_C + R_L)(R_B + \beta R_E)}}$$

Αντίσταση εξόδου

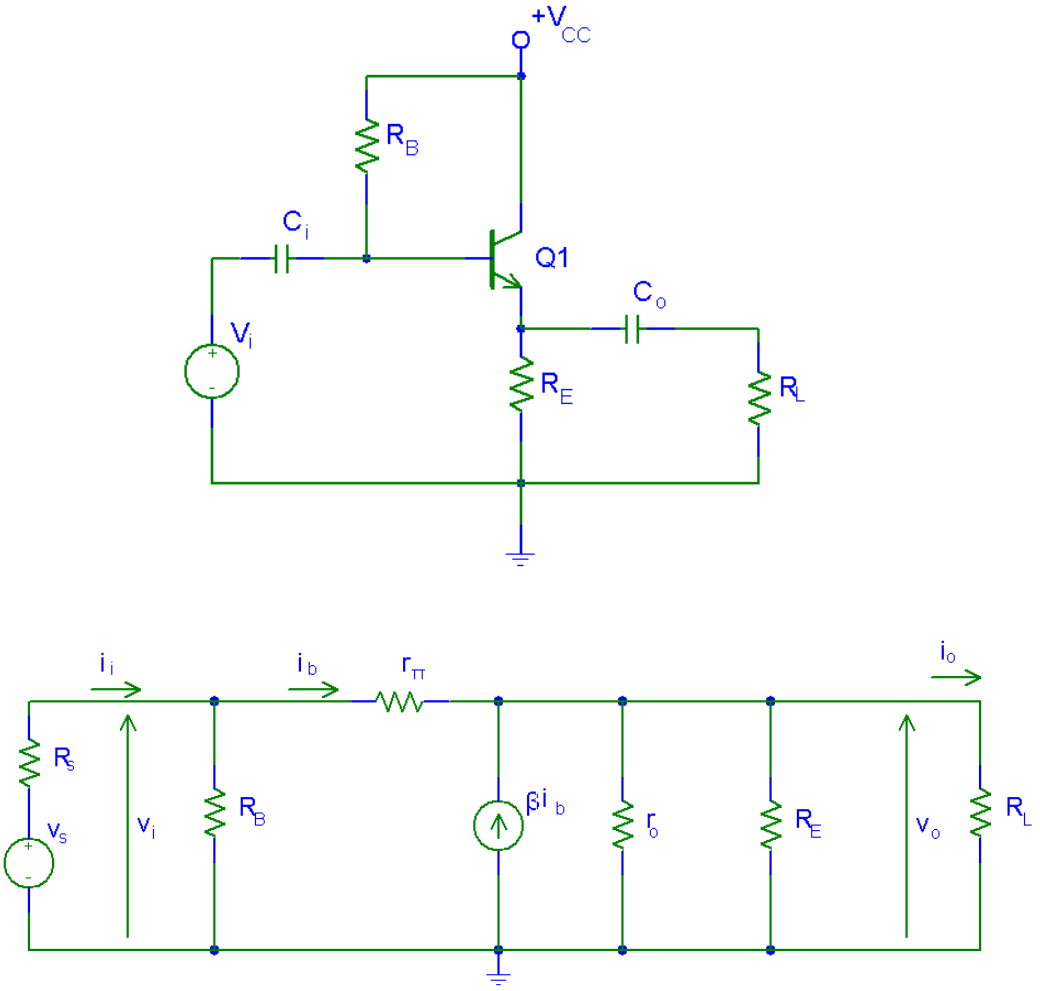
Για τον υπολογισμό της αντίστασης εξόδου, όπως και στον ενισχυτή κοινού εκπομπού, βραχυκυκλώνουμε την τάση της γεννήτριας (v_s), αφαιρούμε το φορτίο (R_L) και θεωρούμε ότι η τάση στην έξοδο είναι v_o. με εφαρμογή του Β' κανόνα Kirchhoff στο κύκλωμα εισόδου (θεωρώντας τον παράλληλο συνδυασμό των αντιστάσεων $R_s \parallel R_B$ ως μια αντίσταση που διαρρέετε από ρεύμα i_b) παίρνουμε $-i_b(R_s \parallel R_B) - i_b r_\pi - (\beta+1)i_b = 0$ που σημαίνει ότι $i_b = 0$. Άρα και η πηγή ρεύματος βi_b δίνει μηδενικό ρεύμα και

συνεπώς στο κύκλωμα εξόδου απομένει μόνο μια αντίσταση, η R_C η οποία ταυτίζεται και με την αντίσταση εξόδου.

$$R_o = R_C$$

Ενισχυτής κοινού συλλέκτη

Με βάση το ηλεκτρονικό κύκλωμα του ενισχυτή κοινού συλλέκτη (Σχ. 16α



Σχ. 16 Ενισχυτής κοινού συλλέκτη. (πάνω) Βασικό ηλεκτρονικό κύκλωμα. (κάτω) Το ισοδύναμο κύκλωμα.

Ενίσχυση τάσης

Θεωρώντας το σύστημα των αντιστάσεων r_o, R_E, R_L, ως μια αντίσταση, αυτή θα διαρρέεται από ρεύμα $(\beta+1)i_b$ και επομένως η τάση στα άκρα της που είναι και τάση εξόδου, θα είναι

$$v_o = \beta i_b \left(r_o \parallel R_E \parallel R_L \right)$$

Από το Β' κανόνα Kirchhoff σε ολόκληρο το κύκλωμα έχουμε

$$v_i - i_b r_\pi - v_o = 0$$

απ' όπου προκύπτει $i_b = \dfrac{v_i - v_o}{r_\pi}$

Εφαρμόζοντας τη σχέση αυτή στην προηγούμενη και με δεδομένο ότι $\dfrac{\beta}{r_\pi} = g_m$ παίρνουμε

$$v_o = g_m \left(v_i - v_o\right)\left(r_o \parallel R_E \parallel R_L\right)$$

Λύνοντας την εξίσωση αυτή ως προς v_o και διαιρώντας με v_i παίρνουμε

$$A_V \equiv \frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m\left(r_o \parallel R_E \parallel R_L\right)}{1 + g_m\left(r_o \parallel R_E \parallel R_L\right)}$$

Η παραπάνω ενίσχυση παίρνει τη μέγιστη τιμή της όταν $R_L \to \infty$ Στην περίπτωση αυτή $\left(r_o \parallel R_E \parallel R_L\right) \gg 1/g_m$ και επομένως $A_V \approx 1$. Όπως βλέπουμε, ποτέ η ενίσχυση τάσης δεν θα ξεπεράσει τη μονάδα, ενώ στην καλύτερη περίπτωση θα είναι περίπου ίση με αυτή. Από εδώ ο συγκεκριμένος ενισχυτής έχει πάρει το όνομα "ακολουθητής εκπομπού" (emitter follower).

Αντίσταση εισόδου

Από το ισοδύναμο κύκλωμα βλέπουμε ακριβώς παράλληλα στην είσοδο του ενισχυτή μια αντίσταση R_B. Χάριν ευκολίας λοιπόν λέμε ότι

$$R_i = R_B \parallel R_{iB}$$

όπου R_{iB} η υπόλοιπη αντίσταση που φαίνεται από την είσοδο αν εξαιρέσουμε την R_B. Η αντίσταση αυτή θα ορίζεται $R_{iB} \equiv \dfrac{v_i}{i_b}$

Από τον Β' κανόνα Kirchhoff στο κύκλωμα του ενισχυτή (πλην της R_B) παίρνουμε

$$v_i - r_\pi i_b - (\beta + 1) i_b \left(r_o \parallel R_E \parallel R_L\right)$$

οπότε $$R_{iB} = r_\pi + (\beta + 1)\left(r_o \parallel R_E \parallel R_L\right)$$

και $$\boxed{R_i = R_B \parallel \left[r_\pi + (\beta + 1)\left(r_o \parallel R_E \parallel R_L\right)\right]}$$

Ενίσχυση ρεύματος

Από το γνωστό τύπο (1.1) η ενίσχυση ρεύματος γίνεται

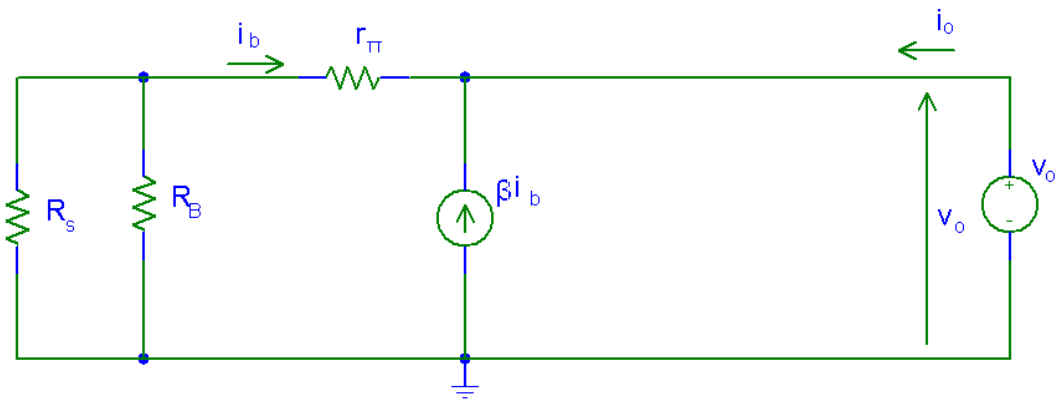
$$A_I = A_V \frac{R_i}{R_L} \cong \frac{R_B \parallel \left[r_\pi + (\beta + 1)\left(r_o \parallel R_E \parallel R_L\right)\right]}{R_L}$$

Αντίσταση εξόδου

Για τον υπολογισμό της αντίστασης εξόδου, όπως και στον ενισχυτή κοινού εκπομπού, βραχυκυκλώνουμε την τάση της γεννήτριας (v_s), αφαιρούμε το φορτίο (R_L) και θεωρούμε ότι η τάση στην έξοδο είναι v_o.

Για διευκόλυνση, αμελούμε τις αντιστάσεις R_E και r_o που φαίνονται παράλληλα στην έξοδο και ψάχνουμε την αντίσταση εξόδου που απομένει (R_{oE}). Προφανώς τότε θα ισχύει

$$R_o = R_{oE} \parallel R_E \parallel r_o$$



Σχ. 17 Υπολογισμός της αντίστασης εξόδου στον ενισχυτή κοινού συλλέκτη.

Με εφαρμογή του Β' κανόνα Kirchhoff στο κύκλωμα (θεωρώντας τον παράλληλο συνδυασμό των αντιστάσεων $R_s \parallel R_B$ ως μια αντίσταση που διαρρέετε από ρεύμα i_b) παίρνουμε $-i_b\left(R_s \parallel R_B\right) - i_b r_\pi - v_o = 0$

απ' όπου

$$R_{oE} \equiv \frac{v_o}{i_0} = \frac{\left(r_\pi + R_s \parallel R_B\right) i_b}{(\beta+1) i_b}$$

και επομένως

$$R_o = \frac{\left(r_\pi + R_s \parallel R_B\right)}{(\beta+1)} \parallel R_E \parallel r_o$$

Από τον τύπο αυτό αν εφαρμόσουμε γνωστές προσεγγίσεις, όπως

$$\frac{\left(r_\pi + R_s \parallel R_B\right)}{(\beta+1)} << R_E \qquad \frac{\left(r_\pi + R_s \parallel R_B\right)}{(\beta+1)} << r_o$$

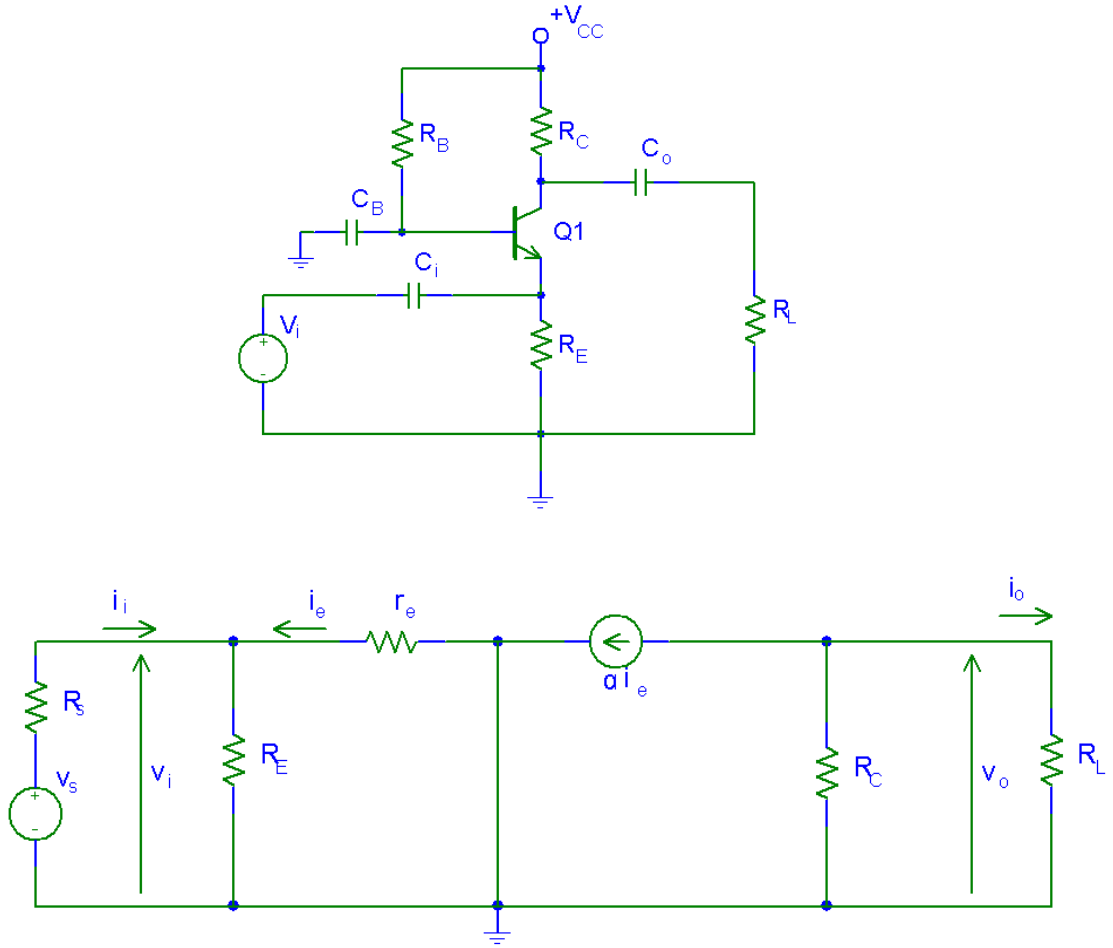
καθώς και $r_\pi + R_s << R_B$ παίρνουμε

$$R_o = \frac{r_\pi + R_s}{\beta+1}$$

Από τα παραπάνω φαίνεται καθαρά ότι στον ενισχυτή κοινού συλλέκτη
α) Η ενίσχυση τάσης είναι ελάχιστα μικρότερη της μονάδας.
β) Η αντίσταση εισόδου είναι πολύ μεγαλύτερη απ' ότι στον ενισχυτή CE.
γ) Η ενίσχυση ρεύματος είναι συγκρίσιμη με τον ενισχυτή CE
δ) Η αντίσταση εξόδου είναι πολύ μικρότερη απ' ότι στον ενισχυτή CE.

Ενισχυτής κοινής βάσης

Χρησιμοποιείται σε ειδικές περιπτώσεις όπου απαιτούνται χαρακτηριστικά του ενισχυτή αυτού (π.χ. μικρή αντίσταση εισόδου, Παρακάτω (Σχ. 17) φαίνεται το κύκλωμα και η ανάλυσή του που χρησιμοποιεί χάριν ευκολίας το Τ-ισοδύναμο του τρανζίστορ.



Σχ. 17 Ενισχυτής κοινής βάσης. (πάνω) Βασικό ηλεκτρονικό κύκλωμα. (κάτω) Το ισοδύναμο κύκλωμα.

Ενίσχυση τάσης

Θεωρώντας τις αντιστάσεις R_C, R_L ως μια αντίσταση, με εφαρμογή του νόμου του Ohm παίρνουμε

$$v_o = -\alpha i_e \left(R_C \parallel R_L \right)$$

ενώ από το νόμο του Ohm στην αντίσταση r_π: $v_i = -i_e r_\pi$

οπότε εξαλείφοντας το i_e παίρνουμε

$$\boxed{A_V \equiv \frac{v_o}{v_i} = \alpha \frac{R_C \parallel R_L}{r_\pi} = g_m \left(R_C \parallel R_L \right)}$$

Αντίσταση εισόδου

Από την είσοδο του ενισχυτή στο ισοδύναμο κύκλωμα φαίνονται δυο αντιστάσεις (R_E και r_e) σε παράλληλη σύνδεση. Επομένως η αντίσταση εισόδου του ενισχυτή θα είναι

$$R_i = R_E \parallel r_e$$

Επειδή η αντίσταση r_e είναι πολύ μικρότερη από την αντίσταση r_π που βλέπουμε στον αντίστοιχο τύπο του ενισχυτή CE εύκολα καταλαβαίνουμε ότι εδώ η αντίσταση εισόδου είναι πολύ μικρότερη.

Ενίσχυση ρεύματος

Κατά τα γνωστά

$$A_I = A_V \frac{R_i}{R_L} = g_m \left(R_C \parallel R_L \right) \frac{r_e \parallel R_E}{R_L} \cong g_m \frac{R_C}{R_C + R_L} r_e$$

ή

$$A_I \cong \alpha \frac{R_C}{R_C + R_L}$$

που όπως βλέπουμε είναι πάντα μικρότερη της μονάδας.

Αντίσταση εξόδου

Με τη γνωστή διαδικασία, όταν βραχυκυκλώσουμε την πηγή τάσης v_s τότε το ρεύμα i_e μηδενίζεται όπως βλέπουμε από το κύκλωμα εισόδου. Συνεπώς και $\alpha i_e = 0$, οπότε η αντίσταση που φαίνεται από την έξοδο του ενισχυτή θα είναι μόνο η R_C.

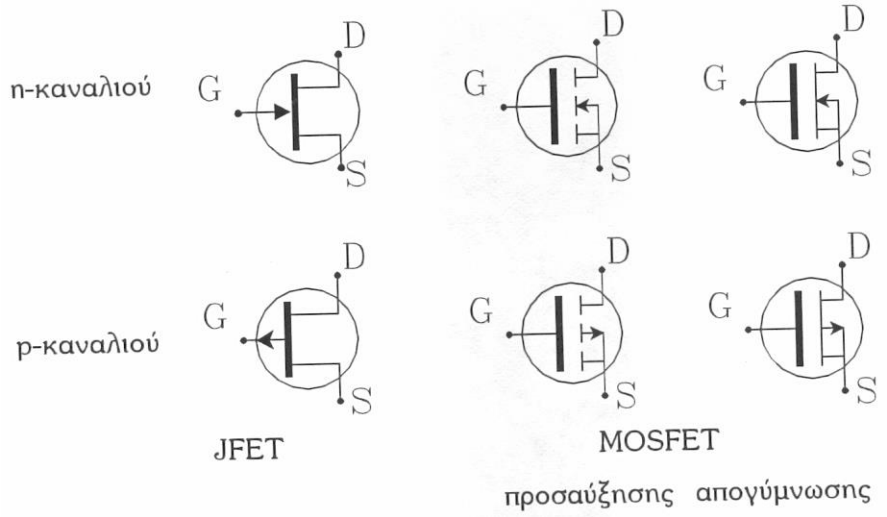
$$R_o = R_C$$

ΠΟΛΩΣΗ ΤΩΝ FET
ΘΕΡΜΙΚΗ ΣΤΑΘΕΡΟΠΟΙΗΣΗ

Στο παρακάτω θα θεωρηθεί ως βασική συνδεσμολογία αυτή της κοινής πηγής (CS), η οποία θα ληφθεί και ως αναφορά για τις δύο άλλες συνδεσμολογίες (κοινής εκροής (CD) και κοινής πύλης (CG)).

Τα FET στα οποία αναφερόμαστε, ανάλογα με τον τρόπο κατασκευής τους τα διακρίνουμε σε FET επαφής (J-FET), MOS-FET προσαύξησης (enhancement) και MOS-FET απογύμνωσης (depletion).

Όλα τα παραπάνω μπορεί να είναι p-καναλιού ή n-καναλιού. Παρακάτω στο Σχ. 1 φαίνονται τα σύμβολα των FET που αναφέρθηκαν. Στη συνέχεια θα αναφερθούμε σε FET n-καναλιού ενώ τα ίδια ισχύουν και για FET p-καναλιού.



Σχ. 1 FET (α) επαφής (β) MOSFET προσαύξησης (γ) MOSFET απογύλνωσης.

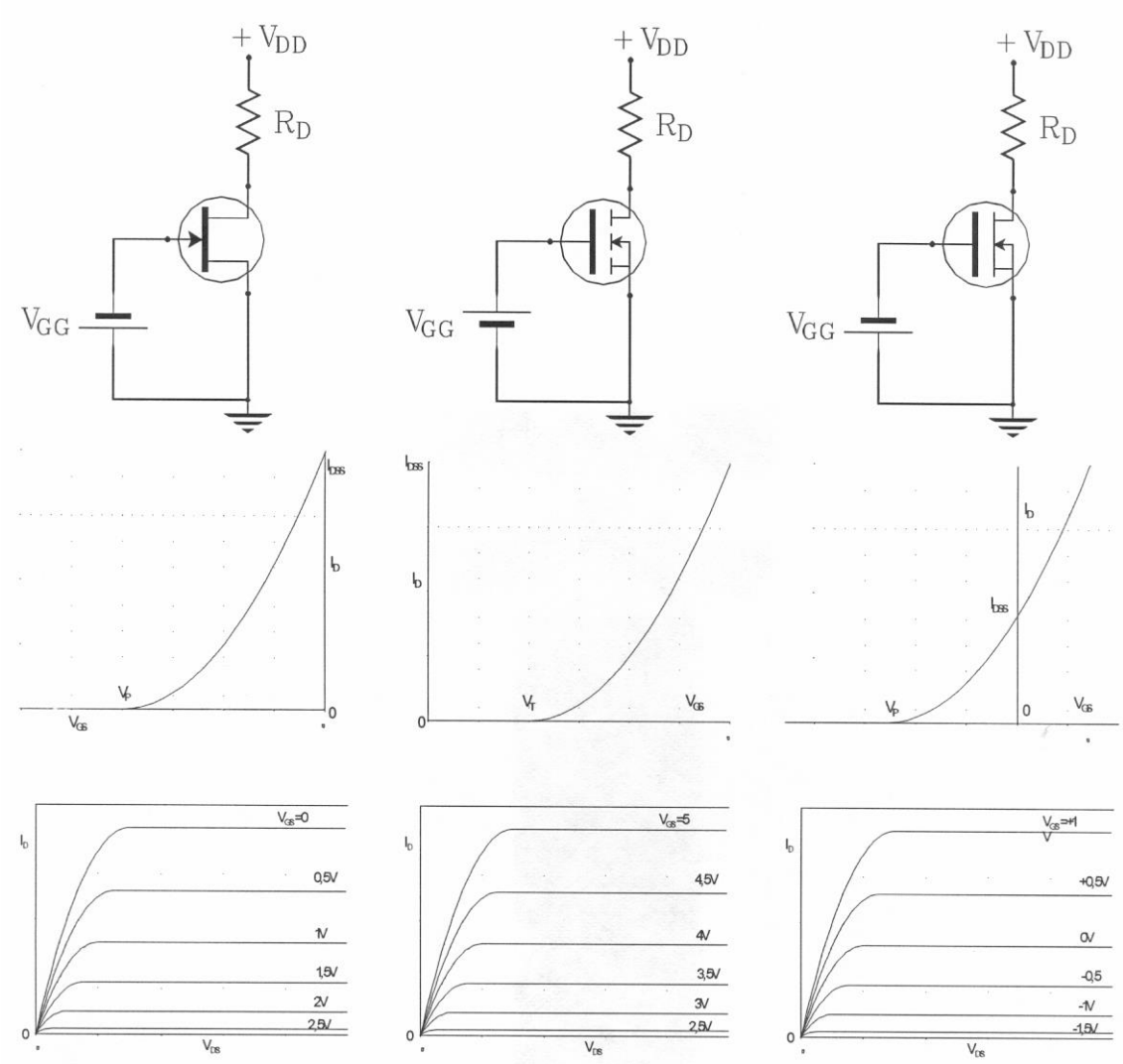
Στο Σχ. 2 φαίνονται οι χαρακτηριστικές καμπύλες εισόδου και εξόδου για τα τρία είδη MOS-FET σε συνδεσμολογία κοινής πηγής, η βασική ιδέα της οποίας φαίνεται επίσης στο ίδιο σχήμα.

Από ότι είναι γνωστό οι χαρακτηριστικές $I_D = f(V_{GS})$ για τα J- FET και τα MOS-FET απογύμνωσης, υπακούουν στην εξίσωση:

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \qquad \text{για } V_{GS} \le V_P$$

$I_D = 0$ για $V_{GS} > V_P$

όπου I_{DSS}: ρεύμα με τάση $V_{GS} = 0$, και V_p : τάση στραγγαλισμού.



Σχ. 2 Χαρακτηριστικές καμπύλες των FET

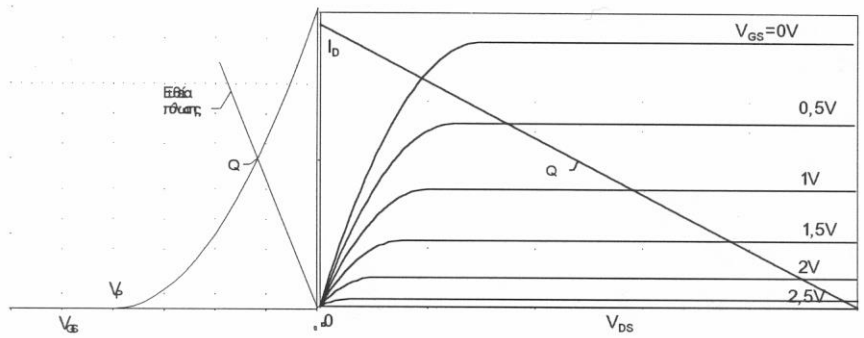
Αντίθετα τα MOS-FET προσαύξησης δίνουν ρεύμα:

$$I_D = k(V_{GS}-V_T)^2 \qquad \text{με} \qquad V_{GS} \ge V_T$$

$I_D = 0$ με $V_{GS} < V_T$

Το σημείο λειτουργίας

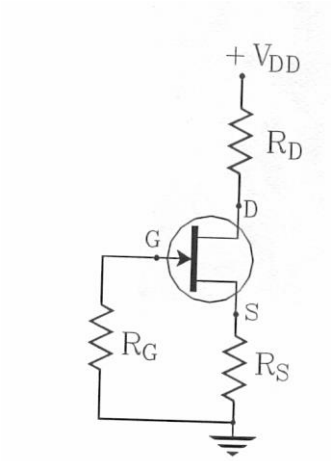
Για τους ίδιος λόγους που ισχύουν στα διπολικά τρανζίστορ, και στα FET πρέπει το σημείο λειτουργίας να βρίσκεται κατά το δυνατόν στο μέσο της περιοχής λειτουργίας που εδώ είναι η περιοχή σταθερής αντίστασης του τρανζίστορ. Τυχόν τοποθέτηση του σημείου λειτουργίας στα όρια ή εκτός της περιοχής αυτής θα είχε σαν αποτέλεσμα την παραμόρφωση του σήματος που περνάει από τα FET.



Σχ. 3 Χαρακτηριστικές καμπύλες και σημείο λειτουργίας.

Στη χαρακτηριστική μεταφοράς [$I_D = f(V_{GS})$] το σημείο λειτουργίας είναι η τομή της με την ευθεία πόλωσης. Αυτή η ευθεία είναι η γραφική παράσταση της εξίσωσης του κυκλώματος εισόδου, (Β` κανόνας Kirchhoff). Αντίστοιχα στο κύκλωμα εξόδου το σημείο λειτουργίας είναι η τομή μιας χαρακτηριστικής (αυτής που αντιστοιχεί στο επιθυμητό V_{GS}) με την ευθεία φόρτου, που είναι η γραφική παράσταση της εξίσωσης του κυκλώματος εξόδου.

Στο Σχ. 4 φαίνεται η κλασική συνδεσμολογία της αυτοπόλωσης ενός J-FET (χωρίς δεύτερη πηγή V_{GS}). Η αντίσταση R_g είναι πολύ μεγάλη και γι` αυτό εξασφαλίζει υψηλή απομόνωση της πύλης ενώ η πτώση τάσης στα άκρα της είναι αμελητέα γιατί το ρεύμα πύλης του FET είναι πάρα πολύ μικρό. Η απαιτούμενη αρνητική τάση πόλωσης της πύλης του FET εξασφαλίζεται από την πτώση τάσης I_DR_S πάνω στην R_S.



Σχ. 4 Πόλωση JFET σε ενισχυτή.

Από τον Β` κανόνα Kirchhoff στο κύκλωμα εισόδου προκύπτει :

$I_G R_G + I_D R_S + V_{GS} = 0$ με $I_G \approx 0$

οπότε $$I_D = -V_{GS} \cdot \frac{1}{R_S}$$

Η εξίσωση αυτή παριστάνεται γραφικά από την ευθεία πόλωσης. Από αυτό συμπεραίνουμε ότι η ευθεία πόλωσης έχει κλίση $-1/R_S$.

Από τον Β' κανόνα Kirchhoff στο κύκλωμα εξόδου προκύπτει :

$-V_{DD} + I_D R_d + V_{DS} + I_D R_S = 0$

οπότε $$I_D = \frac{V_{DD}}{R_D + R_S} - \frac{1}{R_D + R_S} \cdot V_{DS}$$

Η εξίσωση αυτή παριστάνεται γραφικά από την ευθεία φόρτου, ενώ βγαίνει το συμπέρασμα ότι η ευθεία φόρτου έχει κλίση $-\frac{1}{R_D + R_S}$ και τέμνει τον άξονα (V_{DS}) στην τιμή της τάσης V_{DD} και τον άξονα I_D στην τιμή $\frac{V_{DD}}{R_D + R_S}$

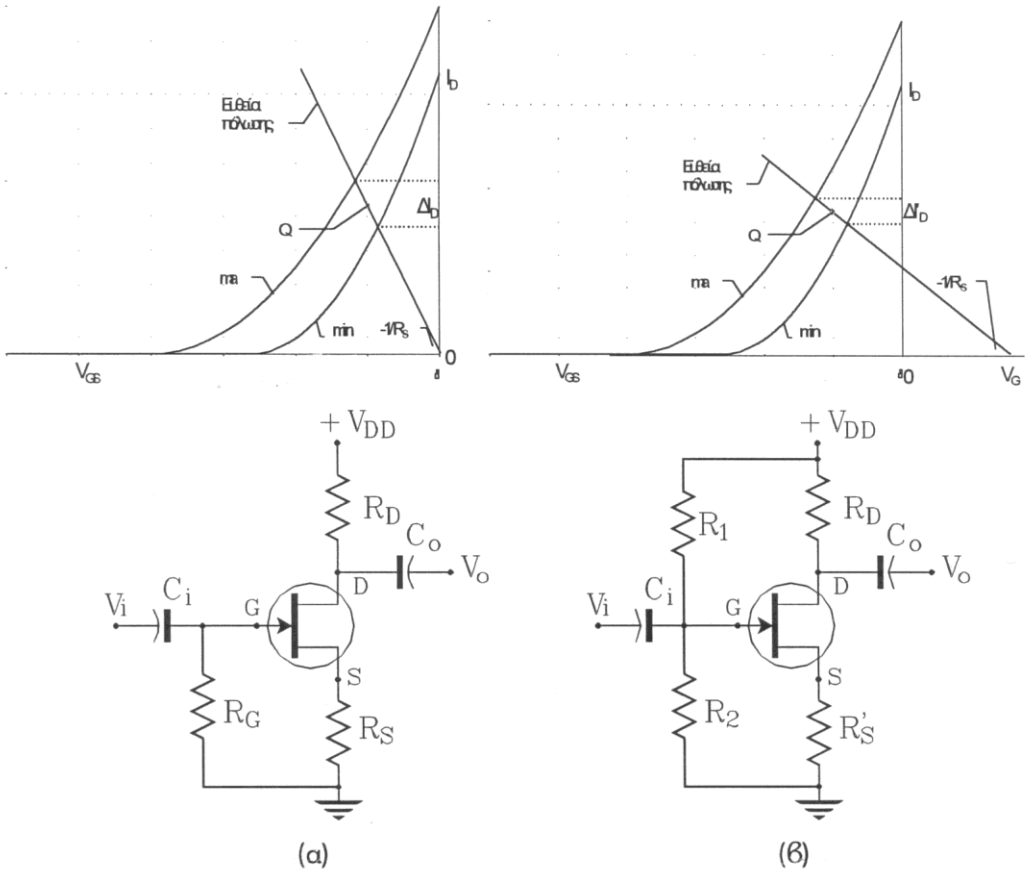
Πόλωση του FET έναντι μεταβολών για διάφορα δείγματα

Η χαρακτηριστική καμπύλη μεταφοράς δεν είναι ίδια από δείγμα σε δείγμα, αλλά διαφέρει σημαντικά ως προς τις οριακές τιμές με συνέπεια οι κατασκευαστές συνήθως δίνουν μία μέγιστη και μία ελάχιστη τιμή για τις

παραμέτρους I_{DSS} και V_p. Μία τυχόν αλλαγή του δείγματος, λόγω διαφορετικής χαρακτηριστικής, θα κάνει το σημείο λειτουργίας να ολισθήσει, προκαλώντας μία μεταβολή του I_D η οποία είναι ΔI_D (Εικ 5 (α)). Το φαινόμενο αυτό ελαχιστοποιείται αν αντί της αντίστασης αυτής R_G χρησιμοποιηθεί διαιρέτης τάσης R_1,R_2 (Σχ. 5(β)) που θα πολώνει την πύλη με μη μηδενικό δυναμικό

$$V_{GG} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{DD}$$

Τώρα για να πετύχει το ίδιο σημείο λειτουργίας πρέπει φυσικά η αντίσταση πόλωσης της πηγής R_s' να γίνει μεγαλύτερη οπότε και φυσικά η ευθεία πόλωσης παίρνει διαφορετική μορφή. Με αυτή την τεχνική όμως τώρα η μέγιστη ολίσθηση του I_D θα είναι $\Delta I_{D'} < \Delta I_D$, έχοντας έτσι κατορθωθεί ένας περιορισμός της ολίσθησης του ρεύματος εκροής.



Σχ. 5 Κυκλώματα JFET (α) με R_S, R_G (β) με R_S και διαιρέτη τάσης.

Η εξίσωση της νέας ευθείας πόλωσης θα είναι τώρα:

$$V_{GS} = V_{GG} - I_D R'_S$$

όπου $V_{GG} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{DD}$ και $R_2 \,||\, R_1 = R_G$:μεγάλη (1-10MΩ).

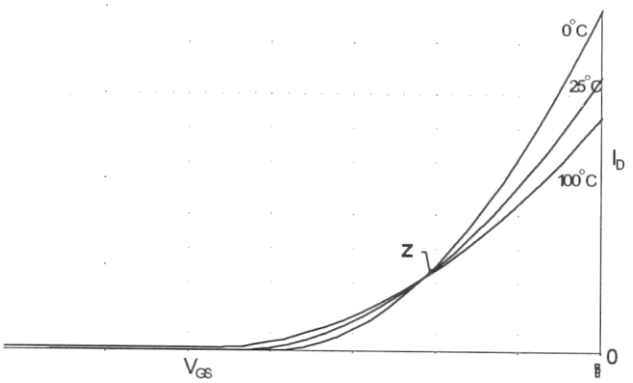
Πόλωση των FET για μηδενική ολίσθηση λόγω αύξησης της θερμοκρασίας

Στο Σχ. 6 φαίνονται διάφορες χαρακτηριστικές μεταφοράς ενός τρανζίστορ για διάφορες θερμοκρασίες. Βλέπουμε ότι για οποιαδήποτε ευθεία πόλωσης, μία μεταβολή στη θερμοκρασία, συνεπάγεται ολίσθηση του σημείου λειτουργίας, εκτός από ένα συγκεκριμένο σημείο (Z) το οποίο παραμένει σταθερό (σημείο μηδενικής ολίσθησης). Το σημείο αυτό προσδιορίζεται εύκολα αν λάβουμε υπ' όψη ότι η μεν τάση V_{GS} μεταβάλλεται με τη θερμοκρασία κατά ΔV_{GS}= -2,2mV/°C

ενώ το ρεύμα I_D κατά ΔI_D = 0,7%/°C.

Έστω τώρα $g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}} \approx \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}$ (για μικρές μεταβολές).

Από την εξίσωση $I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$



Σχ. 6 Το σημείο μηδενικής θερμικής ολίσθησης (Z).

Παίρνουμε $g_m = I_{DSS} \cdot 2\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) \cdot \left(-\frac{1}{V_P}\right) = -\frac{2I_{DSS}}{V_P^2}\left(V_P - V_{GS}\right)$

Από τον ορισμό τώρα $\Delta I_D = g_m \Delta V_{GS}$

ή $0{,}007|I_D| = -g_m\, 0{,}0022$

ή (μετά τις αντικαταστάσεις και απλοποιήσεις)

$$|V_P| - |V_{GS}| = 0{,}63V$$

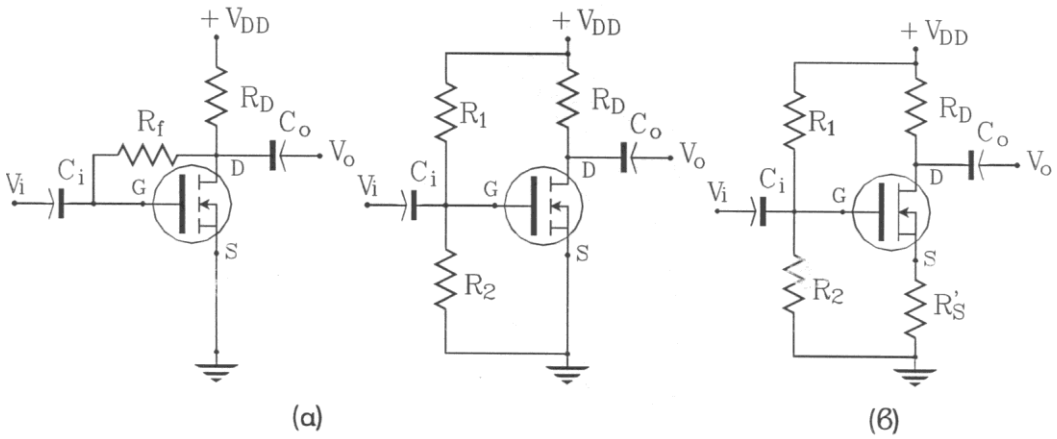
Δηλαδή για μηδενική ολίσθηση λόγω μεταβολής της θερμοκρασίας πρέπει το FET να πολωθεί 0,63V κάτω από την τάση στραγγαλισμού V_P. Τότε το ρεύμα εκροής θα είναι:

$$I_D = I_{DSS}\left(\frac{0{,}63}{V_P}\right)^2$$

Παρατήρηση: Επειδή συχνά το παραπάνω σημείο λειτουργίας είναι πολύ κοντά στη τάση στραγγαλισμού παρουσιάζει ορισμένα μειονεκτήματα, όπως η αδυναμία λειτουργίας σε ισχυρότερα σήματα, μεγάλη παραμόρφωση και μικρή ενίσχυση. Έτσι είναι προτιμότερο να πολώνεται το FET σε διαφορετικό σημείο, επιδιώκοντας ελαχιστοποίηση της ολίσθησης με τη βοήθεια του διαιρέτη τάσης.

Πόλωση των MOSFET

Τα MOS FET προσαύξησης και απογύμνωσης πολώνονται όπως φαίνεται στις Σχ. 7(α,β) αντίστοιχα.



Σχ. 7 Πόλωση των MOSFET. (α) προσαύξησης, (β) απογύμνωσης

Η αντίσταση R_f και ο συνδυασμός R_1 // R_2 και στις δύο περιπτώσεις (α) και (β) είναι της τάξης δεκάδων (ΜΩ). Απ' ότι φαίνεται η διάταξη 7(β) πόλωσης του MOS FET απογύμνωσης είναι ίδια με τη διάταξη πόλωσης ενός J-FET. Αυτό άλλωστε αναμένεται, αφού και οι χαρακτηριστικές τους είναι σχεδόν ίδιες.

Υπολογισμός των αντιστάσεων πόλωσης σε J-FET και MOS FET

Για την περίπτωση των JFET και MOSFET απογύμνωσης, πρώτα - πρώτα ορίζεται πάνω στη χαρακτηριστική μεταφοράς το σημείο λειτουργίας και χαράζεται η ευθεία πόλωσης. Πρέπει να προσεχτεί ιδιαίτερα ώστε η V_{GG} να μην ξεπερνάει την V_{DD}. Από την κλίση της ευθείας πόλωσης βρίσκεται η R_S (κλίση :-1/R_S). Η V_{GG} είναι το σημείο όπου η ευθεία πόλωσης τέμνει τον άξονα των τάσεων (Σχ. 5(β)). Από το V_{GG}, R_G (όπου R_G η επιθυμητή αντίσταση εισόδου της διάταξης) βρίσκονται οι αντιστάσεις R_1 και R_2.

$$R_2 = R_G \frac{V_{DD}}{V_{GG}} \qquad R_1 = \frac{R_2 R_G}{R_2 - R_G}$$

Από την κλίση της ευθείας φόρτου (DC ευθεία φόρτου) που είναι -1/R_s+R_d και αφού έχει βρεθεί η R_s βρίσκεται η R_D.

Επίσης η R_D μπορεί να καθορισθεί από την επιθυμητή ενίσχυση της βαθμίδας όπως θα δούμε στο επόμενο κεφάλαιο.

Για την περίπτωση των MOSFET προσαύξησης η R_D βρίσκεται όπως και παραπάνω ενώ ως R_f τίθεται μία πάρα πολύ μεγάλη αντίσταση (δεκάδες ΜΩ). Αν αντί αυτής χρησιμοποιείται διαιρέτης τάσης (R_1,R_2) τότε η τάση V_{GG} πρέπει να είναι ίση με V_{DS}. Δηλαδή

$$R_2 = R_G \frac{V_{DD}}{V_{DS}} \qquad R_1 = \frac{R_2 R_G}{R_2 - R_G}$$

ενώ R_G =R1||R2 να είναι μία πολύ μεγάλη αντίσταση (δεκάδες ΜΩ).

Σε όλες τις περιπτώσεις που αναφέρθηκαν εξετάστηκε η συνδεσμολογία κοινής πηγής (C-S). Για τις άλλες δύο συνδεσμολογίες, κοινής εκροής (C-D) και κοινής πύλης (C-E) η διαδικασία είναι εντελώς η ίδια. Το κυκλώματα

διαφοροποιούνται μόνο με τη σύνδεση των πυκνωτών διαρροής που κάθε φορά γειώνουν (στο a.c.) τον κατάλληλο ακροδέκτη.

4. ΙΣΟΔΥΝΑΜΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΤΩΝ FET ΣΤΙΣ ΧΑΜΗΛΕΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ

Όπως είδαμε, για όλα τα FET, οι χαρακτηριστικές καμπύλες εξόδου δίνουν το ρεύμα εκροής (i_D) ως συνάρτηση της τάσης V_{GS} και της τάσης V_{DS}.

$$I_D = f\left(V_{GS}, V_{DS}\right)$$

Αυτή φαίνεται και η πιο ρεαλιστική προσέγγιση στη λειτουργία ενός FET.
Από τη σχέση αυτή με διαφόριση:

$$di_D = \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} dv_{GS} + \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} dv_{DS}$$

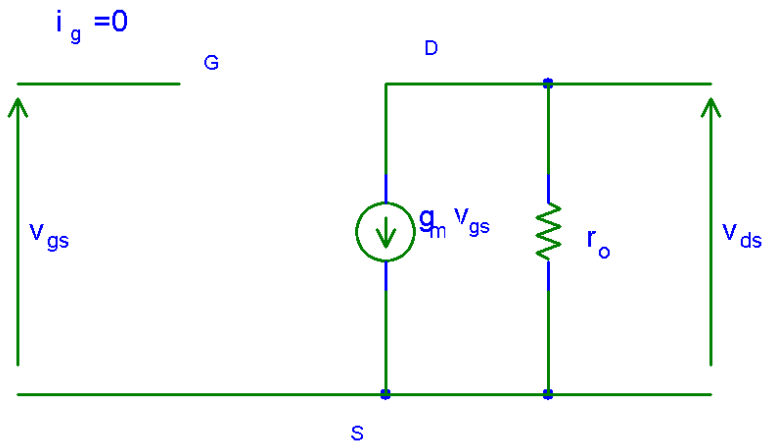
$$\text{ή} \quad i_d = g_m v_{gs} + \frac{1}{r_o} v_{ds}$$

όπου i_d, v_{gs}, v_{ds} : οι στιγμιαίες τιμές της εναλλασσόμενης συνιστώσας αντίστοιχων μεγεθών.

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \approx \left.\frac{\Delta i_D}{\Delta v_{GS}}\right|_{V_{DS}=\sigma\tau\alpha\theta\varepsilon\rho o}$$

$$r_o = \frac{\partial v_{DS}}{\partial i_D} \approx \left.\frac{\Delta v_{DS}}{\Delta i_D}\right|_{V_{GS}=\sigma\tau\alpha\theta\varepsilon\rho o}$$

Το πρώτο μέγεθος το ονομάζουμε διαγωγιμότητα μεταφοράς ενώ το δεύτερο αντίσταση εξόδου του FET.



Σχ. 1 Ισοδύναμο κύκλωμα των FET για μικρά σήματα.

Σύμφωνα με την παραπάνω ανάλυση το ισοδύναμο κύκλωμα του FET είναι αυτό του Σχ. 1 ενώ η εξίσωση που φαίνεται στην ανάλυση βγαίνει από την εφαρμογή του Α' κανόνα του Kirchhoff στο κύκλωμα εξόδου.

Συχνά σε κυκλώματα ενισχυτών με FET χρησιμοποιείται το μέγεθος

$$\mu \equiv -\frac{dV_{DS}}{dV_{GS}} \approx -\left.\frac{\Delta V_{DS}}{\Delta V_{GS}}\right|_{I_D=0}$$

Όπως εύκολα αποδεικνύεται:

$$\mu \equiv -\left.\frac{\Delta V_{DS}}{\Delta V_{GS}}\right|_{I_D=0} = -\left.\frac{v_{ds}}{v_{gs}}\right|_{I_D=0} = -\frac{v_{ds}}{v_{gs}}\frac{i_d}{i_d} = r_o g_m$$

Η εξίσωση $I_D=I_{DSS}(1-V_{GS}/V_P)^2$ που ισχύει για τα J-FET και τα MOS-FET διακένωσης μπορεί να μας δώσει μια έκφραση για τη διαγωγιμότητα μεταφοράς g_m.

Πραγματικά: $g_m = -\frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}} = 2I_{DSS}\left(1-V_{GS}/V_P\right)\left(-1/V_P\right) = \frac{-2I_{DSS}}{V_p}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_p}\right)$

ή $\quad g_m = g_{mo}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_p}\right) \quad$ με $\quad g_{mo} = -\frac{2I_{DSS}}{V_p}$

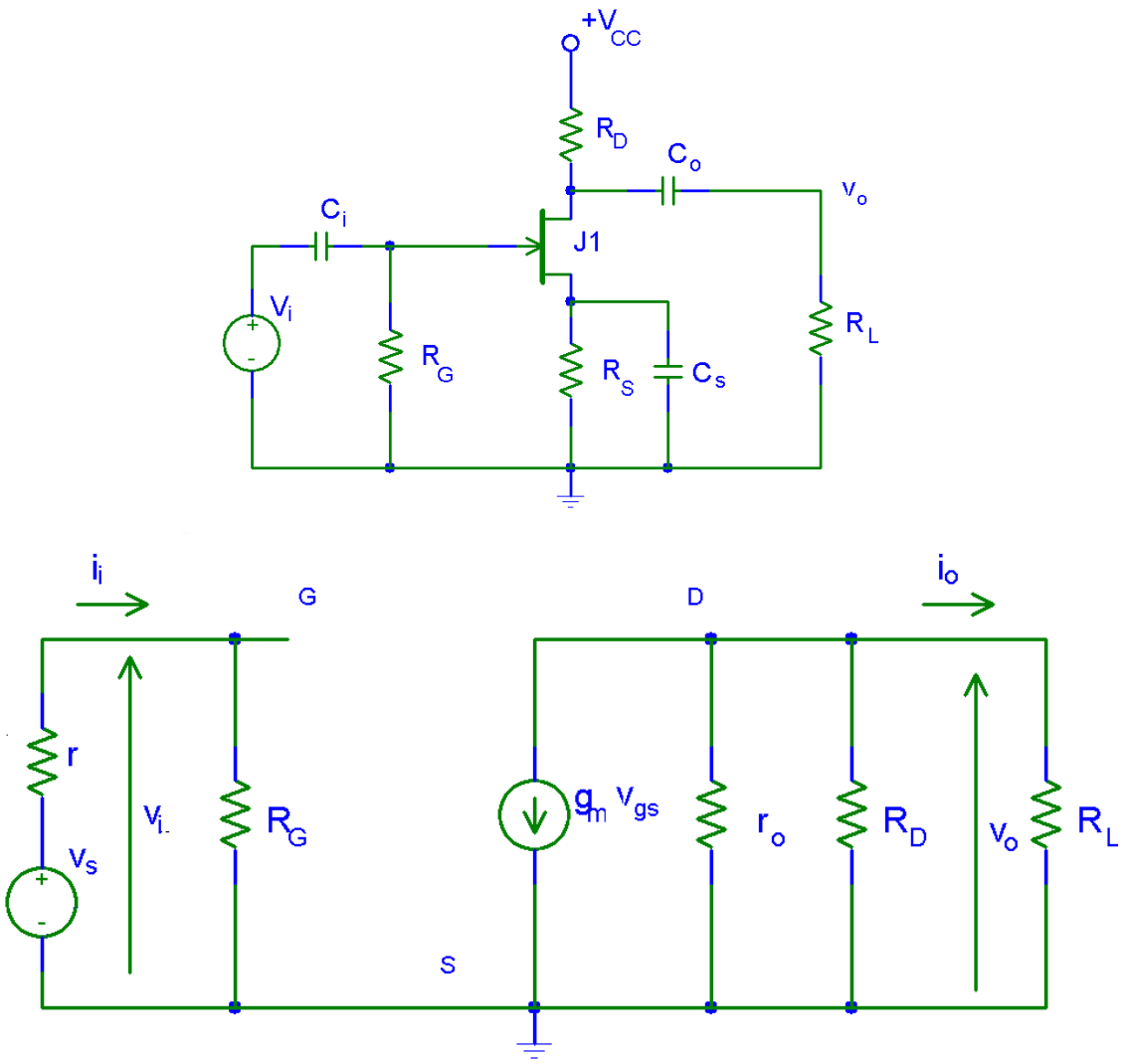
Όπως ο παραπάνω τύπος δείχνει, η παράμετρος g_m εξαρτάται από την τάση πόλωσης V_{GS}, μειούμενη καθώς η V_{GS} αυξάνεται. (Σχ. 9(α)). Η g_m, καθώς και η r_o εξαρτώνται από τη θερμοκρασία και μεταβάλλονται με αυτή, όπως δείχνει το Σχ. 9(β).

Ο παρακάτω πίνακας δείχνει την περιοχή τιμών που βρίσκεται κάθε παράμετρος.

Παράμετρος	JFET	MOSFET
g_m	0,1-10mA/V	0,1-20mA/V
r_o	0,1-1MΩ	1-50kΩ

4.1 Ενισχυτής κοινής πηγής (C-S) στις χαμηλές συχνότητες

Στο Σχ. 2(α) φαίνεται η κλασική συνδεσμολογία ενισχυτή CS μαζί με το κύκλωμα πόλωσής του, ενώ το Σχ. 2(β) δείχνει το ισοδύναμό του κύκλωμα. (Το ισοδύναμο κύκλωμα προκύπτει από το ηλεκτρονικό κύκλωμα σύμφωνα με τη γνωστή διαδικασία που ακολουθείται και στα κυκλώματα με διπολικά τρανζίστορ, όπου βέβαια το τρανζίστορ έχει αντικατασταθεί από το ισοδύναμό του κύκλωμα. Οι πυκνωτές και η πηγή τροφοδοσίας V_{DD} έχουν αντικατασταθεί με βραχυκύκλωμα στις χαμηλές συχνότητες. Αντί του JFET που χρησιμοποιείται στο Σχ. 2 μπορεί να χρησιμοποιηθεί MOSFET απογύμνωσης ή προσαύξησης μαζί με το κατάλληλο κύκλωμα πόλωσης, το οποίο όμως θα έχει το ισοδύναμο κύκλωμα.



Σχ. 2 Ενισχυτής κοινής πηγής. (α) Κύκλωμα (β) Ισοδύναμο κύκλωμα

Ενίσχυση τάσης

Πρώτα-πρώτα σημειώνουμε τη σχέση μεταξύ των τάσεων v_i και v_{gs} που όπως βλέπουμε από το κύκλωμα, είναι ίσες.

Από τον νόμο του Ohm στο κύκλωμα εξόδου (θεωρώντας τις αντιστάσεις r_o, R_D, R_L ως μια, παίρνουμε:

$$v_o = -g_m v_{gs}\left(r_o \parallel R_D \parallel R_L\right) = -g_m v_i\left(r_o \parallel R_D \parallel R_L\right)$$

Επομένως

$$A_V \equiv \frac{v_o}{v_i} = \frac{-g_m v_i\left(r_o \parallel R_D \parallel R_L\right)}{v_i} = -g_m\left(r_o \parallel R_D \parallel R_L\right)$$

Αντίσταση εισόδου

Ορίζεται από τη σχέση: $R_i \equiv \frac{v_i}{i_i} = \frac{i_i R_G}{i_i} = R_G$

Πραγματικά το FET έχει πάρα πολύ υψηλή αντίσταση εισόδου, γεγονός που μας επιτρέπει να τη θεωρήσουμε άπειρη (βλ ισοδύναμο κύκλωμα).

Έτσι ως αντίσταση εισόδου φαίνεται η αντίσταση πόλωσης της πύλης R_G που είναι 1 – 10 ΜΩ ή μεγαλύτερη.

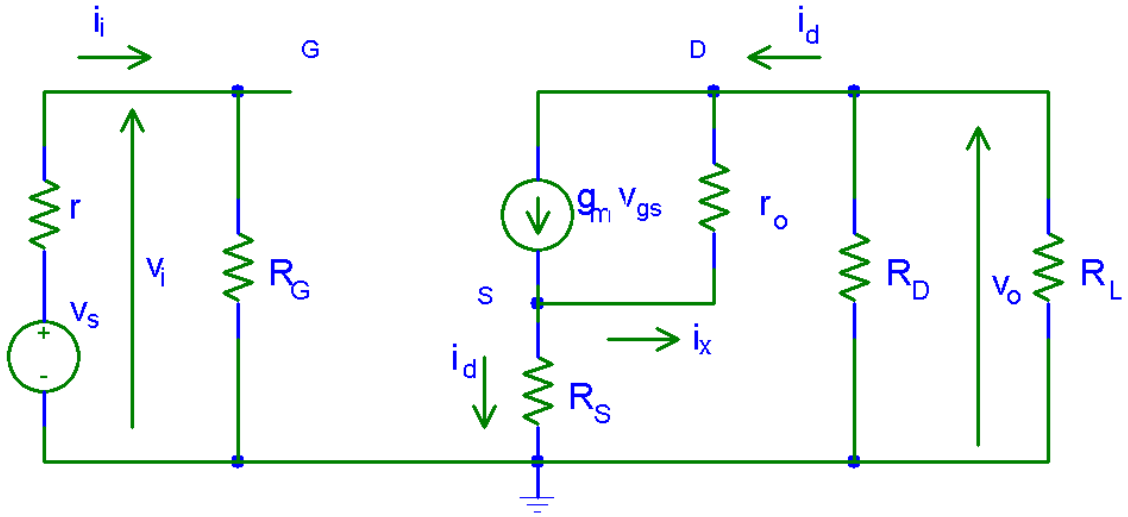
Αντίσταση εξόδου

Από τον ορισμό της ισούται με το πηλίκο μίας τάσης v_o που εφαρμόζεται στην έξοδο, προς το ρεύμα i_o, το οποίο διαρρέει το κύκλωμα εξόδου με βραχυκυκλωμένη πάντα την πηγή τάσης v_s (εισόδου).
Εδώ αν $v_s = 0$, από το κύκλωμα εισόδου προκύπτει $i_i=0$, άρα $v_{gs} = v_i = 0$. Άρα η πηγή ρεύματος στο δευτερεύον θα διαρρέεται από ρεύμα $g_m v_{gs} = 0$, οπότε το κύκλωμα εξόδου απλοποιείται στο δικτύωμα $r_o || R_d$. Άρα

$$R_o \equiv \frac{v_o}{i_o} = R_D // r_o$$

4.2 Ενισχυτής κοινής πηγής με (C-S) με αντίσταση στην πηγή

Τυπικό κύκλωμα τέτοιου ενισχυτή αποτελεί το ίδιο του Σχ. 2α αν αφαιρεθεί ο πυκνωτής C_s. Το ισοδύναμο φαίνεται στο Σχ. 3 και έχει σχεδιασθεί με την ίδια λογική.



Σχ. 3 Ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή κοινής πηγής με αντίσταση στην πηγή.

Εδώ ισχύει $v_i = v_{gs} + i_d R_s$ από όπου: $v_{gs} = v_i - i_s R_s$
ενώ επίσης $i_x = g_m v_{gs} - i_d$

Ενίσχυση τάσης

Από τον Β' κανόνα Kirchhoff, στο κύκλωμα εξόδου έχουμε:

$$i_d R_s - \left(g_m v_{gs} - i_d\right) r_o + i_d \left(R_D \| R_L\right) = 0 \quad \Rightarrow$$

$$i_d R_s - g_m r_o \left(v_i - i_d R_S\right) + i_d r_o + i_d \left(R_D \| R_L\right) = 0$$

και τελικά

$$i_d = \frac{g_m r_o v_i}{\left(R_D \| R_L\right) + r_o + \left(g_m r_o + 1\right) R_s} = \frac{\mu v_i}{\left(R_D \| R_L\right) + r_o + \left(\mu + 1\right) R_s}$$

Από τον ορισμό:

$$A_V \equiv \frac{v_o}{v_i} = \frac{-i_d\left(R_D \parallel R_L\right)}{v_i} = -\frac{\mu\left(R_D \parallel R_L\right)}{\left(R_D \parallel R_L\right) + r_o + \left(\mu+1\right)R_s}$$

Αν δεχτούμε την προσέγγιση $(\mu+1)R_s >> (R_D||R_L)+r_d$, κάτι που συμβαίνει πραγματικά στην πράξη, έχουμε:

$$A_V \cong -\frac{\mu\left(R_D \parallel R_L\right)}{\left(\mu+1\right)R_S} \cong -\frac{\left(R_D \parallel R_L\right)}{R_S}$$

Αντίσταση εξόδου

Χάριν ευκολίας βρίσκουμε πρώτα την αντίσταση εξόδου αμελώντας προς στιγμήν την αντίσταση R_D η οποία εμφανίζεται παράλληλα στην έξοδο. Για το σκοπό αυτό θέτουμε $v_s = 0 \Rightarrow i_i=0$ και άρα $v_i=0$ και $v_{gs}=0 - i_oR_s$

Λαμβάνοντας υπόψη τον Β' κανόνα Kirchhoff, έχουμε:

$$v_o = -\left(g_m v_{gs} - i_o\right)r_o + i_oR_S = -\mu v_{gs} + i_or_o + i_oR_S$$

$$= \mu i_oR_S + i_or_o + i_oR_S = i_o\left[\left(\mu+1\right)R_S + r_o\right]$$

Άρα λοιπόν

$$R_{oD} \equiv \frac{v_o}{i_o} = \frac{i_o\left[\left(\mu+1\right)R_S + r_o\right]}{i_o} = \left(\mu+1\right)R_S + r_o$$

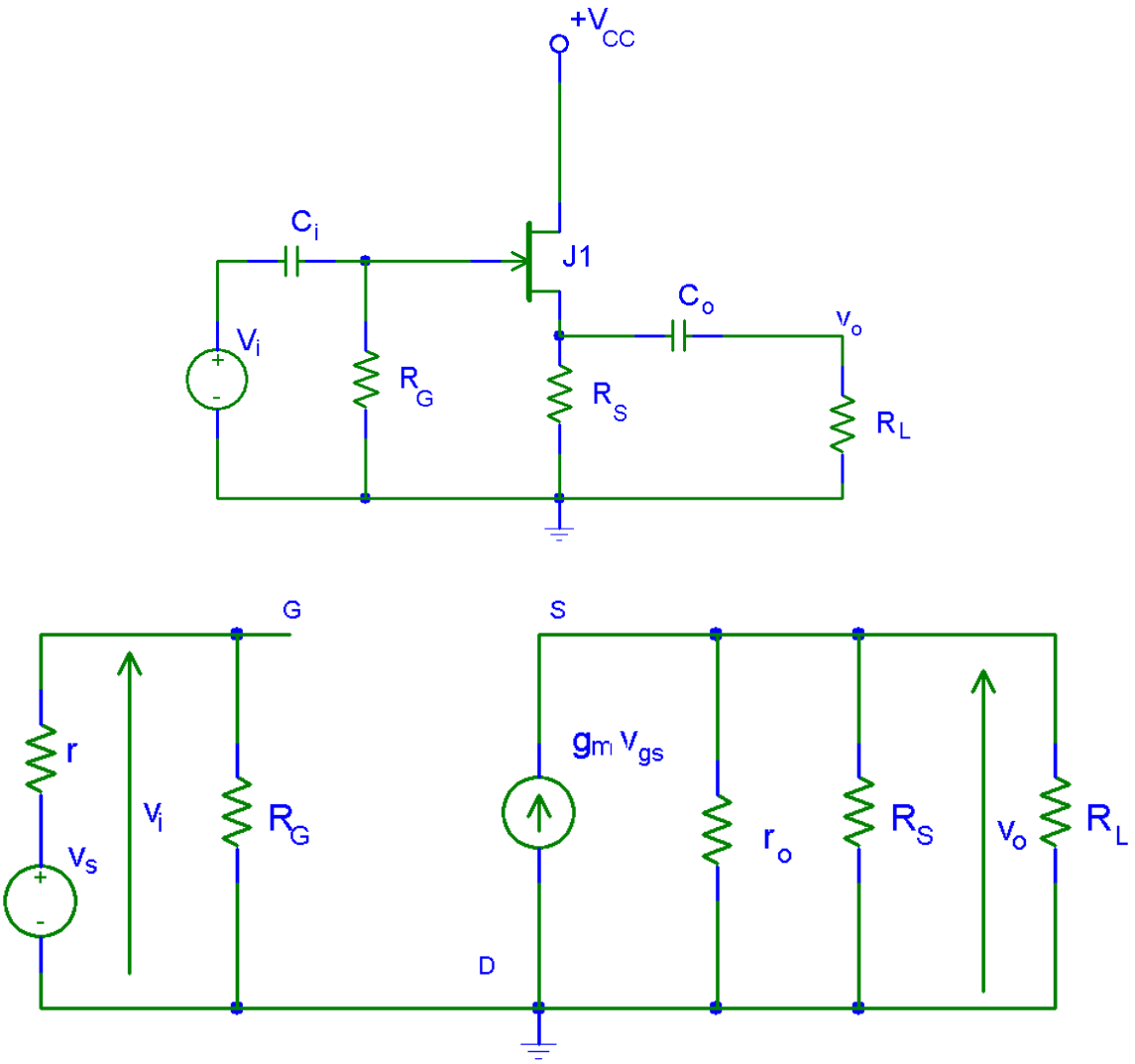
Και επομένως, η αντίσταση που θα μετρηθεί στην έξοδο του ενισχυτή είναι:

$$R_o = R_{oD} \parallel R_D = \left(\left(\mu+1\right)R_S + r_o\right) \parallel R_D$$

4.3 Ενισχυτής κοινής εκροής (CD)

Το κύκλωμα ενός ενισχυτή κοινής εκροής (CD) καθώς και το ισοδύναμο κύκλωμά του φαίνονται στο Σχ. 4(α, β).

Εδώ $v_i = v_{gs}+v_o$ οπότε $v_{gs} = v_i - v_o$



Σχ. 4 Ενισχυτής κοινής εκροής (α) Ηλεκτρονικό κύκλωμα (β) Ισοδύναμο κύκλωμα.

Ενίσχυση τάσης

Από τον νόμο του Ohm στο κύκλωμα εξόδου, και θεωρώντας ως μια αντίσταση τον παράλληλο συνδυασμό των r_o, R_S, R_L, έχουμε:

$$v_o = g_m v_{gs}\left(r_o \parallel R_S \parallel R_L\right) = g_m\left(v_i - v_o\right)\left(r_o \parallel R_S \parallel R_L\right)$$

και επομένως $$v_o = \frac{g_m\left(r_o \parallel R_S \parallel R_L\right)v_i}{1 + g_m\left(r_o \parallel R_S \parallel R_L\right)}$$

Οπότε $$A_V \equiv \frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m\left(r_o \parallel R_S \parallel R_L\right)}{1 + g_m\left(r_o \parallel R_S \parallel R_L\right)}$$

Η σχέση αυτή δείχνει ξεκάθαρα ότι στον ενισχυτή αυτό η ενίσχυση τάση είναι μικρότερη της μονάδας. Με ανοιχτή έξοδο ($R_L = \infty$) επειδή συνήθως $g_m\left(r_o \parallel R_S\right) >> 1$ τότε η ενίσχυση τάσης προσεγγίζει τη μονάδα.

Αντίσταση εισόδου

$$R_i \equiv \frac{v_i}{i_i} = R_G$$

Αντίσταση εξόδου

Σύμφωνα με τον ορισμό $v_s = 0 \Rightarrow i_i = 0 \Rightarrow v_i = 0 \Rightarrow v_{gs} = -v_o$
Άρα αμελώντας κατά τα γνωστά τις αντιστάσεις r_o, R_S, που εμφανίζονται παράλληλα στην έξοδο του ενισχυτή, βρίσκουμε την αντίσταση R_{oS} που φαίνεται από την έξοδο. Το ρεύμα i_o που θα διαρρέει τότε το κύκλωμα θα είναι $-g_m(-v_o)$ και επομένως η αντίσταση R_{oS} θα είναι

$$R_{oS} \equiv \frac{v_o}{i_o} = \frac{v_o}{g_m v_o} = \frac{1}{g_m}$$

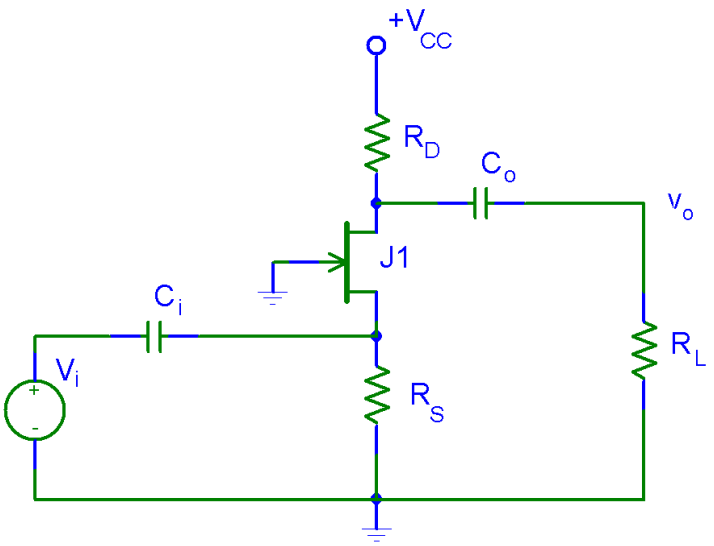
Η αντίσταση εξόδου ολόκληρης της βαθμίδας είναι:

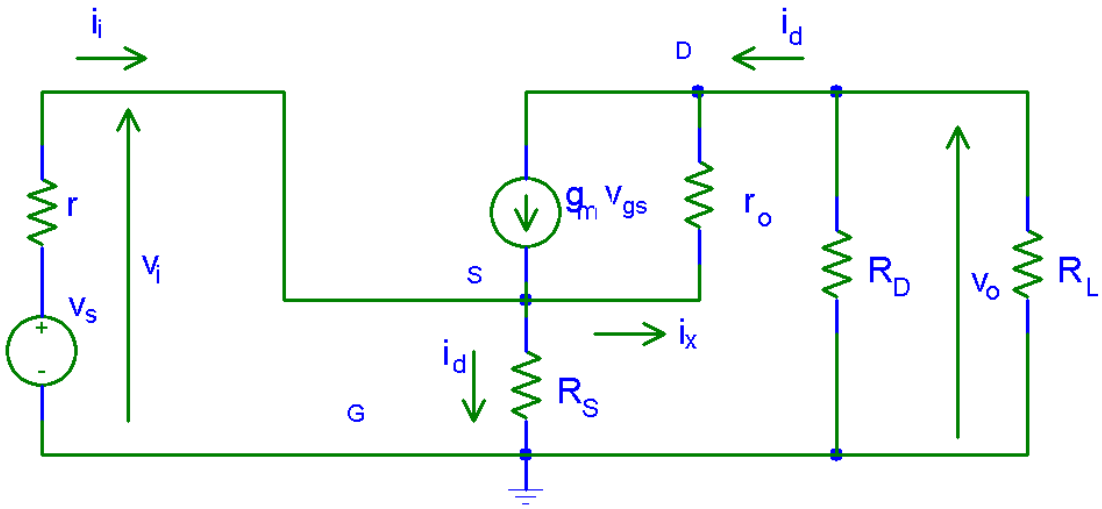
$$R_o = R_{oS} \parallel R_S = \frac{1}{g_m} \parallel R_S$$

Επειδή συνήθως $1/g_m << R_S$ η αντίσταση εξόδου ενός τέτοιου ενισχυτή καθορίζεται από την παράμετρο g_m του FET.

4.4 Ενισχυτής κοινής πύλης (CG)

Στο Σχ. 5(α, β) φαίνεται το κύκλωμα ενός ενισχυτή κοινής πύλης καθώς και το ισοδύναμό του κύκλωμα. Εδώ, κάνοντας χρήση της προσέγγισης, ότι το ρεύμα i_i είναι πολύ μικρότερο από τα άλλα ρεύματα ($g_m v_{gs}$, i_d, i_x) θα έχουμε $i_x = g_m v_{gs} - i_d$. Επίσης όπως φαίνεται από το κύκλωμα $v_{gs} = -v_i$





Σχ. 5 Ενισχυτής κοινής πύλης (α) Ηλεκτρονικό κύκλωμα (β) Ισοδύναμο κύκλωμα.

Ενίσχυση τάσης

Από τον Β' κανόνα Kirchhoff στο κύκλωμα εξόδου, παίρνουμε:

$$v_i - \left(g_m v_{gs} - i_d\right) r_o + i_d \left(R_D \parallel R_L\right) = 0 \quad \Rightarrow$$

$$v_i + g_m r_o v_i + i_d r_o + i_d \left(R_D \parallel R_L\right) = 0$$

και τελικά

$$i_d = -\frac{\left(g_m r_o + 1\right) v_i}{\left(R_D \parallel R_L\right) + r_o}$$

Από τον ορισμό:

$$A_V \equiv \frac{v_o}{v_i} = \frac{-i_d \left(R_D \parallel R_L\right)}{v_i} = \frac{\left(g_m r_o + 1\right)\left(R_D \parallel R_L\right)}{\left(R_D \parallel R_L\right) + r_o}$$

Αν δεχτούμε την προσέγγιση $g_m r_o >> 1$ καθώς και $(\mu+1)R_s >> (R_D || R_L)+r_d$, κάτι που συμβαίνει πραγματικά στην πράξη, έχουμε:

$$A_V \cong -\frac{\mu\left(R_D \parallel R_L\right)}{\left(\mu+1\right) R_S} \cong -\frac{\left(R_D \parallel R_L\right)}{R_S}$$

Αντίσταση εισόδου

Εδώ βλέπουμε ότι παράλληλα στην είσοδο του ενισχυτή εμφανίζεται η αντίσταση R_S. Προχωρούμε λοιπόν κατά τη γνωστή τακτική στον υπολογισμό της αντίστασης μετά την R_S που θα την ονομάσουμε έστω R_{Si}. Τότε, η R_{Si} θα είναι:

$$R_{Si} \equiv \frac{v_i}{-i_D} = \frac{v_i}{\dfrac{\left(g_m r_o + 1\right) v_i}{\left(R_D \parallel R_L\right) + r_o}} = \frac{R_D \parallel R_L + r_o}{g_m r_o + 1}$$

και επομένως

$$R_i = R_S \parallel R_{Si} = R_S \parallel \frac{R_D \parallel R_L + r_o}{g_m r_o + 1}$$

Αντίσταση εξόδου

Με την υπόθεση ότι V_s=0, αφαιρώντας την αντίσταση φορτίου R_L και θέτοντας στην έξοδο πηγή τάσης V_o, βλέπουμε ότι παράλληλα στην έξοδο εμφανίζεται η αντίσταση R_D. Πάμε λοιπόν να βρούμε την αντίσταση που φαίνεται αριστερά της R_D έστω R_{oD}.

Από τον νόμο του Ohm στον παράλληλο συνδυασμό των R_S, r έχουμε

$$v_{gs} = -\left(R_S \parallel r\right) i_o$$

Από τον Β' κανόνα Kirchhoff στο κύκλωμα εξόδου έχουμε:

$$i_o\left(R_S \parallel r\right) - \left(g_m v_{gs} - i_o\right) r_o - v_o = 0$$

ή

$$i_o\left(R_S \parallel r\right) - \left(g_m\left(-\left(R_S \parallel r\right) i_o\right) - i_o\right) r_o - v_o = 0$$

και μετά από πράξεις

$$v_o = g_m r_o \left(R_S \parallel r\right) i_o + i_o r_o + i_o\left(R_S \parallel r\right)$$

οπότε

$$R_{oD} \equiv \frac{v_o}{i_o} = g_m r_o \left(R_S \parallel r\right) + r_o + \left(R_S \parallel r\right) = \left(g_m r_o + 1\right)\left(R_S \parallel r\right) + r_o$$

Και τέλος η συνολική αντίσταση εξόδου θα είναι

$$R_o = R_{oD} \parallel R_D = \left[\left(g_m r_o + 1\right)\left(R_S \parallel r\right) + r_o\right] \parallel R_D$$

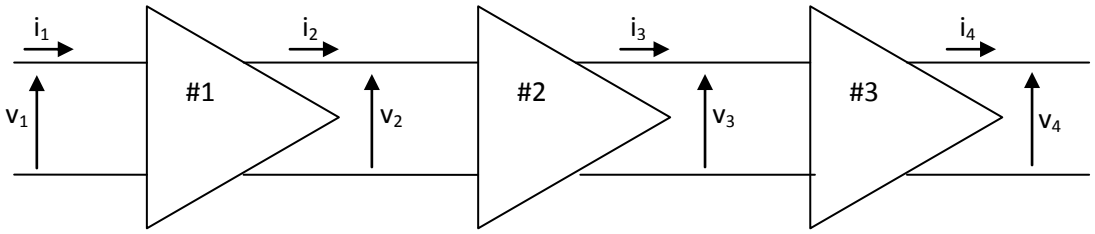
4.5 Ανακεφαλαίωση

Όλα τα αποτελέσματα που είδαμε για τους ενισχυτές CS, CS με αντίσταση στον εκπομπό, CD και CG, συνοψίζονται στον παρακάτω πίνακα.

	CS	**CS με R_S**	**CD**	**CG**
A_V	$-g_m\left(r_o \parallel R_D \parallel R_L\right)$	$-\frac{\left(R_D \parallel R_L\right)}{R_S}$	$\frac{g_m\left(r_o \parallel R_S \parallel R_L\right)}{1 + g_m\left(r_o \parallel R_S \parallel R_L\right)}$	$-\frac{\left(R_D \parallel R_L\right)}{R_S}$
R_i	R_G	R_G	R_G	$R_S \parallel \frac{R_D \parallel R_L + r_o}{g_m r_o + 1}$
R_o	$R_D // r_o$	$\left((\mu+1)R_S + r_o\right) \parallel R_D$	$\frac{1}{g_m} \parallel R_S$	$\left[\left(g_m r_o + 1\right)\left(R_S \parallel r\right) + r_o\right] \parallel R_D$

5. ΣΥΖΕΥΞΗ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ

Σε πολλές περιπτώσεις – Μεγάλη ενίσχυση τάσης ή ρεύματος, ταυτόχρονα μικρή ή μεγάλη αντίσταση σε είσοδο και έξοδο κλπ - δεν αρκεί μόνο μία βαθμίδα ενίσχυσης, αλλά απαιτούνται δύο ή περισσότερες. Στην περίπτωση αυτή λέμε ότι έχουμε σύζευξη απλών ενισχυτών ή ένα ενισχυτή πολλών βαθμίδων. Το block διάγραμμα ενός τέτοιου ενισχυτή δείχνει το Σχ. 14 που αποτελείται από τρεις βαθμίδες.



Σχ. 1 Σύζευξη τριών ενισχυτικών βαθμίδων.

Η ενίσχυση τάσης της κάθε βαθμίδας είναι:

$$A_{V1} = \frac{v_2}{v_1} \qquad A_{V2} = \frac{v_3}{v_2} \qquad A_{V3} = \frac{v_4}{v_3}$$

και η ενίσχυση ρεύματος είναι :

$$A_{I1} = \frac{i_2}{i_1} \qquad A_{I2} = \frac{i_3}{i_2} \qquad A_{I3} = \frac{i_4}{i_3}$$

Η ολική ενίσχυση τάσης θα είναι :

$$A_V = \frac{v_4}{v_1} = \frac{v_4}{v_3} \cdot \frac{v_3}{v_2} \cdot \frac{v_2}{v_1} = A_{V3} A_{V2} A_{V1}$$

Επίσης η ολική ενίσχυση ρεύματος, θα είναι :

$$A_I = \frac{i_4}{i_1} = \frac{i_4}{i_3} \cdot \frac{i_3}{i_2} \cdot \frac{i_2}{i_1} = A_{I3} A_{I2} A_{I1}$$

Η αντίσταση εισόδου του συστήματος θα είναι η ίδια με την αντίσταση εισόδου της πρώτης βαθμίδας, ενώ η αντίσταση εξόδου είναι ίση με την αντίσταση εξόδου της τελευταίας βαθμίδας, φυσικά στο βαθμό που αυτές επηρεάζονται από τη σύζευξη.

Ένας παράγοντας που παίζει καθοριστικό ρόλο στη σύνθεση πολλών ενισχυτικών βαθμίδων είναι η ενίσχυση ισχύος που προκύπτει. Σύμφωνα με τα γνωστά:

$$A_P = \frac{P_4}{P_1} = \frac{v_4 i_4}{v_1 i_1} = \frac{v_4}{v_3} \cdot \frac{v_3}{v_2} \cdot \frac{v_2}{v_1} \cdot \frac{i_4}{i_3} \cdot \frac{i_3}{i_2} \cdot \frac{i_2}{i_1} = A_{V3} A_{V2} A_{V1} A_{I3} A_{I2} A_{I1} = A_{P3} A_{P2} A_{P1}$$

Προκειμένου για μέγιστη ενίσχυση ισχύος ισχύουν τα γνωστά περί

μέγιστης μεταφοράς ισχύος από βαθμίδα σε βαθμίδα που συμβαίνει όταν υπάρχει προσαρμογή ανάμεσα στις βαθμίδες, δηλαδή η αντίσταση εξόδου μίας βαθμίδας είναι ίση με την αντίσταση εισόδου της επόμενης βαθμίδας. Η πρόταση αυτή πολλές φορές λαμβάνεται σοβαρά υπόψη κατά τη σχεδίαση πολλών ενισχυτικών βαθμίδων.
Υπάρχουν τρεις τρόποι σύζευξης ενισχυτικών βαθμίδων μεταξύ τους:

α) Απ` ευθείας σύζευξη (σύζευξη DC)

β) Σύζευξη με πυκνωτή (Χωρητική σύζευξη)

γ) Σύζευξη με μετασχηματιστή (Επαγωγική σύζευξη)

Η σύζευξη μπορεί να γίνει ανάμεσα σε ενισχυτές με διπολικά τρανζίστορ με JFET ή MOSFET ή σε συνδυασμούς των παραπάνω ενισχυτών. Ωστόσο η διαδικασία ανάλυσης η σύνθεσης τέτοιων ενισχυτών είναι ακριβώς η ίδια.

5.2 Σύζευξη δύο ενισχυτών C-E

Παίρνουμε σαν αντιπροσωπευτικό κύκλωμα σύζευξης ενισχυτών, το κύκλωμα του Σχ. 1(α) που αποτελείται από δύο ενισχυτές C-E σε χωρητική σύνδεση. Παίρνοντας όλους τους πυκνωτές σαν βραχυκυκλώματα στο a.c. σχηματίζουμε το ισοδύναμο κύκλωμα του κυκλώματος αυτού (Σχ. 1(β)).

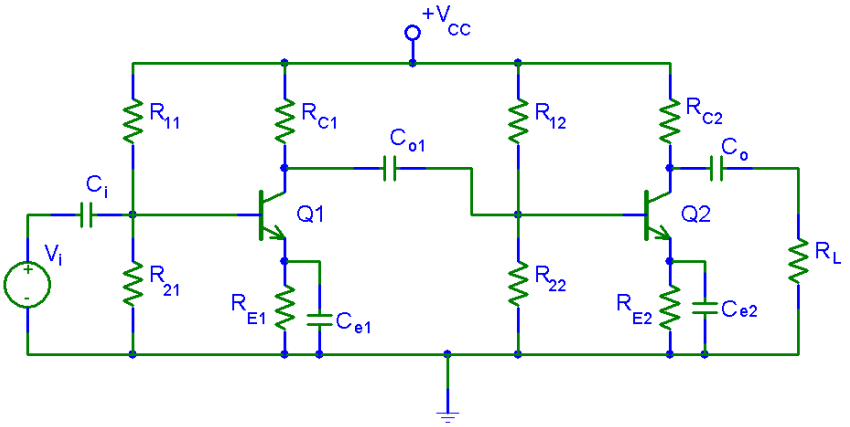
Εδώ η ανάλυση μπορεί να απλοποιηθεί αν ληφθεί υπόψη ότι πρόκειται για δύο ίδιες βαθμίδες όπου:
Για την πρώτη βαθμίδα :

$R_L = R_{i2}$ (αντίσταση εισόδου της β` βαθμίδας)

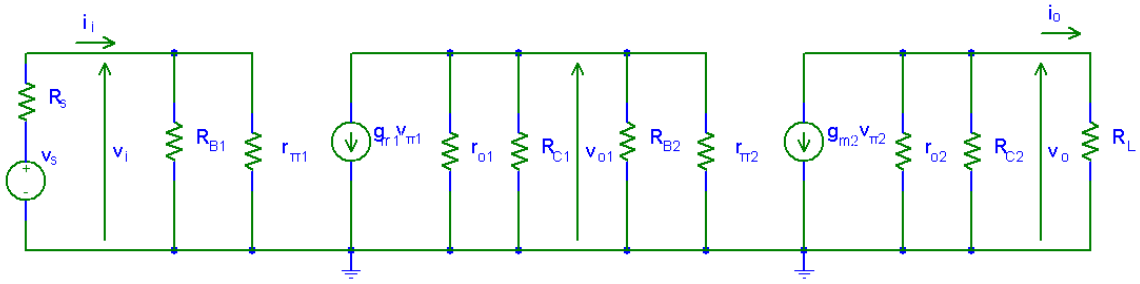
Για τη δεύτερη βαθμίδα :

$R_S = R_{o1}$ (αντίσταση εξόδου της α' βαθμίδας).

Χρησιμοποιούνται τα απλοποιημένα π-ισοδύναμα, των δύο βαθμίδων (Σχ. 2(β)). Έχει ληφθεί $R_{B1} = R_{11} || R_{21}$ και $R_{B2} = R_{12} || R_{22}$.



(α)



(β)

Σχ. 2 Σύζευξη δυο ενισχυτών CE. (α) Ηλεκτρονικό κύκλωμα (β) Ισοδύναμο κύκλωμα.

Τον ενισχυτή κοινού εκπομπού τον έχουμε γνωρίσει στα προηγούμενα. επομένως ξέρουμε ότι η ενίσχυση τάσης θα είναι $A_V = -g_m\left(r_o \parallel R_C \parallel R_L\right)$ ενώ η αντίσταση εισόδου $R_i = R_B \parallel r_\pi$

Επομένως για τη 2η βαθμίδα θα είναι:

$A_{V2} = -g_{m2}\left(r_{o2} \parallel R_{C2} \parallel R_L\right)$ και $R_{i2} = R_{B2} \parallel r_{\pi 2}$ δηλαδή $R_{L2} = R_{B2} \parallel r_{\pi 2}$

Και επομένως, για την 1η βαθμίδα θα ισχύει
$A_{V1} = -g_{m1}\left(r_{o1} \parallel R_{C1} \parallel R_{B2} \parallel r_{\pi 2}\right)$ και $R_{i1} = R_{B1} \parallel r_{\pi 1}$
Σύμφωνα λοιπόν με τα παραπάνω

Ενίσχυση τάσης

$$A_V = A_{V1}A_{V2} = g_{m1}\left(r_{o1} \parallel R_{C1} \parallel R_{B2} \parallel r_{\pi 2}\right) g_{m2}\left(r_{o2} \parallel R_{C2} \parallel R_L\right)$$

Αντίσταση εισόδου

$$R_i = R_{i1} = R_{B1} \parallel r_{\pi 1}$$

Ενίσχυση ρεύματος

Ισχύει ο γενικός τύπος:

$$A_I = A_V \frac{R_i}{R_L}$$

με βάση τον οποίο

$$A_I = g_{m1}\left(r_{o1} \parallel R_{C1} \parallel R_{B2} \parallel r_{\pi 2}\right) g_{m2}\left(r_{o2} \parallel R_{C2} \parallel R_L\right) \frac{R_{B1} \parallel r_{\pi 1}}{R_L}$$

Αντίσταση εξόδου

Από την ανάλυση της βαθμίδας ενός απλού ενισχυτή CE προκύπτει ότι η αντίσταση εξόδου είναι $R_o = r_o \parallel R_C$ (βλ. κεφ 2). Οπότε και για τον ενισχυτή μας

$$R_o = R_{o2} = r_{o2} \parallel R_{C2}$$

Προσαρμογή

Για να υπάρχει προσαρμογή ανάμεσα στις δύο βαθμίδες θα πρέπει

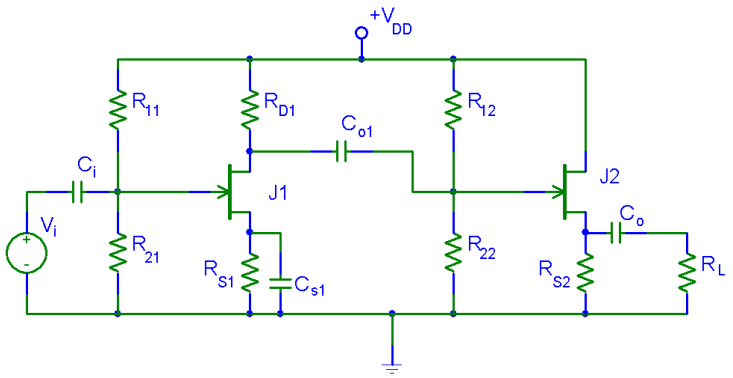
$$R_{o1} = R_{i2}$$

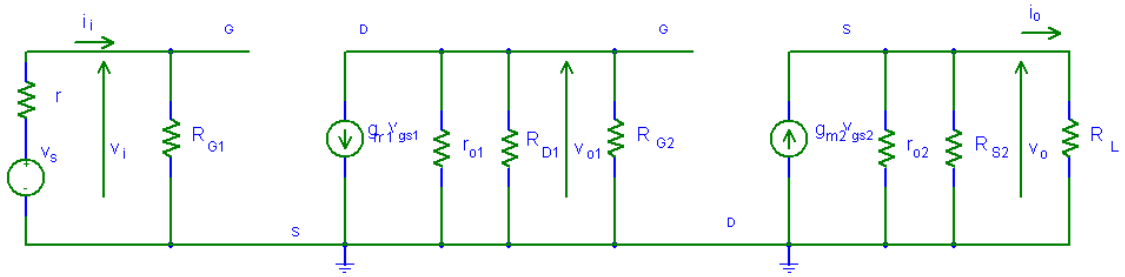
δηλαδή

$$r_{o1} \parallel R_{C1} = R_{B2} \parallel r_{\pi 2}$$

5.3 Σύζευξη ενισχυτή CS με ενισχυτή CD

Και πάλι χρησιμοποιείται ένας αντιπροσωπευτικός συνδυασμός ενισχυτών με FET, όπου επιτυγχάνεται μεγάλη αντίσταση εισόδου και μικρή αντίσταση εξόδου. Η σύζευξη είναι πάλι χωρητική. Το κύκλωμα είναι αυτό του Σχ. 2(α) ενώ το ισοδύναμο είναι αυτό της Σχ. 2(β).





Σχ. 3 Σύζευξη δυο ενισχυτών CS και CD με FET. (α) Ηλεκτρονικό κύκλωμα (β) Ισοδύναμο κύκλωμα.

Εύκολα φαίνεται ότι πρέπει να ισχύει $R_{L1} = R_{i2}$. Τώρα, από την ανάλυση των αντιστοίχων κυκλωμάτων των ενισχυτών CS και CD έχουμε ήδη τους τύπους. Με τη βοήθεια αυτών έχουμε :

Ενίσχυση τάσης

Σύμφωνα με τα γνωστά

$$A_V = A_{V1} \cdot A_{V2} = -g_{m1}\left(r_{o1} \parallel R_{D1} \parallel R_{L1}\right) \cdot \frac{g_{m2}\left(r_{o2} \parallel R_{S2} \parallel R_L\right)}{1 + g_{m2}\left(r_{o2} \parallel R_{S2} \parallel R_L\right)}$$

Αν θεωρήσουμε (κάτι που συμβαίνει συχνά στην πραγματικότητα) ότι $g_{m2}\left(r_{o2} \parallel R_{S2} \parallel R_L\right) \gg 1$ και πάρουμε $R_{L1} = R_{G2}$ τότε

$$A_V = -g_{m1}\left(r_{o1} \parallel R_{D1} \parallel R_{G2}\right)$$

Αντίσταση εισόδου

$$R_i = R_{i1} = R_{G1} = R_{11} \parallel R_{21}$$

Αντίσταση εξόδου

Η αντίσταση εξόδου θα συμπίπτει με την αντίσταση εξόδου της δεύτερης βαθμίδας την οποία γνωρίζουμε από το προηγούμενο κεφάλαιο, άρα:

$$R_o = R_{oS2} \parallel R_{S2} = \frac{1}{g_{m2}} \parallel R_{S2}$$

5.3 Απευθείας σύζευξη ενισχυτών

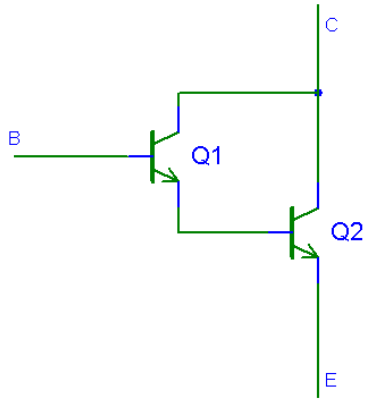
Η χωρητική σύζευξη χρησιμοποιείται σχεδόν αποκλειστικά για ενισχυτές a.c. για μικρά σήματα και χαμηλές συχνότητες. Επαγωγική σύζευξη ενισχυτών εφαρμόζεται συνήθως στις υψηλές συχνότητες επειδή οι μετασχηματιστές μέσω των οποίων συνδέονται οι βαθμίδες εμφανίζουν το φαινόμενο του συντονισμού. Επίσης μερικές φορές εφαρμόζεται επαγωγική σύζευξη σε ενισχυτές ισχύος (push - pull). Και στις δύο περιπτώσεις είναι αδύνατον να ενισχυθούν σήματα πολύ

χαμηλών συχνοτήτων (κάτω από μία οριακή συχνότητα) ή όπως λέγονται σήματα D.C.

Για την ενίσχυση αυτών των σημάτων εφαρμόζεται η απ` ευθείας σύζευξη των ενισχυτικών βαθμίδων, ή σύζευξηDC όπως είναι γνωστή. Παρακάτω θα εξεταστούν μερικές χαρακτηριστικές περιπτώσεις ενισχυτών D.C. όπως είναι ο ενισχυτής με Darlington, ο ενισχυτής Cascode και ο διαφορικός ενισχυτής.

5.4.1. Η συνδεσμολογία Darlington

Δύο τρανζίστορ συνδεδεμένα όπως φαίνονται στο Σχ. 4 λέμε ότι αποτελούν ένα Darlington.



Σχ. 4 Συνδεσμολογία Darlington

Οι ακροδέκτες του συστήματος είναι πάλι τρεις όπως και του κοινού τρανζίστορ επαφής γεγονός που απλοποιεί την ανάλυση τέτοιων βαθμίδων, δεδομένου ότι μπορούν να σχηματίσουν μία διάταξη CE ή CC όπως την έχουμε γνωρίσει αντικαθιστώντας τα κοινά τρανζίστορ. Φυσικά κατά τη σύνθεση ή ανάλυση τέτοιων ενισχυτών πρέπει να χρησιμοποιούνται οι παράμετροι του Darlington που βρίσκονται παρακάτω σαν συναρτήσεις των παραμέτρων του τρανζίστορ.

Είναι γνωστό ότι για κάθε τρανζίστορ ισχύει:

$I_C = \beta I_B + (\beta+1) I_{CO} \approx \beta I_B$ επειδή $(\beta+1)I_{CO} << \beta I_{CO}$

Άρα: $I_{E1} = I_B + I_{C1} = I_B + \beta_1 I_B = (\beta_1+1)I_B$

Οπότε: $I_C = I_{C1} + I_{C2} = \beta_1 I_B + \beta_2 I_{E1}$

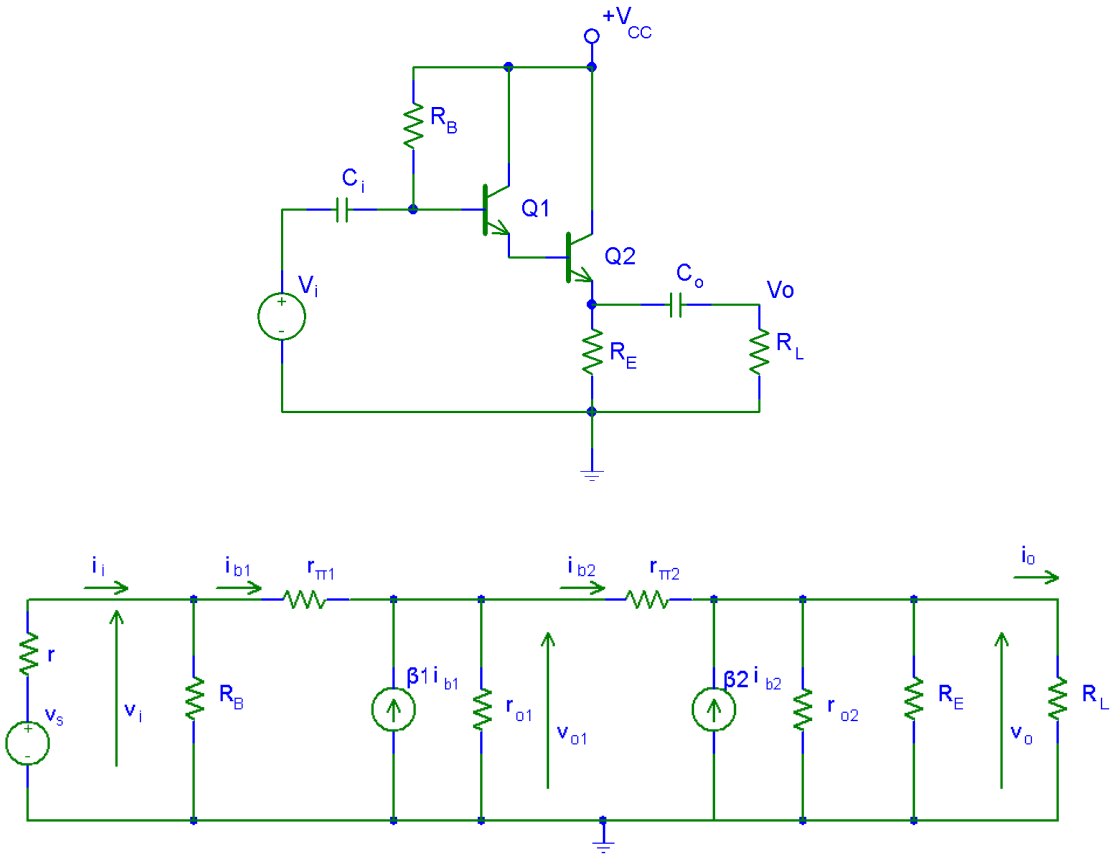
$= \beta_1 I_B + \beta_2 (1+\beta_1) I_B = [\beta_1 + \beta_2 (1+\beta_1)]I_B$

Άρα: $\beta_d = I_C/I_B = \beta_2 (1+\beta_1) + \beta_1$

Δηλαδή η συνδεσμολογία Darlington παρουσιάζει πολύ μεγάλη ενίσχυση ρεύματος για μεγάλα ρεύματα.

5.4.3 Ενισχυτής κοινού συλλέκτη με Darlington

Ο ενισχυτής αυτός (Σχ. 21) μπορεί να θεωρηθεί ότι αποτελείται από δύο βαθμίδες CC με απ` ευθείας σύζευξη όπου η αντίσταση εκπομπού της πρώτης βαθμίδας $R_{e1}=\propto$



Σχ. 5 Ενισχυτής με Darlington (α) Ηλεκτρονικό κύκλωμα (β) Ισοδύναμο κύκλωμα.

Σύμφωνα λοιπόν με τα αποτελέσματα των αναλύσεων που ήδη γνωρίζουμε, έχουμε:

Ενίσχυση τάσης

Σύμφωνα με τα γνωστά

$$A_V = A_{V1} \cdot A_{V2} = \frac{g_{m1}\left(r_{o1} \parallel R_{L1}\right)}{1+g_{m1}\left(r_{o1} \parallel R_{L1}\right)} \cdot \frac{g_{m2}\left(r_{o2} \parallel R_E \parallel R_L\right)}{1+g_{m2}\left(r_{o2} \parallel R_E \parallel R_L\right)}$$

που σημαίνει ότι η ενίσχυση τάσης και εδώ είναι μικρότερη της μονάδας.

Αντίσταση εισόδου

Θα είναι:

$$R_i = R_B \parallel \left[r_{\pi 1} + (\beta_1 + 1)\left(r_{o1} \parallel R_{L1}\right)\right]$$

και επειδή $R_{L1} = R_{i2} = r_{\pi 2} + (\beta_2 + 1)\left(r_{o2} \parallel R_E \parallel R_L\right)$

Τελικά

$$R_i = R_B \| \left[r_{\pi 1} + (\beta_1 + 1)\left(r_{o1} \| \left(r_{\pi 2} + (\beta_2 + 1)\left(r_{o2} \| R_E \| R_L \right) \right) \right) \right]$$

Η αντίσταση αυτή, αν δεν περιορίζεται από την R_B μπορεί να είναι πολύ μεγαλύτερη από την αντίστοιχη μιας βαθμίδας CC.

Ενίσχυση ρεύματος

Σύμφωνα με τα γνωστά

$$A_I = A_{I1} A_{I2}$$

και επειδή ο κάθε παράγοντας από τους δυο παραπάνω μπορεί να παίρνει μεγάλες τιμές, το γινόμενο γίνεται πάρα πολύ μεγάλο

Αντίσταση εξόδου

Σύμφωνα με τα ισχύοντα για τον ενισχυτή CC

$$R_o = R_{o2} = \frac{r_{\pi 2} + R_{s2}}{\beta_2 + 1}$$

όπου

$$R_{s2} = R_{o1} = \frac{r_{\pi 1} + R_{s1}}{\beta_1 + 1} = \frac{r_{\pi 1} + r}{\beta_1 + 1}$$

και συνεπώς

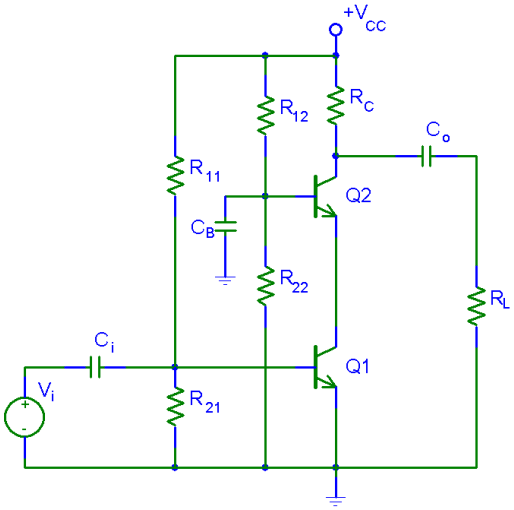
$$R_o = R_{o2} = \frac{r_{\pi 2} + \dfrac{r_{\pi 1} + r}{\beta_1 + 1}}{\beta_2 + 1}$$

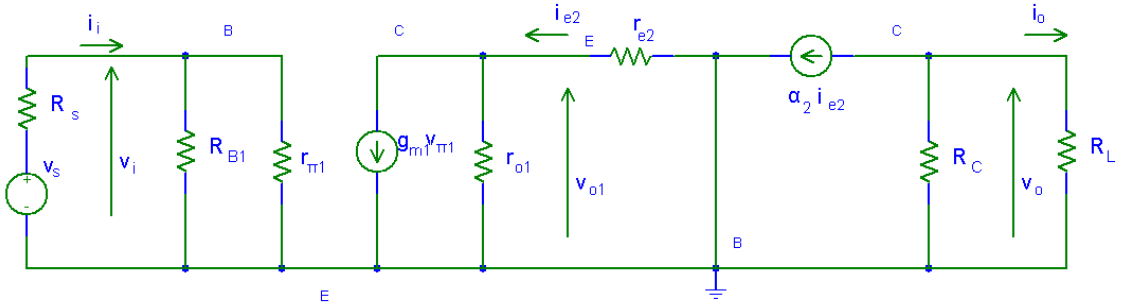
Από την παραπάνω ανάλυση συμπεραίνουμε ότι η συνδεσμολογία Darlington:

1. Παρουσιάζει ενίσχυση ρεύματος πολύ μεγάλη (για βραχυκυκλωμένη έξοδο, ίση με το γινόμενο των αντιστοίχων ενισχύσεων ρεύματος των δύο τρανζίστορ)
2. Αντίσταση εισόδου πολύ μεγάλη-μεγαλύτερη από τη συνδεσμολογία CC για απλά τρανζίστορ.
3. Ενίσχυση τάσης πιο κοντά στη μονάδα.
4. Αντίσταση εξόδου πολύ μικρή

5.6 Ενισχυτής Cascode

Είναι ενισχυτής με απ` ευθείας σύζευξη δύο βαθμίδων (Σχ. 6) από τις οποίες η πρώτη είναι βαθμίδα κοινού εκπομπού και η δεύτερη βαθμίδα κοινής βάσης. Την ανάλυση των επί μέρους αυτών βαθμίδων γνωρίσαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο.





Σχ. 6 Ενισχυτής Cascode (α) Ηλεκτρονικό κύκλωμα. (β) Ισοδύναμο κύκλωμα.

Ενίσχυση τάσης

Προσαρμόζοντας τους γνωστούς τύπους που ήδη έχουμε υπολογίσει, στο κύκλωμα της 1ης βαθμίδας, θα πάρουμε:

$$A_{V1} = -g_{m1}\left(r_{o1} \parallel r_{e2}\right) \cong -g_{m1} r_{e2} \cong -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} \quad \text{και} \quad A_{V2} = g_{m2}\left(R_C \parallel R_L\right)$$

και επομένως

$$A_V = A_{V1} \cdot A_{V2} = g_{m1}\left(R_C \parallel R_L\right)$$

Αντίσταση εισόδου

Θα είναι

$$R_i = R_{i1} = R_{B1} \parallel r_{\pi 1}$$

Ενίσχυση ρεύματος

Κατά τα γνωστά

$$A_I = A_V \frac{R_i}{R_L} = g_{m1}\left(R_C \parallel R_L\right) \frac{R_{B1} \parallel r_{\pi 1}}{R_L}$$

Αντίσταση εξόδου

Θα είναι

$$R_o = R_{o2} = R_C$$

`Δοκιμάστε να υπολογίσετε τα χαρακτηριστικά του ενισχυτή αυτού

θέτοντας: R_{11} = 220ΚΩ, R_{21} = 22ΚΩ, R_C = 1,5ΚΩ, R_L = 5ΚΩ. Θεωρήστε ότι τα δυο τρανζίστορ είναι ίδια, με παραμέτρους: r_π =460Ω, β=200, r_o = 8,8ΚΩ.

5.7 Διαφορικός ενισχυτής

Λέγεται εκείνος ο ενισχυτής που η τάση στην έξοδό του είναι ανάλογη της διαφοράς των δύο τάσεων v_1, v_2 που εφαρμόζεται στις εισόδους του.

$$v_o = A(v_1 - v_2)$$

Αυτή θα ήταν η συμπεριφορά ενός ιδανικού διαφορικού ενισχυτή. Στην πραγματικότητα ο διαφορικός ενισχυτής, (Σχ. 7) είναι μια γραμμική διάταξη με δύο εισόδους και μία έξοδο και άρα το σήμα εξόδου είναι γραμμικός συνδυασμός των δύο εισόδων :

$$v_o = A_1 v_1 + A_2 v_2$$

Το σήμα $v_d = v_1 - v_2$ θα το λέμε διαφορικό σήμα ενώ το $v_c = \frac{v_1 + v_2}{2}$ σήμα κοινού τρόπου. Από τις δυο αυτές σχέσεις, λύνοντας ως προς v_1, v_2 βρίσκουμε :

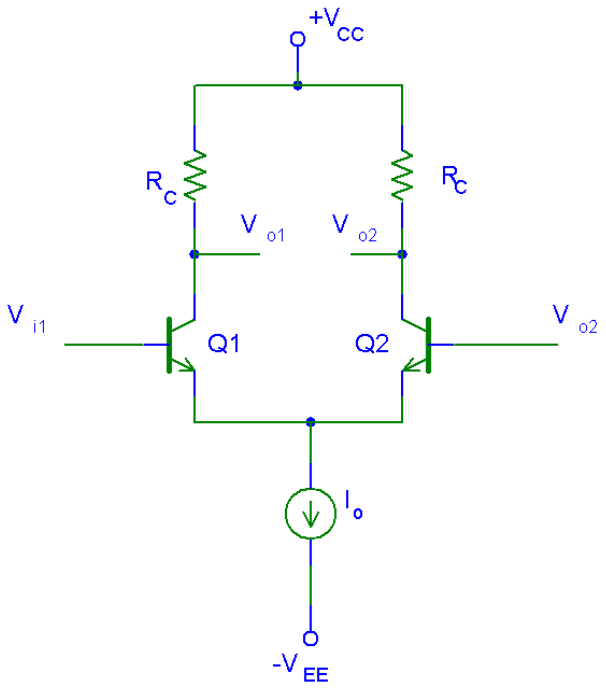
$$v_1 = v_c + \frac{v_d}{2} \quad \text{και} \quad v_2 = v_c - \frac{v_d}{2}$$

Το A_d λέγεται **διαφορική ενίσχυση** ενώ το A_c λέγεται ενίσχυση **κοινού τρόπου**.

Τόσο περισσότερο ένας διαφορικός ενισχυτής πλησιάζει τον ιδανικό, όσο μεγαλύτερη είναι η A_d, και μικρότερη είναι η A_C. Δηλαδή όσο μεγαλύτερο είναι το πηλίκο A_d/A_c. Το πηλίκο αυτό ονομάζεται " Λόγος απόρριψης κοινού τρόπου" (CMRR).

Η βασική συνδεσμολογία ενός διαφορικού ενισχυτή είναι αυτή του Σχ. 7.

$$CMRR = \frac{A_d}{A_c} \quad \text{ή} \quad CMRR_{dB} = 20\log\left(\frac{A_d}{A_c}\right)$$



Σχ. 7 Διαφορικός ενισχυτής.

Σύμφωνα με τον Α' κανόνα Kirchhoff στον κόμβο των εκπομπών θα έχουμε:

$$I_{E1} + I_{E2} = I_o$$

επίσης ισχύει:

$$V_1 - V_2 = V_{BE1} - V_{BE2}$$

Τέλος για τις επαφές του εκπομπού κάθε τρανζίστορ θα ισχύουν οι σχέσεις που προκύπτουν από την ανάλυση του ισοδυνάμου κατά Ebers-Moll του κάθε τρανζίστορ,:

$$I_{E1} = I_{CO1} e^{V_{BE1}/V_T} \quad \text{και} \quad I_{E2} = I_{CO1} e^{V_{BE2}/V_T}$$

Από τις σχέσεις αυτές, διαιρώντας κατά μέλη, και με την προϋπόθεση ότι πρόκειται για τρανζίστορ με τις ίδιες παραμέτρους, παίρνουμε

$$\frac{I_{E1}}{I_{E2}} = e^{(V_{BE1} - V_{BE2})/V_T} \quad \Rightarrow \quad I_{E1} = I_{E2} e^{(V_1 - V_2)/V_T}$$

και προσθέτοντας κατά μέλη

$$I_{E1} + I_{E2} = I_{E2} e^{(V_1 - V_2)/V_T} + I_{E2} = \left(1 + e^{(V_1 - V_2)/V_T}\right) I_{E2} = I_o$$

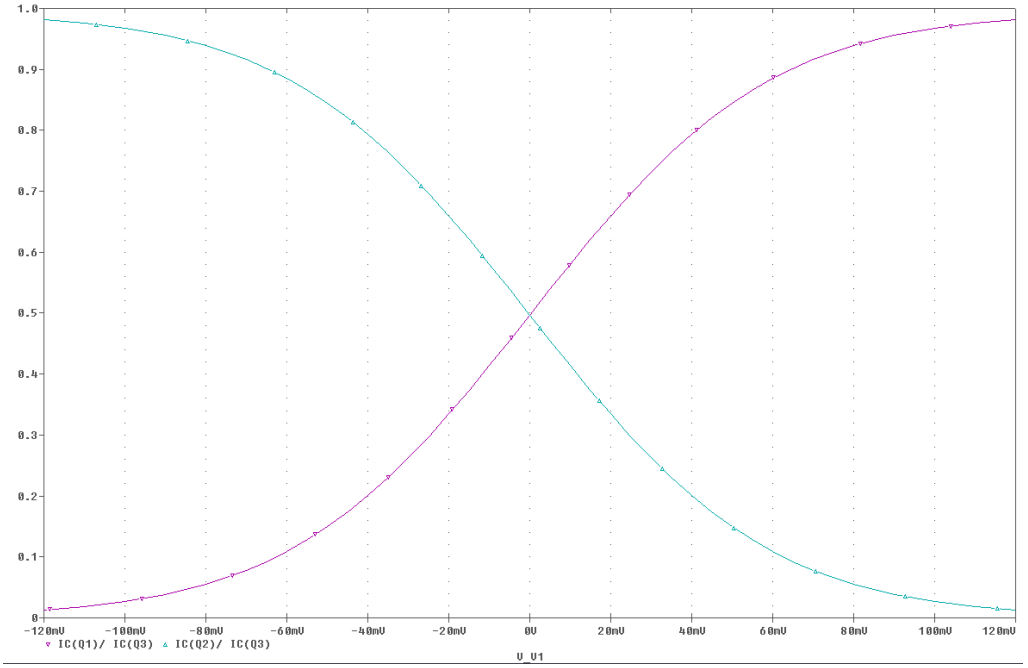
οπότε

$$I_{E2} = \frac{I_o}{1 + e^{(V_1 - V_2)/V_T}}$$

Άρα

$$I_{C2} \cong I_{E2} = \frac{I_o}{1 + e^{(V_1 - V_2)/V_T}} \quad \text{και} \quad I_{C1} \cong \frac{I_o}{1 + e^{(V_2 - V_1)/V_T}}$$

Οι γραφικές παραστάσεις των παραπάνω εξισώσεων φαίνονται στο Σχ. 8.



Σχ. 8 Μεταβολή των ρευμάτων συλλέκτη σε σχέση με τη διαφορά τάσης στις δυο εισόδους.

Παραγωγίζοντας την τελευταία σχέση ως προς (V_1 - V_2) παίρνουμε

$$\frac{dI_{C2}}{d\left(V_1-V_2\right)}=-\frac{I_o}{\left(1+e^{(V_1-V_2)/V_T}\right)^2}e^{(V_1-V_2)/V_T}\left(-\frac{1}{V_T}\right)$$

Για $V_1-V_2\to 0$ παίρνουμε

$$\left.\frac{dI_{C2}}{d\left(V_1-V_2\right)}\right|_{V_1-V_2\to 0}\equiv\frac{i_{c2}}{v_d}=-\frac{I_o}{4V_T}\equiv g_m$$

Έτσι στην περιοχή του $V_1 \approx V_2$ θα ισχύει:

$$V_{O1}=V_{CC}-\frac{I_o}{2}R_C+g_mR_C\left(V_1-V_2\right)$$

και

$$V_{O2}=V_{CC}-\frac{I_o}{2}R_C-g_mR_C\left(V_1-V_2\right)$$

οπότε

$$V_O=V_{O1}-V_{O2}=2g_mR_C\left(V_1-V_2\right)$$

Ο τελευταίος τύπος εκφράζει τη συμπεριφορά του διαφορικού ενισχυτή στο D.C. αλλά και στο A.C. ενώ στο A.C. οι δυο έξοδοι γίνονται:

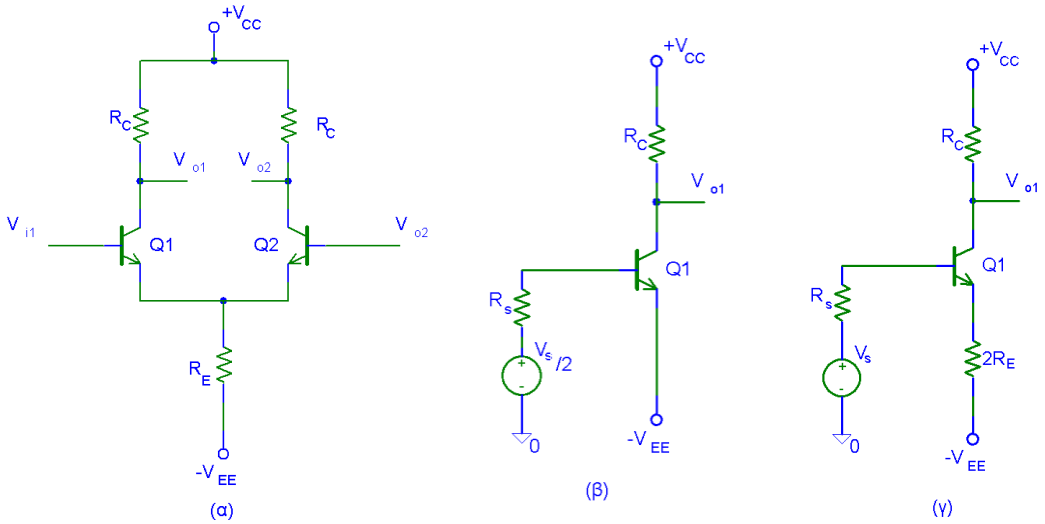
$$v_{o1}=g_mR_Cv_d \quad \text{και} \quad v_{o2}=-g_mR_Cv_d$$

Η πηγή ρεύματος I_O στην πιο απλή περίπτωση είναι μία μεγάλη ωμική αντίσταση (R_E). Έτσι ο πιο απλός διαφορικός ενισχυτής είναι αυτός του Σχ. 9.

Η διαφορική ενίσχυση αυτού βρίσκεται αν θέσουμε

$$v_{s1}=-v_{s2}=v_s/2 \qquad \text{οπότε} \qquad v_{s1}-v_{s2}=v_s \ \text{και} \ \frac{v_{s1}+v_{s2}}{2}=0$$

δηλαδή, ο ενισχυτής διεγείρεται με κοινό τρόπο. Τότε από τη συμμετρία του κυκλώματος βγαίνει ότι οι εκπομποί των τρανζίστορ, είναι γειωμένοι στο DC (κύκλωμα Σχ. 9(β)). Για το κύκλωμα αυτό, χρησιμοποιώντας το προσεγγιστικό-υβριδικό ισοδύναμο (βλ. ενισχυτή CE) βρίσκουμε



Σχ. 9 Ανάλυση του διαφορικού ενισχυτή. (α) βασικό κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή. (β) το ισοδύναμο διαφορικής διέγερσης. (γ) Το ισοδύναμο διέγερσης κοινού τρόπου.

$$A_d \equiv \frac{v_o}{v_s} = -\frac{\beta R_C}{2\left(r_\pi + R_s\right)}$$

Αν τώρα ο διαφορικός ενισχυτής διεγερθεί με κοινό τρόπο, αυτός θα ισοδυναμεί με δύο βαθμίδες CE με αντίσταση R_E στον εκπομπό, διεγειρόμενες και οι δύο από σήμα V_s. (Σχ. 9(γ)). Από το ισοδύναμο κύκλωμα αυτού (βλέπε ενισχυτής CE με αντίσταση R_E) βρίσκουμε:

$$A_c \equiv \frac{v_o}{v_s} = -\frac{\beta R_C}{R_s + r_\pi + (\beta+1)2R_E}$$

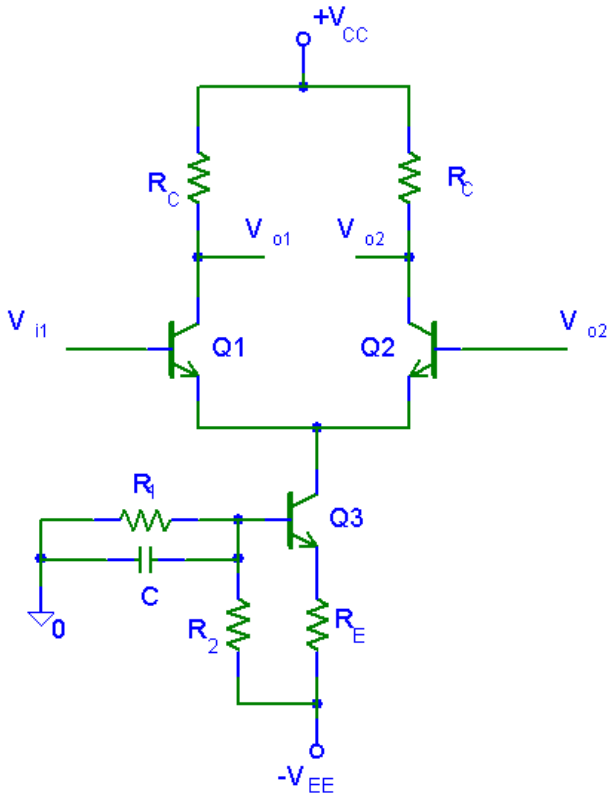
και τελικά

$$CMRR \equiv \left|\frac{A_d}{A_c}\right| = \frac{-\dfrac{\beta R_C}{2\left(r_\pi + R_s\right)}}{-\dfrac{\beta R_C}{R_s + r_\pi + (\beta+1)2R_E}} =$$

ή

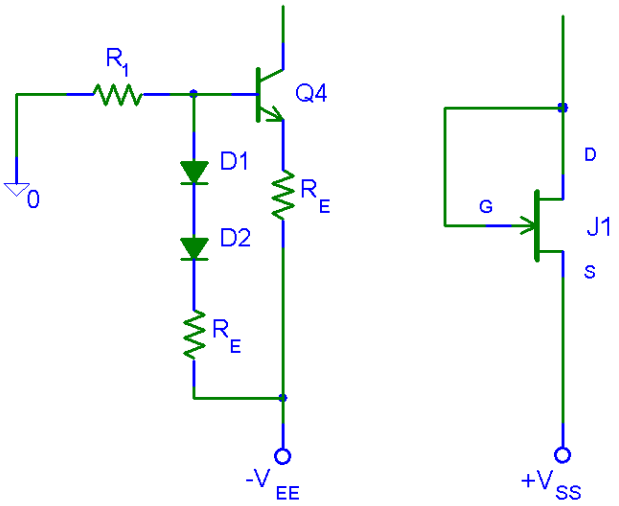
$$CMRR = \frac{1}{2} + \frac{(\beta+1)R_E}{R_s + r_\pi}$$

Το πρώτο συμπέρασμα που βγαίνει από την τελευταία σχέση είναι ότι το CMRR είναι ανάλογο της R_E. Αυτό όμως δεν μπορεί να είναι πάρα πολύ μεγάλο γιατί ελαττώνεται επίσης το ρεύμα πόλωσης των τρανζίστορ. Έτσι, συνήθως αντί της R_E χρησιμοποιούμε πηγές ρεύματος που παρουσιάζουν μεγάλη αντίσταση και σχετικά μεγάλες τιμές ρεύματος.

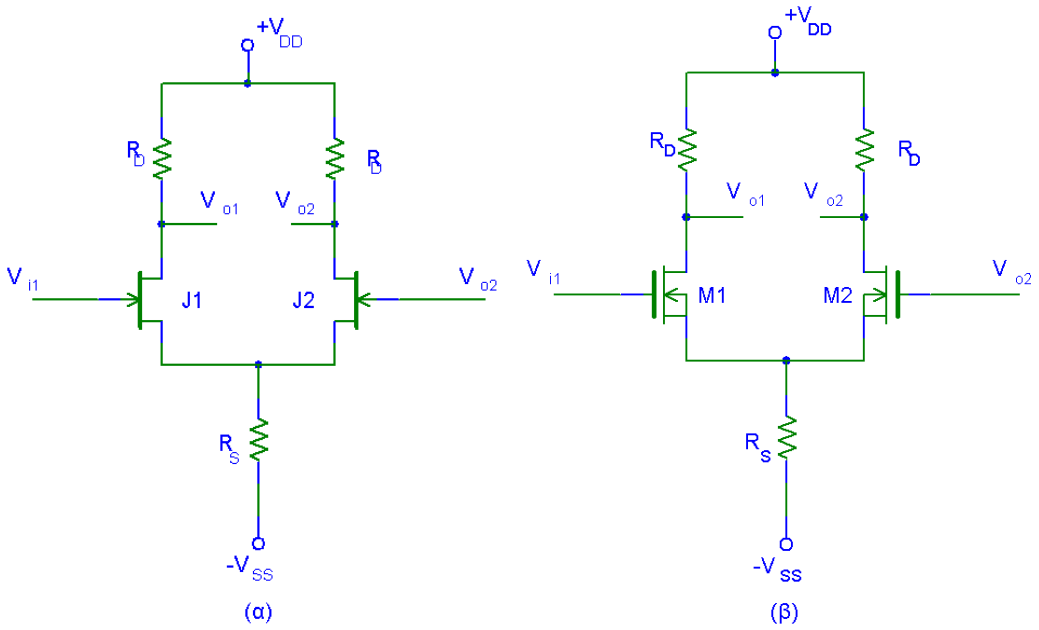


Σχ. 10 Πρακτικό κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή.

Στο Σχ. 10 παρουσιάζεται διαφορικός ενισχυτής με μια απλή πηγή ρεύματος που παρουσιάζει αντίσταση ισοδύναμη της R_E ίση με την αντίσταση εξόδου μιας βαθμίδας του τρανζίστορ Q3, που είναι r_o. Βέβαια υπάρχουν πολλές δυνατότητες ανάπτυξης μίας πηγής ρεύματος (Σχ. 11). Επιπρόσθετα στοιχεία στο βασικό κύκλωμα αποβλέπουν στη θερμική σταθεροποίηση του ρεύματος. Στο Σχ. 12 φαίνονται άλλα κυκλώματα διαφορικών ενισχυτών με FET.



Σχ. 11 Πηγές ρεύματος για οδήγηση διαφορικού ενισχυτή.



Σχ. 12 Διαφορικοί ενισχυτές με FET.

7 . ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ

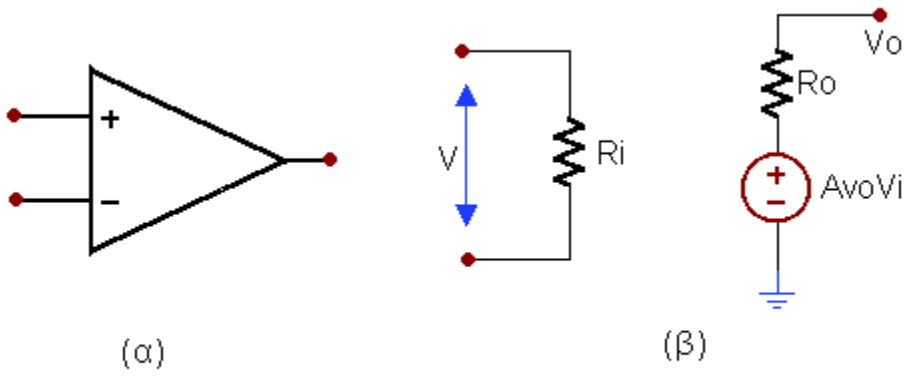
Οι τελεστικοί ενισχυτές (Operational Amplifiers) είναι ολοκληρωμένα κυκλώματα που περιλαμβάνουν ενισχυτές μερικών βαθμίδων σε απ' ευθείας σύνδεση πετυχαίνοντας έτσι ενίσχυση τόσο του εναλλασσόμενου σήματος όσο και του συνεχούς. Οι πρώτες (δυο) βαθμίδες αποτελούνται από διαφορικούς ενισχυτές οι επόμενες ενισχύουν την τάση και η τελευταία βαθμίδα κάνει προσαρμογή αντίστασης. Όπως αντιλαμβανόμαστε, ο τελεστικός ενισχυτής θα έχει δυο εισόδους, όπως και ο διαφορικός ενισχυτής.

Οι τελεστικοί ενισχυτές (ΤΕ) είναι πάρα πολύ βολικά στοιχεία για την κατασκευή γραμμικών ηλεκτρονικών κυκλωμάτων γιατί η σχεδίαση κυκλωμάτων με αυτούς είναι πάρα πολύ εύκολη και αξιόπιστη, έχουν χαμηλό κόστος και πολύ μεγάλη ευελιξία.

Στα επόμενα κεφάλαια θα γνωρίσουμε τη λειτουργία των ΤΕ καθώς και βασικά κυκλώματά τους.

Ιδανικοί τελεστικοί ενισχυτές

Ο ΤΕ, συμβολίζεται όπως στο σχ. 2-1α, και σαν γραμμικό κύκλωμα με δυο εισόδους έχει το ισοδύναμο κύκλωμα του σχ. 2-1β



Σχ. 2-1 Τελεστικος ενισχυτης (α) συμβολο, (β) Ισοδυναμο κυκλωμα.

Στην ανάλυση που ακολουθεί θα θεωρούμε του ΤΕ σαν ιδανικούς, Τα χαρακτηριστικά γνωρίσματα ενός ιδανικού ΤΕ είναι τα εξής

- Έχει αντίσταση εισόδου $R_i=\infty$
- Αντίσταση εξόδου $R_o=0$
- Ενίσχυση τάσης $A_{V0}=-\infty$
- Φασματική απόκριση $=\infty$
- Τέλεια ισοστάθμιση (Όταν $V_1=V_2$ τότε $V_o=0$)
- Μηδενική θερμική ολίσθηση.

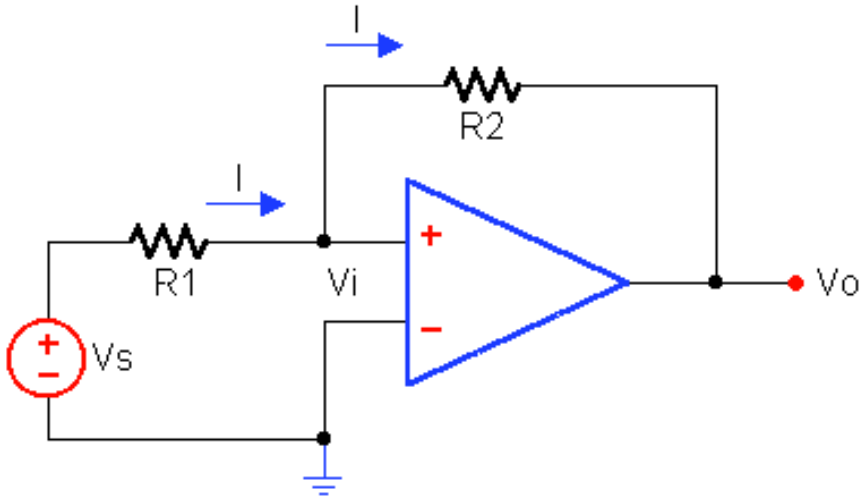
Στην πραγματικότητα, οι ΤΕ που χρησιμοποιούνται στα κυκλώματα δεν είναι ιδανικοί αλλά τα χαρακτηριστικά τους πλησιάζουν αρκετά στα παραπάνω με συνέπεια η θεώρησή τους σαν ιδανικούς να μην επιφέρει υπολογίσιμο σφάλμα. Παρακάτω φαίνονται τυπικά χαρακτηριστικά ενός ΤΕ.

- Αντίσταση εισόδου $R_i=1M\Omega$
- Αντίσταση εξόδου $R_o= 100\Omega$
- Ενίσχυση τάσης $A_{V0}=-50.000$
- Φασματική απόκριση =1 MHz
- CMRR=100dB
- Θερμική ολίσθηση.$I_{io}=0,1nA/°C$
- Θερμική ολίσθηση.$V_{io}=1\mu V/°C$

Παρακάτω θα γνωρίσουμε τα βασικά κυκλώματα που πραγματοποιούνται με ΤΕ

Αναστρέφων ενισχυτής

Με τον όρο “Αναστρέφων” ενισχυτής (Inverting Amplifier) θεωρείται ότι αυτός αναστρέφει τη φάση, δηλαδή το σήμα εξόδου βρίσκεται σε διαφορά φάσης 180° με το σήμα εισόδου. Φυσικά, η αντιστροφή που μιλάμε συμβαίνει στις “χαμηλές συχνότητες” με την έννοια που ο όρος χρησιμοποιείται και στα προηγούμενα κεφάλαια, γεγονός που μας είναι γνωστό και από ενισχυτές μιας βαθμίδας με τρανζίστορ. Σε υψηλότερες συχνότητες αυτή η διαφορά φάσης παίρνει διάφορες τιμές.



Σχ. 2-2 Αναστρεφων ενισχυτης.

Θεωρώντας, σύμφωνα με τις παραπάνω παραδοχές, ότι η αντίσταση εισόδου $R_i=\infty$ τότε το κύκλωμα εισόδου του ΤΕ δεν διαρέεται από ρεύμα και συνεπώς η τάση του ακροδέκτες εισόδου του ΤΕ θα είναι μηδέν ($V_i=0$). Αυτό σημαίνει ότι οι αντιστάσεις R_1 και R_2 θα διαρρέονται από το ίδιο ρεύμα

$$I=\frac{V_s-0}{R_1}=-\frac{V_o-0}{R_2}$$

και συνεπώς

$$A_V=\frac{V_o}{V_s}=-\frac{R_2}{R_1}$$

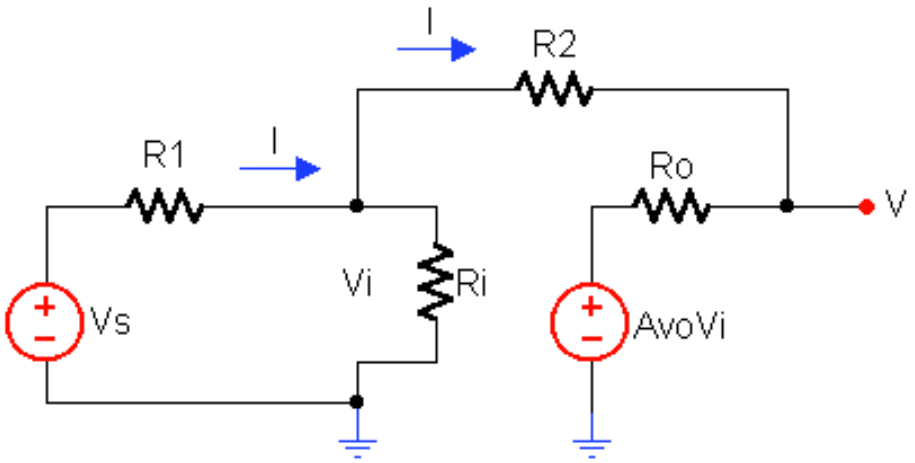
Το πρόσημο (-) στον προηγούμενο τύπο εκφράζει αυτήν ακριβώς την αντιστροφή.

Όπως αμέσως φαίνεται, η αντίσταση εξόδου του ενισχυτή αυτού θα είναι πρακτικά μηδέν ενώ η αντίσταση εισόδου θα είναι

$$R_i=\frac{V_s}{I}=R_1$$

Η **ακριβής επίλυση** του παραπάνω κυκλώματος είναι η εξής

Κατ' αρχάς στη σχεδίαση λαμβάνουμε υπόψη την αντίσταση εισόδου R_i, την αντίσταση εξόδου R_o και την (πεπερασμένη) ενίσχυση τάσης A_{V0} (σχ. 2-3α). Με εφαρμογή του θεωρήματος Thevenin αντικαθιστούμε το κύκλωμα V_s-R_1-R_i. Έτσι παίρνουμε το συνεπτυγμένο κύκλωμα του σχ. 2-3β.



Σχ. 2-3 Ισοδυναμο κυκλωμα του αναστρεφοντα ενισχυτη.

Από το κύκλωμα αυτό παίρνουμε τις εξισώσεις

$$V_o=A_{V0}V_i-IR_o \qquad (1)$$

$$V_o-V_i=IR_2 \qquad (2)$$

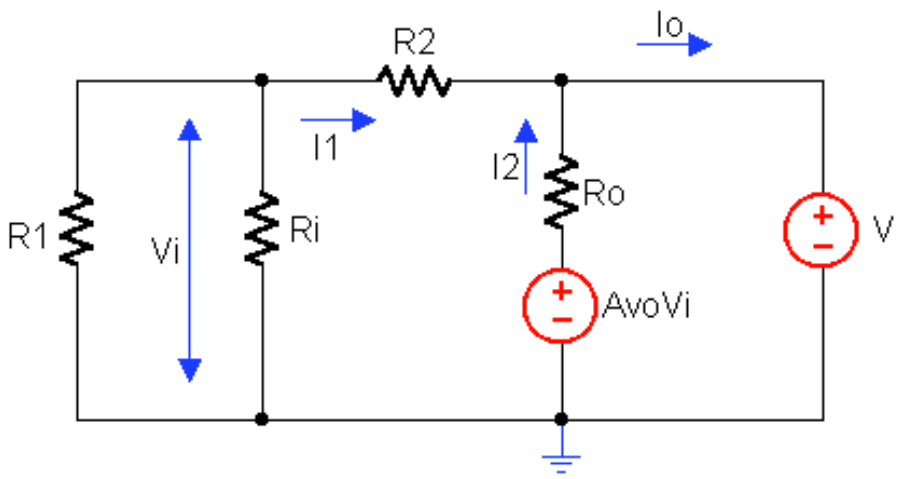
$$V_s\frac{R_i}{R_1+R_i}+V_i=I(R_1+R_2) \qquad (3)$$

Με επίλυση του συστήματος αυτού προκύπτει ο αρκετά σύνθετος τύπος

$$A_V=\frac{V_o}{V_s}=-\frac{\frac{R_i}{R_i+R_1}(A_{V0}R_2-R_o)}{(R_1||R_2)(A_{V0}+1)+R_o+R_2}$$

Στον τύπο αυτό θεωρώντας $A_{V0}>>1$ και ότι οι όροι που περιέχουν το A_{V0} είναι πολύ μεγαλύτεροι από τους άλλους, τότε προκύπτει μετά τις απλοποιήσεις ο εκ των προτέρων γνωστός τύπος $A_V=-R_2/R_1$.

Η <u>αντίσταση εξόδου</u> υπολογίζεται από το ακριβές ισοδύναμο κύκλωμα, βραχυκυκλώνοντας την V_s και θέτοντας στην έξοδο πηγή τάσης V_o(σχ. 2-4).



Σχ. 2-4 Ευρεση αντιστασης εξοδου.

Θα είναι $$I_1 = \frac{V_i}{R_1 || R_i}$$

και $$I_2 = \frac{A_{V0} V_i + V_o}{R_o}$$

οπότε $$Y_o = \frac{I_o}{V_o} = \frac{I_1 + I_2}{V_o} = \frac{\frac{V_i}{R_1 || R_i} + \frac{A_{V0} V_i}{R_o} + \frac{V_o}{R_o}}{V_o}$$

και τελικά $$Z_o = R_o || (R_2 + R_1 || R_i) || \frac{R_o}{A_{V0}} \cdot \frac{R_1 || R_i + R_2}{R_1 || R_i}$$

Ο τύπος αυτός παρέχει και τη μεγαλύτερη ακρίβεια. Με το A_{V0} όμως πολύ μεγάλο, ο τρίτος όρος γίνεται πολύ μικρός και συνεπώς η αντίσταση εξόδου γίνεται

$$Z_o \approx R_o || (R_2 + R_1 || R_i)$$

Η <u>αντίσταση εισόδου</u> υπολογίζεται ως εξής

Στο ακριβές ισοδύναμο κύκλωμα, το ρεύμα που διαρρέει το κύκλωμα R_2-R_o είναι

$$I = \frac{V_i + A_{V0} V_i}{R_2 + R_o}$$

και συνεπώς η αντίσταση που φαίνεται από την R_2 και δεξιά θα είναι

$$\alpha' = \frac{V_i}{I} = \frac{A_{V0} + 1}{R_2 + R_o}$$

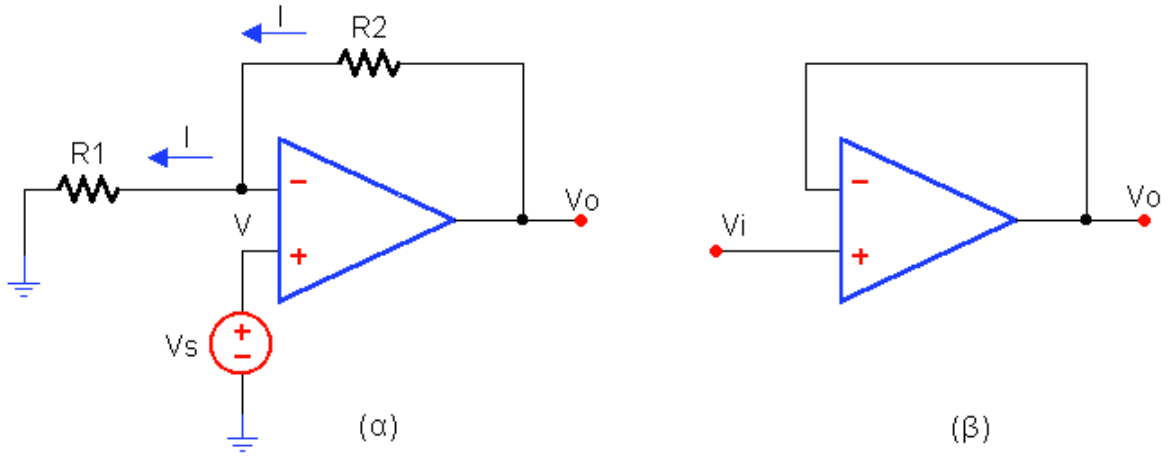
οπότε η ολική αντίσταση που φαίνεται στην είσοδο, είναι

$$Z_i = R_1 + \left(R_i \,||\, \frac{R_o + R_2}{A_{V0} + 1} \right)$$

Θεωρώντας A_{V0}>>1 ο όρος μέσα στην παρένθεση είναι πολύ μικρότερος από τον άλλο, οπότε $Z_i \approx R_1$

Μη αναστρέφων ενισχυτής

Βασικό κύκλωμα ενισχυτή χαμηλών συχνοτήτων που δεν αναστρέφει τη φάση, δηλαδή όπου το σήμα εξόδου βρίσκεται σε συμφωνία φάσης με το σήμα εισόδου.



Σχ. 2-5 (α) Μη αναστρεφων ενισχυτης (β) Απομονωτης (Voltage follower).

Όπως και στην προηγούμενη περίπτωση, η είσοδος του ενισχυτή δεν θα διαρέεται από ρεύμα, οπότε

$$I = \frac{V_s - 0}{R_1} = \frac{V_o - 0}{R_2 + R_1}$$

και συνεπώς $$A_V = \frac{V_o}{V_s} = \frac{R_2}{R_1} + 1$$

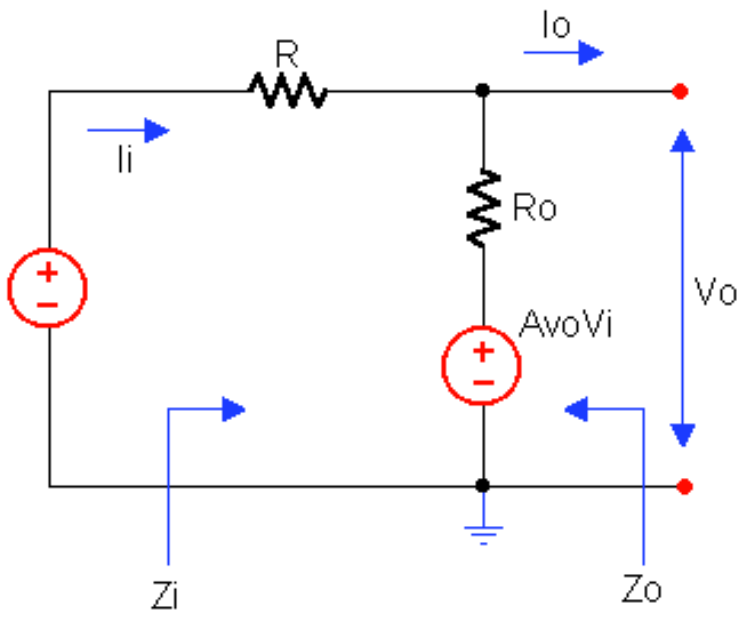
Η ακριβής επίλυση του κυκλώματος προκύπτει με αντικατάσταση του ισοδυνάμου κυκλώματος του ΤΕ στο κύκλωμα, όπως και στην προηγούμενη περίπτωση. Να λυθεί σαν άσκηση.

Μια ειδική περίπτωση μη αναστρέφοντα ενισχυτή είναι ο **απομονωτής** (buffer) ο οποίος είναι στην ουσία μη αναστρέφων ενισχυτής όπου R_2=0, δηλαδή η αντίσταση R_2 έχει αντικατασταθεί από βραχυκύκλωμα, ενώ η αντίσταση R_1

μπορεί και να παραληφθεί, δηλαδή $R_1=\infty$. Στην περίπτωση αυτή ο παραπάνω τύπος δίνει

$$A_V = 1$$

ενώ ταυτόχρονα όπως αποδεικνύεται η αντίσταση εξόδου διατηρείται χαμηλή. Πραγματικά με ανάλυση του λεπτομερούς ισοδυνάμου κυκλώματος (σχ. 2-6) παίρνουμε



Σχ. 2-6 Ισοδυναμο κυκλωμα του απομονωτη.

Για την <u>αντίσταση εισόδου</u>

$$Z_i = \frac{V_s}{I_i} = \frac{A_V V_i + I_i R_o + V_i}{I_i} = \frac{(A_V + 1)V_i + I_i R_o}{I_i}$$

ή $$Z_i=(A_V+1)R_i+R_o$$

δηλαδή πάρα πολύ μεγάλη

Η <u>αγωγιμότητα εξόδου</u>, αν βραχυκυκλώσουμε την V_s κατά τα γνωστά και θέσουμε στην έξοδο πηγή V_o θα γίνει.

$$Y_o = \frac{\frac{V_o}{R_i} + \frac{(A_V - 1)V_o}{R_o}}{V_o} = \frac{1}{R_i} + \frac{A_V - 1}{R_o}$$

και συνεπώς η αντίσταση εξόδου

$$Z_o = \frac{R_o}{A_V - 1} \,||\, R_i$$

δηλαδή πάρα πολύ μικρή.

Η λεπτομερής ανάλυση για την ενίσχυση τάσης δίνει

$$A_V V_i - IR_o - IR_i - V_s = 0$$

άρα

$$f = -\frac{V_s}{(A_{V0}+1)R_i + R_o}$$

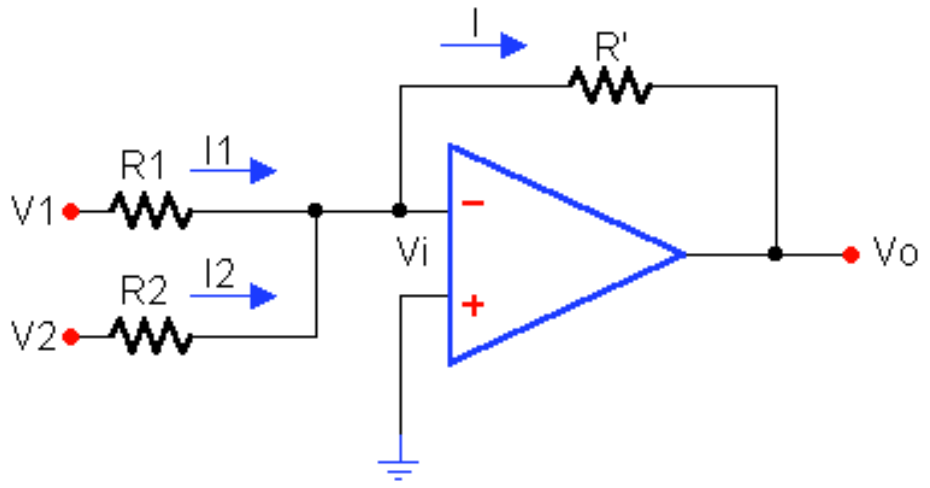
και συνεπώς, παίρνοντας υπόψη ότι $V_o = V_s + IR_i$

$$A_V = 1 - \frac{R_i}{(A_{V0}+1)R_i + R_o}$$

Επειδή ο παρονομαστής του κλάσματος είναι πολύ μεγαλύτερος από τον αριθμητή (για $A_{V0} \to \infty$ τείνει στο μηδέν) ισχύει με πολύ μεγάλη προσέγγιση η προηγούμενη σχέση. ($A_V=1$).

Αθροιστής

Είναι ένα γραμμικό κύκλωμα του οποίου το σήμα εξόδου είναι ανάλογο του αθροίσματος των σημάτων των εισόδων (σχ. 2-7). Οι είσοδοι εδώ είναι δυο αλλά το κύκλωμα μπορεί να επεκταθεί ώστε να περιλαμβάνει και τρεις ή περισσότερες εισόδους.



Σχ. 2-7 Αθροιστης

Θεωρώντας δεδομένο κατά τα γνωστά ότι το ρεύμα I που διαρρέει συνολικά τις αντιστάσεις R_1, R_2 είναι ίσο με το ρεύμα που διαρρέει την αντίσταση R', θα έχουμε

$$I = I_1 + I_2 = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} = -\frac{V_o}{R'}$$

οπότε

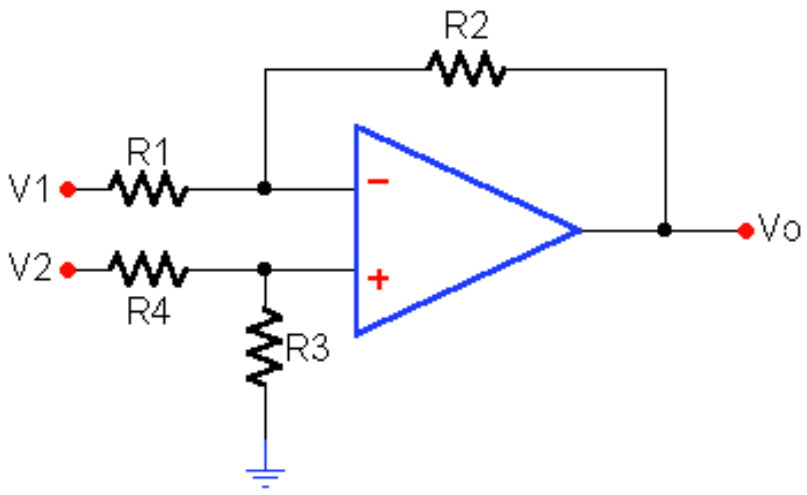
$$V_o = -\left(\frac{R'}{R_1}V_1 + \frac{R'}{R_2}V_2\right)$$

όπως φαίνεται εδώ, η πρόσθεση γίνεται με διαφορετικούς συντελεστές για τις δυο τάσεις. Βέβαια, αν $R_1=R_2=R'$ τότε

$$V_o = -(V_1+V_2)$$

Αφαιρέτης

Είναι γραμμικό κύκλωμα του οποίου η τάση εισόδου είναι ανάλογη της διαφοράς των τάσεων στους δυο ακροδέκτες εισόδου. Το κύκλωμα του αφαιρέτη φαίνεται στο σχ. 2-8.



Σχ. 2-8 Αφαιρετης

Για την ανάλυση του κυκλώματος υποθέτουμε κατά τα γνωστά ότι η τάση στις δυο εισόδους (+) και (-) του ΤΕ είναι η ίδια (V_t). Τότε

$$I = \frac{V_o - V_t}{R_2} = \frac{V_1 - V_t}{R1}$$

όπου $V_t = \frac{R_3}{R_2 + R_4} V_2$

Μετά την αντικατάσταση και τις πράξεις προκύπτει

$$V_o = \frac{R_3(R_1 + R_2)}{R_1(R_3 + R_4)} V_2 - \frac{R_2}{R_1} V_1$$

Ο παραπάνω τύπος κάνει αφαίρεση των V_1, V_2 βέβαια με κάποιους συντελεστές. Αν στο κύκλωμα θέσουμε $R_3=R_2$ και $R_4=R_1$ τότε ο τύπος αυτός γίνεται

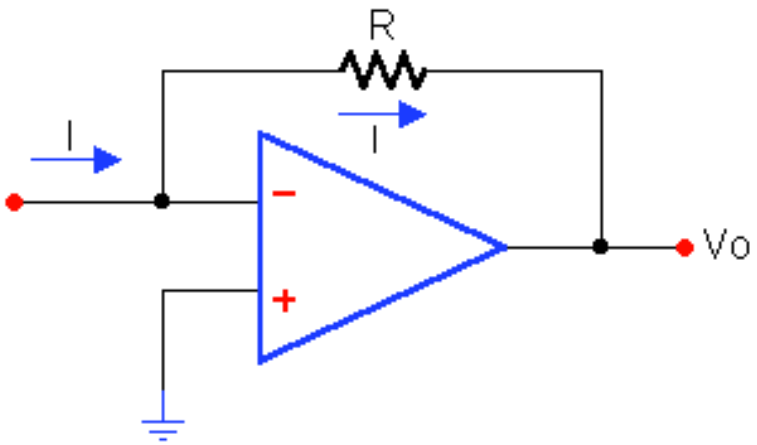
$$V_o = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1)$$

δηλαδή οι συντελεστές των V_1, V_2 γίνονται ίσοι. Τέλος αν $R_1=R_2$ τότε προκύπτει

$$V_o=V_2 - V_1$$

Ενισχυτής ρεύματος

Είναι ένας ενισχυτής που η τάση εξόδου του είναι ανάλογη του ρεύματος εισόδου του. Γι' αυτό λέγεται και **μετατροπέας ρεύματος σε τάση** ή **ενισχυτής διαγωγιμότητας**. Ένας τέτοιος ενισχυτής φαίνεται στο σχ. 2-9



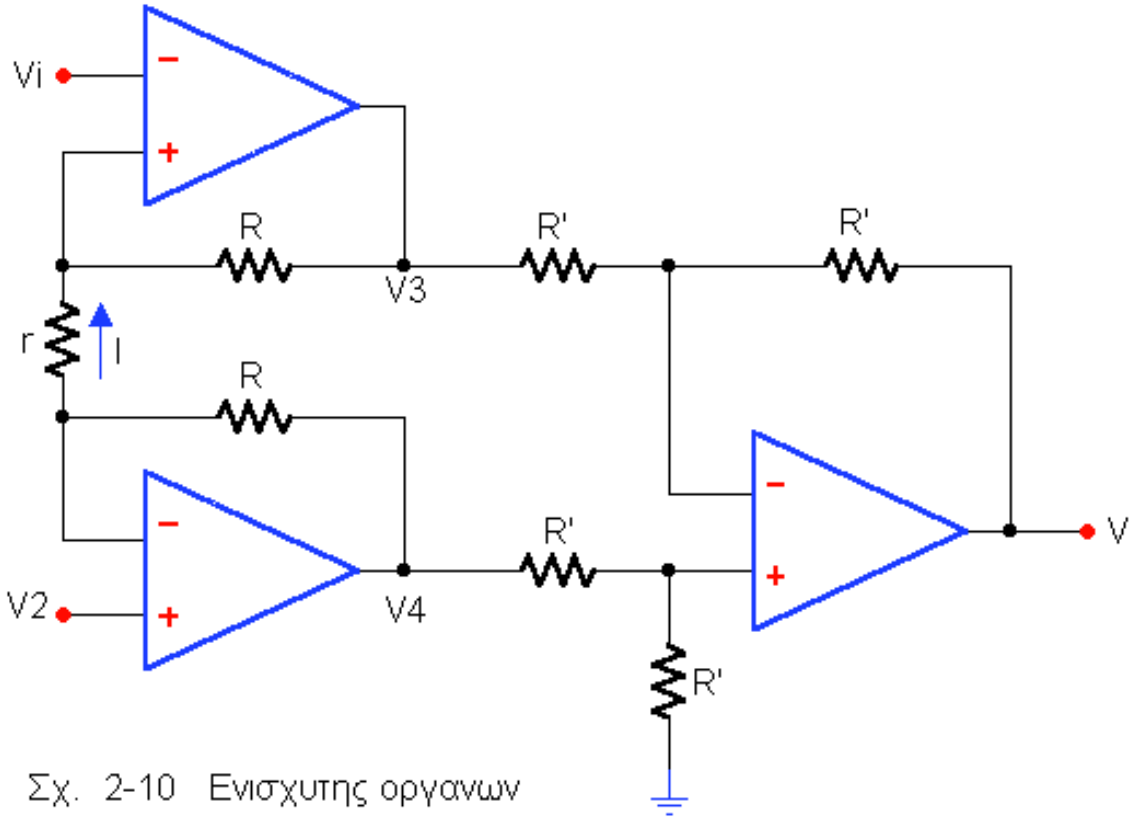
Σχ. 2-9 Ενισχυτης ρευματος

Όπως εύκολα προκύπτει $I=-V_o/R$ οπότε

$$V_o=-RI$$

Ενισχυτής οργάνων

Είναι ένα είδος λίγο πιο σύνθετου ενισχυτή διαφοράς, ο οποίος εμφανίζει πολύ μεγάλη αντίσταση εισόδου ενώ επίσης το CMRR (λόγος απόρριψης κοινού τρόπου τροφοδοσίας) είναι πολύ μεγαλύτερο από αυτό των κοινών ΤΕ. (σχ. 2-10)



Σχ. 2-10 Ενισχυτης οργανων

Όπως φαίνεται, η δεύτερη βαθμίδα του ενισχυτή οργάνων αποτελείται από ένα αφαιρέτη (βλ. προηγούμενη ανάλυση) με όλες τις αντιστάσεις του ίσες. Συνεπώς θα ισχύει

$$V_o=V_4 - V_3$$

Για την πρώτη βαθμίδα έχουμε ότι το δικτύωμα των αντιστάσεων R-r-R, θα διαρέεται παντού από το ίδιο ρεύμα (I). Οπότε

$$V_4 - V_3 = I(R+r+R)=I(2R+r)$$

και επειδή οι διαφορές δυναμικού στα άκρα (+),(-) των ΤΕ είναι αμελητέες

$$V_2 - V_1 = Ir$$

Από τις δυο τελευταίες σχέσεις προκύπτει ότι

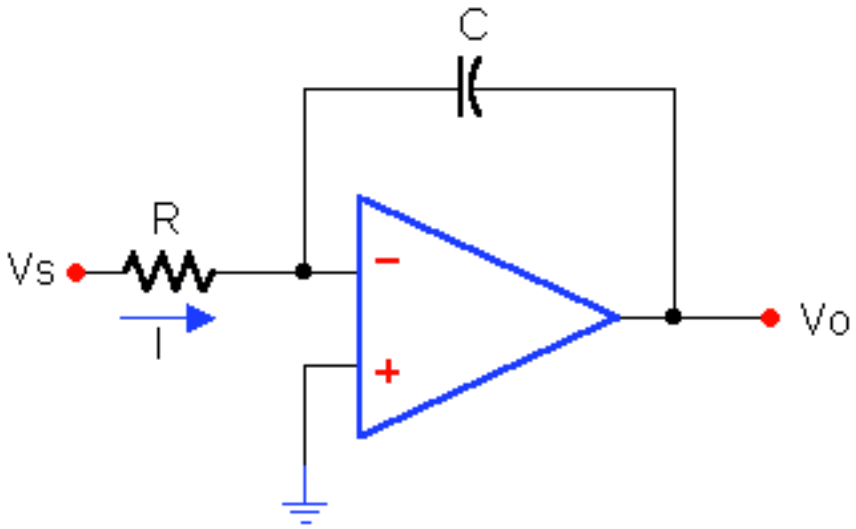
$$V_4 - V_3 = \left(1 + \frac{2R}{r}\right)(V_2 - V_1)$$

και συνεπώς

$$V_o = \left(1 + \frac{2R}{r}\right)(V_2 - V_1)$$

Ολοκληρωτής

Είναι ενισχυτής με ΤΕ του οποίου η τάση εξόδου είναι ανάλογη του ολοκληρώματος της τάσης εισόδου (σχ. 2-11).



Σχ 2-11 Ολοκληρωτης

Όπως είναι γνωστό η τάση στα άκρα πυκνωτή χωρητικότητας C, θα είναι

$$V_o = -\frac{1}{C}\int I dt$$

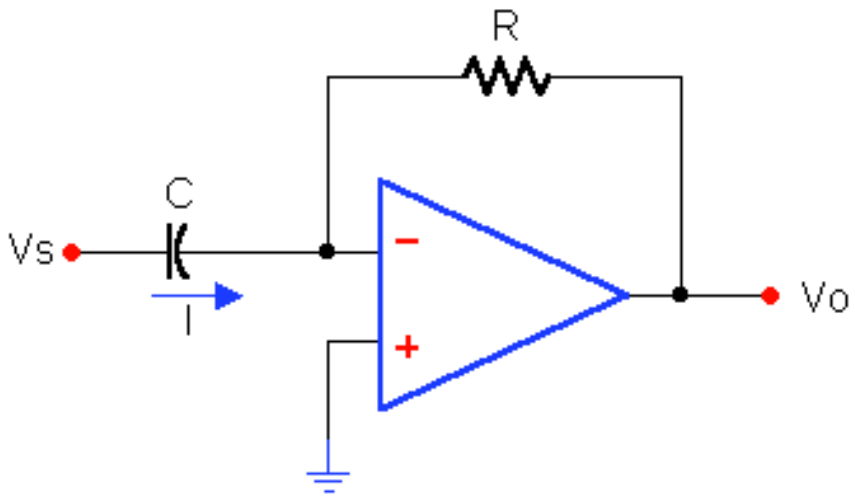
και επειδή $I=V_s/R$

$$V_o = -\frac{1}{RC}\int V_s dt$$

Η σχέση αυτή εκφράζει και την αναφερόμενη μετατροπή του σήματος εισόδου.

Διαφοριστής

Είναι ενισχυτής με ΤΕ του οποίου η τάση εξόδου είναι ανάλογη της παραγώγου της τάσης εισόδου (σχ. 2-12).



Σχ 2-12 Διαφοριστης

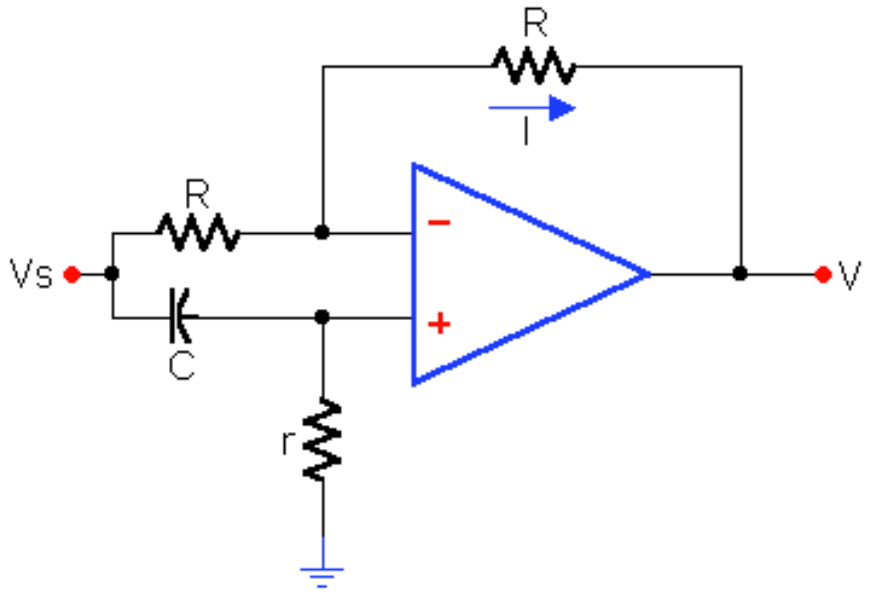
Εδώ, για την τάση εξόδου θα ισχύει

$$V_o = RI = -RC\frac{dV_s}{dt}$$

δηλαδή, αυτή θα είναι ανάλογη της πρώτης παραγώγου της τάσης εισόδου, γεγονός που δίνει και το όνομα στο ενισχυτή αυτό.

Ολισθητής φάσης

Στο κύκλωμα αυτό όπως και στα δυο προηγούμενα, η συμπεριφορά εξαρτάται πάρα πολύ από τη συχνότητα του σήματος. Στον ολισθητή φάσης, το σήμα δεν επηρεάζεται όσον αφορά στο μέτρο του σήματος εισόδου. Μεταβάλλεται όμως η διαφορά φάσης ανάμεσα στα σήματα εισόδου - εξόδου. Αυτή η διαφορά φάσης είναι δυνατό να ρυθμιστεί από 0° - 180° με τη βοήθεια της αντίστασης **r** του κυκλώματος (σχ. 2-13).



Σχ. 13 Ολισθητης φασης

Σύμφωνα με τις προηγούμενες περιπτώσεις, το ρεύμα που διαρρέει τις αντιστάσεις R-R είναι το ίδιο (I) και συνεπώς

$$V_o - V_- = V_- - V_o$$

όπου $V_- = V_+$ είναι τα δυναμικά στους ακροδέκτες εισόδου (-) και (+) αντίστοιχα του ΤΕ.

Άρα $$V_+ = (V_o + V_s)/2$$

Επίσης, από το δικτύωμα C-r θα έχουμε

$$V_+ = V_s \frac{r}{r + \frac{1}{j\omega C}} = V_s \frac{j\omega rC}{j\omega rC + 1}$$

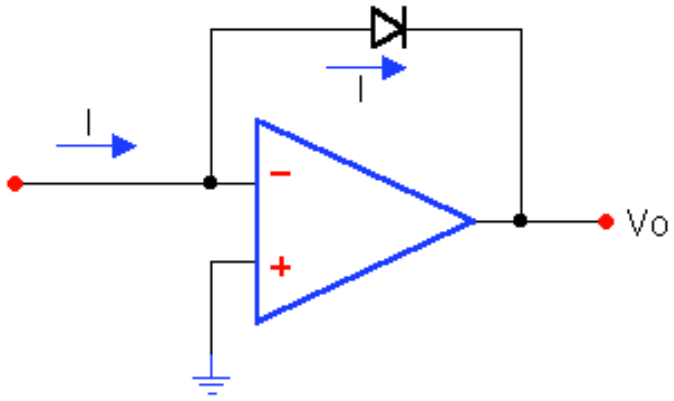
Από τις δυο τελευταίες σχέσεις προκύπτει ότι

$$V_o = \left(\frac{j\omega rC - 1}{j\omega rC + 1} \right) V_s$$

Η σχέση αυτή εκφράζει ότι το μέτρο των V_o και V_s είναι το ίδιο, ενώ η διαφορά φάσης θα είναι $2\omega rC$. Όταν $\omega rC >> 1$ τότε η διαφορά φάσης θα είναι 0° ενώ όταν $\omega rC << 1$ η διαφορά φάσης θα είναι 180°.

Λογαριθμικός ενισχυτής

Είναι ένας ενισχυτής που η τάση εξόδου του είναι ανάλογη του λογαρίθμου του ρεύματος εισόδου (σχ. 2-14).



Σχ 2-14 Λογαριθμικος ενισχυτης

Πραγματικά, η τάση εξόδου στον ενισχυτή αυτό θα είναι ίση με την τάση στα άκρα της διόδου. Όπως είναι γνωστό το ρεύμα μιας διόδου είναι

$$f = f_s\left(e^{\frac{V_d}{nV_T}} - 1\right) \approx I_s e^{\frac{V_d}{nV_T}}$$

και επομένως

$$V_o = V_d = nV_T \ln\frac{I}{I_s}$$