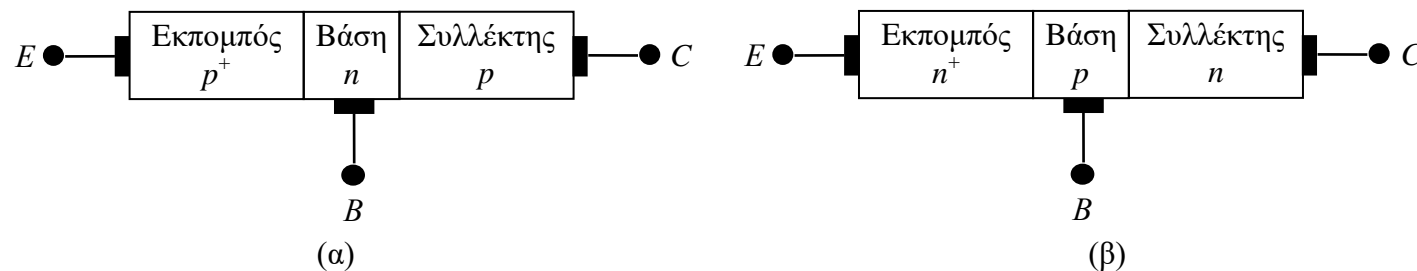


## 6. Τρανζίστορ Διπολικών Ενώσεων

Η λέξη “**τρανζίστορ**” έχει προέλθει από δύο συνθετικά, το “**transfer**” και το “**resistor**”, και χρησιμοποιήθηκε αρκετά το 1948 όταν ανακαλύφθηκε η τριόδος με ημιαγωγούς, όπως χαρακτηρίστηκε τότε από τους Bardeen και Brattain σε σχετικό τους άρθρο.

Το τρανζίστορ αποτελείται από δύο ενώσεις p-n διαμορφωμένες πάνω στον ίδιο μονοκρύσταλλο ημιαγωγού με αλλαγή κατά τόπους της πυκνότητας και του είδους των ξένων προσμείξεων όπως φαίνεται στο Σχ. 6.1. Οι ενώσεις αυτές είναι διαταγμένες στη σειρά p-n-p ή n-p-n.



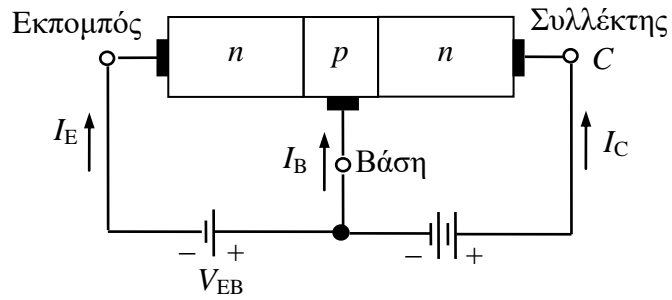
Σχ. 6.1. Σχηματική παράσταση τρανζίστορ α) p-n-p, β) n-p-n.

Το παραπάνω στοιχείο λειτουργεί σαν **ελεγχόμενη αντίσταση**, δηλαδή τρανζίστορ, όταν η **απόσταση d** ανάμεσα στους άξονες των δύο ενώσεων, είναι **πολύ μικρότερη από το μήκος διαχύσεως L** των φορέων. Η απόσταση αυτή είναι συνήθως μικρότερη από 10  $\mu\text{m}$ .

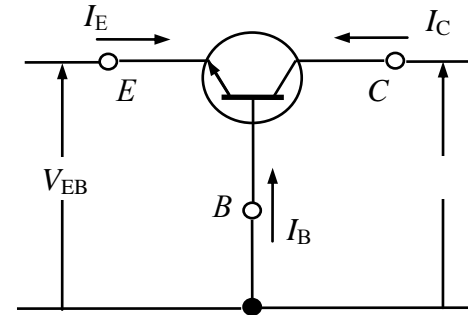
Ο τύπος αυτός του τρανζίστορ λέγεται πολλές φορές και διπολικό τρανζίστορ ή “**bipolar**” επειδή στη λειτουργία του συμμετέχουν και τα δύο είδη φορέων, οπές και ηλεκτρόνια.

### 6.1. Γενική περιγραφή του Τρανζίστορ

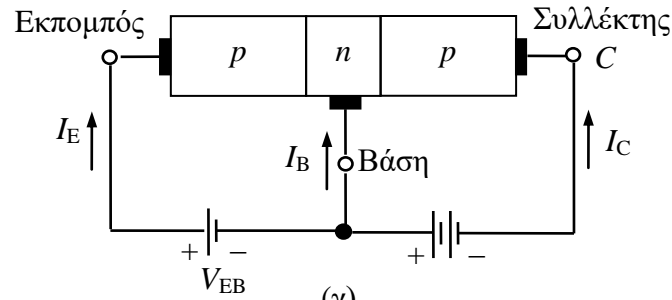
Συμβατικές θετικές φορές



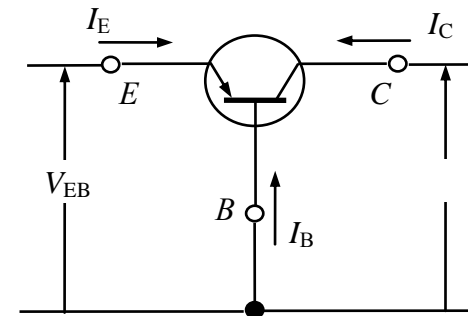
(α)



(β)



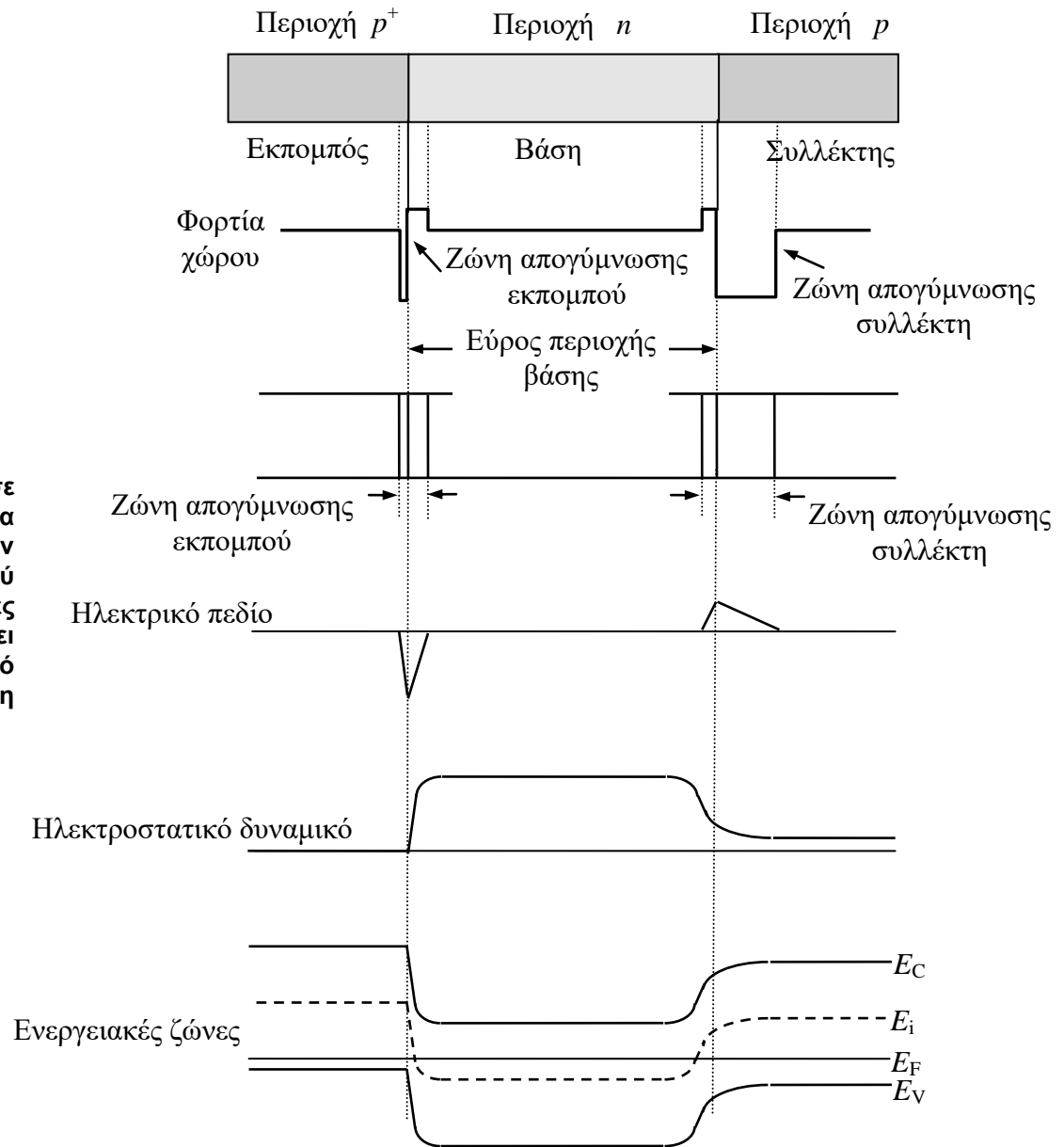
(γ)



(δ)

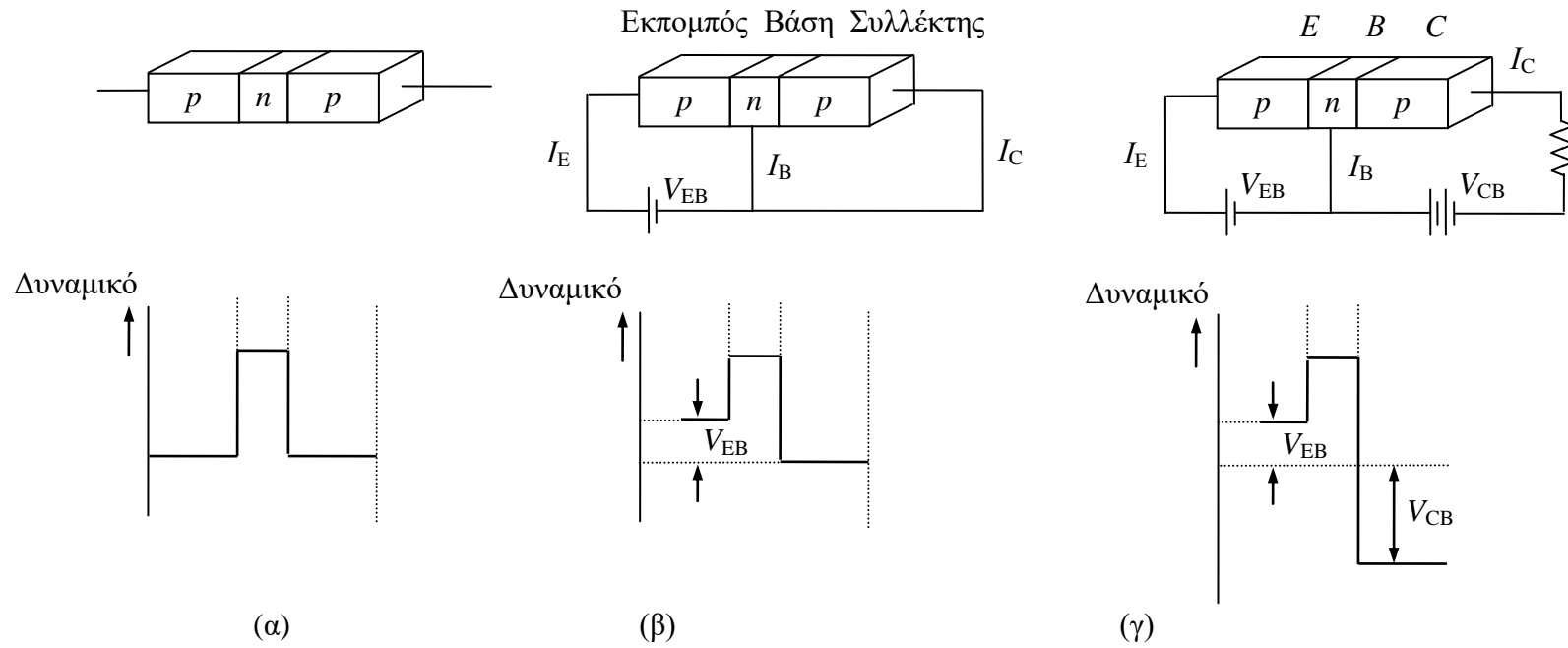
Σχ. 6.2. Σχηματική παράσταση και πόλωση τρανζίστορ p-n-p και n-p-n.

### Τρανζίστορ σε θερμοδυναμική ισορροπία



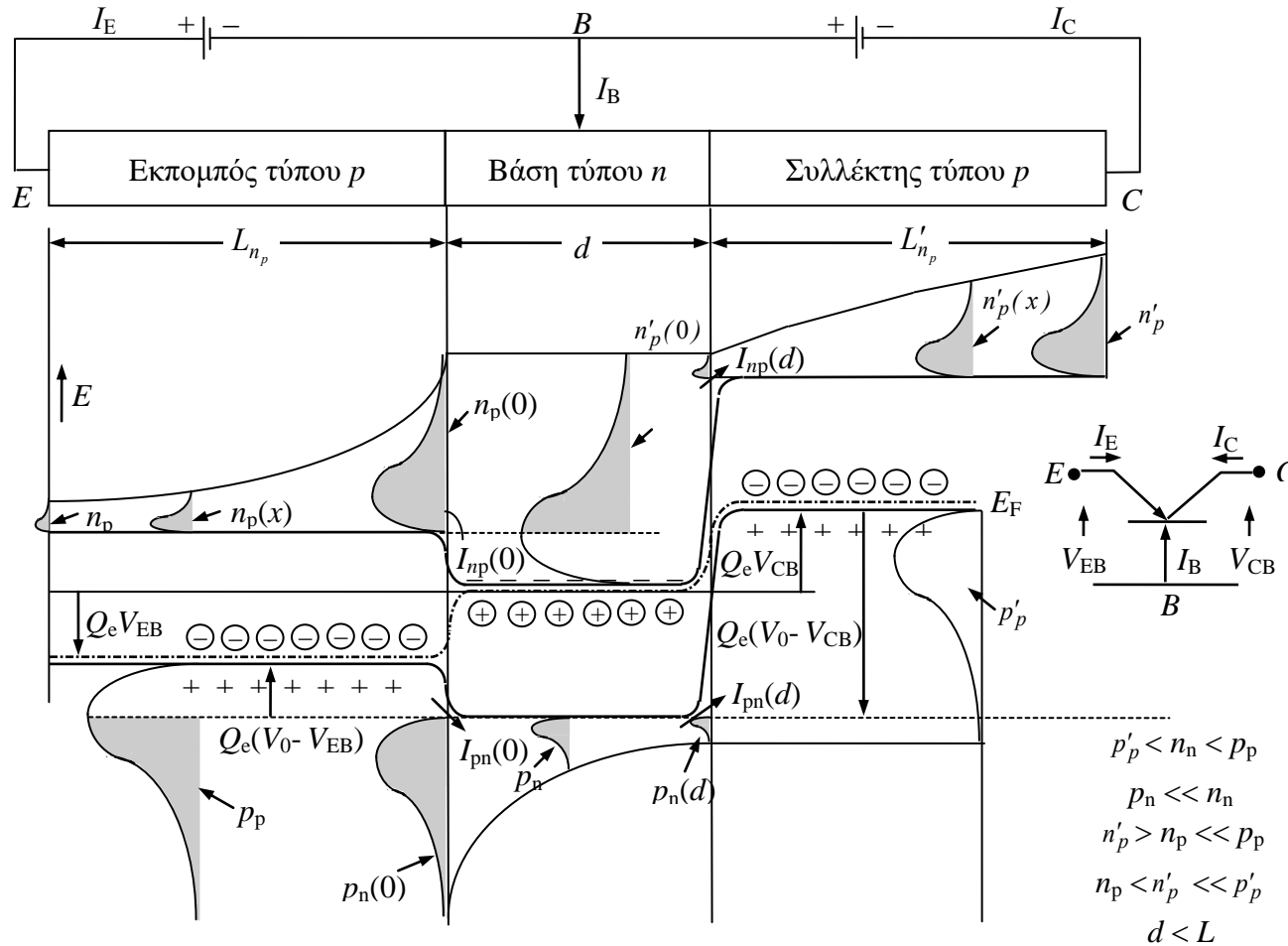
Σχ. 6.4. Σχηματικό διάγραμμα τρανζίστορ npn σε θερμοδυναμική ισορροπία (δηλ.χωρίς πόλωση), με τα σχετικά μεγέθη φορτίων χώρου, περιοχών απογύμνωσης, ηλεκτρικού πεδίου, ηλεκτροστατικού δυναμικού και ενεργειακών ζωνών. Οι περιοχές θεωρούνται ομοιόμορφα νοθευμένες και ισχύει  $p_{pE} \gg n_{nB} > n_{nC}$ . Οι περιοχές δεν παριστάνονται υπό κλίμακα (η περιοχή της βάσης είναι πολύ μικρότερη από τις άλλες δύο περιοχές).

## Λειτουργία του Τρανζίστορ



Σχ. 6.5. Σχηματικό διάγραμμα τρανζίστορ p-n-p με τις αντίστοιχες καμπύλες δυναμικού υπό διάφορες πολώσεις.

**Ενεργειακή κατανομή των φορέων κατά μήκος των δύο ενώσεων μέσα στις ενεργειακές ζώνες των ημιαγωγών.**



**Σχ. 6.6.** Ενεργειακά διαγράμματα και κατανομές φορέων κατά μήκος ενός τρανζίστορ p-n-p.

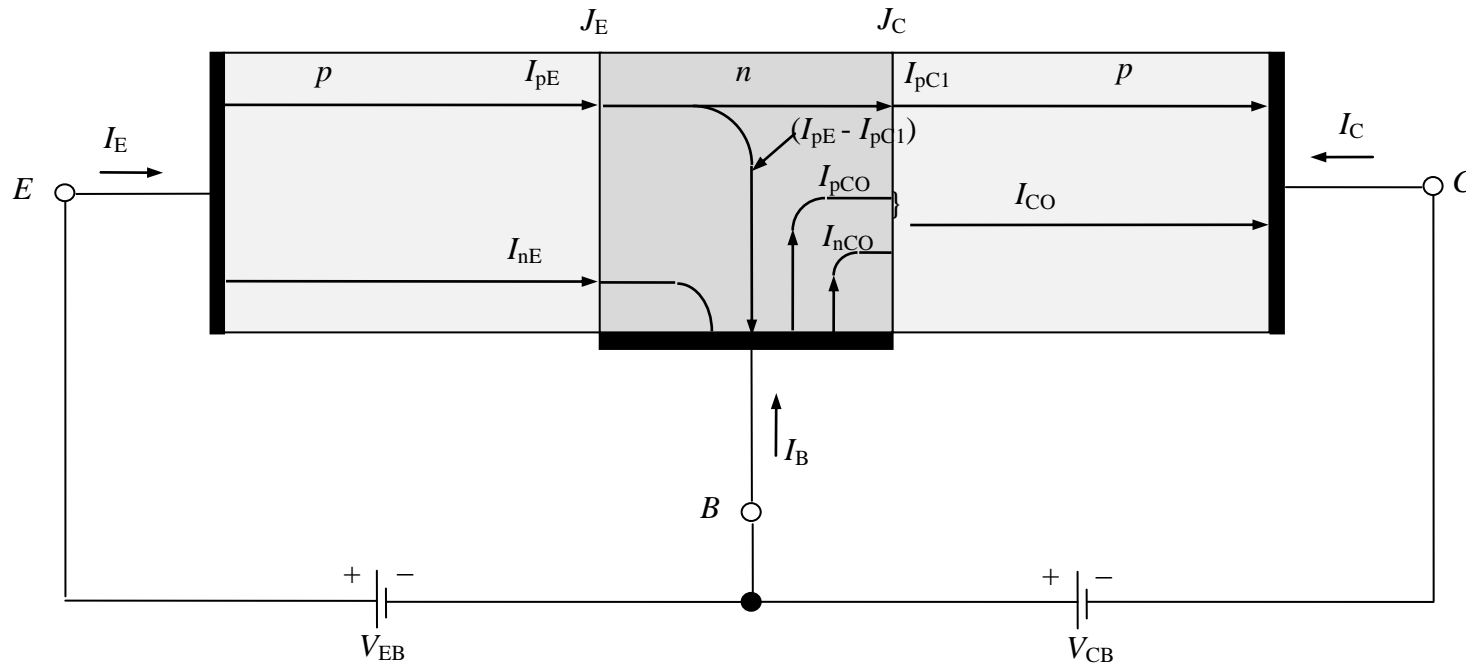
$$J_{\Delta p}(x) = -Q_e D_p \frac{dp_n(x)}{dx} \quad 6.1$$

Από τις συμβατικές θετικές φορές των ρευμάτων του τρανζίστορ προκύπτει η εξής σχέση μεταξύ τους

$$I_E + I_B + I_C = 0 \quad 6.2$$

Ο τρόπος αυτός της πόλωσης του τρανζίστορ αντιστοιχεί στη λειτουργία του σαν ενισχυτικού στοιχείου και οι συνθήκες αυτές λέγονται συνθήκες **ενεργού λειτουργίας** του τρανζίστορ. Υπάρχουν και άλλες συνθήκες λειτουργίας όπου π.χ. το τρανζίστορ χρησιμοποιείται σαν διακόπτης με το κύκλωμα του συλλέκτη-εκπομπού, όπου ο διακόπτης είναι κλειστός όταν το κύκλωμα αυτό άγει και ανοικτός όταν αυτό δεν άγει.

### Συνιστώσες ρεύματος τρανζίστορ



Σχ. 6.7. Συνιστώσες ρεύματος του τρανζίστορ για μια ορθά πολωμένη ένωση εκπομπού και μια ανάστροφα πολωμένη ένωση συλλέκτη. Τα ρεύματα με δείκτη  $p(n)$  αποτελούνται από οπές (ηλεκτρόνια) που κινούνται προς την ίδια (αντίθετη) κατεύθυνση του βέλους που δείχνει τη διεύθυνση του ρεύματος.

$$I_E = I_{pE} + I_{nE}$$

6.3

Όλα τα ρεύματα στην εξίσωση αυτή είναι θετικά για ένα τρανζίστορ p-n-p.

$$I_{CO} = I_{nCO} + I_{pCO} \quad 6.4$$

Επειδή υπό συνθήκες ανοιχτοκυκλώσεως, είναι  $I_E=0$ , δεν εγχέονται οπές διαμέσου της  $J_E$  και έτσι καμμία οπή δεν μπορεί να φτάσει στην  $J_C$  από τον εκπομπό. Η  $I_{pCO}$  προκύπτει σαφώς από τη μικρή πυκνότητα οπών οι οποίες παράγονται θερμικά μέσα στη βάση.

Από το Σχ. 6.7, όπου ο εκπομπός είναι ορθά πολωμένος, έχουμε

$$I_C = -I_{CO} - I_{pC1} = -I_{CO} - \alpha_F I_E \quad 6.5$$

όπου το  $\alpha_F \equiv$  το κλάσμα του συνολικού ρεύματος εκπομπού (το οποίο δίνεται από την εξ. 6.3) το οποίο αντιπροσωπεύει οπές οι οποίες κινήθηκαν από τον εκπομπό διαμέσου της βάσης προς το συλλέκτη.

Το συνολικό ρεύμα διάχυσης οπών που διασχίζει την  $J_C$  από τη βάση είναι

$$I_{pC} \equiv I_{pC1} + I_{pCO} \quad 6.6$$

και το μέτρο του είναι ανάλογο με την κλίση της κατανομής της πυκνότητας  $p_n$  στην ένωση  $J_C$ .

Από την εξ. 6.5 προκύπτει ότι εάν δεχθούμε ότι το ρεύμα  $I_{CO}$  σαν ανάστροφο ρεύμα κόρου είναι πολύ μικρότερο της άλλης συνιστώσας ( $\alpha_F I_E$ ) μπορούμε να πούμε με πολύ καλή προσέγγιση ότι ισχύει η σχέση:

$$\alpha_F = -\frac{I_C}{I_E} \quad 6.7$$

Το  $\alpha_F$  ονομάζεται **κέρδος ρεύματος μεγάλου σήματος (Large Signal Current Gain)** ενός τρανζίστορ κοινής βάσης. Επειδή τα  $I_C$  και  $I_E$  έχουν αντίθετα πρόσημα, το  $\alpha_F$  ορίζεται πάντοτε θετικό. Τυπικές τιμές του  $\alpha_F$  είναι από 0.98 έως 0.995. Θα πρέπει να τονιστεί ότι το  $\alpha_F$  δεν είναι μία σταθερά αλλά μεταβάλλεται με το ρεύμα του εκπομπού  $I_E$ , την τάση του συλλέκτη  $V_{CB}$ , και τη θερμοκρασία.



Η πλήρης έκφραση για την  $I_C$  για οποιεσδήποτε τιμές των  $V_C$  και  $I_E$  (δηλαδή για οποιαδήποτε πόλωση της ένωσης συλλέκτη – βάσης) είναι

$$I_C = -\alpha_F I_E + I_{CO} (e^{V_{CB}/V_T} - 1) \quad 6.8$$

Εφαρμόζοντας στο τρανζίστορ τον νόμο του Kirchoff για τους κόμβους έχουμε, όπως ήδη προαναφέραμε,

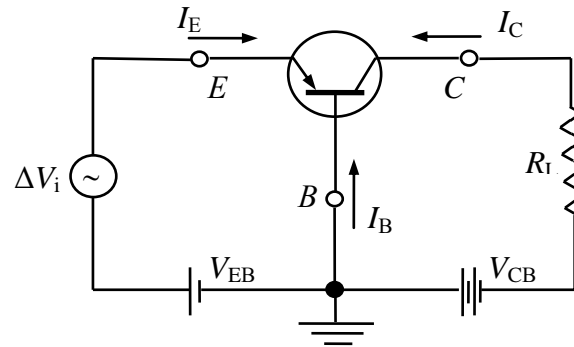
$$I_E + I_B + I_C = 0 \quad 6.9$$

από όπου προκύπτει

$$I_B = - (1 - \alpha_F) I_E + I_{CO} \quad 6.10$$

Το  $I_B$  είναι πολύ μικρό γιατί είναι η διαφορά των δύο σχεδόν ίσων ρευμάτων  $I_E$  και  $I_C$ , πράγμα που φαίνεται από τη σχέση 6.5 αφού  $\alpha_F \cong 1$  και το  $I_{CO}$  έχει πολύ μικρή τιμή.

### Ενισχυτική ιδιότητα του τρανζίστορ



Μια μικρή αύξηση  $\Delta V_i$  στην τάση  $V_{EB}$  προκαλεί μεγάλη αύξηση ρεύματος  $\Delta I_E$ , γιατί η ένωση  $J_E$  είναι πολωμένη ορθά. Επειδή το  $I_{C0}$  είναι πολύ μικρό θα είναι από την 6.5,

$$\Delta I_C = -\alpha_F \Delta I_E \quad 6.11$$

οπότε

$$\Delta V_L = -R_L \Delta I_C = \alpha_F R_L \Delta I_E \quad 6.12$$

Ο λόγος  $A$  της  $\Delta V_L$ , δηλαδή της μεταβολής της τάσης εξόδου, προς τη μεταβολή της τάσης εισόδου  $\Delta V_i$  είναι η ενίσχυση τάσης που πραγματοποιεί το τρανζίστορ και είναι

$$A = \frac{\Delta V_L}{\Delta V_i} = \frac{\alpha_F R_L \Delta I_E}{r_{ac} \Delta I_E} = \frac{\alpha_F R_L}{r_{ac}} \quad 6.13$$

όπου  $r_{ac}$  η δυναμική (εσωτερική) αντίσταση της ένωσης  $J_E$  στο σημείο λειτουργίας. Τυπικές τιμές για τα  $R_L$ ,  $r_{ac}$  και  $A$  είναι

$$R_L = 3\text{k}\Omega, \quad r_{ac} = 40 \Omega, \quad \text{και} \quad \boxed{A = +75}$$

Ο απλοποιημένος αυτός υπολογισμός δείχνει καθαρά ότι **το ρεύμα  $I_E$  μεταφέρεται από μια χαμηλή αντίσταση εισόδου (την  $r_{ac}$ ) σε μια υψηλή αντίσταση εξόδου την  $R_L$** . Δημιουργείται έτσι ενίσχυση τάσης και ισχύος. Σε αυτήν την ιδιότητα της μεταφοράς της χαμηλής αντίστασης εισόδου στην υψηλή αντίσταση εξόδου οφείλεται το όνομα του **τρανζίστορ (TRANSfer reSISTOR)**.

### 6.2.1. Μαθηματική ανάλυση της λειτουργίας του Τρανζίστορ

Γενικά στα τρανζίστορ, ισχύουν οι ανισότητες

$$p_p > n_n > p'_p \quad 6.14$$

$$n_p < p_n < n'_p \quad 6.15$$

Η πυκνότητα ρεύματος μιας ένωσης p-n που πολώνεται ορθά, είναι

$$J = J_{\Delta n}(0) + J_{\Delta p}(0) \quad 6.16$$

όπου  $J_{\Delta n}(0)$  και  $J_{\Delta p}(0)$  είναι οι πυκνότητες ρεύματος ηλεκτρονίων και οπών πάνω στον άξονα της ένωσης, όπου θεωρούμε την αρχή του άξονα των  $x$ , δηλαδή στη θέση  $x=0$ .

Με αρκετή προσέγγιση μπορούμε να αμελήσουμε την πυκνότητα ρεύματος διάχυσης ηλεκτρονίων οπότε θα είναι

$$J \cong J_{\Delta p}(0) \quad 6.17$$

Η εξίσωση διάχυσης δίνεται, όπως και στην κρυσταλλοδίοδο από τη σχέση

$$D_p \frac{d^2 p_n(x)}{dx^2} = \frac{\Delta p_n(x)}{\tau_p} \quad 6.21$$

Η εξίσωση αυτή έχει όρια ολοκλήρωσης που προκύπτουν εύκολα από την φυσική θεώρηση του τρανζίστορ που προηγήθηκε

$$\text{για } x=0 \rightarrow p_n(0) = p_n \exp \frac{V_{EB}}{V_T} \quad 6.22$$

$$\text{για } x=d \rightarrow p_n(d) = p_n \exp \frac{V_{CB}}{V_T} \quad 6.23$$

Η ολοκλήρωση της εξ. 6.21 με τα παραπάνω όρια, δίνει τις παρακάτω λύσεις για τις συνιστώσες ρεύματος εκπομπού  $I_E$  και συλλέκτη  $I_C$

$$I_E = I_{ES} \left( e^{V_{EB}/V_T} - 1 \right) - \alpha_R I_{CS} \left( e^{V_{CB}/V_T} - 1 \right) \quad 6.24$$

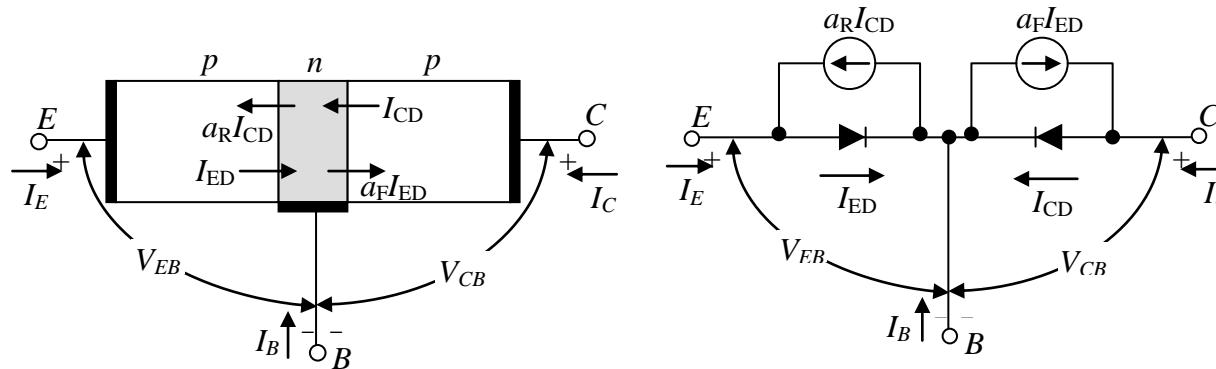
$$I_C = -\alpha_F I_{ES} \left( e^{V_{EB}/V_T} - 1 \right) + I_{CS} \left( e^{V_{CB}/V_T} - 1 \right) \quad 6.25$$

Οι δείκτες F, R και S δηλώνουν συνθήκες ορθής πόλωσης, ανάστροφης πόλωσης και βραχυκύκλωσης, αντίστοιχα. Αναφέρονται στην ορθή (F) μετάδοση από τον εκπομπό στο συλλέκτη και στην ανάστροφη (R) μετάδοση από το συλλέκτη στον εκπομπό.

Ο όρος  $I_{CS}$  παριστάνει το ανάστροφο ρεύμα κόρου της διόδου του συλλέκτη, δηλαδή το ρεύμα συλλέκτη με βραχυκυκλωμένο τον εκπομπό  $V_{EB}=0$ , και  $V_{CB}$  ανάστροφα πολωμένη ώστε  $e^{V_{CB}/V_T} \ll 1$ .

Ο όρος  $I_{ES}$  παριστάνει το ανάστροφο ρεύμα κόρου της διόδου του εκπομπού, με βραχυκυκλωμένο τον συλλέκτη  $V_{CB}=0$ .

Οι παράμετροι  $\alpha_F$  και  $\alpha_R$  είναι μικρότερες από τη μονάδα, αφού δεν ζευγνύεται όλη η ποσότητα ρεύματος από τη μία ένωση στην άλλη ένωση.



Σχ. 6.8. Συνιστώσες ρευμάτων σε τρανζίστορ p-n-p. Επισημαίνονται οι συμβατικές φορές ρευμάτων και τάσεων. Ισοδύναμο κύκλωμα.

Οι τέσσερις ποσότητες  $I_{ES}$ ,  $I_{CS}$ ,  $\alpha_F$  και  $\alpha_R$  είναι συναρτήσεις των πυκνοτήτων προσμείξεως και της γεωμετρίας του τρανζίστορ. Δεν είναι ανεξάρτητες αλλά ικανοποιούν τη σχέση αμοιβαιότητας (ή συνθήκη αντιστροφής)

$$\boxed{\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS}} \quad 6.26$$

Επιπλέον αυτών των παραμέτρων μπορούν να οριστούν δύο ακόμα παράμετροι. Η Η παράμετρος  $I_{CO}$  ορίζεται σχετικά με συνθήκες ανοικτού κυκλώματος, δηλαδή είναι το ανάστροφο ρεύμα συλλέκτη όταν  $I_E=0$ , και η ανάστροφη τάση  $V_{CB}$  είναι τέτοια ώστε  $e^{V_{CB}/V_T} \ll 1$ .

Η παράμετρος  $I_{EO}$  είναι το ανάστροφο ρεύμα εκπομπού που ρέει όταν  $I_C=0$  και  $e^{V_{EB}/V_T} \ll 1$ .

Οι ποσότητες  $I_{CO}$  και  $I_{EO}$  μπορούν να ληφθούν σε συνδυασμό με τις άλλες τέσσερις παραμέτρους, αν εφαρμοστούν οι συνθήκες ορισμού τους. Για παράδειγμα, για να βρούμε το  $I_{CO}$  θέτουμε  $I_C=-I_{CO}$  και  $I_E=0$  στην 6.24, χρησιμοποιούμε την προσέγγιση  $e^{V_{CB}/V_T} \ll 1$  και απαλείφουμε τον παράγοντα  $(e^{V_{EB}/V_T} - 1)$ , στις 6.24 και 6.25. Έτσι βρίσκουμε

$$I_{CO} = (1 - \alpha_F \alpha_R) I_{CS} \quad 6.27$$

$$I_{EO} = (1 - \alpha_F \alpha_R) I_{ES} \quad 6.28$$

Τα κέρδη ρεύματος  $\alpha_F$  και  $\alpha_R$  ορίζονται από τις σχέσεις:

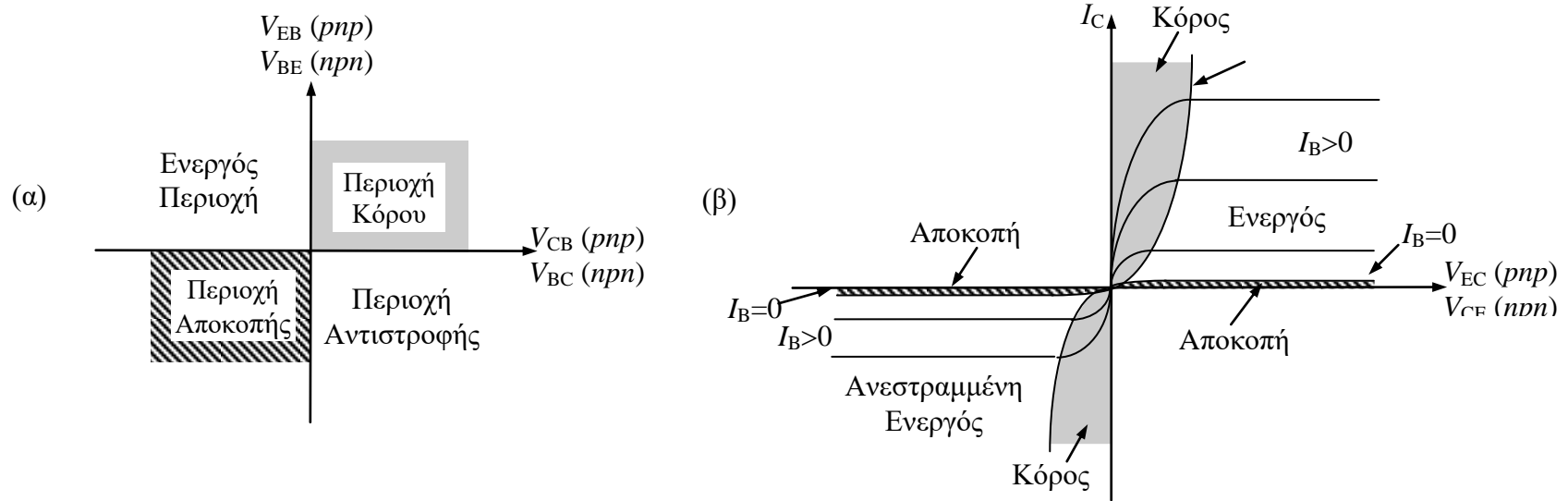
Ανάστροφο κέρδος ρεύματος

$$\boxed{\alpha_R = - \left. \frac{I_E}{I_C} \right|_{V_{EB}=0}} \quad 6.29$$

Κανονικό κέρδος ρεύματος

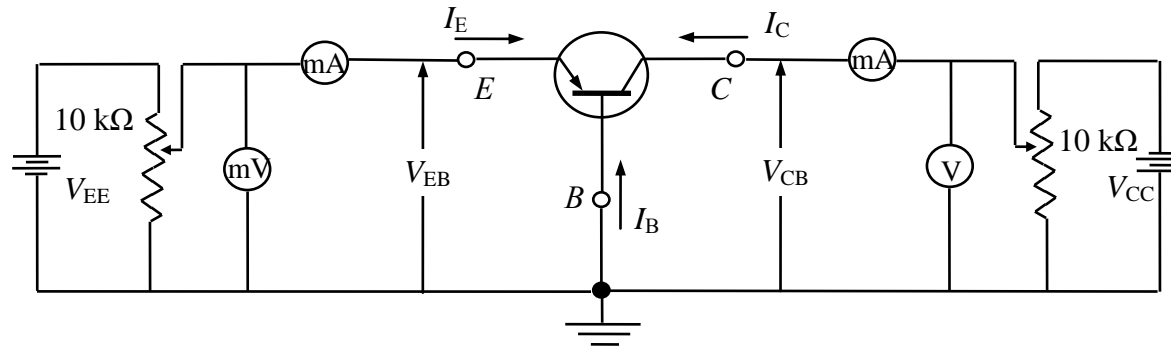
$$\boxed{\alpha_F = - \left. \frac{I_C}{I_E} \right|_{V_{CB}=0}} \quad 6.30$$

### Στατικές Χαρακτηριστικές του Τρανζίστορ



Σχ. 6.9. α) Συνδυασμοί των τάσεων εισόδου και εξόδου ενός τρανζίστορ. β) Περιοχές λειτουργίας ενός τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού για διάφορους τρόπους πόλωσης.

### 6.3.1. Συνδεσμολογία Κοινής Βάσης



Σχ. 6.10. Κύκλωμα πόλωσης τρανζίστορ p-n-p κοινής βάσης.

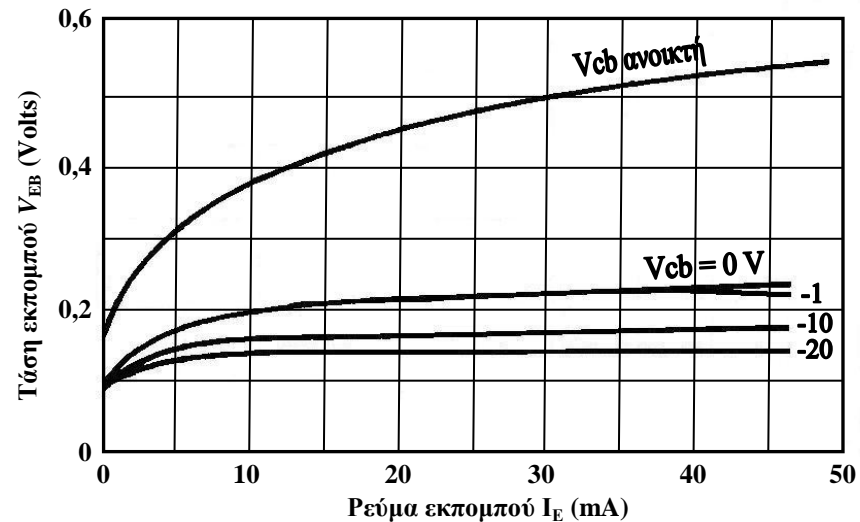
Υπάρχουν τέσσερις μεταβλητές στο τρανζίστορ και για να παρουσιάσουμε σε ένα διάγραμμα τις τιμές τους πρέπει αυτό να γίνει ανά τρεις σε δύο διαγράμματα.

Οι τυπικές χαρακτηριστικές εισόδου θα παριστάνουν τη σχέση του ρεύματος εισόδου  $I_E$  συναρτήσει της τάσης  $V_{BE}$ , με παράμετρο την τάση ανάστροφης πόλωσης της εξόδου,  $V_{CB}$ .

Χαρακτηριστική εισόδου  $I_E = -\alpha_R I_C + I_{EO} \left( e^{V_{EB}/V_T} - 1 \right)$  6.31

Χαρακτηριστική εξόδου  $I_C = -\alpha_F I_E + I_{CO} \left( e^{V_{CB}/V_T} - 1 \right)$  6.32

### Χαρακτηριστικές εισόδου

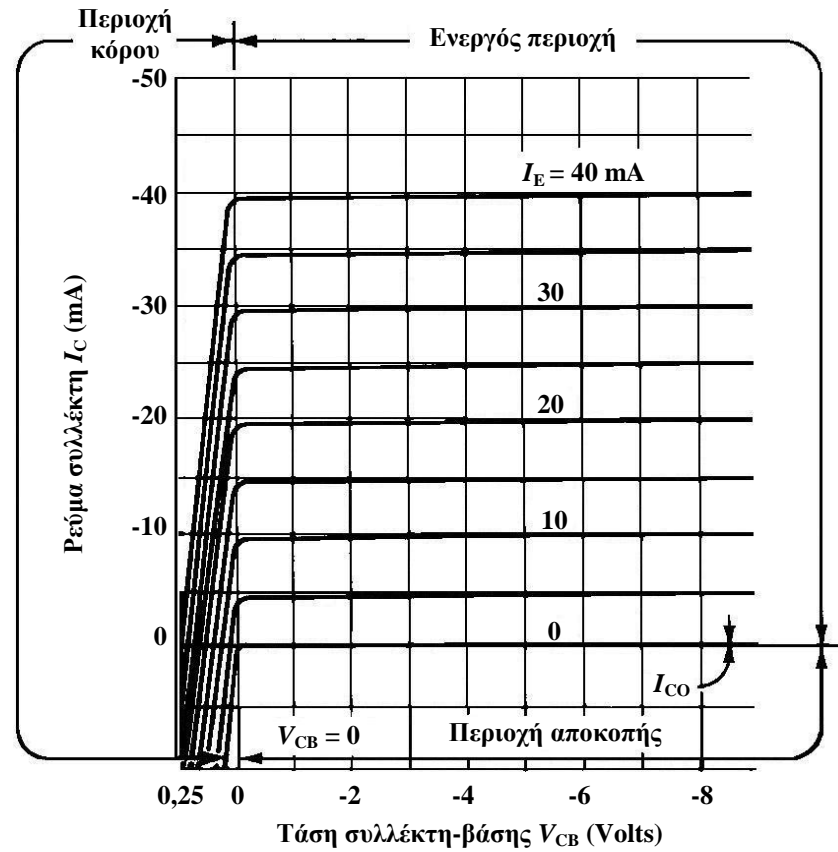


Σχ. 6.11. Χαρακτηριστικές καμπύλες εισόδου κοινής βάσης τρανζίστορ γερμανίου p-n-p.

Στο κύκλωμα του Σχ. 6.10 θεωρούμε σαν είσοδο την τάση  $V_{EB}$  που εφαρμόζεται μεταξύ εκπομπού και βάσης. Επειδή η ένωση εκπομπού-βάσης είναι ορθά πολωμένη, η σχέση ρεύματος  $I_E$  και τάσης  $V_{EB}$  με ανοικτό το κύκλωμα συλλέκτη, θα είναι η σχέση ρεύματος τάσης σε μια ορθά πολωμένη δίοδο. Όταν η ένωση συλλέκτη-βάσης πολωθεί ανάστροφα, τότε το ρεύμα  $I_E$  για δεδομένη  $V_{EB}$  θα αυξηθεί, επειδή αυξάνεται το πλάτος της περιοχής έλλειψης φορέων (περιοχή απογύμνωσης) στην επαφή συλλέκτη-βάσης. Άρα ελαττώνεται το ουσιαστικό πλάτος της βάσης και γίνεται πιο γρήγορη διάχυση φορέων προς τον συλλέκτη. Στο Σχ. 6.11 δίνονται οι χαρακτηριστικές εισόδου για τη συνδεσμολογία βάσης. Οι χαρακτηριστικές αυτές είναι η σχέση μεταξύ  $I_E$  και  $V_{EB}$  με παράμετρο την  $V_{CB}$ . Παρατηρούμε ότι η τάση  $V_{CB}$  επιδρά λίγο πάνω στις μετρήσεις και ότι οι καμπύλες για διάφορες τιμές της βρίσκονται κοντά η μία σε σχέση με την άλλη.



### Χαρακτηριστικές εξόδου



Σχ. 6.12. Χαρακτηριστικές καμπύλες εξόδου κοινής βάσης τρανζίστορ γερμανίου p-n-p.

Οι χαρακτηριστικές αυτές είναι σμήνος από καμπύλες που εκφράζουν τη σχέση μεταξύ  $I_C$  και  $V_{CB}$  με παράμετρο το ρεύμα  $I_E$ .

– Ενεργός Περιοχή

Η ένωση εκπομπού-βάσης είναι ορθά πολωμένη. Η ένωση συλλέκτη-βάσης ανάστροφα πολωμένη. Όταν  $I_E = 0$ , θα είναι  $I_C \cong I_{C0} \cong 0$ . Για  $I_E \neq 0$ ,  $I_C \cong -\alpha_F I_E$  και ανεξάρτητο της  $V_{CB}$ . Βλέπουμε λοιπόν ότι το ρεύμα  $I_C$  εξαρτάται από το ρεύμα  $I_E$ , δηλαδή ελέγχεται από την ορθή πόλωση της βάσης. Αυτό είναι σωστό διότι ουσιαστικά το ρεύμα της ανάστροφα πολωμένης ένωσης συλλέκτη-βάσης εξαρτάται από τη διάχυση φορέων από τον εκπομπό στη βάση, άρα από το  $I_E$ .

– Περιοχή Κόρου

Η ένωση εκπομπού-βάσης είναι ορθά πολωμένη. Η ένωση συλλέκτη-βάσης είναι επίσης ορθά πολωμένη. Σ' αυτήν την περίπτωση  $V_{CB} \cong 0$  ή ελαφρά θετική. Η ορθή πόλωση της ένωσης συλλέκτη-βάσης εξηγεί την απότομη αύξηση του ρεύματος με μικρή αύξηση της  $V_{CB}$ , γιατί ορθή πόλωση της ένωσης συλλέκτη-βάσης σημαίνει ρεύμα οπών από τον συλλέκτη στη βάση, δηλ. ρεύμα αντίθετο από το  $-\alpha_F I_E$ .

– Περιοχή Αποκοπής

Η ένωση εκπομπού-βάσης είναι ανάστροφα πολωμένη. Η ένωση συλλέκτη-βάσης είναι επίσης ανάστροφα πολωμένη. Η περιοχή αυτή είναι κάτω από τη χαρακτηριστική  $I_E = 0$ , οπότε  $I_C = I_{C0}$ .

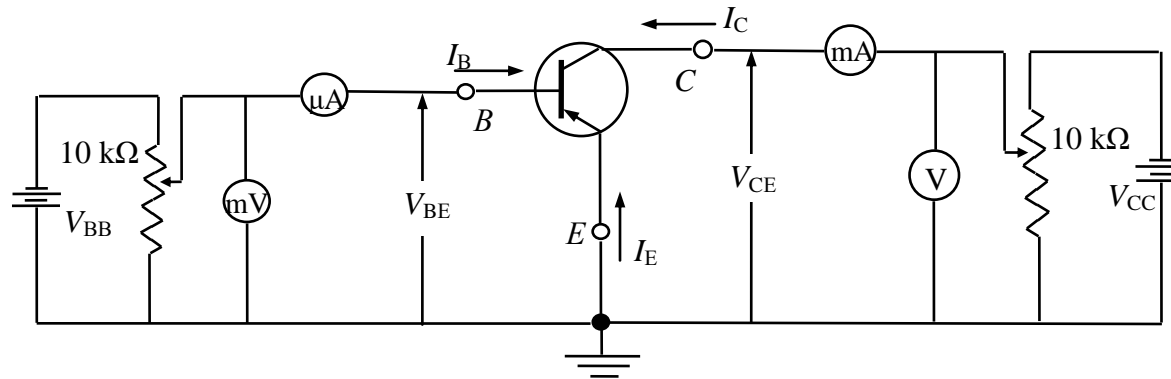
Από το κύκλωμα πόλωσης για λειτουργία στην ενεργό περιοχή, μπορούμε να υπολογίσουμε τις σταθερές 6.26-6.30 των εξ. 6.24-6.25 με μετρήσεις μικρών μεταβολών. Για να μετρηθούν οι σταθερές ορίζεται πρώτα ένα σημείο ηρεμίας  $Q$  και μετά γίνονται οι μετρήσεις ως εξής.

Για το κέρδος ρεύματος, μετράμε μικρές μεταβολές των ρευμάτων  $\Delta I_E$  και  $\Delta I_C$  κρατώντας σταθερή την τάση  $V_{EB}$  για το ανάστροφο και την  $V_{CB}$  για το κανονικό κέρδος.

Για το ανάστροφο ρεύμα εκπομπού  $I_{E0}$  μετράμε το ρεύμα εκπομπού με ανοικτό το κύκλωμα συλλέκτη  $I_C = 0$  και με αρκετά μεγάλη ανάστροφη τάση πόλωσης εκπομπού-βάσης δηλαδή  $V_{EB} \ll -V_T$ .

Για το ανάστροφο ρεύμα συλλέκτη  $I_{C0}$  μετράμε το ρεύμα συλλέκτη με ανοικτό το κύκλωμα εκπομπού  $I_E = 0$  και με αρκετά μεγάλη ανάστροφη τάση πόλωσης συλλέκτη-βάσης δηλαδή  $V_{CB} \ll -V_T$ .

### 6.3.2. Συνδεσμολογία Κοινού Εκπομπού



Σχ. 6.13. Κύκλωμα πόλωσης τρανζίστορ p-n-p κοινού εκπομπού.

Στη συνδεσμολογία κοινού εκπομπού, το ρεύμα της βάσης  $I_B$  είναι το ρεύμα εισόδου, ενώ το ρεύμα συλλέκτη  $I_C$  είναι το ρεύμα εξόδου.

$$I_B = -(I_C + I_E) \quad 6.34$$

$$V_{CB} = V_{CE} + V_{EB} = V_{CE} - V_{BE} \quad 6.35$$

Χρησιμοποιώντας τις παραπάνω σχέσεις παίρνουμε

Χαρακτηριστική εισόδου

$$I_B = -I_{ES} (1 - \alpha_F) \left( e^{-V_{BE}/V_T} - 1 \right) - I_{CS} (1 - \alpha_R) \left( e^{(V_{CE} - V_{BE})/V_T} - 1 \right) \quad 6.36$$

Η 6.36 μπορεί να λυθεί ως προς τον όρο  $e^{V_{BE}/V_T}$ , σχετικά με τις ποσότητες  $I_B$  και  $V_{CE}$  και μετά από αντικατάσταση στην 6.25 βρίσκεται το  $I_C$ .

Μια χρήσιμη σχέση μπορεί να βρεθεί απευθείας από την 6.32 χρησιμοποιώντας την εξίσωση  $I_E = -(I_C + I_B)$ . Η σχέση αυτή είναι

Χαρακτηριστική εξόδου

$$I_C = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} I_B + \frac{I_{CO}}{1 - \alpha_F} \left( e^{(V_{CE} - V_{BE})/V_T} - 1 \right) \quad 6.37$$

Αν σε ένα τρανζίστορ  $pnp$ ,  $V_{CB} = V_{CE} - V_{BE} < -0.1V$ , τότε το εκθετικό μέρος του δεύτερου όρου στην 6.37 προσεγγίζει το μηδέν και η εξίσωση αυτή απλοποιείται στην

$$I_C = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} I_B - \frac{I_{CO}}{1 - \alpha_F} \quad 6.40$$

Ορίζουμε την παράμετρο  $\beta_F$

$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} = \left. \frac{I_C}{I_B} \right|_{V_{CB}=0} \quad 6.41$$

ως το κέρδος ρεύματος κοινού εκπομπού του τρανζίστορ που είναι αριθμός της τάξης 50 έως 500 και εξαρτάται από τον τύπο του τρανζίστορ. Με βάση τον ορισμό αυτό, η σχέση 6.41 γίνεται

$$I_C = \beta_F I_B - (\beta_F + 1) I_{CO} \quad 6.42$$

Παρατηρούμε ότι για  $I_B = 0$ , δηλαδή με ανοικτό το κύκλωμα της βάσης

$$I_C = I_{CO}(1 + \beta_F) \quad 6.43$$

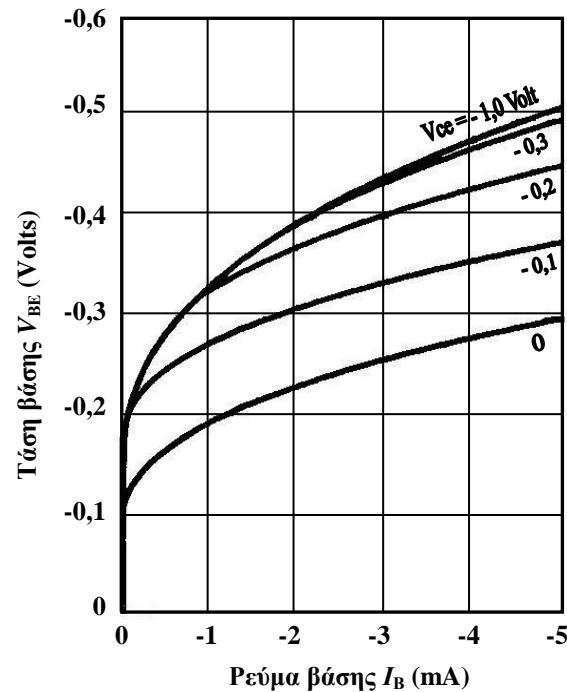
Από τη σχέση 6.42, επειδή  $I_{CO} \ll I_B$  έπεται ότι

$$I_C = \beta_F I_B \quad 6.44$$

και γι' αυτό ο **συντελεστής  $\beta$**  λέγεται και **συντελεστής ενίσχυσης ρεύματος ή κέρδος ρεύματος (συνεχούς)**.

### Χαρακτηριστικές εισόδου

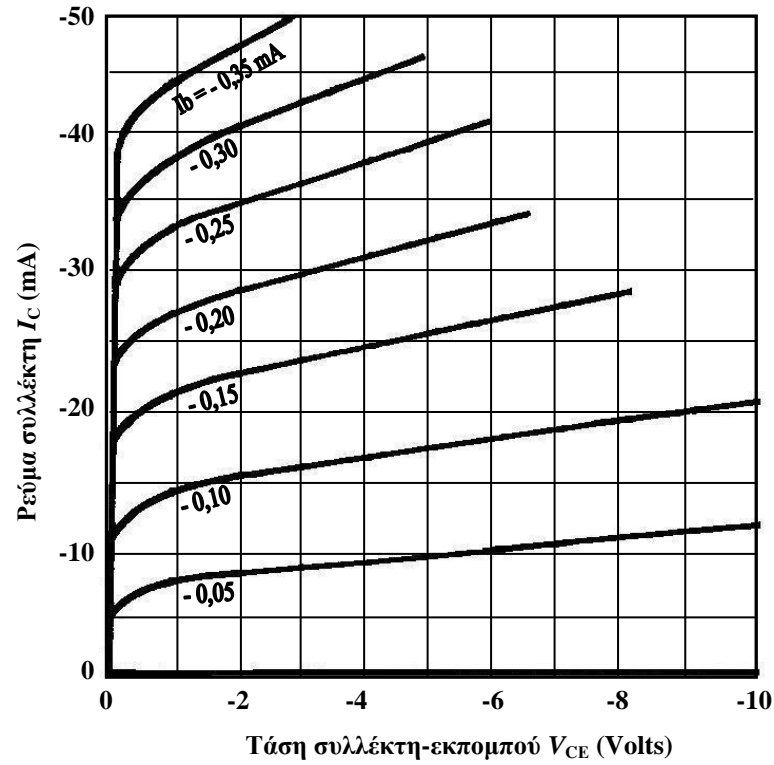
Για  $V_{CE} = 0$ , δηλαδή για βραχυκυκλωμένους τον συλλέκτη και τον εκπομπό, έχουμε τη χαρακτηριστική μιας ορθά πολωμένης διόδου. Για  $V_{BE} = 0$  θα είναι  $I_B = 0$  γιατί όλοι οι ακροδέκτες του τρανζίστορ είναι βραχυκυκλωμένοι. Αυξάνοντας την απόλυτη τιμή της  $V_{CE}$  με σταθερή τη  $V_{BE}$ , ελαττώνεται το πλάτος της βάσης οπότε ελαττώνεται το ρεύμα επανασύνδεσης. Αυτό εξηγεί και τη μετατόπιση στις καμπύλες για τιμές του  $V_{CE} < 0$ .



Σχ. 6.14. Χαρακτηριστικές καμπύλες εισόδου κοινού εκπομπού τρανζίστορ γερμανίου p-n-p.

### Χαρακτηριστικές εξόδου

Οι χαρακτηριστικές εξόδου είναι, όπως ήδη είπαμε, η οικογένεια καμπυλών  $I_C = f(V_{CE}, I_B)$  με παράμετρο το ρεύμα βάσης  $I_B$ .



Σχ. 6.15. Χαρακτηριστικές καμπύλες εξόδου κοινού εκπομπού τρανζίστορ γερμανίου p-n-p.

– Ενεργός Περιοχή

Σαν ενεργός περιοχή χαρακτηρίζεται η περιοχή του επιπέδου  $V_{CE}$ ,  $I_C$  για τιμές της  $V_{CE}$  μεγαλύτερες από μερικά δέκατα του Volt και για τιμές του  $I_B \leq 0$ . Στην ενεργό περιοχή η ένωση συλλέκτη-βάσης είναι ανάστροφα πολωμένη και ισχύει η σχέση 6.42, δηλαδή το ρεύμα εξόδου είναι ανάλογο με το ρεύμα εισόδου.

– Περιοχή Αποκοπής

Περιοχή αποκοπής είναι η περιοχή του επιπέδου  $V_{CE}$ ,  $I_C$  για τιμές του  $I_B > 0$ . Από τη σχέση 6.42 είναι φανερό πως για  $I_B = 0$  θα είναι

$$I_C = (1 + \beta_F) I_{CO} \quad 6.45$$

Το  $(1 + \beta_F) I_{CO}$  συμβολίζεται με το  $I_{CEO}$  οπότε έχουμε για  $I_B = 0$

$$I_C = I_{CEO} \quad 6.46$$

Δηλαδή το ρεύμα συλλέκτη δεν είναι μηδέν. Για να έχουμε όσο το δυνατόν μικρότερο ρεύμα συλλέκτη πρέπει η επαφή εκπομπού-βάσης να πολωθεί ελαφρά ανάστροφα.

Έτσι, σαν περιοχή αποκοπής ορίζεται η περιοχή όπου  $I_E = 0$ , οπότε: (τότε και μόνο)  $I_C = I_{CO}$ .

Οι τιμές της ανάστροφης τάσης  $V_{EB}$  για να πετύχουμε  $I_C = I_{CO}$ , δηλαδή για να οδηγηθεί τα τρανζίστορ στην αποκοπή, είναι για τρανζίστορ γερμανίου:  $|V_{EB}| \geq 0.1$  Volt και για το τρανζίστορ πυριτίου  $|V_{EB}| \geq 0$  Volt. Σημειώνεται ότι η ανάστροφη τάση  $V_{EB}$  δεν πρέπει να περνάει μια μέγιστη τιμή  $V_{EBO}$ , που ονομάζεται “ανάστροφη τάση καταστροφής” (reverse breakdown voltage,  $V_{EBO}$ ). Για τιμές της ανάστροφης  $V_{EB}$  για τις οποίες  $|V_{EB}| > |V_{EBO}|$  προκαλείται μόνιμη καταστροφή της ένωσης εκπομπού-βάσης. Η τιμή της  $V_{EBO}$  είναι χαρακτηριστική για κάθε τύπο τρανζίστορ και δίνεται από τον κατασκευαστή. Οι τιμές της  $V_{EBO}$  ανάλογα με τον τύπο του τρανζίστορ κυμαίνονται μεταξύ 0.5 V και μερικών δεκάδων Volt.

– Περιοχή Κόρου

Στην περιοχή κόρου οι ενώσεις συλλέκτη-βάσης και εκπομπού-βάσης είναι ορθά πολωμένες. Όταν οι ενώσεις συλλέκτη-βάσης και εκπομπού-βάσης είναι ορθά πολωμένες, οι τιμές  $V_{BE}$  και  $V_{BC}$  είναι της τάξης μερικών δεκάτων του Volt. Επειδή  $V_{CE} = V_{BE} - V_{BC}$ , θα είναι η  $V_{CE}$  της ίδιας τάξης μεγέθους. Άρα η περιοχή κόρου στο διάγραμμα του Σχ. 6.15 θα είναι, για τον άξονα  $V_{CE}$ , κοντά στο μηδέν όπου όπως φαίνεται από το σχήμα οι χαρακτηριστικές για τις διάφορες τιμές του  $I_B$  σμίγουν και πέφτουν στο μηδέν (αρχή

των αξόνων). Βλέπουμε τότε ότι στην περιοχή κόρου το ρεύμα συλλέκτη, που συμβολίζεται με  $I_{C,SAT}$ , είναι ανεξάρτητο από το ρεύμα βάσης  $I_B$  για συγκεκριμένη πόλωση συλλέκτη  $V_{CC}$  και  $R_C$ . Επειδή στην περιοχή κόρου η  $V_{CE}$ , που συμβολίζεται με  $V_{CE,SAT}$ , έχει πολύ μικρή τιμή ( $V_{CE,SAT} = 100 \text{ mV}$ ) η τιμή του  $I_C$  θα είναι

$$I_{C,SAT} \approx \frac{V_{CC}}{R_C} \quad 6.47$$

Η ποσότητα

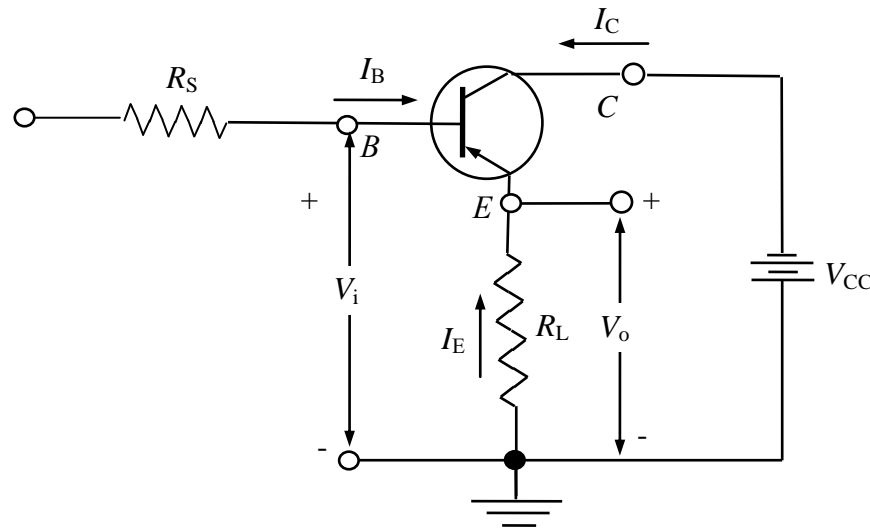
$$R_{CE,SAT} = \frac{V_{CE,SAT}}{I_{C,SAT}} \quad 6.48$$

λέγεται αντίσταση κόρου για κοινό εκπομπό και είναι της τάξης των μερικών Ohm. Τυπικές τιμές της  $V_{BE}$  όταν το τρανζίστορ βρίσκεται στον κόρο είναι για τρανζίστορ n-p-n πυριτίου  $V_{BE,SAT} = 0.8 \text{ Volt}$  και για τρανζίστορ n-p-n γερμανίου  $V_{BE,SAT} = 0.3 \text{ Volt}$ . Σημειώνεται ότι μια μεγάλη κατηγορία κυκλωμάτων με τρανζίστορ, τα λογικά κυκλώματα, λειτουργούν στις περιοχές κόρου και αποκοπής, σε αντίθεση με τα κυκλώματα ενίσχυσης που, όπως αναφέρθηκε, λειτουργούν πάντα στην ενεργό περιοχή.



### 6.3.3. Συνδεσμολογία Κοινού Συλλέκτη

Η συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη είναι βασικά η ίδια με την συνδεσμολογία κοινού εκπομπού (αμοιβαία αλλαγή του συλλέκτη και του εκπομπού) με τη διαφορά ότι η αντίσταση φορτίου βρίσκεται στο κύκλωμα του εκπομπού αντί στο κύκλωμα συλλέκτη. Τα ρεύματα, οι τάσεις, και γενικά η συμπεριφορά του τρανζίστορ στο κύκλωμα είναι παρόμοια με τη συμπεριφορά του στη συνδεσμολογία κοινού εκπομπού.



Σχ. 6.16. Συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη.

Στη συνδεσμολογία αυτή, ο συλλέκτης είναι ο κοινός ακροδέκτης στο κύκλωμα εισόδου και εξόδου. Τα μεγέθη που καθορίζουν τη συμπεριφορά του τρανζίστορ, είναι τα ρεύματα βάσης  $I_B$  και εκπομπού  $I_E$  και οι τάσεις  $V_{BC}$  και  $V_{EC}$ . Από αυτά, ανεξάρτητες μεταβλητές (παράμετροι) θα είναι τα μεγέθη  $I_B$  και  $V_{EC}$ , ενώ τα άλλα δύο μεγέθη θα είναι συναρτήσεις των προηγούμενων, δηλ.

$$I_E = f_1(I_B, V_{EC}) \quad 6.49$$

και παρόμοια

$$V_{BC} = f_2(I_B, V_{EC}) \quad 6.50$$

Οι χαρακτηριστικές καμπύλες κοινού συλλέκτη είναι περίπου ίδιες με αυτές του κοινού εκπομπού. Επειδή η αντίσταση του συλλέκτη έχει μηδενική τιμή, ο συλλέκτης γειώνεται στο ac, μέσω της πηγής τροφοδοσίας. Το σήμα εισόδου οδηγεί τη βάση και η έξοδος λαμβάνεται από τον εκπομπό. Το κέρδος τάσης του ακόλουθου εκπομπού είναι ίσο ή μικρότερο από τη μονάδα, ενώ το σήμα εξόδου πάνω στην αντίσταση  $R_L$ ,  $V_o$ , βρίσκεται σε φάση με το σήμα εισόδου,  $V_i$ . Εξαιτίας της ενίσχυσης του ρεύματος, η σύνθετη αντίσταση εισόδου, που φαίνεται από τη βάση του transistor, είναι πολύ μεγάλη. Με τον ακόλουθο εκπομπό δηλαδή, μετατρέπουμε μια μεγάλη σύνθετη αντίσταση εισόδου σε μια μικρή σύνθετη αντίσταση εξόδου.

Η ιδιότητα αυτή του ακόλουθου εκπομπού είναι ιδιαίτερα χρήσιμη για προσαρμογή ενός κυκλώματος με υψηλή αντίσταση εξόδου σε ένα φορτίο χαμηλής αντίστασης. Για παράδειγμα, αν συνδέσουμε μια πηγή με μεγάλη εσωτερική αντίσταση σε μια μικρή αντίσταση φορτίου, η περισσότερη τάση θα πέσει στην εσωτερική αντίσταση της πηγής και το σήμα θα χαθεί. Ένας τρόπος να ξεπεραστεί αυτό το πρόβλημα, είναι η τοποθέτηση ενός ακόλουθου εκπομπού, ανάμεσα στην πηγή και το φορτίο. Ο ακόλουθος εκπομπό αυξάνει την αντίσταση φορτίου και μειώνει την απώλεια του σήματος. Στο κύκλωμα του Σχ. 6.16 ισχύει:

$$V_E = V_B - 0,7 \text{ V (για τρανζίστορ πυριτίου)} \quad 6.51$$

Δηλαδή η έξοδος  $V_E$  είναι σχεδόν ίση με την είσοδο  $V_B$  και επομένως το DC κέρδος τάσης είναι περίπου ίσο με τη μονάδα (στην πράξη λίγο μικρότερο από 1, λόγω της μικρής πτώσης τάσης 0,7 V πάνω στην ορθά πολωμένη ένωση βάσης-εκπομπού). Επίσης, η συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη, αντίθετα από τις άλλες δύο συνδεσμολογίες (κοινού εκπομπού και κοινής βάσης), είναι μια μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία, διότι οι τάσεις εισόδου  $V_i$  και εξόδου  $V_o$  είναι σε φάση. Από τη λειτουργία του τρανζίστορ ισχύει επίσης:

$$I_E = -(I_C + I_B) \quad 6.52$$

$$I_C = \beta_F I_B \quad 6.53$$

Και επειδή το  $\beta_F$  έχει πολύ μεγάλη τιμή  $\beta_F \sim 100$ ,  $I_E \approx I_C$ . Η αντίσταση εκπομπού  $R_L$  διαρρέεται από το άθροισμα των ρευμάτων βάσης και συλλέκτη. Δηλαδή, το κέρδος ρεύματος του ενισχυτή σε συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη είναι

$$I_E = -(I_C + I_B), A_i = -\frac{I_E}{I_B} = \frac{I_C + I_B}{I_B} \text{ και } A_i = \beta_F + 1 \quad 6.54$$

Ας υπολογίσουμε την αντίσταση εισόδου στον ακόλουθο εκπομπού. Θα έχουμε

$$Z_{IN} = \frac{\Delta V_B}{\Delta I_B} = \frac{\Delta V_E}{\Delta I_B} = \frac{\Delta V_E}{\Delta I_C} \cdot \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{\Delta V_E}{\Delta I_C} \cdot \beta_F = \frac{\Delta V_E}{\Delta I_E} \cdot \beta_F = \beta_F \cdot R_L \quad 6.55$$

Η αντίσταση εξόδου του ακόλουθου εκπομπού θα δίνεται από

$$Z_{OUT} = \frac{\Delta V_E}{\Delta I_E} \quad 6.56$$

Κοιτάζοντας προς τα πίσω διαμέσου του εκπομπού βλέπουμε μια αντίσταση ίση με  $\frac{R_S}{\beta_F}$ .

Αυτό διότι:

$$R_E = \frac{\Delta V_E}{\Delta I_E} = \frac{\Delta V_B}{\beta_F \Delta I_B} = \frac{R_S}{\beta_F} \quad 6.57$$

Η αντίσταση αυτή είναι παράλληλη με την  $R_L$ . Άρα, η συνολική αντίσταση εξόδου θα είναι

$$Z_{OUT} = R_E \parallel R_L = \frac{\left( R_E \frac{R_S}{\beta_F} \right)}{\left( R_E + \frac{R_S}{\beta_F} \right)} \cong \frac{R_S}{\beta_F} \quad 6.58$$

### 6.3. Το Τρανζίστορ σαν Ενισχυτής

Οι χαρακτηριστικές που περιγράψαμε παραπάνω και ειδικότερα η  $I_C = f(V_{CE})$  με παράμετρο το  $I_B$ , έχουν μια βασική διαφορά αν τις συγκρίνουμε με τις χαρακτηριστικές της τριόδου λυχνίας  $I_a = f(u_a)$  με παράμετρο την τάση εσχάρας  $v_f$ .

Συγκεκριμένα η λυχνία έχει παράμετρο την τάση εσχάρας  $v_f$ , δηλαδή ελέγχεται από τάση, ενώ το τρανζίστορ έχει παράμετρο το ρεύμα βάσης, δηλαδή ελέγχεται από ρεύμα. Αυτό συμβαίνει όχι επειδή στο τρανζίστορ η τάση πόλωσης βάσης δεν ελέγχει το κυρίως κύκλωμα, αλλά διότι ο έλεγχος με την τάση αυτή δεν είναι γραμμικός, δηλαδή οι χαρακτηριστικές καμπύλες που προκύπτουν αν χρησιμοποιηθούν αριθμητικά ισαπέχουσες παράμετροι τάσης, δεν ισαπέχουν γεωμετρικά πάνω στο διάγραμμα. Από αυτό φαίνεται ότι ένας ενισχυτής με τρανζίστορ πρέπει να τροφοδοτείται με σήμα εισόδου που να προέρχεται από πηγή ρεύματος και όχι από πηγή τάσης, όπως με τη λυχνία.

**Πίνακας συμβόλων κυκλωμάτων τρανζίστορ**

Μέγεθος	Σύμβολο	Δείκτες	Παράδειγμα
Συνεχές ρεύμα ΣΡ ή DC ή μέση τιμή	Κεφαλαίο	Κεφαλαίοι	$V_{CB}, I_C$
Ενδεικνύμενη τιμή Εναλλασσομένου Ρεύματος ή ΕΡ ή AC	Κεφαλαίο	Μικροί	$V_{cb}, I_c$
Στιγμιαία τιμή Εναλλασσομένου Ρεύματος AC <sub>inst</sub>	Μικρό	Μικροί	$u_{cb}, i_c$
Συνολική Στιγμιαία τιμή Εναλλασσομένου Ρεύματος (DC+AC) <sub>inst</sub>	Μικρό	Κεφαλαίοι	$U_{CB}, I_C$
Τάση πηγής	Κεφαλαίο	Κεφαλαίοι διπλοί όμοιοι	$V_{CC}, V_{BB}$

### Ανάλυση λειτουργίας ενισχυτού κοινού εκπομπού με τη βοήθεια των στατικών χαρακτηριστικών του τρανζίστορ

Στο Σχ. 6.17α φαίνεται το βασικό κύκλωμα ενός ενισχυτού με τρανζίστορ και από κάτω στο Σχ.6.17β οι χαρακτηριστικές με τη δυναμική λειτουργία του ενισχυτή αυτού. Η πηγή του σήματος που ενισχύεται είναι όπως συμβαίνει συνήθως μια πηγή τάσης.

Το κύκλωμα συλλέκτη περιλαμβάνει την πηγή  $V_{CC}$  και την αντίσταση φορτίου  $R_C$  για την ανάστροφη πόλωση της ένωσης συλλέκτη βάσης και τον πυκνωτή σύζευξης  $C_C$  ο οποίος χρησιμεύει για το διαχωρισμό της εναλλασσόμενης συνιστώσας από το μεικτό ρεύμα εξόδου του συλλέκτη  $i_C$ . Η στιγμιαία τιμή της τάσης του σήματος είναι όπως αναφέρθηκε παραπάνω

$$e_s = e_{sm} \eta \mu \omega t \quad 6.59$$

Με το κύκλωμα του Σχ. 6.17α προσπαθούμε να πετύχουμε ένα ρεύμα συλλέκτη  $i_C$  που να πλησιάζει στο ημιτονοειδές όσο το δυνατό. Αυτό βέβαια είναι θεωρητικά αδύνατο αφού ένα μέρος του κυκλώματος βάσης είναι μια ορθά πολωμένη ένωση p-n, πλησιάζουμε όμως στην απαίτηση αυτή με κατάλληλη εκλογή της αντίστασης  $R_S$ .

Το ρεύμα βάσης  $i_B$  έχει στο κύκλωμα δύο συνιστώσες, μια  $I_B$  ΣΡ για την πόλωση και μια  $i_b$  ΕΡ του σήματος όπου είναι

$$i_B = I_B + i_b \quad 6.60$$

όπου

$$i_b = I_{bm} \eta \mu \omega t \quad 6.60\alpha$$

Το ρεύμα  $i_C$  συλλέκτη θα έχει και αυτό δύο συνιστώσες, μια  $I_{CO}$  ΣΡ που είναι το ρεύμα ηρεμίας του συλλέκτη και μια ΕΡ του σήματος εξόδου, όπου είναι

$$i_C = I_{CO} + i_c \quad 6.61$$

όπου

$$i_c = I_{cm} \eta \mu \omega t \quad 6.61\alpha$$

Εξετάζουμε τον ενισχυτή αυτόν σαν θέμα για επίλυση με τα εξής δεδομένα και ζητούμενα.

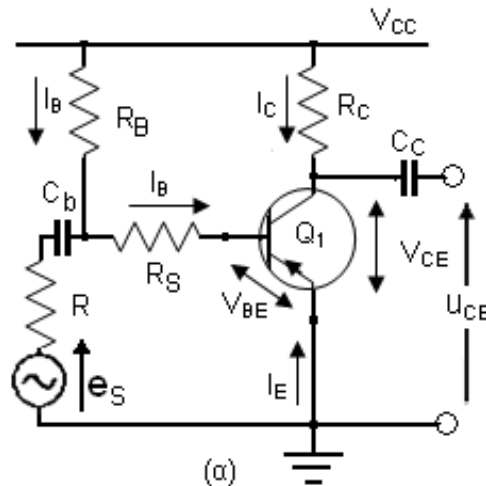
**Δίνονται :**

- α) Οι χαρακτηριστικές καμπύλες του τρανζίστορ, Σχήμα 6.17β.
- β) Η αντίσταση φορτίου  $R_C = 1 \text{ K}\Omega$ .
- γ) Η τάση της πηγής του συλλέκτη  $V_{CC} = -8 \text{ V}$ .
- δ) Το ρεύμα πόλωσης της βάσης  $I_B = -60 \mu\text{A}$ .
- ε) Η τάση εξόδου του ενισχυτή όπως φαίνεται στο διάγραμμα  
( $V_{pk \text{ to } pk} = 3,4 \text{ V}$ ).

Πηγή πόλωσης της βάσης είναι η πηγή του κυκλώματος του συλλέκτη.

**Ζητούνται:**

- α) Το σημείο ηρεμίας, η τάση και το ρεύμα ηρεμίας.
- β) Η αντίσταση πόλωσης της βάσης  $R_B$ .
- γ) Η αντίσταση σειράς σήματος  $R_S$ .
- δ) Το κέρδος τάσης του ενισχυτή, το κέρδος ρεύματος και το κέρδος ισχύος του ενισχυτή.





### Επίλυση του Προβλήματος

α) Για τη γραφική επίλυση του θέματος χαράζουμε πρώτα την ευθεία φορτίου η οποία κατά τα γνωστά (βλ. ευθεία φορτίου κυκλώματος διόδου) αρχίζει από την τάση της πηγής του συλλέκτη (τάση τροφοδοσίας)  $-8\text{ V}$  πάνω στον άξονα των τάσεων και καταλήγει στο ρεύμα  $I_0$  όπου  $I_0 = V_{CC}/R_C = -8/1000 = -8\text{ mA}$ .

Η τομή της ευθείας φορτίου με την καμπύλη που έχει παράμετρο το ρεύμα πόλωσης που μας δίνεται, δηλαδή  $I_B = -60\text{ }\mu\text{A}$  δίνει το σημείο ηρεμίας Q. Από αυτό μετράμε την τάση ηρεμίας  $V_{CEQ} = -4\text{ V}$  και το ρεύμα ηρεμίας  $I_{CQ} = -4\text{ mA}$ , προβάλλοντας το Q πάνω στους άξονες της τάσης  $V_{CE}$  και του ρεύματος  $I_C$ . **Τα αρνητικά πρόσημα σημαίνουν ότι οι φορές είναι αντίθετες προς τις συμβατικές θετικές.**

β) Η αντίσταση πόλωσης υπολογίζεται από το βρόχο του κυκλώματος βάσης που δίνει στην κατάσταση ηρεμίας την εξίσωση

$$V_{CC} = I_B(R_B + R_S) + V_{BE} \quad 6.62$$

Η  $V_{BE}$  είναι η τάση ορθής πόλωσης βάσης εκπομπού και την μετράμε από την καμπύλη  $i_B = \varphi(u_{BE})$  (χαρακτηριστική της εισόδου) όπου μεταφέρουμε το σημείο ηρεμίας Q. Η μεταφορά του σημείου ηρεμίας Q από τις χαρακτηριστικές της εξόδου  $i_C = \varphi(u_{CE})$  στη χαρακτηριστική της εισόδου, γίνεται με τη βοήθεια της καμπύλης μεταφοράς (άνω αριστερό τεταρτημόριο) και αντιστοιχεί στο σημείο Q'. Η προβολή του σημείου Q' στον άξονα  $V_{BE}$  μας δίνει  $V_{BE} = -0,18\text{ V}$ , οπότε από την προηγούμενη σχέση έχουμε

$$(R_S + R_B) = (V_{CC} - V_{BE})/I_B = 130\text{ K}\Omega$$

όπως θα δούμε παρακάτω αυτή είναι περίπου και η τιμή της αντίστασης  $R_B$  γιατί η  $R_S$  θεωρείται αμελητέα σε σχέση με την  $R_B$ .

Για να λύσουμε το θέμα μας προχωρούμε τώρα από το τέλος προς την αρχή, δηλαδή δεχόμαστε ότι θα έχουμε στην έξοδο ένα δεδομένο σήμα τάσης και ρεύματος όπως αυτό που δίδεται από την εκφώνηση της άσκησης, δηλαδή  $U_{cem} = 1,7\text{ V}$  (βλ. Σχ. 6.17β).

Η εναλλασσόμενη αυτή τάση θα κυμαίνεται γύρω από την τάση ηρεμίας, δηλ. γύρω από τα  $-4\text{ V}$ , συμμετρικά από  $-4$  μέχρι τα  $-2,3\text{ V}$  και από  $-4$  μέχρι τα  $-5,7\text{ V}$ . Προβάλλοντας τα σημεία αυτά (που αντιστοιχούν στα  $-2,3$  και  $-5,7\text{ V}$ ) στην ευθεία φορτίου, ορίζουμε τα σημεία A και B αντίστοιχα. Η προβολή των σημείων αυτών στον άξονα του ρεύματος  $i_C$  ορίζει τις αντίστοιχες τιμές του ρεύματος που είναι  $-5,9$  και  $-2,1\text{ mA}$ . Παρατηρούμε εδώ ότι υπάρχει μια διαφορά φάσης  $180^\circ$  ανάμεσα στο ρεύμα και στην τάση του συλλέκτη.

Τέλος σημειώνουμε ότι το σημείο A ευρίσκεται πάνω στην καμπύλη με παράμετρο τα  $-100\text{ }\mu\text{A}$  ρεύμα βάσης, κάτι που δεν συμβαίνει με το σημείο B. Το B είναι πάνω σε μια καμπύλη που δεν δίδεται στο διάγραμμα, αλλά τη χαράζουμε εμείς και βρίσκουμε -με γραμμική παρεμβολή- ότι της ανήκει η παράμετρος  $-32\text{ }\mu\text{A}$ .



Έχοντας προσδιορίσει τις διακυμάνσεις του σήματος στην έξοδο, αναζητούμε το σήμα ρεύματος της εισόδου που θα τις προκαλέσει. Προβάλλουμε λοιπόν τα A και B στην καμπύλη μεταφοράς, ορίζοντας τα A' και B', και στη συνέχεια τα σημεία αυτά τα προβάλλουμε στην καμπύλη  $i_B = \varphi(u_{BE})$  ορίζοντας τα A' και B'. Σχεδιάζοντας την ημιτονοειδή μορφή του ρεύματος εισόδου, όπως αυτή ορίζεται από τα A', Q' και B', βλέπουμε ότι πρέπει το σήμα ρεύματος βάσης να είναι ασύμμετρο για να έχουμε συμμετρικό σήμα εξόδου. Η πηγή τάσης του σήματος  $e_s$  είναι όμως όπως υποθέσαμε εξ' αρχής ημιτονοειδής συμμετρική και με πολύ μικρή εσωτερική αντίσταση.

Από τα παραπάνω προκύπτει ότι η μη γραμμικότητα της χαρακτηριστικής καμπύλης της εισόδου προκαλεί παραμόρφωση στο σήμα της εξόδου του ενισχυτή. Αυτό φαίνεται άλλωστε και από το γεγονός ότι τα σημεία A', Q' και B' δεν βρίσκονται σε ευθεία.

γ) Η μεταφορά από την τάση σήματος στο ρεύμα και την τάση του συλλέκτη γίνεται μέσω της καμπύλης βάσης εκπομπού από τη μια και της καμπύλης μεταφοράς από την άλλη, έτσι ώστε η μη γραμμικότητά τους να αλληλοαναιρείται. Αυτή η αλληλοαναιρέση ελέγχεται με την αντίσταση σειράς  $R_S$ .

Είναι γνωστό άλλωστε, από την πειραματική χαρακτηριστική καμπύλη μιας κρυσταλλοδιόδου, ότι αν στην πειραματική διάταξη προσθέσουμε μια αντίσταση σε σειρά με τη δίοδο και επαναλάβουμε τις ίδιες ακριβώς μετρήσεις, η γραμμική περιοχή της χαρακτηριστικής καμπύλης αυξάνεται, ενώ ταυτόχρονα αλλάζει και η κλίση της γραμμικής της περιοχής.

Αν υποθέσουμε ότι η  $R_S$  είναι γνωστή, τότε στον κόμβο K του κυκλώματος θα πρέπει να προστεθεί εκτός από τα -0,18 V και η πτώση τάσης στην αντίσταση  $R_S$ . Αυτή η πτώση τάσης είναι όμως ίση με το γινόμενο του ρεύματος ηρεμίας της βάσης επί την  $R_S$ , και παριστάνεται για το σημείο ηρεμίας από την ευθεία Q'Q''' που έχει κλίση την τιμή της αντίστασης  $R_S$ .

Το άθροισμα αυτό μπορεί να υπολογισθεί γραφικά αν φέρουμε από το Q' μια ευθεία με κλίση ίση με την τιμή της  $R_S$  σε ( $\Omega$ ). Αυτό δίνει το σημείο Q''' πάνω στον άξονα της  $u_{BE}$ .

Στη συνέχεια φέρνουμε δυο παράλληλες της Q'Q''' που να περνούν από τα B' και A', και παίρνουμε πάνω στον άξονα των τάσεων το ελάχιστο και το μέγιστο της τάσης στον κόμβο K.

Υποθέσαμε παραπάνω ότι το σήμα τάσης  $e_s$  είναι συμμετρικό που σημαίνει ότι οι δύο παράλληλες από τα A' και B' πρέπει να απέχουν το ίδιο από την Q'Q'''. Αυτό είναι ένα δεδομένο με το οποίο μπορούμε να βρούμε γεωμετρικά την κλίση Q'Q''' που αρχικά υποθέσαμε γνωστή αλλά δεν την ξέρουμε.

Το γεωμετρικό πρόβλημα είναι τώρα ότι δίνονται τρία σημεία B', Q' και A' και ζητείται να περάσουν απ' αυτά τρεις παράλληλες ευθείες έτσι ώστε να ισαπέχουν μεταξύ τους. Για να γίνει αυτό φέρνουμε την ευθεία B'Q', την προεκτείνουμε πέρα από το Q' και παίρνουμε πάνω στην προέκταση ένα σημείο A''' τέτοιο ώστε να είναι Q'A''' = Q'B'. Ενώνουμε το A' με το A''' και το προεκτείνουμε, οπότε έχουμε τη ζητούμενη κλίση. Η τιμή της  $R_S$  βρίσκεται εύκολα αν φέρουμε παράλληλη προς την A'A''' από το

σημείο  $-100\mu\text{A}$  στον άξονα του ρεύματος βάσης (το μέγιστο ρεύμα που θα περάσει από την  $R_S$ ). Αυτή η παράλληλη κόβει τον άξονα των τάσεων στο σημείο  $-0,12\text{ V}$ , οπότε η τιμή της  $R_S$  είναι

$$R_S = -0,12 / -100 \cdot 10^{-6} = 1,2\text{ K}\Omega$$

Παρατηρούμε ότι η τιμή αυτή είναι πράγματι μικρότερη από την τιμή της  $R_B$  που βρέθηκε παραπάνω με αυτή την παραδοχή.

Η χωρητικότητα του πυκνωτή σειράς υπολογίζεται έτσι ώστε για τη μικρότερη συχνότητα που πρόκειται να ενισχυθεί να έχει ο πυκνωτής αυτός πολύ μικρότερη αντίσταση από την  $R_S$ , δηλαδή

$$1/ C\omega_{\min} \ll R_S$$

δ) Για να υπολογισθεί και το τρίτο ζητούμενο δηλαδή το κέρδος τάσεων, υπολογίζουμε το λόγο της τάσης του σήματος εξόδου προς την τάση του σήματος εισόδου. Η τάση εξόδου είναι από το διάγραμμα

$$u_{CE} = V_{CEQ} + u_{ce} \quad 6.63\alpha$$

όπου

$$u_{ce} = u_{cem} \eta \mu(\omega t + \pi) \quad 6.63\beta$$

Το κέρδος τάσεων είναι

$$A_U = \frac{u_{cep\text{ to }pk}}{e_{sp\text{ to }pk}} = (5,7 - 2,3)/(0,31 - 0,19) = 3,4 / 0,12 = 28,3$$

Το κέρδος ρεύματος είναι

$$A_i = \frac{i_{ep\text{ to }pk}}{i_{bp\text{ to }pk}} = (5,9 - 2,1) \cdot 1000 / (100 - 32) = 3,8 \cdot 1000 / 68 = 55,9$$

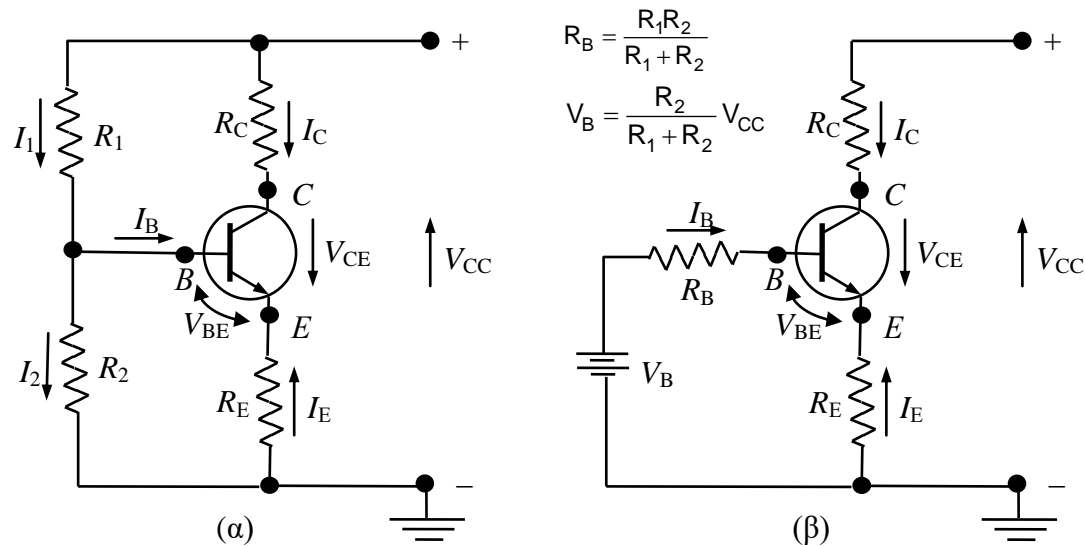
και το κέρδος ισχύος είναι

$$A_p = A_U \cdot A_i = 28,3 \cdot 55,9 = 1583.$$

### 6.4.2. Στατική και δυναμική ευθεία φορτίου

Όπως είδαμε παραπάνω, από τη στιγμή που θα επιτύχουμε συγκεκριμένο σημείο λειτουργίας Q, οι μεταβολές του σήματος εισόδου συναρτήσει του χρόνου (δηλ. το ρεύμα βάσης), θα προκαλέσουν πανομοιότυπο σήμα εξόδου (τάση ή ρεύμα συλλέκτη). Εάν το σήμα εξόδου δεν είναι πιστή αναπαραγωγή του σήματος εισόδου, π.χ. εάν είναι ψαλιδισμένο κατά τη μία πλευρά, τότε το σημείο λειτουργίας δεν είναι ικανοποιητικό και απαιτείται επανατοποθέτησή του στις χαρακτηριστικές του συλλέκτη. Επομένως, ο τρόπος επιλογής του σημείου λειτουργίας είναι ιδιαίτερα σημαντικός για τη λειτουργία του ενισχυτή.

Έστω ο ενισχυτής κοινού εκπομπού του Σχ. 6.19α. Με χρήση του θεωρήματος Thevenin, το κύκλωμα μετασχηματίζεται σε αυτό του Σχ. 6.19β.



Σχ. 6.19. α) Κύκλωμα ενισχυτή με αντίσταση εκπομπού. β) Ισοδύναμο κατά Thevenin.

Υποθέτουμε ότι  $\beta \gg 1$  και επομένως προσεγγιστικά ισχύει:

$$I_E = -(I_C + I_B) \approx -I_C \quad 6.64$$

Από τον 2<sup>ο</sup> κανόνα του Kirchhoff στο βρόχο εξόδου έχουμε:

$$V_{CC} = I_{CQ}(R_C + R_E) + V_{CEQ} \quad 6.65$$

και

$$I_{CQ} = -\frac{1}{(R_C + R_E)} V_{CEQ} + \frac{V_{CC}}{(R_C + R_E)} \quad 6.66$$

Εάν χαράξουμε στους ίδιους άξονες με τις χαρακτηριστικές εξόδου του τρανζίστορ, τη γραφική παράσταση της σχέσης που δίνει την εξάρτηση του  $I_C$  από την  $V_{CE}$ , προκύπτει μια ευθεία με κλίση  $-1/(R_C + R_E)$  που αναφέρεται ως ευθεία φορτίου στο συνεχές (ή στατική ευθεία φορτίου ή dc ευθεία φορτίου) και καθορίζει την ευθεία στην οποία κινείται το Q για διάφορες τιμές του  $I_B$ , το οποίο καθορίζεται από την  $R_B$  (με δεδομένα  $V_{CC}$ ,  $R_C$ ,  $R_E$ ). Τα σημεία τομής της dc ευθείας φορτίου με τους άξονες, δίνονται από τις σχέσεις (βλ. Σχ. 6.21):

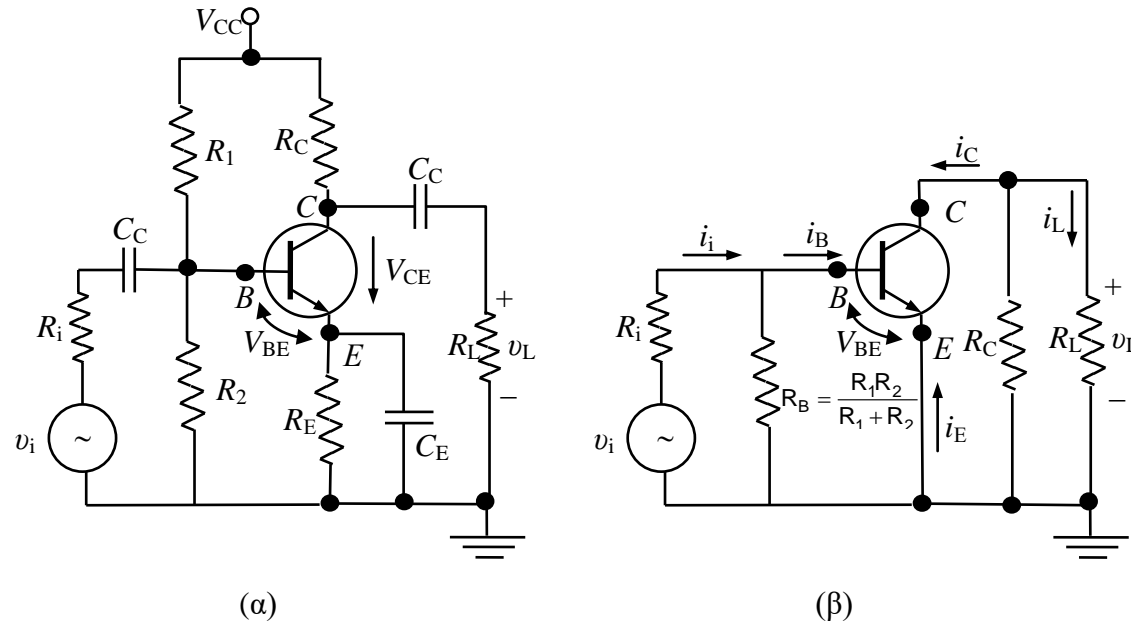
$$I_C = 0 \Rightarrow V_{CE} = V_{CC}, \quad V_{CE} = 0 \Rightarrow I_C = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \quad 6.67$$

Ουσιαστικά δηλαδή, η dc ευθεία φορτίου είναι η γραφική παράσταση του 2<sup>ου</sup> κανόνα του Kirchhoff στο βρόχο εξόδου του κυκλώματος στο συνεχές.

Το πλήρες κύκλωμα ενός ενισχυτή κοινού εκπομπού φαίνεται στο Σχ. 6.20α. Περιλαμβάνει τους πυκνωτές σύζευξης  $C_C$  οι οποίοι περιορίζουν τις dc συνιστώσες μόνο στο τρανζίστορ και το κύκλωμα πόλωσης του, έτσι ώστε οι συνιστώσες αυτές να αποκόπτονται και να μην επηρεάζουν την πηγή του σήματος εισόδου  $u_i$  και την τυχόν επόμενη βαθμίδα στην έξοδο ή την αντίσταση φορτίου  $R_L$ . Επίσης, περιλαμβάνει τον πυκνωτή παρακάμψεως  $C_E$  στον εκπομπό, ώστε να μην καταναλώνεται ac ισχύς στην αντίσταση εκπομπού  $R_E$  και να μεγιστοποιείται το κέρδος στην έξοδο.

Οι πυκνωτές σύζευξης και παρακάμψεως επιλέγονται συνήθως αρκετά μεγάλοι ώστε οι εμπεδήσεις τους, ακόμα και για τη μικρότερη συχνότητα διεγέρσεως (σήματος) να είναι αρκετά μικρές, ώστε να μπορούν να θεωρηθούν ως βραχυκυκλώματα. Οι πυκνωτές αυτοί, απαγορεύουν τη διέλευση ρεύματος dc, ενώ επιτρέπουν την ελεύθερη διέλευση ρεύματος σήματος. Στο Σχ. 6.20β φαίνεται το ac ισοδύναμο κύκλωμα του ενισχυτή. Η ευθεία φορτίου στο εναλλασσόμενο (ac) προκύπτει με όμοιο τρόπο όπως η ευθεία φορτίου στο συνεχές (dc), από τον βρόχο εξόδου του ac ισοδύναμου κυκλώματος. Στο Σχ. 6.19β, η αντίσταση του κυκλώματος συλλέκτη (εξόδου) που βλέπει το dc ρεύμα πόλωσης  $I_{CQ}$  είναι  $R_{dc} = R_C + R_E$ . Όμως, από το Σχ. 6.20β, είναι φανερό ότι

το ρεύμα σήματος συλλέκτη  $i_c$  βλέπει μια αντίσταση συλλέκτη διαφορετική, την  $R_{ac} = R_C R_L / (R_C + R_L)$ . Αφού  $R_{ac} \neq R_{dc}$ , η προηγούμενη ανάλυση για την dc ευθεία φορτίου πρέπει να τροποποιηθεί και να οριστεί η έννοια της ac ευθείας φορτίου.



Σχ. 6.20. α) Κύκλωμα ενισχυτή κοινού εκπομπού. β) AC ισοδύναμο του ενισχυτή.

Από τον 2<sup>ο</sup> κανόνα του Kirchhoff στο βρόχο εξόδου έχουμε:

$$v_{ce} = -i_C R_{ac} \quad 6.68$$

Εφόσον,  $i_c = i_C - I_{CQ}$  και  $v_{ce} = v_{CE} - V_{CEQ}$ , η παραπάνω εξίσωση γράφεται:

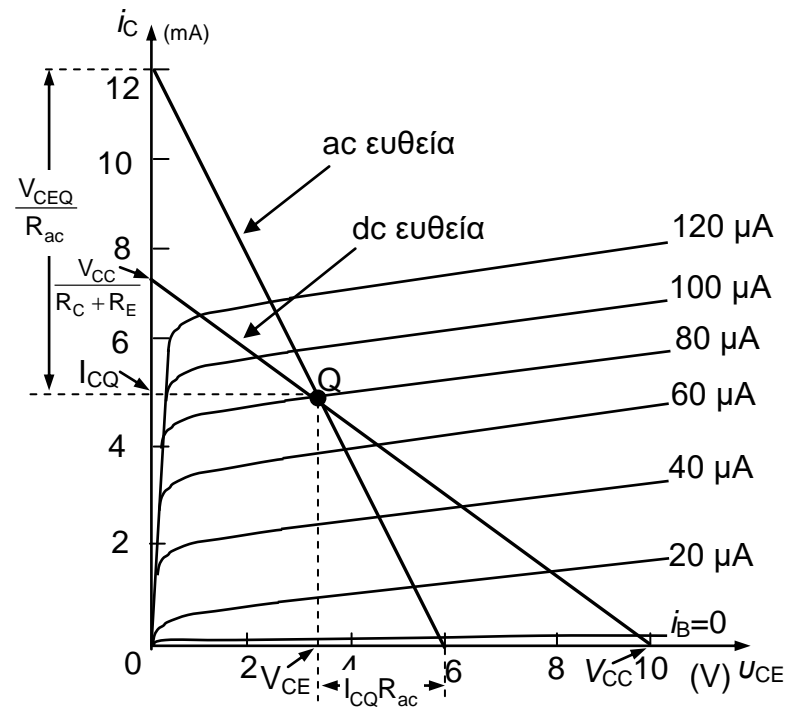
$$i_C = -\frac{v_{CE}}{R_{ac}} + \frac{V_{CEQ}}{R_{ac}} + I_{CQ} \quad 6.69$$

Τα σημεία τομής της ac ευθείας φορτίου με τους άξονες, δίνονται από τις σχέσεις:

$$i_C = 0 \Rightarrow v_{CE} = V_{CEQ} + I_{CQ} R_{ac}, \quad v_{CE} = 0 \Rightarrow i_C = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{R_{ac}} \quad 6.70$$

Στο σχ. 6.21 δείχνουμε την dc και ac ευθεία φορτίου για τον ενισχυτή του Σχ. 6.20α και τυπικές τιμές παραμέτρων:  $V_{CC}=10\text{ V}$ ,  $R_C=1\text{ k}\Omega$ ,  $R_E=0,5\text{ k}\Omega$ ,  $R_L=1\text{ k}\Omega$ ,  $R_1=R_2=1\text{ k}\Omega$ .

Εάν αντικαταστήσουμε την τιμή  $i_C=I_{CQ}$  στην εξ. 6.69, βρίσκουμε ότι  $v_{CE}=V_{CEQ}$ . Δηλαδή, η ac ευθεία φορτίου τέμνεται με την dc ευθεία φορτίου στο σημείο Q, κάτι που παρατηρούμε και στο Σχ. 6.21.



Σχ. 6.21. DC και AC ευθεία φορτίου ενισχυτή κοινού εκπομπού.

### 6.4.3. Επίδραση θερμοκρασίας

Τα τρανζίστορ έχουν πολλά πλεονεκτήματα ως προς τις λυχνίες, έχουν όμως και ένα σημαντικό μειονέκτημα, είναι πολύ ευαίσθητα στις μεταβολές της θερμοκρασίας περιβάλλοντος.

Στις λυχνίες οι φορείς του κυκλώματος ανόδου προέρχονται από την κάθοδο που θερμαίνεται στην περιοχή των 1000° C, οπότε μια μεταβολή της θερμοκρασίας του περιβάλλοντος κατά μερικές δεκάδες βαθμών είναι τελείως αμελητέα.

Στο τρανζίστορ όμως η θερμοκρασία των ενώσεων δεν επιτρέπεται να υπερβεί τους 100° C για το γερμάνιο και τους 200° C για το πυρίτιο, η δε θερμοκρασία περιβάλλοντος τους 60° C και 80° C αντίστοιχα. Αυτό σημαίνει ότι μια μεταβολή της θερμοκρασίας περιβάλλοντος κατά μερικές δεκάδες βαθμούς αλλάζει σημαντικά τις συνθήκες λειτουργίας των ενώσεων αυτών και μετατοπίζει το σημείο λειτουργίας από την αρχικά υπολογισμένη θέση του. Μια τέτοια μετατόπιση του σημείου λειτουργίας, μπορεί να οδηγήσει το τρανζίστορ στον κόρο ή στην αποκοπή και επομένως να έχουμε παραμόρφωση του σήματος εξόδου.

Αυτό μπορεί να γίνει αντιληπτό από τις σχέσεις που δίνουν το ρεύμα συλλέκτη για τις δύο συνδεσμολογίες του τρανζίστορ.

$$I_C = \alpha I_E + I_{CO} \quad 6.71$$

$$I_C = \beta I_B + I_{CO}(\beta + 1) \quad 6.72$$

Όπως είναι γνωστό το  $I_{CO}$  είναι το ρεύμα αναστροφής πόλωσης, ή ρεύμα κόρου, της ένωσης συλλέκτη – βάσης και έχει μικρή τιμή. Αν λάβουμε υπόψη μας ότι συνήθως είναι από τη σχέση 3.55  $n_p \ll p_n$  το ρεύμα αυτό θα ισούται με

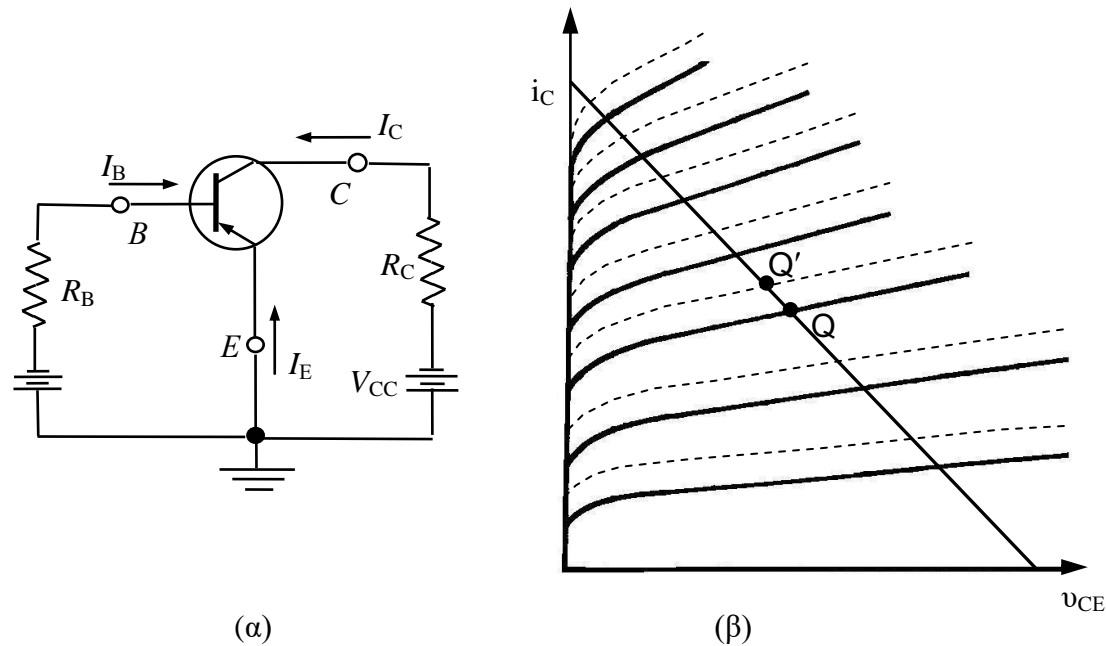
$$I_{CO} \cong Q_e \frac{D_p}{L_p} p_n \quad 6.73$$

Η πυκνότητα των φορέων μειονότητας  $p_n$  είναι σύμφωνα με τη σχέση 3.34

$$p_n = K_1 T^{3/2} \exp \frac{E_\sigma - E_{fn}}{kT} \quad 6.74$$

Αυτή είναι αύξουσα συνάρτηση της θερμοκρασίας, έχει δε βρεθεί ότι το ρεύμα κόρου διπλασιάζεται στο γερμάνιο για αύξηση θερμοκρασίας κατά 10° C και στο πυρίτιο για αύξηση κατά 6° C.

Στη συνδεσμολογία λοιπόν κοινού εκπομπού, το ρεύμα συλλέκτη  $i_C$  ισούται, για ρεύμα βάσης  $i_B = 0$ , από την 6.72 με  $I_{CO}(\beta + 1)$ . Συνεπώς για το τρανζίστορ γερμανίου π.χ. με αύξηση θερμοκρασίας  $10^\circ \text{C}$  αυτό το ρεύμα θα διπλασιαστεί. Αυτό σημαίνει ότι η πρώτη χαρακτηριστική καμπύλη για  $i_B = 0$  του Σχ. 6.16 μετατοπίζεται για μεταβολή θερμοκρασίας  $10^\circ \text{C}$  προς τα πάνω διπλασιάζοντας την απόστασή της από τον άξονα των τάσεων. Παράλληλα, με την καμπύλη αυτή μετατοπίζονται προς τα πάνω όλες οι υπόλοιπες χαρακτηριστικές κατά την ίδια απόσταση όπως προκύπτει από τη σχέση 6.72 και φαίνεται στο Σχ. 6.22β.



Σχ. 6.22. (α) Κύκλωμα ενισχυτή κοινού εκπομπού, (β) μετατόπιση σημείου λειτουργίας λόγω μετατόπισης χαρακτηριστικών εξαιτίας της αύξησης θερμοκρασίας.

Στο σχήμα αυτό οι διακεκομμένες καμπύλες είναι εκείνες που έχουν μετατοπιστεί από την αύξηση της θερμοκρασίας, σ' αυτές φαίνεται και η αντίστοιχη μετατόπιση του σημείου ηρεμίας από το Q στο Q'.



Αυτό σημαίνει ότι ένα κύκλωμα τρανζίστορ και ιδίως σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού όπου το ρεύμα κόρου πολλαπλασιάζεται επί  $(1+\beta)$  χρειάζεται ιδιαίτερη φροντίδα για την αντιστάθμιση της μεταβολής των χαρακτηριστικών από θερμοκρασιακές μεταβολές του περιβάλλοντος. Αλλιώς, κινδυνεύει πολλές φορές να καταστραφεί το τρανζίστορ τελείως από τη συνεχή αύξηση της θερμοκρασίας και του ρεύματος συλλέκτη, μια και το ένα εξαρτάται από το άλλο. Αυτό λέγεται φαινόμενο *θερμικής φυγής*.

### Συντελεστής σταθερότητας

Η σταθερότητα του σημείου λειτουργίας ενός τρανζίστορ εξαρτάται από τη σταθερότητα του ρεύματος ηρεμίας  $I_{CQ}$  του συλλέκτη. Από το κύκλωμα του Σχ. 6.22α φαίνεται ότι:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \quad 6.75$$

Από την 6.72 έχουμε:

$$I_C = \beta \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} + (\beta + 1) I_{CO} \quad 6.76$$

Από την παραπάνω σχέση είναι φανερό ότι το ρεύμα ηρεμίας του συλλέκτη είναι συνάρτηση της μορφής:

$$I_C = I_C(\beta, V_{BE}, I_{CO}, V_{BB}, R_B) \quad 6.77$$

Αν δεχθούμε ότι τα  $R_B$  και  $V_{BB}$  είναι σταθερά τότε οι μεταβολές του  $I_C$  θα οφείλονται στις μεταβολές των  $\beta$ ,  $V_{BE}$ , και  $I_{CO}$ . Και τα τρία αυτά χαρακτηριστικά εξαρτώνται από τον τύπο του τρανζίστορ. Το  $\beta$  διαφέρει πολύ από τρανζίστορ σε τρανζίστορ ακόμα και του ίδιου τύπου (μεγάλη διασπορά μέχρι 5:1) και η τιμή του μεταβάλλεται σημαντικά με τη θερμοκρασία (π.χ. για ένα τρανζίστορ στους  $+25^\circ\text{C}$   $\beta=55$  και στους  $+75^\circ\text{C}$   $\beta=90$ ). Το  $I_{CO}$  μεταβάλλεται με τη θερμοκρασία (διπλασιάζεται κάθε  $10^\circ\text{C}$ ) και το  $V_{BE}$  ελαττώνεται κατά  $2,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ .

Παίρνοντας το ανάπτυγμα κατά Taylor της 6.77 και αγνοώντας τους όρους δεύτερης τάξης, έχουμε:

$$dI_C = \frac{\partial I_C}{\partial \beta} d\beta + \frac{\partial I_C}{\partial I_{CO}} dI_{CO} + \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} dV_{BE} \quad 6.78\alpha$$

ή

$$dI_C = S_\beta d\beta + S_I dI_{CO} + S_V dV_{BE} \quad 6.78\beta$$

όπου:

$$S_\beta = \left. \frac{\partial I_C}{\partial \beta} \right|_Q \quad \text{συντελεστής σταθερότητας ως προς } \beta \quad 6.79$$

$$S_I = \left. \frac{\partial I_C}{\partial I_{CO}} \right|_Q \quad \text{συντελεστής σταθερότητας ως προς } I_{CO} \quad 6.80$$

$$S_V = \left. \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \right|_Q \quad \text{συντελεστής σταθερότητας ως προς } V_{BE} \quad 6.81$$

#### Υπολογισμός του συντελεστή σταθερότητας $S_\beta$

Για να υπολογίσουμε τον συντελεστή σταθερότητας  $S_\beta$  για το κύκλωμα του Σχ. 6.22α, θα θεωρήσουμε τις άλλες παραμέτρους ( $I_{CO}$  και  $V_{BE}$ ) σταθερές με τη θερμοκρασία. Στην πράξη, το  $V_{BE}$  ελαττώνεται κατά  $2,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ , δηλ.  $\Delta V_{BE} = -2,5 \cdot 10^{-3} \cdot \Delta T$ .

Παραγωγίζοντας την εξ. 6.76 έχουμε:

$$S_\beta = \left. \frac{\partial I_C}{\partial \beta} \right|_Q = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} + I_{CO} = I_B + I_{CO} \quad 6.82$$

Επειδή στην πράξη ισχύει ότι  $\frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \gg I_{CO}$ , καταλήγουμε στην:

$$S_{\beta} \approx I_B \quad 6.83$$

Δηλ. ο  $S_{\beta}$  ισούται αριθμητικά με το ρεύμα βάσης του τρανζίστορ.

#### Υπολογισμός του συντελεστή σταθερότητας $S_V$

Για να υπολογίσουμε τον συντελεστή σταθερότητας  $S_V$  για το κύκλωμα του Σχ. 6.22α, θα θεωρήσουμε τις άλλες παραμέτρους ( $\beta$  και  $I_{CO}$ ) σταθερές με τη θερμοκρασία. Παραγωγίζοντας την εξ. 6.76 έχουμε:

$$S_V = \left. \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \right|_Q = -\frac{\beta}{R_B} \quad 6.84$$

Σε περίπτωση που η  $R_B$  είναι μεγάλη (της τάξης του  $M\Omega$ ) ο συντελεστής  $S_V$  γίνεται πολύ μικρός. Επίσης, αν  $V_{BB} \gg V_{BE}$  βλέπουμε από τη σχέση 6.76 ότι ο ρόλος της μεταβολής της  $V_{BE}$  στη μεταβολή του  $I_C$  είναι μικρός. Όπως είπαμε πιο πάνω,  $\Delta V_{BE} = 2,5 \cdot \Delta T$  mV όπου  $\Delta T$  η διαφορά θερμοκρασίας σε βαθμούς  $^{\circ}C$ .

#### Υπολογισμός του συντελεστή σταθερότητας $S_I$

Για να υπολογίσουμε τον συντελεστή σταθερότητας  $S_I$  για το κύκλωμα του Σχ. 6.22α, θα θεωρήσουμε τις άλλες παραμέτρους ( $\beta$  και  $V_{BE}$ ) σταθερές με τη θερμοκρασία. Παραγωγίζοντας την εξ. 6.76 έχουμε:

$$S_I = \left. \frac{\partial I_C}{\partial I_{CO}} \right|_Q = (\beta + 1) \quad 6.85$$

Όπως αναφέρθηκε παραπάνω,  $I_{CO2} = I_{CO1} \cdot 2^{\frac{T_2 - T_1}{10}}$  δηλ. το  $I_{CO}$  διπλασιάζεται κάθε  $10^{\circ}C$ .

Έτσι, έχουμε τελικά:

$$dI_C = I_B d\beta - \frac{\beta}{R_B} dV_{BE} + (\beta + 1) dI_{CO} \quad 6.86$$

Για τους σκοπούς του παρόντος βιβλίου, θα θεωρούμε ως σημαντικότερο παράγοντα για τη μεταβολή του  $I_C$  την μεταβολή του  $I_{CO}$  με τη θερμοκρασία και θα επικεντρωθούμε στη μελέτη της εξάρτησης από αυτήν μόνο την παράμετρο.

#### 6.4.4. Κυκλώματα πόλωσης και αντιστάθμισης

Έχουν εφαρμοστεί πολλά κυκλώματα για την παραπάνω αντιστάθμιση. Το κριτήριο της αποτελεσματικότητας των κυκλωμάτων αυτών είναι ο συντελεστής σταθερότητας  $S_I$  (stability factor) που υπολογίσαμε παραπάνω, ο οποίος ισούται με το λόγο της μεταβολής του ρεύματος συλλέκτη  $i_C$  προς την αντίστοιχη μεταβολή του ρεύματος κόρου  $I_{CO}$  οι οποίες προκύπτουν από την ίδια μεταβολή θερμοκρασίας.

Με τη σύνδεση κυκλωμάτων αντιστάθμισης επιδιώκεται η μείωση του συντελεστή αυτού όσο το δυνατόν περισσότερο. Με τα κυκλώματα αυτά δημιουργείται μια εξάρτηση του ρεύματος πόλωσης βάσης  $I_B$  από το ρεύμα του συλλέκτη  $I_C$  και έτσι μια μεταβολή του τελευταίου λόγω θερμοκρασίας αντισταθμίζεται από αντίθετη μεταβολή του πρώτου.

Ο συντελεστής  $S_I$  εκφράζεται για το λόγο αυτό συναρτήσει της παραγώγου  $dI_B/dI_C$  με τη βοήθεια της 6.72 ως εξής:

$$I_C = \beta I_B + I_{CO}(\beta + 1) \quad 6.87$$

$$S_I = \frac{dI_C}{dI_{CO}} = \beta \frac{dI_B}{dI_{CO}} + (1 + \beta) \quad 6.88$$

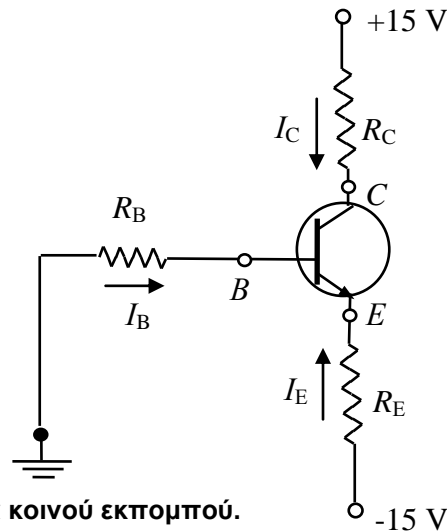
και αν αντικαταστήσουμε το  $dI_{CO} = dI_C/S_I$ , η 6.88 γίνεται

$$S_I = \frac{1 + \beta}{1 - \beta \left( \frac{dI_B}{dI_C} \right)} \quad 6.89$$

Από τη σχέση αυτή μπορούμε να υπολογίσουμε το  $S_I$  για οποιοδήποτε κύκλωμα, αρκεί να γνωρίζουμε γι' αυτό τη συνάρτηση  $I_B = f(I_C)$ .

### Κύκλωμα πόλωσης κοινού εκπομπού

Να σχεδιαστεί το παρακάτω κύκλωμα έτσι ώστε στον εκπομπό να έχουμε ρεύμα 1 mA και στο συλλέκτη τάση +5 V. Το τρανζίστορ έχει τιμή  $\beta = 100$ . Ωστόσο, η τιμή του  $\beta$  μπορεί να κυμαίνεται μεταξύ 50 και 150. Η σχεδίασή μας πρέπει να εξασφαλίζει ότι η ζητούμενη τιμή του ρεύματος εκπομπού θα λαμβάνεται για  $\beta = 100$ , αλλά για τις ακραίες τιμές του  $\beta$  δεν θα μεταβάλλεται περισσότερο από 10%. Βρείτε τις τιμές των  $R_B$ ,  $R_E$  και  $R_C$ . Ποια είναι η αναμενόμενη περιοχή διακύμανσης του ρεύματος και της τάσης συλλέκτη που αντιστοιχούν στην πλήρη κλίμακα τιμών του  $\beta$ ;



Σχ. 6.23. Κύκλωμα πόλωσης σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού.

Γνωρίζουμε ότι  $\beta=100$ ,  $I_E = -1$  mA και  $V_C = 5V$ . Άρα έχουμε:

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta+1} = \frac{100}{101} = 0.99 \quad 6.90$$

$$I_C = -\alpha I_E = 0.99 \text{ mA} = \beta I_B \quad 6.91$$

$$R_C = \frac{15 - V_C}{I_C} = \frac{15 - 5}{0.99} = 10.1 \text{ k}\Omega \cong 10 \text{ k}\Omega \quad 6.92$$

$$I_E = \frac{0.7-15}{R_E + \frac{R_B}{\beta+1}} \Rightarrow R_E + \frac{R_B}{\beta+1} = 14.3 \text{ k}\Omega \quad 6.93$$

Καθώς το  $\beta$  μεταβάλλεται από 50 έως 150, θέλουμε το  $I_E$  να μεταβάλλεται  $\pm 10\%$  γύρω από το 1 mA. Η μεγαλύτερη μεταβολή στο  $I_E$  συμβαίνει όταν  $\beta=50$  και όχι όταν  $\beta=150$ , γιατί στη μεταβολή του  $\beta$  από 100 σε 50 το  $I_B$  διπλασιάζεται ενώ στη μεταβολή του  $\beta$  από 100 σε 150 το  $I_B$  μειώνεται και έχει τα 2/3 της τιμής που έχει για  $\beta=100$ . Έτσι, το όριο  $\pm 10\%$  τίθεται για  $\beta=50$ :

$$-0.9 = \frac{-14.3}{R_E + \frac{R_B}{51}} \Rightarrow R_E + \frac{R_B}{51} = 15.89 \text{ k}\Omega \quad 6.94$$

Να σημειωθεί ότι το  $I_E$  μεταβάλλεται κατά  $-10\%$  και γίνεται 0.9 mA γιατί η ποσότητα  $R_E + [(R_B/(\beta+1))]$  αυξάνεται όταν μειώνεται το  $\beta$ , οπότε επειδή αυτή η ποσότητα βρίσκεται στον παρονομαστή στη σχέση 6.94, η τιμή του κλάσματος άρα και του  $I_E$  μειώνεται. Από τις σχέσεις 6.93 και 6.94 έχουμε:

$$(6.94) - (6.93) \Rightarrow R_B \left( \frac{1}{51} - \frac{1}{101} \right) = 1.59 \text{ k}\Omega \Rightarrow R_B = 163.8 \text{ k}\Omega \cong 165 \text{ k}\Omega$$

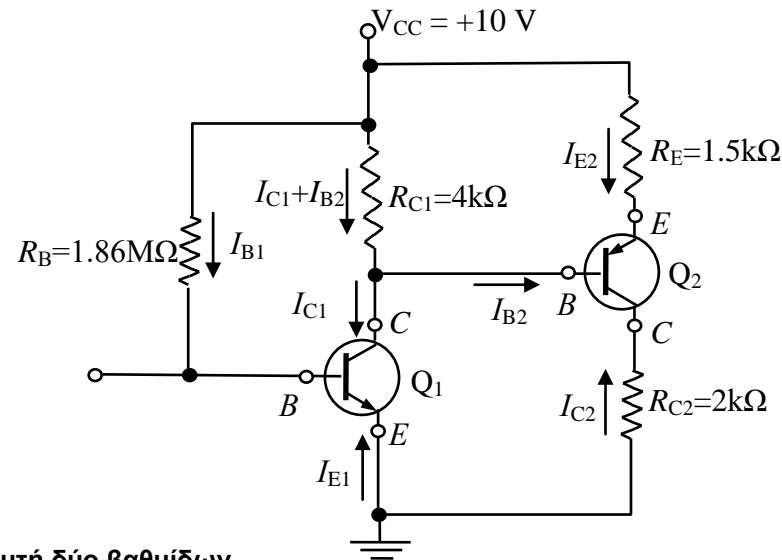
Αντικαθιστώντας την τιμή αυτή στην 6.93 έχουμε  $R_E = 12.7 \text{ k}\Omega \approx 13 \text{ k}\Omega$ . Οι ακραίες τιμές των  $I_C$  και  $V_C$  προκύπτουν από τις σχέσεις 6.90, 6.91 και 6.92 και είναι:

$$\text{Για } \beta=50: \alpha=50/51=0.98, \quad I_C = -\alpha \cdot I_E = (-0.98) \cdot (-0.9) \text{ mA} = 0.88 \text{ mA}, \\ V_C = 15 \text{ V} - 10 \text{ k}\Omega \cdot 0.88 \text{ mA} = 6.176 \text{ V}.$$

$$\text{Για } \beta=150: \alpha=150/151=0.993, \quad I_C = -\alpha \cdot I_E = (-0.993) \cdot (-1.1) \text{ mA} = 1.092 \text{ mA}, \\ V_C = 15 \text{ V} - 10 \text{ k}\Omega \cdot 1.092 \text{ mA} = 4.077 \text{ V}.$$

Πόλωση ενισχυτή δύο βαθμίδων

Για τον ενισχυτή του σχήματος να προσδιορισθεί το σημείο λειτουργίας, εάν  $\beta = 200$  και  $|V_{BE}| = 0.7 \text{ V}$ . Θεωρήστε ότι  $\beta \gg 1$  όπου χρειαστεί.



Σχ. 6.24. Κύκλωμα πόλωσης ενισχυτή δύο βαθμίδων.

Ισχύουν οι εξής εξισώσεις:

$$V_{CC} = I_{B1}R_B + V_{BE1} \Rightarrow I_{B1} = \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{R_B} = \frac{10\text{V} - 0.7\text{V}}{1.86 \text{ M}\Omega} = 5\mu\text{A}$$

$$I_{C1} = \beta I_{B1} \Rightarrow I_{C1} = 200 \times 5\mu\text{A} = 1\text{mA}$$

$$V_{CC} = (I_{C1} + I_{B2})R_{C1} + V_{CE1} \cong I_{C1}R_{C1} + V_{CE1} \Rightarrow V_{CE1} = V_{CC} - I_{C1}R_{C1} = 10 - 1 \times 4 = 6\text{V}$$



$$\beta \gg 1 \Rightarrow \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \cong 1$$

$$V_{CC} \cong -I_{C2}R_E + V_{EB2} + V_{CE1} \Rightarrow I_{C2} = -\frac{V_{CC} - V_{EB2} - V_{CE1}}{R_E} = -\frac{10 - 0.7 - 6}{1.5} = -2.2 \text{ mA}$$

$$V_{CC} \cong -I_{C2}(R_{C2} + R_E) - V_{CE2} \Rightarrow V_{CE2} = -V_{CC} - I_{C2}(R_{C2} + R_E) = -10 - (-2.2)(2 + 1.5) = -2.3 \text{ V}$$

### Αντιστάθμιση με αντίσταση βάσης - συλλέκτη

Στο Σχ. 6.25 φαίνεται ο απλούστερος τρόπος πόλωσης και αντιστάθμισης με μια αντίσταση βάσης  $R_B$ , που συνδέεται από το συλλέκτη στη βάση και όχι από την πηγή τάσης του συλλέκτη, όπως στην πόλωση χωρίς αντιστάθμιση του Σχ. 6.18. Μια αύξηση του ρεύματος συλλέκτη  $I_C$  που θα προκληθεί από αύξηση της θερμοκρασίας, θα προκαλέσει μείωση της τάσης του συλλέκτη  $V_{CE}$  και συνεπώς μείωση του ρεύματος πόλωσης  $I_B$ , δηλαδή αντίδραση στην αρχική αύξηση του  $I_C$ .

Ο συντελεστής σταθερότητας της παραπάνω διάταξης υπολογίζεται από την 6.89 και από το κύκλωμα 6.25 με εφαρμογή του θεωρήματος Kirchhoff.

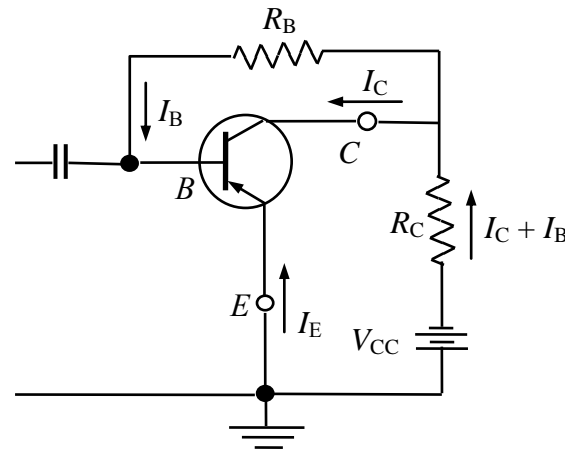
$$V_{CC} = R_C(I_C + I_B) + R_B I_B + V_{BE} \quad 6.95$$

Επειδή το κύκλωμα βάσης είναι ορθά πολωμένο η  $V_{BE}$  είναι σχεδόν σταθερή οπότε λύνουμε ως προς  $I_B$  και παραγωγίζουμε

$$I_B = \frac{V_{CC} - I_C R_C - V_{BE}}{R_C + R_B} \quad 6.96$$

και παραγωγίζοντας

$$\frac{dI_B}{dI_C} = -\frac{R_C}{R_C + R_B} \quad 6.97$$



Σχ. 6.25. Κύκλωμα αντιστάθμισης με αντίσταση βάσης – συλλέκτη.

Αντικαθιστώντας στην 6.89 παίρνουμε

$$S_I = \frac{1+\beta}{1+\beta \frac{R_C}{R_C+R_B}} \quad 6.98$$

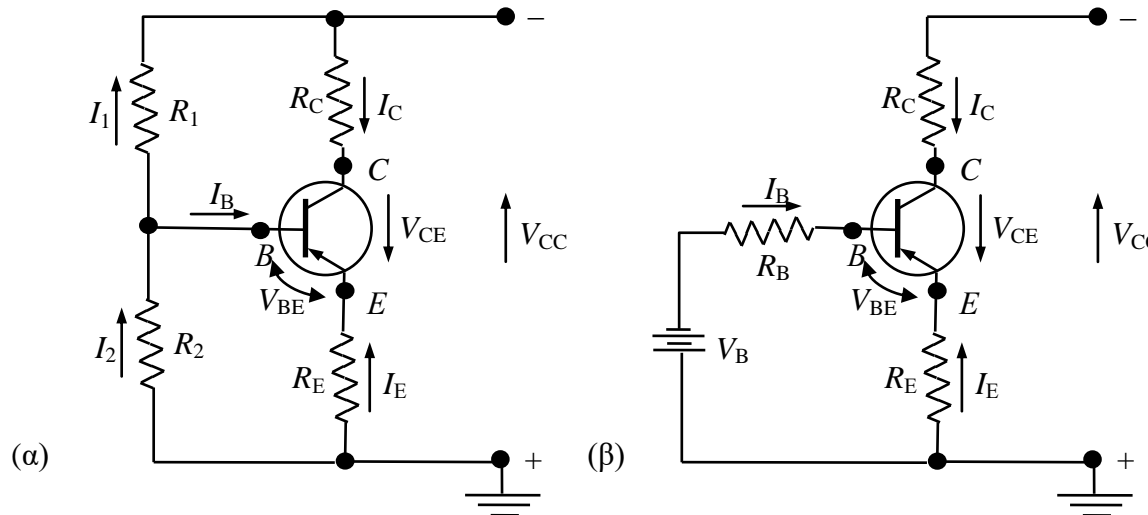
Στο παραπάνω κύκλωμα η δυνατότητα μείωσης του  $S_I$  είναι περιορισμένη επειδή οι τιμές  $R_C$  και  $R_B$  καθορίζονται με άλλα κριτήρια, όπως η  $R_C$  σαν αντίσταση φορτίου και η  $R_B$  σαν αντίσταση πόλωσης.

Αντιστάθμιση και αυτοπόλωση με αντίσταση εκπομπού

Μια πιο αποτελεσματική μέθοδος για αντιστάθμιση και πόλωση συγχρόνως φαίνεται στο κύκλωμα του Σχ. 6.26 όπου έχει παρεμβληθεί στο κύκλωμα εκπομπού μια αντίσταση  $R_E$  και η βάση τροφοδοτείται με σταθερή τάση  $\Sigma P$  που προέρχεται από ένα διαιρέτη τάσης με τις αντιστάσεις  $R_1$  και  $R_2$  που συνδέονται στους πόλους της πηγής  $V_{CC}$ . Ο συντελεστής σταθερότητας υπολογίζεται στην περίπτωση αυτή ως εξής. Με τη βοήθεια του θεωρήματος του Thevenin μετασχηματίζεται το κύκλωμα του Σχ. 6.26α, αντικαθιστώντας το κύκλωμα αριστερά του σημείου Β, δηλαδή τις αντιστάσεις  $R_1$  και  $R_2$  και την πηγή  $V_{CC}$  με μια ισοδύναμη διπολική πηγή τάσης  $V_B$  και εσωτερικής αντίστασης  $R_B$ . Αυτό δίνει το κύκλωμα 6.26β. Η τάση της ισοδύναμης πηγής βρίσκεται κατά Thevenin αν αποσυνδεθεί το δεξιό μέρος του κυκλώματος στο σημείο Β και υπολογιστεί η τάση εν κενώ που είναι

$$V_B = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

6.99



Σχ. 6.26. α) Κύκλωμα αντιστάθμισης με αντίσταση εκπομπού. β) Ισοδύναμο κατά Thevenin.

Η εσωτερική αντίσταση  $R_B$  βρίσκεται αν αποσυνδεθεί πάλι το δεξιό μέρος στο σημείο B, βραχυκυκλωθεί η πηγή του αριστερού μέρους και υπολογιστεί η αντίσταση που προκύπτει ανάμεσα στο B και τη γη που είναι

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad 6.100$$

Από το απλό αυτό κύκλωμα υπολογίζεται η  $I_B$  κατά Kirchhoff:

$$V_B = I_B R_B + V_{BE} - I_E R_E \quad 6.101$$

$$-I_E = I_C + I_B$$

$$I_B = \frac{V_B - V_{BE} - I_C R_E}{R_B + R_E} \quad 6.102$$

$$\frac{dI_B}{dI_C} = -\frac{R_E}{R_B + R_E}$$

Και αντικαθιστώντας στην 6.89 παίρνουμε

$$S_I = \frac{1 + R_B/R_E}{1 + \frac{R_B/R_E}{1 + \beta}} \quad 6.103$$

Από την παραπάνω σχέση φαίνεται ότι είναι δυνατή οποιαδήποτε τιμή της  $S_I$  αρκεί να διαλέξουμε κατάλληλα την τιμή του λόγου  $R_B/R_E$ . Όσο μικρότερη είναι η τιμή της  $R_B$  δηλαδή των δύο αντιστάσεων  $R_1$  και  $R_2$  παράλληλα, τόσο η τιμή της  $S_I$  τείνει στη μονάδα και βελτιώνεται η σταθερότητα του κυκλώματος. Από την άλλη όμως μεριά η εκλογή πολύ μικρών τιμών για τις αντιστάσεις  $R_1$  και  $R_2$  σημαίνει μεγάλη κατανάλωση ρεύματος αφού αυτές συνδέονται κατευθείαν στην πηγή  $V_{CC}$ .

Η συνηθισμένη τιμή για το συντελεστή  $S_I$  στα κυκλώματα για συνηθισμένη χρήση είναι μεταξύ 5 και 10.

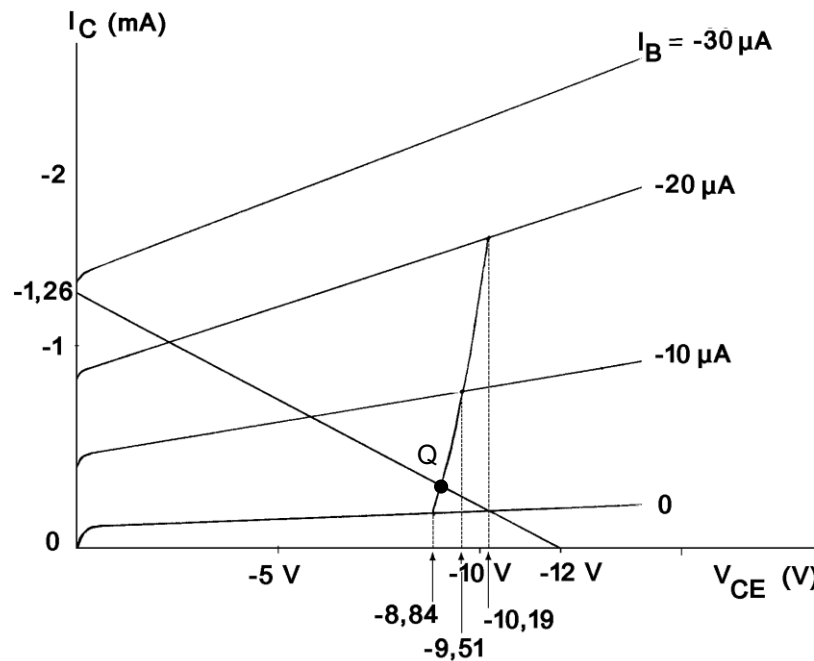
Στα κυκλώματα ενισχυτή με τρανζίστορ δεν επιθυμούμε συνήθως η  $R_E$  να παίρνει μέρος στη λειτουργία του κυκλώματος με την εναλλασσόμενη συνιστώσα. Για το λόγο αυτό συνδέουμε παράλληλα με την  $R_E$  μια μεγάλη χωρητικότητα παρακάμψεως  $C_E$ , τέτοια ώστε για την ελάχιστη συχνότητα που πρόκειται να ενισχυθεί, η αντίσταση του πυκνωτού να είναι πολύ μικρότερη της  $R_E$ , δηλαδή

$$C_E \gg \frac{1}{\omega_{\min} R_E} \quad 6.104$$

### Παράδειγμα υπολογισμού σημείου ηρεμίας

Πολλές φορές, σε ενισχυτική διάταξη, ζητάμε να υπολογισθούν τμήματα του κυκλώματος πόλωσης και αντιστάθμισης, πράγμα που μπορεί να γίνει – και γίνεται - με τη βοήθεια του θεωρήματος Kirchhoff. Το δυσκολότερο ίσως από τα προβλήματα αυτά είναι ο υπολογισμός του σημείου ηρεμίας κυκλώματος, στο οποίο δίνονται όλα τα στοιχεία.

Το παράδειγμα που ακολουθεί παρουσιάζει τον τρόπο με τον οποίο το παραπάνω πρόβλημα είναι δυνατό να επιλυθεί με τη βοήθεια των στατικών χαρακτηριστικών της εξόδου ενός τρανζίστορ, όπως αυτές δίδονται από τον κατασκευαστή του.



Σχ. 6.27. Χαρακτηριστικές τρανζίστορ p-n-p.

**Θέμα:**

Δίνεται κύκλωμα τρανζίστορ p-n-p με τις χαρακτηριστικές του σχήματος 6.27 και τις αντιστάσεις του κυκλώματος 6.26α. Στο κύκλωμα 6.26β έχει γίνει η μετατροπή κατά Thevenin όπως αναπτύξαμε στις αντίστοιχες παραγράφους του κεφαλαίου όπου η ισοδύναμη τάση και η ισοδύναμη αντίσταση δίνονται από τις σχέσεις:

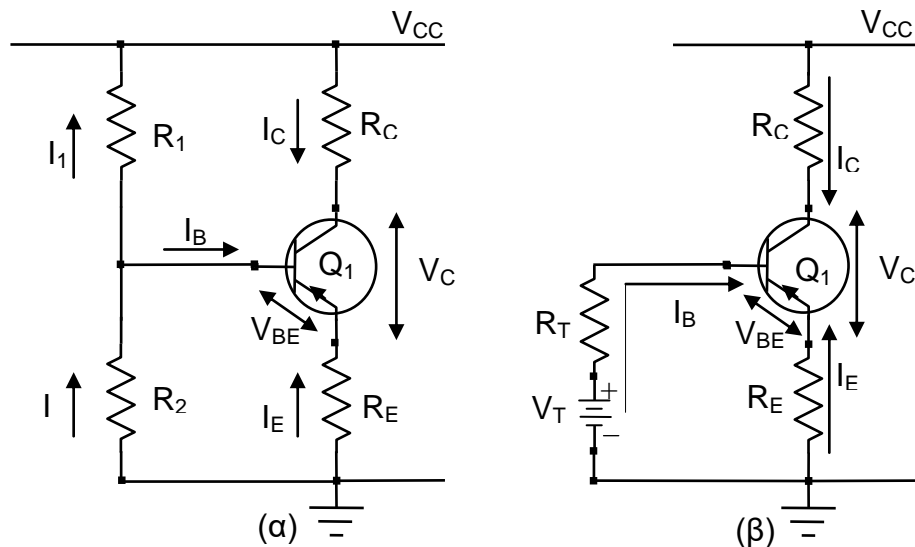
$$V_{Th} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad , \quad R_{Th} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad 6.105$$

Τα δεδομένα είναι:

$$\begin{aligned} V_{CC} &= -12V & R_1 &= 160K\Omega & R_C &= 5,6K\Omega \\ V_{BE} &= -0,6V & R_2 &= 30K\Omega & R_E &= 3,9K\Omega \end{aligned}$$

**Ζητούνται :** Να υπολογισθούν οι συντεταγμένες του σημείου ηρεμίας του κυκλώματος.

**Λύση:**



Σχ. 6.28. α) Κύκλωμα αντιστάθμισης με αντίσταση εκπομπού. β) Ισοδύναμο κατά Thevenin.



Ο υπολογισμός μπορεί να γίνει μόνο γραφικά. Το σημείο ηρεμίας βρίσκεται με τομή δύο γεωμετρικών τόπων, δηλαδή της ευθείας φορτίου και της καμπύλης πόλωσης. Από το κύκλωμα 6.28β παρατηρούμε ότι για κάθε τιμή του ρεύματος πόλωσης  $I_B$  είναι δυνατόν να υπολογίσουμε τις αντίστοιχες τάσεις συλλέκτη-εκπομπού  $V_{CE}$ . Αυτές αντιστοιχούν σε σημεία πάνω στις καμπύλες  $i_C = f(v_{CE})$  που έχουν παραμέτρους ίδιες με τις τιμές που δόθηκαν στο ρεύμα  $I_B$ . Ενώνοντας τα σημεία αυτά προκύπτει η καμπύλη πόλωσης του κυκλώματος. Το σημείο ηρεμίας βρίσκεται πάνω στην τομή της ευθείας φορτίου με την καμπύλη πόλωσης.

Εφαρμόζοντας Kirchhoff στο κύκλωμα παίρνουμε τις παρακάτω εξισώσεις:

$$\text{Κύκλωμα Εξόδου} \quad R_{CC} I_C + V_{CE} - I_E R_E = V_{CC} \quad 6.106$$

Ισοδυνάμου:

$$\text{Κύκλωμα Εισόδου} \quad R_{Th} I_B + V_{BE} - R_E I_E = V_{Th} \quad 6.107$$

Ισοδυνάμου:

$$\text{Τρανζίστορ σαν} \quad I_C + I_B + I_E = 0 \quad 6.108$$

κόμβος:

Αντικαθιστώντας τα δεδομένα στις εξισώσεις 6.105 προκύπτει ότι:

$$V_{Th} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = -1,9V \quad \text{και} \quad R_{Th} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} = 25,3K\Omega$$

Αντικαθιστώντας αριθμητικές τιμές στις 6.106 και 6.107 παίρνουμε:

$$5,6I_C + V_{CE} + 3,9I_C + 3,9I_B + 12 = 0 \quad 6.106\alpha$$

$$25,3I_B - 0,6 + 3,9I_C + 3,9I_B + 1,9 = 0 \quad 6.107\alpha$$

Απαλείφουμε το  $I_C$  μεταξύ των 6.106α και 6.107α και προκύπτει η εξίσωση της καμπύλης πόλωσης:

$$8,84 - 67,3I_B = -V_{CE}$$

Υπολογίζουμε τρία ζεύγη τιμών, εκφράζοντας το  $I_B$  σε mA και τις αντιστάσεις σε KΩ:

$I_B = 0\mu\text{A}$	$V_{CE} = -8,84\text{V}$
$I_B = -10\mu\text{A}$	$V_{CE} = -9,51\text{V}$
$I_B = -20\mu\text{A}$	$V_{CE} = -10,19\text{V}$

Με τις τιμές αυτές χαράζουμε την καμπύλη πόλωσης και η τομή της με την ευθεία φορτίου μας δίνει το σημείο ηρεμίας που έχει συντεταγμένες:

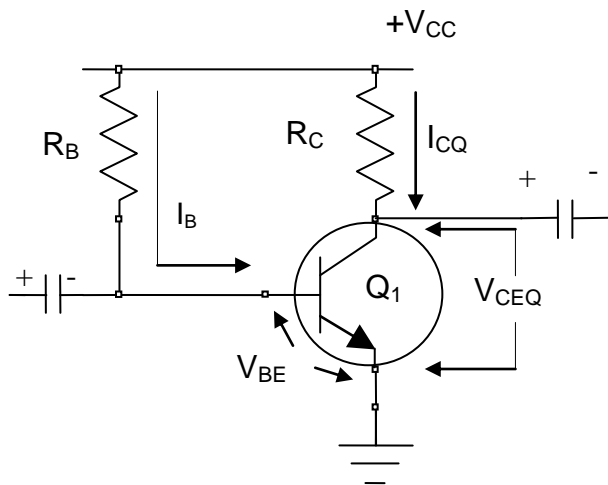
$$V_{CE} = -9,05 \text{ V}, I_C = -0,26 \text{ mA}, I_B = -3,1 \mu\text{A}$$

### 6.4.5. Ασκήσεις τρανζίστορ και ενισχυτών

**ΑΣΚΗΣΗ 1:** Στο κύκλωμα του σχήματος δίδονται: η τάση τροφοδοσίας  $V_{CC}=24V$  και το  $\beta$  του transistor που είναι ίσο με 50. Το transistor είναι Ge (γερμανίου).

Ζητούνται:

- Να υπολογιστούν οι τιμές των αντιστάσεων  $R_B$  και  $R_C$  έτσι ώστε οι συντεταγμένες του σημείου λειτουργίας να ορίζονται από τα :  $I_{CQ}=10mA$  και  $V_{CEQ}=8V$ .
- Να τροποποιηθεί κατάλληλα το κύκλωμα έτσι ώστε να γίνει θερμικά σταθερότερο και να υπολογιστούν για τις ίδιες συντεταγμένες του σημείου ηρεμίας ( $I_{CQ}=10mA$ ,  $V_{CEQ}=8V$ ) οι τιμές των νέων στοιχείων που τυχόν θα αντικατασταθούν ή θα προστεθούν στο νέο κύκλωμα.
- Να υπολογιστεί και για τα δύο κυκλώματα – αρχικό και τροποποιημένο – ο συντελεστής σταθερότητας ρεύματος  $S_I$ .



#### α1) Κύκλωμα Εξόδου

Περιγράφεται από την εξίσωση:  $V_{CC} = I_{CQ}R_C + V_{CEQ}$  6.109

όπου  $V_{CC}=24V$ ,  $I_{CQ}=10mA$  και  $V_{CEQ}=8V$ .

Λύνοντας την εξίσωση 6.109 ως προς  $R_C$ :

$$R_C = \frac{(V_{CC} - V_{CEQ})}{I_{CQ}} = \frac{(24 - 8)V}{10 \times 10^{-3}A} = 1,6 \times 10^3 \Omega = 1,6K\Omega$$

#### α2) Κύκλωμα Εισόδου

Περιγράφεται από την εξίσωση:  $V_{CC} = I_{BQ}R_B + V_{BE}$  6.110

όπου  $V_{BE}=0,2V$  (transistor Ge).

Το κέρδος ρεύματος του transistor θα είναι:

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \Rightarrow I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = \frac{10 \times 10^{-3} \text{ A}}{50} = 0,2 \text{ mA}$$

Λύνοντας την 6.110 ως προς  $R_B$  έχουμε:

$$R_B = \frac{(V_{CC} - V_{BE})}{I_{BQ}} = \frac{(24 - 0,2) \text{ V}}{0,2 \times 10^{-3} \text{ A}} = 119 \text{ K}\Omega$$

**β) Κύκλωμα Εισόδου τροποποιημένο**

Περιγράφεται από την εξίσωση:

$$V_{CC} = (I_{BQ} + I_{CQ})R_C + I_{BQ}R'_B + V_{BE} \quad 6.111$$

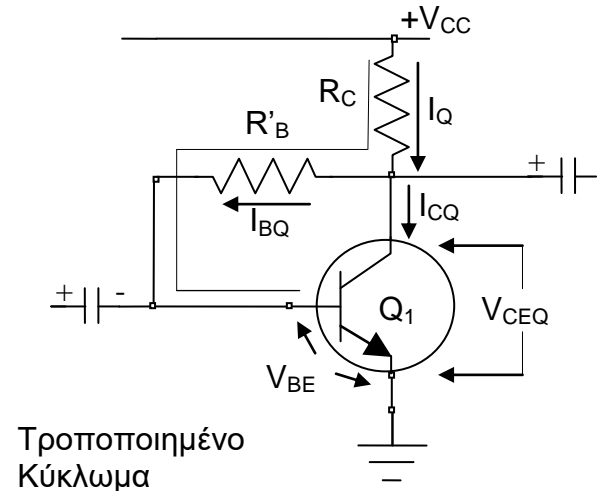
Λύνοντας την εξίσωση 6.111 ως προς  $R'_B$ :

$$R'_B = \frac{(V_{CC} - V_{BE}) - (I_{CQ} + I_{BQ})R_C}{I_{BQ}} = \frac{(24 - 0,2) \text{ V} - [(10 + 0,2) \times 10^{-3} \text{ A}] \times 1,6 \times 10^3 \Omega}{0,2 \times 10^{-3} \text{ A}} \quad \text{και } R'_B = 37,4 \text{ K}\Omega$$

**γ) Συντελεστής Σταθερότητας ρεύματος  $S_I$**

Από την εξ. 6.111 έχουμε:

$$I_{BQ}(R'_B + R_C) = V_{CC} - V_{BE} - I_{CQ}R_C \Rightarrow I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BE} - I_{CQ}R_C}{R'_B + R_C} \Rightarrow \frac{dI_{BQ}}{dI_{CQ}} = -\frac{R_C}{R_C + R'_B}$$



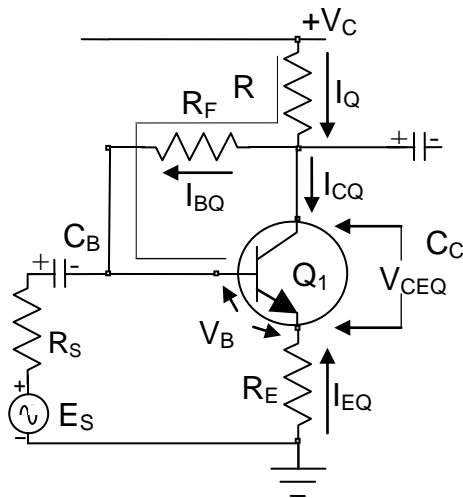
Για τον υπολογισμό του συντελεστή  $S_1$  των πιο πάνω κυκλωμάτων έχουμε τις σχέσεις:

$$S_0 = (1 + \beta) \quad (\text{βλ. σχέση 6.85}) \quad 6.112$$

$$S_1 = \frac{1 + \beta}{1 - \beta \frac{dI_{BQ}}{dI_{CQ}}} = \frac{1 + \beta}{1 + \beta \frac{R_C}{R_C + R'_B}} \quad (\text{βλ. σχέση 6.98}) \quad 6.113$$

Αντικαθιστώντας τιμές στις σχέσεις 6.112 και 6.113 βρίσκουμε αντίστοιχες τιμές  $S_0=51$  και  $S_1=16,7$ .

**ΣΗΜΕΙΩΣΗ:** Η σχέση 6.113 προκύπτει από την γενικευμένη μορφή του  $S_1$  (βλ. σχέση 6.89) και μετά από επίλυσή της ως προς  $I_{BQ}$  και παραγωγή της ως προς  $I_{CQ}$ .



**ΑΣΚΗΣΗ 2:** Στο κύκλωμα του σχήματος δίδονται: η τάση τροφοδοσίας  $V_{CC}=12V$  και το  $\beta$  του transistor που είναι ίσο με 100. Το transistor είναι Si (πυριτίου). Δίδονται επίσης οι τιμές των αντιστάσεων  $R_C=10K\Omega$ ,  $R_F=200K\Omega$  και  $R_E=100\Omega$ .

Ζητούνται:

- α) το σημείο ηρεμίας :  $I_{CQ}$ ,  $V_{CEQ}$
- β) ο συντελεστής σταθερότητας ρεύματος  $S=dI_C/dI_{CQ}$

**α1) Κύκλωμα Εισόδου**

Περιγράφεται από την εξίσωση:

$$V_{CC} = (I_{CQ} + I_{BQ})R_C + I_{BQ}R_F + V_{BE} - I_{EQ}R_E \quad 6.114$$

Όπως φαίνεται από το κύκλωμα τα ρεύματα  $I_{CQ}$  και  $I_{BQ}$  περνούν και τα δύο μέσα από την αντίσταση  $R_C$ . Είναι επίσης γνωστό ότι:

$$I_{EQ} = -(I_{CQ} + I_{BQ}) \quad \text{και} \quad 6.115$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} \quad 6.116$$

Από τις 6.115 και 6.116 προκύπτει:

$$I_{EQ} = -(1 + \beta)I_{BQ} \quad 6.117$$

Αν αντικατασταθούν τα  $I_{CQ}$  και  $I_{EQ}$  στην 6.114 τότε

$$V_{CC} - V_{BE} = (1 + \beta)I_{BQ}R_C + I_{BQ}R_F + (1 + \beta)I_{BQ}R_E \Rightarrow$$

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{[(1 + \beta)(R_E + R_C) + R_F]} = \frac{(12 - 0,7)V}{1220,1 \times 10^3 \Omega} = 9,26 \mu A$$

$$\text{και} \quad I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 100 \times 9,26 \times 10^{-6} = 0,926 \text{mA}$$

**α2) Κύκλωμα Εξόδου**

Περιγράφεται από την εξίσωση:  $V_{CC} = (I_{CQ} + I_{BQ})R_C + V_{CEQ} - I_{EQ}R_E$  6.118

η οποία με τη βοήθεια των 6.115 και 6.116 γράφεται:

$$V_{CC} = (I_{BQ} + I_{CQ})R_C + V_{CEQ} + (I_{BQ} + I_{CQ})R_E = (I_{BQ} + \beta I_{BQ})R_C + V_{CEQ} + (I_{BQ} + \beta I_{BQ})R_E \Rightarrow$$

$$V_{CC} = (1 + \beta)(R_C + R_E)I_{BQ} + V_{CEQ}$$

Λύνοντας ως προς  $V_{CEQ}$  :

$$V_{CEQ} = V_{CC} - (1 + \beta)(R_C + R_E)I_{BQ} = 12 - 1020,1 \times 10^3 \times 9,26 \times 10^{-6} = 2,55V$$

Άρα το σημείο λειτουργίας του κυκλώματος έχει συντεταγμένες  $I_{CQ} = 0,926mA$  και  $V_{CEQ} = 2,55V$ .

**β) Συντελεστής Σταθερότητας ρεύματος  $S_I$**

Ο Συντελεστής Σταθερότητας ρεύματος  $S_I$  συνδεσμολογίας κοινού εκπομπού δίδεται από τη σχέση:

$$S_I = \frac{1 + \beta}{1 - \beta \left( \frac{dI_B}{dI_C} \right)} \quad 6.119$$

Το ζητούμενο λοιπόν είναι να υπολογιστεί ο λόγος  $dI_B/dI_C$ . Τα δύο ρεύματα  $I_B$  και  $I_C$  περιλαμβάνονται στο κύκλωμα εισόδου που περιγράφεται από την εξίσωση 6.114:

$V_{CC} = (I_{CQ} + I_{BQ})R_C + I_{BQ}R_F + V_{BE} - I_{EQ}R_E$ , και αν αντικαταστήσουμε το  $I_E$  με την 6.115 έχουμε:

$$V_{CC} = (I_{CQ} + I_{BQ})R_C + I_{BQ}R_F + V_{BE} + (I_{CQ} + I_{BQ})R_E \Rightarrow (V_{CC} - V_{BE}) = (R_C + R_F + R_E)I_{BQ} + (R_C + R_E)I_{CQ}$$

Λύνοντας ως προς  $I_{BQ}$  :

$$I_{BQ} = \frac{(V_{CC} - V_{BE}) - (R_C + R_E)I_{CQ}}{(R_C + R_F + R_E)} \quad 6.120$$

Και παραγωγίζοντας ως προς  $I_{CQ}$  την σχέση 6.120 :

$$\frac{dI_B}{dI_C} = -\frac{(R_C + R_E)}{(R_C + R_F + R_E)} \quad 6.121$$

Αντικαθιστώντας την 6.121 στην 6.119 προκύπτει :

$$S_I = \frac{1 + \beta}{1 + \beta \frac{(R_C + R_E)}{(R_C + R_F + R_E)}} = \frac{101}{1 + 100 \frac{10100}{210100}} = 17,4$$

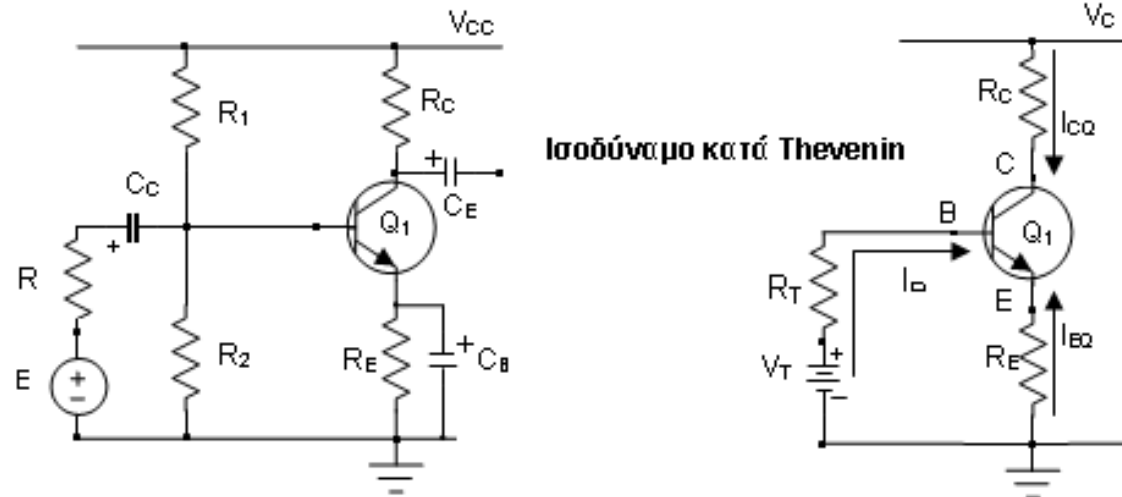


**ΑΣΚΗΣΗ 3:** Στο κύκλωμα του σχήματος δίδονται: η τάση τροφοδοσίας  $V_{CC}=15V$  και το  $\beta$  του transistor που είναι ίσο με 40. Το transistor είναι Si. Δίδονται επίσης οι τιμές των αντιστάσεων  $R_C=1,2K\Omega$ ,  $R_E=1K\Omega$ ,  $R_1=30K\Omega$  και  $R_2=15K\Omega$ .

Ζητούνται:

α) το σημείο ηρεμίας :  $I_{CQ}$ ,  $V_{CEQ}$

β) ο συντελεστής σταθερότητας ρεύματος  $S_I = dI_C/dI_{CQ}$ .



Από το ισοδύναμο κατά Thevenin (για τις D.C. συνιστώσες) βρίσκουμε τις τιμές των  $R_{Th}$  και  $V_{Th}$ :

Έτσι

$$R_{Th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(30 \times 15) \times 10^6}{(30 + 15) \times 10^3} = \frac{450 \times 10^3}{45} = 10K\Omega$$

Και

$$V_{Th} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 15V \frac{15 \times 10^3 \Omega}{(30 + 15) \times 10^3 \Omega} = \frac{225}{45} V = 5V$$

Αναλύοντας το ισοδύναμο κατά Thevenin έχουμε:

**α1) Κύκλωμα Εισόδου του Ισοδύναμου**

Περιγράφεται από την εξίσωση:  $V_{Th} = I_{BQ}R_{Th} + V_{BE} - I_{EQ}R_E$  6.122

Είναι επίσης γνωστό ότι:

$I_{EQ} = -(I_{CQ} + I_{BQ})$  και 6.123

$I_{CQ} = \beta I_{BQ}$  6.124

Από τις 6.123 και 6.124 προκύπτει:  $I_{EQ} = -(1 + \beta)I_{BQ}$  6.125

Αντικαθιστώντας την 6.124 στην 6.122 προκύπτει

$$V_{Th} = I_{BQ}R_{Th} + V_{BE} - I_{EQ}R_E = I_{BQ}R_{Th} + V_{BE} + (1 + \beta)I_{BQ}R_E = V_{BE} + [R_{Th} + (1 + \beta)R_E]I_{BQ}$$

Λύνοντας ως προς  $I_{BQ}$

$$I_{BQ} = \frac{V_{Th} - V_{BE}}{[R_{Th} + (1 + \beta)R_E]} = \frac{(5 - 0,7)V}{(10 + 41 \times 1) \times 10^3 \Omega} = \frac{4,3V}{51 \times 10^3 \Omega} = 0,0843 \times 10^{-3} A = 84,3 \mu A$$

Αντικαθιστώντας το  $I_{BQ}$  στην 6.124 προκύπτει  $I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 40 \times 84,3 \mu A = 3372 \times 10^{-6} A = 3,372 mA$

**α2) Κύκλωμα Εξόδου του Ισοδύναμου**

Περιγράφεται από την εξίσωση:

$V_{CC} = I_{CQ}R_C + V_{CEQ} - I_{EQ}R_E$  6.126

Αντικαθιστώντας την 6.125 στην 6.126 προκύπτει:

$$V_{CC} = I_{CQ}R_C + V_{CEQ} + (I_{CQ} + I_{BQ})R_E = V_{CEQ} + [I_{CQ}(R_C + R_E) + I_{BQ}R_E]$$

από την οποία λύνοντας ως προς  $V_{CEQ}$  έχουμε:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - [I_{CQ}(R_C + R_E) + I_{BQ}R_E] = 15V - [3,372 \times 10^{-3} A \cdot (2,2 \times 10^3) \Omega + 84,3 \times 10^{-6} A \cdot 1 \times 10^3 \Omega] = 15V - (7,4184 + 0,0843)V \Rightarrow V_{CEQ} = 7,5V$$

Άρα το σημείο λειτουργίας του κυκλώματος έχει συντεταγμένες  $I_{CQ} = 3,372mA$  και  $V_{CEQ} = 7,5V$ .

### β) Συντελεστής Σταθερότητας ρεύματος $S_I$

Ο Συντελεστής Σταθερότητας ρεύματος  $S_I$  συνδεσμολογίας κοινού εκπομπού δίδεται από τη σχέση:

$$S_I = \frac{1 + \beta}{1 - \beta \left( \frac{dI_B}{dI_C} \right)} \quad 6.127$$

Το ζητούμενο στη σχέση 6.127 είναι να υπολογιστεί ο λόγος  $dI_B/dI_C$ . Τα δύο ρεύματα  $I_B$  και  $I_C$  όπως και τα στοιχεία της ανάδρασης περιλαμβάνονται στο κύκλωμα εισόδου που περιγράφεται από την εξίσωση 6.122, όπου αν αντικαταστήσουμε το  $I_E$  με την 6.123 γίνεται:

$$V_{Th} = I_{BQ}R_{Th} + V_{BE} + (I_{CQ} + I_{BQ})R_E \Rightarrow (V_{Th} - V_{BE}) = I_{BQ}(R_{Th} + R_E) + I_{CQ}R_E$$

Λύνοντας ως προς  $I_{BQ}$ :

$$I_{BQ} = \frac{(V_{Th} - V_{BE}) - I_{CQ}R_E}{(R_{Th} + R_E)} \quad 6.128$$

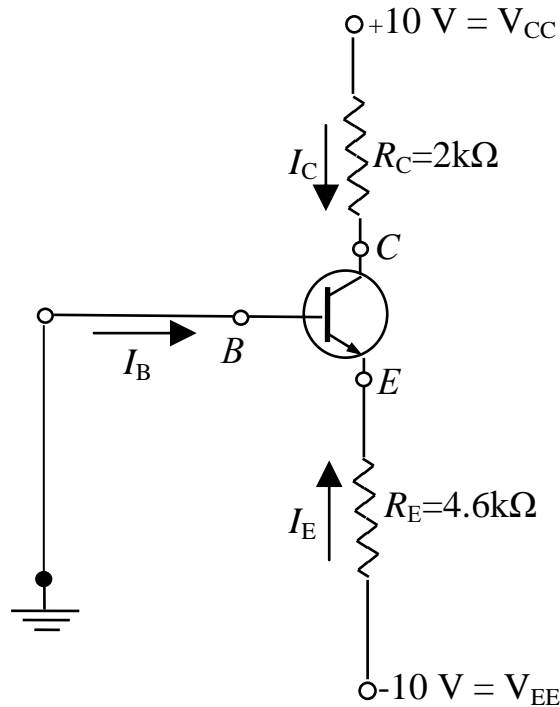
Και παραγωγίζοντας την σχέση 6.128 ως προς  $I_{CQ}$ :

$$\frac{dI_B}{dI_C} = -\frac{R_E}{(R_{Th} + R_E)} \quad 6.129$$

Αντικαθιστώντας την 6.129 στην 6.127 προκύπτει:

$$S_I = \frac{1 + \beta}{1 + \beta \frac{R_E}{(R_{Th} + R_E)}} = \frac{1 + 40}{1 + 40 \frac{1000}{11000}} = 8,84$$

Για τον ενισχυτή του σχήματος να προσδιορισθεί το σημείο λειτουργίας εάν  $\beta = 200$  και  $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ .



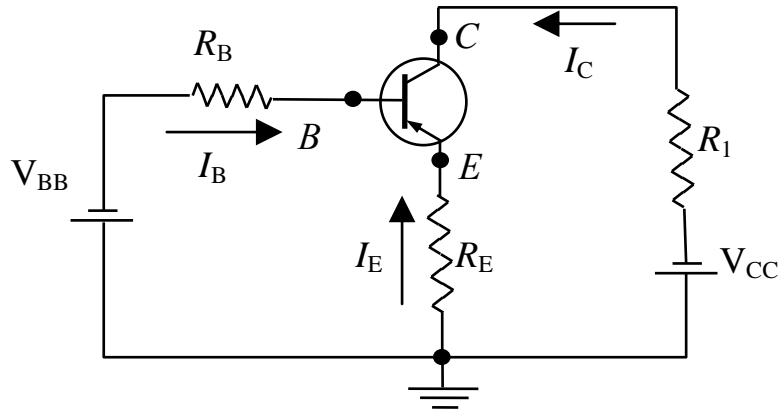
$$V_{BE} + (I_C + I_B)R_E - V_{EE} = 0 \Rightarrow V_{BE} + (I_C + I_C/\beta)R_E - V_{EE} = 0 \Rightarrow I_C = 2\text{mA}$$

$$I_E = -\left(I_C + \frac{I_C}{\beta}\right) = -2.02\text{mA}$$

$$V_{CC} + V_{EE} = I_C R_C + V_{CE} + (I_C + I_B)R_E \Rightarrow V_{CC} + V_{EE} = I_C R_C + V_{CE} + (I_C + I_C/\beta)R_E \Rightarrow V_{CE} = 6.7\text{V}$$

Τα αποτελέσματα είναι λογικά και η ένωση συλλέκτη-βάσης ανάστροφα πολωμένη. Άρα το τρανζίστορ είναι στην ενεργό περιοχή.

Υπολογίστε το συντελεστή θερμοκρασίας του παρακάτω κυκλώματος. Εξετάστε τις οριακές περιπτώσεις  $R_B=0$  και  $R_E=0$ . Ποια αντίσταση συνεισφέρει περισσότερο στη σταθεροποίηση θερμοκρασίας?



$$I_E = -(I_C + I_B)$$

$$V_{BB} = -R_B I_B + R_E I_E - V_{BE} = -R_B I_B - R_E (I_C + I_B) - V_{BE} \quad (1)$$

$$\text{ισχύει: } I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CO} = \frac{a}{1-a} I_B + \frac{1}{1-a} I_{CO} \Rightarrow I_B = \frac{1-a}{a} \left( I_C - \frac{I_{CO}}{1-a} \right) \quad (2)$$

$$\text{Άρα, από τις (1) και (2): } V_{BB} = -\frac{I_C}{a} [R_B(1-a) + R_E] + \frac{I_{CO}}{a} (R_B + R_E) - V_{BE}$$

$$I_C = -\frac{V_{BB} + V_{BE} - \frac{I_{CO}}{a} (R_B + R_E)}{\frac{R_E + R_B(1-a)}{a}} \Rightarrow \frac{\partial I_C}{\partial I_{CO}} = \frac{R_B + R_E}{R_E + R_B(1-a)}$$

1) Όταν  $R_B=0$  τότε  $S = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CO}} = \frac{0 + R_E}{R_E + 0} = 1$

2) Όταν  $R_E=0$  τότε  $S = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CO}} = \frac{1}{1-a}$ . Αλλά  $a \approx 1$  οπότε  $S \rightarrow \infty$ .

Από τις ακραίες περιπτώσεις προκύπτει ότι, η εξάρτηση του σημείου ηρεμίας Q από τη θερμοκρασία, μπορεί να περιοριστεί, αυξάνοντας την  $R_E$  και ελαττώνοντας την  $R_B$ .

#### 6.4.6. Ισοζύγιο ισχύος ενισχυτού

Κατά τη λειτουργία του ενισχυτή με σήμα μικρού πλάτους σε τάξη Α και αν θεωρηθούν ιδανικές οι στατικές χαρακτηριστικές του τρανζίστορ, η ισχύς  $P_{cc}$  που προσδίδεται από την πηγή του κυκλώματος συλλέκτη είναι σταθερή και ανεξάρτητη του πλάτους του σήματος εισόδου, επειδή είναι

$$P_{cc} = V_{cc} \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_C d\omega t = V_{cc} I_{CQ}$$

όπου  $I_{CQ}$  είναι το ρεύμα ηρεμίας (δηλ. του σημείου λειτουργίας) του τρανζίστορ. Από την ισχύ αυτή ένα μέρος μετατρέπεται σε θερμότητα μέσα στο τρανζίστορ και είναι η λεγόμενη ισχύς απωλειών  $P_\alpha$  όπου

$$P_\alpha = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{CE} i_C d\omega t$$

Το υπόλοιπο της ισχύος  $P_L$  καταναλώνεται στην αντίσταση φορτίου και είναι

$$P_L = R_C I_{CQ}^2 + R_C I_c^2$$

όπου  $I_c$  είναι η ενδεικνύμενη τιμή της εναλλασσόμενης συνιστώσας. Δηλαδή πάνω στο φορτίο ένα μέρος γίνεται πάλι απώλεια, το πρώτο, και το υπόλοιπο γίνεται ωφέλιμη ισχύς  $P_{AC} = R_C I_c^2$ . Δηλαδή τελικά η κατανομή της ισχύος  $P_{cc}$  είναι

$$P_{cc} = P_\alpha + R_C I_{CQ}^2 + P_{AC}$$

Τούτο σημαίνει ότι όταν το πλάτος του σήματος είναι 0, η ωφέλιμη ισχύς  $P_{AC}$  μηδενίζεται και τότε, επειδή είναι σταθερή η  $P_{cc}$  όπως και η  $I_{CQ}$ , γίνεται μέγιστη η απώλεια  $P_\alpha$  και επομένως και η θέρμανση του τρανζίστορ

$$P_{\alpha max} = P_{cc} - R_C I_{CQ}^2 = I_{CQ} (V_{cc} - R_C I_{CQ})$$

Ο βαθμός απόδοσης του ενισχυτή θα είναι τότε:

$$\eta = \frac{P_{AC}}{P_{cc}}$$