

ΤΟ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΕΠΑΦΗΣ (BJT)

Το τρανζίστορ επαφής, που αναφέρεται συχνά, απλώς σαν τρανζίστορ, ανακαλύφθηκε το 1948 στα εργαστήρια της Bell από τους J. Bardeen, W. Bratain και W. Shockley και αποτέλεσε το επαναστατικό στοιχείο που επέφερε τη μεταστροφή της τεχνολογίας από τις ηλεκτρονικές λυχνίες κενού στην τεχνολογία των κρυσταλλικών στοιχείων. Η τεχνολογία της κατασκευής των τρανζίστορ οδήγησε αργότερα στην ανάπτυξη των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων.

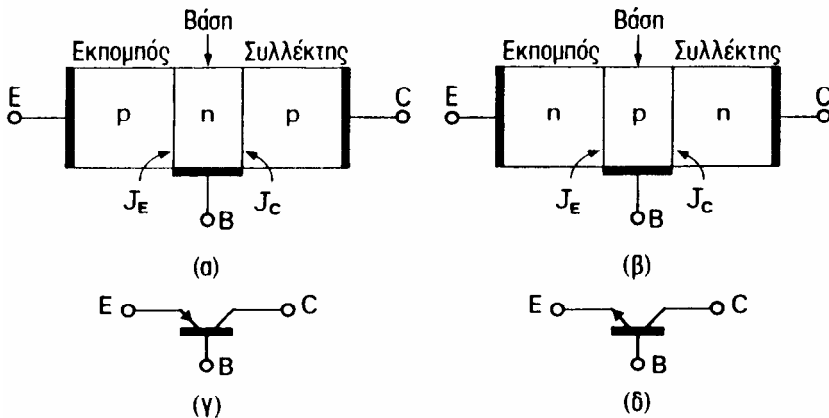
Με το τρανζίστορ μπορεί να γίνει ενίσχυση ρεύματος ή τάσης. Για το σχηματισμό του ηλεκτρικού ρεύματος μέσα στο τρανζίστορ συνεισφέρουν δύο είδη φορέων, οι φορείς μειονότητας και οι φορείς πλειονότητας, γι' αυτό και το τρανζίστορ επαφής χαρακτηρίζεται σαν τρανζίστορ διφυούς αγωγής (BJT= Bipolar Junction Transistor).

Στο κεφάλαιο αυτό εξετάζονται τα βασικά χαρακτηριστικά και οι λειτουργίες του τρανζίστορ επαφής, τα ισοδύναμα κυκλώματα και η απόκρισή του στις υψηλές συχνότητες. Σαν εφαρμογή του BJT εξετάζονται κυκλώματα που αφορούν στους καθρέπτες ρεύματος, σε ρυθμιζόμενη πηγή ρεύματος και σε κύκλωμα τάσης αναφοράς.

5.1.ΟΙ ΠΕΡΙΟΧΕΣ ΤΟΥ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ- ΣΥΜΒΟΛΙΣΜΟΙ ΚΑΙ ΣΥΝΔΕΣΜΟΛΟΓΙΕΣ

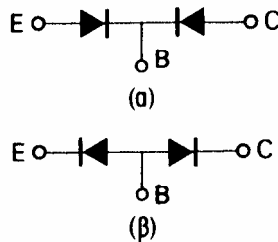
Το BJT συνίσταται από κρύσταλλο κυρίως Si ή Ge που διαχωρίζεται σε τρεις διαδοχικές περιοχές p,n,p, ή n,p,n (σχήμα 5.1), οπότε αντίστοιχα χαρακτηρίζεται σαν τύπου pnp ή τύπου npn. Από τις τρεις περιοχές, η μία ακραία έχει μεγάλη δόση πρόσμιξης και αποτελεί τον **εκπομπό** (Emitter, E) του τρανζίστορ, η μεσαία περιοχή, που χαρακτηρίζεται σαν **βάση** (Base, B), έχει πολύ μικρή δόση πρόσμιξης σε σχέση με την πρόσμιξη του εκπομπού και έχει επίσης πολύ μικρό πλάτος, μικρότερο των 5μm. Η άλλη ακραία περιοχή αποτελεί το **συλλέκτη** (Collector, C) με μι-

κρότερη δόση πρόσμιξης από τη βάση. Στο σχήμα 5.1 φαίνονται οι δύο τύποι των τρανζίστορ και τα αντίστοιχα σύμβολά τους.



Σχ.5.1. Σχηματική παράσταση τρανζίστορ pnp και npn με τα αντίστοιχα σύμβολά τους.

Οι τρεις διαδοχικές περιοχές του τρανζίστορ χωρίζονται μεταξύ τους από μία επαφή pn μεταξύ εκπομπού και βάσης, που χαρακτηρίζεται σαν επαφή του εκπομπού J_E , και από μία δεύτερη επαφή pn μεταξύ συλλέκτη και βάσης, που αποτελεί την επαφή του συλλέκτη J_C . Οι δύο αυτές επαφές αποτελούν δύο διόδους σε σειρά, όπως δείχνει το σχήμα 5.2, αλλά το απλοποιημένο αυτό ισοδύναμο δεν ισχύει όταν το τρανζίστορ βρίσκεται σε κανονική λειτουργία.



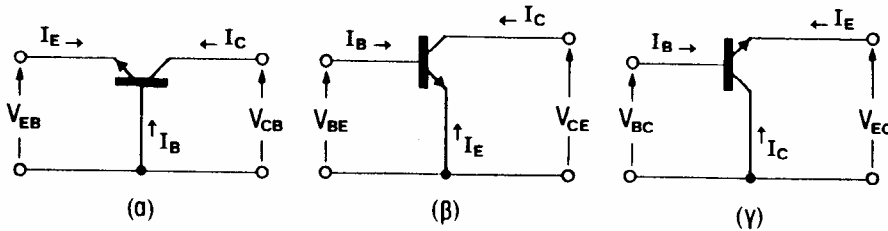
Σχ.5.2. Ισοδύναμο του τρανζίστορ pnp (α) και npn (β) με διόδους. Τα ισοδύναμα αυτά δεν ισχύουν όταν το τρανζίστορ βρίσκεται σε κανονική λειτουργία.

Στο σύμβολο του τρανζίστορ ο εκπομπός φέρει ένα βέλος που δείχνει τη συμβατική φορά που έχει το ρεύμα του εκπομπού, όταν το τρανζίστορ βρίσκεται σε λειτουργία.

Για να διακρίνουμε πότε ένα ρεύμα του τρανζίστορ το θεωρούμε σαν θετικό ή αρνητικό ορίζουμε τις θετικές φορές των ρευμάτων. Έτσι, το ρεύμα για κάθε ένα από τους τρεις ακροδέκτες του τρανζίστορ θεωρείται θετικό όταν εισέρχεται στο τρανζίστορ και αρνητικό όταν εξέρχεται απ' αυτό. Εάν π.χ. είναι $I_C = -2\text{mA}$, αυτό σημαίνει ότι το πραγματικό ρεύμα εξέρχεται από το τρανζίστορ. Γι' αυτό, ανεξάρτητα από την πραγματική φορά των ρευμάτων στους ακροδέκτες του τρανζίστορ, σημειώνουμε με βέλη προς το τρανζίστορ τις φορές αναφοράς των ρευμάτων που θεωρούμε θετικές (σχ.5.3). Προφανώς, για τα τρία ρεύματα του τρανζίστορ, δηλαδή για το ρεύμα του εκπομπού I_E , του συλλέκτη I_C και της βάσης I_B , θα ισχύει η σχέση

$$I_E + I_C + I_B = 0 \quad (5.1)$$

αφού για τα τρία αυτά ρεύματα το τρανζίστορ θεωρείται σαν κόμβος.



Σχ.5.3. Οι τρεις τρόποι συνδεσμολογίας του τρανζίστορ. Συνδεσμολογία κοινής βάσης (α), κοινού εκπομπού (β) και κοινού συλλέκτη (γ). Στο σχήμα έχουν σημειωθεί και οι θεωρούμενες θετικές φορές των ρευμάτων και των τάσεων.

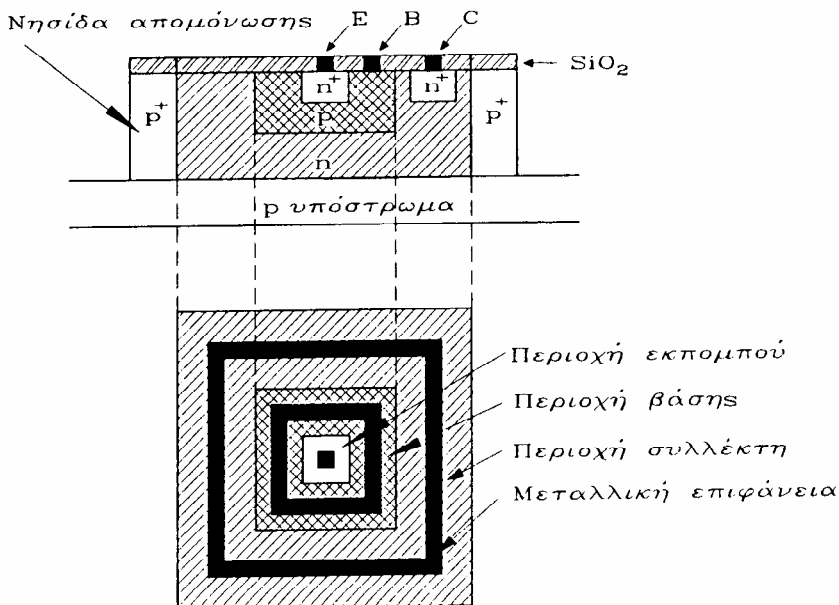
Οι τάσεις μεταξύ των ακροδεκτών δηλώνονται με δύο δείκτες από τους οποίους ο δεύτερος φανερώνει τον ακροδέκτη αναφοράς του δυναμικού. Έτσι π.χ η τάση V_{CB} σημαίνει το δυναμικό του συλλέκτη C σε σχέση με το δυναμικό της βάσης B και προφανώς θα είναι $V_{CB} = -V_{BC}$. Με κεφαλαία γράμματα και κεφαλαίους δείκτες δηλώνουμε DC ή μέσες τιμές τάσεων ή ρευμάτων π.χ. V_{CE} , I_C . Με μικρά γράμματα και μικρούς δείκτες δηλώνουμε τις στιγμιαίες τιμές μεταβλητών με το χρόνο, τάσεων ή ρευμάτων π.χ. v_{be} , i_b . Με μικρά γράμματα και κεφαλαίους δείκτες σημειώνουμε τις στιγμιαίες ολικές τιμές (σταθερών + μεταβλητών με το χρόνο) τάσεων ή ρευμάτων π.χ. v_{BE} , i_B . Έτσι θα είναι π.χ. $i_E = I_E + i_e$. Τέλος, τις πηγές τροφοδοσίας τις σημειώνουμε με κεφαλαίο γράμμα και διπλό δείκτη με κεφαλαία γράμματα π.χ. V_{CC} , V_{EE} .

Κατά τη συνδεσμολογία του τρανζίστορ, δύο ακροδέκτες του χρησιμοποιούνται για την εφαρμογή του σήματος εισόδου και δύο ακροδέκτες χρησιμοποι-

ούνται για τη λήψη του σήματος εξόδου, ενώ κάποιος από τους τρεις ακροδέκτες είναι κοινός για τα σήματα εισόδου και εξόδου. Έτσι, ανάλογα με τον κοινό ακροδέκτη, η συνδεσμολογία χαρακτηρίζεται σαν συνδεσμολογία κοινής βάσης, κοινού εκπομπού και κοινού συλλέκτη. Στο σχ. 5.3 φαίνονται οι τρεις τρόποι συνδεσμολογίας του τρανζίστορ με τις θεωρούμενες σαν θετικές φορές των ρευμάτων και των τάσεων.

5.2. ΔΟΜΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΤΟΥ BJT ΣΤΑ ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ

Στα ολοκληρωμένα κυκλώματα το τρανζίστορ έχει τη δομή που δείχνει το σχ.5.4. Η κατασκευή ενός τρανζίστορ π.χ. npn έχει ως εξής: Σ' ένα υπόστρωμα τύπου p αναπτύσσεται με επίταξη ένα στρώμα τύπου n ελαφράς πρόσμιξης, τμήμα του οποίου θα αποτελέσει το συλλέκτη. Μέσα στο στρώμα αυτό θα γίνουν με διάχυση οι περιοχές της βάσης και του εκπομπού. Πάνω στην επιφάνεια του κρυστάλλου σχηματίζεται με οξείδωση ένα στρώμα SiO_2 . Μετά διανοίγεται με υδροφθορικό οξύ από το SiO_2 μια ορθογώνια επιφάνεια και επακολουθεί διάχυση με αέριο τρισθενούς στοιχείου του οποίου τα άτομα διεισδύουν από το παράθυρο μέσα σε ορισμένο βάθος και σχηματίζουν μία περιοχή τύπου p.



Σχ.5.4. Δομή του τρανζίστορ επαφής στα ολοκληρωμένα κυκλώματα.

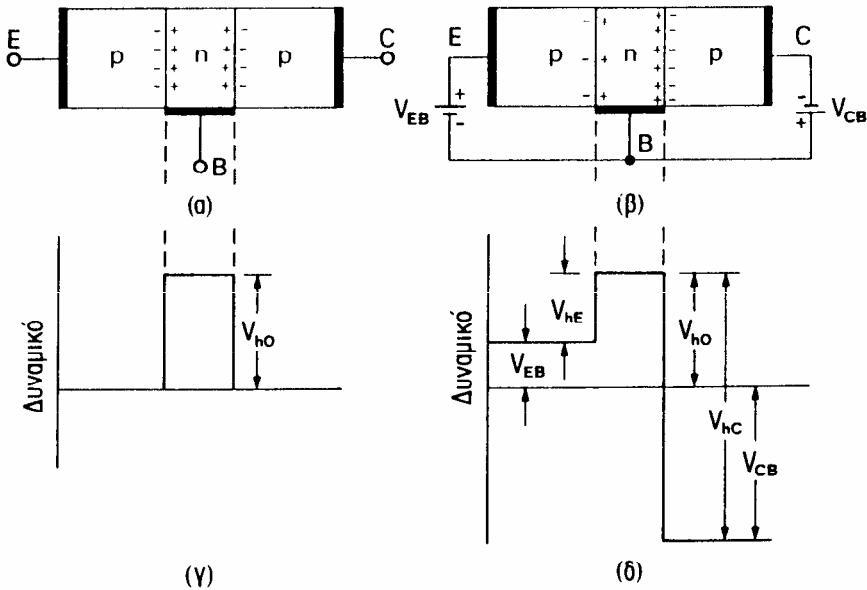
Με την ίδια διαδικασία, με οξείδωση πάλι, αλλά με άνοιγμα μικρότερου παράθυρου και με διάχυση ατόμων τύπου n κατασκευάζεται και η περιοχή τύπου n . Η συγκέντρωση πεντασθενών ατόμων (n) πρέπει να είναι μεγαλύτερη απ' αυτήν των τρισθενών ατόμων (p), ώστε η περιοχή στην οποία θα εισχωρήσουν τα άτομα αυτά να καταστεί περιοχή τύπου n . Ιδιαίτερα η περιοχή αυτή πρέπει να έχει ισχυρή πρόσμιξη (n^+) γιατί θα αποτελέσει τον εκπομπό. Στη φάση αυτή κατασκευάζεται και μία ενδιάμεση περιοχή ισχυρής πρόσμιξης n^+ για την καλή επαφή του ακροδέκτη του συλλέκτη με την περιοχή του συλλέκτη που έχει ελαφρά πρόσμιξη. Στη συνέχεια γίνεται πάλι οξείδωση, διανοίγονται παράθυρα και επιμεταλλώνονται οι επιφάνειες των παράθυρων, όπου σ' αυτές θα προσκολληθούν οι μεταλλικοί ακροδέκτες ή οι αγωγοί σύνδεσης με άλλα στοιχεία του ολοκληρωμένου κυκλώματος.

5.3. ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΤΟΥ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ

1. Δυναμικά και ρεύματα

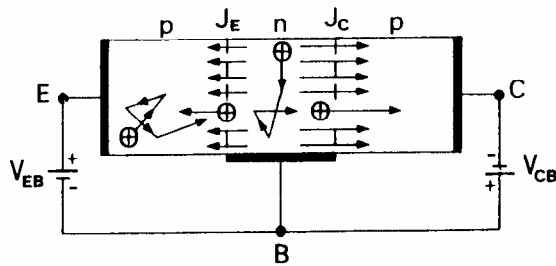
Ας θεωρήσουμε πρώτα το τρανζίστορ με ανοικτούς τους άκροδέκτες του (σχ.5.5α). Στις δύο πλευρές της κάθε επαφής pn θα σχηματισθούν φορτία χώρου, όπως είδαμε στη δίοδο, τα οποία θα δημιουργήσουν μεταξύ τους ένα ηλεκτρικό πεδίο και επομένως μία διαφορά δυναμικού. Έξω από τις περιοχές φορτίων χώρου δεν υπάρχει πεδίο και όλα τα σημεία έχουν το ίδιο δυναμικό. Επειδή οι περιοχές των φορτίων χώρου των επαφών pn είναι πολύ στενές, δεχόμαστε για ευκολία σχεδιασμού, ότι οι μεταβολές του δυναμικού από περιοχή σε περιοχή είναι απότομες.

Τα δυναμικά των τριών περιοχών του τρανζίστορ pn , με ανοικτούς τους άκροδέκτες του εμφανίζονται όπως στο σχήμα 5.5(γ), όπου το δυναμικό της βάσης παρουσιάζει ένα λόφο ύψους V_{h0} , ενώ το δυναμικό των δύο ακραίων περιοχών είναι το ίδιο για συμμετρικό τρανζίστορ, όπου η ενεργός τομή του κρυστάλλου παραμένει σταθερή. Εάν τώρα η επαφή J_E του εκπομπού πολωθεί ορθά με μια πηγή τάσης V_{EB} (σχ.5.5β), όπως μας είναι γνωστό, το ύψος του λόφου δυναμικού θα ελαττωθεί για τους φορείς πλειονότητας του εκπομπού κατά V_{EB} και θα γίνει $V_{hE} = V_{h0} - V_{EB}$, όπου υποθέτουμε ότι $V_{EB} < V_{h0}$. Εάν τώρα η επαφή J_C του συλλέκτη πολωθεί ανάστροφα με πηγή τάσης V_{CB} , ο λόφος δυναμικού θα αυξηθεί κατά $|V_{CB}|$ για τους φορείς πλειονότητας του συλλέκτη, δηλαδή θα γίνει $V_{hC} = V_{h0} + |V_{CB}|$ (σχ. 5.5δ).



Σχ.5.5. Το τρανζίστορ με ανοικτούς τους ακροδέκτες του (α) και με τα άκρα του πολωμένα (β), καθώς και τα αντίστοιχα δυναμικά των περιοχών του (γ),(δ).

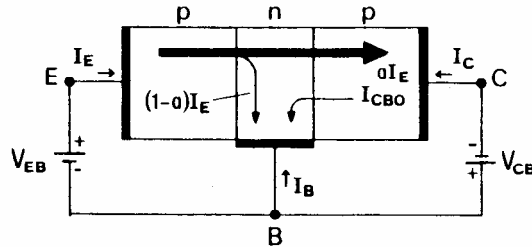
Η ορθή πόλωση της επαφής J_E του εκπομπού, που ελαττώνει το φράγμα δυναμικού της επαφής, έχει σαν συνέπεια την αύξηση της διάχυσης φορέων από τον εκπομπού στη βάση. Οι φορείς αυτοί που αποτελούν φορείς μειονότητας μέσα στη βάση, με διάχυση μπαίνουν στην περιοχή φορτίων χώρου της επαφής του συλλέκτη, εκεί βρίσκουν ευνοϊκό ηλεκτρικό πεδίο που τους επιταχύνει προς τον ακροδέκτη του συλλέκτη. Το σχήμα 5.6 δείχνει τα δύο ηλεκτρικά πεδία των επαφών J_E και J_C .



Σχ.5.6. Το ηλεκτρικό πεδίο της επαφής J_C ωθεί τις σπές προς το συλλέκτη.

Το ηλεκτρικό πεδίο της επαφής J_E ασκεί ανασταλτική επίδραση στην κίνηση των σπών από τον εκπομπού προς τη βάση, που όπως είδαμε αποτελεί ένα φραγμό.

Αντίθετα, το πεδίο της περιοχής της επαφής του συλλέκτη ωθεί τις οπές που εισχωρούν σ' αυτό προς την περιοχή του συλλέκτη, και με διάχυση φθάνουν κατόπιν στο συλλέκτη και δημιουργούν το ρεύμα του.



Σχ.5.7. Τα ρεύματα μέσα στο τρανζίστορ.

Ένα ποσοστό όμως των οπών που βρίσκεται στη βάση, επανασυνδέεται με τα ελεύθερα ηλεκτρόνια που υπάρχουν εκεί και δεν φθάνει στην περιοχή του συλλέκτη. Τα ηλεκτρόνια που επανασυνδέονται μέσα στη βάση αναπληρώνονται από την πηγή V_{EB} και επομένως συμβάλλουν στο σχηματισμό του εξωτερικού ρεύματος της βάσης. Επειδή η βάση έχει σκόπιμα πολύ μικρό πλάτος, ένα πολύ μικρό ποσοστό των οπών επανασυνδέεται, ενώ το μεγάλο ποσοστό οδεύει προς το συλλέκτη. Παράλληλα με τη διάχυση οπών από τον εκπομπό προς τη βάση, υπάρχει και διάχυση ηλεκτρονίων από τη βάση προς τον εκπομπό, που σχηματίζει ένα ρεύμα ηλεκτρονίων σχετικά μικρό, λόγω της πολύ μικρότερης συγκέντρωσης των φορέων αυτών στην περιοχή της βάσης. Το ρεύμα αυτό είναι ομόρροπο προς το ρεύμα των οπών από τον εκπομπό στη βάση. Έτσι λοιπόν, το ρεύμα του εκπομπού I_E είναι το άθροισμα των δύο ρευμάτων που προέρχονται από διάχυση οπών και ηλεκτρονίων που περνάνε την επαφή J_E του εκπομπού. Τελικά ένα ποσοστό α του ρεύματος του εκπομπού, δηλαδή ένα ρεύμα αI_E , περνάει την επαφή J_C και ρέει προς το συλλέκτη, όπως δείχνει το σχήμα 5.7.

Το ρεύμα του συλλέκτη τώρα, αποτελείται από το ρεύμα αI_E και από ένα άλλο πολύ μικρό ρεύμα I_{CBO} ή I_{CO} που σχηματίζεται μεταξύ της βάσης και του συλλέκτη. Η θετική φορά του ρεύματος αυτού, στο σχήμα 5.7, ελήφθη αυθαίρετα να είναι από το συλλέκτη προς τη βάση. Το παραπάνω ρεύμα προέρχεται από τη θερμική γένεση ζευγών ηλεκτρονίων-οπών μέσα στις περιοχές του συλλέκτη και της βάσης, όπου τα δημιουργούμενα ηλεκτρόνια στην περιοχή του συλλέκτη, σαν φορείς μειονότητας περνάνε προς τη βάση και οι αντίστοιχες οπές της βάσης φθάνουν στο συλλέκτη. Αυτό το ρεύμα δεν εξαρτάται από την τάση V_{CB} , αντιστοιχεί δε προς το ανάστροφο ρεύμα κόρου I_S που συναντήσαμε στη δίοδο. Το ρεύμα I_{CBO}

είναι προφανώς το μοναδικό ρεύμα του συλλέκτη όταν ο εκπομπός είναι ανοικτός, γι' αυτό οι δύο πρώτοι δείκτες του, δείχνουν το ρεύμα μεταξύ των ακροδεκτών C και B, ενώ ο τελευταίος δείκτης σημαίνει ότι ο τρίτος ακροδέκτης του τρανζίστορ, δηλαδή ο εκπομπός, είναι ανοικτός.

Σύμφωνα με τις φορές των ρευμάτων, όπως σημειώνονται στο σχήμα 5.7, θα έχουμε για τον κόμβο του συλλέκτη

$$I_C + \alpha I_E - I_{CBO} = 0$$

ή

$$I_C = -\alpha I_E + I_{CBO} \quad (5.2)$$

Επίσης για τον κόμβο της βάσης θα είναι

$$I_B + (1 - \alpha)I_E + I_{CBO} = 0$$

οπότε

$$I_E = -\frac{1}{1 - \alpha}I_B - \frac{1}{1 - \alpha}I_{CBO} \quad (5.3)$$

2. Ο συντελεστής α

Από τη σχέση (5.2) έχουμε για το συντελεστή α

$$\alpha = -\frac{I_C - I_{CBO}}{I_E} \quad (5.4)$$

Εάν θεωρήσουμε αμελητέα τη μικρή τιμή του ρεύματος I_{CBO} , τότε ο συντελεστής α εκφράζεται με το λόγο των δύο DC μεγεθών I_C και I_E

$$\alpha \cong -\frac{I_C}{I_E} \quad (5.5)$$

Χρησιμοποιείται επίσης και ο συντελεστής

$$h_{FB} = \frac{I_C}{I_E} \quad (5.6)$$

με την ονομασία **συντελεστής απολαβής συνεχούς ρεύματος κοινής βάσης** και προφανώς είναι $h_{FB} \cong -\alpha$.

Η τιμή του α που προφανώς είναι μικρότερη από τη μονάδα για τα διάφορα τρανζίστορ, συνήθως υπερβαίνει το 0,95 και είναι πάντοτε θετική γιατί τα ρεύματα I_C και I_E είναι αντίθετα μεταξύ τους. Το α για κάθε τρανζίστορ δεν διατηρεί τελείως σταθερή τιμή, αλλά είναι συνάρτηση του ρεύματος I_C και της τάσης V_{CB} .

3. Ο συντελεστής β

Από τις σχέσεις (5.2) και (5.3) παίρνουμε

$$I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{1}{1-\alpha} I_{CBO} \quad (5.7)$$

Τον παράγοντα $\alpha/(1-\alpha)$ της παραπάνω σχέσης τον ορίζουμε σαν το συντελεστή β , δηλαδή θέτουμε

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad (5.8)$$

Από την παραπάνω σχέση θα έχουμε

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta+1} \quad (5.9)$$

Σε συνάρτηση με το συντελεστή β , οι σχέσεις (5.3) και (5.7) γράφονται αντίστοιχα

$$I_E = -(\beta+1)I_B - (\beta+1)I_{CBO} \quad (5.10)$$

και

$$I_C = \beta I_B + (\beta+1)I_{CBO} \quad (5.11)$$

Όπως συνάγεται από τις σχέσεις (5.2), (5.10) και (5.11), εάν θεωρήσουμε αμελητέο το ρεύμα I_{CBO} και το $(\beta+1)I_{CBO}$, τα ρεύματα I_C και I_E είναι μεταξύ τους σχεδόν ίσα και αντίθετα και είναι κατά μέτρο σχεδόν β φορές μεγαλύτερα από το ρεύμα βάσης I_B . Έτσι

$$\beta \cong \frac{I_C}{I_B} \cong -\frac{I_E}{I_B} \quad (5.12)$$

Επίσης χρησιμοποιείται ο συντελεστής

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} \quad (5.13)$$

με την ονομασία **συντελεστής απολαβής συνεχούς ρεύματος κοινού εκπομπού**. Προφανώς θα είναι $h_{FE} \cong \beta$.

Το β είναι λόγος συνεχών μεγεθών και οι τιμές που παίρνει καθορίζονται από τις τιμές του α (σχέση 5.8). Επειδή το α είναι κοντά στη μονάδα, η τιμή του β θα είναι πολύ μεγαλύτερη από τη μονάδα, συνήθως το β παίρνει τιμές στην περιοχή 20-400, ενώ σε ειδικά τρανζίστορ υπερβαίνει την τιμή του 1000. Επειδή η τιμή του α εξαρτάται από το ρεύμα I_C και την τάση V_{CB} , προφανώς και το β δεν έχει σταθερή τιμή, αλλά είναι συνάρτηση των παραπάνω μεγεθών. Σημειώνουμε ότι, όταν $I_B=0$, δηλαδή αν ανοίξουμε τον ακροδέκτη της βάσης, τότε, όπως φαίνεται από τις σχέσεις (5.10) και (5.11), θα είναι

$$I_E = -I_C = -(\beta+1)I_{CBO} \quad (5.14)$$

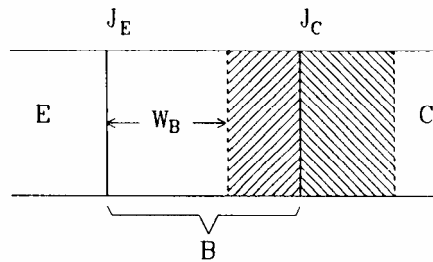
Επομένως, όταν το ρεύμα διαρροής το θεωρήσουμε ότι ρέει όχι μεταξύ συλλέκτη και βάσης, αλλά μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού, τότε αυτό είναι $(\beta+1)$ φορές μεγαλύτερο του I_{CBO} .

4. Διαμόρφωση εύρους βάσης-Μεταβολή του α

Η ανάστροφη πόλωση της επαφής του συλλέκτη δημιουργεί μία διευρυμένη περιοχή φορτίων χώρου περί την επαφή. Το εύρος του τμήματος της περιοχής φορτίων χώρου μέσα στη βάση είναι σημαντικό σε σχέση με το εύρος ολόκληρης της περιοχής της βάσης, που όπως αναφέραμε είναι σκόπιμα μικρό. Επομένως η ύπαρξη των φορτίων χώρου της επαφής του συλλέκτη περιορίζει το ενεργό εύρος W_B της βάσης. Επειδή δε η περιοχή των φορτίων χώρου στη βάση διευρύνεται με την αύξηση της τάσης v_{CB} , έπεται ότι το ενεργό εύρος της βάσης W_B θα μικραίνει με την αύξηση της τάσης αυτής. Το φαινόμενο αυτό λέγεται **διαμόρφωση του εύρους της βάσης ή φαινόμενο Early**, και ασκεί αξιοσημείωτη επίδραση στη συμπεριφορά του τρανζίστορ. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι το πλάτος της περιοχής φορτίων χώρου της επαφής του εκπομπού είναι πολύ μικρό, λόγω της ορθής πόλωσης και

δεν επιδρά ουσιαστικά στο εύρος της βάσης.

Η ελάττωση του εύρους της βάσης, συνεπάγεται την ελάττωση του ρυθμού επανασύνδεσης των φορέων μειονότητας της βάσης, με αποτέλεσμα την ελαφρά αύξηση του ρεύματος του συλλέκτη. Αυτό βέβαια σημαίνει ότι το α αυξάνεται με την αύξηση της τάσης v_{CB} . Η μεταβολή του α σε συνάρτηση με τη μεταβολή του v_{CB} , συνεπάγεται άμεσα τη μεταβολή του συντελεστή β και μάλιστα σε μεγαλύτερο ποσοστό. Έτσι αν π.χ. το α από την τιμή 0,98 πάει στην τιμή 0,99, δηλαδή αυξηθεί κατά 1,02%, τότε το β από την τιμή $0,98/(1-0,98) = 49$ θα πάει στην τιμή $0,99/(1-0,99) = 99$, που σημαίνει ότι υπάρχει μία αύξηση κατά $(99-49)/49 = 102\%$.



Σχ. 5.8. Το ενεργό εύρος της βάσης W_B ελαττώνεται με την αύξηση της τάσης v_{CB} .

5.4. ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΤΟΥ BJT ΓΙΑ ΜΙΚΡΑ ΣΗΜΑΤΑ

1. Ρεύματα AC και ενίσχυση

Είδαμε ότι το ρεύμα του συλλέκτη και το ρεύμα της βάσης ευρίσκονται σε γραμμική σχέση και ότι λόγω του φαινομένου διαμόρφωσης του εύρους της βάσης, το β δεν είναι απόλυτα σταθερό, αλλά εξαρτάται από την τάση V_{CB} . Στη βιβλιογραφία συναντάμε διάφορους ορισμούς για το β . Το συντελεστή h_{FE} που ορίστηκε με τη σχέση (5.13) τον συναντάμε επίσης με το συμβολισμό β_{dc}

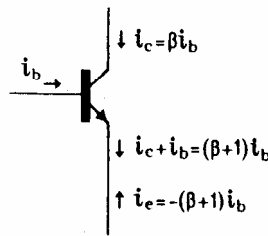
$$\beta_{dc} = h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} \quad (5.15)$$

Ας θεωρήσουμε τώρα ότι γίνεται μία μικρή διαταραχή ΔV_{EB} στην τάση V_{EB} (σχ.5.7). Προφανώς αυτή η διαταραχή θα προκαλέσει μία μεταβολή στο ύψος του λόφου δυναμικού της επαφής του εκπομπού που δρα σαν βαλβίδα και ρυθμίζει το ρεύμα του. Έτσι θα έχουμε μία μεταβολή ΔI_E στο ρεύμα του εκπομπού. Επειδή το ρεύμα της βάσης και του συλλέκτη συνδέονται με γραμμικές σχέσεις με το ρεύμα

του εκπομπού, θα υπάρξουν και αντίστοιχες μεταβολές ΔI_B , ΔI_C στα ρεύματα αυτά. Κατ' αναλογία με το β_{dc} που ορίστηκε παραπάνω σαν ο λόγος δύο DC μεγεθών, μπορούμε να ορίσουμε το β_{ac} σαν το λόγο των AC μεγεθών ΔI_C και ΔI_B , δηλαδή

$$\beta_{ac} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \quad (5.16)$$

Επειδή οι δύο παραπάνω τιμές β_{dc} και β_{ac} δεν διαφέρουν πολύ μεταξύ τους, θα τις αντιπροσωπεύουμε στο εξής με το β . Τις μικρές μεταβολές ΔI_C και ΔI_B μπορούμε



Σχ. 5.9. AC ρεύματα στο τρανζίστορ

να τις ταυτίσουμε με μικρά εναλλασσόμενα σήματα i_c και i_b αντίστοιχα. Έτσι θεωρούμε ότι $\Delta I_C = i_c$ και $\Delta I_B = i_b$, οπότε από την (5.16) παίρνουμε

$$i_c = \beta i_b \quad (5.17)$$

Η παραπάνω σχέση δηλώνει ενίσχυση ρεύματος όταν το ρεύμα της βάσης i_b θεωρηθεί σαν το σήμα εισόδου και το κατά β φορές μεγαλύτερο σήμα i_c το θεωρήσουμε σαν σήμα εξόδου.

Τώρα, από την (5.10), θεωρώντας ότι το β είναι σταθερό σε μία μικρή περιοχή, θα έχουμε

$$\Delta I_E = -(\beta + 1) \Delta I_B \quad (5.18)$$

οπότε, σύμφωνα με τα παραπάνω

$$i_e = -(\beta + 1) i_b \quad (5.19)$$

Το σχ.5.9 δείχνει το τρανζίστορ στο οποίο σημειώνονται μόνο τα AC ρεύματα.

2. Σχέσεις μεταξύ ρευμάτων και τάσεων

Μεταξύ του ρεύματος εκπομπού I_E και της τάσης V_{EB} , προσεγγιστικά ισχύει η διοδική σχέση

$$I_E = I_{ES} (e^{\frac{V_{EB}}{V_T}} - 1) \quad (5.20)$$

που γνωρίσαμε στη δίοδο. Το I_{ES} είναι αντίστοιχο με το ρεύμα κόρου I_s της διόδου. Εάν $V_{EB} \gg V_T$, οπότε υπάρχει καλή αγωγιμότητα του τρανζίστορ, μπορούμε να παραλείψουμε τη μονάδα, έτσι

$$I_E = I_{ES} e^{\frac{V_{EB}}{V_T}} \quad (5.21)$$

Παρόμοιες σχέσεις υπάρχουν και για τα άλλα ρεύματα του τρανζίστορ. Έτσι αν θεωρήσουμε το ρεύμα της βάσης I_B και την τάση V_{BE} , θα έχουμε

$$I_B = I_{BS} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (5.22)$$

Ακόμα, το ρεύμα του συλλέκτη I_C μπορεί να συνδεθεί με την τάση V_{BE} με τη σχέση

$$I_C = I_{CS} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (5.23)$$

δεδομένου ότι το I_C είναι ανάλογο του I_B . Οι παραπάνω σχέσεις είναι προσεγγιστικές επειδή την επαφή του εκπομπού τη θεωρήσαμε σαν μία απλή δίοδο που δεν επηρεάζεται από την επαφή του συλλέκτη.

3. Παραμόρφωση

Το τρανζίστορ αποτελεί ένα στοιχείο με καλή γραμμικότητα σε ό,τι αφορά τις σχέσεις μεταξύ των ρευμάτων του, που όπως είδαμε είναι γραμμικές. Εκεί που εμφανίζονται έντονες μη-γραμμικότητες είναι στις σχέσεις των ρευμάτων με τις τάσεις στους ακροδέκτες, όπως φαίνεται από τις εκθετικές σχέσεις (5.21)-(5.23). Ας πάρουμε τη σχέση (5.23) για σύνθετα μεγέθη

$$i_C = I_{CS} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (5.24)$$

i_C και v_{BE} και αν υποθέσουμε ότι τοποθετούμε μία πηγή διέγερσης εναλλασσόμενης τάσης $v_{be} = V_{im} \sin \omega t$ σε σειρά με την πηγή πόλωσης V_{BE} στο σχήμα 5.7. Για το σύνθετο ρεύμα i_C , επειδή $v_{BE} = V_{BE} + v_{be}$, θα έχουμε

$$i_C = I_C + i_c = I_{CS} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} e^{\frac{v_{be}}{V_T}}$$

όπου για το συνεχές ρεύμα θα είναι

$$I_C = I_{CS} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

Επομένως

$$i_c = i_C - I_C = I_{CS} e^{\frac{v_{be}}{V_T}} - I_C$$

οπότε

$$i_c = I_C \left(e^{\frac{V_{im} \sin \omega t}{V_T}} - 1 \right) \quad (5.25)$$

Αναπτύσσουμε σε σειρά τον εκθετικό όρο και έχουμε

$$i_c = I_C \left[\frac{V_{im}}{V_T} \sin \omega t + \frac{V_{im}^2}{4V_T^2} (1 - \cos 2\omega t) + \dots \right] \quad (5.26)$$

Θεωρούμε εδώ ότι $V_{im} \ll V_T$. Συνεπώς τα πλάτη πέραν της δεύτερης αρμονικής τα θεωρούμε ότι είναι αμελητέα. Ο συντελεστής παραμόρφωσης της δεύτερης αρμονικής θα είναι

$$D_2 = \frac{V_{im}^2 / 4V_T^2}{V_{im} / V_T} = \frac{V_{im}}{4V_T} \quad (5.27)$$

Βλέπουμε ότι ο συντελεστής D_2 είναι ανάλογος του πλάτους του σήματος. Αν θέλουμε μία παραμόρφωση μικρότερη π.χ. από 1%, τότε θα πρέπει

$$V_{im} \leq 4V_T D_2 = 4 \cdot 26mV \cdot \frac{1}{100} = 1,04mV$$

Διαπιστώνουμε ότι για να επιτύχουμε τη ζητούμενη παραμόρφωση πρέπει να χρησιμοποιήσουμε πολύ μικρά σήματα εισόδου.

4. Η δυναμική αντίσταση του εκπομπού και της βάσης

Όπως είδαμε προηγουμένως, μία μικρή μεταβολή ΔV_{EB} στην τάση μεταξύ του εκπομπού και της βάσης προκαλεί μία αντίστοιχη μεταβολή ΔI_E στο ρεύμα του εκπομπού. Σαν **δυναμική αντίσταση μεταξύ του εκπομπού και της βάσης** θα ορίσουμε το λόγο των παραπάνω μεταβολών, δηλαδή

$$r_{eb} = r_e = \frac{\Delta V_{EB}}{\Delta I_E} \quad (5.28)$$

Σημειώνουμε ότι το ρεύμα του εκπομπού, περνώντας τον όγκο της περιοχής του βρίσκει μία ωμική αντίσταση, η οποία όμως είναι πολύ μικρή και αγνοείται. Έτσι την αντίσταση r_{eb} την ταυτίζουμε με την αντίσταση της επαφής που γνωρίσαμε για τη δίοδο και την ονομάζουμε εδώ **δυναμική αντίσταση του εκπομπού r_e** . Αν θέσουμε $\Delta V_{EB} = v_{eb}$ και $\Delta I_E = i_e$, τότε προφανώς για τα εναλλασσόμενα αυτά μεγέθη, από την (5.28)

$$v_{eb} = r_e i_e \quad (5.29)$$

Από τη σχέση (5.21) με παραγωγή βρισκουμε

$$\frac{dI_E}{dV_{EB}} = \frac{I_{ES}}{V_T} e^{\frac{V_{EB}}{V_T}} = \frac{I_E}{V_T}$$

οπότε, θέτοντας το I_C αντί του I_E , που είναι κατ'απόλυτο τιμή μεγέθη περίπου ίσα, από την παραπάνω σχέση βρισκουμε για την τιμή της r_e

$$r_e = \frac{dV_{EB}}{dI_E} \cong \frac{V_T}{I_C} \quad (5.30)$$

Για την εύρεση της δυναμικής αντίστασης της βάσης, θα συσχετίσουμε το ρεύμα της βάσης i_b με την τάση v_{be} που είναι η ίδια κατά μέτρο με την v_{eb} . Κάνοντας χρήση και της σχέσης (5.19)

$$v_{be} = -v_{eb} = -r_e i_e = (\beta + 1)i_b r_e \quad (5.31)$$

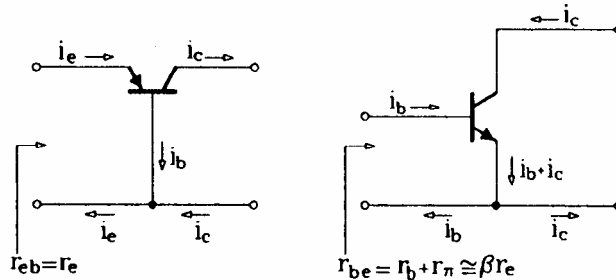
Επομένως η **δυναμική αντίσταση της επαφής βάσης-εκπομπού** που συμβολίζεται με το r_π , από τη χρήση της στο π-υβριδικό μοντέλο, θα είναι

$$r_\pi = \frac{v_{be}}{i_b} = (\beta + 1)r_e \cong \beta r_e \quad (5.32)$$

Όπως και στην περίπτωση του εκπομπού, το ρεύμα της βάσης περνώντας τον όγκο της, βρίσκει μία ωμική αντίσταση r_b , η οποία εδώ δεν πρέπει πάντοτε να θεωρείται αμελητέα. Έτσι μεταξύ του ακροδέκτη της βάσης και του εκπομπού θα βλέπουμε την αντίσταση r_{be} , όπου

$$r_{be} = r_b + r_\pi \quad (5.33)$$

Τις παραπάνω αντιστάσεις που βλέπουμε στους ακροδέκτες του τρανζίστορ στις συνδεσμολογίες κοινής βάσης και κοινού εκπομπού δείχνει το σχ. 5.10. Εδώ, δεν πρέπει να θεωρούμε το κύκλωμα της εισόδου σαν μεμονωμένο, γιατί το κύκλωμα του συλλέκτη είναι κλειστό και συνεισφέρει ρεύμα στο κύκλωμα εισόδου. Έτσι βλέπουμε ότι το ρεύμα εκπομπού i_e στο κύκλωμα εισόδου κοινής βάσης, διακλαδίζεται προς τη βάση με το ρεύμα i_b και προς το συλλέκτη με το i_c , ενώ και τα δύο αυτά ρεύματα αθροίζονται για να σχηματίσουν το ρεύμα i_e που πρέπει να διαρρέει τον κάτω ακροδέκτη του κυκλώματος εισόδου.



Σχ.5.10. Η αντίσταση του εκπομπού (α) και της βάσης (β).

5. Η διαγωγιμότητα g_m

Το ρεύμα του συλλέκτη I_C εξαρτάται από την τάση V_{BE} όπως φαίνεται από τη σχέση (5.23). Έτσι υπάρχει μία σχέση **διαγωγιμότητας** μεταξύ αυτών των μεγεθών. Την ορίζουμε σαν το λόγο $\Delta I_C / \Delta V_{BE}$, όπου οι εν λόγω μεταβολές θεωρούνται μικρές περί το σημείο λειτουργίας. Έτσι

$$g_m = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} = \frac{i_c}{v_{be}} \quad (5.34)$$

Παραγωγίζοντας τη σχέση (5.23) έχουμε

$$g_m = \frac{dI_C}{dV_{BE}} = \frac{1}{V_T} I_{CS} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (5.35)$$

ή

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \cong 40 I_C \text{ (mA/V)} \quad (5.36)$$

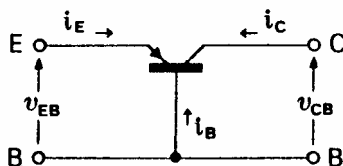
όπου $V_T \cong 0,025V$. Βλέπουμε ότι η διαγωγιμότητα είναι ανάλογη του ρεύματος πόλωσης I_C . Συγκρίνοντας τις σχέσεις (5.36) και (5.30) συμπεραίνουμε ότι

$$g_m \cong \frac{1}{r_e} \quad (5.37)$$

5.5. ΣΥΝΔΕΣΜΟΛΟΓΙΑ ΚΟΙΝΗΣ ΒΑΣΗΣ

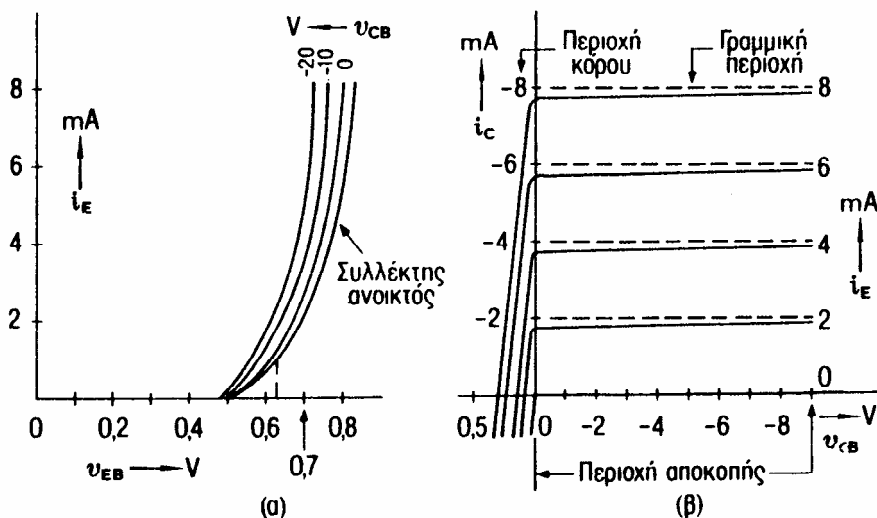
1. Χαρακτηριστικές εισόδου και εξόδου

Στη συνδεσμολογία κοινής βάσης (σχ.5.11) τα μεγέθη της εισόδου είναι η τάση v_{EB} και το ρεύμα i_E , ενώ τα μεγέθη της εξόδου είναι η τάση v_{CB} και το ρεύμα i_C . Τα μεγέθη αυτά δεν είναι ανεξάρτητα μεταξύ τους και γι' αυτό οι σχέσεις τους θα απεικονίζονται γραφικά με οικογένειες καμπύλων.



Σχ.5.11. Συνδεσμολογία κοινής βάσης.

Το σχήμα 5.12(α) δείχνει τις χαρακτηριστικές της εισόδου για ένα τρανζίστορ pnp για διάφορες τιμές της τάσης v_{CB} . Όταν οι ακροδέκτες C, B είναι ανοικτοί, η αντίστοιχη καμπύλη του ρεύματος i_E σε συνάρτηση με την τάση v_{EB} , αποτελεί τη γνωστή χαρακτηριστική της ορθά πολωμένης διόδου, που για την περίπτωση αυτή αφορά την επαφή του εκπομπού. Για διάφορες τώρα τιμές της τάσης ανάστροφης πόλωσης του συλλέκτη, παίρνουμε αντίστοιχες καμπύλες ρεύματος-τάσης του εκπομπού. Οι καμπύλες αυτές μετατοπίζονται προς τον άξονα των εντάσεων όσο αυξάνεται απόλυτα η παράμετρος v_{CB} .



Σχ.5.12. Χαρακτηριστικές καμπύλες εισόδου (α) και εξόδου (β) για ένα pnp τρανζίστορ.

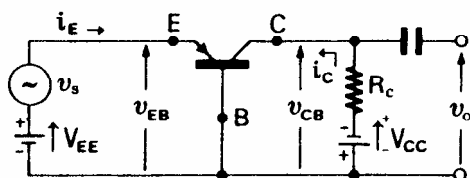
Οι χαρακτηριστικές εισόδου σε τρανζίστορ μικρής ισχύος, όπως είναι τα τρανζίστορ των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, θεωρούμε ότι συμπίπτουν. Το σχήμα 5.12(β) δείχνει τις χαρακτηριστικές καμπύλες εξόδου. Η κάθε καμπύλη ρεύματος i_C - τάσης v_{CB} , αντιστοιχεί σε ένα σταθερό ρεύμα εκπομπού i_E . Όλη η περιοχή μεταξύ του άξονα αρνητικών τιμών του i_C και αρνητικών τιμών του v_{CB} χαρακτηρίζεται σαν **γραμμική περιοχή** λειτουργίας του τρανζίστορ. Οι χαρακτηριστικές για τα

διάφορα i_E αποτελούν ευθύγραμμα τμήματα τα οποία δεν είναι οριζόντια αλλά έχουν μικρή κλίση, επειδή το α αυξάνεται με την αύξηση του $|v_{CB}|$. Οι τιμές του μέτρου του ρεύματος i_C διαφέρουν ελάχιστα από τις τιμές του i_E , σύμφωνα με τη σχέση $i_C = -\alpha i_E$, όπου το α είναι κοντά στη μονάδα. Οι χαρακτηριστικές αριστερά του άξονα i_C , όπου το v_{CB} παίρνει μικρές θετικές τιμές, κατεβαίνουν απότομα, δεδομένου ότι η επαφή του συλλέκτη πολώνεται ορθά και δημιουργείται ένα μεγάλο θετικό ρεύμα από το συλλέκτη προς τη βάση, που μεταβάλλεται πολύ γρήγορα με την αύξηση της τάσης $|v_{CB}|$. Το νέο αυτό ρεύμα του συλλέκτη είναι αντίθετο με το ρεύμα αi_E και συνεπώς αφαιρείται απ' αυτό. Η περιοχή αυτή χαρακτηρίζεται σαν **περιοχή κόρου**. Τέλος η περιοχή κάτω από την καμπύλη $i_E = 0$ χαρακτηρίζεται σαν **περιοχή αποκοπής**. Για την τιμή του $i_E = 0$, στο ρεύμα i_C απομένει η μικρή τιμή του I_{CBO} , γι αυτό η αντίστοιχη καμπύλη είναι σχεδόν επάνω στον άξονα των τάσεων.

Επειδή οι χαρακτηριστικές καμπύλες εισόδου αναπτύσσονται γύρω από την τάση $v_{EB} = 0,7$ V, γι' αυτό στην πράξη, όταν το τρανζίστορ βρίσκεται σε αγωγιμότητα, θεωρούμε ότι η τάση μεταξύ εκπομπού και βάσης είναι κατά προσέγγιση 0,7 Volt.

2. Το τρανζίστορ σαν ενισχυτής

Αν και τη χρήση του τρανζίστορ σαν ενισχυτή θα τη δούμε εκτενώς σε επόμενα κεφάλαια, θεωρείται απαραίτητη εδώ μια πρώτη γνωριμία με τους ενισχυτές, που αποτελούν μια από τις πολύ βασικές εφαρμογές του τρανζίστορ. Ένα κύκλωμα ενισχυτή δείχνει το σχήμα 5.13.



Σχ.5.13. Ενισχυτής κοινής βάσης.

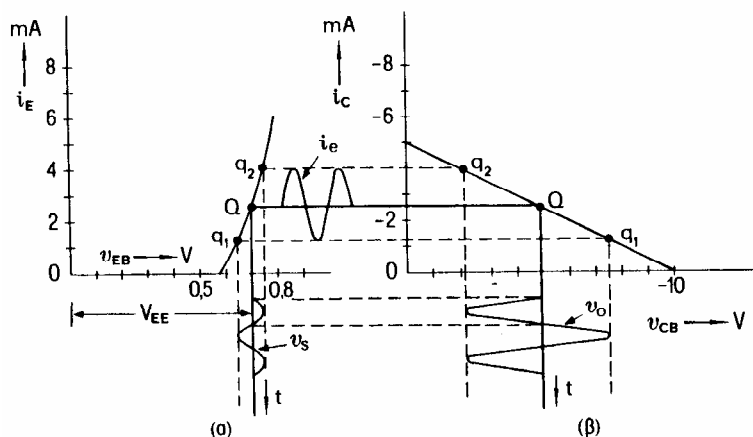
Πόλωση του ενισχυτή

Στο κύκλωμα εισόδου υπάρχει η πηγή V_{EE} που χρησιμεύει για πόλωση, ενώ σε σειρά με την V_{EE} υπάρχει μια AC πηγή με μηδενική εσωτερική αντίσταση που παρέχει ένα σήμα τάσης v_s , που υποθέτουμε ότι έχει μικρό πλάτος, το πολύ ίσο με 50mV. Η DC πηγή πόλωσης κρατάει το δυναμικό μεταξύ εκπομπού και βάσης στην

τιμή V_{EE} , ενώ συγχρόνως δημιουργεί ένα DC ρεύμα I_E . Η τιμή του ρεύματος I_E εξαρτάται από την τιμή της V_{EE} , η οποία πρέπει να είναι στην περιοχή των 0,6-0,8V για να είναι αγωγίμο το τρανζίστορ, όπως φαίνεται από τις χαρακτηριστικές εισόδου του σχήματος 5.12(α). Συνήθως εκλέγουμε $V_{EE}=0,7V$.

Το σχήμα 5.14(α) δείχνει τη χαρακτηριστική εισόδου, στην οποία υποθέτουμε ότι για ένα τρανζίστορ μικρής ισχύος συγκεντρώνεται ολόκληρη η οικογένεια των χαρακτηριστικών, δεδομένου ότι αυτές είναι πολύ κοντά μεταξύ τους. Ο συλλέκτης συνδέεται με μια DC πηγή τροφοδοσίας τάσης V_{CC} , μέσω μιας αντίστασης R_C , οπότε η επαφή του πολώνεται έτσι ανάστροφα. Σαν τάση εξόδου του ενισχυτή θεωρούμε την **εναλλασσόμενη τάση** v_{cb} μεταξύ του συλλέκτη και της βάσης. Επειδή όμως η τάση μεταξύ των δύο αυτών ακροδεκτών είναι σύνθετη, δηλαδή περιέχει μια DC συνιστώσα και την AC συνιστώσα που προέρχεται από το σήμα, γι' αυτό χρησιμοποιούμε ένα πυκνωτή για την απόρριψη της συνεχούς συνιστώσας. Ο πυκνωτής πρέπει να παρουσιάζει αμελητέα αντίσταση στη συχνότητα της πηγής v_s , οπότε μετά τον πυκνωτή παίρνουμε την τάση εξόδου $v_o = v_{cb}$.

Σύμφωνα με τη χαρακτηριστική εισόδου, η πηγή τάσης $V_{EE} = 0,7V$ καθορίζει το σημείο πόλωσης Q που αντιστοιχεί σε ρεύμα $I_E = 2,5mA$. Εάν τώρα υποθέσουμε ότι το σήμα v_s είναι 100mV(p-p), όπως δείχνει το σχήμα 6.16(α), αυτό δημιουργεί το AC ρεύμα i_e λίγο παραμορφωμένο λόγω της καμπυλότητας της χαρακτηριστικής εισόδου. Από τα παραπάνω είναι προφανές ότι η ύπαρξη της τάσης πόλωσης V_{EE} είναι απαραίτητη. Αυτή καθορίζει το σημείο πόλωσης Q γύρω από το οποίο δημιουργείται η AC συνιστώσα i_e του ρεύματος εισόδου.



Σχ.5.14. Το μικρό σήμα εισόδου v_s προκαλεί ένα μεγάλο σήμα v_o στην έξοδο του ενισχυτή. Τα διάφορα σημεία της χαρακτηριστικής εισόδου αντιστοιχούν σε σημεία απόλυτα ίσου ρεύματος πάνω στην ευθεία φόρτου.

Λειτουργία του ενισχυτή

Από το κύκλωμα εξόδου βρίσκουμε την ευθεία φόρτου. Σύμφωνα με την φορά του ρεύματος i_C και της τάσης τροφοδοσίας V_{CC} , της οποίας τη θετική φορά ορίσαμε στο κύκλωμα του σχήματος 5.13, θα έχουμε

$$R_c i_C + v_{CB} - V_{CC} = 0$$

οπότε η εξίσωση της ευθείας φόρτου θα είναι

$$i_C = -\frac{1}{R_c} v_{CB} + \frac{V_{CC}}{R_c} \quad (5.38)$$

Για τάση $V_{CC} = -10V$ και $R_c = 2 K\Omega$ παίρνουμε την ευθεία φόρτου που εικονίζεται στο σχήμα 5.14(β). Το σημείο τομής της με τον άξονα v_{CB} ($i_C=0$) είναι $v_{CB} = V_{CC} = -10V$, ενώ το σημείο τομής με τον άξονα i_C ($v_{CB}=0$) είναι $i_C = V_{CC}/R_c = -10V/2 K\Omega = -5mA$.

Το σημείο πόλωσης Q πάνω στη χαρακτηριστική εισόδου, καθώς και τα ακραία σημεία q_1 , q_2 που καθορίζονται από το πλάτος του σήματος v_s μεταφέρονται εύκολα πάνω στην ευθεία φόρτου, όπως δείχνει το σχήμα 5.14(β) λαμβάνοντας υπόψη ότι $i_E \cong -i_C$. Παρακολουθώντας τώρα την εναλλαγή του v_s και την εναλλαγή του i_e που προκύπτει, φτιάχνουμε την εναλλαγή της τάσης v_{CB} που είναι η τάση εξόδου v_o , όπως φαίνεται στο εν λόγω σχήμα.

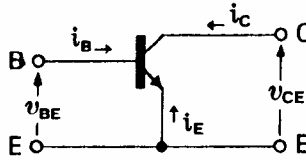
Ενίσχυση τάσης. Είναι φανερό ότι έχουμε μια ενίσχυση τάσης, δεδομένου ότι η v_s είναι 0,1 V(p-p) και η v_o είναι περίπου 5,5V(p-p). Έτσι, γραφικά προσδιορίζουμε ότι

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} \cong \frac{5,5V(p-p)}{0,1V(p-p)} = 55$$

5.6. ΣΥΝΔΕΣΜΟΛΟΓΙΑ ΚΟΙΝΟΥ ΕΚΠΟΜΠΟΥ

1. Χαρακτηριστικές εισόδου και εξόδου

Η συνδεσμολογία κοινού εκπομπού (σχ.5.15) χρησιμοποιείται περισσότερο στις πρακτικές εφαρμογές επειδή μ' αυτή τη διάταξη απαιτούνται μικρότερα ρεύματα εισόδου και συνεπώς έχουμε μεγαλύτερη αντίσταση εισόδου. Για ηρη τρανζίστορ η επαφή του εκπομπού πολώνεται ορθά όταν $V_{BE} > 0$, ενώ ανάστροφη πόλωση της επαφής του συλλέκτη απαιτεί $V_{CB} > 0$.

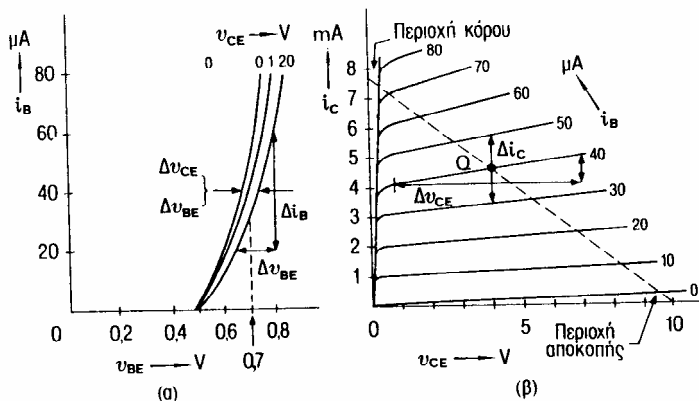


Σχ.6.15. Συνδεσμολογία κοινού εκπομπού.

Οι χαρακτηριστικές εισόδου που αφορούν το i_B και v_{BE} , καθώς και οι χαρακτηριστικές εξόδου που αφορούν τα i_C και v_{CE} για ένα τρανζίστορ ηρη δίνονται στο σχήμα 5.16. Όταν η τάση μεταξύ του συλλέκτη και του εκπομπού είναι μηδενική ($v_{CE}=0$), η καμπύλη ρεύματος-τάσης εισόδου προσεγγίζει αυτήν της διόδου. Για κάθε τιμή της τάσης v_{CE} , έχουμε μια αντίστοιχη καμπύλη εισόδου ρεύματος-τάσης που μετατοπίζεται προς μεγαλύτερες τιμές της v_{BE} , όταν αυξάνει η παράμετρος v_{CE} , όπως φαίνεται στο σχήμα 5.16(α).

Η περιοχή της τάσης λειτουργίας v_{BE} για ένα τρανζίστορ Ge είναι 0,1-0,3 Volt και για ένα τρανζίστορ Si είναι 0,5-0,8 Volt. Το κάτω όριο αυτών των περιοχών είναι η τάση v_{BE} αποκοπής ($i_B=0$) και το άνω όριο είναι η τάση v_{BE} κόρου. Και εδώ, για τρανζίστορ μικρής ισχύος, όπως είναι τα τρανζίστορ των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, θεωρούμε ότι οι χαρακτηριστικές εισόδου είναι πολύ κοντά μεταξύ τους ώστε να θεωρούμε ότι συμπίπτουν σε μία. Η σχέση ρεύματος βάσης και τάσης βάσης-εκπομπού, όταν το τρανζίστορ ευρίσκεται σε κανονική λειτουργία, όπου υποτίθεται ότι $V_{BE} > 5V_T$ είναι η διωδική προσεγγιστική σχέση που ήδη έχουμε γνωρίσει

$$i_B = I_{BS} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \quad (5.39)$$



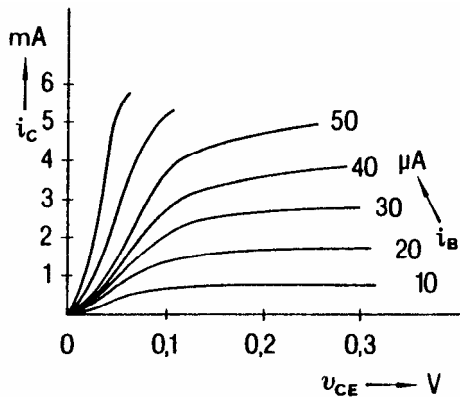
Σχ.5.16. Χαρακτηριστικές εισόδου (α) και εξόδου (β) ενός ηρη τρανζίστορ για τη συνδεσμολογία κοινού εκπομπού.

Για μικρές τιμές της v_{CE} (προσεγγιστικά για $v_{CE} < 0,2V$ για το Si) οι καμπύλες εισόδου παίρνουν απότομη κλίση και περνάνε από την αρχή των αξόνων. Αυτή η περιοχή των τιμών της τάσης v_{CE} όπου συμπυκνώνονται οι καμπύλες, χαρακτηρίζεται σαν περιοχή κόρου του τρανζίστορ. Προσεγγιστικά μπορούμε να θεωρήσουμε ότι για ένα τρανζίστορ Ge το δυναμικό κόρου $v_{CE(sat)}$ είναι 0,1Volt και για ένα τρανζίστορ Si είναι 0,2Volt.

Μία μεγέθυνση της περιοχής κόρου δείχνει το σχήμα 5.17, όπου φαίνεται καθαρά ότι οι χαρακτηριστικές δεν συμπίπτουν.

Για $i_B=0$, η αντίστοιχη χαρακτηριστική καμπύλη πλησιάζει πολύ τον άξονα v_{CE} και σύμφωνα με τη σχέση (5.11) θα είναι

$$I_C = (\beta + 1)I_{CBo} = I_{CEO}$$



Σχ.5.17. Μεγέθυνση της περιοχής κόρου. Οι χαρακτηριστικές δεν συμπίπτουν.

όπου I_{CEO} είναι το ρεύμα μεταξύ του συλλέκτη και του εκπομπού με ανοικτό τον ακροδέκτη της βάσης ($i_B=0$). Αυτό το ρεύμα, όπως βλέπουμε, είναι $(\beta+1)$ φορές μεγαλύτερο από το ρεύμα I_{CBo} .

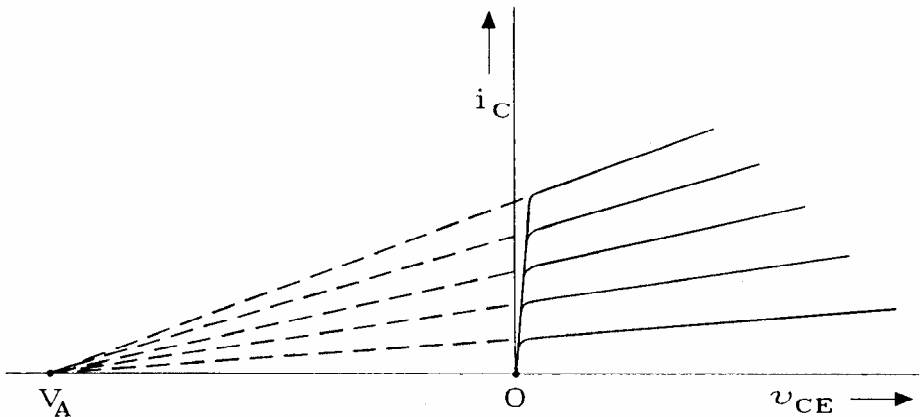
Η περιοχή μεταξύ της χαρακτηριστικής $i_B=0$ και του άξονα v_{CE} χαρακτηρίζεται σαν περιοχή αποκοπής. Μεταξύ των δύο περιοχών κόρου και αποκοπής υπάρχει η **γραμμική περιοχή** λειτουργίας του τρανζίστορ. Σημειώνουμε ότι όταν το δυναμικό του συλλέκτη γίνει μικρότερο από το δυναμικό της βάσης, τότε $V_{CB} < 0$. Στην περίπτωση αυτή η επαφή του συλλέκτη πολώνεται ορθά. Αυτό δεν σημαίνει ότι το τρανζίστορ φεύγει από τη γραμμική περιοχή λειτουργίας. Αυτό θα συμβεί όταν το V_{CB} πάρει τέτοια αρνητική τιμή ώστε $V_{CE} < V_{CE(sat)}$. Έστω π.χ. ότι $V_{BE}=0,65V$. Για να έλθει το τρανζίστορ στον κόρο θα πρέπει

$$V_{CB} + V_{BE} = V_{CE(sat)}$$

οπότε

$$V_{CB} = V_{CE(sat)} - V_{BE} = 0,2 - 0,65 = -0,45V$$

Για τιμές του $V_{CB} < -0,45V$ το τρανζίστορ εισέρχεται βαθύτερα στον κόρο. Η σχέση μεταξύ του ρεύματος i_C και της τάσης v_{BE} , όταν το τρανζίστορ ευρίσκεται σε κανονική λειτουργία, είναι



Σχ.5.18. Λόγω του φαινομένου Early οι χαρακτηριστικές έχουν κλίση και αν προεκταθούν περνάνε όλες από το ίδιο σημείο V_A .

$$i_C = I_{CS} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \quad (5.40)$$

Οι στατικές χαρακτηριστικές καμπύλες i_C - v_{CE} (σχ.5.16β), που η κάθε μία από αυτές αντιστοιχεί σε ένα ρεύμα βάσης i_B , είναι κεκλιμένες ως προς τον άξονα v_{CE} λόγω του φαινομένου Early. Η κλίση αυξάνεται με την αύξηση του i_B όπως φαίνεται στο σχήμα αυτό.

Αν προεκτείνουμε τις κεκλιμένες αυτές χαρακτηριστικές προς την πλευρά του αρνητικού άξονα v_{CE} , αυτές θα συναντηθούν όλες επί του άξονα στο αυτό σημείο που ορίζει το δυναμικό Early V_A (σχ.5.18). Το V_A είναι θετικό για pnp τρανζίστορ και αρνητικό για npn. Η απόλυτη τιμή του είναι συνήθως στην περιοχή 50-120V.

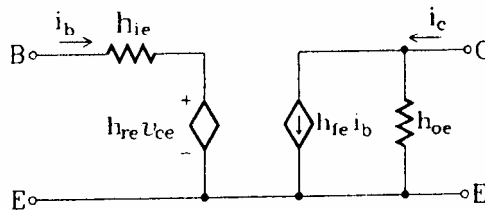
5.7. ΜΟΝΤΕΛΑ ΤΟΥ BJT ΓΙΑ ΜΙΚΡΑ ΣΗΜΑΤΑ

Η χρήση μικρών εναλλασσόμενων σημάτων επιτρέπει τη γραμμική λειτουργία του τρανζίστορ σε μικρές περιοχές γύρω από τα σημεία πόλωσης του. Τότε οι διάφορες παράμετροι θεωρούνται, ότι είναι σταθερές ποσότητες. Τα μοντέλα μικρών σημάτων πραγματοποιούνται με λίγα στοιχεία και βοηθούν πολύ στη μελέτη και τη σχεδίαση των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων. Πιο σύνθετα μοντέλα με τα οποία επιτυγχάνεται πιστότερη προσομοίωση των τρανζίστορ χρησιμοποιούνται σε υπολογιστικά προγράμματα για ακριβείς υπολογισμούς και δυνατότητα μελέτης πολύπλοκων και μεγάλης κλίμακας ηλεκτρονικών κυκλωμάτων.

Παρακάτω θα περιγράψουμε το υβριδικό-h καθώς και το υβριδικό-π ισοδύναμο, που αποτελούν τα πλέον εν χρήσει μοντέλα του τρανζίστορ. Το υβριδικό-h μοντέλο αποτελείται από στοιχεία που μπορούν να προσδιορισθούν από εξωτερικές μετρήσεις ή από τις χαρακτηριστικές εισόδου και εξόδου, δεν περιέχει χωρητικότητες και επομένως χρησιμοποιείται για τις χαμηλές και μέσες συχνότητες. Το υβριδικό-π μοντέλο είναι πιο κατάλληλο για τις υψηλές συχνότητες καθώς μπορεί εύκολα να περιλάβει τις εσωτερικές χωρητικότητες του τρανζίστορ.

1. Το υβριδικό-h μοντέλο

Το υβριδικό-h ισοδύναμο κύκλωμα του τρανζίστορ κοινού εκπομπού παριστάνεται στο σχήμα 5.19. Ο δεύτερος δείκτης h των υβριδικών παραμέτρων υποδηλώνει ότι πρόκειται για κύκλωμα κοινού εκπομπού. Σύμφωνα με όσα έχουμε αναφέρει για τα υβριδικά δίθυρα στην



Σχ.5.19.. Υβριδικό h ισοδύναμο του τρανζίστορ για συνδεσμολογία κοινού εκπομπού.

παρ/φο 1.11, οι τάσεις και τα ρεύματα συνδέονται με τις h_e παραμέτρους του δικτυώματος με το παρακάτω αλγεβρικό σύστημα

$$v_{be} = h_{ie} i_b + h_{re} v_{ce} \quad (5.41)$$

$$i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} v_{ce}$$

Μπορούμε να προσδιορίζουμε όλες τις παραμέτρους h από τις χαρακτηριστικές καμπύλες εισόδου και εξόδου του τρανζίστορ. Η τιμή των παραμέτρων θα εξαρτάται φυσικά από το σημείο, ή καλύτερα, από την περιοχή επί των χαρακτηριστικών όπου θα γίνει η μέτρηση. Έτσι, για την τιμή του h_{ie} από την πρώτη εξίσωση των (5.41), θα έχουμε

$$h_{ie} = \left. \frac{v_{be}}{i_b} \right|_{v_{ce} = 0}$$

Δηλαδή αν έχουμε τις μικρές μεταβολές v_{be} και i_b , μπορούμε να βρούμε το h_{ie} . Το $v_{ce} = 0$ στην παραπάνω σχέση σημαίνει ότι δεν πρέπει να υπάρχει μεταβολή τάσης μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού, δηλαδή θα πρέπει $v_{ce} = V_{ce} + v_{ce} = V_{ce} = \text{σταθερό}$, πράγμα που σημαίνει ότι η μέτρηση γίνεται επί μιας δεδομένης χαρακτηριστικής εισόδου (σχ.5.16α). Είναι ευνόητο ότι για τη μέτρηση του h_{ie} σε κάποιο σημείο μιας χαρακτηριστικής εισόδου ($v_{ce} = \text{σταθ.}$), αντί των μικρών σημάτων v_{be} και i_b μπορούμε να πάρουμε τις μικρές μεταβολές Δv_{be} και Δi_b που προσδιορίζουν την κλίση της χαρακτηριστικής στο δεδομένο σημείο, όπως φαίνεται στο σχήμα 5.16(α). Έτσι λοιπόν για το h_{ie} γράφουμε

$$h_{ie} = \left. \frac{v_{be}}{i_b} \right|_{v_{ce} = 0} = \left. \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_B} \right|_{v_{CE} = \text{σταθ.}} \quad (5.42)$$

Το h_{ie} είναι η αντίσταση r_{be} που βλέπουμε στα άκρα BE (με βραχυκυκλωμένα τα άκρα CE), επομένως, με βάση την (5.33)

$$h_{ie} = r_b + r_\pi \quad (5.43)$$

και αν παραλείψουμε την r_b , τότε

$$h_{ie} \cong r_\pi \cong \beta r_e \quad (5.44)$$

Παρόμοια, για το h_{re} θα έχουμε

$$h_{re} = \left. \frac{v_{be}}{v_{ce}} \right|_{i_b = 0} = \left. \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta v_{CE}} \right|_{i_B = 0} = \text{σταθ.} \quad (5.45)$$

Εδώ μετράμε τις μεταβολές Δv_{BE} και Δv_{CE} με σταθερό το ρεύμα i_B . Για τις δύο παραπάνω παραμέτρους, από τις χαρακτηριστικές εισόδου του σχ.5.16(α) θα έχουμε

$$h_{ie} = \left. \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_B} \right|_{v_{CE} = \text{σταθ.}} = \frac{0,15V}{40\mu A} = 3,75K\Omega$$

$$h_{re} = \left. \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta v_{CB}} \right|_{i_B = \text{σταθ.}} = \frac{0,08V}{20V} = 4 \cdot 10^{-3}$$

Αντίστοιχα προς τις παραμέτρους εισόδου, οι παράμετροι εξόδου h_{fe} και h_{oe} προσδιορίζονται από τις παρακάτω σχέσεις

$$h_{fe} = \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{v_{ce} = 0} = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \right|_{v_{CE} = \text{σταθ.}} \quad (5.46)$$

$$h_{oe} = \left. \frac{i_c}{v_{ce}} \right|_{i_b = 0} = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{CE}} \right|_{i_b = \text{σταθ.}} \quad (5.47)$$

Θεωρώντας ότι $\beta \equiv \Delta i_C / \Delta i_B$, όπως έχει αναφερθεί προηγουμένως, έχουμε

$$h_{fe} \cong \beta \quad (5.48)$$

Για τις παραμέτρους h_{fe} και h_{oe} , από τις χαρακτηριστικές εξόδου του σχ.5.16(β) θα έχουμε

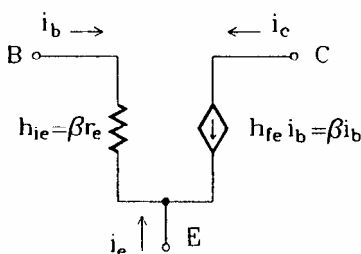
$$h_{fe} = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \right|_{v_{CE} = \text{σταθ.}} = \frac{2,2mA}{20\mu A} = 110$$

$$h_{oe} = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{CE}} \right|_{i_B = \text{σταθ.}} = \frac{1mA}{6,5V} = 0,154 \cdot K\Omega^{-1}$$

Προσεγγιστικό υβριδικό h μοντέλο

Επειδή οι παράμετροι h_{re} και h_{oe} έχουν πολύ μικρές τιμές, σε πολλές εφαρμογές τις παραλείπουμε από το υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα, οπότε καταλήγουμε στο

απλοποιημένο ισοδύναμο του σχήματος 5.20. Το ισοδύναμο αυτό μπορεί να χρησιμοποιηθεί για όλες τις συνδεσμολογίες του τρανζίστορ.



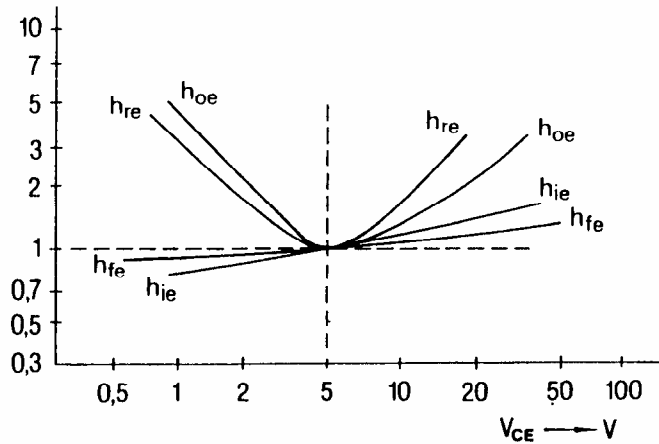
Σχ.5.20.. Προσεγγιστικό ισοδύναμο του τρανζίστορ.

Μεταβολή των παραμέτρων h_e

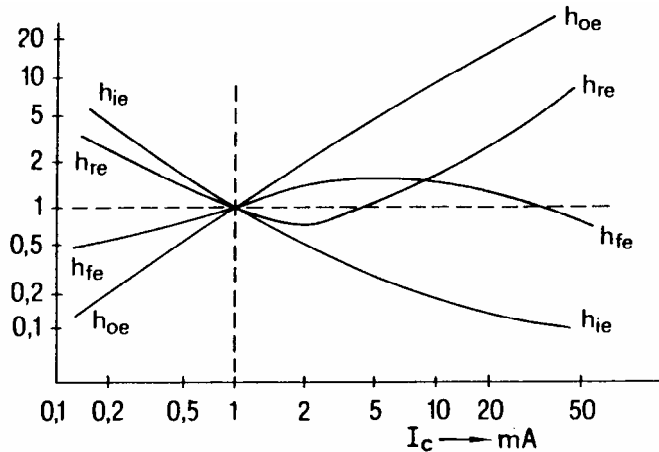
Οι υβριδικές παράμετροι του τρανζίστορ, όπως είδαμε, προσδιορίζονται από τις χαρακτηριστικές εισόδου και εξόδου. Η τιμή τους εξαρτάται από το σημείο εκλογής γύρω από το οποίο γίνεται η μέτρηση των παραμέτρων, γιατί οι χαρακτηριστικές καμπύλες δεν διατηρούν τα ίδια χαρακτηριστικά σε όλη την έκταση του πεδίου τιμών των μεταβλητών.

Συνήθως, οι παράμετροι δίνονται σε καμπύλες για μια δεδομένη τιμή της τάσης V_{ce} με μεταβλητή το ρεύμα I_c , ή για δεδομένη τιμή του I_c με μεταβλητή την V_{ce} . Οι παράμετροι μεταβάλλονται επίσης με τη θερμοκρασία και τη συχνότητα.

Το σχήμα 5.21 παρουσιάζει τη σχετική μεταβολή των h_e παραμέτρων σε συνάρτηση με το ρεύμα συλλέκτη I_c για $V_{ce}=5V$, $T = 25^\circ C$ και $f=1KHz$. Ο κατακόρυφος άξονας δείχνει τη σχετική μεταβολή των παραμέτρων με σημείο αναφοράς το $I_c=1mA$. Έτσι βλέπουμε π.χ. ότι για $I_c=20mA$, το h_{oe} γίνεται περίπου 15 φορές μεγαλύτερο από την τιμή που είχε για $I_c=1mA$. Παρατηρούμε ότι για μεγάλα ρεύματα τα h_{oe} και h_{re} παρουσιάζουν μεγάλη αύξηση. Το σχήμα 5.22 δείχνει τη σχετική μεταβολή των παραμέτρων σε συνάρτηση με τη μεταβολή της τάσης V_{ce} για $I_c=1mA$, $T = 25^\circ C$ και $f=1KHz$. Σαν σημείο αναφοράς για τις τιμές των παραμέτρων εδώ, έχει εκλεγεί η τιμή $V_{ce}=5V$. Διαπιστώνουμε ότι οι παράμετροι h_{re} και h_{oe} είναι οι πιο ευαίσθητες σε μεταβολή.



Σχ.5.21.. Σχετική μεταβολή των παραμέτρων h_e σε συνάρτηση με τη μεταβολή του ρεύματος I_C για $V_{CE}=5V$, $T=25^\circ C$ και $f=1KHz$.



Σχ.5.22.. Σχετική μεταβολή των παραμέτρων h_e σε συνάρτηση με τη μεταβολή της τάσης V_{CE} για $I_C=1mA$, $T=25^\circ C$ και $f=1KHz$.

Τα υβριδικά μοντέλα κοινής βάσης και κοινού συλλέκτη φυσικά έχουν την ίδια δομή με το μοντέλο κοινού εκπομπού του σχ.5.19 αλλά οι παράμετροι h , γενικά, διαφέρουν μεταξύ τους. Στον πίνακα 5.1 παρουσιάζονται οι σχέσεις των παραμέτρων κοινής βάσης και κοινού συλλέκτη με τις παραμέτρους κοινού εκπομπού.

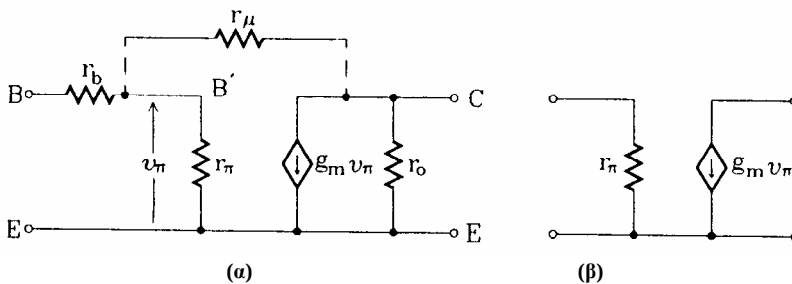
ΠΙΝΑΚΑΣ 5.1

Σχέσεις μεταξύ των παραμέτρων h των διαφόρων συνδέσεων του τρανζίστορ

CB - CE	CC - CE
$h_{ib} = \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}}$	$h_{ic} = h_{ie}$
$h_{rb} = \frac{h_{ie} h_{oe}}{1 + h_{fe}} - h_{re}$	$h_{rc} = 1 - h_{re} \cong 1$
$h_{fb} = - \frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}}$	$h_{fc} = -(1 + h_{fe})$
$h_{ob} = \frac{h_{oe}}{1 + h_{fe}}$	$h_{oc} = h_{oe}$

2. Το υβριδικό π -μοντέλο

Το μοντέλο αυτό προσομοιώνει αρκετά καλά τη φυσική λειτουργία του τρανζίστορ. Για τις χαμηλές συχνότητες έχει όπως το σχ.5.23(α). Για τις αντιστάσεις r_b και r_π έχουμε αναφερθεί προηγουμένως. Στο μοντέλο έχει θεωρηθεί ένα ισοδύναμο σημείο B' μέσα στην περιοχή της βάσης κοντά στον εκπομπό, από το οποίο εκκινούν οι φορείς που προέρχονται από τον εκπομπό και πορεύονται προς τον ακροδέκτη της βάσης. Αυτοί οι φορείς στην πορεία τους αντιμετωπίζουν την ωμική αντίσταση r_b στο σώμα της βάσης που κυμαίνεται συνήθως στα όρια 40-400Ω. Η διοδική αντίσταση βάσης-εκπομπού r_π είναι συνήθως στα όρια 0,5-5KΩ.



Σχ.5.23. Υβριδικό- π μοντέλο για τις χαμηλές συχνότητες. Σημειώνουμε και τους συμβολισμούς που επίσης χρησιμοποιούνται: $r_{bb'} = r_b$, $r_{b'e} = r_\pi$, $r_{ce} = r_o$, $U_{b'e} = U_\pi$.

Η εξαρτημένη πηγή ρεύματος $g_m v_\pi$ είναι συνέπεια της ρευματικής σύζευξης μεταξύ των δύο επαφών του τρανζίστορ. Προφανώς, αν λάβουμε υπ' όψιν μας ότι προσεγγιστικά $r_\pi = \beta r_e$, $r_e = 1/g_m$ και $\beta = h_{fe}$, τότε για την πηγή ρεύματος θα έχουμε

$$g_m v_\pi = g_m r_\pi i_b = h_{fe} i_b \quad (5.49)$$

Επομένως, πρόκειται για την ίδια πηγή ρεύματος που θεωρήσαμε στο υβριδικό-η κοινού εκπομπού. Η αντίσταση r_o τοποθετείται για να απορροφήσει ένα μικρό ρεύμα, ανεξάρτητο της πηγής $g_m v_\pi$, που είναι ανάλογο της τάσης v_{CE} . Η τιμή της αντίστασης αυτής είναι το αντίστροφο της κλίσης των χαρακτηριστικών και είναι αποτέλεσμα του φαινομένου Early. Προφανώς είναι

$$r_o = \frac{1}{h_{oe}} \quad (5.50)$$

Αν θεωρήσουμε μία χαρακτηριστική i_C - v_{CE} που να αντιστοιχεί σε ένα ρεύμα i_B , τότε προφανώς θα είναι προσεγγιστικά

$$i_C = \beta i_B \quad (5.51)$$

Η παραπάνω εξίσωση παριστά μία ευθεία παράλληλη προς τον άξονα των τάσεων και επομένως ανεξάρτητη από την τάση v_{CE} . Για να συμπεριλάβουμε την κλίση που υπάρχει στη χαρακτηριστική προσθέτουμε στην (5.51) τον παράγοντα $(1 + \lambda v_{CE})$, οπότε

$$i_C = \beta i_B (1 + \lambda v_{CE}) \quad (5.52)$$

Για $i_C = 0$ είναι $v_{CE} = V_A$, οπότε $1 + \lambda V_A = 0$ και επομένως

$$\lambda = -\frac{1}{V_A} = \frac{1}{|V_A|} \quad (5.53)$$

Η κλίση της χαρακτηριστικής θα είναι

$$\frac{di_C}{dv_{CE}} = \beta i_B \lambda$$

και κάνοντας χρήση πάλι της (5.52)

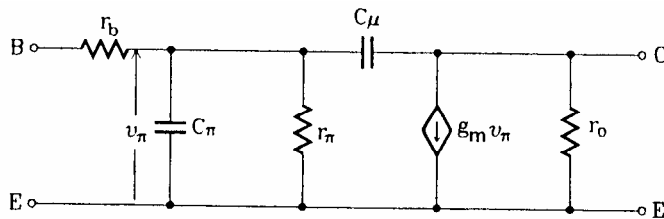
$$\frac{di_C}{dv_{CE}} = \frac{\lambda i_C}{1 + \lambda v_{CE}}$$

Η σταθερά λ κυμαίνεται συνήθως στα όρια $0,01 \div 0,03 V^{-1}$. Αν θεωρήσουμε ότι $\lambda v_{CE} \ll 1$, τότε η αντίσταση του συλλέκτη για το ρεύμα πόλωσης I_C θα δίνεται από τη σχέση

$$r_o = \frac{dv_{CE}}{di_C} \cong \frac{1}{\lambda I_C} = \frac{|V_A|}{I_C} \quad (5.54)$$

Η r_o είναι αντιστρόφως ανάλογη του I_C .

Τέλος η r_μ είναι αντίσταση μεγάλης τιμής (MΩ) που συνήθως παραλείπεται και είναι υπεύθυνη για την τάση ανάδρασης από το κύκλωμα εξόδου προς το κύκλωμα εισόδου. Παίζει το ρόλο του συντελεστή h_{re} στο υβριδικό ισοδύναμο και οφείλεται και αυτή στο φαινόμενο Early. Το υβριδικό-π μοντέλο στις χαμηλές συχνότητες, όταν λείπει η αντίσταση r_μ , και το υβριδικό-h, όταν αγνοείται η παράμετρος h_{re} , δεν διαφέρουν σε τίποτα μεταξύ τους. Οι (5.43), (5.44) και (5.49) μαζί με την (5.50) δείχνουν τις σχέσεις των παραμέτρων μεταξύ των δύο ισοδυνάμων. Πολλές φορές οι παράμετροι r_b και r_o παραλείπονται, οπότε έχουμε το απλοποιημένο π-μοντέλο του σχ.5.23(β).



Σχ.5.24. Υβριδικό-π μοντέλο του τρανζίστορ για τις υψηλές συχνότητες.

Το ισοδύναμο κύκλωμα του τρανζίστορ για τις υψηλές συχνότητες γίνεται από το αντίστοιχο ισοδύναμο-π κύκλωμα για τις χαμηλές συχνότητες (σχ.5.23α), αν προσθέσουμε τις δύο χωρητικότητες C_π και C_μ όπως φαίνεται στο σχήμα 5.24. Η χωρητικότητα C_μ είναι αυτή που εμφανίζεται στην ανάστροφα πολωμένη επαφή του συλλέκτη και αντιστοιχεί ακριβώς στη χωρητικότητα των φορτίων χώρου της ανάστροφα πολωμένης επαφής p-n που γνωρίσαμε. Η άλλη χωρητικότητα C_π είναι

το άθροισμα της χωρητικότητας φορτίων χώρου της ορθά πολωμένης επαφής του εκπομπού και της χωρητικότητας διάχυσης, η οποία είναι πολύ μεγαλύτερη από τη χωρητικότητα των φορτίων χώρου. Η C_π κυμαίνεται συνήθως στα όρια 10-100pF και είναι πολύ μεγαλύτερη της C_μ , που συνήθως παίρνει τιμές στην περιοχή 1-10pF. Στο παραπάνω π-ισοδύναμο κύκλωμα, όπως συμβαίνει και στα άλλα ισοδύναμα του τρανζίστορ, οι διάφορες παράμετροι δεν παραμένουν σταθερές, αλλά εξαρτώνται, άλλες περισσότερο και άλλες λιγότερο, από τα ρεύματα και τις τάσεις του τρανζίστορ.

5.8. ΜΕΡΙΚΕΣ ΧΡΗΣΙΜΕΣ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΟΥ BJT

Πριν γνωρίσουμε τη χρήση των τρανζίστορ επαφής στους ενισχυτές, με τους οποίους θα ασχοληθούμε εκτενώς σε επόμενα κεφάλαια, θα μελετήσουμε μερικές άλλες πολύ χρήσιμες εφαρμογές του BJT.

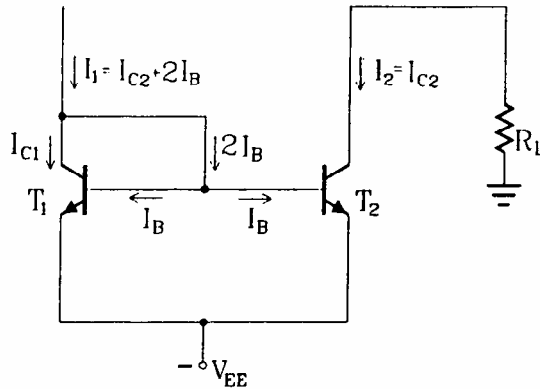
1. Καθρέπτες ρεύματος

Θεμελιώδεις συνδεσμολογίες που χρησιμοποιούνται στα ολοκληρωμένα κυκλώματα για την κατασκευή πολλών βασικών μονάδων, όπως των τελεστικών ενισχυτών (Operational Amplifiers, OA), των τελεστικών ενισχυτών διαγωγιμότητας (Operational Transconductance Amplifiers, OTA) και των μεταφορέων ρεύματος (Current Conveyors, CC) φέρονται με το όνομα "καθρέπτες ρεύματος" (Current Mirrors, CM).

Σ' έναν καθρέπτη ρεύματος, το ρεύμα του κλάδου της εξόδου είναι πάντα ίσο με το ρεύμα του κλάδου της εισόδου, αποτελεί δηλαδή το "είδωλό" του. Μία τέτοια διάταξη δείχνει το σχ.5.25. Εδώ το τρανζίστορ T_1 είναι συνδεδεμένο σαν δίοδος (διοδική σύνδεση). Βασική προϋπόθεση για την επιτυχία του καθρέπτη είναι η απόλυτη ομοιότητα των δύο τρανζίστορ T_1 και T_2 , πράγμα που μπορεί να εκπληρωθεί με μεγάλη προσέγγιση στα ολοκληρωμένα κυκλώματα. Η τεχνική κατασκευής των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων επιτρέπει την κατασκευή των δομικών στοιχείων, δηλαδή των τρανζίστορ, των αντιστάσεων και των πυκνωτών, με πολύ παραπλήσια χαρακτηριστικά. Έτσι, κατασκευάζονται όμοια τρανζίστορ, και όμοιες χωρητικότητες και αντιστάσεις, που η μεταξύ τους απόκλιση μπορεί να γίνει μικρότερη του 1%.

Για τη συνδεσμολογία του σχ.5.25, επειδή η τάση V_{BE} είναι ίδια για τα δύο τρανζίστορ, θα έχουμε ισότητα των δύο ρευμάτων των συλλεκτών, $I_{C1} = I_{C2}$. Έτσι, διαπιστώνουμε ότι το ρεύμα I_1 του κλάδου εισόδου θα είναι

$$I_1 = I_2 + 2I_B = I_2 \left(1 + \frac{2}{\beta}\right) \quad (5.55)$$



Σχ.5.25. Απλή συνδεσμολογία ενός καθρέπτη ρεύματος.

Είναι προφανές ότι όσο πιο μεγάλο είναι το β των τρανζίστορ, τόσο καλύτερη είναι η προσέγγιση μεταξύ του ρεύματος I_1 και του ειδώλου του I_2 . Για $\beta=200$ υπάρχει μία απόκλιση 1% μεταξύ του I_1 και I_2 .

Μία διάταξη που παρέχει καλύτερα αποτελέσματα ως προς την προσέγγιση των δύο ρευμάτων είναι ο καθρέπτης Wilson (σχ.5.26), ο οποίος χρησιμοποιεί ένα τρίτο τρανζίστορ T_3 σε σειρά με το T_2 . Από το σχ.5.26, εύκολα διαπιστώνουμε ότι

$$I_1 = I_{C1} + I_{B3} \quad (5.56)$$

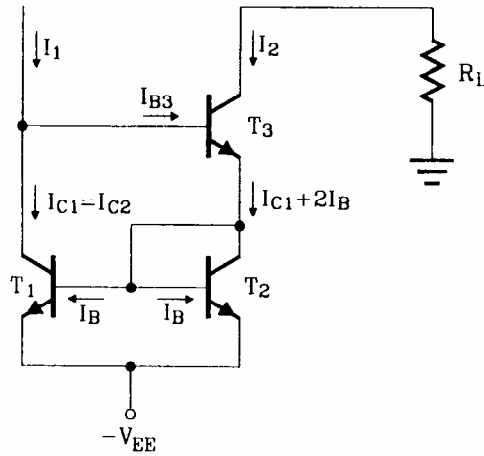
και

$$I_2 = I_{C1} + 2I_B - I_{B3} \quad (5.57)$$

οπότε

$$I_2 = I_1 + 2(I_B - I_{B3}) \quad (5.58)$$

Επειδή τα τρανζίστορ διαρρέονται από ίσα περίπου ρεύματα, τα δύο ρεύματα βάσης I_B και I_{B3} θα διαφέρουν ελάχιστα και επομένως τα δύο ρεύματα I_1 και I_2 θα είναι πολύ κοντά το ένα στο άλλο. Ας δούμε όμως καλύτερα τη μεταξύ τους προσέγγιση. Υποθέτοντας ότι τα β των τρανζίστορ είναι ίσα, από την (5.58) έχουμε



Σχ.5.26. Ο καθρέπτης Wilson παρέχει καλύτερη προσέγγιση των ρευμάτων I_1 και I_2 από την απλή συνδεσμολογία.

$$I_2 = I_{C1} + 2 \frac{I_{C1}}{\beta} - \frac{I_2}{\beta}$$

ή

$$I_{C1} = \frac{1 + \frac{1}{\beta}}{1 + \frac{2}{\beta}} I_2 = \frac{\beta + 1}{\beta + 2} I_2 \quad (5.59)$$

Από την (5.56) παίρνουμε

$$I_1 = I_{C1} + \frac{I_2}{\beta} \quad (5.60)$$

Συνδυάζοντας τις δύο τελευταίες σχέσεις

$$I_1 = \frac{\beta + 1}{\beta + 2} I_2 + \frac{1}{\beta} I_2 = \frac{\beta^2 + \beta + \beta + 2}{\beta^2 + 2\beta} I_2 = \frac{\beta^2 + 2\beta + 2}{\beta^2 + 2\beta} I_2 \quad (5.61)$$

όπου επιδιώκεται το ρεύμα να είναι ανεξάρτητο της θερμοκρασίας και των τάσεων τροφοδοσίας. Πάντως, σε κάθε περίπτωση, το ρεύμα που παρέχει η πηγή πρέπει να είναι όσο το δυνατόν ανεξάρτητο από το φορτίο που τροφοδοτεί.

Το σχ.5.28 δείχνει ένα κύκλωμα πηγής ρεύματος που μπορεί να δώσει σε φορτίο θετικό ή αρνητικό ρεύμα (αμφιπολική πηγή). Αν παραλείψουμε τα ρεύματα βάσης των τρανζίστορ και εφαρμόσουμε το θεώρημα της επαλληλίας θα έχουμε

$$V_1 = \frac{R}{4R}V_i + \frac{3R}{4R}V_{EE} = \frac{V_i}{4} + \frac{3V_{EE}}{4}$$

και

$$V_2 = \frac{V_i}{4} - \frac{3V_{EE}}{4}$$

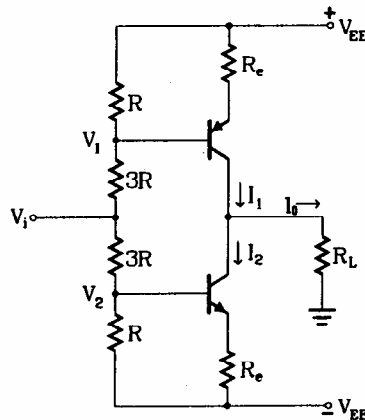
θα είναι

$$I_1 = \frac{V_{EE} - V_{E1}}{R_e} = \frac{V_{EE} - (V_1 + V_{EB})}{R_e}$$

$$I_2 = \frac{V_{E2} - (-V_{EE})}{R_e} = \frac{(V_2 - V_{BE}) + V_{EE}}{R_e}$$

Έτσι, προκύπτει

$$I_i = I_1 - I_2 = -\frac{V_1 + V_2}{R_e} = -\frac{V_i}{2R_e} \quad (5.62)$$



Σχ.5.28. Αμφιπολική πηγή ρεύματος που ρυθμίζεται από το δυναμικό V_i .

Δηλαδή το ρεύμα εξόδου της πηγής ρυθμίζεται από την τάση εισόδου V_i . Το κύκλωμα αποτελεί ένα **διαγωγό** δεδομένου ότι το ρεύμα εξόδου είναι ανάλογο της τάσης εισόδου ($I_o = GV_i$) και του συντελεστή διαγωγιμότητας $G = -1/2R_e$.

3. Κύκλωμα τάσης αναφοράς με μηδενικό θερμικό συντελεστή

Μία πηγή τάσης μπορεί να παρέχει ρυθμιζόμενη ή σταθερή τάση στο φορτίο. Μία σταθερή τάση θεωρείται ότι αποτελεί τάση αναφοράς. Κύρια χαρακτηριστικά της πηγής τάσης είναι η μικρή της εσωτερική αντίσταση, καθώς και η ανεξαρτητοποίησή της από την τάση τροφοδοσίας και τη θερμοκρασία.

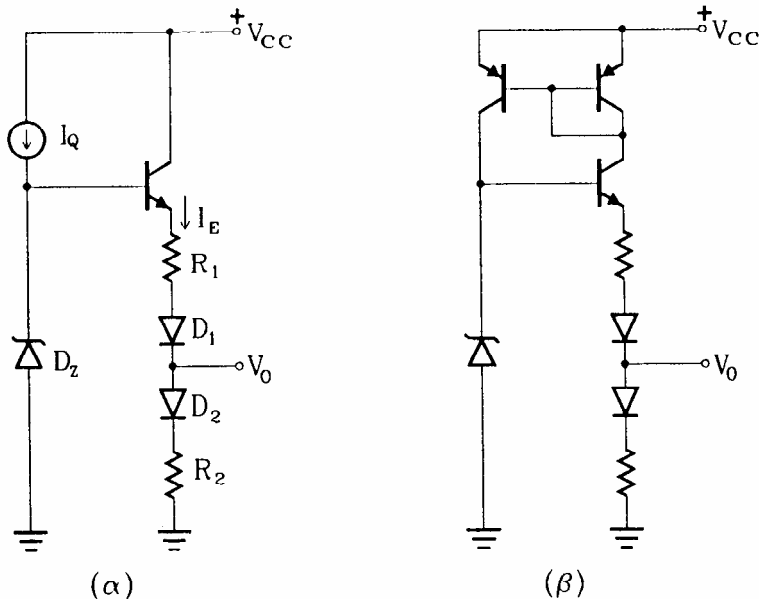
Το κύκλωμα του σχ.5.29 συνδυάζει zener και διόδους που σ' ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα αποτελούν διοδικά τρανζίστορ. Η zener πρέπει να λειτουργεί στην περιοχή καταιγισμού ώστε να έχει θετικό θερμικό συντελεστή. Συνήθως το δυναμικό της καθορίζεται στην περιοχή 6÷7 V. Από το σχ.5.29(α) θα έχουμε

$$V_z - V_{BE} = (R_1 + R_2)I_E + 2V_D \quad (5.63)$$

$$V_o = V_D + R_2 I_E \quad (5.64)$$

Θέτοντας την τιμή του I_E από την (5.57) στην (5.58) καθώς και $V_D = V_{BE}$, βρίσκουμε

$$V_o = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_z - \frac{2R_2 - R_1}{R_1 + R_2} V_{BE} \quad (5.65)$$



Σχ.5.29. Κυκλώματα για τάση αναφοράς με μηδενικό θερμικό συντελεστή.

Σημειώνουμε ότι η επίδραση της θερμοκρασίας στην τιμή μιας αντίστασης δεν πρέπει πάντα να αγνοείται. Στα ολοκληρωμένα κυκλώματα υπάρχουν διάφορες τεχνικές κατασκευής αντιστάσεων που παρέχουν διαφορετικούς θερμικούς συντελεστές. Οι αντιστάσεις που κατασκευάζονται με διάχυση βάσης έχουν μεταβολή της τάξης των 2.000ppm/°C (2.000 μέρη στο εκατομμύριο ανά βαθμό Κελσίου, δηλαδή 0,2%/°C), αντιστάσεις με διάχυση εκπομπού παρουσιάζουν μεταβολή 600ppm/°C, με εμφύτευση ιόντων 100ppm/°C, ενώ οι αντιστάσεις λεπτού φιλμ παρουσιάζουν τη μικρή μεταβολή των 10ppm/°C. Αξιοσημείωτο είναι ότι η επίδραση της θερμοκρασίας στο λόγο δύο αντιστάσεων είναι πολύ χαμηλή, επειδή ακριβώς υπάρχει η ίδια ποσοστιαία μεταβολή στις αντιστάσεις.

Στη σχέση (5.65) θεωρούμε ότι οι συντελεστές των V_Z και V_{BE} είναι σταθεροί, επειδή πρόκειται για λόγο αντιστάσεων, οπότε ο συντελεστής θερμοκρασίας της τάσης αναφοράς θα είναι

$$\frac{dV_o}{dT} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{dV_Z}{dT} - \frac{2R_2 - R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{dV_{BE}}{dT} \quad (5.66)$$

Θέτοντας $dV_o/dT = 0$, βρίσκουμε

$$R_2 \frac{dV_Z}{dT} = (2R_2 - R_1) \frac{dV_{BE}}{dT}$$

ή

$$\frac{R_1}{R_2} = 2 - \frac{dV_Z/dT}{dV_{BE}/dT} \quad (5.67)$$

Διαπιστώνουμε ότι ο λόγος των δύο αντιστάσεων είναι καθορισμένος. Έτσι αν θέσουμε $dV_Z/dT = +3,0mV/°C$, $dV_{BE}/dT = -2,0mV/°C$, $V_{BE}=0,7V$ και $V_Z = 7V$, βρίσκουμε

$$\frac{R_1}{R_2} = 2 - \frac{3,0}{-2,0} = 3,5$$

και η τάση αναφοράς, από την (5.65), θα είναι

$$V_o = \frac{1}{\frac{R_1}{R_2} + 1} V_z - \frac{2 - \frac{R_1}{R_2}}{\frac{R_1}{R_2} + 1} V_{BE} = \frac{1}{3,5 + 1} \cdot 7 - \frac{2 - 3,5}{3,5 + 1} \cdot 0,7 = 1,79V$$

Η επίδραση των μεταβολών της τάσης τροφοδοσίας είναι μικρή επειδή χρησιμοποιείται η πηγή ρεύματος που τροφοδοτεί τη zener, ενώ η αντίσταση εξόδου του κυκλώματος δεν είναι μικρή λόγω των R_1 , R_2 . Το σχ.5.29(β) δείχνει το ίδιο το κύκλωμα στο οποίο έχει τοποθετηθεί καθρέπτης ρεύματος που υποκαθιστά την I_Q , ενώ το κύκλωμα αυτοπολώνεται.