

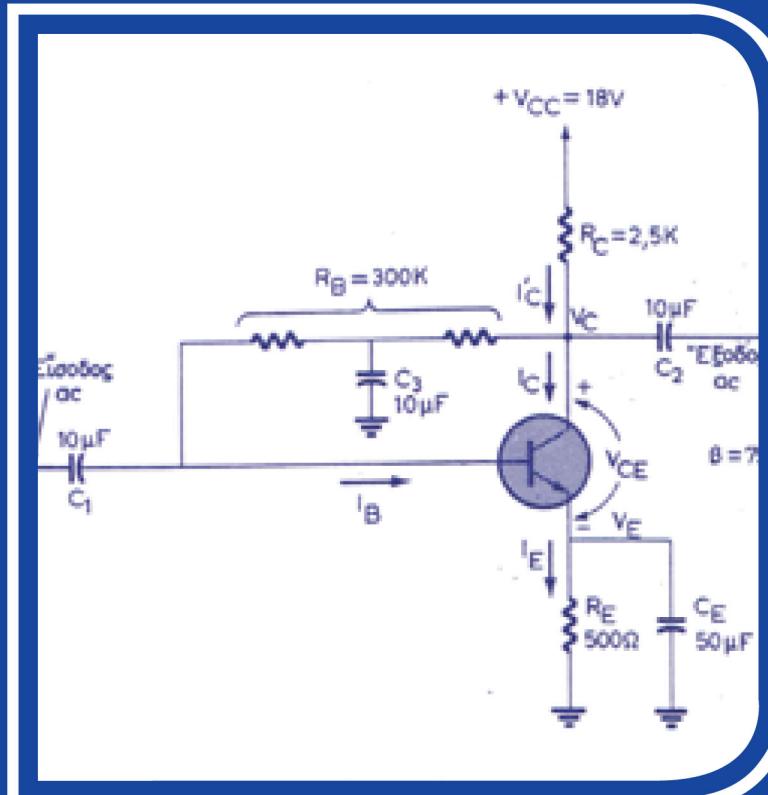


Γ' Τεχνικού Λυκείου

# ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ

Χαράλ. Δ. Κανελλόπουλος

ΔΡΑ ΦΥΣΙΚΟΥ-ΡΑΔΙΟΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΟΥ (P.H.D.)





1954

ΙΔΡΥΜΑ ΕΥΓΕΝΙΔΟΥ  
ΧΡΥΣΟΥΝ ΜΕΤΑΛΛΙΟΝ ΑΚΑΔΗΜΙΑΣ ΑΘΗΝΩΝ

## ΠΡΟΛΟΓΟΣ ΙΔΡΥΜΑΤΟΣ ΕΥΓΕΝΙΔΟΥ

Ο Ευγένιος Ευγενίδης, ο ιδρυτής και χορηγός του « Ιδρύματος Ευγενίδου», πολύ νωρίς πρόβλεψε και σχημάτισε την πεποίθηση ότι η άρτια κατάρτιση των τεχνικών μας, σε συνδυασμό με την εθνική αγωγή, θα ήταν αναγκαίος και αποφασιστικός παράγοντας της πρόόδου του Έθνους μας.

Την πεποίθησή του αυτή ο Ευγενίδης εκδήλωσε με τη γενναιόφρονα πράξη ευεργεσίας, να κληροδοτήσει σεβαστό ποσό για τη σύσταση Ιδρύματος που θα είχε σκοπό να συμβάλλει στην τεχνική εκπαίδευση των νέων της Ελλάδας.

Έτσι το Φεβρουάριο του 1956 συστήθηκε το « Ιδρυμα Ευγενίδου », του οποίου την διοίκηση ανέλαβε η αδελφή του κυρία Μαριάνθη Σίμου, σύμφωνα με την επιθυμία του διαθέτη.

Από το 1956 μέχρι σήμερα η συμβολή του Ιδρύματος στην τεχνική εκπαίδευση πραγματοποιείται με διάφορες δραστηριότητες. Όμως απ' αυτές η σημαντικότερη, που κρίθηκε από την αρχή ως πρώτης ανάγκης, είναι η έκδοση βιβλίων για τους μαθητές των τεχνικών σχολών.

Μέχρι σήμερα εκδόθηκαν 150 τόμοι βιβλίων, που έχουν διατεθεί σε πολλά εκατομμύρια τεύχη, και καλύπτουν ανάγκες των Κατώτερων και Μέσων Τεχνικών Σχολών του Υπ. Παιδείας, των Σχολών του Οργανισμού Απασχολήσεως Εργατικού Δυναμικού (ΟΑΕΔ) και των Δημοσίων Σχολών Εμπορικού Ναυτικού.

Μοναδική φροντίδα του Ιδρύματος σ' αυτή την εκδοτική του προσπάθεια ήταν και είναι η ποιότητα των βιβλίων, από άποψη όχι μόνον επιστημονική, παιδαγωγική και γλωσσική, αλλά και από άποψη εμφανίσεως, ώστε το βιβλίο να αγαπηθεί από τους νέους.

Για την επιστημονική και παιδαγωγική ποιότητα των βιβλίων, τα κείμενα υποβάλλονται σε πολλές επεξεργασίες και βελτιώνονται πριν από κάθε έκδοση.

Ιδιαίτερη σημασία απέδωσε το Ιδρυμα από την αρχή στην ποιότητα των βιβλίων από γλωσσική άποψη, γιατί πιστεύει ότι και τα τεχνικά βιβλία, όταν είναι γραμμένα σε γλώσσα άρτια και ομοιόμορφη αλλά και κατάλληλη για τη στάθμη των μαθητών, μπορούν να συμβάλλουν στην γλωσσική διαπαιδαγώγηση των μαθητών.

Έτσι με απόφαση που πάρθηκε ήδη από το 1956 όλα τα βιβλία της Βιβλιοθήκης του Τεχνίτη, δηλαδή τα βιβλία για τις Κατώτερες Τεχνικές Σχολές, όπως αργότερα και για τις Σχολές του ΟΑΕΔ, είναι γραμμένα σε γλώσσα δημοτική με βάση την γραμματική του Τριανταφυλλίδη, ενώ όλα τα άλλα βιβλία είναι γραμμένα στην απλή καθαρεύουσα. Η γλωσσική επεξεργασία των βιβλίων γίνεται από φιλολόγους του Ιδρύματος και έτσι εξασφαλίζεται η ενιαία σύνταξη και ορολογία κάθε κατηγορίας βιβλίων.

**Η ποιότητα του χαρτιού, το είδος των τυπογραφικών στοιχείων, τα σωστά σχήματα και η καλαίσθητη σελιδοποίηση, το εξώφυλλο και το μέγεθος του βιβλίου περιλαμβάνονται και αυτά στις φροντίδες του Ιδρύματος.**

**Το Ίδρυμα θεώρησε ότι είναι υποχρέωσή του, σύμφωνα με το πνεύμα του ιδρυτή του, να θέσει στην διάθεση του Κράτους όλη αυτή την πείρα του των 20 ετών, αναλαμβάνοντας την έκδοση των βιβλίων και για τις νέες Τεχνικές και Επαγγελματικές Σχολές και τα νέα Τεχνικά και Επαγγελματικά Λύκεια, σύμφωνα με τα Αναλυτικά Προγράμματα του Κ.Ε.Μ.Ε.**

#### **ΕΠΙΤΡΟΠΗ ΕΚΔΟΣΕΩΝ ΙΔΡΥΜΑΤΟΣ ΕΥΓΕΝΙΔΟΥ**

**Χριστόστομος Φ. Καβουνίδης, Διπλ. Μηχ. - Ηλ. ΕΜΠ, Επίτιμος Διοικητής Ο.Τ.Ε., Πρόεδρος.  
Μιχαήλ Γ. Αγγελόπουλος, Τακτικός Καθηγητής ΕΜΠ, τ. Διοικητής ΔΕΗ, Αντιπρόεδρος.**

**Αλέξανδρος Σταυρόπουλος, Καθηγητής Α.Β.Σ. Πειραιώς.**

**Θεοδόσιος Παπαθεοδοσίου, Δρ. Μηχανολόγος Μηχανικός, Δ/ντής Εφ. Προγρ. και Μελετών Τεχν. και Επαγγ. Εκπ. Υπ. Παιδείας.**

**Επιστημ. Σύμβουλος, Γ. Ρούσσος, Χημ.-Μηχ. ΕΜΠ.**

**Σύμβουλος επί των εκδόσεων του Ιδρύματος Κ. Α. Μανάφης, Καθηγητής Φιλοσοφικής Σχολής Παν/μίου Αθηνών.**

**Γραμματεύς, Δ. Π. Μεγαρίτης.**

**Ειδικός Επιστημονικός Σύμβουλος για το βιβλίο Ηλεκτρονικών Κυκλωμάτων ο κ. **Κωνσταντίνος Αλεξίου Καρούμπαλος**, τακτικός Καθηγητής Παν/μίου Αθηνών, έδρας Ηλεκτρονικής Φυσικής.**

#### **Διατελέσαντα μέλη ή σύμβουλοι της Επιτροπής**

**Γεώργιος Κακριδής † (1955 - 1959) Καθηγητής ΕΜΠ, Άγγελος Καλογεράς † (1957 - 1970) Καθηγητής ΕΜΠ, Δημήτριος Νιάνιας (1957 - 1965) Καθηγητής ΕΜΠ, Μιχαήλ Σπετσιέρης (1956 - 1959), Νικόλαος Βασιώτης (1960 - 1967), Θεόδωρος Κουζέλης (1968 - 1978) Μηχ.-Ηλ. ΕΜΠ, Παναγιώτης Χατζηιωάννου (1977 - 1982) Μηχ. Ηλ. ΕΜΠ, Αλέξανδρος Ι. Παππάς (1955 - 1983) Ομότιμος Καθηγητής ΕΜΠ.**



Γ' ΤΑΞΗ ΤΕΧΝΙΚΟΥ ΛΥΚΕΙΟΥ

# ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ

ΧΑΡΑΛΑΜΠΟΥ ΔΗΜ. ΚΑΝΕΛΛΟΠΟΥΛΟΥ  
ΔΡΑ ΦΥΣΙΚΟΥ - ΡΑΔΙΟΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΟΥ (ΡΗ.Δ.)

ΑΘΗΝΑ  
1984



## ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Το βιβλίο αυτό προορίζεται για τους μαθητές της Γ' τάξεως των Τεχνικών Λυκείων. Η ύλη του περιέχει όλα σχεδόν τα θέματα που αναφέρονται στα ηλεκτρονικά κυκλώματα και τη θεωρία τους. Ιδιαίτερη έμφαση δόθηκε στα κυκλώματα που βρίσκουν πρακτικές εφαρμογές. Για το λόγο αυτό σε όλα τα κυκλώματα του βιβλίου χρησιμοποιούμε τρανζίστορ ϊ FET.

Οι τεχνικοί όροι και η ορολογία των διαφόρων μεγεθών δίνονται με τον επικρατέστερο ελληνικό όρο, ενώ σε πολλά σημεία παρατίθεται και η διεθνής ορολογία, η οποία, συνήθως συμπίπτει με την ορολογία στην αγγλική.

Η παράθεση της διεθνούς ορολογίας έχει ως σκοπό να βοηθήσει τον αναγνώστη, σε περίπτωση που θα ήθελε να ανατρέξει σε ξενόγλωσσα βιβλία.

Σε μερικά κεφάλαια και κυρίως στο πρώτο και το τέταρτο, γίνεται χρήση και των ισοδυνάμων κυκλωμάτων, τα οποία έχουν ως στόχο να βοηθήσουν στην καλύτερη κατανόηση της αναλύσεως των κυκλωμάτων.

Σε μερικά σημεία του κειμένου χρησιμοποιήθηκε για το διεθνή όρο *dc level* ο όρος «επίπεδο του συνεχούς», ο οποίος εξ ίσου δόκιμα, αποδίδεται και ως «στάθμη του συνεχούς».

Η πλήρης κατανόηση της ύλης του βιβλίου προϋποθέτει καλή γνώση της θεωρίας των βασικών ηλεκτρονικών.

Το βιβλίο αυτό γράφτηκε σε ελάχιστο χρονικό διάστημα. Έτσι, προβλέπεται ότι θα υπάρξουν στο μέλλον περιθώρια βελτιώσεώς του.

Ο συγγραφέας



## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΠΡΩΤΟ

### ΒΑΣΙΚΕΣ ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΤΩΝ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΚΑΙ ΒΑΣΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ

Βασικές παράμετροι των τρανζίστορ ονομάζονται τα χαρακτηριστικά εκείνα μεγέθη, με τη γνώση των οποίων μπορούμε να καθορίσουμε τη λειτουργία των τρανζίστορ. Για να μπορούμε σωστά να χρησιμοποιήσουμε ένα τρανζίστορ σε ένα κύκλωμα, θα πρέπει προηγουμένως να γνωρίζομε τις παραμέτρους του. Οι αριθμητικές τιμές όλων ή των πιο σημαντικών από τις παραμέτρους δίνονται στους καταλόγους των κατασκευαστών των τρανζίστορ.

#### 1.1 Υβριδικές παράμετροι- $h$ .

Ας υποθέσουμε ότι έχομε ένα κύκλωμα, το οποίο αποτελείται από διάφορα στοιχεία, π.χ. αντιστάσεις, τρανζίστορ, αυτεπαγωγές κλπ. Το κύκλωμα αυτό θα λέμε ότι είναι **γραμμικό** ή ότι έχει **συμπεριφορά γραμμική**, αν οι τάσεις και τα ρεύματα εισόδου και εξόδου συνδέονται με **γραμμικές σχέσεις**. Για να συμβεί αυτό, θα πρέπει οι αντιστάσεις, οι αυτεπαγωγές και οι χωρητικότητες να παραμένουν σταθερές, όταν μεταβάλλονται οι τάσεις και τα ρεύματα. Θα μπορούσαμε γενικά να αναφέρουμε ότι πολλά κυκλώματα ή ενεργά στοιχεία, π.χ. τρανζίστορ, παρουσιάζουν γραμμική συμπεριφορά, όταν εργάζονται με μικρές τάσεις.

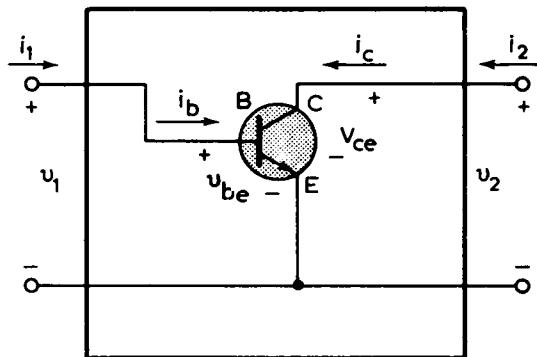
Οι υβριδικές παράμετροι- $h$  συνδέουν τις τάσεις με τα ρεύματα και συνεπώς αποτελούν εκφράσεις των αντιστάσεων αυτεπαγωγών και χωρητικοτήτων' του γραμμικού κυκλώματος ή του ενεργού στοιχείου. Για να βρούμε τις υβριδικές παραμέτρους  $h$  ενός τρανζίστορ, θεωρούμε το τετράπολο του σχήματος 1.1, το εσωτερικό κύκλωμα του οποίου αποτελεί ένα τρανζίστορ NPN σε συνδεσμολογία κοινού - εκπομπού (CE). Δηλαδή με τον εκπομπό (E) γειωμένο.

Εξυπακούεται ότι, για να λειτουργήσει ένα τρανζίστορ, θα πρέπει να υποστεί την κατάλληλη πόλωση μέσω αντιστάσεων. Και οι αντιστάσεις αυτές, καθώς και άλλα στοιχεία, που απαιτούνται για την ομαλή λειτουργία του τρανζίστορ, παραλείπονται για απλούστευση των συλλογισμών.

Οι υβριδικές παράμετροι- $h$  του τρανζίστορ ορίζονται από τις παρακάτω σχέσεις, που συνδέουν τις τάσεις και τα ρεύματα εισόδου και εξόδου:

$$u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2 \quad (1.1.1)$$

$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2 \quad (1.1.2)$$



Σχ. 1.1.  
Τρανζίστορ σε συνδεσμολογία (CE) ως τετράπολο.

Από τις σχέσεις αυτές βλέπουμε ότι, αν οι υβριδικές παράμετροι- $h$  αποτελούν σταθερούς συντελεστές, δηλαδή είναι ανεξάρτητες των τάσεων και ρευμάτων, τότε εξασφαλίζεται η γραμμικότητα των σχέσεων (1.1.1) και (1.1.2).

Το συμβολισμό των σχέσεων (1.1.1) και (1.1.2) τον μετατρέπει σε πιο πρόσφορο για τις περιπτώσεις που αναφερόμαστε, στις τρεις συνδεσμολογίες των τρανζίστορ. Έτσι, και για τις τρεις συνδεσμολογίες κοινού - εκπομπού (CE), κοινής - βάσεως (CB) και κοινού - συλλέκτη (CC) θέτομε:

$$h_{11} = h_i, \quad h_{12} = h_r, \quad h_{21} = h_f, \quad h_{22} = h_o \quad (1.1.3)$$

Η (1.1.3) πιο συνοπτικά γράφεται υπό μορφή πίνακα:

$$\begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_i & h_r \\ h_f & h_o \end{pmatrix} \quad (1.1.4)$$

Ειδικά για τη συνδεσμολογία κοινού - εκπομπού (CE), προσθέτομε ένα ακόμα δείκτη, το ( $e$ ). Δηλαδή:

$$\begin{pmatrix} h_{11e} & h_{12e} \\ h_{21e} & h_{22e} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{ie} & h_{re} \\ h_{fe} & h_{oe} \end{pmatrix} \quad (1.1.5)$$

Οι υβριδικές λοιπόν παράμετροι- $h$  του τρανζίστορ σε συνδεσμολογία (CE) είναι τα τέσσερα στοιχεία της σχέσεως (1.1.5).

Με ανάλογο τρόπο, βρίσκομε ότι οι υβριδικές παράμετροι- $h$  του τρανζίστορ σε συνδεσμολογία (CB) δίνονται ως εξής:

$$\begin{pmatrix} h_{11b} & h_{12b} \\ h_{21b} & h_{22b} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{ib} & h_{rb} \\ h_{fb} & h_{ob} \end{pmatrix} \quad (1.1.6)$$

Όμοια για τη συνδεσμολογία (CC) θα έχουμε:

$$\begin{pmatrix} h_{11c} & h_{12c} \\ h_{21c} & h_{22c} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{ic} & h_{rc} \\ h_{fc} & h_{oc} \end{pmatrix} \quad (1.1.7)$$

Αν τώρα από το σχήμα 1.1 αντικαταστήσομε  $u_1 = u_{be}$ ,  $u_2 = u_{ce}$ ,  $i_1 = i_b$  και  $i_2 = i_c$  και λάβομε υπόψη την (1.1.5), οι σχέσεις (1.1.1) και (1.1.2) γράφονται:

$$u_{be} = h_{ie} i_b + h_{re} u_{ce} \quad (1.1.8)$$

$$i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} u_{ce} \quad (1.1.9)$$

### Φυσική σημασία των υβριδικών παραμέτρων-h.

Από τις σχέσεις (1.1.8) και (1.1.9) συμπεραίνομε ότι η παράμετρος  $h_{ie}$  έχει διαστάσεις αντιστάσεως. Αν τώρα θεωρήσουμε την έξοδο του κυκλώματος 1.1 βραχυκυκλωμένη, δηλαδή  $u_{ce} = 0$ , τότε η (1.1.8) δίνει:

$$h_{ie} = \frac{u_{be}}{i_b}, \quad \text{για } u_{ce} = 0 \quad (1.1.10)$$

Συνεπώς, η παράμετρος  $h_{ie}$  εκφράζει το πηλίκο της τάσεως εισόδου διά του ρεύματος εισόδου του τρανζίστορ σε συνδεσμολογία (CE), όταν η έξοδος είναι βραχυκυκλωμένη. Για το λόγο αυτό η παράμετρος  $h_{ie}$  παριστάνει τη σύνθετη αντίσταση εισόδου  $r$ ; του τρανζίστορ σε συνδεσμολογία (CE). Δηλαδή:  $h_{ie} = r_i$ .

Με βραχυκυκλωμένη πάλι την έξοδο, η (1.1.9) δίνει:

$$h_{fe} = \frac{i_c}{i_b}, \quad \text{για } u_{ce} = 0 \quad (1.1.11)$$

Επομένως, η παράμετρος  $h_{fe}$  εκφράζει το πηλίκο του ρεύματος εξόδου προς το ρεύμα εισόδου. Για το λόγο αυτό η αδιάστατη παράμετρος  $h_{fe}$  ονομάζεται δυναμικός λόγος μεταφοράς ορθού - ρεύματος ή απολαβή ρεύματος του τρανζίστορ σε συνδεσμολογία (CE). Πολλές φορές η παράμετρος  $h_{fe}$  συμβολίζεται με το γράμμα  $B$ . Δηλαδή:  $h_{fe} = B$ .

Αν τώρα στο κύκλωμα του σχήματος 1.1 εφαρμόσομε την τάση  $u_2 = u_{ce}$  στην έξοδο και αφήσομε επίτηδες την είσοδο ανοικτή, τότε  $i_1 = i_b = 0$ . Η (1.1.8) τότε δίνει:

$$h_{re} = \frac{u_{be}}{u_{ce}}, \quad \text{για } i_b = 0 \quad (1.1.12)$$

Άρα, η παράμετρος  $h_{re}$  εκφράζει το πηλίκο της τάσεως εισόδου προς την τάση εξόδου. Για το λόγο αυτό η **αδιάσταση παράμετρος  $h_{re}$  ονομάζεται δυναμικός λόγος μεταφοράς ανάστροφης - τάσεως ανοικτού κυκλώματος εισόδου του τρανζίστορ σε συνδεσμολογία (CE).**

Ομοίως, για  $i_1 = i_b = 0$  η (1.1.9) δίνει:

$$h_{oe} = \frac{i_c}{u_{ce}}, \quad \text{για } i_b = 0 \quad (1.1.13)$$

Συνεπώς, η παράμετρος  $h_{oe}$  εκφράζει το πηλίκο, του ρεύματος εξόδου προς την τάση εξόδου. Γι' αυτό λέγεται και **αγωγιμότητα εξόδου**. Θα μπορούσαμε να αναφέρομε, ότι το **αντίστροφο της  $h_{oe}$  εκφράζει τη σύνθετη αντίσταση εξόδου  $r_o$  του τρανζίστορ σε συνδεσμολογία (CE)**. Δηλαδή:

$$r_o = \frac{1}{h_{oe}} = \frac{u_{ce}}{i_c} \quad (1.1.14)$$

Στην παραπάνω ανάλυση, υποθέσαμε σιωπηλά ότι οι τάσεις και τα ρεύματα είναι εναλλασσόμενα μεγέθη, δηλαδή αναφερόμαστε σε **δυναμική λειτουργία** του κυκλώματος 1.1.

Για το λόγο αυτό, οι δείκτες των υβριδικών παραμέτρων είναι μικρά γράμματα. Όταν οι τάσεις και τα ρεύματα είναι συνεχείς, δηλαδή αναφερόμαστε σε **στατική λειτουργία**, οι δείκτες των παραμέτρων είναι κεφαλαία γράμματα. Δηλαδή οι παράμετροι συμβολίζονται αντίστοιχα, ως  $h_{IE}$ ,  $h_{FE}$ ,  $h_{RE}$  και  $h_{OE}$ . Η φυσική σημασία των παραμέτρων αυτών είναι κάπως ανάλογη των προηγουμένων.

Συγκεκριμένα, το  $h_{IE}$  εκφράζει την ωμική αντίσταση εισόδου του τρανζίστορ σε συνδεσμολογία (CE) και δίνεται από το πηλίκο της συνεχούς τάσεως εισόδου προς το συνεχές ρεύμα εισόδου. Το  $h_{FE}$  ονομάζεται **στατικός λόγος μεταφοράς ορθού - ρεύματος του τρανζίστορ σε συνδεσμολογία (CE)** και δίνεται από το πηλίκο του συνεχούς ρεύματος συλλέκτη προς το συνεχές ρεύμα βάσεως. Το  $h_{FE}$  πολλές φορές συμβολίζεται ως  $B_o$  ή  $B_{dc}$  και τούτο για να διακρίνεται από το προηγούμενο  $B$ , το οποίο αναφερόταν σε δυναμική λειτουργία. Σε μερικές περιπτώσεις έχουμε  $B \approx B_o$ . Γενικά όμως  $B \neq B_o$ .

Σημειώνομε ότι, επειδή η απολαβή ρεύματος (ή τάσεως) εκφράζεται συνήθως με εναλλασσόμενα μεγέθη, δεν έχει νόημα να σχετίζουμε το  $h_{FE}$  ή  $(B_o, B_{dc})$  με την απολαβή ρεύματος  $h_{fe}$  ή  $(B)$ .

Το  $h_{RE}$  ονομάζεται **στατικός λόγος μεταφοράς ανάστροφης - τάσεως ανοικτού κυκλώματος** και δίνεται ως πηλίκο της συνεχούς τάσεως εισόδου προς τη συνεχή τάση εξόδου.

Το  $h_{OE}$  εκφράζει το πηλίκο του συνεχούς ρεύματος εξόδου προς τη συνεχή τάση εξόδου. Για το λόγο αυτό, το αντίστροφο του  $h_{OE}$  παριστάνει την ωμική αντίσταση εξόδου  $R_o$ . Δηλαδή:

$$R_o = \frac{1}{h_{OE}}$$

Ανάλογη ερμηνεία έχουν οι υβριδικές παράμετροι του τρανζίστορ στις συνδεσμολογίες κοινής - βάσεως (CB) και κοινού - συλλέκτη (CC).

Αναφέρομε όμως ότι στη συνδεσμολογία (CB) η παράμετρος  $h_{fb}$  πολλές φορές αναφέρεται ως  $\alpha$ , δηλαδή,  $-h_{fb} = \alpha$ .

Σε αντιστοιχία με τη συνδεσμολογία (CE), η παράμετρος  $h_{fb}$  εκφράζει την απολαβή ρεύματος του τρανζίστορ σε συνδεσμολογία (CB). Επομένως [βλ. παράρτημα (1)]:

$$-h_{fb} = \alpha = \frac{i_c}{i_e} \quad (1.1.15)$$

Γενικά, ισχύει:  $0.9 < \alpha < 1$ .

Στην περίπτωση στατικής λειτουργίας, η αντίστοιχη παράμετρος είναι η  $h_{FB}$  και συμβολίζεται επίσης ως  $\alpha_0$  ή  $a_{dc}$ . Για το λόγο που αναφέραμε προηγουμένως, τα μεγέθη αυτά δεν πρέπει να σχετίζονται με την απολαβή ρεύματος. Γενικά  $\alpha \neq \alpha_0$ , αλλά οι τιμές τους είναι πολλές φορές σχεδόν οι ίδιες και επίσης ισχύει:  $0.9 < \alpha_0 < 1$ .

Στη συνδεσμολογία (CC) η παράμετρος  $h_{fc}$  μερικές φορές αναφέρεται ως  $\gamma$ , δηλαδή,  $-h_{fc} = \gamma$ . Σε αντιστοιχία με τη συνδεσμολογία (CE), η παράμετρος  $h_{fc}$  εκφράζει την απολαβή ρεύματος του τρανζίστορ σε συνδεσμολογία (CC).

Επομένως [βλ. Παράρτημα (1)]:

$$-h_{fc} = \gamma = \frac{i_e}{i_b} \quad (1.1.16)$$

Στη στατική λειτουργία, η αντίστοιχη παράμετρος  $h_{FC}$  συμβολίζεται μερικές φορές και ως  $\gamma_0$  ή  $\gamma_{dc}$  και, γενικά, ισχύει  $\gamma \neq \gamma_0$ . Τα  $h_{FC}$  ή  $(\gamma_0, \gamma_{dc})$  δεν θα πρέπει να σχετίζονται με την απολαβή ρεύματος.

### Παρατήρηση.

Στα περισσότερα βιβλία χρησιμοποιούνται μικρά μόνο γράμματα ως δείκτες των παραμέτρων, άσχετα με το αν πρόκειται για στατική ή δυναμική λειτουργία. Επίσης, τα  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  δεν φέρουν δείκτες. Έτσι, ακολουθούμε και εμείς στη συνέχεια τον απλουστευμένο αυτό συμβολισμό.

### Σχέσεις μεταξύ των υβριδικών παραμέτρων- $h$ .

Οι υβριδικές παράμετροι των τρανζίστορ στις συνδεσμολογίες (CB), (CE) και (CC) συνδέονται μεταξύ τους με τις εκφράσεις που δίνονται στον Πίνακα 1.1.1 [βλ. παράρτημα (2)]. Οι εκφράσεις αυτές, καθώς και οι αριθμητικές τιμές, ισχύουν με προσέγγιση και αναφέρονται σε τυπικά τρανζίστορ.

Σε όλη την παραπάνω ανάλυση, υποθέσαμε ότι οι υβριδικές παράμετροι είναι σταθερά μεγέθη. Αυτό είναι σωστό, εφόσον το τρανζίστορ λειτουργεί με μικρά σήματα και η θερμοκρασία του παραμένει σταθερή. Γενικά όμως, οι παράμετροι- $h$  είναι μεταβλητά μεγέθη. Αν αναφερθούμε στις τέσσερεις παραμέτρους της συνδεσμολογίας (CE), έχει βρεθεί ότι όλες οι παράμετροι αυξάνουν γραμμικά και μάλιστα **πολύ γρήγορα**, όταν η θερμοκρασία αυξάνει από  $-50$  ως  $+100^{\circ}\text{C}$ . Οι τιμές όμως που καταχωρούνται για τις παραμέτρους στους καταλόγους των κατασκευαστών των τρανζίστορ, αναφέρονται συνήθως στους  **$25^{\circ}\text{C}$** .

Για σταθερή θερμοκρασία του τρανζίστορ, οι παράμετροι μεταβάλλονται επίσης ως συνάρτηση του ρεύματος συλλέκτη  $i_c$ . Αν όμως  $i_c \sim 1 \text{ mA}$ , τότε η μεταβολή τους είναι μικρή.

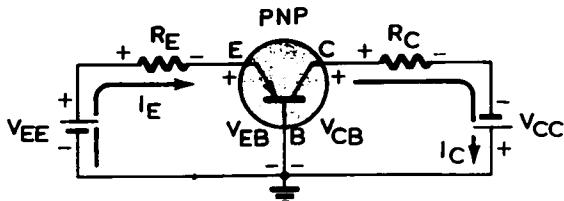
Οι υβριδικές παράμετροι βρίσκουν μεγάλες εφαρμογές στην ανάλυση των κυκλωμάτων με τρανζίστορ, γιατί μέσω αυτών μπορούν να εκφρασθούν όλα τα μεγέθη τα οποία αναφέρονται στη λειτουργία του κυκλώματος. Προτού δημιας ασχοληθούμε με το θέμα αυτό, εξετάζομε στη συνέχεια τις συνθήκες που πρέπει να εξασφαλίζομε σε ένα τρανζίστορ, για την ομαλή λειτουργία του. Οι συνθήκες αυτές εξασφαλίζονται με την κατάλληλη πόλωση που πρέπει να του επιφέρομε.

## 1.2 Πόλωση.

Με τον όρο «πόλωση» (*bias*) εννοούμε την κατάλληλη συνεχή τάση (ή τάσεις) που πρέπει να εφαρμόσουμε στο κύκλωμα ενός τρανζίστορ, ώστε να εξασφαλίζομε την ομαλή λειτουργία του στο συνεχές, αλλά και στην περίπτωση που θα εφαρμόζαμε και εναλλασσόμενο σήμα στην είσοδο του κυκλώματος. Η συνεχής αυτή τάση (ή τάσεις) πολώσεως καθορίζει και την τιμή των αντιστάσεων μέσω των οποίων επιτυγχάνεται η κατάλληλη πόλωση, εφόσον είναι γνωστά τα ρεύματα. Στην πράξη δημιουργούμε τα ρεύματα στο κύκλωμα πολώσεως, καθώς και τις τάσεις που επικρατούν ή πρέπει να επικρατούν στις επαφές (διόδους) του τρανζίστορ.

### Κύκλωμα πολώσεως σε συνδεσμολογία (CB).

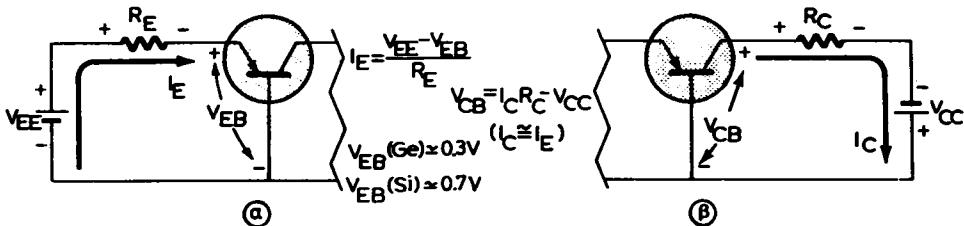
Στο σχήμα 1.2α, φαίνεται το κύκλωμα πολώσεως της συνδεσμολογίας (CB). Στη συνδεσμολογία αυτή, η βάση είναι κοινή (γειωμένη) στο κύκλωμα εισόδου και στο κύκλωμα εξόδου. Οι συνεχείς τάσεις τροφοδοτήσεως συμβολίζονται με δύο δείκτες, π.χ.  $V_{EE}$ ,  $V_{CC}$ . Η αντίσταση  $R_E$  έχει ως σκοπό να ρυθμίζει το ρεύμα  $I_E$ . Η αντίσταση  $R_C$  λέγεται **αντίσταση του συλλέκτη** (ή αντίσταση εξόδου ή φορτίου) και στα άκρα της λαμβάνεται η έξοδος, αν εφαρμόσουμε εναλλασσόμενο σήμα στην είσοδο. Στο κύκλωμα αυτό το τρανζίστορ είναι τύπου PNP, αλλά η ανάλυση που ακολουθεί εφαρμόζεται εξ ίσου καλά και για τρανζίστορ τύπου NPN, αρκεί να αντιστρέψουμε τις φορές δόλων των ρευμάτων και τις πολικότητες των πηγών. Πρώτα από όλα φροντίζομε, ώστε πάντοτε η δίοδος εισόδου του τρανζίστορ (στην περίπτωσή μας εκπομπού - βάσεως) να είναι ορθά πολωμένη και η δίοδος εξόδου (συλλέκτη - βάσεως) ανάστροφα, όπως ακριβώς στο σχήμα 1.2α.



Σχ. 1.2α.

Βασικό κύκλωμα πολώσεως στη συνδεσμολογία (CB).

Το κύκλωμα αυτό μπορεί να θεωρηθεί ότι αποτελείται από το κύκλωμα εισόδου και το κύκλωμα εξόδου, τα οποία φαίνονται στο σχήμα 1.2β.



Σχ. 1.2β.

Κύκλωμα εισόδου (a) και εξόδου (b) του όλου κυκλώματος του σχήματος 1.2α.

### Ανάλυση του κυκλώματος εισόδου.

Το κύκλωμα εισόδου αποτελείται από την πηγή  $V_{EE}$ , την αντίσταση  $R_E$  και τη δίοδο ή επαφή εκπομπού - βάσεως του τρανζίστορ,  $V_{EB}$ .

Αν στο κύκλωμα εισόδου εφαρμόσουμε τον 2ο κανόνα του Kirchhoff, θα έχουμε:

$$+V_{EE} - I_E R_E - V_{EB} = 0 \quad (1.2.1)$$

Λύνομε ως προς  $I_E$ :

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{EB}}{R_E} \quad (1.2.2)$$

Η τάση εκπομπού - βάσεως  $V_{EB}$ , εφόσον αναφέρεται στην ορθή πόλωση της δίοδου (επαφής) εκπομπού - βάσεως, είναι πολύ μικρή συγκριτικά με την  $V_{EE}$ . Η τάση  $V_{EB}$  είναι περίπου 0,3 V για τρανζίστορ γερμανίου (Ge) και περίπου 0,7 V για τρανζίστορ πυριτίου (Si) για όλες τις συνδεσμολογίες (CB), (CE) και (CC). Η  $V_{EE}$  είναι της τάξεως των 10 V ή και παραπάνω. Επομένως, η (1.2.2) μπορεί να γραφεί με προσέγγιση ως εξής:

$$I_E \approx \frac{V_{EE}}{R_E} \quad (1.2.3)$$

Αν τώρα θεωρήσουμε την  $V_{EE}$  σταθερή, τότε το ρεύμα  $I_E$  καθορίζεται μόνο από την τιμή της αντιστάσεως  $R_E$ .

### Ανάλυση του κυκλώματος εξόδου.

Το κύκλωμα εξόδου αποτελείται από την πηγή  $V_{CC}$ , την αντίσταση  $R_C$  και τη δίοδο ή επαφή εκπομπού - βάσεως,  $V_{CB}$ .

Για τη σωστή όμως λειτουργία του τρανζίστορ, πρέπει η επαφή αυτή να είναι πολωμένη ανάστροφα, όπως δηλαδή δείχνει το σχήμα 1.2α. Αν πάλι εφαρμόσουμε τον ίδιο κανόνα του Kirchhoff, θα έχουμε:

$$+V_{CC} - I_C R_C - V_{CB} = 0 \quad (1.2.4)$$

Λύνομε ως προς  $V_{CB}$ :

$$V_{CB} = V_{CC} - I_C R_C \quad (1.2.5)$$

Όπως είδαμε από την (1.1.15), ισχύει  $I_C = aI_E$ . Επειδή όμως  $a \approx 1$ , μπορούμε, χωρίς μεγάλο σφάλμα, για τις περιπτώσεις πολώσεως μόνο να θέτομε:

$$I_C \approx I_E \quad (1.2.6)$$

Με την ανάλυση αυτή, υπολογίζαμε όλα τα ζητούμενα που απαιτούνται για τη σωστή λειτουργία του τρανζίστορ. Καθορίζαμε δηλαδή την τιμή των ρευμάτων στο κύκλωμα πολώσεως της συνδεσμολογίας (CB), καθώς και τις τάσεις που επικρατούν στις επαφές εκπομπού - βάσεως και συλλέκτη - βάσεως.

Η όλη πορεία συνοψίζεται στα εξής βήματα:

1) Πολώνομε την επαφή εκπομπού - βάσεως ορθά και υποθέτομε ότι:

$$V_{EB} \approx 0,3 \text{ V, για γερμάνιο (Ge)} \quad \text{και}$$

$$V_{EB} \approx 0,7 \text{ V, για πυρίτιο (Si)}$$

2) Υπολογίζομε το ρεύμα εκπομπού  $I_E$  από τη σχέση:

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{EB}}{R_E} \approx \frac{V_{EE}}{R_E}$$

3) Το ρεύμα συλλέκτη  $I_C$  δίνεται από τη σχέση:

$$I_C \approx I_E$$

4) Υπολογίζομε την τάση της επαφής συλλέκτη - βάσεως από τη σχέση:

$$V_{CB} = V_{CC} - I_C R_C$$

Ο βασικός λόγος προσδιορισμού των παραπάνω ρευμάτων και τάσεων έχει ως σκοπό και τον προσδιορισμό του σημείου ηρεμίας (λειτουργίας) Q του τρανζίστορ.

*Το σημείο ηρεμίας (λειτουργίας) (Quiescent) ορίζεται ως το βέλτιστο\* σημείο γύρω από το οποίο πρέπει να γίνεται η λειτουργία του τρανζίστορ.*

Για να βρούμε το σημείο αυτό, πρέπει πρώτα να χαράξουμε την ευθεία φόρτου πάνω στις χαρακτηριστικές  $V_{CB} - I_C$ . Οι χαρακτηριστικές αυτές δείχνουν τη μεταβολή του  $I_C$  ως συνάρτηση του  $V_{CB}$ , για σταθερές τιμές του  $I_E$ . Οι χαρακτηριστικές αυτές φαίνονται στο σχήμα 1.2γ.

Ας λύσουμε τώρα την εξίσωση (1.2.5) ως προς  $I_C$ :

$$I_C = - \frac{V_{CB}}{R_C} + \frac{V_{CC}}{R_C} \quad (1.2.7)$$

\* Γενικά το βέλτιστο σημείο εξασφαλίζει την καλύτερη γραμμική λειτουργία, όταν εφαρμόζεται σήμα στην είσοδο.

Η εξίσωση αυτή σε άξονες  $I_C \rightarrow y$ ,  $V_{CB} \rightarrow x$  είναι γραμμική της μορφής  $y = mx + b$  και συνεπώς παριστάνει μία ευθεία γραμμή. Η ευθεία αυτή ονομάζεται **ευθεία φόρτου στο συνεχές (dc)**.

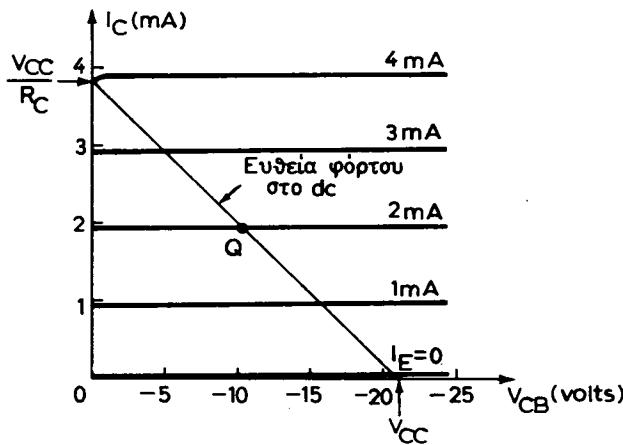
Για να χαράξομε την ευθεία φόρτου, πρέπει να προσδιορίσουμε δύο σημεία της ή ένα σημείο και την κλίση της.

$$m = -\frac{1}{R_C}$$

Σαν τέτοια σημεία λαμβάνομε συνήθως τα σημεία τομής της με τους άξονες. Οπότε, για  $I_C = 0$  έχουμε  $V_{CB} = V_{CC}$ . Με το  $V_{CC}$  γνωστό, οι σχέσεις αυτές καθορίζουν το ένα σημείο. Για  $V_{CB} = 0$ , έπειτα:

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C}$$

Με την  $R_C$  γνωστή, οι σχέσεις αυτές καθορίζουν το άλλο σημείο. Η χάραξη της ευθείας φαίνεται στο σχήμα 1.2γ.



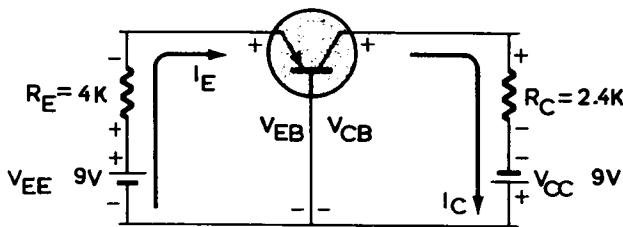
Σχ. 1.2γ.

Χαρακτηριστικές της συνδεσμολογίας (CB) και ευθεία φόρτου στο συνεχές.

Για να βρούμε τώρα το σημείο ηρεμίας  $Q$ , υποθέτομε ότι επιθυμούμε να λειτουργήσουμε το κύκλωμα με σταθερό ρεύμα  $I_E = 2 \text{ mA}$ , το οποίο βρίσκομε από τη σχέση (1.2.3). Η τομή τότε της ευθείας φόρτου με τη χαρακτηριστική που αντιστοιχεί σε  $I_E = 2 \text{ mA}$ , καθορίζει το σημείο ηρεμίας  $Q$ .

### Παράδειγμα 1.

Να υπολογίσετε τις τάσεις πολώσεως  $V_{EB}$  και  $V_{CB}$ , καθώς και τα ρεύματα  $I_E$  και  $I_C$  του κυκλώματος του σχήματος 1.2δ. Το τρανζίστορ πυριτίου είναι τύπου PNP και έχει  $\alpha = 0.99$ .



Σχ. 1.2b.

Κύκλωμα πολώσεως σε συνδεσμολογία (CB) του παραδείγματος 1.

### Λύση.

Ακολουθούμε την παραπάνω πορεία και βρίσκομε:

$$\text{a)} V_{EB} \approx 0.7 \text{ V (για πυρίτιο).}$$

$$\text{β)} I_E = \frac{V_{EE} - V_{EB}}{R_E} = \frac{-9 + 0.7}{4} \approx -2.1 \text{ mA}$$

$$\gamma) I_C \approx I_E = -2.1 \text{ mA, καθόσον } \alpha \approx 1$$

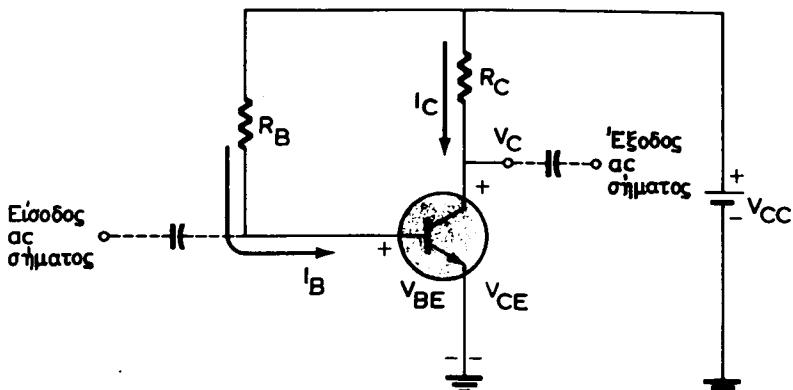
$$\delta) V_{CB} = V_{CC} - I_C R_C = -9 - (-2.1 \text{ mA}) (2.4 \text{ k}\Omega) = -3.96 \text{ V}$$

Οι αρνητικές τιμές δεν πρέπει να μας απασχολούν, καθόσον αναφέρονται στις φορές των ρευμάτων και στις πολικότητες των τάσεων.

Με τα στοιχεία αυτά σας προτρέπομε να χαράξετε την ευθεία φόρτου και να βρείτε και το σημείο ηρεμίας Q πάνω στις χαρακτηριστικές του σχήματος 1.2γ.

### Κύκλωμα πολώσεως σε συνδεσμολογία (CE).

Στη συνδεσμολογία κοινού - εκπομπού, ο εκπομπός είναι κοινός στο κύκλωμα εισόδου και εξόδου. Ένα κύκλωμα πολώσεως σε συνδεσμολογία (CE) φαίνεται στο σχήμα 1.2ε. Στο κύκλωμα αυτό, επιθυμούμε να υπολογίσομε τις τάσεις πολώ-



Σχ. 1.2e.

Κύκλωμα σταθερής πολώσεως σε συνδεσμολογία (CE).

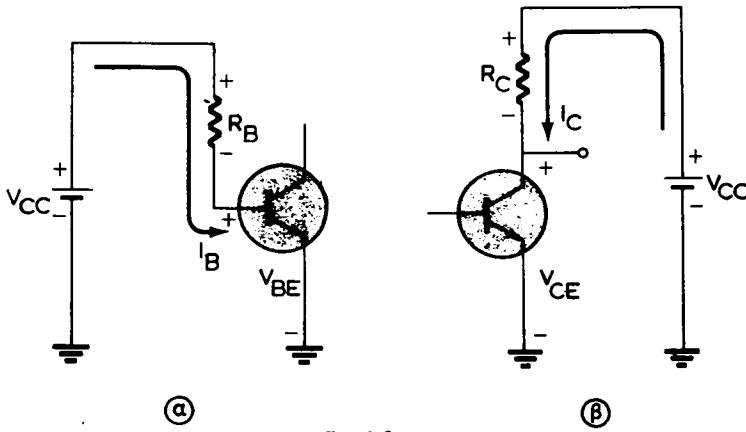
σεως  $V_{BE}$  και  $V_{CE}$  που απαιτούνται για τη σωστή λειτουργία, καθώς και το σημείο ηρεμίας  $Q$ , γύρω από το οποίο πραγματοποιείται η λειτουργία.

Στην προηγούμενη συνδεσμολογία (CB) χρησιμοποιήσαμε δύο πηγές πολώσεως, ενώ εδώ έχουμε μόνο μία πηγή, την  $V_{CC}$ . Για το λόγο αυτό, το κύκλωμα ονομάζεται και σταθερής πολώσεως (fixed-bias).

Το τρανζίστορ είναι τύπου NPN και η ανάλυση που ακολουθεί ισχύει και για PNP, αρκεί να αντιστρέψουμε τις πολικότητες και τη φορά των ρευμάτων. Για την ανάλυση, θεωρούμε ότι το όλο κύκλωμα του σχήματος 1.2ε αποτελείται από το κύκλωμα εισόδου και το κύκλωμα εξόδου.

#### **Ανάλυση του κυκλώματος εισόδου.**

Στο σχήμα 1.2στ φαίνονται τα κυκλώματα εισόδου και εξόδου που συνιστούν το όλο κύκλωμα του σχήματος 1.2ε.



Σχ. 1.2στ.

Κύκλωμα εισόδου (a) και εξόδου (b) του όλου κυκλώματος του σχήματος 1.2ε.

Για το κύκλωμα εισόδου, ο 2ος κανόνας του Kirchhoff δίνει:

$$+V_{CC} - I_B R_B - V_{BE} = 0 \quad (1.2.8)$$

Λύνομε ως προς  $I_B$ :

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \quad (1.2.9)$$

Επειδή η  $V_{BE}$  είναι πολύ μικρή συγκριτικά με την  $V_{CC}$ , δημοσιεύμε προηγουμένως, μπορούμε με προσέγγιση να γράψουμε:

$$I_B \simeq \frac{V_{CC}}{R_B} \quad (1.2.10)$$

Από τη σχέση αυτή, έχοντας γνωστά τα  $V_{CC}$  και  $R_B$ , βρίσκομε το  $I_B$ .

### **Ανάλυση του κυκλώματος εξόδου.**

Ειδικά για τα κυκλώματα πολώσεως, μπορούμε άνετα να θέσουμε  $I_E \simeq I_C$ , αφού  $\alpha \simeq 1$ . Όπως όμως είδαμε στην παράγραφο 1.1 για τις υβριδικές παραμέτρους, τα ρεύματα  $I_C$  και  $I_B$  συνδέονται με τη σχέση:

$$I_C = \beta I_B \quad (1.2.11)$$

Το  $\beta$  ταυτίζεται με την υβριδική παράμετρο  $h_{FE}$  ή ( $h_{fe}$ ).

Επειδή το  $\beta$  είναι γνωστό για το συγκεκριμένο τρανζίστορ, καθώς και το  $I_B$ , έπειτα ότι μπορούμε να υπολογίσουμε και το  $I_C$ , το οποίο μάλιστα είναι ανεξάρτητο της  $R_C$ .

Από το κύκλωμα εξόδου έχουμε επίσης:

$$V_{CC} - I_C R_C - V_{CE} = 0 \quad (1.2.12)$$

ή

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \quad (1.2.13)$$

Από τη σχέση αυτή προσδιορίζομε την τάση πολώσεως  $V_{CE}$ , αφού τα άλλα μεγέθη της (1.2.13) είναι γνωστά.

Συνεπώς, με την παραπάνω ανάλυση προσδιορίσαμε τα ρεύματα και τις τάσεις πολώσεως.

### **Ευθεία φόρτου και σημείο λειτουργίας.**

Θεωρούμε τις χαρακτηριστικές της συνδεσμολογίας (CE) για κάποιο τυπικό τρανζίστορ και πάνω σε αυτές χαράσσουμε την ευθεία φόρτου. Οι χαρακτηριστικές αυτές φαίνονται στο σχήμα 1.2ζ.

Για να χαράξουμε την ευθεία φόρτου, θεωρούμε την (1.2.13) και λύνομε ως προς  $I_C$ :

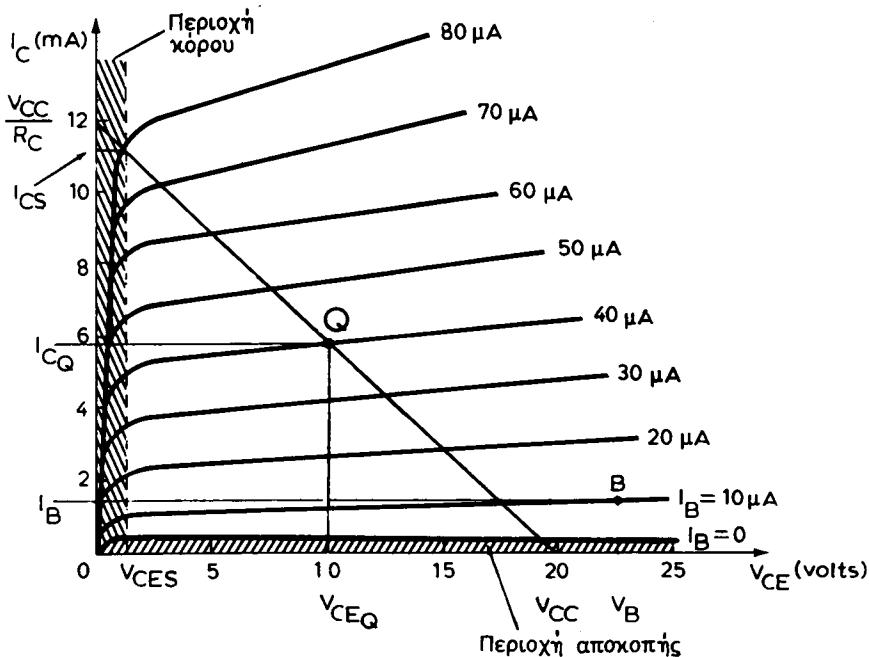
$$I_C = - \frac{V_{CE}}{R_C} + \frac{V_{CC}}{R_C} \quad (1.2.14)$$

Η γραμμική αυτή σχέση σε δίξονες  $V_{CE} \rightarrow x$  και  $I_C \rightarrow y$  αποτελεί την εξίσωση της ευθείας φόρτου στο συνεχές, εφόσον τα  $V_{CC}$  και  $R_C$  είναι γνωστά και σταθερά.

Με τη χάραξη της ευθείας φόρτου κατά τα γνωστά, μπορούμε να προσδιορίσουμε και το σημείο ηρεμίας  $Q$ . Για την εύρεση του  $Q$  απαιτείται η γνώση της τιμής του  $I_B$ . Η τιμή του δίνεται από τη σχέση (1.2.10) και έστω ότι έχει την τιμή  $I_B = 40 \mu A$ , όπως ακριβώς δείχνει το σχήμα 1.2ζ. Η τομή της ευθείας φόρτου με τη χαρακτηριστική που αντιστοιχεί σε  $I_B = 40 \mu A$  καθορίζει το σημείο ηρεμίας  $Q$ .

### **Ρεύμα κόρου του τρανζίστορ.**

Για την κανονική λειτουργία ενός τρανζίστορ χωρίς τον κίνδυνο καταστροφής του και επί πλέον της πιστής αποδόσεως του σήματος εισόδου στην έξοδο (μή ει-



Σχ. 1.2ζ.

Χαρακτηριστικές της συνδεσμολογίας (CE) και ευθεία φόρτου.

σαγωγής παραμορφώσεως), θα πρέπει το ρεύμα συλλέκτη  $I_C$  να μην είναι πολύ μεγάλο.

Το μέγιστο ρεύμα συλλέκτη  $I_C$  βρίσκεται από τη σχέση (1.2.14) και είναι:

$$I_{CS} \approx \frac{V_{CC}}{R_C} \quad (1.2.15)$$

Το ρεύμα αυτό επιτυγχάνεται, όταν:

$$V_{CES} \approx 0 \quad (1.2.16)$$

Το ρεύμα αυτό, που λέγεται **ρεύμα κόρου** (saturation) του τρανζίστορ, ταυτίζεται με το επάνω ακρότατο σημείο της ευθείας φόρτου (γραμμοσκιασμένη περιοχή). Για παρόμοιο λόγο, η τάση  $V_{CES}$ , με την οποία επιτυγχάνεται το ρεύμα αυτό, λέγεται **τάση κόρου** και, στην πράξη, είναι της τάξεως μερικών δεκάτων του βολτ.

Όταν το  $I_C$  είναι πολύ μεγάλο, η επαφή του συλλέκτη του τρανζίστορ θερμαίνεται υπερβολικά και το τρανζίστορ καταστρέφεται. Επίσης, όταν το  $I_C$  είναι πολύ μεγάλο, στην περίπτωση που το κύκλωμα εργάζεται ως ενισχυτής, δεν έχουμε πιστή αναπαραγωγή του σήματος εισόδου στην έξοδο.

Δηλαδή έχουμε παραμόρφωση του σήματος στην έξοδο. Αυτό οφείλεται κυρίως στο ότι το κύκλωμα εργάζεται στα **μη γραμμικά τμήματα** των χαρακτηριστικών καμπυλών του σχήματος 1.2ζ.

Για τη βέλτιστη λοιπόν λειτουργία, θα πρέπει να ισχύει με προσέγγιση:

$$V_{CE} > 0,5 \text{ V, οπότε και } I_C < \frac{V_{CC}}{R_C} \quad (1.2.17)$$

### Ρεύμα αποκοπής του τρανζίστορ.

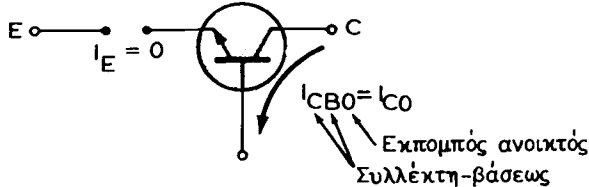
Για να γίνει το ρεύμα συλλέκτη  $I_C$  μηδέν, πρέπει, με βάση τη σχέση (1.2.11), να γίνει και το  $I_B$  μηδέν. Το ρεύμα τότε  $I_B = 0$ , για το οποίο  $I_C \approx 0$ , ονομάζεται **ρεύμα αποκοπής** (cutoff) του τρανζίστορ.

Η εξίσωση όμως (1.2.11), ισχύει με προσέγγιση και συγκεκριμένα όταν το  $I_B$  γίνει μηδέν, το  $I_C$  δεν είναι μηδέν. Αποδεικνύεται ότι η ακριβής έκφραση της (1.2.11) είναι:

$$I_C = \frac{I_{CO}}{1 - a} + \beta I_B = \frac{I_{CO}}{1 - a} + \frac{\alpha I_B}{1 - a} \quad (1.2.18)$$

Το μέγεθος  $I_{CO}$  αποτελεί **mía vέa παράμετρo** του τρανζίστορ και ονομάζεται **ανάστροφο ρεύμα κόρου** (reverse saturation current). Το ρεύμα αυτό ορίζεται ως το ρεύμα που ρέει από το συλλέκτη στη βάση του τρανζίστορ, όταν η είσοδος είναι ανοικτή (open), δηλαδή  $I_E = 0$  [συνδεσμολογία (CB)]. Το σχήμα 1.2η δείχνει το πώς ορίζεται το ρεύμα αυτό.

Για τον παραπάνω λόγο, το ρεύμα αυτό συμβολίζεται και ως  $I_{CBO}$ . Το  $I_{CO}$ , ως παράμετρος του τρανζίστορ, δίνεται στους καταλόγους των κατασκευαστών των τρανζίστορ.



Σχ. 1.2η.

Ανάστροφο ρεύμα κόρου  $I_{CBO} = I_{CO}$ .

### Επίδραση της θερμοκρασίας στην πόλωση.

Το κύκλωμα σταθερής πολώσεως του σχήματος 1.2ε μπορεί να δώσει μεγάλη απολαβή αν εργάσθει ως ενισχυτής. Υπάρχουν όμως δυσκολίες στο να διατηρηθεί η πόλωση σταθερή, π.χ. να παραμείνει αμετάβλητο το σημείο ηρεμίας Q. Αυτό οφείλεται στο ότι το  $I_C$  μεταβάλλεται μαζί με τη θερμοκρασία. Συγκεκριμένα, το  $I_C$  μεταβάλλεται επειδή μεταβάλλονται με τη θερμοκρασία και τα τρία παρακάτω μεγέθη, με τα οποία σχετίζεται:

1) Το ανάστροφο ρεύμα κόρου,  $I_{CO}$ , το οποίο διπλασιάζεται σε κάθε αύξηση της θερμοκρασίας κατά  $10^{\circ}\text{C}$  [βλ. σχέση (1.2.18)].

2) Η τάση πολώσεως βάσεως-εκπομπού,  $V_{BE}$ , η οποία, με αύξηση της θερμοκρασίας κατά  $1^{\circ}\text{C}$ , ελαττώνεται κατά  $2,5 \text{ mV}$  [βλ. σχέση (1.2.9) — αύξηση του  $I_B$ ].

3) Η απολαβή του τρανζίστορ β, η οποία αυξάνει με τη θερμοκρασία [βλ. σχέση (1.2.18)].

Οι τιμές των μεγεθών αυτών, ως συνάρτηση της θερμοκρασίας για ένα τυπικό τρανζίστορ πυριτίου (Si), φαίνονται στον Πίνακα 1.2.1.

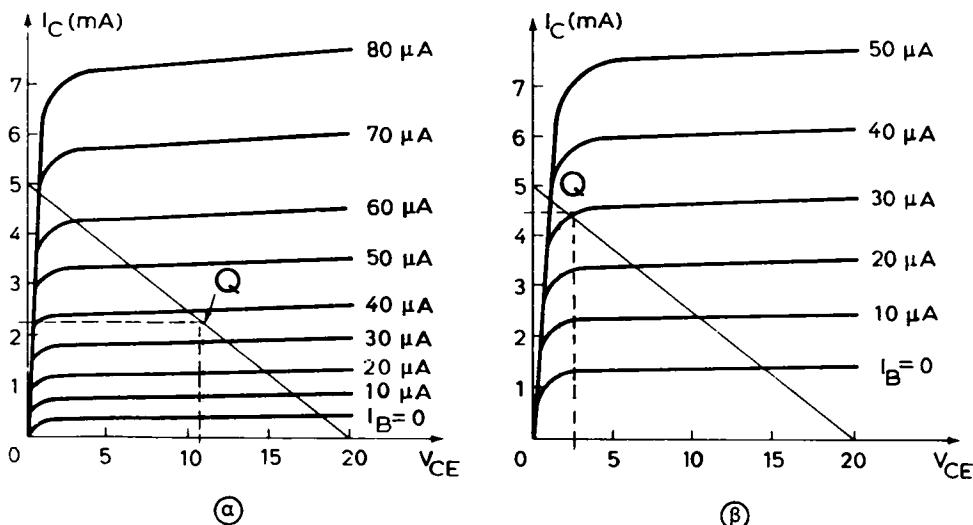
### ΠΙΝΑΚΑΣ 1.2.1.

Μεταβολή των  $I_{CO}$ ,  $\beta$  και  $V_{BE}$ , ως συνάρτηση της θερμοκρασίας σε τρανζίστορ πυριτίου.

$T \rightarrow ^\circ C$	$I_{CO} \rightarrow nA$	$\beta$	$V_{BE} \rightarrow V$
-65	$0.2 \times 10^{-3}$	20	0,85
25	0,1	50	0,65
100	20	80	0,48
175	$3.3 \times 10^3$	120	0,3

Αν λάβομε υπόψη τις τιμές του πίνακα και την εξίσωση (1.2.18), συμπεραίνομε, ότι αύξηση της θερμοκρασίας μεταβάλλει τις αρχικές συνθήκες πολώσεως. Συγκεκριμένα, μεταβάλλονται οι χαρακτηριστικές του τρανζίστορ και το ρεύμα συλλέκτη  $I_C$ , που αντιστοιχεί στο σημείο ηρεμίας Q.

Για να επιδείξουμε την επίδραση που επιφέρουν τα  $I_{CO}$  και  $\beta$  στις συνθήκες πολώσεως, όταν αυτά μεταβάλλονται μαζί με τη θερμοκρασία, θεωρούμε τις χαρακτηριστικές του σχήματος 1.2θ. Οι χαρακτηριστικές αυτές έχουν ληφθεί σε θερμοκρασίες  $25^\circ C$  και  $100^\circ C$  για το ίδιο τρανζίστορ.



Σχ. 1.2θ.

Μεταβολή του σημείου ηρεμίας Q ως συνάρτηση της θερμοκρασίας: (a)  $25^\circ C$ .(β)  $100^\circ C$ .

Από το σχήμα αυτό, βλέπομε ότι το σημείο ηρεμίας Q μετατοπίσθηκε πάνω στην ευθεία φόρτου σε μεγαλύτερες τιμές του  $I_C$  και ότι μάλιστα βρίσκεται κοντά στην περιοχή κάρου. Αυτό οφείλεται στο ότι το  $I_{CO}$ , καθώς επίσης και το  $\beta$ ,

ζητηκαν με τη θερμοκρασία. Η αύξηση του  $\beta$  μαζί με τη θερμοκρασία, φαίνεται πό την αύξηση των αποστάσεων των χαρακτηριστικών κατά μήκος της ευθείας δόρτου. Για να πιστοποιήσουμε αυτό, θεωρούμε το γενικό ορισμό του  $\beta$ , οπότε θα ξομε:

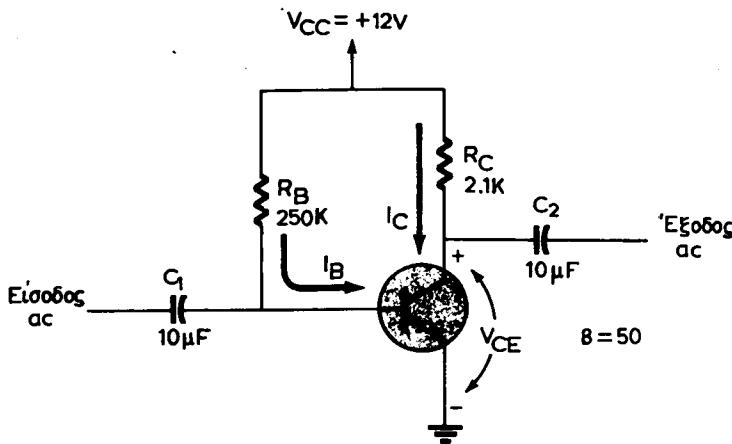
$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

Για την ίδια μεταβολή  $\Delta I_B$  στις χαρακτηριστικές (α) και (β), το  $\Delta I_C$  στις (β) είναι μεγαλύτερο από ό,τι στις (α). Αυτό αντιστοιχεί σε αύξηση του  $\beta$  μαζί με τη θερμοκρασία, όπως άλλωστε δείχνει και ο Πίνακας 1.2.1.

Η μεταβολή του  $V_{BE}$  μαζί με τη θερμοκρασία δεν έχει μεγάλη επίδραση στις συνθήκες πολώσεως (π.χ. σημείο Q), όπως έχει η μεταβολή του  $\beta$ . Αναφέρομε μόνο, ότι, για να περιορίσουμε την επίδραση του  $V_{BE}$  στις συνθήκες πολώσεως, συνδέομε μία αντίσταση  $R_E$  μεταξύ εκπομπού και γειώσεως.

### Παράδειγμα 2.

Να υπολογίσετε τις τάσεις και τα ρεύματα πολώσεως της συνδεσμολογίας (CE) του σχήματος 1.2i. Το τρανζίστορ είναι τύπου NPN και έχει  $\beta = 50$ .



Σχ. 1.2i.  
Κύκλωμα σταθερής πολώσεως σε συνδεσμολογία (CE).

### Λύση.

Ακολουθούμε την πορεία που αναφέραμε προηγουμένως και θα έχομε:

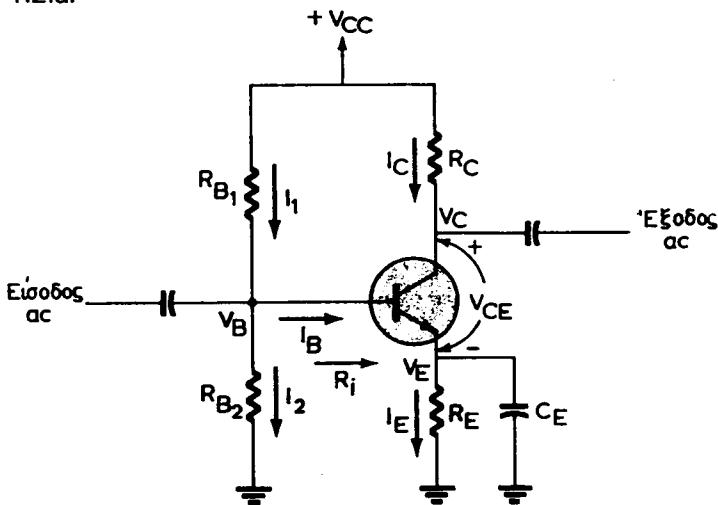
$$a) I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \approx \frac{V_{CC}}{R_B} = \frac{12 \text{ V}}{250 \text{ k}\Omega} = 48 \mu\text{A}$$

$$b) I_C = \beta I_B = 50 (48 \mu\text{A}) = 2.4 \text{ mA}$$

$$c) V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 12 - (2.4 \text{ mA}) (2.1 \text{ k}\Omega) = 12 - 5 = 7 \text{ V.}$$

### Κύκλωμα πολώσεως ανεξάρτητο του $B$ σε συνδεσμολογία (CE).

Όπως είδαμε στα προηγούμενα, το ρεύμα  $I_C$ , καθώς και οι συνθήκες πολώσεως γενικά μεταβάλλονται, όταν μεταβληθεί η θερμοκρασία, γιατί τότε μεταβάλλονται κυρίως τα  $I_{CO}$ ,  $V_{BE}$  και  $B$ . Με τη σύγχρονη όμως τεχνική, έχει επιτευχθεί ώστε το  $I_{CO}$ , το οποίο αποτελεί και μία παράμετρο, να είναι μηδαμινό σε καλής κατασκευής τρανζίστορ. Με τον τρόπο αυτό, μπορεί και σε υψηλότερες θερμοκρασίες ( $\sim 100^\circ\text{C}$ ), να θεωρηθεί ότι έχει ελάχιστη επίδραση στις αρχικές συνθήκες πολώσεως. Η τάση πολώσεως  $V_{BE}$  μπορεί να καταστεί ανεξάρτηση της θερμοκρασίας, αν ο εκπομπός γειωθεί μέσω της αντιστάσεως  $R_E$ . Επομένως το  $B$  είναι το μέγεθος εκείνο, το οποίο ουσιαστικά μεταβάλλει τις συνθήκες πολώσεως, όταν μεταβληθεί. Το  $B$  όπως είναι γνωστό, αυξάνει μαζί με τη θερμοκρασία, αλλά, και για τρανζίστορ που έχουν καταχωρηθεί με τον ίδιο αριθμό στους καταλόγους, μπορεί να είναι αρκετά διαφορετικό. Έχει παρατηρηθεί ότι τρανζίστορ με τον ίδιο αριθμό καταχωρήσεως, μπορεί να έχουν  $B = 125$  και  $B = 300$  στην ίδια θερμοκρασία. Ιδιαίτερα μάλιστα για τρανζίστορ πυριτίου, το  $B$  παρουσιάζει μαζί με τη θερμοκρασία μεγαλύτερες μεταβολές από ό,τι στα τρανζίστορ γερμανίου. Για να περιορισθεί η επίδραση του  $B$  στις συνθήκες πολώσεως, όταν μεταβάλλεται η θερμοκρασία ή αντικαθίσταται το τρανζίστορ, χρησιμοποιούμε το κύκλωμα του σχήματος 1.2ia.



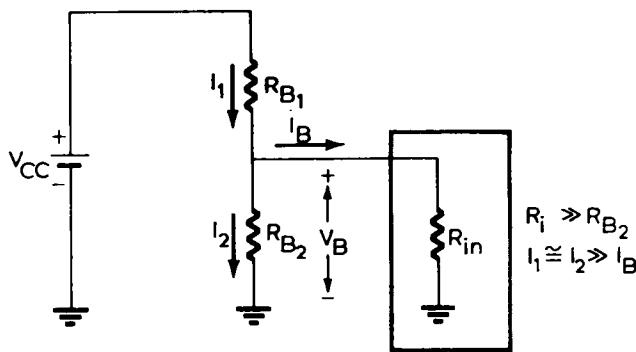
Σχ. 1.2ia.

Κύκλωμα πολώσεως ανεξάρτητο του  $B$  σε συνδεσμολογία (CE) ή κύκλωμα πολώσεως με διαιρέτη τάσεως.

Για να βρούμε τις τάσεις και τα ρεύματα πολώσεως, θεωρούμε το κύκλωμα εισόδου βάσεως - εκπομπού που δείχνει το σχήμα 1.2ib.

Για να αναλύσουμε το κύκλωμα αυτό θεωρούμε, ότι η **αντίσταση εισόδου  $R_i$**  είναι πολύ μεγαλύτερη της  $R_{B2}$ , δηλαδή  $R_i >> R_{B2}$ .

Η αντίσταση εισόδου είναι ουσιαστικά η αντίσταση που θα μετρούσαμε με ένα ωμόμετρο μεταξύ βάσεως - γειώσεως (μετά τις  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$ ) στο κύκλωμα του σχήματος 1.2ia, η οποία φαίνεται στο σχήμα 1.2ib. Η παραπάνω υπόθεση ισχύει



Σχ. 1.2ιβ.

Μέρος του κυκλώματος πολώσεως για τον υπολογισμό της τάσεως βάσεως  $V_B$ .

και στην πράξη. Με την παραδοχή αυτή, δεν ρέει κανένα ρεύμα προς τη βάση του τρανζίστορ ( $I_B \approx 0$ ) και συνεπώς  $I_1 \approx I_2$ . Επομένως, οι αντιστάσεις  $R_{B1}$  και  $R_{B2}$  θεωρούνται συνδεδεμένες σε σειρά και ενεργούν σαν διαιρέτες τάσεως της  $V_{CC}$ . Έτσι, η τάση  $V_B$ , που επικρατεί μεταξύ του κοινού σημείου συνδέσεως των  $R_{B1}$  και  $R_{B2}$ , είναι η ίδια μεταξύ βάσεως - γειώσεως ή, αλλιώς, ισούται με την τάση στα άκρα της  $R_{B2}$ . Οπότε, μπορούμε να γράψουμε:

$$V_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} \quad (1.2.19)$$

Αν τώρα η  $V_E$  παριστάνει την τάση στα άκρα της  $R_E$  και η  $V_{BE}$  την τάση μεταξύ βάσεως - εκπομπού, μπορούμε να θέσουμε:

$$V_E = V_B - V_{BE} \quad (1.2.20)$$

Το ρεύμα εκπομπού  $I_E$  υπολογίζεται από την τάση αυτή, δηλαδή:

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E} \quad (1.2.21)$$

Επειδή  $I_B \approx 0$  (με βάση τα προηγούμενα), έπειται ότι:

$$I_C \approx I_E \quad (1.2.22)$$

Η τάση  $V_{RC}$  στα άκρα της  $R_C$  θα είναι:

$$V_{RC} = I_C R_C \quad (1.2.23)$$

Η τάση  $V_C$  μεταξύ συλλέκτη - γειώσεως θα είναι:

$$V_C = V_{CC} - V_{RC} = V_{CC} - I_C R_C \quad (1.2.24)$$

Η τάση  $V_{CE}$  μεταξύ συλλέκτη - εκπομπού θα είναι:

$$V_{CE} = V_C - V_E \quad (1.2.25)$$

ή

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \simeq V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \quad (1.2.26)$$

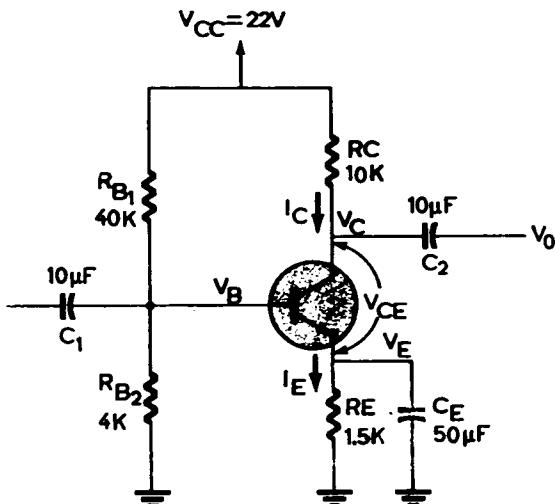
Σε όλη την προηγούμενη ανάλυση δεν χρησιμοποιήθηκε καθόλου το B. Συνεπώς, το κύκλωμα αυτό πολώσεως είναι στην πράξη ανεξάρτητο του τρανζίστορ καθώς και των μεταβολών της θερμοκρασίας. Γιατί, όπως είδαμε, η τάση της βάσεως  $V_B$  καθορίζεται από τις  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$  και από την τάση της πηγής  $V_{CC}$ . Η τάση εκπομπού  $V_E$  είναι σταθερή, επειδή και η  $V_B$  είναι σταθερή και περίπου ίση με αυτή, καθόσον  $V_B > > V_{BE}$ . Είδαμε ότι  $V_{BE} \simeq 0.3$  V (Ge) και  $V_{BE} \simeq 0.7$  V (Si).

Η αντίσταση  $R_E$  καθορίζει τις τιμές των ρευμάτων  $I_E$  και  $I_C$ . Τέλος, η αντίσταση  $R_C$  καθορίζει την τάση του συλλέκτη και συνεπώς την τάση πολώσεως συλλέκτη - εκπομπού  $V_{CE}$ .

Η τάση της βάσεως  $V_B$  ρυθμίζεται από την  $R_{B2}$ , το ρεύμα συλλέκτη  $I_C$  από την  $R_E$  και η τάση συλλέκτη - εκπομπού από την  $R_C$ . Μεταβολή οποιουδήποτε άλλου στοιχείου του κυκλώματος, θα έχει μικρή επίδραση στις αρχικές συνθήκες πολώσεως. Ο πυκνωτής  $C_E$  αποτελεί μέρος του κυκλώματος, όταν το κύκλωμα εργάζεται ως ενισχυτής, δηλαδή με εναλλασσόμενο σήμα στην είσοδο. Η παρουσία του δεν μεταβάλλει τις συνθήκες πολώσεως. Το κύκλωμα αυτό λέγεται και **κύκλωμα πολώσεως με διαιρέτη τάσεως**.

### Παράδειγμα 3.

Να υπολογίσετε τις τάσεις και τα ρεύματα πολώσεως του κυκλώματος του σχήματος 1.2ιγ, αν το τρανζίστορ είναι πυριτίου.



Σχ. 1.2ιγ.

Κύκλωμα πολώσεως ανεξάρτητο του B σε συνδεσμολογία (CE).

**Λύση.**

$$\text{α) } V_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} = \frac{4}{40 + 4} \cdot 22 = 2 \text{ V}$$

$$\beta) V_E = V_B - V_{BE} = 2 - 0,7 = 1,3 \text{ V}$$

$$\gamma) I_E = \frac{V_E}{R_E} \simeq I_C = \frac{1,3 \text{ V}}{1,5 \text{ k}\Omega} = 0,87 \text{ mA}$$

$$\delta) V_C = V_{CC} - I_C R_C = 22 - (0,87 \text{ mA}) (10 \text{ k}\Omega) = 13,3 \text{ V}$$

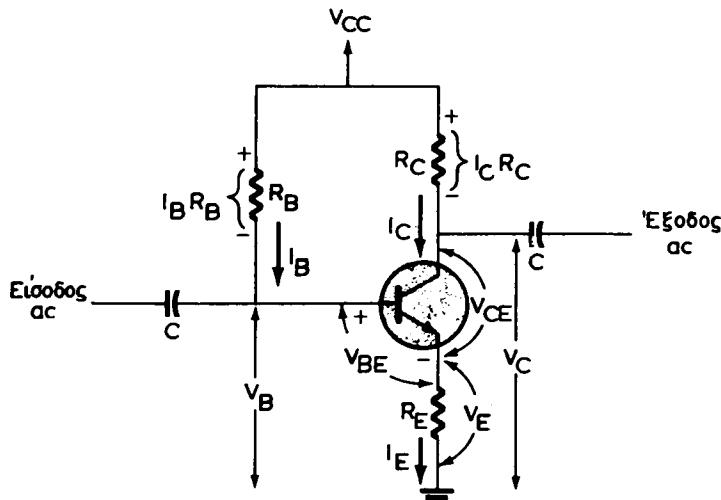
$$\epsilon) V_{CE} = V_C - V_E = 13,3 - 1,3 = 12 \text{ V}$$

**Άλλα κυκλώματα πολώσεως σε συνδεσμολογία (CE).**

Υπάρχουν και άλλα κυκλώματα πολώσεως σε συνδεσμολογία (CE), τα οποία βρίσκουν εκτεταμένες εφαρμογές στο πεδίο της ραδιοηλεκτρολογίας. Ένα τέτοιο κύκλωμα που βρίσκει αρκετές εφαρμογές, καθόσον περιορίζει το ρόλο του  $V_{BE}$  στις συνθήκες πολώσεως, είναι το κύκλωμα του γειωμένου εκπομπού, όπου ο εκπομπός γειώνεται μέσω μιας αντιστάσεως  $R_E$ . Το κύκλωμα αυτό φαίνεται στο σχήμα 1.2ιδ και αποδεικνύεται ότι η μόνη σχέση στην οποία συναντάμε το  $V_{BE}$  είναι στον υπολογισμό του ρεύματος βάσεως  $I_B$ . Η σχέση αυτή δίνεται χωρίς λόδειξη και είναι:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E} \simeq \frac{V_{CC}}{R_B + \beta R_E} \quad (1.2.27)$$

Δηλαδή, με την παραδοχή ότι  $V_{BE} \ll V_{CC}$ , το ρεύμα  $I_B$  είναι ανεξάρτητο του  $V_{BE}$ .



Σχ. 1.2ιδ.

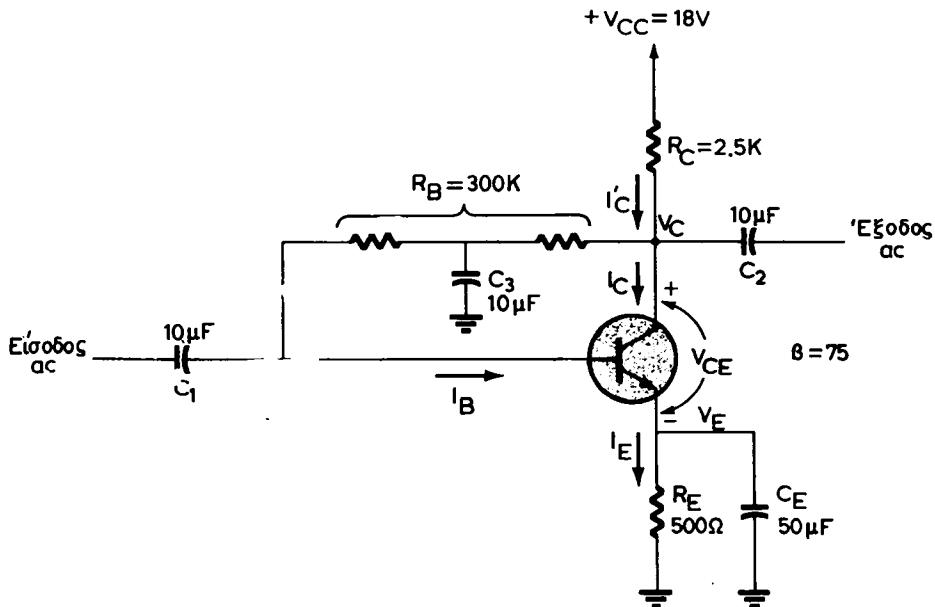
Κύκλωμα πολώσεως με αντίσταση γειωσεως του εκπομπού σε συνδεσμολογία (CE) ή κύκλωμα πολώσεως με ανατροφοδότηση ρεύματος.

Πολλές φορές, όταν ένα κύκλωμα εργάζεται σαν ενισχυτής, ένα μέρος του σήματος εξόδου αφήνεται να επιστρέψει στην είσοδο υπό μορφή τάσεως ή ρεύματος. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται **ανατροφοδότηση** (feedback) και την εξετάζουμε στο Τέταρτο Κεφάλαιο.

Όπως θα δούμε, η ανατροφοδότηση, εκτός των άλλων, έχει ως σκοπό να καταστήσει την **απολαβή του ενισχυτή σταθερή** μέσα σε μια ορισμένη περιοχή συχνοτήτων. Για να επιτευχθεί σταθερή απολαβή πρέπει οι συνθήκες πολώσεως να παραμένουν ουσιαστικά αμετάβλητες. Τέτοιο κύκλωμα με **ανατροφοδότηση ρεύματος** είναι, το αμέσως προηγούμενο.

Άλλος τρόπος ανατροφοδοτήσεως είναι η **ανατροφοδότηση τάσεως**. Ένα τέτοιο κύκλωμα πολώσεως φαίνεται στο σχήμα 1.2ιε.

Για περισσότερες λεπτομέρειες θα μιλήσουμε στο Τέταρτο Κεφάλαιο.

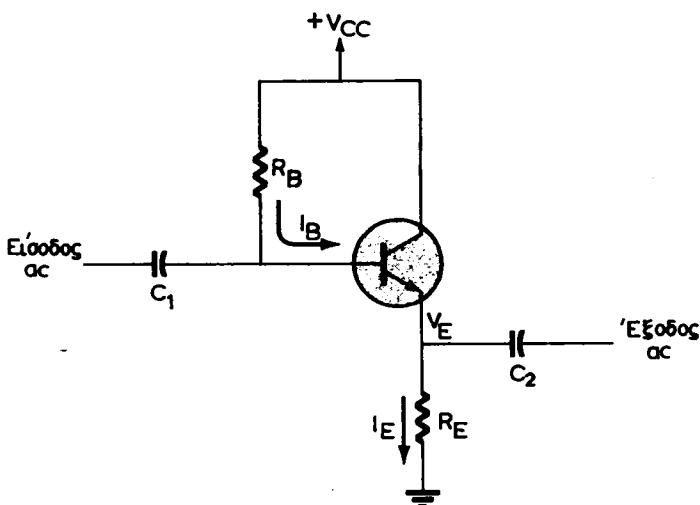


Σχ. 1.2ιε.  
Κύκλωμα πολώσεως με ανατροφοδότηση τάσεως σε συνδεσμολογία (CE).

### Κύκλωμα πολώσεως σε συνδεσμολογία (CC).

Στη συνδεσμολογία (CC) ο συλλέκτης είναι κοινός στο κύκλωμα εισόδου και εξόδου. Ένα τέτοιο κύκλωμα πολώσεως φαίνεται στο σχήμα 1.2ιστ. Όταν το κύκλωμα αυτό εργάζεται ως ενισχυτής, η τάση εξόδου ακολουθεί την είσοδο. Γι' αυτό λέγεται και **ακολουθητής εκπομπού** (emitter - follower).

Η τάση στο συλλέκτη  $V_C$  είναι σταθερή και ίση με τη σταθερή τάση της πηγής  $V_{CC}$ . Όταν το κύκλωμα καλείται να εργασθεί ως ενισχυτής, επιζητούμε να έχομε **μικρή παραμόρφωση** του σήματος εισόδου στην έξοδο. Για να μπορεί λοιπόν το σήμα εξόδου να λαμβάνει μεγάλα πλάτη, χωρίς να επέρχεται παραμόρφωση, πρέ-



Σχ. 1.2ιστ.

Κύκλωμα πολώσεως σε συνδεσμολογία (CC) ή κύκλωμα πολώσεως σε ακολουθητή εκπομπού.

Πει το σημείο ηρεμίας  $Q$  να είναι κάπου στο μέσο της ευθείας φόρτου. Δηλαδή πρέπει να επιλέξουμε την  $R_E$ , ώστε  $V_E \approx V_{CC}/2$ , οπότε και  $V_{CE} \approx V_{CC}/2$ .

#### *Ανάλυση του κυκλώματος εισόδου.*

Το κύκλωμα εισόδου αποτελείται από την  $V_{CC}$ ,  $R_B$ ,  $V_{BE}$ ,  $V_E$  και  $R_E$ . Ο 2ος κανόνας του Kirchhoff για το κύκλωμα αυτό δίνει:

$$+V_{CC} - I_E R_B - V_{BE} - I_E R_E = 0 \quad (1.2.28)$$

Αποδεικνύεται ότι:

$$I_E = (\beta + 1) I_B \simeq \beta I_B, \quad (\beta \gg 1) \quad (1.2.29)$$

Θέτομε τη σχέση αυτή στην προηγούμενη και λύνομε ως προς  $I_B$ , οπότε:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1) R_E} \simeq \frac{V_{CC}}{R_B + \beta R_E} \quad (1.2.30)$$

Η σχέση αυτή καθορίζει το ρεύμα πολώσεως  $I_B$  με βάση τα γνωστά μεγέθη.

#### *Ανάλυση του κυκλώματος εξόδου.*

Το κύκλωμα εξόδου αποτελείται από την  $V_{CC}$ ,  $V_{CE}$ ,  $V_E$  και  $R_E$  και θέλομε να υπολογίσουμε το  $I_E$ ,  $V_E$  και  $V_{CE}$ .

Το ρεύμα  $I_E$  δίνεται από τη σχέση (1.2.29), οπότε η

$$V_E = I_E R_E \quad (1.2.31)$$

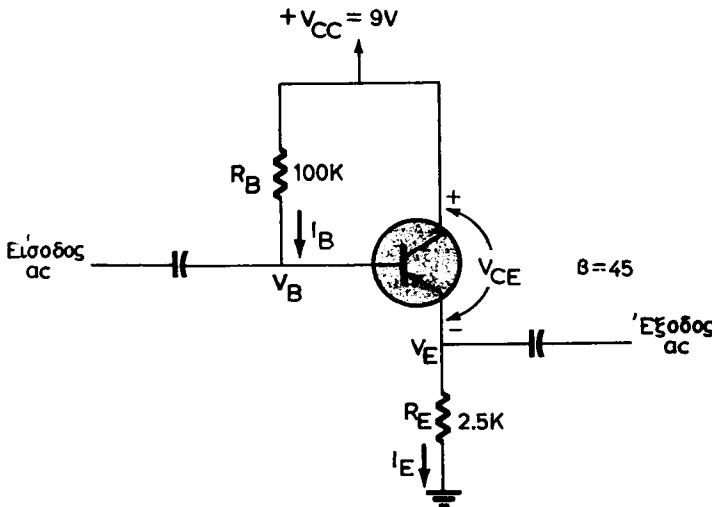
υπολογίζει την τάση  $V_E$ .

Η τάση συλλέκτη - εκπομπού  $V_{BE}$  θα είναι:

$$V_{CE} = V_{CC} - V_E = V_{CC} - I_E R_E \quad (1.2.32)$$

#### Παράδειγμα 4.

Δίνεται το κύκλωμα του σχήματος 1.2i<sub>z</sub> και ζητούνται τα ρεύματα και οι τάσεις πολώσεως. Το  $\beta$  του τρανζίστορ είναι  $\beta = 45$ .



Σχ. 1.2i<sub>z</sub>  
Κύκλωμα πολώσεως σε συνδεσμολογία (CC).

#### Λύση.

Για την εύρεση των ρευμάτων και των τάσεων πολώσεως, ακολουθούμε την παρακάτω πορεία:

$$\text{a)} I_B \simeq \frac{V_{CC}}{R_B + \beta R_E} = \frac{9}{100 + 45(2,5)} \simeq 42 \mu\text{A}$$

$$\text{β)} I_E = (\beta + 1) I_B = 46(42 \mu\text{A}) \simeq 1,9 \text{ mA}$$

$$\gamma) V_{CE} = V_{CC} - I_E R_E = 9 - (1,9 \text{ mA})(2,5 \text{ k}\Omega) = 4,25 \text{ V}$$

$$\delta) V_E = I_E R_F = (1,9 \text{ mA})(2,5 \text{ k}\Omega) = 4,75 \text{ V}$$

#### 1.3 Επίδραση της πολώσεως στην παραμόρφωση.

Η παραμόρφωση αναφέρεται στη μη ποστή απόδοση του σήματος εισόδου στην έξοδο του ενισχυτή. Με τον όρο «σήμα» εννοούμε κάθε εναλλασσόμενη τάση, την οποία εφαρμόζομε στην είσοδο ενός ενισχυτή ή τη λαμβάνομε στην έξοδό του. Υπάρχουν διάφοροι λόγοι για τους οποίους το σήμα εισόδου δεν αποδίδεται πιστά στην έξοδο. Και ένας από τους βασικότερους αφορά τη μη κατάλληλη εξα-

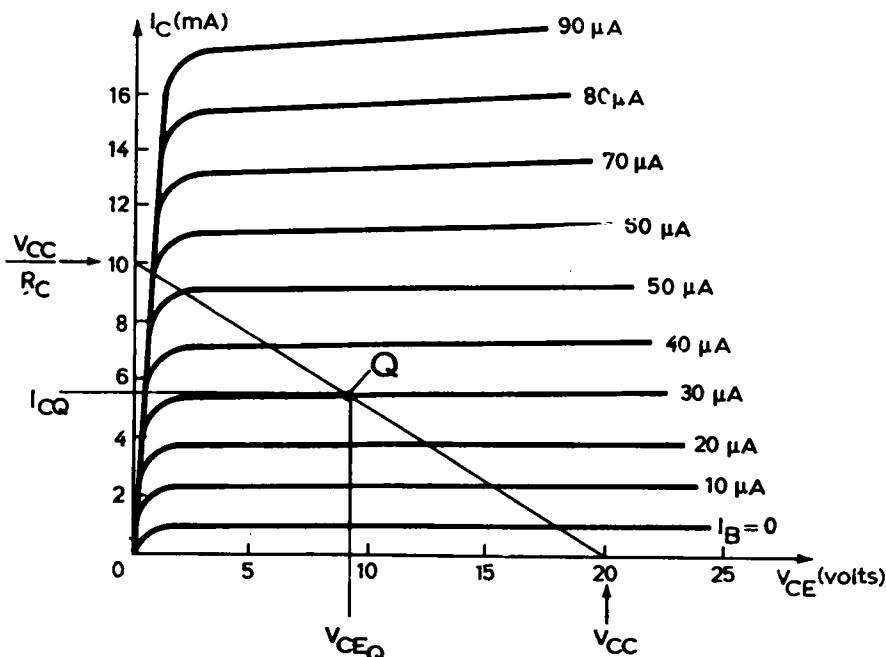
σφάλιση των συνθηκών πολώσεως. Για να είμαστε βέβαιοι ότι το σήμα δεν θα υποστεί παραμόρφωση, πρέπει οι αρχικές συνθήκες πολώσεως να διατηρηθούν σχεδόν αμετάβλητες καθόλη τη διάρκεια της λειτουργίας του ενισχυτή.

Για να μελετήσουμε την επίδραση της πολώσεως στην παραμόρφωση, αναφερόμαστε στην έννοια της ευθείας φόρτου και του σημείου ηρεμίας που δώσαμε στην προηγούμενη παράγραφο για τη συνδεσμολογία (CE).

Η μαθηματική έκφραση της ευθείας φόρτου στη συνδεσμολογία (CE) είναι:

$$I_C = - \frac{V_{CE}}{R_C} + \frac{V_{CC}}{R_C} \quad (1.3.1)$$

Αν τώρα θεωρήσουμε ότι τα μεγέθη  $V_{CC}$  και  $R_C$  είναι γνωστά, π.χ.  $V_{CC} = 20$  V και  $R_C = 2$  kΩ, τότε η ευθεία φόρτου χαράσσεται και φαίνεται μαζί με τις χαρακτηριστικές ενός τυπικού τρανζίστορ στο σχήμα 1.3a.



Σχ. 1.3a.

Χαρακτηριστικές ενός τυπικού τρανζίστορ. Ευθεία φορτίου και σημείο ηρεμίας Q.

Για να βρούμε το σημείο ηρεμίας Q, το οποίο ορίζεται ως το βέλτιστο σημείο γύρω από το οποίο επιτελείται η λειτουργία του ενισχυτή, πρέπει να υπολογίσουμε το ρεύμα πολώσεως της βάσεως  $I_B$ . Το ρεύμα αυτό από την ανάλυση του κυκλώματος του σχήματος 1.2δ, δίνεται από τη σχέση (1.2.10). Αν λοιπόν θέλομε το σημείο ηρεμίας Q να βρίσκεται στο μέσο περίπου της ευθείας φόρτου, πρέπει να επιλέξουμε την  $R_B$ , ώστε:

$$I_B \approx \frac{V_{CC}}{R_B} \approx 30 \mu\text{A}$$

Η τομή της γνωστής ευθείας φόρτου με τη χαρακτηριστική που αντιστοιχεί σε  $I_B = 30 \mu A$ , προσδιορίζει το σημείο ηρεμίας Q. Η τάση  $V_{CE}$ , που αντιστοιχεί στο σημείο ηρεμίας, λέγεται και τάση ηρεμίας συλλέκτη - εκπομπού και συμβολίζεται συχνά  $V_{CEO}$ . Ομοίως, το ρεύμα ηρεμίας του συλλέκτη συμβολίζεται  $I_{CQ}$ , όπως φαίνεται στο σχήμα 1.3α.

Αν τώρα στην είσοδο του ενισχυτή του σχήματος 1.2ε εφαρμόσομε ένα σήμα, τότε η στιγμιαία τάση  $V_{CE}$ , θα μεταβάλλεται γύρω από την τάση ηρεμίας  $V_{CEO}$ . Με τη μεταβολή όμως της  $V_{CE}$ , θα μεταβάλλεται και το στιγμιαίο ρεύμα συλλέκτη  $I_C$  γύρω από τη σταθερή τιμή του  $I_{CQ}$ .

Αν το σημείο Q έχει επιλεγεί στο μέσο περίπου της **ευθείας φόρτου** και το σήμα εισόδου είναι μικρό, τότε οι διακυμάνσεις της  $V_{CE}$  δεν υπερβαίνουν τη μέγιστη τιμή της  $V_{CC}$ , ούτε και την ελάχιστη  $V_{CE} = V_{CES} \approx 0 V$ . Έτσι, και οι διακυμάνσεις του  $I_C$  γύρω από το σταθερό  $I_{CQ}$ , δεν υπερβαίνουν αντίστοιχα την ελάχιστη τιμή  $I_C \approx 0$  και τη μέγιστη  $I_C \approx V_{CC}/R_C$ . Σε κάθε χρονική στιγμή, η τάση εξόδου, δηλαδή η τάση στα άκρα της  $R_C$ , εκφράζεται από το γινόμενο του στιγμιαίου ρεύματος  $I_C$  επί την αντίσταση  $R_C$ . Με τις προϋποθέσεις που μόλις αναφέραμε, η τάση εξόδου θα αποτελεί πιστή απόδοση του σήματος (τάσεως) εισόδου. Επομένως, το σήμα εξόδου είναι απαλλαγμένο παραμορφώσεως.

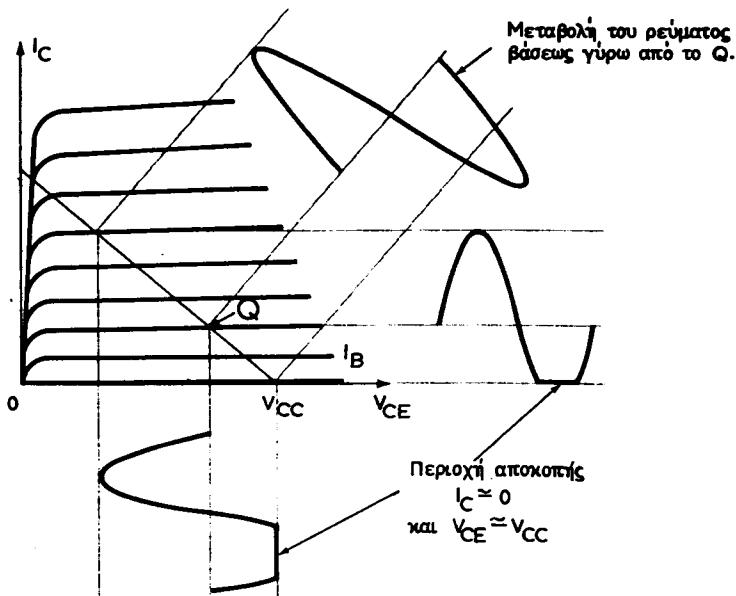
Αν όμως το σημείο ηρεμίας Q τοποθετηθεί χαμηλά της ευθείας φόρτου (μικρές τιμές του  $I_B$ ) ή μετακινηθεί προς τα εκεί λόγω μεταβολής των αρχικών συνθηκών πολώσεως, τότε, σήματα μεγάλου πλάτους στην είσοδο, ενδέχεται να εμφανισθούν παραμορφωμένα στην έξοδο.

Και, για την καλύτερη κατανόηση του πράγματος, θεωρούμε τη γραφική μέθοδο που απεικονίζει το σχήμα 1.3β.

Όπως δείχνει το σχήμα, το σημείο ηρεμίας έχει αρχικά τοποθετηθεί κοντά στην **περιοχή αποκοπής**. Αν το σήμα εισόδου έχει μεγάλο πλάτος, τότε η τάση  $V_{CE}$  καθίσταται περίπου (στη με την τάση της πηγής  $V_{CC}$ , οπότε και το ρεύμα εξόδου  $I_C$  γίνεται περίπου μηδέν). Επομένως, κάθε στιγμιαία τιμή της τάσεως  $V_{CE}$  μεγαλύτερη της  $V_{CC}$ , αποκόπτεται (ψαλιδίζεται). Έτσι, και το αντίστοιχο ρεύμα εξόδου  $I_C$  σε όλη αυτή τη χρονική περίοδο, διατηρεί τη σταθερή τιμή περίπου μηδέν. Η πλήρης ημιτονοειδής καμπύλη στο επάνω μέρος του σχήματος 1.3β, παριστάνει τις διακυμάνσεις του ρεύματος της βάσεως  $I_B$  γύρω από το σημείο ηρεμίας, δηλαδή γύρω από την τιμή  $I_{BQ}$ .

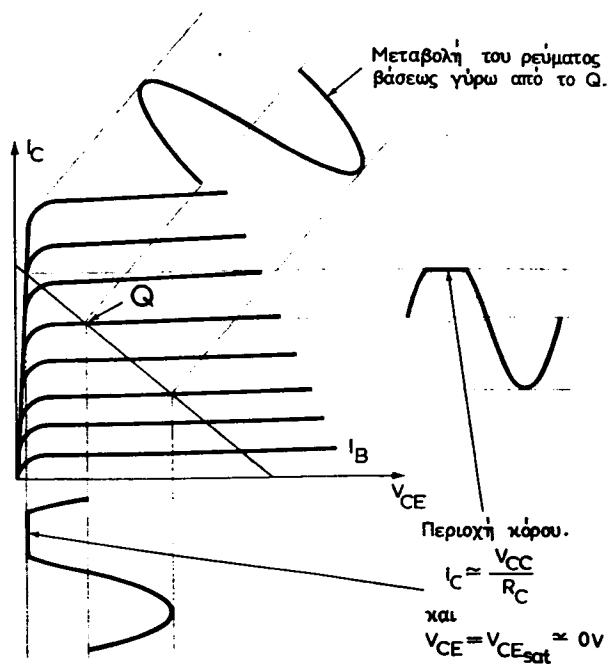
Αν τώρα θεωρήσομε ότι το Q έχει τοποθετηθεί κοντά στην **περιοχή κόρου** (μεγάλες τιμές του  $I_B$ ), τότε, όπως φαίνεται στη γραφική μέθοδο του σχήματος 1.3γ, κάθε τάση μικρότερη της  $V_{CE} = V_{CES} \approx 0$  αποκόπτεται (ψαλιδίζεται). Επομένως, σε όλη τη χρονική αυτή διάρκεια κατά την οποία η  $V_{CE}$  θα έπαιρνε τιμές μικρότερες της τιμής περίπου μηδέν, το ρεύμα εξόδου  $I_C$  διατηρεί τη μέγιστη σταθερή τιμή  $I_C \approx V_{CC}/R_C$ . Δηλαδή το ρεύμα εξόδου έχει υποστεί ψαλιδισμό στη στάθμη  $I_C \approx V_{CC}/R_C$ .

Με την παραπάνω ανάλυση, είδαμε ότι η σωστή τοποθέτηση του σημείου ηρεμίας Q έχει μεγάλη σημασία στην παραμόρφωση, την οποία υφίσταται το σήμα εισόδου. Αν πάλι το Q τοποθετηθεί σωστά (μέσο περίπου της ευθείας φόρτου), θα πρέπει και το πλάτος του σήματος εισόδου να είναι μικρό, ώστε η  $V_{CE}$  να μην



Σχ. 1.3β.

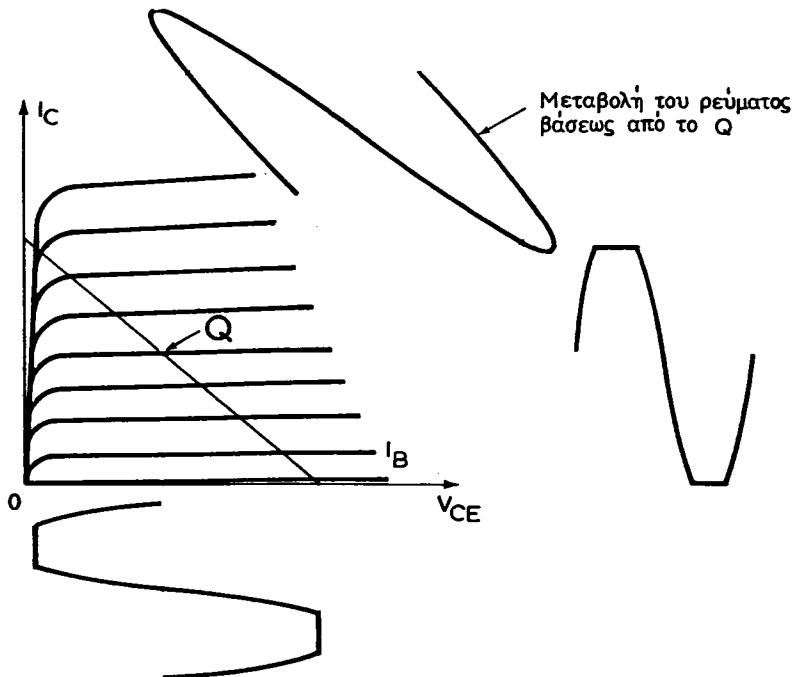
Επίδραση της θέσεως του σημείου ηρεμίας Q στην παραμόρφωση του σήματος εισόδου. Το Q κοντά στην περιοχή αποκοπής.



Σχ. 1.3γ.

Επίδραση της θέσεως του σημείου ηρεμίας Q στην παραμόρφωση του σήματος εισόδου. Το Q κοντά στην περιοχή κάρου.

υπερβεί τις ακρότατες τιμές της  $V_{CE} \approx 0$  και  $V_{CE} \approx V_{CC}$ . Το σχήμα 1.3δ απεικονίζει τη γραφική μέθοδο παραμορφώσεως του σήματος, όταν το Q βρίσκεται στη σωστή θέση. Το πλάτος δύμας του σήματος εισόδου είναι πολύ μεγάλο.

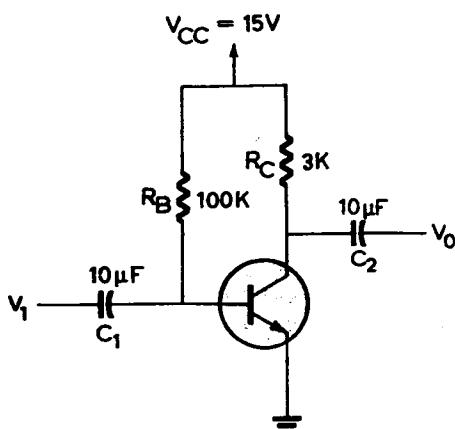


Σχ. 1.3δ.

Επίδραση του πλάτους του σήματος εισόδου στην παραμόρφωση. Σωστή τοποθέτηση του Q.

#### Παράδειγμα 5.

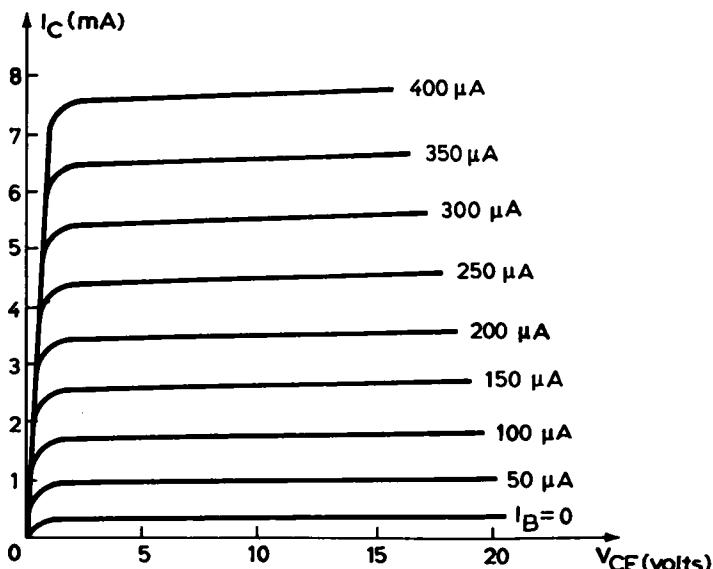
Δίνεται το κύκλωμα του σχήματος 1.3ε και οι χαρακτηριστικές (συλλέκτη) του



Σχ. 1.3ε.

Κύκλωμα σταθερής πολύσεως σε συνδεσμολογία (CE) για τον προσδιορισμό της ευθείας φόρτου.

τρανζίστορ στο σχήμα 1.3στ. Να υπολογίσετε: α) Την ευθεία φόρτου στο συνεχές (dc) και το σημείο ηρεμίας Q. β) Τα μεγέθη  $V_{CE}$ ,  $I_C$ ,  $I_C R_C$  και  $I_E$  που αντιστοιχούν στο σημείο ηρεμίας Q (γραφική μέθοδο).



Σχ. 1.3στ.

Χαρακτηριστικές (ισυλλέκτη) του τρανζίστορ του σχήματος 1.3ε.

### Λύση.

Για να χαράξουμε την ευθεία φόρτου, πρέπει να προσδιορίσουμε δύο τουλάχιστον σημεία της. Το ένα έχει συντεταγμένες:

$$I_C = 0, \quad V_{CE} = V_{CC} = 15 \text{ V} \quad \text{και το άλλο}$$

$$V_{CE} = 0, \quad I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{15 \text{ V}}{3 \text{ k}\Omega} = 5 \text{ mA}$$

Η ευθεία που ενώνει τα σημεία αυτά φαίνεται στο σχήμα 1.3ζ και αποτελεί την ευθεία φόρτου στο συνεχές.

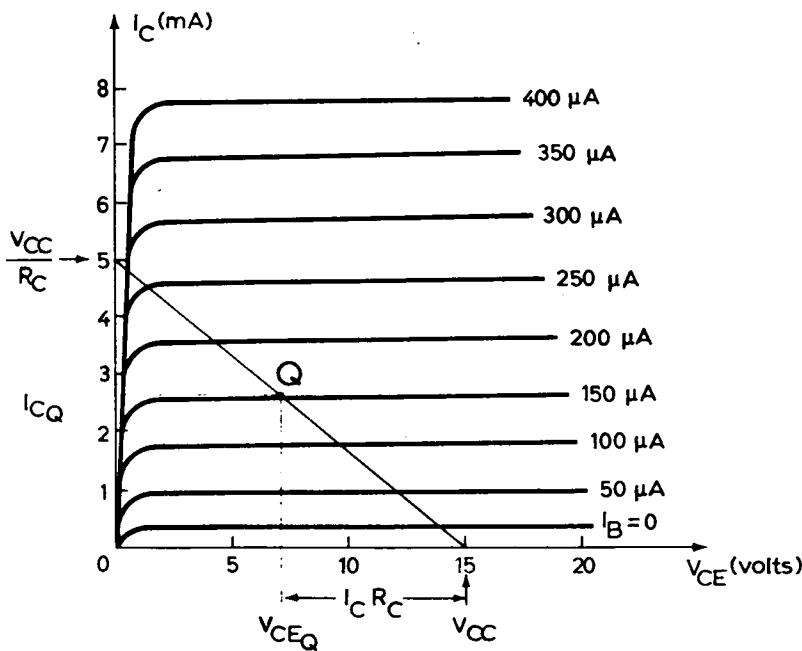
Για να καθορισθεί το σημείο ηρεμίας Q, πρέπει να υπολογισθεί το ρεύμα βάσεως  $I_B$ .

$$I_B \approx \frac{V_{CC}}{R_B} = \frac{15 \text{ V}}{100 \text{ k}\Omega} = 150 \mu\text{A}$$

Η τομή της ευθείας φόρτου με τη χαρακτηριστική που αντιστοιχεί σε  $I_B = 150 \mu\text{A}$ , καθορίζει το σημείο ηρεμίας Q.

Από το σχήμα αυτό, βρίσκουμε γραφικά τα ζητούμενα μεγέθη που αντιστοιχούν στο σημείο Q.

$$V_{CE} = 7 \text{ V}, \quad I_C = 2.6 \text{ mA}, \quad I_C R_C = 8 \text{ V} \quad \text{και} \quad I_E \approx 2.6 \text{ mA.}$$



Σχ. 1.3ζ.

Χαρακτηριστικές (συλλέκτη) του τρανζίστορ του παραδείγματος 5. Ευθεία φόρτου και σημείο ηρεμίας Q.

#### 1.4 Ισοδύναμα κυκλώματα.

Η ανάλυση πολυπλόκων κυκλωμάτων παρουσιάζει πολλές φορές δυσκολίες. Για το λόγο αυτό, καταφεύγομε στην ανάλυση των ισοδυνάμων τους, τα οποία είναι περισσότερο απλούστευμένα.

Για να είμαστε σε θέση να χαράξουμε το ισοδύναμο κύκλωμα κάποιου άλλου κυκλώματος, πρέπει πρώτα να χαράξουμε (ή να λάβομε υπόψη) το ισοδύναμο κύκλωμα του ίδιου του τρανζίστορ, εφόσον αυτό εργάζεται γραμμικά.

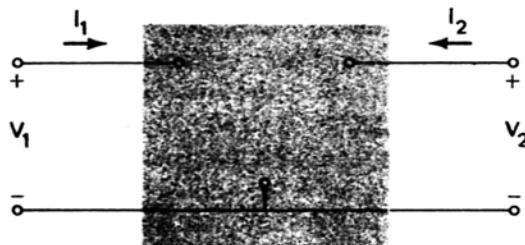
Αν για τη χάραξη του ισοδύναμου κυκλώματος του τρανζίστορ, χρησιμοποιήσουμε τις τέσσερεις υβριδικές παραμέτρους, τότε το ισοδύναμο αυτό λέγεται **υβριδικό ισοδύναμο**.

#### Υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα.

Το υβριδικό ισοδύναμο, το οποίο θα μας απασχολήσει στη συνέχεια, αναφέρεται γενικά και στις τρεις συνδεσμολογίες (CB), (CE) και (CC). Για το λόγο αυτό, και οι υβριδικές παράμετροι δεν φέρουν το δεύτερο δείκτη γράμματος. Ο δείκτης αυτός επισυνάπτεται, όταν ειδικά αναφερόμαστε σε συγκεκριμένη συνδεσμολογία. Υπενθυμίζεται, ότι οι υβριδικές παράμετροι και στις τρεις συνδεσμολογίες έχουν σε συντομία την εξής έννοια και συμβολισμό:

- $h_{11} \rightarrow h_i$  — Αντίσταση εισόδου.  
 $h_{12} \rightarrow h_r$  — Λόγος μεταφοράς ανάστροφης - τάσεως.  
 $h_{21} \rightarrow h_f$  — Λόγος μεταφοράς ορθού - ρεύματος.  
 $h_{22} \rightarrow h_0$  — Αγωγιμότητα εξόδου. (1.4.1)

Θεωρούμε τώρα ότι έχομε το κύκλωμα ενός τρανζίστορ σε κάποια συνδεσμολογία, το οποίο, επειδή έχει δύο εισόδους, αποτελεί ένα τετράπολο. Ένα τέτοιο τετράπολο (κύκλωμα) ανάλογο του σχήματος 1.1, φαίνεται στο σχήμα 1.4a.



Σχ. 1.4a.

Το κύκλωμα ενός τρανζίστορ κάποιας συνδεσμολογίας ως τετράπολο.

Μπορούμε να θεωρήσουμε ότι το κύκλωμα αυτό αποτελείται από δύο επί μέρους κυκλώματα, δηλαδή το κύκλωμα εισόδου και το κύκλωμα εξόδου.

**Το κύκλωμα εισόδου πρέπει να έχει όλα τα στοιχεία που αναφέρονται στην εξισώση (1.1.1),** τα οποία, με κάπως διαφορετικό συμβολισμό, είναι  $I_1$ ,  $V_1$ ,  $h_{11}$ ,  $h_{12}$  και  $V_2$ . Αντιστρέφομε τώρα το συλλογισμό μας και επιζητούμε να κατασκευάσομε ένα κύκλωμα που να περιέχει τα παραπάνω πέντε μεγέθη, **αλλά και να ικανοποιεί την εξισώση (1.1.1):**

$$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \quad (1.4.2)$$

Με λίγη σκέψη βρίσκομε ότι το κύκλωμα αυτό θα αποτελείται από μία **πηγή σταθερής τάσεως\***  $h_{12}V_2$ , στην οποία είναι συνδεδεμένη σε σειρά η αντίσταση εισόδου  $h_{11}$ .

Η πηγή αυτή τείνει να δημιουργήσει ένα ρεύμα αντίθετης φοράς του  $I_1$ , δηλαδή του ρεύματος που προκαλεί η  $V_1$ . Γενικά, στη περίπτωση αυτή, θεωρούμε τις ενεργές τιμές των ρευμάτων και τάσεων και η  $h_{11}$  έχει την έννοια σύνθετης αντιστάσεως.

Με την ίδια λογική, **το κύκλωμα εξόδου πρέπει να περιέχει όλα τα στοιχεία της εξισώσεως (1.1.2):**

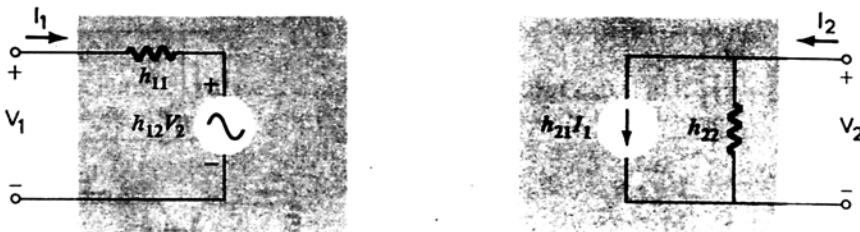
$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2 \quad (1.4.3)$$

**αλλά και να την ικανοποιεί.**

\* Επειδή αναφερόμαστε στο εναλλασσόμενο, τότε, για να έχομε πηγή σταθερής τάσεως, πρέπει ως  $V_2$  να θεωρούμε την ενεργό τιμή της.

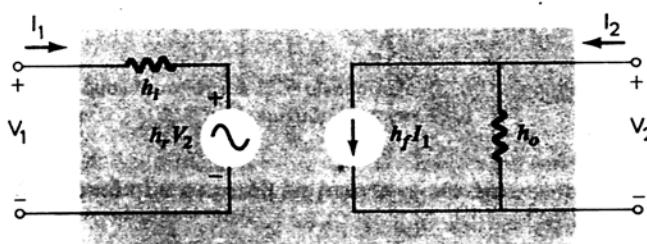
Με ανάλογη σκέψη, βρίσκομε ότι το κύκλωμα αυτό θα αποτελείται από μία πηγή σταθερού ρεύματος  $h_{21}I_1$ , στην οποία είναι παράλληλα συνδεδεμένη η αγωγή-μότητα εξόδου  $h_{22}$ .

Τα κυκλώματα εισόδου και εξόδου φαίνονται στο σχήμα 1.4β.



Σχ. 1.4β.

Υβριδικά ισοδύναμα κυκλώματα: (a) Εισόδου. (b) Εξόδου.



Σχ. 1.4γ.

Πλήρες υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα δλων των συνδεσμολογιών.

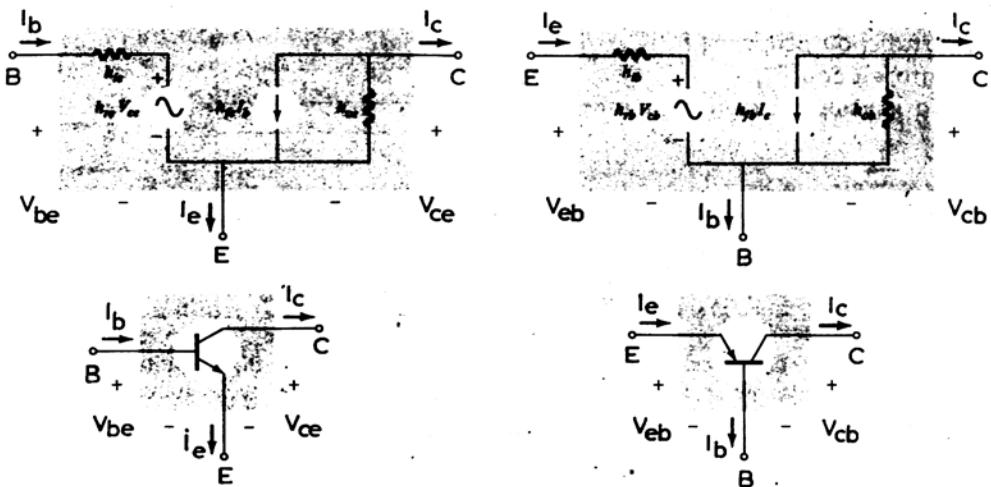
Τα δύο αυτά κυκλώματα μαζί αποτελούν το πλήρες ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 1.4α για όλες τις συνδεσμολογίες, το οποίο φαίνεται στο σχήμα 1.4γ.

Με την παραπάνω ανάλυση, είμαστε σε θέση να σχεδιάσουμε το υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα και των τριών συνδεσμολογιών (CB), (CE) και (CC).

Γενικά, τα ισοδύναμα κυκλώματα αναφέρονται στο εναλλασσόμενο (ac), δηλαδή η πηγή σταθερής τάσεως και η πηγή σταθερού ρεύματος (ή πηγή σταθερής εντάσεως) είναι εναλλασσόμενα μεγέθη. Για το λόγο αυτό, και οι υβριδικές παραμετροί του τρανζίστορ έχουν τις αντίστοιχες έννοιες στο εναλλασσόμενο. **To υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα εισόδου είναι το ισοδύναμο κατά Thevenin (σταθερής τάσεως), ενώ το υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα εξόδου είναι το ισοδύναμο κατά Norton (σταθερής εντάσεως).** Επομένως, ένα πλήρες υβριδικό\* ισοδύναμο κύκλωμα περιλαμβάνει ένα κατά Thevenin και ένα κατά Norton ισοδύναμα.

Ειδικά για τις συνδεσμολογίες (CE) και (CB), οι οποίες χρησιμοποιούνται και περισσότερο από ό,τι η (CC), παραθέτομε στο σχήμα 1.4δ τα αντίστοιχα υβριδικά ισοδύναμα τους.

\* Σε αυτό το λόγο οφείλεται και η ονομασία υβριδικό, που σημαίνει «μικτό».



Σχ. 1.46.

Υβριδικά ισοδύναμα κυκλώματα: (α) Συνδεσμολογία (CE) και το ισοδύναμο της. (β) Συνδεσμολογία (CB) και το ισοδύναμο της.

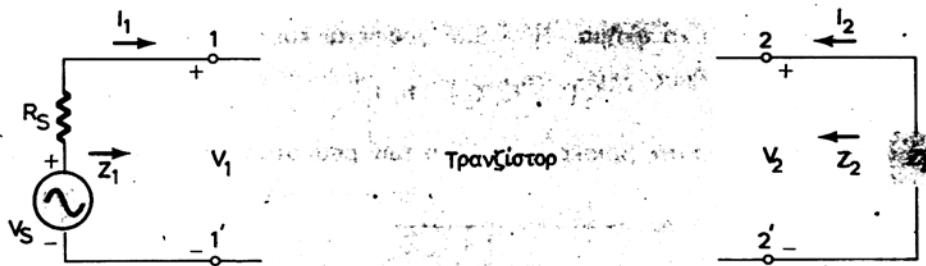
### 1.5 Ανάλυση του τρανζίστορ ως ενισχυτή μέ βάση το υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα.

Τα υβριδικά ισοδύναμα κυκλώματα μας διευκολύνουν να χαράξομε το υβριδικό ισοδύναμο ενός ενισχυτή με τρανζίστορ. Η ανάλυση που ακολουθεί αναφέρεται και στις τρεις συνδεσμολογίες, εκτός αν γίνεται διευκρίνηση για ορισμένη συνδεσμολογία. Επομένως, τα αποτελέσματα είναι γενικής φύσεως, αρκεί να αντικατασταθεί η αντίστοιχη υβριδική παράμετρος, η οποία δίνεται στο Παράρτημα.

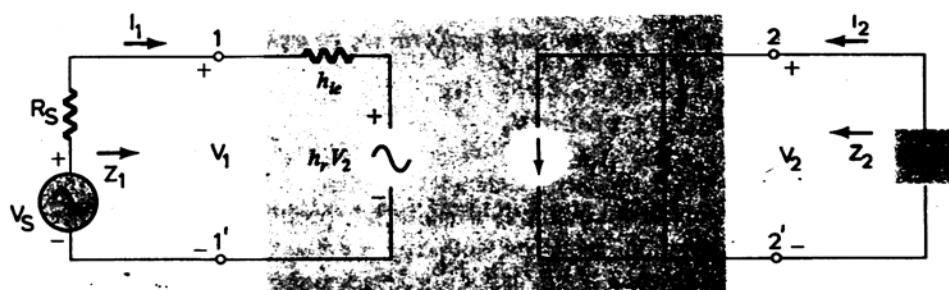
Όλοι γενικά οι ενισχυτές είναι τετράπολα, εφόσον έχουν δύο ακροδέκτες εισόδου και δύο εξόδου. Για να μελετήσουμε τη λειτουργία ενός ενισχυτή, θα πρέπει πρώτα να υπολογίσουμε έξι βασικά μεγέθη που σχετίζονται με αυτόν:

- Την απολαβή ρεύματος  $A_I$ .
- Την απολαβή τάσεως  $A_u$ .
- Την απολαβή ισχύος  $A_p$ .
- Τη σύνθετη αντίσταση εισόδου  $Z_1$ .
- Τη σύνθετη αντίσταση εξόδου  $Z_2$ .
- Τις σχέσεις μεταξύ των φάσεων.

Για να λειτουργήσει ένα κύκλωμα ως ενισχυτής, απαιτείται, εκτός από τις πηγές που επιφέρουν την πόλωση, να υπάρχει και μία πηγή εναλλασσόμενης τάσεως  $V_s$ , το σήμα της οποίας πρόκειται να ενισχυθεί. Η αντίσταση  $R_s$  αποτελεί την εσωτερική αντίσταση της πηγής του σήματος. Στο σχήμα 1.5α φαίνονται τα στοιχεία αυτά χωρίς τις πηγές πολώσεως. Η έξοδος λαμβάνεται στα άκρα της  $Z_L$ , η οποία γενικά είναι σύνθετη. Η όλη ανάλυση αναφέρεται στην περίπτωση εφαρμογής **μικρών - σημάτων** (small - signal) **στην είσοδο**, οπότε η λειτουργία θεωρείται, **γραμμική**. Για να έχει νόημα η ανάλυση που ακολουθεί, πρέπει πρώτα να προσδιορισθεί το κατάλληλο σημείο ηρεμίας.



Σχ. 1.5α.  
Βασικό σχηματικό κύκλωμα ενισχυτή με τρανζίστορ.



Σχ. 1.5β.  
Υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή.

### Απολαβή ρεύματος $A_I$ .

Αν στο σχήμα 1.5α αντικαταστήσουμε το τρανζίστορ με το υβριδικό ισοδύναμο, θα πάρομε το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 1.5β.

**Η απολαβή ρεύματος  $A_I$ , του ενισχυτή ορίζεται, ως το πηλίκο του ρεύματος εξόδου  $I_2$  προς το ρεύμα εισόδου  $I_1$ .** Δηλαδή:

$$A_I = \frac{I_2}{I_1} \quad (1.5.1)$$

Την απολαβή αυτή, επιζητούμε να εκφράσουμε ως συνάρτηση των στοιχείων του κυκλώματος του ενισχυτή. Γι' αυτό, εφαρμόζομε τον 1ο κανόνα του Kirchhoff στο κύκλωμα εξόδου (σε κάποιο κόμβο του):

$$I_2 = h_f I_1 + I = h_f I_1 + h_0 V_2 \quad (1.5.2)$$

Αντικαθιστούμε τώρα όπου  $V_2 = -I_2 Z_L$  και θα έχομε:

$$I_2 = h_f I_1 - h_0 Z_L I_2 \quad (1.5.3)$$

Το αρνητικό πρόσημο παρουσιάζεται, επειδή η φορά του  $I_2$ , την οποία δείχνει το σχήμα 1.5β, θα δημιουργούσε στα άκρα της  $Z_L$  μία τάση αντίθετης πολικότητας.

ιπό αυτή που δείχνει το σχήμα. Η (1.5.3) γράφεται και ως εξής:

$$I_2 (1 + h_0 Z_L) = h_f I_1 \quad (1.5.4)$$

Από την εξίσωση αυτή, βρίσκομε το λόγο των ρευμάτων της (1.5.1), οπότε:

$$A_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{h_f}{1 + h_0 Z_L} \quad (1.5.5)$$

Η βασική αυτή εξίσωση εκφράζει την απολαβή ρεύματος του ενισχυτή ως συνάρτηση των υβριδικών παραμέτρων του τρανζίστορ και της αντιστάσεως φορτίου.

### **Απολαβή τάσεως $A_u$ .**

**Η απολαβή τάσεως  $A_u$ , του ενισχυτή ορίζεται ως το πηλίκο της τάσεως εξόδου  $V_2$  προς την τάση εισόδου  $V_1$ . Δηλαδή:**

$$A_u = \frac{V_2}{V_1} \quad (1.5.6)$$

Εφαρμόζομε το 2ο κανόνα του Kirchhoff στο κύκλωμα εισόδου, οπότε:

$$V_1 = I_1 h_i + h_f V_2 \quad (1.5.7)$$

Στη σχέση αυτή αντικαθιστούμε το  $I_1$ , από την (1.5.4), καθώς και όπου:

$$I_2 = -\frac{V_2}{Z_L}$$

Τότε:

$$V_1 = \frac{-(1 + h_0 Z_L) h_i}{h_f Z_L} V_2 + h_f V_2 \quad (1.5.8)$$

Τη σχέση αυτή λύνομε, ως προς το λόγο  $V_2$  προς  $V_1$ . Συνεπώς:

$$A_u = \frac{V_2}{V_1} = \frac{-h_f Z_L}{h_i + (h_i h_0 - h_f h_r) Z_L} \quad (1.5.9)$$

### **Σύνθετη αντίσταση εισόδου $Z_1$ .**

**Η σύνθετη αντίσταση εισόδου  $Z_1$ , ορίζεται ως το πηλίκο της τάσεως εισόδου του ενισχυτή  $V_1$ , προς το ρεύμα εισόδου  $I_1$ . Δηλαδή:**

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} \quad (1.5.10)$$

Από το κύκλωμα εισόδου, θα έχομε:

$$V_1 = h_i I_1 + h_f V_2 \quad (1.5.11)$$

$$V_2 = -I_2 Z_L \quad (1.5.12)$$

Αντικαθιστούμε το  $V_2$  στην προηγούμενη σχέση, οπότε:

$$V_1 = h_i I_1 - h_r Z_L I_2 \quad (1.5.13)$$

Στη σχέση αυτή, θέτομε όπου:

$$I_2 = A_I I_1 \quad (1.5.14)$$

Επομένως, η (1.5.13) γράφεται:

$$V_1 = h_i I_1 - h_r Z_L A_I I_1 \quad (1.5.15)$$

Την εξίσωση αυτή, λύνομε ως προς το λόγο  $V_1$  προς  $I_1$ . Άρα:

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = h_i - h_r Z_L A_I \quad (1.5.16)$$

Αντικαθιστούμε το  $A_I$  από την (1.5.5), οπότε:

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = h_i - \frac{h_f h_r Z_L}{1 + h_o Z_L} \quad (1.5.17)$$

### Σύνθετη αντίσταση εξόδου $Z_2$

*Η σύνθετη αντίσταση εξόδου  $Z_2$  ορίζεται ως το πηλίκο της τάσεως εξόδου  $V_2$  του ενισχυτή προς το ρεύμα εξόδου  $I_2$  εφόσον η τάση του σήματος εισόδου  $V_s$  τεθεί ίση με το μηδέν. Δηλαδή:*

$$Z_2 = \frac{V_2}{I_2} \Big|_{V_s=0} \quad (1.5.18)$$

Θεωρούμε ότι στο κύκλωμα εισόδου  $V_s = 0$ , οπότε θα έχομε:

$$I_1 = \frac{-h_r V_2}{R_s + h_i} \quad (1.5.19)$$

Λαμβάνομε τώρα υπόψη την εξίσωση (1.5.2):

$$I_2 = h_f I_1 + h_o V_2$$

στην οποία αντικαθιστούμε το  $I_1$  από την (1.5.19). Άρα:

$$I_2 = \frac{-h_f h_r V_2}{R_s + h_i} + h_o V_2 \quad (1.5.20)$$

Λύνομε ως προς το λόγο  $V_2$  προς  $I_2$ , οπότε:

$$Z_2 = \frac{V_2}{I_2} \Big|_{V_s=0} = \frac{1}{h_o - \left( \frac{h_f h_r}{h_i + R_s} \right)} \quad (1.5.21)$$

Πολλές φορές, αντί της σχέσεως αυτής, χρησιμοποιείται το αντίστροφό της, το οποίο εκφράζει την αγωγιμότητα εξόδου  $Y_2$ . Έτσι:

$$Y_2 = \frac{I_2}{V_2} \Big|_{V_s=0} = h_0 - \frac{h_f h_r}{h_i + R_s} \quad (1.5.22)$$

### Απολαβή ισχύος $A_p$ .

Η ισχύς  $P_L$ , η οποία καταναλώνεται στο φορτίο  $Z_L$ , είναι  $V_L I_L$  συνθ. Όπου  $V_L$ ,  $I_L$  η τάση στα άκρα της  $Z_L$  και το ρεύμα που τη διαρρέει. Η γωνία θ εκφράζει τη διαφορά φάσεων της τάσεως  $V_L$  και του ρεύματος  $I_L$ . Στην περίπτωσή μας, η ισχύς  $P_L$  ισούται με  $-V_2 I_2$  συνθ. Το αρνητικό πρόσημο οφείλεται στον ίδιο λόγο που αναφέρθηκε και στην εύρεση του  $A_I$ . Δηλώνει επίσης ότι η ισχύς  $P_1$  απορροφάται από το κύκλωμα (τη  $Z_L$ ) και δεν προσφέρεται σε αυτό. Θεωρούμε τώρα ότι η αντίσταση  $Z_L$  είναι **καθαρά ωμική**, οπότε συνθ = 1 και  $P_L = P_2 = -V_2 I_2$ . Η ισχύς εισόδου  $P_1$  ισούται με  $V_1 I_1$ .

**Η απολαβή ισχύος  $A_p$  ορίζεται ως το πλήριο της ισχύος εξόδου  $P_2$  του ενισχυτή προς την ισχύ εισόδου  $P_1$ .** Δηλαδή:

$$A_p = \frac{P_L}{P_1} = \frac{P_2}{P_1} = \frac{-V_2 I_2}{V_1 I_1} \quad (1.5.23)$$

Αν τώρα λάβομε υπόψη τους ορισμούς των  $A_u$  και  $A_I$ , η (1.5.23) γράφεται:

$$A_p = -A_u A_I \quad (1.5.24)$$

Η απολαβή αυτή, με βάση τις προηγούμενες σχέσεις, μπορεί να εκφρασθεί ως συνάρτηση των υβριδικών παραμέτρων και της  $Z_L$ . Οπότε προκύπτει ότι:

$$A_p = \frac{h_f^2 Z_L}{(1 + h_0 Z_L) [h_i + (h_i h_0 - h_f h_r) Z_L]} \quad (1.5.25)$$

Θεωρούμε τώρα τις σχέσεις:

$$V_2 = -I_2 Z_L \quad \text{και} \quad I_2 = A_I I_1, \text{ οπότε:}$$

$$A_u = \frac{V_2}{V_1} = \frac{-A_I I_1 Z_L}{V_1} = \frac{-A_I Z_L}{V_1 / I_1} = \frac{-A_I Z_L}{Z_1} \quad (1.5.26)$$

Η σχέση αυτή συνδέει την απολαβή τάσεως με την απολαβή ρεύματος. Για να βρούμε την απολαβή ισχύος  $A_p$  ως συνάρτηση της απολαβής ρεύματος  $A_I$ , αντικαθιστούμε την τελευταία σχέση στην (1.5.24). Άρα:

$$A_p = \frac{A_I^2 Z_L}{Z_1}, \quad \text{με } Z_L, Z_1 \text{ καθαρά ωμικές} \quad (1.5.27)$$

### Σχέση μεταξύ των φάσεων.

Η σχέση μεταξύ των φάσεων αναφέρεται στη διαφορά των φάσεων μεταξύ των ρευμάτων εξόδου και εισόδου ή μεταξύ των τάσεων εξόδου και εισόδου του

ενισχυτή. Υπενθυμίζεται ότι δύο ρεύματα ή τάσεις βρίσκονται σε φάση, αν λαμβάνουν συγχρόνως τις μέγιστες ή ελάχιστες τιμές τους. Σε κάθε άλλη περίπτωση, λέμε ότι τα ρεύματα ή οι τάσεις παρουσιάζουν διαφορά φάσεως. Αν η διαφορά φάσεως δύο ημιτονοειδών μεγεθών είναι  $180^\circ$ , τότε ο λόγος τους είναι αρνητικός αριθμός.

Για να βρούμε, αν υπάρχει διαφορά φάσεως μεταξύ των ρευμάτων εξόδου και εισόδου, θεωρούμε τη σχέση (1.5.5), την οποία ξαναγράφομε για ευκολία:

$$A_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{h_f}{1 + h_0 Z_L} \quad (1.5.28)$$

Ανατρέχομε τώρα στις τιμές των υβριδικών παραμέτρων, που δίνονται στον Πίνακα 1.1.1 του Παραρτήματος (2). Από τον πίνακα αυτό, μπορούμε να διαπιστώσουμε ότι **όλες οι υβριδικές παράμετροι- $h$  έχουν θετική τιμή, εκτός του  $h_f$  για τη συνδεσμολογίες (CB) και (CC).** Δηλαδή,  $h_{fb} < 0$ ,  $h_{fc} < 0$  και  $h_{fe} > 0$ . Επομένως, η σχέση (1.5.28), η οποία εκφράζει και το λόγο των ρευμάτων εξόδου και εισόδου, λαμβάνει **θετική τιμή** για τη συνδεσμολογία (CE), ενώ για τις άλλες δύο (CB) και (CC) **αρνητική**.

**Αυτό σημαίνει ότι στη συνδεσμολογία (CE) τα ρεύματα εξόδου και εισόδου λαμβάνουν συγχρόνως τις μέγιστες ή ελάχιστες τιμές τους, δηλαδή βρίσκονται σε φάση.**

Στις συνδεσμολογίες όμως (CB) και (CC), όταν το ένα ρεύμα λαμβάνει τη μέγιστη τιμή του, το άλλο λαμβάνει την ελάχιστη τιμή του. **Δηλαδή, τα ρεύματα εξόδου και εισόδου παρουσιάζουν διαφορά φάσεως  $180^\circ$ .**

Για να διαπιστώσουμε τώρα, αν υπάρχει διαφορά φάσεως μεταξύ των τάσεων εξόδου και εισόδου, θεωρούμε τη σχέση (1.5.9), την οποία ξαναγράφομε για ευκολία:

$$A_u = \frac{V_2}{V_1} = \frac{-h_f Z_L}{h_i + (h_i h_0 - h_f h_r) Z_L} \quad (1.5.29)$$

Από τις τιμές των υβριδικών παραμέτρων που δίνονται στο Παράρτημα μπορούμε να διαπιστώσουμε ότι ο παρονομαστής της σχέσεως (1.5.29) λαμβάνει πάντοτε θετική τιμή. Επομένως, το πρόσημο της σχέσεως αυτής καθορίζεται μόνο από το πρόσημο του αριθμητή. Έτσι, για τη συνδεσμολογία (CE), επειδή  $h_{fe} > 0$ , η απολαβή  $A_u$  είναι αρνητική.

Αυτό σημαίνει ότι στη συνδεσμολογία (CE), **όταν η τάση εξόδου του ενισχυτή καθίσταται μέγιστη, την ίδια χρονική σπιγμή η τάση εισόδου γίνεται ελάχιστη και αντιστρόφως.** **Δηλαδή οι δύο αυτές τάσεις παρουσιάζουν διαφορά φάσεως  $180^\circ$ .**

Στις συνδεσμολογίες όμως (CB) και (CC) η απολαβή τάσεως  $A_u$  λαμβάνει θετική τιμή, καθόσον  $h_{fb} < 0$  και  $h_{fc} < 0$ . Συνεπώς, **οι τάσεις εξόδου και εισόδου βρίσκονται σε φάση στις συνδεσμολογίες (CB) και (CC).**

### Παράδειγμα 6.

Δίνεται τό κύκλωμα του ενισχυτή του σχήματος 1.5γ και ζητούμε τα εξής μεγέθη:

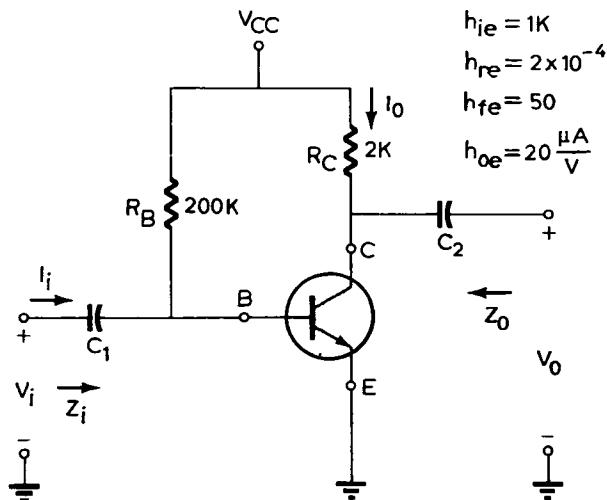
- a) Την απολαβή ρεύματος  $A_I = \frac{I_0}{I_i}$ .

β) Την απολαβή τάσεως  $A_v = \frac{V_o}{V_i}$ .

γ) Τη σύνθετη αντίσταση εισόδου  $Z_i$ .

δ) Τη σύνθετη αντίσταση εξόδου  $Z_o$ .

ε) Την απολαβή ισχύος  $A_p$ .



Σχ. 1.5γ.  
Κύκλωμα ενισχυτή του παραδείγματος 6.

### Λύση.

Για να υπολογίσουμε τα ζητούμενα μεγέθη, αντικαθιστούμε τις πηγές συνεχούς (dc) και τους πυκνωτές με βραχυκυκλώματα, καθώς και το τρανζίστορ με το υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμά του. Το ισοδύναμο αυτό κύκλωμα του ενισχυτή φαίνεται στο σχήμα 1.5δ.

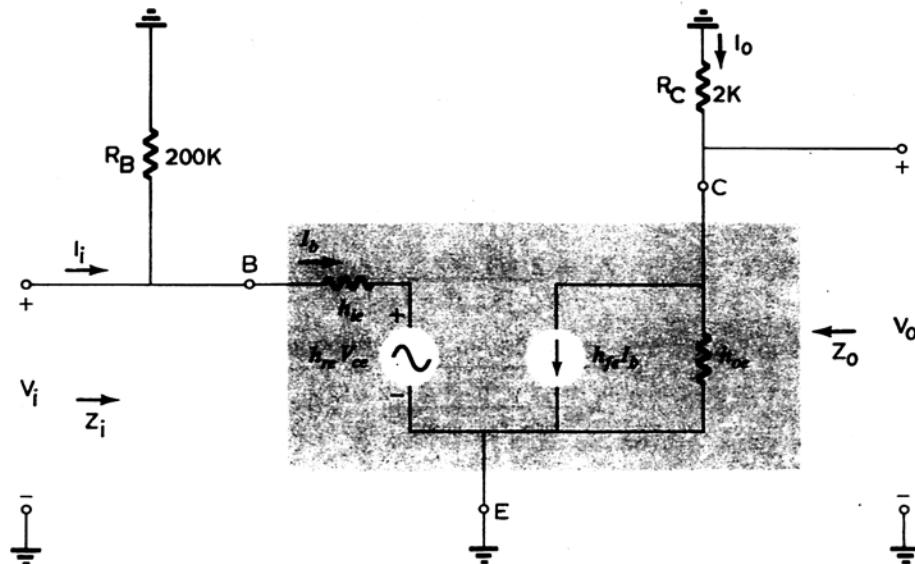
Για να φανεί καλύτερα η αντιστοιχία των διαφόρων μεγεθών στο κύκλωμα του ενισχυτή, ξανασχεδιάζομε λίγο τροποποιημένο το παραπάνω ισοδύναμο κύκλωμα.

Το νέο αυτό υβριδικό κύκλωμα φαίνεται στο σχήμα 1.5ε, στο οποίο θα εφαρμόσουμε τις προηγούμενες σχέσεις, για να υπολογίσουμε τα ζητούμενα μεγέθη.

α) Για να υπολογίσουμε την απολαβή ρεύματος  $A_I$ , πρέπει πρώτα να υπολογίσουμε την  $Z_1$ :

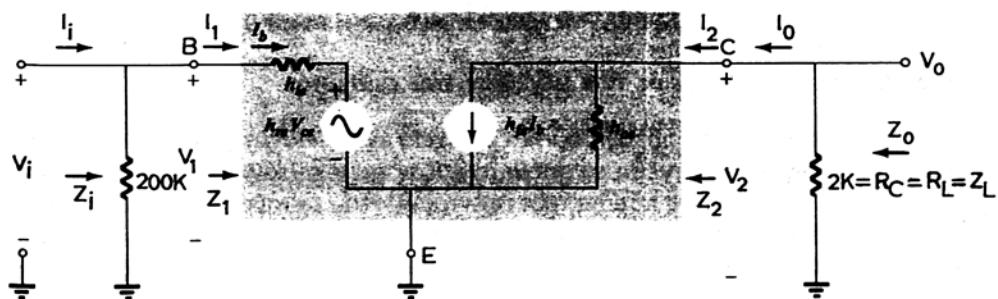
$$Z_1 = h_{ie} - \frac{h_{fe} h_{re} Z_L}{1 + h_{oe} Z_L}$$

$$= 1 \times 10^3 - \frac{50 (2 \times 10^{-4}) (2 \times 10^3)}{1 + (20 \times 10^{-6}) (2 \times 10^3)} \simeq 981 \Omega$$



Σχ. 1.5δ.

Υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα του ενισχυτή του σχήματος 1.5γ.



Σχ. 1.5ε.

Τροποποιημένο υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 1.5δ.

Επειδή τα  $200 \text{ k}\Omega > > 0,981 \text{ k}\Omega$ , έπειται ότι η  $R_B$  δεν διαρρέεται ουσιαστικά από ρεύμα, δηλαδή  $I_i = I_1$ , οπότε:

$$\begin{aligned} A_I &= \frac{I_0}{I_i} = \frac{I_0}{I_1} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{h_{fe}}{1 + h_{oe} Z_L} \\ &= \frac{50}{1 + (20 \times 10^{-6})(2 \times 10^3)} \simeq 48,1 \end{aligned}$$

$$\beta) A_u = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{-h_{fe} Z_L}{h_{ie} + (h_{ie} h_{oe} - h_{fe} h_{re}) Z_L}$$

$$= \frac{-50 (2 \times 10^3)}{1 \times 10^3 + [(1 \times 10^3) (20 \times 10^{-6}) - 50 (2 \times 10^{-4})] 2 \times 10^3} \approx -98$$

γ) Η  $Z_i$  αποτελεί τον παράλληλο συνδυασμό της  $R_B$  και  $Z_1$ , δηλαδή:

$$Z_i = 200 \text{ k}\Omega \parallel Z_1 \approx Z_1 \approx 0,981 \text{ k}\Omega$$

δ) Η αντίσταση  $Z_0$  αποτελεί τον παράλληλο συνδυασμό της  $R_C$  και  $Z_2$ , δηλαδή:

$$Z_0 = 2 \text{ k}\Omega \parallel Z_2, \quad \text{όπου:}$$

$$\begin{aligned} Z_2 &= \frac{1}{h_{oe} - \frac{h_{fe} h_{re}}{h_{ie} + R_s}} = \frac{1}{20 \times 10^{-6} - \frac{50 (2 \times 10^{-4})}{1 \times 10^3 + 0}} \\ &= \frac{1}{10 \times 10^{-6}} = 100 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Συνεπώς:

$$Z_0 = 2 \text{ k}\Omega \parallel 100 \text{ k}\Omega = 1,96 \text{ k}\Omega$$

$$\epsilon) A_p = -A_u A_I = -(-98) (48,1) = 4713,8$$

## 1.6 Μέθοδος προσεγγίσεως των μεγεθών του ενισχυτή.

Πολλές φορές, για να υπολογίσομε τα στοιχεία ενός ενισχυτή, πρέπει να γνωρίζουμε με προσέγγιση τα μεγέθη τα οποία σχετίζονται με αυτόν. Όπως μάθαμε στα προηγούμενα, οι υβριδικές παράμετροι των τρανζίστορ μεταβάλλονται ως συνάρτηση της θερμοκρασίας: αλλά και για τρανζίστορ που έχουν καταχωρηθεί με τον ίδιο αριθμό, υπάρχει διαφορά στις τιμές των υβριδικών παραμέτρων τους. Επομένως, η εύρεση των απολαβών και των αντιστάσεων εισόδου και εξόδου ενός ενισχυτή με μεγάλη ακρίβεια, δεν έχει ουσιαστικά ιδιαίτερη αξία. Έτσι, καταφεύγομε συνήθως στην εύρεση των προσεγγιστικών τιμών των παραπάνω μεγεθών, οι οποίες άλλωστε μας ενδιαφέρουν για όλες σχεδόν τις πρακτικές εφαρμογές.

Οι προσεγγιστικές σχέσεις βρίσκονται, αφού λάβομε υπόψη την τάξη μεγέθους των τιμών των υβριδικών παραμέτρων. Αυτές παρέχονται στο Παράρτημα, αλλά για ευκολία τις ξαναγράφουμε για τη συνδεσμολογία (CE).

$$h_{fe} = 50$$

$$h_{ie} \approx 1000 \Omega$$

$$h_{re} = 2,5 \times 10^{-4} \quad h_{oe} = 25 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}}, \quad (1.6.1)$$

Στην ανάλυση που ακολουθεί, υποθέτομε δύο τυπικές τιμές για την εσωτερική σύνθετη αντίσταση  $R_s$  της πηγής και για την ωμική αντίσταση φορτίου  $Z_L$ . Δηλαδή,

$$R_s = 1 \text{ k}\Omega, \quad Z_L = 2 \text{ k}\Omega \quad (1.6.2)$$

### Προσεγγιστική σχέση για την απολαβή ρεύματος $A_I$ .

Θεωρούμε τη σχέση που δίνει την απολαβή ρεύματος  $A_I$  και επιζητούμε να βρούμε μία πιο απλή έκφραση, η οποία, με βάση τις παραπάνω τιμές, να αποτελεί μία καλή προσέγγισή της. Η απολαβή  $A_I$  χωρίς προσέγγιση είναι:

$$A_I = \frac{h_{fe}}{1 + h_{oe} Z_L} \quad (1.6.3)$$

Η αριθμητική τιμή του παρονομαστή υπολογίζεται από τις δεδομένες τιμές:

$$1 + h_{oe} Z_L = [1 + (25 \times 10^{-6}) (2 \times 10^3)] = 1 + 0,05 \simeq 1$$

Επομένως, επειδή  $h_{fe} > 1$ , η σχέση (1.6.3) με αρκετά καλή προσέγγιση καταλήγει στην:

$$A_I \simeq h_{fe} \quad (1.6.4)$$

Συνεπώς, η απολαβή ρεύματος  $A_I$  του ενισχυτή είναι, με προσέγγιση, ίση με την υβριδική παράμετρο  $h_{fe}$  του τρανζίστορ, δηλαδή με το  $\beta$  του τρανζίστορ.

### Προσεγγιστική σχέση για την απολαβή τάσεως $A_u$ .

Η απολαβή τάσεως  $A_u$  δίνεται χωρίς προσέγγιση από τη σχέση:

$$A_u = \frac{-h_{fe} Z_L}{h_{ie} + (h_{ie} h_{oe} - h_{fe} h_{re}) Z_L} \quad (1.6.5)$$

Βρίσκομε την αριθμητική τιμή της παραστάσεως:

$$h_{ie} h_{oe} - h_{fe} h_{re} = [(1 \times 10^3) (25 \times 10^{-6}) - 50 (2,5 \times 10^{-4})] = 125 \times 10^{-4}$$

και του παρονομαστή:

$$\begin{aligned} h_{ie} + (h_{ie} h_{oe} - h_{fe} h_{re}) Z_L &= 1000 + (125 \times 10^{-4}) (2 \times 10^3) = \\ &= 1000 + 25 \simeq 1000 = h_{ie}. \end{aligned}$$

Επομένως, η σχέση (1.6.5), με προσέγγιση, γράφεται:

$$A_u \simeq \frac{-h_{fe} Z_L}{h_{ie}} \quad (1.6.6)$$

Συνεπώς, η απολαβή τάσεως  $A_u$  του ενισχυτή είναι, με προσέγγιση, ίση με το γινόμενο του  $\beta$  του τρανζίστορ επί την αντίσταση του φορτίου διά της σύνθετης αντιστάσεως εισόδου του τρανζίστορ.

### Προσεγγιστική σχέση για τη σύνθετη αντίσταση εισόδου $Z_1$ .

Η σύνθετη αντίσταση εισόδου  $Z_1$ , του ενισχυτή, δίνεται από τη σχέση:

$$Z_1 = h_{ie} - \frac{h_{fe} h_{re} Z_L}{1 + h_{oe} Z_L} \quad (1.6.7)$$

42

Βρίσκομε την αριθμητική τιμή του αριθμητή του κλάσματος:

$$h_{fe} h_{re} Z_L = 50 (2,5 \times 10^{-4}) (2 \times 10^3) = 25$$

και του παρονομαστή:

$$1 + h_{oe} Z_L \simeq 1$$

Συνεπώς, η (1.6.7) γράφεται:

$$Z_L = 1000 - 25 \simeq 1000 = h_{ie}$$

Δηλαδή:

$$Z_1 \simeq h_{ie} \quad (1.6.8)$$

Επομένως η σύνθετη αντίσταση  $Z_1$  του ενισχυτή είναι, με προσέγγιση, ίση με την υβριδική παράμετρο  $h_{ie}$  του τρανζίστορ, δηλαδή με τη σύνθετη αντίσταση εισόδου του.

### **Προσεγγιστική σχέση για τη σύνθετη αντίσταση εξόδου $Z_2$ .**

Η σύνθετη αντίσταση εξόδου  $Z_2$  του ενισχυτή δίνεται χωρίς προσέγγιση από τη σχέση:

$$\begin{aligned} Z_2 &= \frac{1}{h_{oe} - \frac{h_{fe} h_{re}}{h_{ie} + R_s}} \\ &= \frac{h_{ie} + R_s}{h_{oe} (h_{ie} + R_s) - h_{fe} h_{re}} \end{aligned} \quad (1.6.9)$$

Βρίσκομε τώρα την αριθμητική τιμή του παρονομαστή του κλάσματος:

$$\begin{aligned} h_{oe} (h_{ie} + R_s) - h_{fe} h_{re} &= 25 \times 10^{-6} (1000 + 1000) - 50 (2,5 \times 10^{-4}) = \\ &= 50 \times 10^{-3} - 12,5 \times 10^{-3} \end{aligned}$$

Από τις τιμές αυτές, συμπεραίνομε ότι η τάξη μεγέθους των όρων  $h_{oe} (h_{ie} + R_s)$  και  $h_{fe} h_{re}$  είναι η ίδια και γι' αυτά δεν μπορούμε να θεωρήσομε τον ένα όρο πιμελητέο έναντι του άλλου. Συνεπώς, δεν υπάρχει ικανοποιητική προσεγγιστική σχέση, η οποία να ισχύει για την αντίσταση  $Z_2$ . Πολλές όμως φορές, ως μέτρο οισγκρίσεως της  $Z_2$  χρησιμοποιείται η ανίσωση:

$$Z_2 > \frac{1}{h_{oe}} \quad (1.6.10)$$

Επομένως η σύνθετη αντίσταση εξόδου  $Z_2$  του ενισχυτή είναι πάντοτε μεγαλύτερη της σύνθετης αντιστάσεως του τρανζίστορ.

### Προσεγγιστική σχέση για την απολαβή ισχύος $A_p$ .

Η αποβολή ισχύος  $A_p$  του ενισχυτή δίνεται από τη σχέση (1.5.27), όπου όμως οι σύνθετες αντιστάσεις φορτίου  $Z_L$  και εισόδου  $Z_i$  πρέπει να αντικατασταθούν από τις αντίστοιχες ωμικές τους  $R_L$  και  $R_i$ . Δηλαδή:

$$A_p = \frac{A_i^2 R_L}{R_i} \quad (1.6.10)$$

Αν λάβομε τώρα υπόψη τις σχέσεις (1.6.4) και (1.6.8), η (1.6.10) γράφεται:

$$A_p \simeq \frac{h_{fe}^2 R_L}{h_{ie}} \quad (1.6.11)$$

Συνεπώς, η απολαβή ισχύος  $A_p$  είναι, με προσέγγιση, ανάλογη του β<sup>2</sup> του τρανζίστορ και της ωμικής αντιστάσεως φορτίου  $R_L$  και αντιστρόφως ανάλογη της ωμικής αντιστάσεως εισόδου  $h_{ie}$  του τρανζίστορ.

Στον Πίνακα 1.6.1 συνοψίζομε τα βασικά μεγέθη ενός ενισχυτή, τα οποία αναφέρονται και στις τρεις συνδεσμολογίες, καθώς και τις προσεγγιστικές σχέσεις τους για τη συνδεσμολογία (CE).

#### ΠΙΝΑΚΑΣ 1.6.1.

Ακριβείς σχέσεις για τις συνδεσμολογίες (CB), (CE), (CC) και προσεγγιστικές για τη (CE)

Μέγεθος	Ακριβής σχέση για (CB), (CE), (CC)	Προσεγγιστική για (CE)
$A_i$	$\frac{h_f}{1 + h_0 Z_L}$	$h_{fe}$
$A_u$	$\frac{-h_f Z_L}{h_i + (h_i h_0 - h_f h_r) Z_L}$	$\frac{-h_{fe} Z_L}{h_{ie}}$
$Z_i$	$h_i - \frac{h_f h_r Z_L}{1 + h_0 Z_L}$	$h_{ie}$
$Z_o$	$h_0 - \frac{1}{h_f h_r}$	$> \frac{1}{h_{oe}}$
$A_p$	$\frac{A_i^2 R_L}{R_i}$	$\frac{h_{ie}^2 R_L}{h_{ie}}$

Για να διαπιστώσουμε ότι πράγματι οι προσεγγιστικές σχέσεις παρέχουν τιμές πολύ πλησίον των τιμών των ακριβών σχέσεων, προβαίνομε στην εύρεση των αντιστοίχων αριθμητικών τιμών τους με δεδομένες τις τυπικές τιμές των σχέσεων (1.6.1) και (1.6.2). Οι τιμές αυτές φαίνονται στον Πίνακα 1.6.2 και αφορούν τη συνδεσμολογία (CE).

**ΠΙΝΑΚΑΣ 1.6.2.**

**Ακριβείς και προσεγγιστικές τιμές των μεγεθών ενός ενισχυτή σε συνδεσμολογία (CE)**

Μέγεθος	Ακριβής τιμή	Προσεγγιστική τιμή
$A_i$	47,62	50
$A_u$	-97,5	-100
$Z_1$	975 Ω	1000 Ω
$Z_2$	53,3 kΩ	$Z_2 > 40$ kΩ
$A_p$	4650	5000

**Συμπεράσματα από τον Πίνακα 1.6.2.**

Από τον Πίνακα 1.6.2, βλέπουμε ότι η απολαβή ρεύματος  $A_i$  του ενισχυτή είναι περίπου 50 για τη συνδεσμολογία (CE). Αν δηλαδή στην είσοδο του ενισχυτή έχουμε ένα ρεύμα ενεργούς τιμής, π.χ. 1 mA, τότε στην έξοδο θα λάβομε ένα ρεύμα ενεργού τιμής 50 mA.

Σε ανάλογο συμπέρασμα καταλήγομε και για την απολαβή τάσεως  $A_u \approx -100$ . Υπενθυμίζεται, ότι το αρνητικό πρόσημο οφείλεται στο ότι οι τάσεις εξόδου και εισόδου παρουσιάζουν διαφορά φάσεως 180°. Δηλαδή στη συνδεσμολογία (CE) η τάση εξόδου είναι αντεστραμμένη ως προς την τάση εισόδου ή αντιστρόφως.

Η αντίσταση εισόδου  $Z_1 \approx 1$  kΩ είναι πολύ μικρή συγκριτικά με την αντίσταση εξόδου  $Z_2 \approx 50$  kΩ. Έτσι, σε ένα ενισχυτή σε συνδεμολογία (CE), ο λόγος των αντιστάσεων εξόδου προς εισόδου ισούται περίπου με το λόγο των ρευμάτων εξόδου προς εισόδου, δηλαδή με την απολαβή ρεύματος  $A_i$  του ενισχυτή. Αυτό ισχύει με καλή προσέγγιση, αν η  $Z_1 \lesssim 10$  kΩ.

Η απολαβή ισχύος  $A_p$  είναι αρκετά μεγάλη, δεδομένου ότι από τη σχέση (1.6.10) η  $A_p$  είναι ανάλογη του  $A_i^2$  και  $A_i >> 1$ . Η απολαβή  $A_p$  εξαρτάται επίσης από την τιμή των αριμικών αντιστάσεων φορτίου  $R_L$  και εισόδου  $R_i$  του ενισχυτή. Έτσι, ένας ενισχυτής σε συνδεσμολογία (CE) αποδίδει στην έξοδό του αρκετά μεγαλύτερη εναλλασσόμενη ισχύ (ενεργός τιμή) από δ.τι του παρέχει το εναλλασσόμενο σήμα στην είσοδό του ( $A_p \approx 5000$ ). Εξυπακούεται, ότι η επί πλέον αυτή ισχύς (εξόδου μείον εισόδου) προσφέρεται στον ενισχυτή από τις πηγές συνεχούς, οι οποίες επιφέρουν και την κατάλληλη πόλωση.

**Συμπεράσματα από τον Πίνακα 1.6.1.**

Από τις προσεγγιστικές σχέσεις της συνδεσμολογίας (CE), που δίνονται στην τρίτη στήλη του Πίνακα 1.6.1, παρατηρούμε ότι απουσιάζει η υβριδική παράμετρος  $h_{re}$ . Αυτό οφείλεται στη δομή των εξισώσεων της δεύτερης στήλης στις οποίες υπεισέρχεται η παράμετρος αυτή, καθώς και στην τάξη μεγέθους της  $h_{re}$ . Έτσι, ειδικά για τη συνδεσμολογία (CE), απαιτούνται τρεις μόνο υβριδικές παράμετροι για να υπολογίσομε με προσέγγιση τα βασικά μεγέθη που σχετίζονται με ένα

ενισχυτή, εκτός βέβαια των αντιστάσεων φορτίου  $Z_L$  και της πηγής του σήματος  $R_s$ .

Γενικά δηλαδή, όπως δείχνει η μεσαία στήλη του Πίνακα 1.6.2, τα βασικά μεγέθη του ενισχυτή εξαρτώνται και από τις τέσσερες υβριδικές παραμέτρους καθώς και από τις  $Z_L$  και  $R_s$ .

Εργαζόμενοι με ανάλογο τρόπο, μπορούμε να βρούμε τις προσεγγιστικές σχέσεις που ισχύουν για τις συνδεσμολογίες (CB) και (CC) και αντιστοιχούν στις δεδομένες τιμές των σχέσεων (1.6.1) και (1.6.2). Έτσι, θα έχουμε και ένα τρόπο συγκρίσεως των διαφόρων μεγεθών του ενισχυτή και στις τρεις συνδεσμολογίες. Αυτό, αφήνεται ως άσκηση για τον αναγνώστη.

Στη συνέχεια, θεωρούμε γνωστές τις τιμές των υβριδικών παραμέτρων που δίνονται στο Παράρτημα και επιζητούμε να υπολογίσουμε με προσέγγιση τις τιμές των βασικών μεγεθών του ενισχυτή και στις τρεις συνδεσμολογίες, όταν οι  $Z_L$  και  $R_s$  λαμβάνουν ακραίες τιμές. Ακραίες τιμές θεωρούμε τις πολύ μικρές και τις πολύ μεγάλες. Έτσι, θα λέμε ότι μία αντίσταση τείνει στο μηδέν ( $R \rightarrow 0$ ), αν η τιμή της είναι μερικές δεκάδες  $\Omega$  και θα τείνει στο άπειρο ( $R \rightarrow \infty$ ), αν η τιμή της είναι μεγαλύτερη από 1  $M\Omega$ .

Ο Πίνακας 1.6.3 παρέχει με προσέγγιση τις τιμές των βασικών μεγεθών του ενισχυτή στις ακραίες περιπτώσεις των  $Z_L$  και  $R_s$ .

### ΠΙΝΑΚΑΣ 1.6.3.

Προσεγγιστικές τιμές των βασικών μεγεθών του ενισχυτή στις περιπτώσεις ακραίων τιμών των  $Z_L$  και  $R_s$

Βασικό μέγεθος	Υβριδική παράμετρος $h$	CE	CC	CB
$A_{I_{max}}$ ( $Z_L \rightarrow 0, R_s \rightarrow \infty$ )	$h_f$	50	- 51	- 0,98
$A_{U_{max}}$ ( $Z_L \rightarrow \infty, R_s \rightarrow 0$ )	$-\frac{h_f}{\Delta}$	- 3330	1	3330
$Z_1$ ( $Z_L \rightarrow \infty$ )	$\frac{\Delta}{h_0}$	$600 \Omega$	$2,04 M\Omega$	$600 \Omega$
$Z_2$ ( $R_s \rightarrow 0$ )	$\frac{h_i}{\Delta}$	$73,3 k\Omega$	$21,6 \Omega$	$73,5 k\Omega$
$Z_2$ ( $R_s \rightarrow \infty$ )	$\frac{1}{h_0}$	$40 k\Omega$	$40 k\Omega$	$2,04 M\Omega$
$\Delta$	$h_i h_0 - h_r h_f$	$15 \times 10^3$	51	$2,94 \times 10^{-4}$

Οι τιμές των  $A_{I_{max}}$  και  $A_{U_{max}}$  αναφέρονται στις μέγιστες τιμές των απολαβών

αυτών. Η απολαβή ρεύματος  $A_I$ , της οποίας την έκφραση δίνει ο Πίνακας 1.6.1, τείνει να γίνει μηδέν αν η  $Z_L$  υπερβεί μία ορισμένη τιμή. Δηλαδή  $A_{Imin} \rightarrow 0$ , αν  $Z_L > 10 \text{ k}\Omega$ .

### **Συμπεράσματα από τον Πίνακα 1.6.3.**

Από τις τιμές που παρέχει ο πίνακας αυτός, οι οποίες αναφέρονται στις μέγιστες και ελάχιστες τιμές των  $Z_L$  και  $R_s$ , εξάγομε ορισμένα χρήσιμα συμπεράσματα, συγκρίνοντας τις σειρές ή τις στήλες του πίνακα.

#### **Από τη σύγκριση των σειρών εξάγομε:**

1) Η μέγιστη απολαβή ρεύματος  $A_{I_{max}}$  στις συνδεσμολογίες (CE) και (CC) είναι αρκετά ικανοποιητική και έχει την ίδια περίπου τιμή. Συνεπώς, στις συνδεσμολογίες αυτές επιτυγχάνομε ενίσχυση κατά 50 περίπου φορές του εναλλασσόμενου ρεύματος εισόδου. Επειδή η απολαβή ρεύματος στη συνδεσμολογία (CB) είναι λίγο μικρότερη της μονάδας, έπειται ότι τα εναλλασσόμενα ρεύματα εισόδου και εξόδου είναι περίπου ίσα. Έτσι, στη συνδεσμολογία αυτή δεν επιτυγχάνομε ενίσχυση του ρεύματος εισόδου. Τα αρνητικά πρόσημα στις (CC) και (CB) δηλώνουν ότι τα ρεύματα εξόδου και εισόδου κάθε μιας παρουσιάζουν διαφορά φάσεως  $180^\circ$ .

Οι μέγιστες αυτές απολαβές ρεύματος επιτυγχάνονται για μικρή αντίσταση φορτίου  $Z_L$  μέχρι  $10 \text{ k}\Omega$  και πολύ μεγάλη  $R_s$ . Έχει βρεθει ότι, για  $Z_L > 10 \text{ k}\Omega$ , οι απολαβές ρεύματος και στις τρεις συνδεσμολογίες τείνουν γρήγορα στο μηδέν περίπου.

2) Οι μέγιστες απολαβές τάσεως  $A_u_{max}$  στις συνδεσμολογίες (CE) και (CB) είναι αρκετά μεγάλες και ίσες μεταξύ τους.

Ο ενισχυτής σε συνδεσμολογία (CC) δεν επιφέρει ενίσχυση τάσεως. Οι μέγιστες αυτές απολαβές τάσεως επιτυγχάνονται για πολύ μεγάλη  $Z_L$  και πολύ μικρή  $R_s$ . Το αρνητικό πρόσημο της απολαβής τάσεως στη (CE) έχει την έννοια που μόλις αναφέραμε.

3) Οι αντιστάσεις εισόδου  $Z_1$  του ενισχυτή είναι ίσες στις (CE) και (CB), όταν η  $Z_L$  είναι πολύ μεγάλη. Από τους Πίνακες όμως 1.6.1, 1.6.2 και τις τιμές των παραμέτρων στο Παράρτημα, συνάγεται ότι με την αύξηση της  $Z_L$ , η  $Z_1$  στην (CE) ελαττώνεται από τα 1000 στα  $600 \Omega$ . Το αντίστροφο συμβαίνει για την  $Z_1$  στη (CB), η οποία αυξάνει από τα 21,6 στα  $600 \Omega$ . Η αντίσταση εισόδου  $Z_1$  στις (CE) και (CB) είναι πολύ μικρή συγκριτικά με την  $Z_1$  στη (CC), **μόνο σταν  $Z_L \rightarrow \infty$** .

Η  $Z_1$  στη (CC) αυξάνει από  $1 \text{ k}\Omega$  περίπου στα  $2,04 \text{ M}\Omega$  περίπου, όταν η  $Z_L$  αυξάνει από μερικά  $\Omega$  μέχρι άπειρο (στην πράξη μερικά  $\text{M}\Omega$ ).

Δηλαδή συγκριτικά με τις άλλες δύο συνδεσμολογίες, στη (CC) η  $Z_1$ , με τη μεταβολή της  $Z_L$ , υφίσταται ραγδαία μεταβολή.

4) Η αντίσταση εξόδου  $Z_2$  του ενισχυτή στις (CE) και (CB) καθίσταται μέγιστη, όταν  $R_s \rightarrow 0$  και μάλιστα έχει την ίδια περίπου τιμή στις συνδεσμολογίες αυτές.

Όταν η  $R_s$  ελαττώνεται από το άπειρο στο μηδέν, τότε η  $Z_2$  στη (CE) αυξάνει από τα 40 στα  $73,3 \text{ k}\Omega$ . Για την ίδια μεταβολή της  $R_s$  η  $Z_2$  στη (CB) ελαττώνεται από τα  $2,04 \text{ M}\Omega$  στα  $73,5 \text{ k}\Omega$ . Η  $Z_2$  στη (CC) ελαττώνεται από τα  $40 \text{ k}\Omega$  στα  $21,6 \Omega$ , όταν η  $R_s$  ελαττώνεται από το άπειρο (μερικά  $\text{M}\Omega$ ) στο μηδέν (μερικά  $\Omega$ ).

#### **Σημείωση.**

Η απολαβή ισχύος  $A_p$  δεν έχει καταχωρηθεί στον Πίνακα 1.6.3, εφόσον, για να υπολογισθεί π

τιμή της, χρειαζόμαστε συγκεκριμένη τιμή για την  $R_L$ . Υπολογίζεται όμως από τη σχέση που δίνεται στον Πίνακα 1.6.1.

### Από τη σύγκριση των στηλών εξάγομε:

1) Στη συνδεσμολογία (CE) οι απολαβές ρεύματος και τάσεως είναι μεγάλες.

Η αντίσταση εισόδου  $Z_1$  έχει μία μέση τιμή, ενώ η αντίσταση εξόδου  $Z_2$  έχει μία μέση υψηλή τιμή.

2) Στη συνδεσμολογία (CC) η απολαβή ρεύματος είναι μεγάλη, ενώ η απολαβή τάσεως είναι μικρή.

Η αντίσταση εισόδου  $Z_1$  έχει πολύ υψηλή τιμή για την περίπτωσή μας, γενικά όμως, όπως θα φανεί και στη συνέχεια, έχει απλώς υψηλή τιμή. Η αντίσταση εξόδου  $Z_2$  έχει μεγάλο εύρος διακυμάνσεως, γενικά όμως, όπως θα δούμε παρακάτω, έχει μικρή τιμή.

3) Στη συνδεσμολογία (CB) η απολαβή ρεύματος είναι μικρή, ενώ η απολαβή τάσεως είναι μεγάλη.

Η αντίσταση εισόδου  $Z_1$  έχει μία μέση τιμή για την περίπτωσή μας, γενικά όμως η τιμή της είναι μικρή.

Η τιμή της αντιστάσεως εξόδου  $Z_2$  κυμαίνεται από μέσες υψηλές τιμές ως πολύ υψηλές. Γενικά όμως η τιμή της  $Z_2$  είναι υψηλή.

Από την ανάλυση που προηγήθηκε, βρήκαμε ουσιαστικά το εύρος διακυμάνσεως των απολαβών και των αντιστάσεων εισόδου και εξόδου του ενισχυτή. Οι ακρότατες τιμές των μεγεθών αυτών επιτυγχάνονται, όταν οι  $Z_L$  και  $R_s$  λαμβάνουν πολύ μεγάλες ή πολύ μικρές τιμές. Συνεπώς, ανάλογα με το μέγεθος που κυρίως μας ενδιαφέρει, θα πρέπει να προβούμε στην κατάλληλη επιλογή των  $Z_L$  και  $R_s$ . Πολλές φορές όμως, για ορισμένους λόγους, π.χ. για να μην έχουμε παραμορφωμένο σήμα στην έξοδο, επιλέγομε τις  $Z_L$  και  $R_s$ , ώστε να είναι μερικά  $k\Omega$ . Έτσι, με  $Z_L = 3 k\Omega$  και  $R_s = 3 k\Omega$ , μπορούμε για ένα τυπικό τρανζίστορ να υπολογίσουμε τα βασικά μεγέθη ενός ενισχυτή και στις τρεις συνδεσμολογίες. Οι προσεγγιστικές αυτές τιμές φαίνονται στον Πίνακα 1.6.4.

### ΠΙΝΑΚΑΣ 1.6.4.

**Προσεγγιστικές τιμές των βασικών μεγεθών ενός τυπικού ενισχυτή και στις τρεις συνδεσμολογίες**

Μέγεθος	CE	CC	CB
$A_i$	46,5 (υψηλή)	- 47,5 (υψηλή)	- 0,98 (χαμηλή)
$A_v$	- 131 (υψηλή)	0,99 (χαμηλή)	131 (υψηλή)
$Z_1$ ( $Z_L = 3 k\Omega$ )	1,065 $k\Omega$ μέση	144 $k\Omega$ (υψηλή)	22,5 $\Omega$ (χαμηλή)
$Z_2$ ( $R_s = 3 k\Omega$ )	45,5 $k\Omega$ (μέση υψηλή)	80,5 $\Omega$ (χαμηλή)	1,72 $M\Omega$ (υψηλή)

### Γενικά συμπεράσματα.

a) Υψηλή απολαβή ρεύματος και συγχρόνως τάσεως, συνεπώς και ισχύος, επι-

τυγχάνομε μόνο με τον ενισχυτή σε συνδεσμολογία (CE).

β) Υψηλή απολαβή ρεύματος, αλλά χαμηλή τάσεως, επιτυγχάνομε στη συνδεσμολογία (CC). Στη συνδεσμολογία αυτή, η απολαβή ισχύος είναι σχεδόν ικανοποιητική.

γ) Χαμηλή απολαβή ρεύματος, αλλά υψηλή τάσεως, επιτυγχάνομε στη συνδεσμολογία (CB). Στη συνδεσμολογία αυτή, η απολαβή ισχύος είναι σχεδόν ικανοποιητική.

δ) Επομένως, μόνο στη συνδεσμολογία (CE) ένας ενισχυτής επιτελεί ουσιαστικά το κυρίως ενισχυτικό έργο του. Για το λόγο αυτό, οι ενισχυτές στη συνδεσμολογία αυτή βρίσκουν και εκτεταμένες εφαρμογές.

ε) Οι άλλες δύο συνδεσμολογίες και κυρίως η (CB), χρησιμοποιούνται για να κάνουν **προσαρμογή**. Όπως γνωρίζομε, **για να πετύχουμε τη μέγιστη μεταφορά ενέργειας ή ίσχυος από μία βαθμίδα στην άλλη, θα πρέπει η αντίσταση εξόδου της πρώτης να είναι ίση με την αντίσταση εισόδου της δεύτερης**. Αν όμως η αντίσταση εξόδου της πρώτης είναι χαμηλή και η αντίσταση εισόδου της δεύτερης υψηλή, τότε, για να επιτευχθεί καλή προσαρμογή των δύο αυτών βαθμίδων, μπορεί να χρησιμοποιηθεί στο ενδιάμεσο ένας ενισχυτής σε συνδεσμολογία (CB), ο οποίος θα κάνει και την απαιτούμενη προσαρμογή των αντιστάσεων.

## 1.7 Μονάδες μετρήσεως των απολαβών — decibels.

Οι απολαβές ρεύματος, τάσεως και ισχύος, επειδή εκφράζονται ως πηλίκο ομοειδών μεγεθών, είναι αδιάστατα μεγέθη. Συνεπώς, η αριθμητική τους τιμή είναι ένας (καθαρός) αριθμός.

Ο αριθμός όμως αυτός ενδέχεται να είναι αρκετά μεγάλος, π.χ. μεγαλύτερος του 1000, κυρίως για την απολαβή ισχύος. Έτσι, για ευκολία, μπορούμε με τη χρήση μιας λογαριθμικής σχέσεως, να αντιστοιχίσουμε σε αυτόν κάποιον άλλο μικρότερό του:

Ορίζομε λοιπόν ως **bel** το δεκαδικό λογάριθμο του λόγου των ισχύων εξόδου  $P_2$  προς εισόδου  $P_1$ , ενός ενισχυτή. Δηλαδή:

$$bel = \lambda \log \frac{P_2}{P_1} \quad (1.7.1)$$

Επειδή όμως το **bel** είναι μικρή μονάδα, χρησιμοποιούμε το **decibel (dB)**, το οποίο ορίζεται από την παρακάτω σχέση:

$$\text{Αριθμός των dB} = 10 \text{ φορές επί τον αριθμό των bel}$$

Συνεπώς:

$$A_p (\text{dB}) = 10 \lambda \log \frac{P_2}{P_1} = 10 \lambda \log A_p \quad (1.7.2)$$

Έτσι, αν η απολαβή ισχύος ενός ενισχυτή είναι  $A_p = 1000 = 10^3$ , τότε ο αριθμός των dB που αντιστοιχεί στην απολαβή αυτή είναι:

$$A_p (\text{dB}) = 30 \text{ dB}$$

Η νέα αυτή μονάδα (ουσιαστικά αδιάστατο μέγεθος) αναγράφεται σε πολλές ηλεκτρονικές συσκευές, π.χ. ενισχυτές και αποτελεί ένα μέτρο συγκρίσεως της διαφοράς που προκύπτει από δύο στάθμες ισχύος.

Πολλές όμως φορές, λαμβάνομε ως στάθμη αναφοράς μία ορισμένη τιμή ισχύος. Ως τέτοια τιμή λαμβάνεται η ισχύς  $P_1 = 1 \text{ mW}$ , δηλαδή θεωρούμε ως βάση αναφοράς των ισχύων εξόδου την ισχύ εισόδου  $P_1 = 1 \text{ mW}$ .

Αν λοιπόν ως στάθμη αναφοράς ληφθεί το  $1 \text{ mW}$ , τότε η νέα μονάδα συμβολίζεται ως dBm. Δηλαδή:

$$\text{dBm} = 10 \log \frac{P_2}{1 \text{ mW}} \quad (1.7.3)$$

Για να εκφράσουμε τις απολαβές τάσεως και ρεύματος σε dB, θεωρούμε ότι η ισχύς εξόδου  $P_L$  λαμβάνεται στα άκρα της σύνθετης αντιστάσεως φορτίου  $Z_L$ , ενώ η ισχύς εισόδου  $P_i$  εισάγεται στη σύνθετη αντίσταση εισόδου  $Z_i$  του ενισχυτή. Όπως είναι γνωστό, ισχύει:  $Z_L = |Z_L| \text{ συνθ}_L$ ,  $Z_i = |Z_i| \text{ συνθ}_i$  και

$$P_L = \frac{V_L^2}{|Z_L| \text{ συνθ}_L}, \quad P_i = \frac{V_i^2}{|Z_i| \text{ συνθ}_i}$$

όπου  $\theta_L$  η διαφορά φάσεως της τάσεως και ρεύματος της  $Z_L$ .

Ανάλογη έννοια έχει και η  $\theta_i$ ,  $V_i$  και  $V_L$  οι τάσεις εισόδου και εξόδου. Επομένως, η (1.7.2) δίνει:

$$A_p (\text{dB}) = 20 \log \frac{V_L}{V_i} + 10 \log \frac{Z_i}{Z_L} + 10 \log \frac{\text{συνθ}_i}{\text{συνθ}_L} \quad (1.7.4)$$

Αν περιορισθούμε σε ωμικά μεγέθη, τότε ο τελευταίος προσθετέος δίνει μηδέν, επειδή συνθ<sub>i</sub> = συνθ<sub>L</sub> και έτσι λογ1 = 0.

Υποθέτομε επίσης ότι  $Z_i = Z_L$ , οπότε και ο δεύτερος προσθετέος μηδενίζεται. Συνεπώς, με τις προϋποθέσεις αυτές:

$$A_p (\text{dB}) = 20 \log \frac{V_L}{V_i} = 20 \log A_u \equiv A_u (\text{dB}) \quad (1.7.5)$$

Με ανάλογη σκέψη, αν θεωρήσομε ότι  $P_2 = I_2^2 R_0$  και  $P_1 = I_1^2 R_0$ , βρίσκομε:

$$A_p (\text{dB}) = 20 \log \frac{I_2}{I_1} = 20 \log A_I = A_I (\text{dB}) \quad (1.7.6)$$

Επαναλαμβάνομε, ότι οι σχέσεις (1.7.5) και (1.7.6) ισχύουν μόνο εφόσον αναφερόμαστε σε ίσες ωμικές αντιστάσεις εισόδου και εξόδου (ή φορτίου).

### Παρατήρηση.

Πολλές φορές στην πράξη, όταν έχομε μία απολαβή τάσεως ή ρεύματος, μπορούμε να αγνοήσομε τις παραπάνω προϋποθέσεις και, εφαρμόζοντας τις σχέσεις (1.7.5) και (1.7.6), να βρούμε τις απολαβές αυτές σε dB. Στην περίπτωση αυτή, εξυπακούεται ότι δεν αναφερόμαστε σε ίσες ωμικές αντιστάσεις εισόδου και εξόδου του ενισχυτή.

### Παράδειγμα 7.

Ένας ενισχυτής, ο οποίος μπορεί να δώσει μέχρι 40 W στην έξοδό του συνδέεται με ένα μεγάφωνο αντιστάσεως 10 Ω.

α) Να υπολογίσετε την ισχύ εισόδου του ενισχυτή για την απόδοση των 40 W στην έξοδό του, αν η απολαβή της ισχύος του είναι 25 dB.

β) Να υπολογίσετε την τάση εισόδου του ενισχυτή για την απόδοση των 40 W στην έξοδό του, αν η απολαβή της τάσεώς του είναι 40 dB.

#### Λύση.

α) Εφαρμόζομε τη σχέση (1.7.2), οπότε:

$$25 = 10 \lambdaoy \frac{40}{P_i} \Rightarrow \lambdaoy \frac{40}{P_i} = 2,5$$

ή

$$\frac{40}{P_i} = 10^{2,5} \Rightarrow P_i \approx 126 \text{ mW}$$

β) Εφαρμόζομε τη σχέση (1.7.5), οπότε:

$$40 = 20 \lambdaoy \frac{V_o}{V_i} \Rightarrow \lambdaoy \frac{V_o}{V_i} = 2$$

ή

$$\frac{V_o}{V_i} = 10^2. \quad \text{Αλλά} \quad P = \frac{V_o^2}{R} \Rightarrow V_o = \sqrt{PR}$$

Συνεπώς:

$$V_o = \sqrt{(40)(10)} = 20 \text{ V}$$

Άρα:

$$V_i = \frac{V_o}{100} = \frac{20}{100} = 200 \text{ mV}$$

#### Ερωτήσεις.

- Ποιες εξισώσεις ορίζουν τις υβριδικές παραμέτρους; -ή γενικά (και για τις τρεις συνδεσμολογίες);
- Ποια η φυσική σημασία των παραμέτρων  $h_{fe}$ ,  $h_{fb}$  και  $h_{fc}$ ;
- Τι εκφράζει το αντίστροφο της παραμέτρου  $h_0$  γε ικά;
- Τι εννοούμε με τον όρο «πόλωση»;
- Να σχεδιάσετε ένα κύκλωμα πολώσεως για κάθε συνδεσμολογία.
- Να σχεδιάσετε ένα κύκλωμα πολώσεως ανεξάρτητο ύψους Β του τρανζίστορ.
- Ποια μεγέθη πρέπει να περιλαμβάνει το υβριδικό ισοδύνυμο κύκλωμα εισόδου ενός ενισχυτή και ποια το εξόδου;
- Να υποθέσετε ότι δίνονται οι τιμές (σχέση 1.6.1) και από αυτές να υπολογίσετε τις υβριδικές παραμέτρους για τις συνδεσμολογίες (CB) και (CC).
- Από τις τιμές των υβριδικών παραμέτρων στις συνδεσμολογίες (CB) και (CC) που υπολογίσατε στην προηγούμενη ερώτηση και τις τιμές της σχέσεως (1.6.2), να βρείτε με προσέγγιση τα μεγέθη  $A_i$ ,  $A_u$ ,  $Z_1$ ,  $Z_2$  και  $A_p$  για τις συνδεσμολογίες αυτές.

10. Να συγκρίνετε τις τιμές των παραπάνω μεγεθών με εκείνες που παρέχει ο Πίνακας 1.6.2 της συνδεσμολογίας (CE). Τι συμπεράσματα εξάγετε;
  11. Να εξηγήσετε τη λογική με την οποία διαπιστώνεται η ύπαρξη διαφοράς φάσεως  $180^\circ$  στα ρεύματα εξόδου και εισόδου (ή τάσεις) ενός ενισχυτή σε κάθε συνδεσμολογία.
  12. Πώς ορίζονται τα dB που αφορούν την απολαβή ισχύος ενός ενισχυτή;
  13. Πώς ορίζονται τα dB που αφορούν τις απολαβές τάσεως ή ρεύματος ενός ενισχυτή, αν αναφερόμαστε σε ωμικές αντιστάσεις εισόδου και εξόδου;
  14. Να θεωρήσετε ως γνωστά, όσα μεγέθη σας χρειάζονται και να χαράξετε μία ευθεία φόρτου πάνω στις χαρακτηριστικές συλλέκτη ενός τυπικού τρανζίστορ.
  15. Με βάση την προηγούμενη ερώτηση, να προσδιορίσετε το κατάλληλο σημείο ηρεμίας Q για τη σωστή λειτουργία του τρανζίστορ.
  16. Να εξηγήσετε τον τρόπο, με τον οποίον η θέση του σημείου ηρεμίας Q σχετίζεται με την παραμόρφωση.
  17. Να υπολογίσετε τα απαραίτητα στοιχεία ενός ενισχυτή σε συνδεσμολογία (CE), ο οποίος να έχει απολαβή ρεύματος 46 και απολαβή τάσεως -130.
-

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΔΕΥΤΕΡΟ

### ΣΥΝΤΟΝΙΖΟΜΕΝΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ

Οι συντονιζόμενοι ενισχυτές βρίσκουν εφαρμογές στις περιπτώσεις που θέλομε να ενισχύσουμε ένα σήμα ορισμένης συχνότητας ή μια περιοχή συχνοτήτων. Συντονιζόμενους ενισχυτές βρίσκομε στα κυκλώματα του ραδιοφώνου και της τηλεοράσεως. Οι συντονιζόμενοι ενισχυτές λέγονται και ενισχυτές **επλεγμένης περιοχής συχνοτήτων**.

Στην περίπτωση του ραδιοφώνου, από όλα τα σήματα των διαφόρων σταθμών που φθάνουν στο δέκτη μας, πρέπει να επιλέξουμε το σήμα ενός μόνο σταθμού και να απομονώσουμε τα σήματα των άλλων. Ο ενισχυτής πρέπει λοιπόν να συντονισθεί, ώστε να ενισχύσει μία ορισμένη περιοχή συχνοτήτων. Για την περιοχή αυτή συχνοτήτων θα πρέπει η απολαβή να είναι μεγάλη, ενώ για κάθε άλλη περιοχή θεωρητικά πρέπει να είναι μηδέν. Στην περίπτωση αυτή μιλάμε για ιδανικά συντονιζόμενο ενισχυτή.

Στο σχήμα 2.1α φαίνεται η απολαβή ως συνάρτηση της συχνότητας για ένα ιδανικά συντονιζόμενο ενισχυτή. Για κάθε συχνότητα μικρότερη της  $f_1$ , η απολαβή είναι μηδέν, καθώς επίσης και για κάθε συχνότητα μεγαλύτερη της  $f_2$ .

Ο ενισχυτής ενισχύει εξίσου όλες τις συχνότητες μεταξύ  $f_2 - f_1$ . Η περιοχή αυτή των συχνοτήτων λέγεται **ευρος ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων** και συμβολίζεται με το BW – (Band - Width). Δηλαδή,  $BW = f_2 - f_1$ . Η κεντρική συχνότητα  $f_c$  (center frequency) του εύρους ορίζεται από τη σχέση:

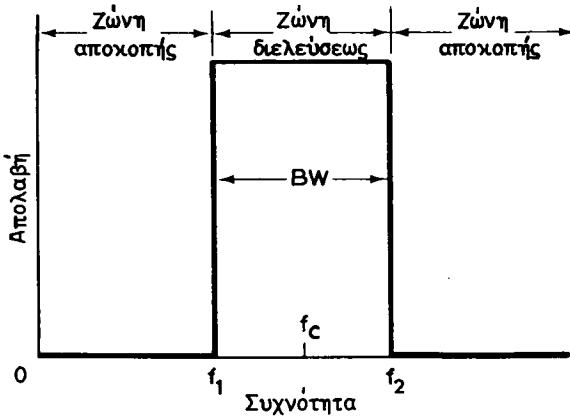
$$f_c = \frac{f_2 + f_1}{2}$$

Ο ιδανικά συντονιζόμενος ενισχυτής δεν υπάρχει στην πράξη, γι' αυτό στη συνέχεια μελετάμε μερικούς συντονιζόμενους ενισχυτές που βρίσκουν εφαρμογές στην πράξη.

#### 2.1 Απλά συντονιζόμενοι ενισχυτές.

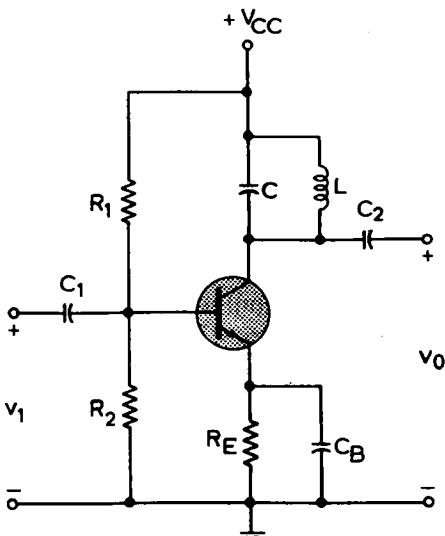
Στο σχήμα 2.1α φαίνεται η απολαβή ενός ιδανικά συντονιζόμενου ενισχυτή ως συνάρτηση της συχνότητας. **Η γραφική αυτή παράσταση λέγεται καμπύλη αποκρίσεως συχνοτήτων**.

Για να κατασκευάσουμε ένα συντονιζόμενο ενισχυτή χρησιμοποιούμε ως ενεργά στοιχεία τρανζίστορ (BJT) ή FET. Στα σχήματα 2.1β και 2.1γ δίνονται τα κυκλώματα συντονιζόμενων ενισχυτών με τρανζίστορ και FET αντίστοιχα. **Βασικό εξάρτημα του συντονιζόμενου ενισχυτή είναι το συντονιζόμενο κύκλωμα L - C.**



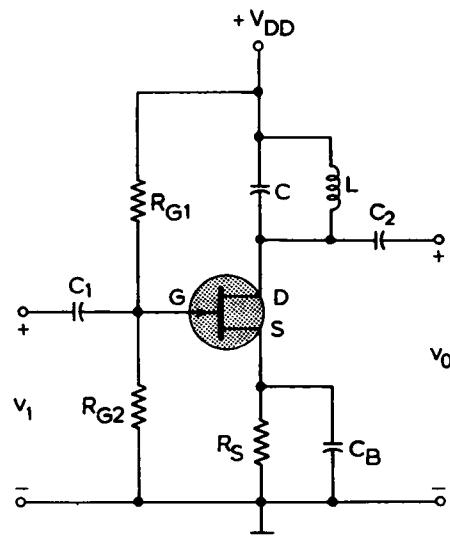
Σχ. 2.1α.

Η απολαβή ενός ιδανικά συντονιζόμενου ενισχυτή ως συνάρτηση της συχνότητας.



Σχ. 2.1β.

Απλά συντονιζόμενος ενισχυτής με τρανζίστορ.



Σχ. 2.1γ.

Απλά συντονιζόμενος ενισχυτής με FET.

Οι τρεις αντιστάσεις και στα δύο κυκλώματα έχουν σκοπό να δημιουργούν την κατάλληλη πόλωση.

Οι πυκνωτές  $C_1$  και  $C_2$  έχουν ως σκοπό να απομονώσουν το συνεχές (dc) από την πηγή και το φορτίο αντίστοιχα. Ο πυκνωτής  $C_B$  ονομάζεται **πυκνωτής διελεύσεως** και έχει ως σκοπό να βραχυκυκλώνει την  $R_E$  στις συχνότητες του σήματος. Για το λόγο αυτό ο πυκνωτής  $C_B$  έχει μεγάλη τιμή.

Όλοι οι πυκνωτές και στα δύο κυκλώματα, εκτός από τον  $C$ , έχουν μεγάλη τιμή και ενεργούν σαν βραχυκυκλώματα στις συχνότητες που λειτουργεί ο ενισχυτής.

Για το λόγο αυτό οι πυκνωτές  $C_1$ ,  $C_2$  και  $C_B$  δεν λαμβάνονται υπόψη στον υπολογισμό των διαφόρων μεγεθών του ενισχυτή.

Στην περίπτωση του ενισχυτή με τρανζίστορη η αντίσταση εισόδου  $R_i$  του κυκλώματος βρίσκεται από τον παράλληλο συνδυασμό των αντιστάσεων  $h_{ie}$ ,  $R_1$  και  $R_2$ . Τό  $h_{ie}$  είναι η δυναμική αντίσταση εισόδου του τρανζίστορη σε συνδεσμολογία (CE) και βρίσκεται στους καταλόγους των τρανζίστορων.

Η απολαβή τάσεως – ανοικτού κυκλώματος – του ενισχυτή με τρανζίστορη του σχήματος 2.1β είναι:

$$A_{uoc} = - \frac{h_{fe}}{h_{ie} h_{oe}} \quad (2.1.1)$$

Η αντίσταση εξόδου  $R_o$  του ενισχυτή ισούται με το αντίστροφο της υβριδικής παραμέτρου. Δηλαδή:  $R_o = \frac{1}{h_{oe}}$ . Οι υβριδικές παράμετροι βρίσκονται στους καταλόγους των τρανζίστορων.

Στην περίπτωση του ενισχυτή με FET, η αντίσταση εισόδου  $R_i$  βρίσκεται από τον παράλληλο συνδυασμό των  $R_{G1}$  και  $R_{G2}$ . Η απολαβή τάσεως με FET – ανοικτού κυκλώματος – είναι:

$$A_{uoc} = - g_m r_d (= - \mu) \quad (2.1.2)$$

όπου:  $g_m$  είναι η διαγωγιμότητα του FET και το  $r_d$  η εσωτερική αντίσταση καταβόθρας (internal drain resistance) του FET. Το  $\mu$  παριστάνει το συντελεστή ενισχύσεως του FET. Η αντίσταση εξόδου  $R_o$  ισούται με  $r_d$ .

Το συντονιζόμενο κύκλωμα L – C έχει μια σύνθετη αντίσταση  $Z_L$ . Για να βρούμε τη  $Z_L$ , θεωρούμε ότι το πηνίο L παρεμβάλλει κάποια (μικρή) αωμική αντίσταση R στο κύκλωμα. Συνεπώς η  $Z_L$  βρίσκεται από το συνδυασμό των R και L σε σειρά, ο οποίος είναι παράλληλος με τον C. Δηλαδή:

$$Z_L = \frac{\frac{1}{j\omega C} (R + j\omega L)}{\frac{1}{j\omega C} + R + j\omega L} \quad (2.1.3)$$

όπου:  $j$  είναι η φανταστική μονάδα.

Η συχνότητα συντονισμού  $f_0$  του κυκλώματος L – C είναι:

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.1.4)$$

Τό συντονισμένο πλέον κύκλωμα παρουσιάζει ένα συντελεστή ποιότητας  $Q_0$ . Ο συντελεστής ποιότητας  $Q_0$  για τη συχνότητα συντονισμού, που καθορίζει η σχέση (2.1.4), εξαρτάται κυρίως από τα R, L του πηνίου και δίνεται από τη σχέση:

$$Q_0 = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{2\pi f_0 L}{R} = \frac{1}{2\pi f_0 R C} \quad (2.1.5)$$

Έτσι, το Q μετρά στην πράξη την ποιότητα ενός πηνίου και είναι αδιάστατο μέγεθος. Αν γνωρίζομε το Q ενός πηνίου και την αυτεπαγωγή του, μπορούμε να βρούμε την ωμική του αντίσταση.

### Παράδειγμα 1.

Υποθέσετε ότι το πηνίο ενός ραδιοφωνικού δέκτη μέσης συχνότητας (IF) έχει αυτεπαγωγή  $L = 0,1 \text{ mH}$  και  $Q_0 = 100$  στη συχνότητα  $f_0 = 455 \text{ kHz}$ .

Να υπολογισθεί η ωμική αντίσταση του πηνίου.

### Λύση.

Λύνομε ως προς R τη σχέση (2.1.5) και έχομε:

$$R = \frac{2\pi f_0 L}{Q_0} \simeq \frac{(2\pi)(455 \times 10^3)(0,1 \times 10^{-3})}{10^2} \simeq 2,86 \Omega$$

Για ευκολία στους ορισμούς χρησιμοποιούμε πολλές φορές ένα μεταβλητό μέγεθος ( $\delta$ ), το οποίο ονομάζεται **σχεπική απόκλιση συχνότητας**. Το ( $\delta$ ) ορίζεται ως εξής:

$$\delta = \frac{f - f_0}{f_0} \quad (2.1.6)$$

όπου:  $f_0$  η συχνότητα συντονισμού και  $f$  οποιαδήποτε συχνότητα.

Αν τώρα χρησιμοποιήσομε τις σχέσεις (2.1.4), (2.1.5) και (2.1.6) μπορούμε να γράψουμε τη (2.1.3) ως εξής:

$$Z_L = \frac{R Q_0^2}{1 + j2\delta Q_0} \quad (2.1.7)$$

Η σύνθετη αντίσταση  $Z_L$ , όταν το κύκλωμα βρίσκεται σε συντονισμό, δηλαδή  $f = f_0$  οπότε και  $\delta = 0$ , δίνεται από τη σχέση:

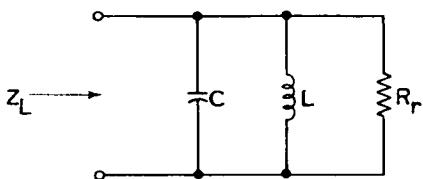
$$Z_{L(\text{res})} = R Q_0^2 \equiv R_r \quad (2.1.8)$$

όπου:  $Z_{L(\text{res})}$  η σύνθετη αντίσταση στο συντονισμό (resonance).

Από την (2.1.8) βλέπουμε ότι, επειδή το  $Q_0$  είναι αδιάστατο μέγεθος, η  $Z_{L(\text{res})}$  είναι καθαρά ωμική αντίσταση. Αυτό είναι σωστό καθόσον στο συντονισμό οι χωρητικές και επαγωγικές αντιστάσεις αλληλοαναιρούνται και συνεπώς στο κύκλωμα ενεργεί μόνο η ωμική αντίσταση. Η R είναι γενικά μικρή για ένα συντονιζόμενο κύκλωμα. Όπως όμως δείχνει η σχέση (2.1.8), η  $R_r$  είναι αρκετά μεγάλη, καθόσον το  $Q_0 >> 1$ . Η  $R_r$  ονομάζεται **αντίσταση συντονισμού**.

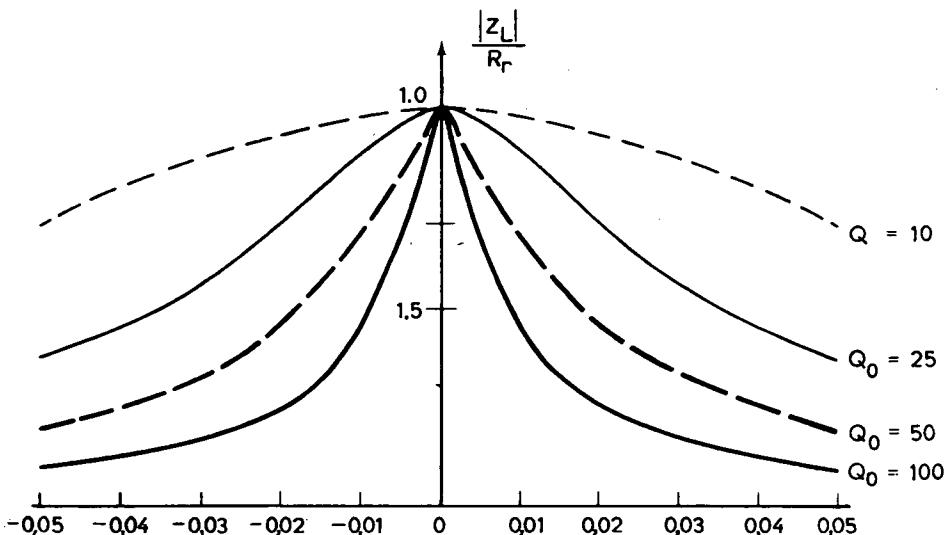
Έτσι λοιπόν, ένα συντονιζόμενο κύκλωμα μπορεί να ξανασχεδιασθεί και να ληφθεί υπόψη η ωμική αντίσταση συντονισμού  $R_r$ . Το ισοδύναμο αυτό κύκλωμα γύρω από τη συχνότητα συντονισμού φαίνεται στο σχήμα 2.1δ. Το ισοδύναμο αυτό κύκλωμα αποτελεί μία καλή προσέγγιση του συντονιζόμενου κυκλώματος L - C γύρω από το συντονισμό, αφού τότε το  $\delta$  είναι πολύ μικρό,  $\delta \simeq 0$ .

Η σύνθετη αντίσταση  $Z_L$  εξαρτάται από την απόκλιση συχνότητας  $\delta$  και από το



Σχ. 2.1δ.

Κατά προσέγγιση ισοδύναμο συντονισμένο κύκλωμα του φορτίου γύρω από τη συχνότητα συντονισμού.



Σχ. 2.1ε.

Μεταβολή της  $Z_L$  ως συνάρτηση του  $\delta$  για διάφορα  $Q_0$ .

$Q_0$ . Το σχήμα 2.1.ε δείχνει τη μεταβολή της  $\frac{|Z_L|}{R_r}$  ως συνάρτηση του  $\delta$  για σταθερές τιμές του  $Q_0$ .

Παρατηρούμε, ότι όσο το  $Q$  μεγαλώνει, τόσο οι καμπύλες καθίστανται οξύτερες προς τα πάνω. Το συντονιζόμενο δηλαδή κύκλωμα παρουσιάζει μεγαλύτερη **επιλεκτικότητα** στις συχνότητες γύρω από τη συχνότητα συντονισμού  $f_0$ .

Επίσης βλέπομε, ότι οι καμπύλες παρουσιάζουν μεγαλύτερη συμμετρία για  $\delta \approx 0$ , ( $f \approx f_0$ ).

### Απολαβή του συντονιζόμενου ενισχυτή.

Η απολαβή τάσεως  $A_u$  ενός ενισχυτή είναι γενικά ο λόγος της τάσεως εξόδου  $U_0$  προς την τάση εισόδου  $U_1$ . Η απολαβή αυτή  $A_u$  αναφέρεται στην περίπτωση που ο ενισχυτής εργάζεται με φορτίο  $Z_L$ . Η απολαβή  $A_u$  συνδέεται με την απολαβή ανοικτού κυκλώματος  $A_{uoc}$ , δηλαδή την απολαβή χωρίς φορτίο  $Z_L$  και με την αντίσταση εξόδου  $R_o$ . Τη σχέση αυτή τη δίνομε χωρίς να ανατρέξουμε στο ισοδύναμο κύκλωμα των ενισχυτών των σχημάτων 2.1β (βλ. παράγρ. 1.9) και 2.1γ (βλ. παράγρ. 1.10) και αυτή είναι:

$$A_u = A_{uoc} \frac{Z_L}{Z_L + R_o} \quad (2.1.9)$$

Στη σχέση αυτή αντικαθιστούμε την (2.1.7) και (2.1.8) και, μετά από μερικές πράξεις, παίρνομε την εξίσωση:

$$A_u = A_{uoc} \left( \frac{R_p}{R_0} \right) \left( \frac{1}{1 + j2\delta Q_e} \right) \quad (2.1.10)$$

όπου έχουμε αντικαταστήσει:

$$\frac{R_0 R_r}{R_0 + R_r} \equiv R_p \quad (2.1.11)$$

και

$$Q_0 \frac{R_0}{R_0 + R_r} = Q_0 \frac{R_p}{R_r} \equiv Q_e \quad (2.1.12)$$

Η αντίσταση  $R_p$  είναι ο παράλληλος συνδυασμός των  $R_0$  και  $R_r$  και συνεπώς η  $R_p$  είναι μικρότερη και από τις δύο  $R_0$ ,  $R_r$ . Δηλαδή:  $\frac{R_p}{R_r} < 1$ .

Το νέο μέγεθος  $Q_e$  ονομάζεται **ενεργός συντελεστής ποιότητας** (effective quality factor) ή συντελεστής ποιότητας με φορτίο και δίνεται από την (2.1.12).

Επειδή  $\frac{R_p}{R_r} < 1$ , έπειτα ότι  $Q_e < Q_0$ , δηλαδή ο ενεργός συντελεστής ποιότητας (όταν έχουμε φορτίο) είναι πάντοτε μικρότερος από το συντελεστή ποιότητας  $Q_0$  (χωρίς φορτίο). Έτσι λοιπόν μπορούμε να πούμε, ότι, όταν παίρνομε έξιδο από ένα ενισχυτή, ο συντελεστής ποιότητας του συντονισμένου κυκλώματος πέφτει.

Από την εξίσωση (2.1.10) συμπεραίνομε ότι στο συντονισμό  $\delta = 0$  και συνεπώς η απολαβή τάσεως στο συντονισμό  $A_{ur}$  θα είναι:

$$A_{ur} = A_{uoc} \frac{R_p}{R_0} \quad (2.1.13)$$

**Η απολαβή  $A_{ur}$  είναι η μέγιστη δυνατή και επιτυγχάνεται στο συντονισμό, όταν δηλαδή ο ενισχυτής ενισχύει τη συχνότητα  $f = f_0$ .** Επειδή πάλι  $\frac{R_p}{R_0} < 1$ , έπειτα ότι

$A_{ur} < A_{uoc}$ . Δηλαδή η απολαβή τάσεως στο συντονισμό είναι μικρότερη της απολαβής τάσεως ανοικτού κυκλώματος, που δίνει η σχέση (2.1.1).

Θα μπορούσαμε να σχεδιάσομε την απολαβή  $A_u$ , που δίνει η (2.1.10), ως συνάρτηση της συχνότητας ή του  $\delta$ , καθόσον το  $\delta$  εξαρτάται από τη συχνότητα. Οι καμπύλες που θα πάρομε θα έχουν τη μορφή των καμπυλών του σχήματος 2.1ε. Οι καμπύλες αυτές λέγονται **καμπύλες αποκρίσεως συχνότητας του ενισχυτή**. Τέτοιες καμπύλες θα δούμε παρακάτω.

### Υπολογισμός των συχνοτήτων αποκοπής.

Ο ενισχυτής ενισχύει συχνότητες γύρω από τη συχνότητα συντονισμού  $f_0$ . Πέρα από μία υψηλή συχνότητα  $f_2$  δλες οι άλλες συχνότητες δεν ενισχύονται και η απολαβή σε αυτές περιορίζεται κάτω του 0,707 της μέγιστης απολαβής. Στην πράξη όμως, θεωρούμε ότι οι συχνότητες αυτές αποκόπονται. Το ίδιο συμβαίνει και για

κάθε συχνότητα μικρότερη κάποιας συχνότητας  $f_1$ .

Οι συχνότητες  $f_2$ ,  $f_1$  ονομάζονται αντίστοιχα **ανώτερη και κατώτερη συχνότητα αποκοπής**. Λέγονται επίσης και συχνότητες που αντιστοιχούν σε απολαβή 3 dB κάτω από τη μέγιστη απολαβή, εφόσον οι απολαβές έχουν εκφρασθεί σε dB. Αν οι απολαβές δεν έχουν εκφρασθεί σε dB, τότε αναφερόμαστε στα 0,707 της μέγιστης απολαβής. Όπως είναι γνωστό, η μέγιστη απολαβή επιτυγχάνεται στο συντονισμό και δίνεται από τη σχέση (2.1.13).

Στο παράδειγμα 2 θα αποδείξουμε την ισοδυναμία των παραπάνω προτάσεων, καθώς και ότι από τη σχέση (2.1.10) πρέπει  $\delta = \pm \frac{1}{2 Q_e}$  για να πέσει η απολαβή τάσεως κατά 3 dB κάτω από τη μέγιστη.

Τότε από την (2.1.6) έχομε:

$$\frac{f - f_0}{f_0} = \pm \frac{1}{2 Q_e} \quad \text{ή για } f \text{ με τιμές } f_1 \text{ και } f_2: \\ f_1 = f_0 \left( 1 - \frac{1}{2 Q_e} \right) \quad \text{και} \quad f_2 = f_0 \left( 1 + \frac{1}{2 Q_e} \right) \quad (2.1.14)$$

Το εύρος της ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων υπολογίζεται από τη διαφορά των  $f_2$  και  $f_1$ :

$$BW_{3\text{dB}} \simeq f_2 - f_1 = \frac{f_0}{Q_e} \quad (2.1.15)$$

## Παράδειγμα 2.

Να αποδειχθούν:

- α) Η απολαβή ισχύος πέφτει στο μισό της, αν η απολαβή τάσεως (ή ρεύματος) πέσει στα 0,707 της αρχικής τιμής της.
- β) Όταν η απολαβή τάσεως πέσει στα 0,707 της αρχικής τιμής της, τότε ο αριθμός των dB ελαττούται κατά 3 dB.
- γ) Ελάττωση της αρχικής (μέγιστης) απολαβής κατά 3 dB επιτυγχάνεται, όταν

$$\delta = \pm \frac{1}{2 Q_e}.$$

### Λύση.

- α) Η απολαβή ισχύος  $A_p$  είναι το γινόμενο των απολαβών τάσεως και ρεύματος:

$$A_p = A_u A_i$$

Αν θέσουμε  $A_i = A_u$  τότε:

$$A_p = A_u^2 \quad \text{ή} \quad \frac{A_p}{2} = \frac{A_u^2}{2} = \left( \frac{A_u}{\sqrt{2}} \right)^2 = (0,707 A_u)^2$$

Από τη σχέση αυτή βλέπομε ότι, όταν:

$$A_u \rightarrow 0,707 A_u, \quad \text{τότε} \quad A_p \rightarrow \frac{A_p}{2}$$

Δηλαδή η απολαβή ισχύος υποδιπλασιάζεται, όταν η απολαβή τάσεως γίνει το 0,707 της αρχικής τιμής της.

Γι' αυτόν ακριβώς το λόγο αναφερόμαστε σε μείωση της απολαβής τάσεως στο 0,707 της τιμής της, γιατί τότε η απολαβή ισχύος, η οποία άλλωστε και μας ενδιαφέρει, υποδιπλασιάζεται.

β) Η απολαβή τάσεως (ή ρεύματος) σε dB δίνεται από τη σχέση:

$$A_u (\text{dB}) = 20 \log A_u \quad (2.1.16)$$

Αν τώρα θέσουμε αντί για  $A_u$  το  $0,707 A_u$ , θα έχουμε:

$$(0,707 A_u) (\text{dB}) = 20 \log(0,707 A_u) = 20 \log A_u + 20 \log 0,707 = \\ = 20 \log A_u + 20(-0,151) = 20 \log A_u - 3 \text{ dB} \quad (2.1.17)$$

Αν συγκρίνουμε τις (2.1.16) και (2.1.17), βλέπουμε ότι, όταν  $A_u \rightarrow 0,707 A_u$ , τότε αυτό αντιστοιχεί σε μείωση των αρχικών dB κατά 3 dB.

γ) Αντικαθιστούμε στην (2.1.10) το  $\delta = \pm \frac{1}{2Q_e}$  και έχουμε:

$$A_u = A_{uoc} \frac{R_p}{R} \frac{1}{1 \pm j} \quad (2.1.18)$$

Παίρνουμε την απόλυτη τιμή της (2.1.18):

$$|A_u| = |A_{uoc}| \cdot \frac{R_p}{R} \cdot \left| \frac{1}{1 \pm j} \right| = |A_{uoc}| \cdot \frac{R_p}{R} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \\ = |A_{uoc}| \cdot \frac{R_p}{R} \cdot 0,707. \quad (2.1.19)$$

Η αρχική απολαβή (δηλαδή η μέγιστη) δίνεται από την (2.1.13). Άρα:

$$|A_{ur}| = |A_{uoc}| \cdot \frac{R_p}{R} \quad (2.1.20)$$

Από τη σύγκριση των (2.1.19) και (2.1.20) βλέπουμε ότι, όταν  $\delta = \pm \frac{1}{2Q_e}$  τότε  $A_u = 0,707 A_{ur}$ . Σύμφωνα με ότι βρήκαμε στο (β) μέρος του παραδείγματος αυτού, το  $A_u$  αντιστοιχεί σε 3 dB λιγότερα από ό,τι το  $A_{ur}$ .

### Παράδειγμα 3.

Ο ενισχυτής του σχήματος 2.1β πρόκειται να θέσει σε λειτουργία άλλον ενισχυτή, μέσης συχνότητας. Η κεντρική συχνότητα είναι 455 kHz.

Οι παράμετροι του τρανζίστορ είναι:

$$h_{ie} = 2 \text{ k}\Omega, \quad h_{fe} = 50 \quad \text{και} \quad h_{oe} = 10 \mu\text{mho}$$

Το πηνίο έχει  $L = 1 \text{ mH}$  και ο συντελεστής ποιότητας είναι  $Q = 100$  για τη συχνότητα  $455 \text{ kHz}$ .

Να υπολογισθούν η τιμή του πυκνωτή, η απολαβή τάσεως στο συντονισμό, οι συχνότητες αποκοπής και το εύρος ζώνης.

### Λύση.

Από τη σχέση (2.1.4) βρίσκομε το  $C$ :

$$C = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L} \simeq \frac{1}{(6,28 \times 4,55 \times 10^5)^2 (10^{-3})} \simeq 122 \text{ pF}$$

Εργαζόμενοι όπως και στο παράδειγμα 1, βρίσκομε την αντίσταση του πηνίου:  $R = 28,6 \Omega$ . Από τη σχέση (2.1.8) προκύπτει το  $R_r$ :

$$R_r = RQ_0^2 \simeq 28,6 \times 10^4 = 286 \text{ k}\Omega$$

Βρίσκομε τώρα την αντίσταση εξόδου  $R_o$ :

$$R_o = \frac{1}{h_{oe}} = 100 \text{ k}\Omega$$

Εφαρμόζομε τη σχέση (2.1.1):

$$A_{uoc} = - \frac{50}{(2)(0,01)} \simeq - 2500$$

Εφόσον γνωρίζομε τις  $R_o$  και  $R_r$  βρίσκομε την  $R_p$  από την (2.1.11):

$$R_p \simeq 74 \text{ k}\Omega$$

Η απολαβή τάσεως στο συντονισμό προκύπτει από την (2.1.13):

$$A_{ur} = (-2500) \frac{74}{100} \simeq -1850$$

Η (2.1.12) μας δίνει τον ενεργό συντελεστή ποιότητας  $Q_e$ :

$$Q_e = (100) \frac{74}{286} \simeq 25,9$$

Το εύρος ζώνης υπολογίζεται από την (2.1.15):

$$\text{BW}_{3\text{dB}} \simeq \frac{455}{25,9} \text{ kHz} \simeq 17,6 \text{ kHz}$$

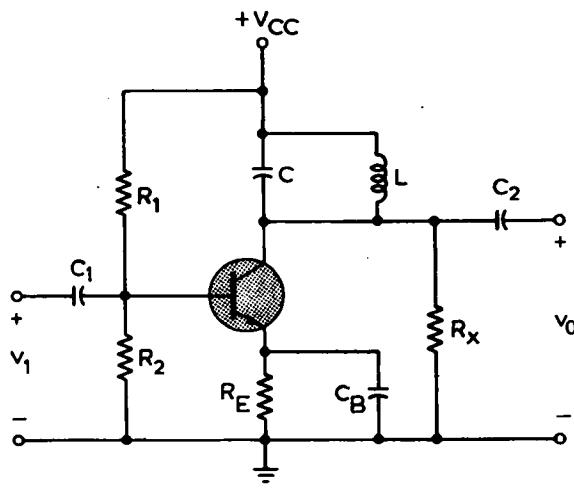
Οι συχνότητες αποκοπής βρίσκονται από το συνδυασμό των σχέσεων (2.1.15) και (2.1.14):

$$f_1 = f_0 - \frac{\text{BW}}{2} \simeq 455 - 8,8 = 446,2 \text{ kHz}$$

$$f_2 = f_0 + \frac{\text{BW}}{2} \simeq 455 + 8,8 = 463,8 \text{ kHz}$$

Το συντονιζόμενο κύκλωμα ενός ενισχυτή μπορεί να συντονισθεί στην κεντρική συχνότητα μεταβάλλοντας τη χωρητικότητα ή την αυτεπαγώγη. Η ανάλυση που έγινε παραπάνω αφορούσε τρανζίστορ υψηλών συχνοτήτων, του οποίου η εσωτερική χωρητικότητα είναι μικρή. Γενικά, για να σχεδιάσομε ένα συντονιζόμενο ενισχυτή, πρέπει να λαμβάνομε υπόψη και την εσωτερική χωρητικότητα του τρανζίστορ.

Σε ένα απλά συντονιζόμενο ενισχυτή μπορούμε επίσης να ρυθμίσουμε το εύρος ζώνης. Για να αυξήσουμε το BW, πρέπει να ελαττώσουμε το  $Q_e$ , όπως φαίνεται από την (2.1.15). Για το λόγο αυτό προσθέτομε μια αντίσταση  $R_x$  μεταξύ συλλέκτη και γειώσεως, όπως δείχνει το σχήμα 2.1στ.



Σχ. 2.1στ.

Τροποποίηση του κυκλώματος του σχήματος 2.1β για μεγαλύτερο BW.

Με την προσθήκη της  $R_x$ , η  $R_p$  θα μεταβληθεί. Η νέα  $R_p$  θα είναι ο παράλληλος συνδυασμός των  $R_r$ ,  $R_0$  και  $R_x$ . Έτσι λοιπόν η νέα  $R_p$  θα είναι μικρότερη της προηγούμενης και με βάση την (2.1.12) θα πρέπει να ελαττωθεί το  $Q_e$ . Ελάττωση του  $Q_e$  έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση του BW.

#### Παράδειγμα 4.

Υποθέτομε, ότι θέλομε να μεταβάλομε τη λειτουργία του ενισχυτή του σχήματος 2.1β, ώστε να έχει εύρος ζώνης 25 kHz. Να υπολογισθεί η αντίσταση  $R_x$ .

#### Λύση.

Από τη σχέση (2.1.15) έχομε:

$$Q_e = \frac{f_o}{BW} = \frac{455}{25} \approx 18,2$$

και από τη (2.1.12):

$$R_p = R_r \frac{Q_e}{Q_o} = (286) \frac{18,2}{100} \approx 52 \text{ k}\Omega$$

Οι τιμές των  $R_o$ ,  $R_r$  λαμβάνονται από το προηγούμενο παράδειγμα 3. Για να βρούμε την  $R_x$ , εφαρμόζομε τον τύπο:

$$\frac{1}{R_x} = \frac{1}{R_p} - \frac{1}{R_o} - \frac{1}{R_r}$$

Βρίσκομε:  $R_x \simeq 173 \text{ k}\Omega$

## 2.2 Σύζευξη συντονιζομένων ενισχυτών.

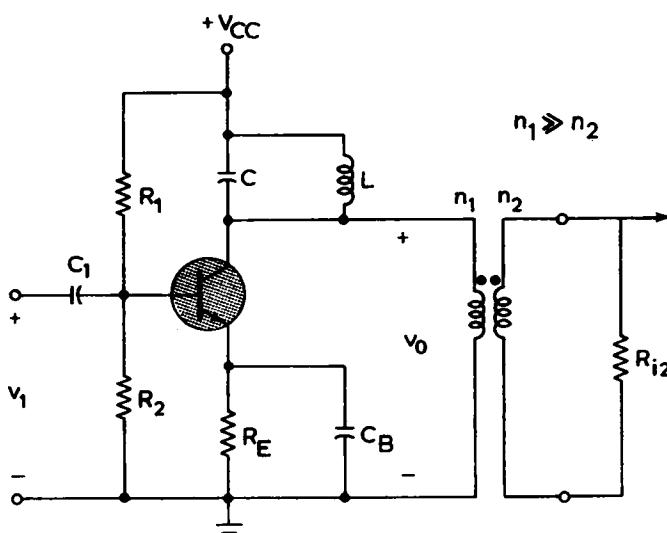
Όταν πρόκειται να κάνουμε σύζευξη δύο ενισχυτών, η σύνθετη αντίσταση εισόδου του δεύτερου ενισχυτή εμφανίζεται σαν φορτίο στον πρώτο. Στην περίπτωση των συντονιζομένων ενισχυτών η σύζευξη παρουσιάζει μερικά προβλήματα, κυρίως όταν πρόκειται για ενισχυτές τρανζίστορ (BJT).

Για την καλύτερη κατανόηση του προβλήματος αυτού, υποθέτουμε ότι έχουμε δύο ενισχυτές όμοιους μεταξύ τους, σαν αυτόν που δείχνει το σχήμα 2.1β. Η σύζευξη των δύο ενισχυτών αντιστοιχεί στο να θέσουμε τη σύνθετη αντίσταση εισόδου του δεύτερου ενισχυτή (στην περίπτωσή μας περίπου 2 kΩ) παράλληλα με την έξοδο του πρώτου (όπως συνδέσαμε την  $R_x$  στο παράδειγμα 4).

Η σύνθετη όμως αντίσταση εισόδου ενός συντονιζόμενου ενισχυτή τρανζίστορ (BJT) είναι πάρα πολύ μικρή και συνεπώς η προσθήκη φορτίου στην έξοδο θα καταστρέψει την ικανότητά του επιλογής συχνοτήτων. Ο ενεργός συντελεστής ποιότητας του ενισχυτή θα γίνει μικρότερος από τη μονάδα.

Για να αποφύγουμε το φαινόμενο της φορτίσεως στον ενισχυτή BJT, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τρεις μεθόδους:

α) Σύμφωνα με την πρώτη μέθοδο, χρησιμοποιούμε ένα μετασχηματιστή ο οποίος κάνει την προσαρμογή της σύνθετης αντιστάσεως, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.2a.

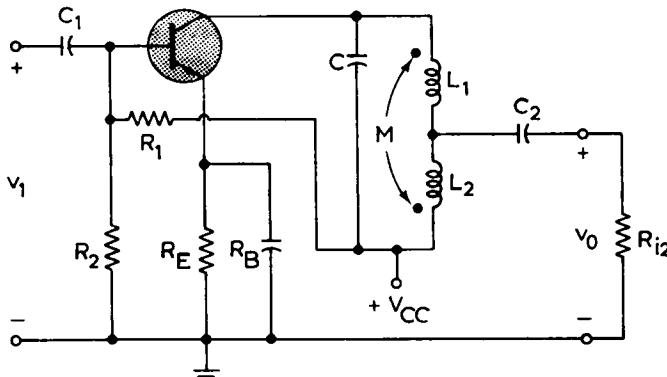


Σχ. 2.2a.

Κύκλωμα προσαρμογής συνθέτων αντιστάσεων με χρήση μετασχηματιστή στο ενδιάμεσο στάδιο δύο συντονιζομένων ενισχυτών.

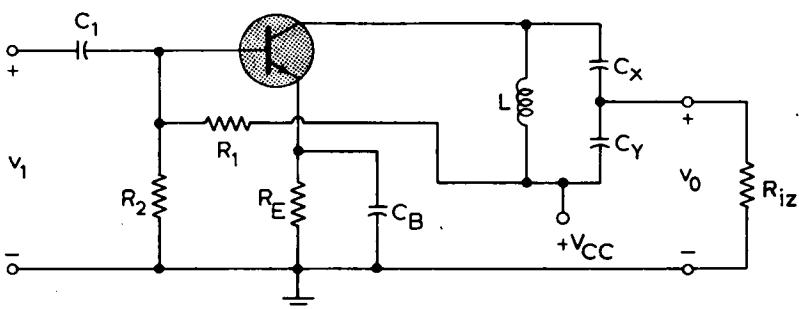
Ο μετασχηματιστής αυξάνει την ενεργό σύνθετη αντίσταση που «βλέπει» το συντονιζόμενο κύκλωμα. Έτσι αποφεύγομε την ανεπιθύμητη φόρτιση και τη διεύρυνση του εύρους ζώνης, την οποία θα είχαμε χωρίς το μετασχηματιστή. Μολονότι η προσαρμογή που κάνει ο μετασχηματιστής είναι επιτυχής, η μέθοδος αυτή δεν χρησιμοποιείται εκτεταμένα, λόγω της δαπάνης του μετασχηματιστή.

β) Πιο πολύ, σαν ενδιάμεσο στάδιο προσαρμογής, χρησιμοποιείται το κύκλωμα που φαίνεται στο σχήμα 2.2β. Στο κύκλωμα αυτό χρησιμοποιούμε δύο πηνία που βρίσκονται σε επαγωγική σύζευξη μεταξύ τους. Η επαγωγή εξόδου της πρώτης βαθμίδας είναι  $L_1 + L_2 + 2M$ , όπου  $M$  είναι η αμοιβαία επαγωγή των πηνίων  $L_1$  και  $L_2$ .



Σχ. 2.2β.

Κύκλωμα προσαρμογής συνθέτων αντιστάσεων με χρήση πηνίων στην πρώτη βαθμίδα.



Σχ. 2.2γ.

Κύκλωμα προσαρμογής συνθέτων αντιστάσεων με χρήση πυκνωτών στην πρώτη βαθμίδα.

Αν ο αριθμός σπειρών του  $L_2$  είναι αρκετά μικρότερος των σπειρών του  $L_1$ , τότε η χαμηλή σύνθετη αντίσταση εισόδου της δεύτερης βαθμίδας μεγαλώνει. Έτσι, η φόρτιση στην έξοδο της πρώτης βαθμίδας καθίσταται ελάχιστη.

γ) Η τρίτη μέθοδος είναι ανάλογη της προηγούμενης, αλλά, αντί για πηνία, χρησιμοποιούμε πυκνωτές, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.2γ.

Στην περίπτωση συντονιζομένων ενισχυτών με FET, μπορούμε να έχουμε απευ-

Θείας σύζευξη των βαθμίδων χωρίς προβλήματα φορτίσεως, καθόσον οι συντονιζόμενοι ενισχυτές με FET έχουν μεγάλη σύνθετη αντίσταση εισόδου.

### 2.3 Διπλά συντονιζόμενοι ενισχυτές.

Τους διπλά συντονιζόμενους ενισχυτές τους χρησιμοποιούμε, εφόσον η ικανότητα επιλογής συχνοτήτων των απλά συντονιζομένων ενισχυτών είναι ανεπαρκής.

Ένας διπλά συντονιζόμενος ενισχυτής μπορεί να αποτελείται από δύο βαθμίδες απλά συντονιζομένων ενισχυτών ή από μία βαθμίδα με δύο συντονιζόμενα κυκλώματα.

Στο κύκλωμα του σχήματος 2.3α φαίνεται ένας ενισχυτής με δύο βαθμίδες, ενώ στο 2.3β έχομε μία βαθμίδα με δύο συντονιζόμενα κυκλώματα.

Και στα δύο αυτά διπλά συντονιζόμενα κυκλώματα έχομε τις εξής δύο δυνατότητες:

α) Να συντονίσομε και τα δύο συντονιζόμενα κυκλώματα στην ίδια κεντρική συχνότητα. Ο συντονισμός αυτός λέγεται **σύγχρονος συντονισμός**.

β) Να συντονίσομε και τα δύο συντονιζόμενα κυκλώματα σε παραπλήσιες συχνότητες γύρω από την κεντρική συχνότητα. Ο συντονισμός αυτός λέγεται **κλονιζόμενος συντονισμός** (stagger - tuned) ή αλλιώς **συντονισμός παραπλησίων συχνοτήτων**.

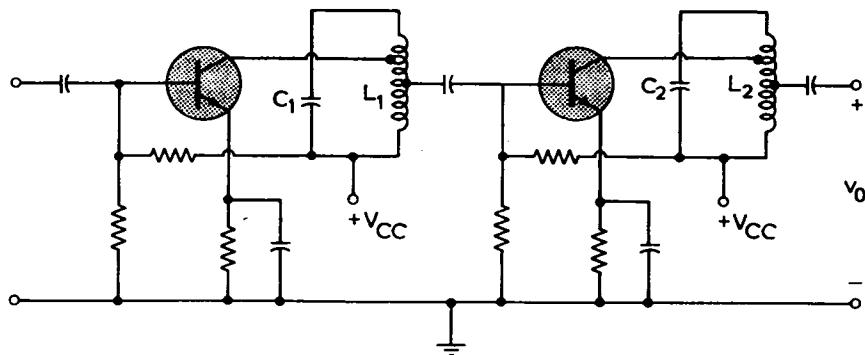
#### **Σύγχρονος συντονισμός ενισχυτών.**

Θεωρούμε το κύκλωμα του σχήματος 2.3α στο οποίο τα τρανζίστορ έχουν τις ίδιες παραμέτρους και επιλέγομε με τα συντονιζόμενα κυκλώματα την ίδια συχνότητα. Το εύρος της ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων θα μεταβληθεί ανάλογα με τον αριθμό των βαθμίδων. Στον Πίνακα 2.3.1 βλέπομε ότι **όσο αυξάνει ο αριθμός των βαθμίδων, τόσο ελαττούται το εύρος ζώνης BW**. Δηλαδή ο ενισχυτής παρουσιάζει μεγαλύτερη ικανότητα επιλογής ορισμένης περιοχής συχνοτήτων. Το BW αναφέρεται σε συχνότητες όπου έχομε 3 dB κάτω από τη μέγιστη απολαβή μιας βαθμίδας και με όλες τις βαθμίδες όμοιες.

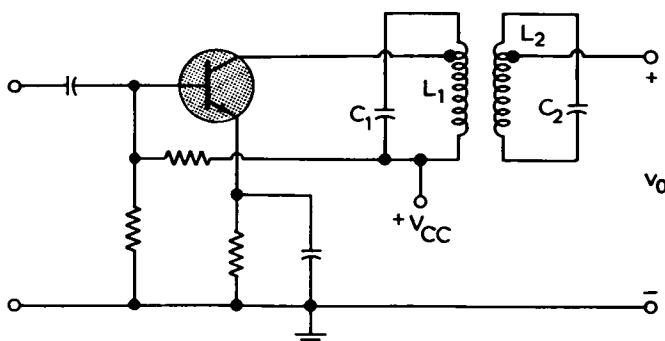
**ΠΙΝΑΚΑΣ 2.3.1.**

$n$ – αριθμός ομοίων βαθμίδων σε σύζευξη	$BW_n$ – εύρος ζώνης σε 3 dB κάτω από την απολαβή των $n$ - βαθμίδων.
1	BW
2	0,64 BW
3	0,51 BW
4	0,43 BW
5	0,39 BW

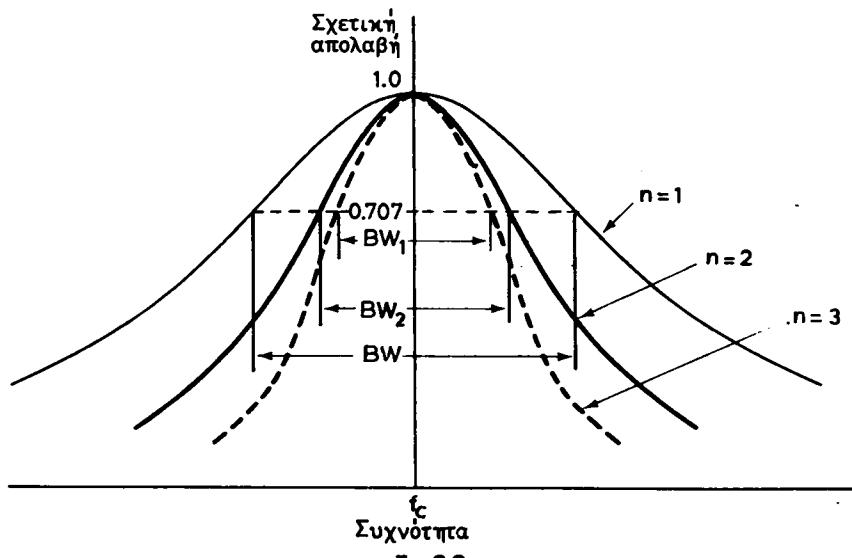
Στο σχήμα 2.3γ φαίνεται η μεταβολή του BW όταν ο αριθμός  $n$  των διπλά συντονιζομένων ενισχυτών μεταβάλλεται. Οι καμπύλες αυτές λέγονται **καμπύλες αποκρίσεως συχνοτήτων των  $n$  - βαθμίδων**.



**Σχ. 2.3α.**  
Διπλά συντονιζόμενος ενισχυτής δύο βαθμίδων.



**Σχ. 2.3β.**  
Διπλά συντονιζόμενος ενισχυτής μιας βαθμίδας.



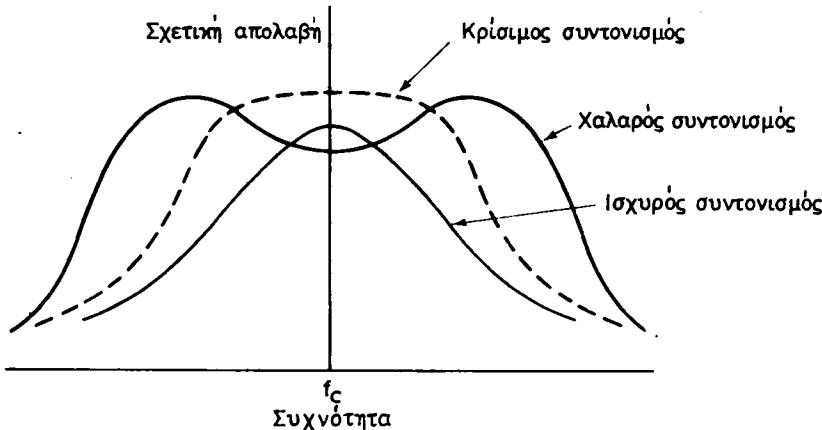
Απόκριση συχνοτήτων  $n$ -βαθμίδων σε σύγχρονο συντονισμό.

### Κλονιζόμενος συντονισμός ενισχυτών.

Στον κλονιζόμενο συντονισμό ενισχυτών, που μπορούν να συντονισθούν διπλά (σχ. 2.3α ή 2.3β) επιλέγομε με το ένα συντονιζόμενο κύκλωμα, π.χ.  $L_1C_1$ , μία συχνότητα λίγο μικρότερη της κεντρικής και με το άλλο, π.χ.  $L_2C_2$ , μία συχνότητα λίγο μεγαλύτερη της κεντρικής επίσης.

*Για να επτάχομε τη βέλτιστη καμπύλη αποκρίσεως πρέπει ο συντονισμός των  $L_1C_1$  και  $L_2C_2$  να είναι κρίσιμος. Πρέπει δηλαδή οι συχνότητες συντονισμού των  $L_1C_1$  και  $L_2C_2$  να μην απέχουν πολύ από την κεντρική συχνότητα, αλλά ούτε και να βρίσκονται πολύ κοντά της.*

Στο σχήμα 2.3δ έχομε τρεις καμπύλες αποκρίσεως συχνοτήτων, ανάλογα με το είδος του κλονιζόμενου συντονισμού.



Σχ. 2.3δ.

Απόκριση συχνοτήτων δύο βαθμίδων διπλά συντονιζομένων. Κλονιζόμενος συντονισμός.

Αν με τα συντονιζόμενα κυκλώματα επιλέξομε συχνότητες πολύ μακριά της κεντρικής, τότε η καμπύλη αποκρίσεως παρουσιάζει μία κοιλάδα στο πάνω μέρος. Η κοιλάδα αυτή εκτείνεται συνήθως συμμετρικά γύρω από την κεντρική συχνότητα. Στην περίπτωση αυτή λέμε, ότι τα συντονιζόμενα κυκλώματα έχουν **χαλαρή σύζευξη**. Ο κλονιζόμενος συντονισμός λέγεται τότε **χαλαρός** (*undercoupled*).

Αν με τα συντονιζόμενα κυκλώματα επιλέξομε συχνότητες πολύ κοντά της κεντρικής, τότε η καμπύλη αποκρίσεως παρουσιάζει ένα όρος στο πάνω μέρος. Το όρος αυτό εκτείνεται συνήθως συμμετρικά γύρω από την κεντρική συχνότητα. Στην περίπτωση αυτή λέμε, ότι τα συντονιζόμενα κυκλώματα έχουν **ισχυρή σύζευξη**. Ο κλονιζόμενος συντονισμός λέγεται τότε **ισχυρός** (*overcoupled*).

Από τις τρεις αυτές περιπτώσεις του κλονιζόμενου συντονισμού μας ενδιαφέρει ο κρίσιμος συντονισμός. Για να υπολογίσομε τις συχνότητες  $f_{01}$  και  $f_{02}$ , που πρέπει να επιλέξομε με τα συντονιζόμενα κυκλώματα υποθέτομε ότι το ολικό εύρος της ζώνης είναι  $BW_1$ . Αν η κεντρική συχνότητα στην οποία καλείται να λειτουργήσει ο ενισχυτής είναι  $f_C$ , τότε για τον κρίσιμο συντονισμό οι συχνότητες αυτές δίνονται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$f_{01} = f_c - 0,35 \text{ BW}_t \quad (2.3.1)$$

$$f_{02} = f_c + 0,35 \text{ BW}_t \quad (2.3.2)$$

$$\text{BW}_1 = \text{BW}_2 = 0,707 \text{ BW}_t \quad (2.3.3)$$

όπου:  $\text{BW}_1$ , και  $\text{BW}_2$  είναι αντίστοιχα το εύρος της ζώνης των συντονιζομένων κυκλωμάτων και αναφέρονται σε απολαβή 3 dB κάτω της μέγιστης.

Από τις σχέσεις (2.3.1) και (2.3.2), βλέπομε ότι οι συχνότητες  $f_{01}$  και  $f_{02}$  απέχουν εξίσου από την κεντρική συχνότητα  $f_c$ .

Για να πετύχομε κρίσιμη σύζευξη στον κλονιζόμενο συντονισμό, θα πρέπει συνήθως στην πράξη να καταβάλλομε κάποια προσπάθεια, καθόσον συντονίζοντας το ένα κύκλωμα, μεταβάλλομε το ολικό εύρος ζώνης  $\text{BW}_t$ , και την κεντρική συχνότητα  $f_c$ . Για το λόγο αυτό καλό είναι να συντονίζονται και τα δύο κυκλώματα συγχρόνως.

### Παράδειγμα 5.

Υποθέσετε ότι θέλομε να σχεδιάσομε ένα διπλά συντονιζόμενο ενισχυτή δύο βαθμίδων μέσης συχνότητας (IF). Η κεντρική συχνότητα στην οποία επιθυμούμε να λειτουργήσει, είναι  $f_c = 455 \text{ kHz}$  και το εύρος ζώνης  $\text{BW}_t = 10 \text{ kHz}$ .

Να βρεθούν οι παράμετροι του ενισχυτή στην περίπτωση κρίσιμης συζεύξεως.

### Λύση.

Από τις σχέσεις (2.3.1) και (2.3.2), υπολογίζομε τις συχνότητες που πρέπει να επιλέξουμε με τα συντονιζόμενα κυκλώματα:

$$f_{01} = 455 - (0,35) (10) \simeq 451,5 \text{ kHz}$$

$$f_{02} = 455 + (0,35) (10) \simeq 458,5 \text{ kHz}$$

Το εύρος ζώνης κάθε συντονιζόμενου κυκλώματος θα είναι, από τη σχέση (2.3.3):

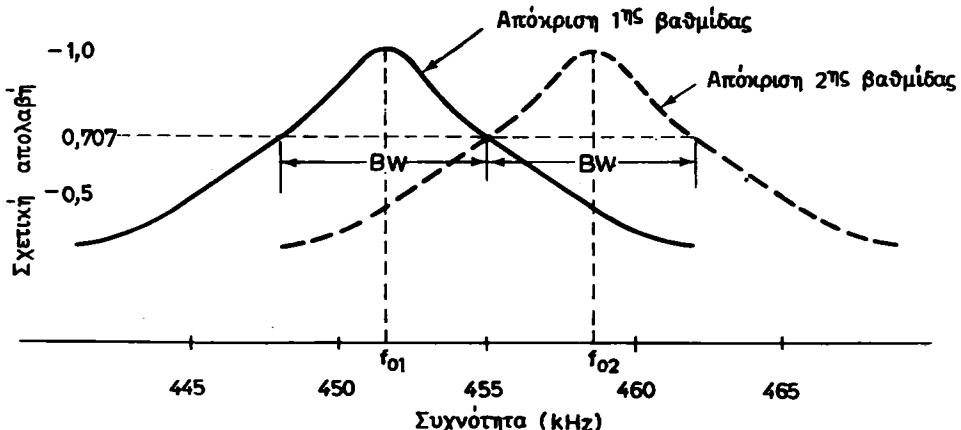
$$\text{BW}_1 = \text{BW}_2 = (0,707)(10) \simeq 7,0 \text{ kHz}$$

Ο ενεργός συντελεστής ποιότητας κάθε βαθμίδας είναι:

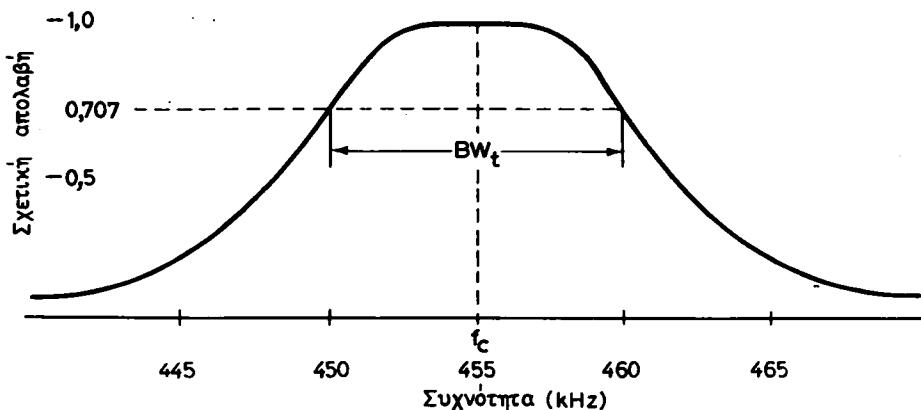
$$Q_{e1} = \frac{f_{01}}{\text{BW}_1} \simeq \frac{451,5}{7} \simeq 64,5$$

$$Q_{e2} = \frac{f_{02}}{\text{BW}_2} \simeq \frac{458,5}{7} \simeq 65,5$$

Για τις τιμές που βρήκαμε, μπορούμε να σχεδιάσομε την απόκριση συχνότητας κάθε βαθμίδας καθώς και την ολική απόκριση του ενισχυτή δύο βαθμίδων. Οι καμπύλες αυτές φαίνονται στα σχήματα 2.3ε και 2.3στ.



**Σχ. 2.3ε.**  
Καμπύλες αποκρίσεως κάθε μιας βαθμίδας σε κρίσιμη σύζευξη.



**Σχ. 2.3στ.**  
Καμπύλη ολικής αποκρίσεως του ενισχυτή δύο βαθμίδων σε κρίσιμη σύζευξη.

#### Ερωτήσεις.

1. Τι είναι ο συντονιζόμενος ενισχυτής; Να τον περιγράψετε συγκριτικά με άλλους ενισχυτές;
2. Ποια είναι τα χαρακτηριστικά ενός ιδανικά συντονιζόμενου ενισχυτή;
3. Τι εννοούμε με τον όρο «κεντρική συχνότητα»; Τι με τον όρο «εύρος ζώνης»;
4. Ποια η διαφορά μεταξύ των απλά συντονιζόμενων ενισχυτών και των διπλά συντονιζόμενων;
5. Ποια είναι τα βασικά στοιχεία που χαρακτηρίζουν ένα συντονιζόμενο ενισχυτή από άλλους τύπους ενισχυτών;
6. Ποια η σημασία του κυκλώματος συντονισμού σε ένα συντονιζόμενο ενισχυτή;  
Πώς λειτουργεί το κύκλωμα αυτό;
7. Τι είναι ο συντελεστής ποιότητας Q; Από τι εξαρτάται το Q και τι φανερώνει;
8. Ποια είναι η σύνθετη αντίσταση ενός συντονιζόμενου κυκλώματος στο συντονισμό, συγκριτικά με τη σύνθετη αντίστασή του μακριά από το συντονισμό;
9. Ποιες είναι οι συνθήκες ενός συντονιζόμενου ενισχυτή για μέγιστη απολαβή; Να εξηγήσετε το λόγο.

10. Τι μεθόδους χρησιμοποιούμε για να λειτουργήσουμε (συντονίσομε) ένα διπλά συντονιζόμενο ενισχυτή;
  11. Τι εννοούμε με το σύγχρονο συντονισμό;
  12. Τι εννοούμε με τον κλονιζόμενο συντονισμό;
  13. Τι επίδραση έχει η φόρπιση σε ένα συντονιζόμενο ενισχυτή; Αναφερθείτε κυρίως στην απόκριση συχνοτήτων.
  14. Τι εννοούμε με την κρίσιμη σύζευξη σε ένα διπλά συντονιζόμενο ενισχυτή;
-

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΡΙΤΟ

### ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ ΙΣΧΥΟΣ

#### 3.1 Ταξινόμηση και κατηγορίες ενισχυτών ισχύος.

Οι ενισχυτές ισχύος μπορούν να χωρισθούν σε τρεις βασικές κατηγορίες, ανάλογα με την τάξη στην οποία λειτουργούν. Οι βασικές τάξεις λειτουργίας ενός ενισχυτή είναι τρεις:

α) Τάξη Α.β) Τάξη Β και γ) Τάξη Κ. Μερικές όμως φορές, ένας ενισχυτής υποχρεώνεται να λειτουργήσει σε κάποια ενδιάμεση τάξη η οποία αποτελεί συνδυασμό δύο βασικών τάξεων. Έτσι, έχομε περιπτώσεις λειτουργίας ενός ενισχυτή σε τάξη ΑΒ.

Οι ενισχυτές μικρού σήματος λειτουργούν κυρίως σε τάξη Α.

*Όταν ένας ενισχυτής λειτουργεί σε τάξη Α, έχει σήμα στην έξοδο καθ' όλη τη διάρκεια που εφαρμόζεται σήμα στην είσοδο.*

*Ένας ενισχυτής λειτουργεί σε τάξη Β, όταν το σήμα εισόδου υφίσταται απλή ανόρθωση, δηλαδή η έξοδος είναι ένα μισό ανορθωμένο σήμα.*

Συνεπώς, για να λειτουργήσει ένας ενισχυτής σε τάξη Β και να έχομε το πλήρες σήμα στην έξοδο, θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε δύο τρανζίστορ σε διάταξη συμμετρικής συνδεσμολογίας.

Ενισχυτές σε τάξη ΑΒ, όπως άλλωστε φανερώνει και το όνομα της τάξεως, αποτελούν ένα συνδυασμό της λειτουργίας των τάξεων Α και Β.

Στην περίπτωση αυτή το σήμα εξόδου μοιάζει με το σήμα εισόδου κατά το περισσότερο μέρος.

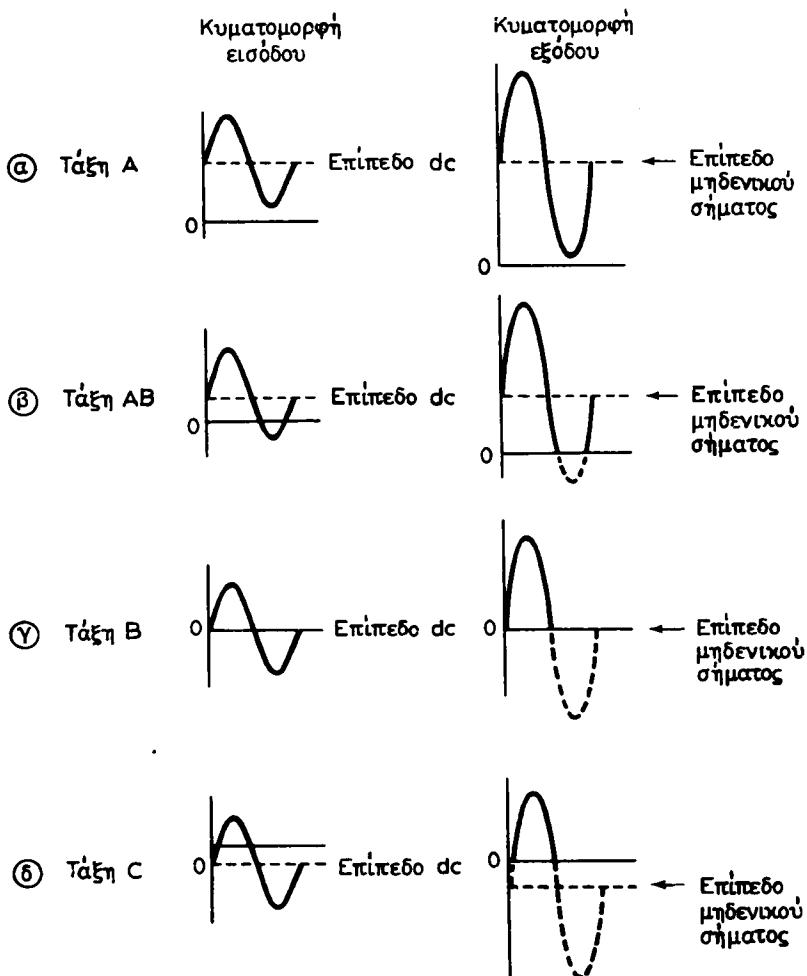
*Οι ενισχυτές που λειτουργούν σε τάξη Κ εμφανίζουν στην έξοδό τους ένα μόνο σήμα της ημιπεριόδου του σήματος εισόδου και έχουν συνήθως σαν φορτίο ένα συντονιζόμενο κύκλωμα.*

Ένας ενισχυτής σε τάξη Κ χαρακτηρίζεται από πολύ μεγάλη απόδοση ισχύος. Οι ενισχυτές σε τάξη Κ βρίσκουν εφαρμογές στους πομπούς τηλεοράσεως και ραδιοφωνίας.

Για πληρέστερη κατανόηση των τάξεων λειτουργίας παραθέτομε στο σχήμα 3.1 τις κυματομορφές εισόδου και τις αντίστοιχες έξόδου.

Η τάξη λειτουργίας ενός ενισχυτή καθορίζεται από την εκλογή του **σημείου λειτουργίας του** (operating point), ή, όπως λέγεται, **σημείου ηρεμίας Q** (quiescent point).

Η εκλογή του σημείου λειτουργίας εξαρτάται από την ολική μεταβολή του σήματος, δηλαδή από τη μεταβολή από κορυφή σε κορυφή (peak-to-peak, p-p) και τη μέγιστη επιτρεπόμενη κατανάλωση ισχύος του τρανζίστορ.



**Σχ. 3.1.**  
Κυματομορφές εισόδου και εξόδου στις διάφορες τάξεις λειτουργίας.

Οι ενισχυτές ισχύος παρουσιάζουν δύο κοινά χαρακτηριστικά:

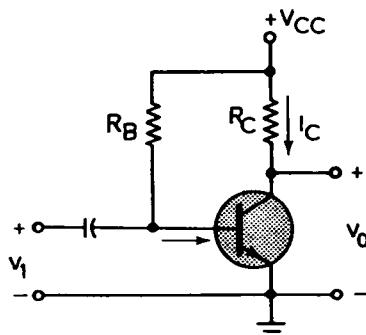
- Είναι όλοι ενισχυτές μεγάλων σημάτων και
- β) η λειτουργία τους δεν είναι γενικά γραμμική (nonlinear operation).

Η μη γραμμική λειτουργία σημαίνει, ότι οι κυματομορφές εξόδου δεν έχουν την ίδια μορφή με τις κυματομορφές εισόδου. Εκτός δηλαδή από την ενίσχυση, έχει επέλθει και παραμόρφωση (distortion) στην κυματομορφή.

Στη συνέχεια εξετάζομε τη λειτουργία ενισχυτών μεγάλων σημάτων.

### 3.2 Ενισχυτές ισχύος σε τάξη A με τροφοδότηση σειράς.

Το κύκλωμα του σχήματος 3.2α παριστάνει μία απλή ενισχυτική διάταξη με σταθερή πόλωση.



Σχ. 3.2α.

Απλή ενισχυτική διάταξη τρανζίστορ σε τάξη Α με σταθερή πόλωση και με τροφοδότηση σειράς.

Με το παράδειγμα που ακολουθεί θα δείξουμε, πώς η διάταξη αυτή μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν ενισχυτής ισχύος τάξεως Α.

### Παράδειγμα 1.

Στο κύκλωμα του σχήματος 3.2α δίνονται:

$R_C = 4 \Omega$ ,  $R_B = 470 \Omega$ ,  $V_{CC} = 10 \text{ V}$  καθώς και τα χαρακτηριστικά του τρανζίστορ στο σχήμα 3.2β.

Ζητείται να υπολογισθεί το σημείο λειτουργίας  $Q$  στο συνεχές (dc).

### Λύση.

Για να μελετήσουμε τον τρόπο, με τον οποίο λειτουργεί το κύκλωμα αυτό σαν ενισχυτής ισχύος, καταφεύγομε στις χαρακτηριστικές καμπύλες  $I_C - V_{CE}$  (ρεύμα συλλέκτη — τάση συλλέκτη εκπομπού) και, αφού χαράξουμε την ευθεία φόρτου, βρίσκομε πάνω σε αυτή το σημείο λειτουργίας  $Q$ .

Στη συνέχεια, θεωρούμε ότι ένας παλμός ημιτονοειδούς μορφής εφαρμόζεται στην είσοδο, με ρεύμα κορυφής της βάσεως  $I_B = 20 \text{ mA}$  ( $40 \text{ mA}$  p - p) και επιζητούμε να υπολογίσομε την κυματομορφή του ρεύματος συλλέκτη, δηλαδή το  $I_C$ .

Οι χαρακτηριστικές καμπύλες του τρανζίστορ φαίνονται στο σχήμα 3.2β.

Για να χαράξουμε την ευθεία φόρτου, παρατηρούμε ότι όταν  $I_C = 0$ , τότε  $V_{CC} = V_{CE} = 10 \text{ V}$ , δηλαδή το ένα σημείο είναι το  $P_1$ . Το άλλο σταθερό σημείο  $P_2$  της ευθείας φόρτου αντιστοιχεί σε ρεύμα συλλέκτη  $I_C = 1 \text{ A}$ .

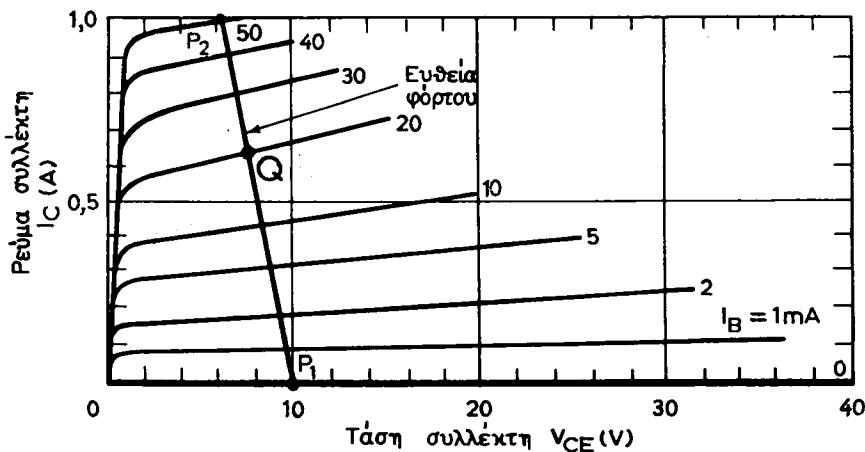
Η πώση τάσεως τότε στα άκρα της  $R_C$  είναι  $4 \text{ V}$ . Συνεπώς:

$$V_{CE} = 10 - 4 = 6 \text{ V}$$

Δηλαδή, το  $P_2$  έχει συντεταγμένες  $V_{CE} = 6 \text{ V}$ ,  $I_C = 1 \text{ A}$ .

Η ευθεία φόρτου ενώνει στην περίπτωση αυτή τα σημεία  $P_1$  και  $P_2$ .

Για να βρούμε το σημείο λειτουργίας  $Q$ , θα πρέπει να υπολογίσομε το ρεύμα βάσεως  $I_B$ . Για τα τρανζίστορ πυριτίου η πώση τάσεως μεταξύ βάσεως - εκπομπού  $V_{BE}$  λαμβάνεται περίπου  $0,6 \text{ V}$ . Συνεπώς:



Σχ. 3.2β.

Χαρακτηριστικές του τρανζίστορ TIP29. Ευθεία φόρτου. Σημείο λειτουργίας.

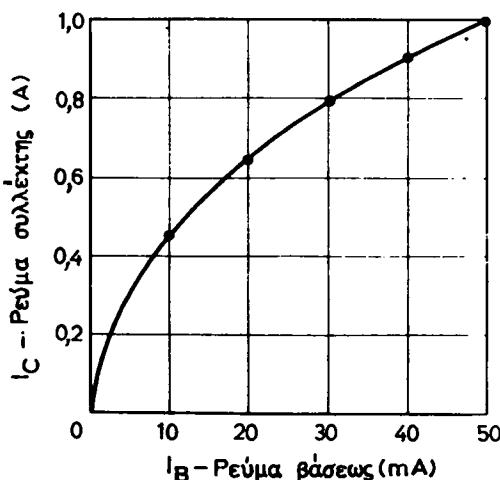
$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \approx \frac{10 - 0,6}{0,47} \approx 20 \text{ mA}$$

**Η τομή της ευθείας φόρτου με την καμπύλη  $I_B = 20$  mA μας προσδιορίζει το σημείο λειτουργίας  $Q$ .**

Το σημείο λειτουργίας  $Q$  έχει συντεταγμένες  $I_C \approx 0,65$  A,  $V_{CE} \approx 7,4$  V.

Προσδιορίζομε τώρα γραφικά τη σχέση μεταξύ του ρεύματος βάσεως  $I_B$  και του ρεύματος συλλέκτη  $I_C$ . Για το σκοπό αυτό, καταρτίζομε ένα πίνακα τιμών με δύο στήλες. Στη μια θέτομε σαν τιμές του  $I_B = 0, 1, 2, \dots, 50$  mA και στην άλλη τιμές του  $I_C$ , που αντιστοιχούν στα σημεία τομής των  $I_B$  με την ευθεία φόρτου.

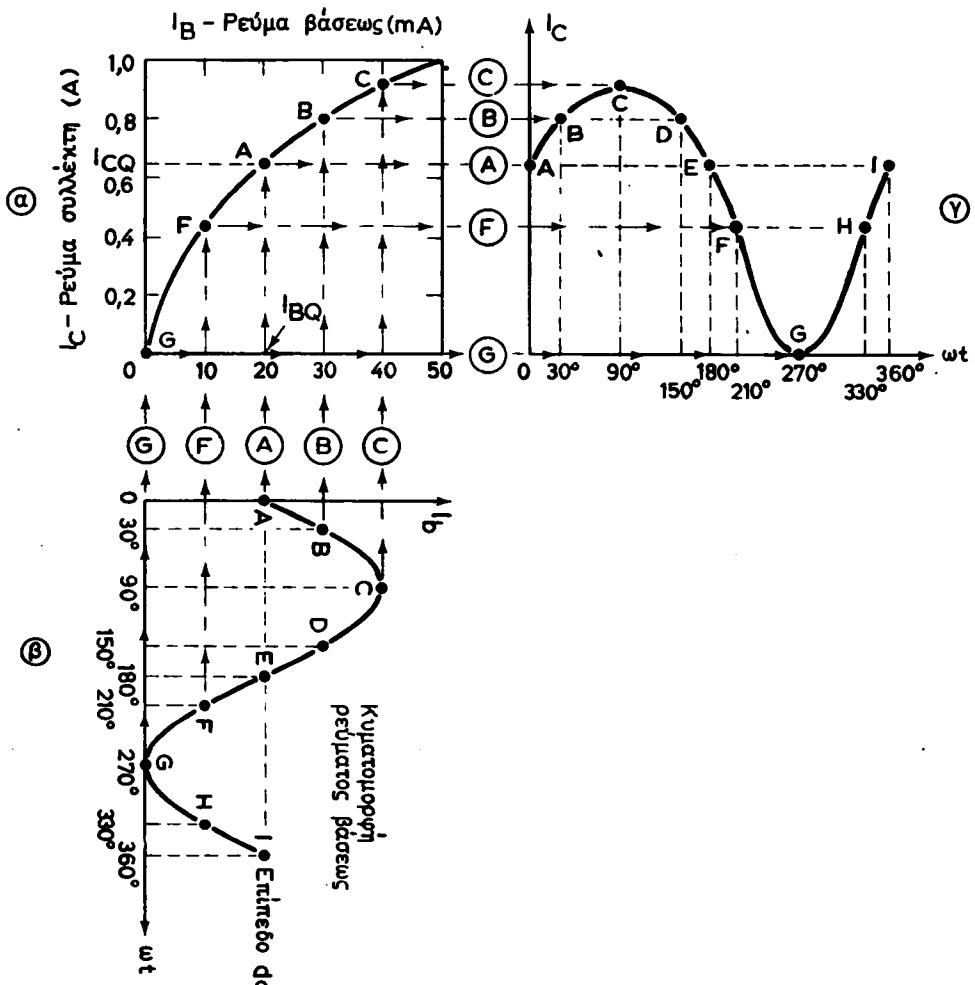
Η ομαλή ένωση δλων αυτών των σημείων σε συντεταγμένες  $I_B$  και  $I_C$  θα μας δώσει την καμπύλη του σχήματος 3.2γ. Η καμπύλη αυτή ονομάζεται **καμπύλη μεταφοράς ρεύματος**.



Σχ. 3.2γ.  
Καμπύλη μεταφοράς ρεύματος  
(transfer curve).

Στη συνέχεια, κάτω από την καμπύλη μεταφοράς σχεδιάζομε την ημιτονοειδή κυματομορφή του  $I_b$  σαν συνάρτηση του χρόνου, στην περίπτωσή μας της φάσεως  $\omega t$ , [σχ. 3.2δ(β)].

Δεξιά της καμπύλης μεταφοράς σχεδιάζομε τις αντίστοιχες τιμές του  $I_C$  σαν συνάρτηση της φάσεως ( $\omega t$ ), [σχ. 3.2δ(γ)]. Η όλη γραφική διαδικασία φαίνεται στο σχήμα 3.2δ.



Σχ. 3.2δ.

Εύρεση κυματομορφής ρεύματος συλλέκτη από την καμπύλη μεταφοράς: α) Καμπύλη μεταφοράς ρεύματος βάσεως προς συλλέκτη. β) Κυματομορφή ρεύματος  $I_b$  (είσοδος). γ) Κυματομορφή ρεύματος συλλέκτη  $I_C$  (έξοδος).

Με τη γραφική αυτή μέθοδο και τη μεταφορά των σημείων Α – Ι της κυματομορφής  $I_b$  μέσω της καμπύλης (χαρακτηριστικής) μεταφοράς στην καμπύλη

$I_C = \omega t$ , παρατηρούμε, ότι το ρεύμα συλλέκτη, από κορυφή σε κορυφή, είναι  $I_C (p - p) \simeq 0,9 A$ .

Παρατηρούμε επίσης, ότι η καμπύλη  $I_C = \omega t$  (έξοδος) δεν έχει την ίδια ακριβώς μορφή με την ημιτονοειδή καμπύλη  $I_b = \omega t$ .

Συνεπώς, η κυματομορφή εξόδου έχει υποστεί παραμόρφωση.

### 3.3 Υπολογισμοί στους ενισχυτές ισχύος.

Στους ενισχυτές ισχύος μας ενδιαφέρει κυρίως η απολαβή ισχύος, ενώ στους ενισχυτές μικρών σημάτων η απολαβή στην τάση ή στο ρεύμα.

Στους ενισχυτές ισχύος μας ενδιαφέρει επίσης και η απόδοση με την οποία παίρνομε ισχύ στην έξοδο.

Ένα δέλλο στοιχείο, που μας απασχολεί στους ενισχυτές ισχύος είναι η ισχύς που καταναλώνεται από το τρανζίστορ. Η ισχύς αυτή δεν θα πρέπει να υπερβαίνει ένα ανώτατο επιτρεπτό όριο, γιατί σε αντίθετη περίπτωση επέρχεται καταστροφή του τρανζίστορ.

#### Απόδοση ισχύος η.

Σαν απόδοση ισχύος η ορίζομε το λόγο της εναλλασσόμενης ισχύος  $P_{o(ac)}$  που αποδίδεται στο φορτίο διά της συνεχούς ισχύος  $P_{i(dc)}$ , που παρέχουν οι πηγές συνεχούς τάσεως. Δηλαδή, η εκατοστιαία απόδοση είναι:

$$\eta = \frac{P_{o(ac)}}{P_{i(dc)}} \times 100 \quad (3.3.1)$$

Η ισχύς του συνεχούς  $P_{i(dc)}$ , η οποία μπορεί να θεωρηθεί και σαν ισχύς εισόδου (input), είναι ίση με:

$$P_{dc} = V_{CC} I_{CQ} \quad (3.3.2)$$

όπου:  $V_{CC}$  η συνεχής τάση πολώσεως του συλλέκτη και  $I_{CQ}$  το ρεύμα συλλέκτη, που αντιστοιχεί στο σημείο λειτουργίας  $Q$ .

Η ισχύς του εναλλασσόμενου ρεύματος που αποδίδεται στο φορτίο, δηλαδή στην έξοδο (output), είναι το γινόμενο των ενεργών τιμών (rms) της τάσεως και του ρεύματος. Συνεπώς:

$$P_{ac} = \frac{(V_{p-p})(I_{p-p})}{(2\sqrt{2})(2\sqrt{2})} = \frac{(V_{p-p})(I_{p-p})}{8} \quad (3.3.3)$$

όπου:  $V_{p-p}$  και  $I_{p-p}$  συμβολίζουν την τάση και το ρεύμα από κορυφή σε κορυφή (peak-to-peak).

Αν το φορτίο αποτελείται από ωμική μόνο αντίσταση, τότε:

$$V_{p-p} = I_{p-p} \cdot R_C \quad (3.3.4)$$

Η (3.3.3) τότε γίνεται:

$$P_{ac} = \frac{(I_{p-p})^2 R_C}{8} \quad (3.3.5)$$

Με τις πιο πάνω σχέσεις (3.3.1), (3.3.2) και (3.3.5) μπορούμε να υπολογίσουμε την απόδοση ισχύος οποιουδήποτε ενισχυτή ισχύος.

Ο υπολογισμός της αποδόσεως ισχύος η είναι ένα στοιχείο που θα πρέπει να μας απασχολεί στους ενισχυτές ισχύος, καθόσον οι ισχείς στους ενισχυτές ισχύος είναι της τάξεως αρκετών (W), ενώ στους ενισχυτές μικρών σημάτων είναι μερικών μόνο εκατοντάδων (mW).

## Παράδειγμα 2.

Για τον ενισχυτή ισχύος που λειτουργεί σε τάξη A, τον οποίο μόλις μελετήσαμε, να υπολογίσετε την ισχύ του εναλλασσόμενου, την ισχύ του συνεχούς καθώς και την απόδοση ισχύος η.

### Λύση.

Το σημείο λειτουργίας Q αντιστοιχεί σε ρεύμα συλλέκτη  $I_{CQ} \approx 0,65 \text{ A}$ . Η τάση πολώσεως του συλλέκτη είναι  $V_{CC} = 10 \text{ V}$ . Συνεπώς η ισχύς του συνεχούς είναι:

$$P_{dc} = (0,65) (10) \approx 6,5 \text{ W}$$

Το ρεύμα συλλέκτη  $I_{C(p-p)} = 0,9 \text{ A}$  και  $R_C = 4 \Omega$   
Συνεπώς:

$$P_{ac} = \frac{(0,9)^2 (4)}{8} \approx 0,405 \text{ W}$$

Η απόδοση ισχύος είναι:

$$\eta = \frac{0,405}{6,5} \times 100 = 6,23\%$$

Από το παράδειγμα αυτό συμπεραίνεται ότι η απόδοση ισχύος στους ενισχυτές τάξεως A είναι πολύ μικρή. Το γεγονός αυτό καθιστά το κύκλωμα ενός ενισχυτή ισχύος σε τάξη A οικονομικά ασύμφορο. Καμιά φορά όμως μπορούμε να επιτύχουμε απόδοση ισχύος μέχρι 25% σε ενισχυτές τάξεως A με τροφοδότηση σειράς. Ακόμη και στην περίπτωση αυτή η απόδοση θεωρείται μικρή, ειδικά όταν πρόκειται για ενισχυτές ισχύος.

## 3.4 Μέγιστη ισχύς καταναλισκόμενη από τρανζίστορ.

Για να κατασκευάσουμε ένα συγκεκριμένο κύκλωμα που απαιτεί τρανζίστορ, θα πρέπει να καταφύγομε στους πίνακες των κατασκευαστών των τρανζίστορ, ώστε να επιλέξουμε το κατάλληλο.

Σαν αντιπροσωπευτικό τρανζίστορ στο πιο πάνω κύκλωμα ενισχυτή χρησιμοποιήσαμε το TIP29 (Texas Instruments) πυριτίου, τύπου NPN.

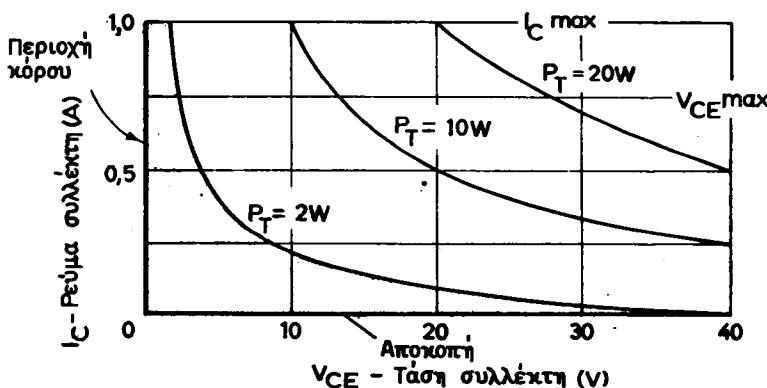
Για να χρησιμοποιήσουμε λοιπόν ένα τρανζίστορ θα πρέπει να εξακριβώσουμε αν είναι κατάλληλο για την εργασία που το προορίζομε, καθώς και την επιτρεπτή περιοχή λειτουργίας του.

Η επιτρεπτή περιοχή λειτουργίας του τρανζίστορ TIP29 πυριτίου, τύπου NPN,

παριστάνεται από το γραμμοσκιασμένο εμβαδόν στο σχήμα 3.4a.

Η επιτρεπτή περιοχή λειτουργίας ενός τρανζίστορ προσδιορίζεται από τον υπολογισμό των εξής τριών μεγεθών:

- Του μέγιστου απόλυτου ρεύματος συλλέκτη  $I_C$ .
- Της μέγιστης απόλυτης τάσεως συλλέκτη  $V_{CC}$ .
- Της ισχύος  $P_T$  που καταναλώνει το τρανζίστορ κατά τη διάρκεια της συνεχούς λειτουργίας του.



Σχ. 3.4a.

Επιτρεπτή περιοχή λειτουργίας του τρανζίστορ TIP29 χωρίς απορροφητή θερμότητας  $P_T = 2 \text{ W}$ . Οι καμπύλες  $P_T = 10 \text{ W}$  και  $P_T = 20 \text{ W}$  αναφέρονται σε διαφορετικούς απορροφητές θερμότητας.

Για το τρανζίστορ TIP29, ο κατασκευαστής παρέχει τις τιμές  $I_C = 1 \text{ A}$ ,  $V_{CC} = 40 \text{ V}$  και  $P_T = 2 \text{ W}$  για τα τρία πιο πάνω μεγέθη. Παρέχει επίσης δύο τιμές για την ισχύ.

Η μια τιμή ισχύος αναφέρεται στην ισχύ που καταναλώνει το τρανζίστορ, όταν λειτουργεί συνέχεια σε θερμοκρασία μέχρι  $25^\circ\text{C}$  στον ελεύθερο χώρο (αέρα). Η τιμή αυτή αντιπροσωπεύει τη μέγιστη ισχύ που καταναλώνει το τρανζίστορ **χωρίς απορροφητή θερμότητα** (heat sink).

**Σαν απορροφητής θερμότητας μπορεί να θεωρηθεί το σύστημα που απορροφά θερμότητα από το τρανζίστορ και τη διασκορπίζει στον ελεύθερο χώρο (περιβάλλον).**

Η άλλη τιμή ισχύος που παρέχεται, αναφέρεται στη μέγιστη καταναλισκόμενη ισχύ με σύστημα απορροφητή θερμότητας ή ανεμιστήρα ή και των δύο μαζί και για θερμοκρασίες πλαισίου μέχρι  $25^\circ\text{C}$ .

Στην περίπτωση κανονικής λειτουργίας ενός τρανζίστορ, το ρεύμα που περνά μέσα από αυτό είναι κυρίως το ρεύμα εκπομπού-συλλέκτη. Κατά τη διέλευσή του μέσα από το τρανζίστορ, το ρεύμα αυτό περνά από περιοχές που έχουν διαφορετική ηλεκτρική αντίσταση. Επομένως παράγει διαφορετικά ποσά θερμότητας στη μονάδα του χρόνου, στα διάφορα σημεία του τρανζίστορ.

Η επαφή του εκπομπού παρουσιάζει μικρή ηλεκτρική αντίσταση και, συνεπώς, η θερμότητα που παράγεται στην επαφή αυτή είναι μικρή.

Η επαφή όμως του συλλέκτη παρουσιάζει μεγάλη ηλεκτρική αντίσταση και άρα στην επαφή αυτή παράγεται μεγάλη θερμότητα.

Τα ρεύματα εκπομπού  $I_E$  και συλλέκτη  $I_C$  είναι περίπου ίσα. Το ρεύμα βάσεως  $I_B$  το θεωρούμε αμελητέο.

Με τις προσεγγίσεις αυτές η ολική ισχύς  $P_T$ , που καταναλώνεται μέσα σε ένα τρανζίστορ, είναι:

$$P_T \simeq P_C \simeq I_C V_{CE} \quad (3.4.1)$$

όπου:  $P_C$  η ισχύς που καταναλώνεται στην επαφή του συλλέκτη (ισχύς συλλέκτη) και  $V_{CE}$  η τάση συλλέκτη - εκπομπού.

Για το συγκεκριμένο τρανζίστορ TIP29 o κατασκευαστής δίνει  $P_T = 2 \text{ W}$ .

Με τη βοήθεια της τιμής αυτής, μπορούμε, αφού διαλέξομε αυθαίρετες τιμές είτε για το  $I_C$  είτε για το  $V_{CE}$  και προσδιορίσομε το άλλο μέγεθος από τη σχέση (3.4.1) και να χαράξομε την **ισοσκελή υπερβολή** του σχήματος 3.4a.

Όταν η ισχύς που καταναλώνεται από την επαφή της βάσεως ληφθεί υπόψη, τότε η σχέση (3.4.1) παίρνει την πιο κάτω ακριβέστερη μορφή:

$$P_T = I_E V_{BE} + I_C V_{CB} \quad (3.4.2)$$

αλλά,  $I_E = I_C + I_B \quad (3.4.3)$

και  $P_T = (I_C + I_B) V_{BE} + I_C V_{CB}$   
 $= I_C (V_{BE} + V_{CB}) + I_B V_{BE} \quad (3.4.4)$

Επίσης ισχύει ότι:

$$V_{CE} = V_{BE} + V_{CB} \quad (3.4.5)$$

Αντικαθιστούμε τη σχέση (3.4.5) στην (3.4.4) και έχομε:

$$P_T = I_C V_{CE} + I_B V_{BE} \quad (3.4.6)$$

Η σχέση (3.4.6) μας εκφράζει την ολική ισχύ που καταναλώνεται μέσα σε ένα τρανζίστορ σαν συνάρτηση των μεγεθών:

$I_C$  — Ρεύμα συλλέκτη.

$V_{CE}$  — Τάση συλλέκτη - εκπομπού.

$I_B$  — Ρεύμα βάσεως.

$V_{BE}$  — Τάση βάσεως - εκπομπού.

### Απορροφητής θερμότητας.

Η θερμότητα που αναπτύσσεται στις ενώσεις συλλέκτη και βάσεως στο τρανζίστορ μεταφέρεται στο μεταλλικό περίβλημα του τρανζίστορ και μετά διά απαγωγής και ακτινοβολίας διασκορπίζεται στο περιβάλλον.

Όταν η ισχύς που καταναλώνεται στο συλλέκτη υπερβεί κάποιο όριο, η επιφάνεια του τρανζίστορ δεν επαρκεί για να αποβάλλει στο περιβάλλον τη θερμότητα που αναπτύσσεται κρατώντας τη θερμοκρασία της ενώσεως συλλέκτη μέσα στα επιτρεπτά όρια. Είναι τότε ανάγκη να χρησιμοποιήσουμε έναν απορροφητή θερμότητας.

Ο απορροφητής θερμότητας είναι ένα μεταλλικό σώμα με μικρή θερμική αντίσταση σε σχήμα κατάλληλα μελετημένο. Ο απορροφητής αυτός τοποθετείται σε θερμική επαφή με το τρανζίστορ και έτσι βιοηθά στην απαγωγή και την ακτινοβολία της θερμότητας στο περιβάλλον.

Κάθε απορροφητής θερμότητας χαρακτηρίζεται επίσης και από τη θερμική αντίσταση μεταξύ της επιφάνειάς του και του περιβάλλοντος.

Στην πράξη καταβάλλεται προσπάθεια, ώστε η θερμική επαφή μεταξύ της επιφάνειας του τρανζίστορ και του απορροφητή θερμότητας να είναι τέλεια. Συνεπώς, στην επαφή αυτή παρουσιάζεται μικρή πτώση (μεταβολή) θερμοκρασίας.

Για το λόγο αυτό, μεταξύ της βάσεως στηρίζεως του τρανζίστορ και του απορροφητή παρεμβάλλεται ένα ειδικό γράσο σιλικόνης. Το γράσο αυτό γεμίζει τα διάκενα αέρα και έτσι εξασφαλίζεται βελτιωμένη θερμική επαφή μεταξύ τους.

Υλικά όμως που έχουν καλή θερμική αγωγιμότητα, έχουν επίσης και καλή ηλεκτρική αγωγιμότητα. Το γεγονός αυτό δημιουργεί πρακτικές δυσκολίες, όταν χρειάζεται ηλεκτρική μόνωση του συλλέκτη. Στα τρανζίστορ ισχύος η θήκη του τρανζίστορ αποτελεί και το συλλέκτη, οπότε το μεταξύ τους μονωτικό, που συνήθως είναι μίκα, πρέπει να είναι όσο το δυνατόν λεπτότερο.

### **Θερμική αντίσταση K.**

Ο κατασκευαστής του τρανζίστορ δίνει επίσης την περιοχή θερμοκρασίας, στην οποία μπορεί να λειτουργήσει η επαφή του συλλέκτη. Για το τρανζίστορ TIP29 η περιοχή θερμοκρασίας κυμαίνεται μεταξύ  $-65^{\circ}\text{C}$  και  $150^{\circ}\text{C}$ . Στις περισσότερες φορές μας ενδιαφέρει η μέγιστη θερμοκρασία της επαφής συλλέκτη.

Για τα τρανζίστορ πυριτίου η μέγιστη θερμοκρασία αντοχής της επαφής του συλλέκτη είναι γύρω στους  $150^{\circ}\text{C}$ , ενώ για τα τρανζίστορ γερμανίου γύρω στους  $75^{\circ}\text{C}$ .

Η μέγιστη αυτή θερμοκρασία καθορίζει γενικά και την αντοχή του υλικού του τρανζίστορ, γι' αυτό σε καμιά περίπτωση δεν θα πρέπει να την υπερβαίνουμε.

Η θερμοκρασία αυτή καθορίζει και τη μέγιστη ισχύ που καταναλίσκεται από το τρανζίστορ χωρίς να υπάρχει κίνδυνος καταστροφής του.

Η μέγιστη θερμοκρασία  $T_j$  της επαφής (junction) του συλλέκτη συνδέεται με την ολική καταναλισκόμενη ισχύ  $P_T$ , με την εξής σχέση:

$$P_T \simeq P_C = \frac{T_j - T_a}{K} \quad (3.4.7)$$

όπου:  $T_a$  η θερμοκρασία του περιβάλλοντος αέρα και  $K$  η θερμική αντίσταση.

Η θερμική αντίσταση  $K$  εκφράζει την άνοδο της θερμοκρασίας της επαφής του συλλέκτη πάνω από τη θερμοκρασία του περιβάλλοντος για κάθε μονάδα ισχύος.

Η θερμική αντίσταση  $K$  μετρείται σε  $^{\circ}\text{C/W}$ , ενώ οι θερμοκρασίες  $T_j$  και  $T_a$  σε βαθμούς  $^{\circ}\text{C}$ .

Συνήθως σαν θερμοκρασία περιβάλλοντος (δωματίου) θεωρούμε τους  $25^{\circ}\text{C}$ , δηλαδή  $T_a = 25^{\circ}\text{C}$ .

**Η θερμική αντίσταση  $K$  αποτελεί ένα χαρακτηριστικό μέγεθος του τρανζίστορ.**

Για το τρανζίστορ TIP29, εφόσον η μέγιστη επιπρεπή ισχύς που καταναλίσκε-

ται μέσα στο τρανζίστορ, χωρίς απορροφητή, είναι  $P_T = 2 \text{ W}$ , η τιμή της θερμικής αντιστάσεως θα είναι:

$$K = \frac{150 - 25}{2} = 62,5 \frac{\text{°C}}{\text{W}} \quad (3.4.8)$$

Η τιμή αυτή φανερώνει, ότι για κάθε ( $\text{W}$ ) που απορροφά το τρανζίστορ, η θερμοκρασία της επαφής συλλέκτη ανεβαίνει κατά  $62,5 \text{ °C}$  πάνω από τη θερμοκρασία περιβάλλοντος.

Συνεπώς, αν το τρανζίστορ απορροφήσει 1  $\text{W}$ , τότε η επαφή συλλέκτη θα έχει θερμοκρασία:  $62,5 + 25 = 87,5 \text{ °C}$ .

#### **Ανάλυση της θερμικής αντιστάσεως $K$ στις συνιστώσεις της.**

Για κάθε τρανζίστορ ισχύος, το  $K$  πρέπει να θεωρείται ως η **ολική θερμική αντίσταση** και αποτελείται από τρεις συνιστώτες.

α) Τη θερμική αντίσταση της επαφής συλλέκτη και της μεταλλικής βάσεως του τρανζίστορ ( $K_m$ ).

β) Τη θερμική αντίσταση μεταξύ της βάσεως του τρανζίστορ και του απορροφητή θερμότητας – θερμική αντίσταση επαφής και, σε περίπτωση ηλεκτρικής μονώσεως, θερμική αντίσταση του μονωτικού μίκα ( $K_i$ ).

γ) Τη θερμική αντίσταση μεταξύ του απορροφητή θερμότητας και του περιβάλλοντος ( $K_h$ ).

Συνεπώς:

$$K = K_m + K_i + K_h \quad (3.4.9)$$

Η θερμική αντίσταση  $K_m$  εξαρτάται από την κατασκευή του τρανζίστορ και συνεπώς **αποτελεί χαρακτηριστικό μέγεθος του**. Οι κατασκευαστές των τρανζίστορ φροντίζουν, ώστε το  $K_m$  να έχει χαμηλή τιμή.

Η θερμική αντίσταση  $K_i$  εξαρτάται από την ηλεκτρική μόνωση που παρεμβάλλεται μεταξύ του τρανζίστορ και της μεταλλικής βάσεως, καθώς και από την ποιότητα της θερμικής επαφής.

Η θερμική αντίσταση  $K_h$  εξαρτάται από τη μεταλλική βάση, η οποία είναι και ο κύριος απορροφητής θερμότητας.

Συνεπώς το  $K_h$  εξαρτάται από το μέγεθος, τη θέση και το υλικό της μεταλλικής βάσεως.

Οι δύο πρώτες θερμικές αντιστάσεις  $K_m$  και  $K_i$  δίνονται συνήθως στα βιβλία περιγραφής των τρανζίστορ. Η θερμική αντίσταση  $K_h$  υπολογίζεται, αφού πρώτα υπολογίσομε την ολική θερμική αντίσταση  $K$  από τη σχέση (3.4.7).

Επειδή το  $K$  εξαρτάται από την ολική ισχύ  $P_T$ , που καταναλίσκει το τρανζίστορ, έπειτα ότι και το  $K_h$  εξαρτάται επίσης από την ολική ισχύ.

Για πληρέστερη κατανόηση παραθέτομε τον Πίνακα 3.4.1 με τιμές των θερμικών αντιστάσεων για τα τρανζίστορ TIP29 και OC22.

#### **Άσκηση.**

Να συμπληρωθεί ο Πίνακας 3.4.1 για το τρανζίστορ OC22.

**ΠΙΝΑΚΑΣ 3.4.1.**  
**Θερμικές αντιστάσεις των τρανζίστορ TIP29 και OC22**

Τύπος τρανζίστορ	$P_T \rightarrow W$	$K \rightarrow \frac{^{\circ}C}{W}$	$K_m \rightarrow \frac{^{\circ}C}{W}$	$K_i \rightarrow \frac{^{\circ}C}{W}$	$K_h \rightarrow \frac{^{\circ}C}{W}$	$T_a \rightarrow ^{\circ}C$	$T_j \rightarrow ^{\circ}C$
TIP29	2	62,5	4,17	1	57,33	25	150
	10	12,5	4,17	1	7,3		
OC22	4	...	3	0,5	...	25	90
	6	...	3	0,5	...		

Με όσα μέχρι τώρα μελετήσαμε, μπορούμε να υπολογίσουμε τις θερμοκρασίες της μονωτικής βάσεως  $T_C$  και της μεταλλικής βάσεως (απορροφητή)  $T_S$  ενός τρανζίστορ. Οι θερμοκρασίες μετρούνται σε βαθμούς Κελσίου ( $^{\circ}C$ ). Για το λόγο αυτό σχεδιάζομε το θερμικό κύκλωμα των τρανζίστορ-απορροφητή. Το θερμικό αυτό κύκλωμα είναι το ανάλογο ενός ηλεκτρικού κυκλώματος όπου όμως αντί για ηλεκτρικές, έχουμε θερμικές αντιστάσεις και, αντί για γεννήτρια, την ισχύ  $P_T$ .

Για καλύτερη κατανόηση παραθέτουμε το πιο κάτω παράδειγμα.

### Παράδειγμα 3.

Για το τρανζίστορ OC22 δίνονται:  $P_T = 4 W$ ,  $T_j = 90^{\circ}C$  και  $T_a = 45^{\circ}C$ .

Να υπολογισθούν: α) Οι θερμικές αντιστάσεις  $K$ ,  $K_h$  και β) οι θερμοκρασίες της μονωτικής βάσεως  $T_C$  και του απορροφητή  $T_S$ .

### Λύση.

$$\text{a)} \quad K = \frac{90 - 45}{4} = 11,25 \frac{^{\circ}C}{W}$$

Από τον Πίνακα 3.4.1 παίρνομε τις τιμές των  $K_m$ ,  $K_i$ . Άρα:

$$K_h = K - K_m - K_i = 11,25 - 3 - 0,5 = 7,75 \frac{^{\circ}C}{W}$$

β) Για να βρούμε τις θερμοκρασίες  $T_C$  και  $T_S$  σχεδιάζομε το θερμικό κύκλωμα (σχ. 3.4β).

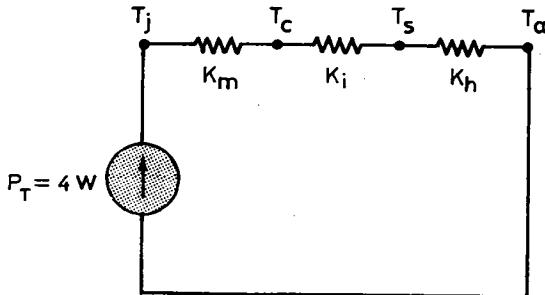
Η θερμοκρασία της μονωτικής βάσεως  $T_C$  του τρανζίστορ είναι:

$$T_j - T_C = K_m P_T$$

ή

$$T_C = T_j - K_m P_T = 90 - 3 \times 4 = 78^{\circ}C$$

Η θερμοκρασία του απορροφητή  $T_S$  είναι:



**Σχ. 3.4β.**  
Θερμικό κύκλωμα τρανζίστορ - απορροφητή.

$$T_c - T_s = K_i P_T$$

ή επίσης,

$$T_j - T_s = (K_m + K_i) P_T$$

$$T_s = T_j - (K_m + K_i) P_T = 90 - (3 + 0,5) 4 = 76 \text{ } ^\circ\text{C}$$

### 3.5 Υπολογισμός αρμονικών παραμορφώσεων.

Από τη μελέτη μας στην παράγραφο 3.2, σχετικά με τη γραφική μέθοδο ευρέσεως της κυματομορφής εξόδου, διαπιστώσαμε, ότι η κυματομορφή εξόδου δεν έχει την ίδια ακριβώς μορφή με την κυματομορφή εισόδου. Συνεπώς η κυματομορφή εξόδου έχει υποστεί παραμόρφωση. Αν η καμπύλη μεταφοράς ήταν ευθεία γραμμή, τότε δεν θα είχε υποστεί παραμόρφωση η κυματομορφή εισόδου.

Η μη γραμμική παράσταση λοιπόν ή, δύναται επίσης λέγεται, η μη γραμμική λειτουργία του κυκλώματος εισάγει την παραμόρφωση.

Η κυματομορφή εξόδου, δηλαδή το ρεύμα συλλέκτη  $I_C$ , μπορεί να παρασταθεί σαν άθροισμα μερικών όρων, που περιέχουν συνημιτονοειδείς συναρτήσεις της γωνιακής συχνότητας. Επειδή όμως οι συνημιτονοειδείς και ημιτονοειδείς συναρτήσεις ονομάζονται **αρμονικές συναρτήσεις**, γι' αυτό και η παραμόρφωση αυτή ονομάζεται **αρμονική παραμόρφωση** (harmonic distortion).

Συνεπώς, το ρεύμα συλλέκτη μπορεί να γραφεί σαν άθροισμα συνημιτονοειδών όρων:

$$I_C = M_0 + M_1 \sin(\omega t) + M_2 \sin(2\omega t) + M_3 \sin(3\omega t) + M_4 \sin(4\omega t) \quad (3.5.1)$$

όπου:  $\omega$  η γωνιακή συχνότητα της κυματομορφής. Η συχνότητα αυτή ονομάζεται και **θεμελιώδης συχνότητα**.

Το  $M_1$  παριστάνει το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της κυματομορφής εξόδου.

Τα  $M_2$ ,  $M_3$  και  $M_4$  παριστάνουν τα πλάτη των συνιστωσών της δεύτερης, τρίτης και τέταρτης αρμονικής της κυματομορφής εξόδου.

Οι συνιστώσες  $M_1, \dots, M_4$  μπορούν να υπολογισθούν γραφικά με χρήση των πιο κάτω σχέσεων και του σχήματος 3.2δ:

$$\begin{aligned} M_0 &= \frac{1}{6} (I_M + I_m) + \frac{1}{3} (I_1 + I_2) - I_Q \\ M_1 &= \frac{1}{3} (I_M - I_m) + \frac{1}{3} (I_1 - I_2) \\ M_2 &= \frac{1}{4} (I_M + I_m) - \frac{1}{2} I_Q \\ M_3 &= \frac{1}{6} (I_M - I_m) - \frac{1}{3} (I_1 - I_2) \\ M_4 &= \frac{1}{12} (I_M - I_m) - \frac{1}{3} (I_1 + I_2) + \frac{1}{2} I_Q \end{aligned} \quad (3.5.2)$$

Τα πιο πάνω μεγέθη συμβολίζουν:

$I_Q$  – Το ρεύμα συλλέκτη χωρίς σήμα εισόδου – σημείο A στο σχήμα 3.2δ.

$I_M$  – Το ρεύμα κορυφής του συλλέκτη – σημείο C.

$I_m$  – Το ελάχιστο ρεύμα του συλλέκτη – σημείο G.

$I_1$  – Το ρεύμα συλλέκτη που αντιστοιχεί στο μισό της κορυφής του σήματος εισόδου – σημείο B.

$I_2$  – Το ρεύμα συλλέκτη, που αντιστοιχεί στο μισό του ελάχιστου του σήματος εισόδου – σημείο F.

Αφού λοιπόν αντικαταστήσομε τις τιμές των ρευμάτων, που τις παίρνομε από το σχήμα 3.2δ, στις σχέσεις (3.5.2), μπορούμε, να υπολογίσομε τις συνιστώσες του πλάτους του ρεύματος συλλέκτη. Με γνωστές τις τιμές των  $M_1, \dots, M_4$ , βρίσκομε στη συνέχεια τα εκατοστιαία ποσοστά των αρμονικών παραμορφώσεων, που ορίζονται ως εξής:

$$\begin{aligned} D_2 &\simeq \left| \frac{M_2}{M_1} \right| \times 100\% \\ D_3 &\simeq \left| \frac{M_3}{M_1} \right| \times 100\% \\ D_4 &\simeq \left| \frac{M_4}{M_1} \right| \times 100\% \end{aligned} \quad (3.5.3)$$

Τα  $D_2, D_3, D_4$  εκφράζουν τα εκατοστιαία ποσοστά των αρμονικών παραμορφώσεων, δεξιής, τρίτης και τέταρτης τάξεως αντίστοιχα.

Η ολική αρμονική παραμόρφωση  $D_T$  υπολογίζεται από τη σχέση:

$$D_T = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_4^2} \quad (3.5.4)$$

#### Παράδειγμα 4.

Για τον ενισχυτή ισχύος της παραγράφου 3.2, που λειτουργεί σε τάξη A με τροφοδότηση σειράς, να υπολογισθεί η ολική αρμονική παραμόρφωση.

### Λύση.

Από το σχήμα 3.2δ παίρνομε τις τιμές των ρευμάτων συλλέκτη, οι οποίες είναι:

$$I_Q \simeq 0,65 \text{ A (σημείο A)}$$

$$I_M \simeq 0,9 \text{ A (σημείο C)}$$

$$I_m \simeq 0,0 \text{ A (σημείο G)}$$

$$I_1 \simeq 0,8 \text{ A (σημείο B)}$$

$$I_2 \simeq 0,45 \text{ A (σημείο F)}$$

Αντικαθιστούμε τις τιμές αυτές στις σχέσεις (3.5.2).

$$M_0 = \frac{1}{6} (0,9) + \frac{1}{3} (0,8 + 0,45) - 0,65 = -0,083 \text{ A} \simeq -83 \text{ mA}$$

$$M_1 = \frac{1}{3} (0,9) + \frac{1}{3} (0,8 - 0,45) \simeq 0,42 \text{ A}$$

$$M_2 = \frac{1}{4} (0,9) - \frac{1}{2} (0,65) \simeq -0,1 \text{ A}$$

$$M_3 = \frac{1}{6} (0,9) - \frac{1}{3} (0,8 - 0,45) \simeq 0,03 \text{ A} \simeq 30 \text{ mA}$$

$$M_4 = \frac{1}{12} (0,9) - \frac{1}{3} (0,8 + 0,45) + \frac{1}{2} (0,65) \simeq -0,017 \text{ A} \simeq -17 \text{ mA}$$

Τα εκατοστιαία ποσοστά των αρμονικών παραμορφώσεων είναι:

$$D_2 = \frac{0,1}{0,42} \times 100\% \simeq 24\%$$

$$D_3 = \frac{0,03}{0,42} \times 100\% \simeq 7\%$$

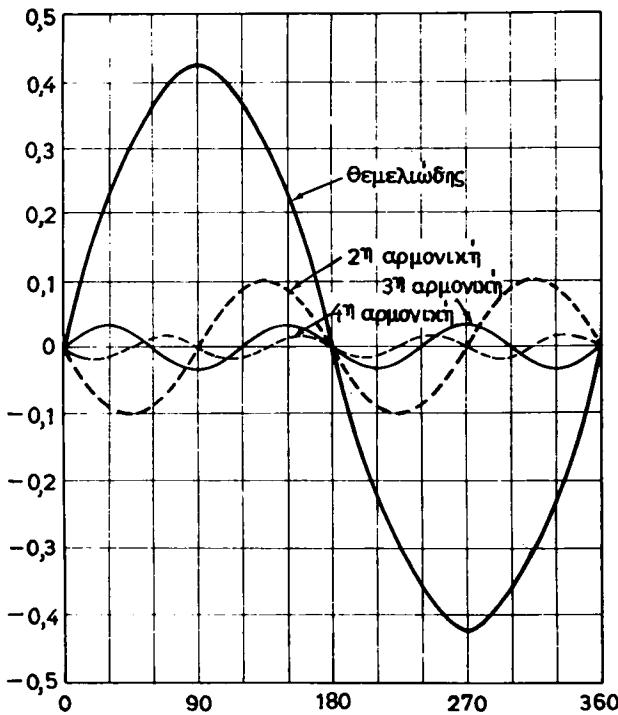
$$D_4 = \frac{0,017}{0,42} \times 100\% \simeq 4\%$$

Συνεπώς, η ολική αρμονική παραμόρφωση είναι:

$$D_T = \sqrt{(24)^2 + (7)^2 + (4)^2} \simeq 25\%$$

Παρατηρούμε, ότι η ολική αρμονική παραμόρφωση είναι αρκετά μεγάλη στη συγκεκριμένη περίπτωση. Σημαντικό μέρος της ολικής παραμορφώσεως προέρχεται από την παραμόρφωση που υπεισάγει η δεύτερη αρμονική  $D_2$ . Η πιο πάνω ανάλυση μπορεί να παρασταθεί και γραφικά. Έτσι λοιπόν στο σχήμα 3.5 σχεδιάζομε τις αρμονικές του ρεύματος συλλέκτη. Με άλλα λόγια, σχεδιάζομε τους όρους της εξισώσεως (3.5.1), γνωρίζοντας τις τιμές των  $M_1, \dots, M_4$ , τις οποίες μόλις υπολογίσαμε. **To δύροισμα δίλων των αρμονικών μαζί με τη θεμελιώδη θα μας δώσει την κυματομορφή εξόδου του σχήματος 3.2δ.**

Πιο συγκεκριμένα θα πάρομε το σχήμα (μορφή) της κυματομορφής του σχήματος 3.2δ. Για να ταυτίζονται οι δύο αυτές κυματομορφές, δηλαδή για να έχομε το  $I_C$  της σχέσεως (3.5.1), πρέπει να προσθέσουμε και το σταθερό όρο  $M_0$ .



**Σχ. 3.5.**  
Αρμονικές του ρεύματος συλλέκτη.

Συμπεραίνομε λοιπόν ότι, για να βρούμε στην πράξη την αρμονική παραμόρφωση, μπορούμε να παρατηρήσουμε σε παλμογράφο το πραγματικό σχήμα της κυματομορφής εξόδου και να εφαρμόσουμε τη γραφική ανάλυση που μόλις μελετήσαμε. Μπορούμε επίσης να βρούμε την αρμονική παραμόρφωση, χρησιμοποιώντας ένα δργανό, που ονομάζεται **αναλυτής κυματομορφών ή αναλυτής παραμορφώσεων**.

### 3.6 Ενισχυτές ισχύος σε τάξη Α με μετασχηματιστή.

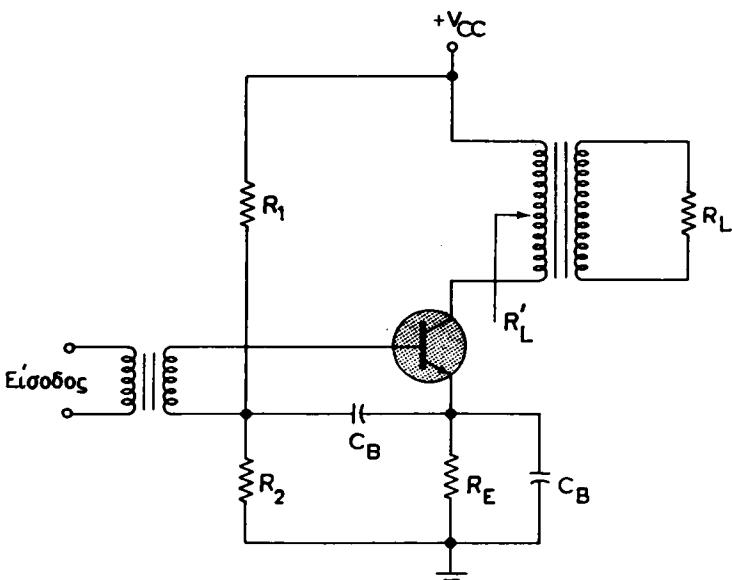
Όπως μάθαμε ως τώρα με τη μελέτη των ενισχυτών ισχύος που λειτουργούν σε τάξη Α με τροφοδότηση σειράς, η απόδοση ισχύος είναι μικρή, ενώ από το άλλο μέρος, η παραμόρφωση είναι μεγάλη.

Για να βελτιώσουμε την απόδοση, αλλά και να περιορίσουμε τη παραμόρφωση, χρησιμοποιούμε στην πράξη πιο βελτιωμένα συστήματα ενισχυτών.

Ένα τέτοιο βελτιωμένο σύστημα ενισχυτή ισχύος χρησιμοποιεί μετασχηματιστή στη στην έξοδο. Ο ενισχυτής με μετασχηματιστή λειτουργεί σε τάξη Α και φαίνεται στο σχήμα 3.6a.

Η ανάλυση του κυκλώματος αυτού είναι ανάλογη με τον ενισχυτή ισχύος με τροφοδότηση σειράς. Υπάρχουν όμως δύο βασικές διαφορές. Η μία διαφορά είναι, ότι η ευθεία φόρτου στο συνεχές του ενισχυτή με μετασχηματιστή έχει κλίση

ίση με:  $\frac{1}{R_E + R}$ , όπου η  $R$  παριστάνει την ενεργό τιμή της αντιστάσεως του



Σχ. 3.6α.  
Ενισχυτής με μετασχηματιστή σε τάξη Α.

πρωτεύοντος του μετασχηματιστή εισόδου. Η δίλη διαφορά συνίσταται στο ότι η ευθεία φόρτου στο εναλλασσόμενο δεν ταυτίζεται με την προηγούμενη ευθεία φόρτου. Η κλίση της ευθείας φόρτου στο εναλλασσόμενο ισούται με  $-\frac{1}{R'_L}$ .

Όπου:

$$R'_L = \frac{1}{n^2} R_L \quad (3.6.1)$$

και

$$n = \frac{N_2}{N_1} \text{ (λόγος μετασχηματισμού)} \quad (3.6.2)$$

όπου:  $N_1$ , ο αριθμός σπειρών του πρωτεύοντος του μετασχηματιστή εξόδου και  $N_2$ , ο αριθμός σπειρών του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή εξόδου.

Θα μπορούσαμε να πούμε ότι η  $R'_L$  είναι η αντίσταση φορτίου που «βλέπει» το πρωτεύον του μετασχηματιστή εξόδου.

Η σχέση (3.6.1) με βάση την (3.6.2) γράφεται:

$$R'_L = \frac{N_1^2}{N_2^2} R_L \quad (3.6.3)$$

ή

$$N_2^2 R'_L = N_1^2 R_L \quad (3.6.4)$$

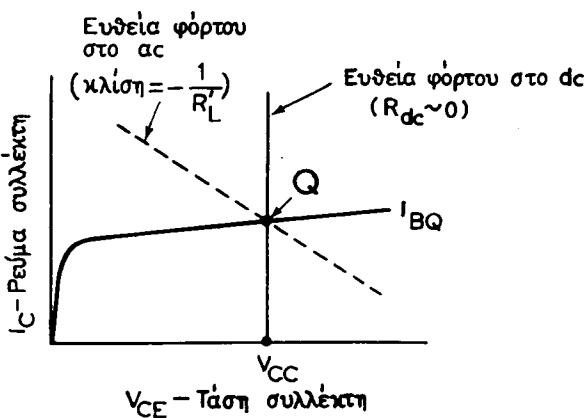
Ο μετασχηματιστής λοιπόν, όπως βλέπομε από την τελευταία σχέση, χρησιμοποιείται σαν **προσαρμογέας επαγγειακής συζεύξεως**. Συνεπώς, **προσαρμόζει το πραγματικό φορτίο  $R_L$  με την έξοδο του τρανζίστορ**. Το πραγματικό φορτίο  $R_L$  έχει συνήθως τιμές μεταξύ  $4 \Omega$  και  $8 \Omega$ , π.χ. όταν το  $R_L$  είναι το ηχείο ενός μεγαφώνου.

Όταν συνδέσομε το μετασχηματιστή στην έξοδο, μπορούμε να αυξήσουμε το φορτίο του τρανζίστορ σε αρκετές εκατοντάδες ή και μερικές χιλιάδες ωμ. Αυτό το επιτυγχάνομε με την κατάλληλη εκλογή του λόγου μετασχηματισμού από τη σχέση (3.6.2).

Η προσαρμογή είναι απαραίτητη καθόσον δεν έχομε ανάκλαση ενέργειας προς τα πίσω και, συνεπώς, έχομε τη μέγιστη δυνατή μεταφορά ισχύος στην έξοδο.

Το σημείο λειτουργίας  $Q$  βρίσκεται, αφού χαράξουμε την ευθεία φόρτου στο συνεχές (dc). Η ευθεία φόρτου στο εναλλασσόμενο (ac) σχεδιάζεται, ώστε να περνά από το σημείο λειτουργίας  $Q$  και να έχει κλίση  $-\frac{1}{R_L}$ .

Η χάραξη των ευθειών φόρτου στο dc και ac, καθώς και ο προσδιορισμός του σημείου λειτουργίας  $Q$  φαίνεται στο σχήμα 3.6β.



Σχ. 3.6β.

Ευθείες φόρτου στο εναλλασσόμενο (ac) και συνεχές (dc) του ενισχυτή ισχύος με μετασχηματιστή σε τάξη A.

Στο εξής μπορούμε να εφαρμόσουμε τη γραφική ανάλυση που μόλις μελετήσαμε. Όταν όμως αναφερόμαστε σε ενισχυτή ισχύος με μετασχηματιστή, **Θα πρέπει να καταφεύγομε στην ευθεία φόρτου του εναλλασσόμενου** και όχι του συνεχούς, καθόσον ο μετασχηματιστής δεν έχει έννοια στο συνεχές.

Στη συνέχεια μελετούμε τις βασικές διαφορές των ενισχυτών ισχύος τάξεως A, με τροφοδότηση σειράς και με μετασχηματιστή.

Οι ενισχυτές με μετασχηματιστή υπεισάγουν μικρότερη παραμόρφωση στη κυματομορφή εξόδου. Η ιδανική απόδοση στην ισχύ εξόδου ανέρχεται στο 50%. Το ποσοστό αυτό αποδόσεως είναι διπλάσιο, συγκριτικά με τους ενισχυτές ισχύος με τροφοδότηση σειράς, στους οποίους η απόδοση ανέρχεται μόλις στο 25%.

### Απίες των παραμορφώσεων – Γενικές αρχές.

Με όσα μέχρι τώρα μελετήσαμε, μπορούμε να συνοψίσουμε, ότι οι βασικές πηγές (αιτίες) των παραμορφώσεων ενός ενισχυτή σε τάξη Α είναι:

α) Η άνιση απόσταση μεταξύ των σταθερών - ρεύματος των χαρακτηριστικών καμπύλων ενός τρανζίστορ κατά μήκος της ευθείας φόρτου. Σαν παράδειγμα αναφέρομε τις χαρακτηριστικές του τρανζίστορ TIP29 στο σχήμα 3.2β.

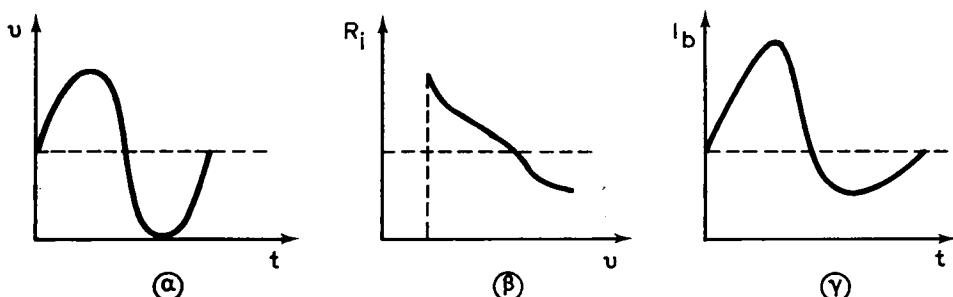
β) Η μη γραμμικότητα της αντιστάσεως εισόδου του ενισχυτή. Με τον όρο «μη γραμμικότητα» εννοούμε ότι η αντίσταση εισόδου μεταβάλλεται, όταν το ρεύμα εισόδου, (ή η τάση), μεταβάλλεται.

γ) Άλλη αιτία παραμορφώσεων οφείλεται στο γεγονός της μετακινήσεως του σημείου λειτουργίας, είτε προς το σημείο κορεσμού, είτε προς το σημείο αποκοπής. Η μετακίνηση αυτή συμβαίνει, ή γιατί κάποιο μεγάλο σήμα πέρασε, ή γιατί το σημείο πολώσεως μεταβλήθηκε, λόγω μεταβολής της θερμοκρασίας του τρανζίστορ.

Τα τρανζίστορ με κοινό - εκπομπό εισάγουν μεγάλη παραμόρφωση, επειδή οι χαρακτηριστικές τους απέχουν άνισα μεταξύ τους. Τα τρανζίστορ με κοινή - βάση εισάγουν μικρότερη παραμόρφωση, γιατί οι χαρακτηριστικές τους απέχουν σε ίση μεταξύ τους απόσταση. Παρά το γεγονός αυτό, στα κυκλώματα ενισχυτών ισχύος προτιμάμε τη συνδεσμολογία του τρανζίστορ με κοινό - εκπομπό. Ο λόγος είναι ότι, σε κυκλώματα κοινού - εκπομπού, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε ανατροφοδότηση (feedback) και έτσι να πειροίσουμε την παραμόρφωση.

Η μη γραμμικότητα της αντιστάσεως εισόδου επιφέρει παραμόρφωση στο σήμα εισόδου, το οποίο στη συνέχεια πρόκειται να ενισχυθεί.

Μια τέτοια μεταβολή της αντιστάσεως εισόδου, σαν συνάρτηση της τάσεως του σήματος, παριστάνει το σχήμα 3.6γ. Στο σχήμα αυτό βλέπουμε την παραμόρφωση που παθαίνει το σήμα εισόδου.



Σχ. 3.6γ.

Μεταβολή της αντιστάσεως εισόδου σαν συνάρτηση της τάσεως του σήματος: α) Τάση εισόδου σαν συνάρτηση του χρόνου (μη παραμορφωμένο σήμα). β) Μεταβολή της αντιστάσεως εισόδου με την τάση εισόδου. γ) Παραμορφωμένο ρεύμα εισόδου.

Όπως φαίνεται στο σχήμα 3.6γ, η αντίσταση εισόδου ελαττώνεται, όταν μεγαλώνει η τάση του σήματος. Σαν αποτέλεσμα αυτού έχουμε το ότι το ρεύμα της βάσεως, δηλαδή το ρεύμα εισόδου (μετά την αντίσταση εισόδου), υφίσταται παραμόρφωση. Η παραμόρφωση αυτή δημιουργεί μεγαλύτερη κορυφή στην πρώτη η-

μιπερίοδο και διαπλάτυνση στο κάτω μέρος της δεύτερης ημιπεριόδου [σχ. 3.6γ (γ)].

Τέτοια περίπου θα ήταν η μορφή του ρεύματος της βάσεως του τρανζίστορ, όταν στην είσοδο εφαρμόζαμε μια σταθερή τάση εναλλασσόμενου σήματος, με πηγή πολύ χαμηλής εσωτερικής αντιστάσεως (κύκλωμα τρανζίστορ κοινού - εκπομπού).

Αν τη βαθμίδα τροφοδοτούσε μία πηγή μεγάλης εσωτερικής αντιστάσεως, θα εμφανιζόταν σαν πηγή σταθερού ρεύματος στο τρανζίστορ και τότε η παραμόρφωση εισόδου θα ήταν αμελητέα. Στην περίπτωση αυτή θα έπρεπε να μας απασχολήσει μόνο η παραμόρφωση εξόδου.

Η παραμόρφωση εξόδου προκαλείται από το πύκνωμα των καμπύλων  $I_B =$  σταθερό, για μεγάλες τιμές του  $I_C$ . Αυτό παρατηρείται στις περισσότερες χαρακτηριστικές του συλλέκτη σε διάφορα τρανζίστορ. Στην περίπτωση αυτή έχουμε το αντίθετο φαινόμενο, από απόψεως παραμορφώσεως, από εκείνο που παριστάνει το σχήμα 3.6γ(γ). Δηλαδή στην πρώτη ημιπεριόδο το ρεύμα υφίσταται διαπλάτυνση σχετικά με το ρεύμα που αντιστοιχεί στη δεύτερη ημιπεριόδο.

Συμπεραίνομε λοιπόν, ότι η παραμόρφωση εξόδου είναι αντίθετη της παραμορφώσεως εισόδου, για την περίπτωση στην οποία αναφερόμαστε. Συνεπώς καταλήγομε στο συμπέρασμα ότι, **για κάποια πηγή της εσωτερικής αντιστάσεως της πηγής η συνολική παραμόρφωση εισόδου - εξόδου γίνεται η ελάχιστη δυνατή.**

### 3.7 Ενισχυτής push - pull με μετασχηματιστή.

Στο σχήμα 3.7α απεικονίζεται το κύκλωμα ενός ενισχυτή push - pull με μετασχηματιστή.

Για να μελετήσουμε τον τρόπο λειτουργίας του κυκλώματος αυτού, υποθέτομε ότι εφαρμόζουμε ένα ημιτονοειδές σήμα στην είσοδο του μετασχηματιστή εισόδου. Ο μετασχηματιστής εισόδου διαβιβάζει το σήμα και στα δύο τρανζίστορ. Τα σήματα δύμας αυτά, που εφαρμόζονται στις βάσεις των τρανζίστορ, **εμφανίζουν μεταξύ τους διαφορά φάσεως 180°**.

Ας υποθέσουμε ότι τα τρανζίστορ είναι πολωμένα και λειτουργούν σε τάξη B. Θεωρούμε δηλαδή ότι έχει αφαιρεθεί η  $R_1$ , ενώ η  $R_2$  έχει βραχυκυκλωθεί.

Όταν η βάση του τρανζίστορ  $Q_1$  αρχίζει να γίνεται θετική, τότε το τρανζίστορ αιυτό άγει και συνεπώς ενισχύει το σήμα εισόδου.

Στον ίδιο χρόνο, η βάση του τρανζίστορ  $Q_2$  αρχίζει να γίνεται αρνητική και επομένως το τρανζίστορ αυτό δεν άγει - θεωρείται σαν να έχει αποκοπεί.

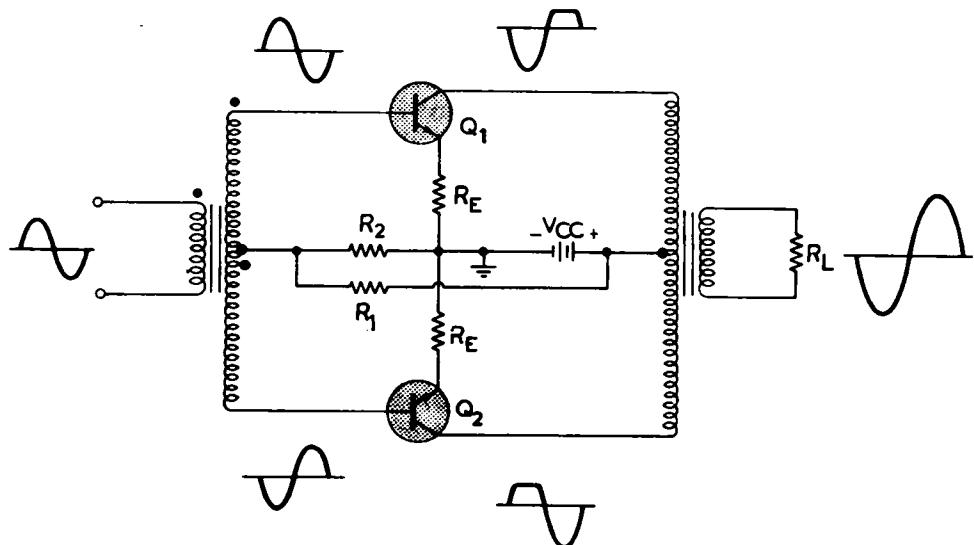
Συνεπώς, στο πρώτο μισό της περιόδου του σήματος, η έξοδος συνίσταται από το ενισχυμένο σήμα του τρανζίστορ  $Q_1$ .

Κατά τη διάρκεια της δεύτερης ημιπεριόδου του σήματος, η βάση της  $Q_1$  αρχίζει να γίνεται αρνητική, ενώ η βάση της  $Q_2$  θετική. Στην περίπτωση αυτή έχουμε ακριβώς το αντίθετο φαινόμενο, δηλαδή η  $Q_1$  έχει αποκοπεί και η  $Q_2$  άγει.

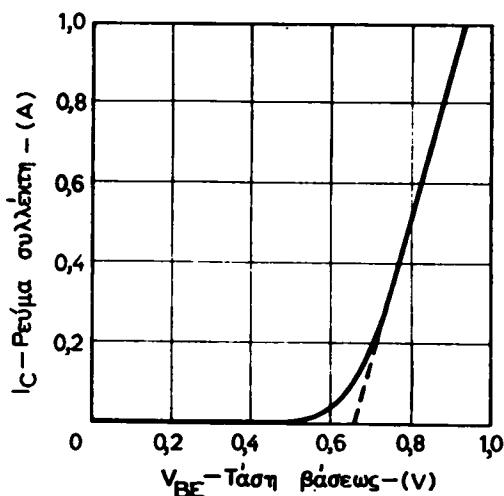
Η έξοδος στο μετασχηματιστή εξόδου και συνεπώς στο φορτίο, αποτελείται από το άθροισμα των σημάτων στους δύο συλλέκτες.

Οι κυματομορφές που απεικονίζονται στο σχήμα 3.7α αντιστοιχούν σε τάξη λειτουργίας AB.

Προτού όμως μελετήσουμε τη λειτουργία του push - pull σε τάξη AB, θα εξετά-



**Σχ. 3.7α.**  
Ενισχυτής push - pull με μετασχηματιστή. Κυματομορφές σε τάξη AB.



**Σχ. 3.7β.**  
Χαρακτηριστική καμπύλη μεταφοράς τάσεως - ρεύματος τρανζίστορ.

σομε τα χαρακτηριστικά των τρανζίστορ σε τάξη B. Με τον τρόπο αυτό θα φανεί η ανάγκη λειτουργίας σε τάξη AB.

Ας υποθέσουμε, ότι το σήμα εισόδου προέρχεται από μία πηγή χαμηλής σύνθετης αντιστάσεως. Με αυτό τον τρόπο, μιλούμε σαν να έχομε ένα σήμα τάσεως στην είσοδο.

Θεωρούμε τώρα τη χαρακτηριστική καμπύλη μεταφοράς τάσεως - ρεύματος για

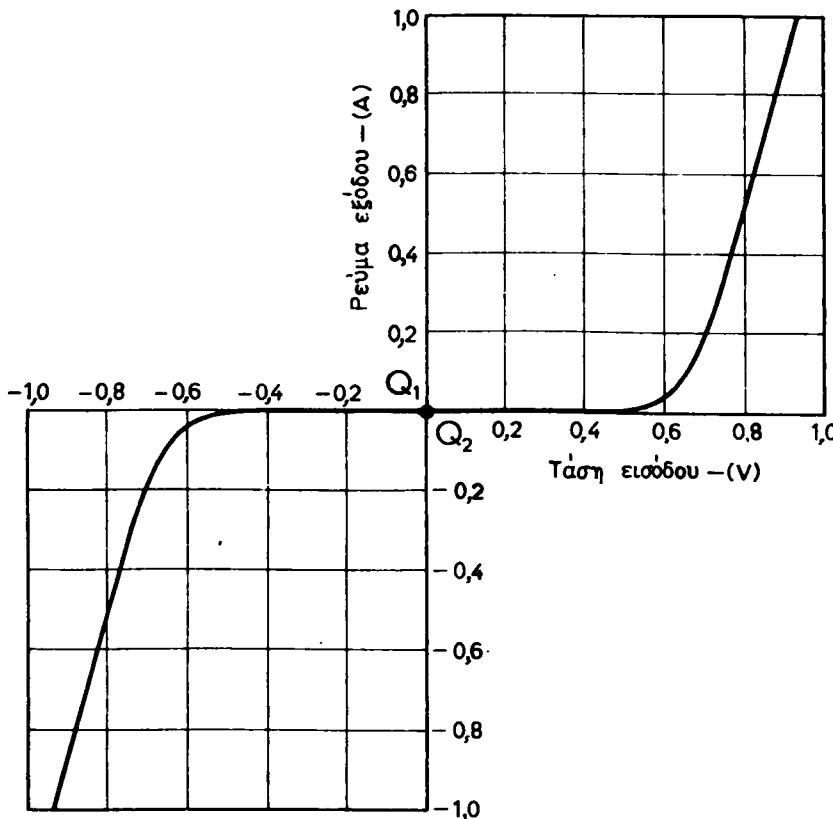
ένα γνωστό τρανζίστορ. Μία τέτοια καμπύλη για κάποιο τρανζίστορ ισχύος φαίνεται στό σχήμα 3.7β.

Υποθέτομε επίσης, ότι και τα δύο τρανζίστορ στο push - pull είναι πανομοιότυπα από απόψεως χαρακτηριστικών καμπυλών και λειτουργίας.

Συνεπώς, αν η πιο πάνω καμπύλη αναφέρεται στο ένα τρανζίστορ, η καθολική τότε καμπύλη μεταφοράς για τα τρανζίστορ του push - pull σαν σύνολο, όταν λειτουργεί σε τάξη Β, θα απεικονίζεται από την καμπύλη μεταφοράς του σχήματος 3.7γ.

Η καθολική αυτή χαρακτηριστική καμπύλη μεταφοράς αποτελεί συνδυασμό δύο επί μέρους καμπυλών μεταφοράς του σχήματος 3.7β.

Θα πρέπει να σημειώσουμε ότι ο οριζόντιος άξονας στο σχήμα 3.7β παριστάνει την τάση βάσεως - εκπομπού  $V_{BE}$  του ενός ή του άλλου τρανζίστορ (εφόσον τα τρανζίστορ είναι όμοια). Στο σχήμα όμως 3.7γ ο οριζόντιος άξονας παριστάνει την τάση εισόδου όλου του κυκλώματος, δηλαδή του ενισχυτή push - pull.



Σχ. 3.7γ.

Καμπύλη μεταφοράς τάσεως - ρεύματος για τον ενισχυτή push - pull σε τάξη Β.

Το θετικό μέρος του κατακόρυφου ημιάξονα στο σχήμα 3.7γ παριστάνει το ρεύμα συλλέκτη του  $Q_1$ , ενώ ο αρνητικός ημιάξονας το ρεύμα συλλέκτη του  $Q_2$ .

Το ρεύμα εξόδου είναι η αλγεβρική διαφορά των δύο ρευμάτων στους συλλέ-

κτες. Στο ρεύμα αυτό εξόδου λαμβάνεται υπόψη και η αναστροφή ρεύματος, που επιφέρει το τρανζίστορ  $Q_2$ . Συνεπώς, ο κατακόρυφος άξονας παριστάνει το ρεύμα εξόδου του ενισχυτή push - pull.

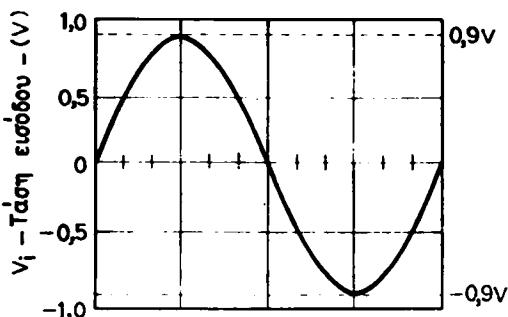
### Πλεονεκτήματα του ενισχυτή push - pull.

Ένα βασικό πλεονέκτημα του ενισχυτή push - pull είναι, ότι οι αρμονικές παραμορφώσεις δεύτερης και τέταρτης τάξεως στα δύο τρανζίστορ  $Q_1$ , και  $Q_2$ , είναι σε φάση και αλληλοαναιρούνται στο μετασχηματιστή εξόδου. Συνεπώς, το ρεύμα εξόδου περιέχει μόνο την αρμονική παραμόρφωση τρίτης τάξεως. Για το λόγο αυτό θα περιμέναμε ο ενισχυτής push - pull να υπεισάγει μικρή παραμόρφωση στο σήμα εισόδου. Όπως όμως θα δείξει το παράδειγμα που ακολουθεί, η παραμόρφωση δεν είναι και τόσο μικρή.

### Παράδειγμα 5.

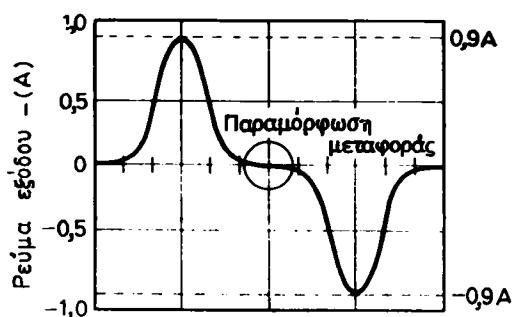
Υποθέσετε ότι ο ενισχυτής ισχύος με μετασχηματιστή push - pull του σχήματος 3.7a λειτουργεί σε τάξη B. Η καμπύλη μεταφοράς τάσεως - ρεύματος φαίνεται στο σχήμα 3.7γ. Την τάση εισόδου αποτελεί ένα ημιτονοειδές σήμα, πλάτους 0,9 V, του οποίου η συνεχής συνιστώσα είναι μηδέν (σχ. 3.7δ).

Να υπολογίσετε (σχεδιάστε) την κυματομορφή εξόδου.



Σχ. 3.7δ.

Ημιτονοειδής τάση εισόδου.



Σχ. 3.7ε.

Κυματομορφή εξόδου του ενισχυτή push - pull.

### Λύση.

Χρησιμοποιούμε τη γραφική μέθοδο, που μελετήσαμε στο παράδειγμα της παραγράφου 3.2: Σχεδιάζομε, δηλαδή την κυματομορφή εισόδου κάτω από την καμπύλη μεταφοράς του push - pull (σχ. 3.7γ). Στη συνέχεια, μέσω της καμπύλης μεταφοράς, προβάλλομε (μεταφέρομε) την κυματομορφή εισόδου, για να πάρομε (πάνω και δεξιά) την κυματομορφή εξόδου.

### Σημείωση.

Η γραφική αυτή διαδικασία αφήνεται σαν άσκηση για τους μαθητές.

Το αποτέλεσμα της γραφικής αυτής διαδικασίας, θα μας δώσει την κυματομορφή εξόδου του σχήματος 3.7ε.

Συγκρίνοντες τις κυματομορφές εισόδου και εξόδου, παρατηρούμε ότι η κυμα-

τομορφή εξόδου δεν έχει το ίδιο σχήμα με την κυματομορφή εισόδου· συνεπώς υπάρχει παραμόρφωση.

Η παραμόρφωση αυτή συνίσταται στη διαπλάτυνση της κυματομορφής εισόδου, η οποία γίνεται στην αρχή και στο τέλος κάθε ημιπεριόδου.

Η παραμόρφωση αυτή ονομάζεται **παραμόρφωση μεταφοράς από το ένα τρανζίστορ στο άλλο (cross - over distortion)**.

Παρατηρούμε λοιπόν ότι, όταν το push - pull λειτουργεί σε τάξη Β, υπάρχει παραμόρφωση. Η παραμόρφωση αυτή μεταφοράς αποτελεί την αρμονική παραμόρφωση τρίτης τάξεως. Οι αρμονικές παραμορφώσεις δεύτερης και τέταρτης τάξεως είναι μικρές.

Για να περιορίσουμε την παραμόρφωση αυτή, λειτουργούμε τα τρανζίστορ σε τάξη ΑΒ, εφαρμόζοντας μικρή πόλωση. Έτσι, η (dc) τάση στα άκρα της  $R_2$  ρυθμίζεται, ώστε να υπερβαίνει την (dc) τάση στα άκρα της  $R_E$ . Ας υποθέσουμε π.χ. ότι η τάση μεταξύ βάσεως - εκπομπού σε κάθε τρανζίστορ ανυψώνεται στα 0,65 V στο σημείο λειτουργίας. Οι συνδυασμένες χαρακτηριστικές μεταφοράς (καθολική καμπύλη μεταφοράς) για τη λειτουργία σε τάξη ΑΒ βρίσκονται, αφού συνδυάσομε τις επί μέρους χαρακτηριστικές στην τάση  $V_{BE}$  στο σημείο λειτουργίας.

### **Σημείωση.**

Η τάση πολώσεως βάσεως - εκπομπού  $V_{BE} = 0,65$  V προκύπτει αν φέρομε την ασύμπτωτη της καμπύλης μεταφοράς του σχήματος 3.7β. Η τομή της ασύμπτωτης ευθείας με τον άξονα  $V_{BE}$  μας προσδιορίζει την τιμή 0,65 V.

Για να βρούμε τώρα την **καμπύλη συνδυασμού** (composite curve) της καθολικής καμπύλης μεταφοράς του push - pull σε τάξη ΑΒ, υπολογίζομε το αλγεβρικό άθροισμα των επί μέρους καμπυλών μεταφοράς για συγκεκριμένη τιμή της τάσεως εισόδου.

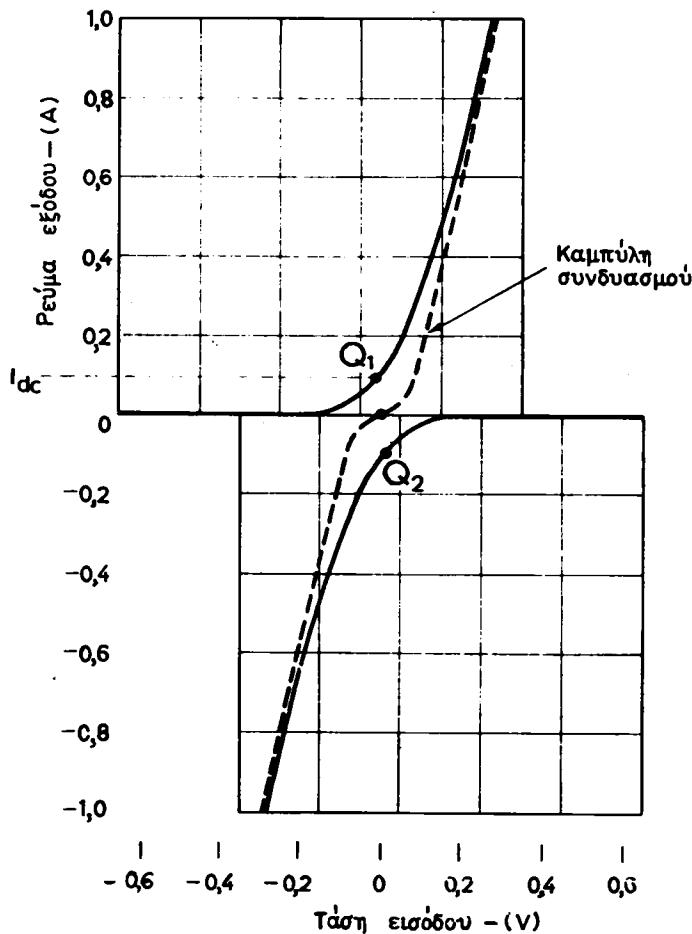
Το αποτέλεσμα του συνδυασμού αυτού φαίνεται στο σχήμα 3.7στ. Η καμπύλη συνδυασμού των δύο επί μέρους καμπυλών μεταφοράς του push - pull, που λειτουργεί σε τάξη ΑΒ, παριστάνεται από τη διακεκομένη καμπύλη. Η καμπύλη αυτή είναι **περίπου ευθεία γραμμή** ή τουλάχιστον προσεγγίζει περισσότερο την ευθεία γραμμή, από ό,τι η καθολική καμπύλη μεταφοράς του σχήματος 3.7γ, η οποία αντιστοιχεί σε τάξη Β.

Συνεπώς, όταν το push - pull λειτουργεί σε τάξη ΑΒ, η καμπύλη συνδυασμού αποτελεί την καθολική καμπύλη μεταφοράς του push - pull. Στην καμπύλη αυτή πρέπει να αναφερόμαστε (προβάλλομε), όταν θέλομε να βρούμε την κυματομορφή εξόδου.

Αν τώρα πολώσομε τις βάσεις των τρανζίστορ σε ακόμη πιο θετικό δυναμικό, μπορούμε να κάνομε την καμπύλη συνδυασμού ευθεία γραμμή. Η ειδική αυτή τάξη λειτουργίας της τάξεως ΑΒ, ονομάζεται μερικές φορές **τάξη ABB** (σχ. 3.7ζ).

Η εξασφάλιση της γραμμικότητας της καμπύλης συνδυασμού φανερώνει, ότι η παραμόρφωση θα είναι εξαιρετικά μικρή.

Παρατηρούμε όμως ότι, για να πετύχουμε καλή γραμμικότητα στην καμπύλη συνδυασμού (μεταφοράς), θα πρέπει να πολώσομε τα τρανζίστορ σε σχετικά μεγάλες τάσεις (dc). Έτσι, τα σημεία λειτουργίας  $Q_1$  και  $Q_2$  βρίσκονται αρκετά υψηλά. Το γεγονός αυτό έχει σαν αποτέλεσμα τη μείωση στην απόδοση ισχύος.



Σχ. 3.7στ.

Καμπύλη συνδυασμού (composite curve) των καμπυλών μεταφοράς του push - pull σε τάξη AB.

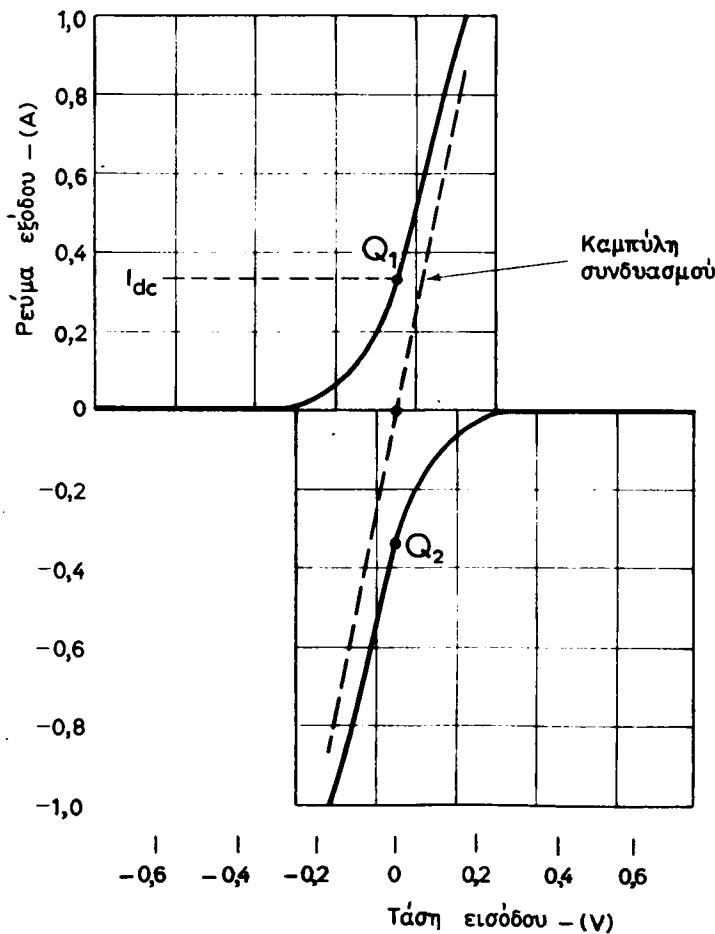
**Γενικά, οι ενισχυτές που λειτουργούν σε τάξη B έχουν την καλύτερη απόδοση ισχύος, αλλά εισάγουν μεγάλη παραμόρφωση.**

**Οι ενισχυτές, που λειτουργούν σε τάξη AB, έχουν αρκετά καλή απόδοση ισχύος, μικρότερη βέβαια των ενισχυτών τάξεως B, και εισάγουν πολύ μικρή παραμόρφωση.**

Συμπεραίνομε λοιπόν ότι, ανάλογα με εκείνο που επιζητούμε κάθε φορά, θα πρέπει να κάνομε και την κατάλληλη εκλογή, σε ό,τι αφορά απόδοση ισχύος και παραμόρφωση.

Mία άλλη διαφορά μεταξύ των ενισχυτών τάξεως B και AB είναι η εξής:

Όπως φαίνεται από το σχήμα 3.7στ., όταν η τάση κορυφής εισόδου είναι 0,2 V, προκαλείται ρεύμα εξόδου 0,5 A περίπου. Για να προκαλέσουμε το ίδιο ρεύμα εξόδου, όταν λειτουργούμε σε τάξη B (σχ. 3.7γ), θα πρέπει η τάση κορυφής εισόδου να είναι 0,8 V.



Σχ. 3.7ζ.

Καμπύλη συνδυασμού (composite curve) των καμπυλών μεταφοράς του push - pull σε τάξη ABB - ευθεία γραμμή.

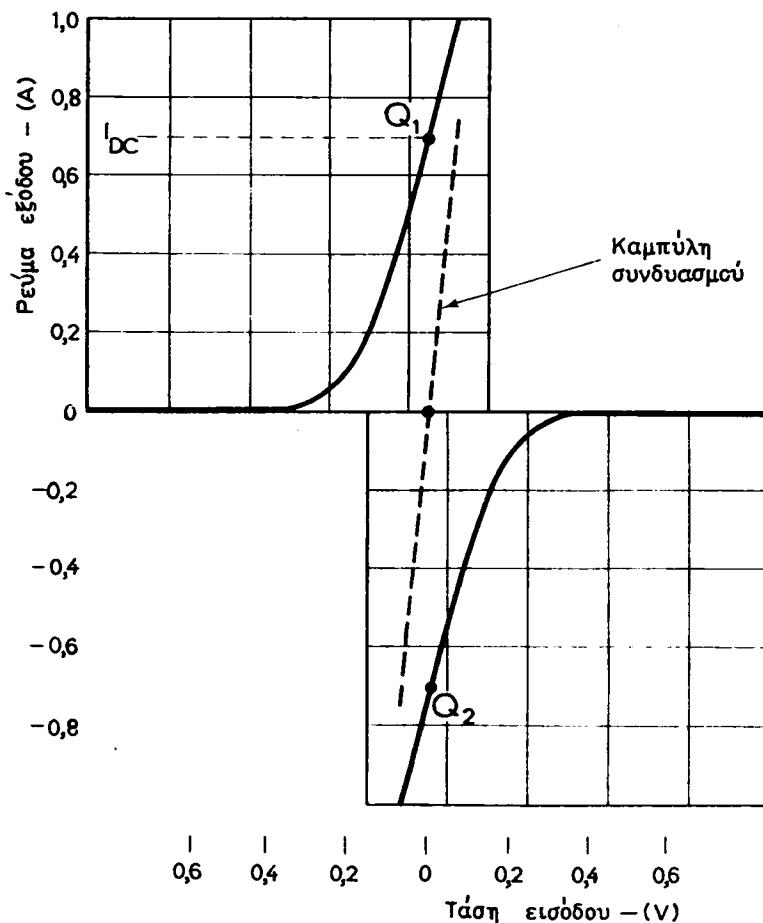
Το γεγονός αυτό συντελεί στην αύξηση της απολαβής. Όσο λοιπόν αυξάνεται η τάση πολώσεως των τρανζίστορ, τόσο η απολαβή αυξάνεται. Μπορούμε ακόμη να πετύχομε μεγαλύτερη απολαβή και να έχομε μικρότερη αρμονική παραμόρφωση, όταν τα σημεία λειτουργίας  $Q_1$  και  $Q_2$  μετατεθούν σε μεγαλύτερη μεταξύ τους απόσταση. Αυτό επιτυγχάνεται, όταν ο ενισχυτής εργάζεται σε τάξη A.

Στην περίπτωση όμως αυτή, η απόδοση ισχύος είναι πολύ μικρή και, συνεπώς, λειτουργία του push - pull σε τάξη A είναι οικονομικά ασύμφορη.

Η καμπύλη συνδυασμού των καμπυλών μεταφοράς του push - pull σε τάξη A φαίνεται στο σχήμα 3.7η.

#### **Συμπεράσματα.**

Από τη μελέτη του push - pull συμπεραίνομε ότι, από τις καμπύλες συνδυα-



Σχ. 3.7η

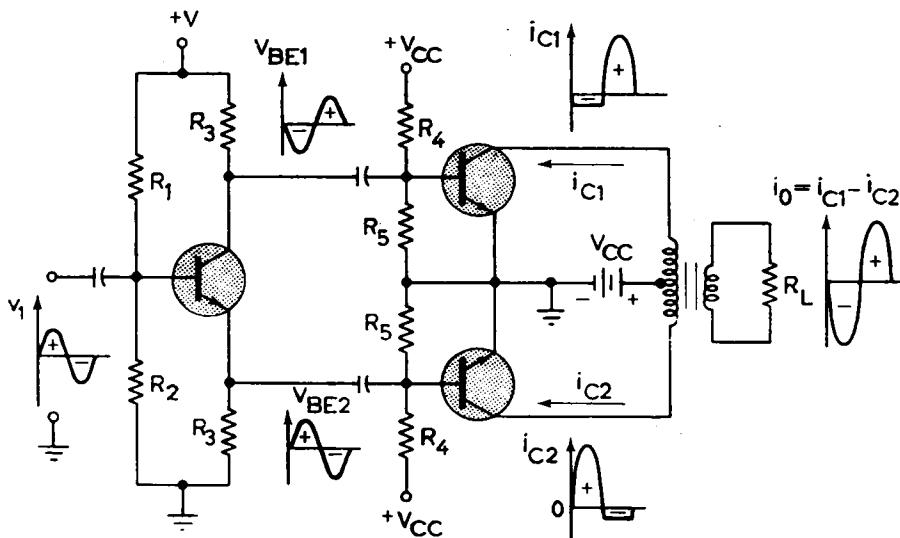
Καμπύλη συνδυασμού των καμπυλών μεταφοράς του push - pull σε τάξη Α.

σμού (των καμπυλών μεταφοράς) των σχημάτων 3.7γ, 3.7στ, 3.7ζ και 3.7η, ο καλύτερος συνδυασμός για αρκετά μεγάλη ισχύ εξόδου και αμελητέα παραμόρφωση απεικονίζεται στο σχήμα 3.7στ.

Συνεπώς όταν το push - pull λειτουργεί σε τάξη ΑΒ, έχομε καλή απολαβή, καλή απόδοση και αμελητέα παραμόρφωση. Για το λόγο αυτό το push - pull σε τάξη ΑΒ βρίσκει αρκετές εφαρμογές, π.χ. σαν στερεοφωνικός ενισχυτής.

Περαιτέρω βελτίωση της λειτουργίας του push - pull μπορούμε να επιφέρουμε χρησιμοποιώντας αρνητική ανατροφοδότηση. Το θέμα της ανατροφοδοτήσεως εξετάζεται στο επόμενο κεφάλαιο.

Ενισχυτές push - pull με μετασχηματιστή παρουσιάζουν βελτιωμένη λειτουργία και μπορούν να χρησιμοποιηθούν σαν τελική βαθμίδα ενισχυτών ακουστικών συχνοτήτων και σέρβο - ενισχυτών. Έχουν όμως ένα μειονέκτημα, καθόσον απαι-



Σχ. 3.7θ.

Διχασμένος αναστροφέας φάσεως (split - load phase - inverter) σαν κύκλωμα εισόδου του push - pull.

τούνται μεγάλοι μετασχηματιστές, τόσο στην είσοδο, όσο και στην έξοδο. Οι μετασχηματιστές αυτοί είναι συνήθως μεγάλοι σε μέγεθος, βαριοί και ακριβοί.

Υπάρχει όμως τρόπος να απαλλαγούμε από το μετασχηματιστή εισόδου, χρησιμοποιώντας στη θέση του το πιο κάτω κύκλωμα του σχήματος 3.7θ.

Για να μην εισάγει, το κύκλωμα του διχασμένου αναστροφέα φάσεως παραμόρφωση στο push - pull, λειτουργούμε το τρανζίστορ του σε τάξη A.

### 3.8 Ενισχυτές push - pull χωρίς μετασχηματιστή.

Υπάρχουν και άλλοι τρόποι, με τους οποίους μπορούμε να απαλλαγούμε από τους μετασχηματιστές εισόδου και εξόδου στο push - pull.

Θα μπορούσαμε να διακρίνομε δύο βασικές κατηγορίες κυκλωμάτων push - pull χωρίς μετασχηματιστή:

α) Ενισχυτές push - pull, που χρησιμοποιούν τον ίδιο τύπο τρανζίστορ στη βαθμίδα εξόδου, δηλαδή και τα δύο τρανζίστορ είναι τύπου NPN ή και τα δύο τύπου PNP.

β) Ενισχυτές push - pull με συμπληρωματική συμμετρία (complementary symmetry). Οι ενισχυτές αυτοί έχουν στη βαθμίδα εξόδου δύο διαφορετικούς τύπους τρανζίστορ.

Το σχήμα 3.8α δείχνει δύο βασικά κυκλώματα ενισχυτών push - pull χωρίς μετασχηματιστή της πρώτης κατηγορίας.

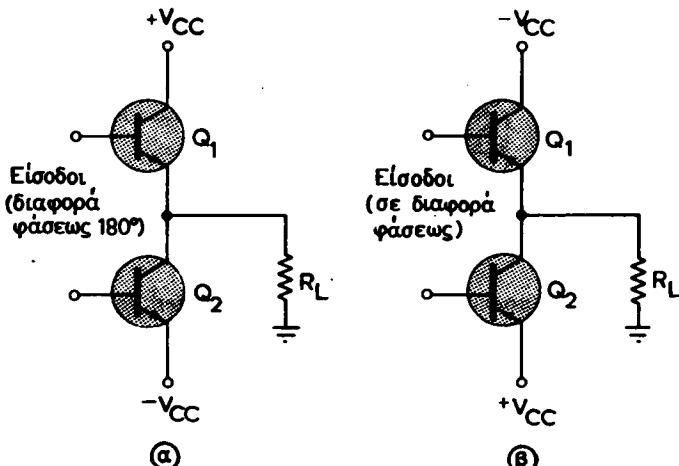
Η λειτουργία των κυκλωμάτων αυτών είναι ανάλογη με εκείνη του ενισχυτή push - pull με μετασχηματιστή.

Υπάρχουν δύναμις μικρές διαφορές μεταξύ των ενισχυτών push - pull χωρίς μετασχηματιστή και εκείνων με μετασχηματιστή.

Οι ενισχυτές push - pull του σχήματος 3.8α έχουν (dc) σύζευξη φορτίου. Θα υπάρχει δηλαδή συνιστώσα του συνεχούς στο φορτίο μόνο στην περίπτωση που θα διαταραχθεί η ισορροπία λειτουργίας των δύο τρανζίστορ.

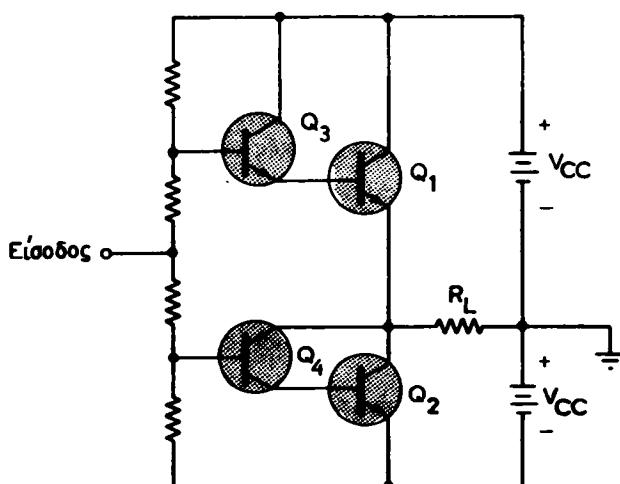
Οι ενισχυτές push - pull χωρίς μετασχηματιστή απαιτούν επίσης ένα διπλό τροφοδοτικό με + και -, ενώ εκείνοι με μετασχηματιστή απαιτούν ένα απλό τροφοδοτικό.

Τα σήματα εισόδου στα δύο τρανζίστορ θα πρέπει να έχουν μεταξύ τους διαφορά φάσεως  $180^\circ$ , δημιουργώντας στον ενισχυτή push - pull με σύζευξη μετασχηματιστή.



Σχ. 3.8α.

Βασικά κυκλώματα ενισχυτών push - pull χωρίς μετασχηματιστή: α) Με τρανζίστορ τύπου NPN.  
β) Με τρανζίστορ τύπου PNP.



Σχ. 3.8β.

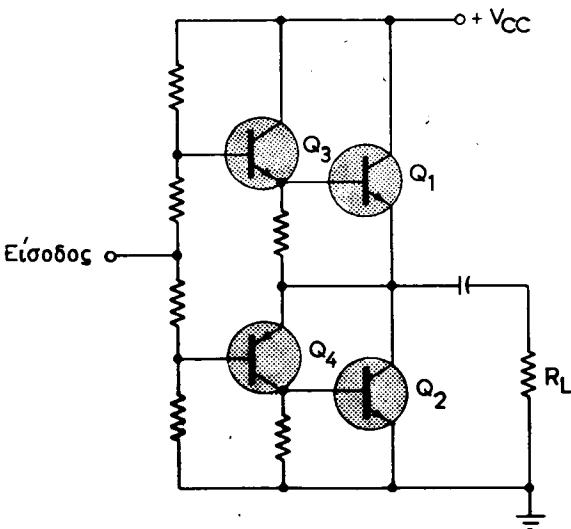
Ενισχυτής push - pull χωρίς μετασχηματιστή.

Σήματα με διαφορά φάσεως  $180^\circ$ , μπορούμε να πετύχομε, χρησιμοποιώντας ένα μετασχηματιστή με κεντρική λήψη, ή το κύκλωμα του σχήματος 3.8β.

Τα **τρανζίστορ αδηγήσεως** (driver transistors)  $Q_3$  και  $Q_4$  του σήματος εισόδου είναι συμπληρωματικού τύπου, καθόσον το ένα είναι τύπου NPN και το άλλο PNP.

Με τον τρόπο αυτό, το **κύκλωμα αδηγήσεως** της εισόδου χωρίζει το σήμα εισόδου σε δύο ίσα σήματα, τα οποία παρουσιάζουν μεταξύ τους διαφορά φάσεως.

Ένα άλλο κύκλωμα, που βρίσκεται αρκετές εφαρμογές, φαίνεται στο σχήμα 3.8γ. Το κύκλωμα αυτό του ενισχυτή push - pull χωρίς μετασχηματιστή, έχει **χωρητική** (πυκνωτής) **σύζευξη** με το φορτίο και για να λειτουργήσει απαιτείται ένα μόνο απλό τροφοδοτικό.



Σχ. 3.8γ.

Ενισχυτής push - pull χωρίς μετασχηματιστή με απλό τροφοδοτικό.

### 3.9 Ενισχυτές συμπληρωματικής συμμετρίας.

Ένας ενισχυτής μπορεί να λειτουργήσει σαν push - pull, χρησιμοποιώντας τρανζίστορ συμπληρωματικής συμμετρίας.

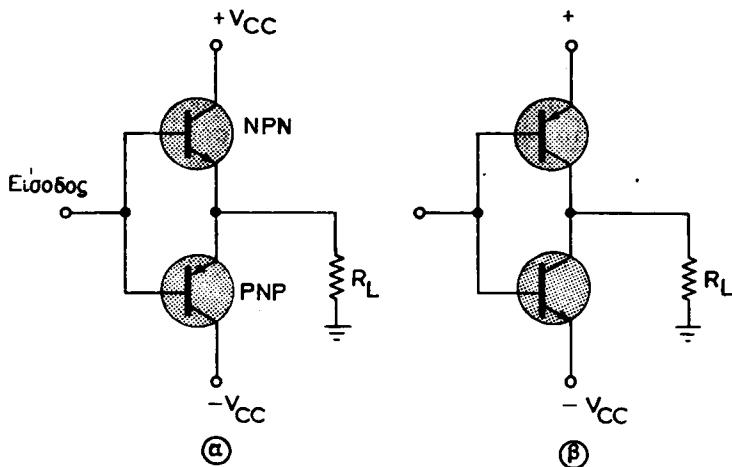
**Η συμπληρωματική συμμετρία συνίσταται στο ότι το ένα τρανζίστορ είναι τύπου NPN και το άλλο PNP.**

Ένας τέτοιος ενισχυτής push - pull φαίνεται στο σχήμα 3.9α.

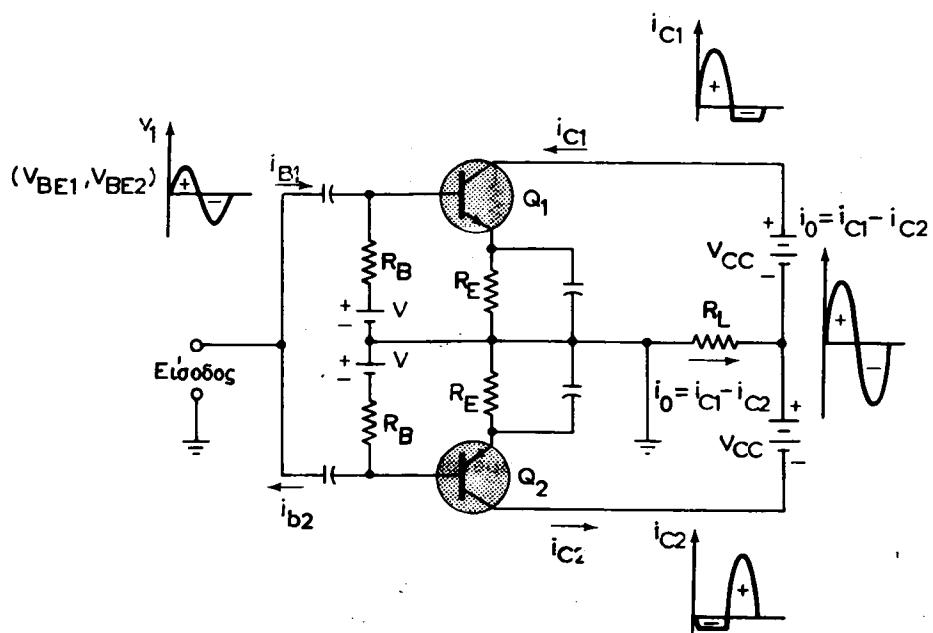
Η συμπληρωματική συμμετρία των τρανζίστορ σε ενισχυτές push - pull μας δίνει τη δυνατότητα να χρειαζόμαστε ένα μόνο σήμα εισόδου.

Όπως όμως αναφέρθηκε προηγουμένως, αν τα τρανζίστορ είναι του ίδιου τύπου, τότε απαιτούνται δύο είσοδοι σημάτων, τα οποία παρουσιάζουν διαφορά φάσεως.

Στους ενισχυτές push - pull συμπληρωματικής συμμετρίας, όταν το σήμα εισόδου πάει να γίνει θετικό, το τρανζίστορ  $Q_1$ , που είναι θετικά πολωμένο, άγει, ενώ



**Σχ. 3.9α.**  
Ενισχυτής push - pull συμπληρωματικής συμμετρίας.



**Σχ. 3.9β.**  
Ενισχυτής push - pull συμπληρωματικής συμμετρίας σε τάξη AB.

το  $Q_2$  είναι ουσιαστικά αποκομμένο. Συνεπώς, παίρνομε το θετικό μέρος του σήματος εξόδου.

Όταν τώρα εφαρμόζεται το αρνητικό μέρος του σήματος στην είσοδο, το  $Q_2$  δύει, ενώ το  $Q_1$ , είναι αποκομμένο. Επομένως το αρνητικό μέρος του σήματος εξόδου προέρχεται από το τρανζίστορ  $Q_2$ .

Με την ολοκλήρωση των βασικών εννοιών των ενισχυτών, θα πρέπει να προσθέσουμε ότι μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τη γραφική μέθοδο για όλα τα είδη ενισχυτών, σχετικά με τον προσδιορισμό της κυματομορφής εξόδου.

Τα διάφορα κυκλώματα ενισχυτών ισχύος παρουσιάζουν πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα. Γι' αυτό κάθε φορά θα πρέπει να διαλέγομε το πιο κατάλληλο ή να κατασκευάζουμε το καλύτερο δυνατό, ανάλογα με τα υλικά που διαθέτομε.

Βασικοί πάντως παράγοντες για τη μελέτη και κατασκευή ενός ενισχυτή ισχύος είναι η ισχύς εξόδου, η απόδοση ισχύος και η αρμονική παραμόρφωση.

Πρέπει να έχομε υπόψη ότι η γραφική μέθοδος αναλύσεως ενός ενισχυτή, δίνει τιμές μόνο κατά προσέγγιση, για συγκεκριμένο κύκλωμα και τρανζίστορ.

Τρανζίστορ του ίδιου τύπου δεν δίνουν τις ίδιες πάντοτε χαρακτηριστικές καμπύλες. Για το λόγο αυτό, σε περίπτωση αντικαταστάσεως ενός ή περισσοτέρων τρανζίστορ, μπορεί να μην έχομε τα ίδια ακριβώς αποτελέσματα.

Ένα βελτιωμένο κύκλωμα ενισχυτή push - pull συμπληρωματικής συμμετρίας, το οποίο λειτουργεί σε τάξη AB, φαίνεται στο σχήμα 3.9β.

#### **Ερωτήσεις:**

1. Να αναφέρετε τις διαφορές μεταξύ των ενισχυτών ισχύος και των ενισχυτών μικρών σημάτων.
2. Ποια βασική μέθοδο χρησιμοποιούμε για την ανάλυση των ενισχυτών ισχύος;
3. Πότε λέμε ότι ένας ενισχυτής εργάζεται σε τάξη A; Τι έχετε να παραπρήσετε σχετικά με το σήμα εισόδου και εξόδου;
4. Τι εννοούμε, όταν λέμε ότι ένας ενισχυτής εργάζεται σε τάξη B;
5. Τι εννοούμε, όταν λέμε ότι ένας ενισχυτής εργάζεται σε τάξη AB;
6. Από τι προέρχεται η αρμονική παραμόρφωση σε ένα ενισχυτή ισχύος;
7. Τι εννοούμε με τον όρο «απόδοση» ενός ενισχυτή ισχύος;
8. Γιατί η απόδοση είναι σημαντικό μέγεθος για τους ενισχυτές ισχύος, ενώ δεν είναι σημαντικό για τους ενισχυτές μικρών σημάτων;
9. Ποιος ο ρόλος ενός μετασχηματιστή, που χρησιμοποιείται στην έξοδο ενός ενισχυτή ισχύος;
10. Σε ένα ενισχυτή ισχύος με τροφοδότηση σειράς, που εργάζεται σε τάξη A, ποια είναι η σχέση μεταξύ της ισχύος εισόδου και της αρμονικής παραμορφώσεως;
11. Ποια είναι η μέγιστη δυνατή απόδοση ισχύος ενός ενισχυτή σε τάξη A;
12. Ποια τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα του ενισχυτή push - pull, συγκριτικά με τον απλό ενισχυτή ισχύος;
13. Σε τι τάξεις λειτουργίας εργάζονται συνήθως οι ενισχυτές push - pull; Γιατί προτιμούμε τις τάξεις αυτές και όχι άλλες;
14. Τι ρόλο παίζουν τα τρανζίστορ σε ένα ενισχυτή push - pull;
15. Η βαθμίδα εισόδου ενός push - pull αποτελείται από ένα μετασχηματιστή με κεντρική λήψη. Σε τι χρειάζεται ο μετασχηματιστής αυτός;
16. Τι άλλα κυκλώματα χρησιμοποιούνται για να τροφοδοτήσουν ένα ενισχυτή push - pull, εκτός από μετασχηματιστή; Δώστε εξηγήσεις.
17. Τι διαφορές και ομοιότητες παρουσιάζουν οι ενισχυτές push - pull, όταν εργάζονται σε τάξεις B και AB;
18. Ποια τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα ενός ενισχυτή push - pull με συμπληρωματική συμμετρία και ενός επίσης ενισχυτή push - pull χωρίς συμπληρωματική συμμετρία;
19. Τι τύπους τρανζίστορ πρέπει να χρησιμοποιούμε σε κυκλώματα ενισχυτών συμπληρωματικής συμμετρίας; Ποιος είναι ο λόγος;

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΕΤΑΡΤΟ

### ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ ΜΕ ΑΡΝΗΤΙΚΗ ΑΝΑΤΡΟΦΟΔΟΤΗΣΗ

Στο κεφάλαιο αυτό εξετάζομε τις βασικές αρχές των ενισχυτών με αρνητική ανατροφοδότηση \* (negative feedback) καθώς και τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματά τους, ως προς τους ενισχυτές χωρίς ανατροφοδότηση.

**Ανατροφοδότηση ονομάζεται το φαινόμενο, κατά το οποίο ένα μέρος του σήματος εξόδου αφήνεται να επιστρέψει από την έξοδο και να εφαρμοσθεί στην είσοδο του ενισχυτή.**

Υπάρχουν δύο τύποι ανατροφοδοτήσεως, η αρνητική και η θετική.

**Αρνητική ανατροφοδότηση** έχομε, όταν όλο ή μέρος του σήματος εξόδου (τάσεως ή ρεύματος) επιστρέφει με κατάλληλη συνδεσμολογία στην είσοδο του ενισχυτή, κατά τρόπο ώστε το σήμα ανατροφοδοτήσεως (επιστροφής) να αφαιρείται από το αρχικό σήμα εισόδου.

Άρα το ολικό σήμα, που εφαρμόζεται κάθε φορά στην είσοδο ενός ενισχυτή με αρνητική ανατροφοδότηση, είναι το αρχικό σήμα εισόδου μείον το σήμα ανατροφοδοτήσεως.

Επειδή το αρχικό σήμα εισόδου μειώνεται με την αρνητική ανατροφοδότηση, ανάλογα μειώνεται και το σήμα εξόδου.

Για το λόγο αυτό, οι ενισχυτές με αρνητική ανατροφοδότηση χαρακτηρίζονται από μικρή απολαβή (κέρδος), σε σχέση με τους ενισχυτές χωρίς αρνητική ανατροφοδότηση.

**Θετική ανατροφοδότηση** έχομε, όταν όλο ή μέρος του σήματος εξόδου (τάσεως ή ρεύματος) επιστρέφει με κατάλληλη συνδεσμολογία στην είσοδο του ενισχυτή κατά τρόπο, ώστε το σήμα ανατροφοδοτήσεως (επιστροφής) να προστίθεται στο αρχικό σήμα εισόδου.

Γενικά στους ενισχυτές η θετική ανατροφοδότηση είναι ανεπιθύμητη, καθόσον ο ενισχυτής καθίσταται ασταθής και εργάζεται τότε σαν ταλαντωτής.

\* Μερικά βιβλία, αντί του όρου ανατροφοδότηση, χρησιμοποιούν για τον ίδιο διεθνή όρο (feedback) τον όρο ανάδραση ή ανασύζευξη.

Η θετική ανατροφοδότηση χρησιμοποιείται σε κυκλώματα ταλαντωτών, τα οποία εξετάζονται σε άλλο κεφάλαιο.

#### 4.1 Γενικές αρχές της ανατροφοδοτήσεως.

Το φαινόμενο της ανατροφοδοτήσεως βρίσκει πολλές πρακτικές εφαρμογές. Μία σημαντική εφαρμογή είναι στα συστήματα αυτομάτου ελέγχου.

Ειδικότερα, η αρνητική ανατροφοδότηση σε ένα ενισχυτή, μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τους εξής λόγους:

α) Για να επιφέρει σταθεροποίηση στην απολαβή τάσεως ή ρεύματος.

β) Για να επιφέρει λειτουργία σε μεγαλύτερο γραμμικό μέρος των χαρακτηριστικών καμπυλών.

γ) Για να διευρύνει τη ζώνη διελεύσεως συχνοτήτων.

δ) Για να ελαττώσει ή να αυξήσει τη σύνθετη αντίσταση εισόδου.

ε) Για να ελαττώσει ή να αυξήσει τη σύνθετη αντίσταση εξόδου.

στ) Για να μειώσει το θόρυβο.

ζ) Για να περιορίσει τη μεταβολή των χαρακτηριστικών μεγεθών λειτουργίας του ενισχυτή από τα θερμικά αποτελέσματα.

Όταν αναφερόμαστε στη σταθεροποίηση της απολαβής, εννοούμε το να καταστήσουμε την απολαβή τάσεως ή ρεύματος λιγότερο εξαρτώμενη από τις παραμέτρους των τρανζίστορ.

Επιζητούμε γραμμικότητα στη λειτουργία των ενισχυτών, καθόσον θέλομε να έχομε στην έξοδο σήματα με μικρή παραμόρφωση.

Σε όλους γενικά τους ενισχυτές δημιουργούνται, λόγω θερμικών φαινομένων, ηλεκτρικά σήματα διαταραχής τυχαίας συμπεριφοράς, τα οποία ονομάζονται **θόρυβοι**.

Ο θόρυβος σε ενισχυτές με πολύ μικρό σήμα εισόδου, δημιουργεί ενοχλητικές καταστάσεις στην εξαγωγή πληροφοριών από το σήμα εξόδου. Η εξαγωγή πληροφοριών καθίσταται πολύ δύσκολη, όταν η τάξη μεγέθους του σήματος εξόδου δεν υπερβαίνει την τάξη μεγέθους του θορύβου. Το σήμα τότε εξόδου καλύπτεται από τους θορύβους.

Στην περίπτωση αυτή η ενίσχυση δεν έχει νόημα, αφού ενισχύοντας το σήμα, ενισχύεται εξίσου και ο θόρυβος. Για να περιορίσουμε τους θορύβους, χρησιμοποιούμε αρνητική ανατροφοδότηση.

Ανάλογα με την επενέργεια της ανατροφοδοτήσεως στην απολαβή, έχομε τους εξής δύο βασικούς τύπους ανατροφοδοτήσεως.

α) Ανατροφοδότηση ρεύματος (current feedback).

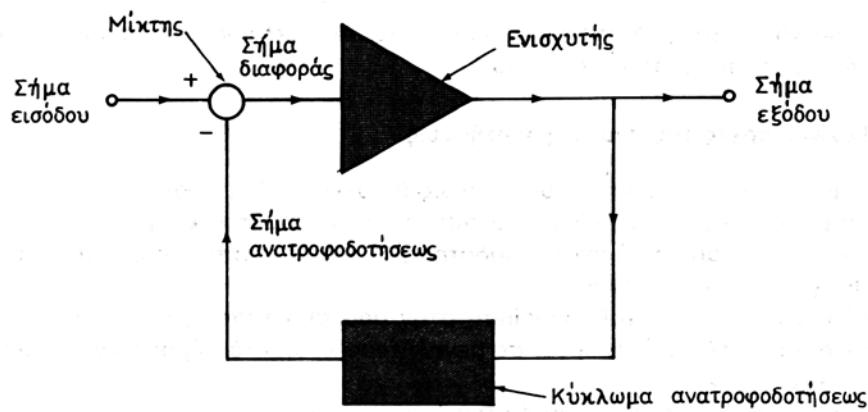
β) Ανατροφοδότηση τάσεως (voltage feedback).

Το σπουδαιότερο χαρακτηριστικό των δύο αυτών τύπων αρνητικής ανατροφοδότησεως είναι ότι έχομε μείωση στην απολαβή.

Μπορούμε επίσης να έχομε και δύο άλλους τύπους ανατροφοδοτήσεως.

Ο ένας ονομάζεται **ανατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως** (shunt feedback) και ο άλλος **ανατροφοδότηση σειράς** (series feedback).

Το παρακάτω σχηματικό διάγραμμα του σχήματος 4.1α παριστάνει έναν ενισχυτή με ανατροφοδότηση. Η ανατροφοδότηση αυτή μπορεί να είναι θετική ή αρνητική και να αναφέρεται σε ρεύμα ή τάση.



Σχ. 4.1.

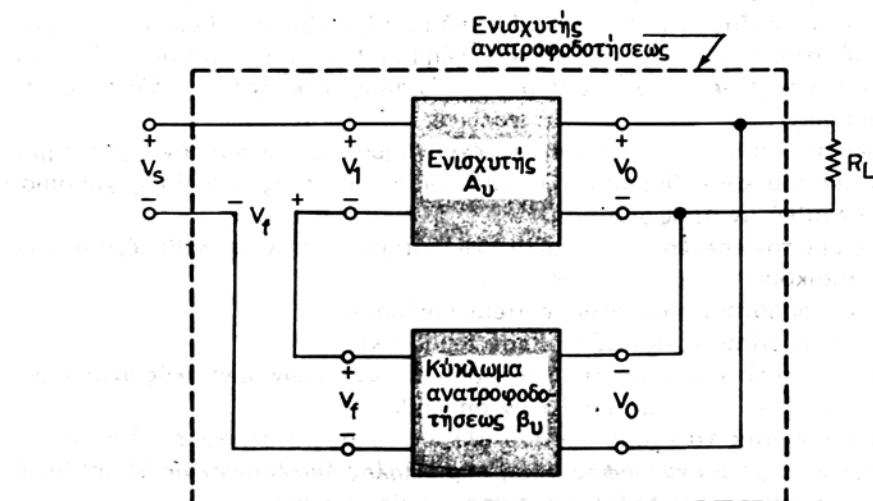
Γενικής μορφής σχηματικό διάγραμμα ενισχυτή με ανατροφοδότηση.

## 4.2 Ενισχυτές με ανατροφοδότηση τάσεως.

Αν υποθέσουμε ότι όλα τα σήματα του σχήματος 4.1α είναι σήματα τάσεως, τότε το διάγραμμα αυτό παριστάνει ένα ενισχυτή με ανατροφοδότηση τάσεως.

Περισσότερο όμως αναλυτικά μπορούμε να παραστήσουμε ένα ενισχυτή με ανατροφοδότηση τάσεως, στο σχήμα 4.2α.

Η αρνητική ανατροφοδότηση τάσεως επιτυγχάνεται, όταν το μέρος που επιστρέφει από τη τάση εξόδου στην είσοδο του ενισχυτή είναι τέτοιο, ώστε να αφαιρείται από την τάση εισόδου.



Σχ. 4.2α.

Σχηματικό διάγραμμα ενισχυτή με ανατροφοδότηση τάσεως.

### Απολαβή τάσεως.

Στο σχήμα 4.2a η τάση εξόδου  $V_o$  λαμβάνεται στα áκρα της αντιστάσεως φορτίου  $R_L$ , καθώς και του κυκλώματος ανατροφοδοτήσεως.

Ορίζομε σαν **ανάστροφη απολαβή τάσεως  $\beta_u$**  (reverse voltage gain) του κυκλώματος ανατροφοδοτήσεως τον εξής λόγο:

$$\beta_u = \frac{V_f}{V_o} \quad (4.2.1)$$

όπου:  $V_f$  είναι η τάση του σήματος ανατροφοδοτήσεως ή αλλιώς η τάση του σήματος που επιστρέφει από την έξοδο στην εισόδο του ενισχυτή.

Το  $\beta_u$  ονομάζεται και **συντελεστής ανατροφοδοτήσεως τάσεως**.

Ορίζομε επίσης σαν απολαβή τάσεως  $A_u$  του ανοικτού κυκλώματος του ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση, το λόγο:

$$A_u = \frac{V_o}{V_1} \quad (4.2.2)$$

όπου:  $V_1$  η τάση εισόδου του ενισχυτή.

**Σημείωση.** Ο όρος «ανοικτό κύκλωμα» αναφέρεται στο γεγονός, ότι τα μεγέθη που μετρούνται με ανοικτό κύκλωμα δεν έχουν την  $R_L$  συνδεδεμένη σαν φορτίο. Με προσέγγιση, μπορούμε επίσης να θεωρούμε το κύκλωμα ανοικτό, όταν η  $R_L$  είναι πολύ μεγάλη (άπειρη) και συνεπώς δεν διαρρέεται από ρεύμα.

Όπως φαίνεται στο σχήμα 4.2a, υπάρχουν τρεις τάσεις εισόδου στον ενισχυτή. Εκτός δηλαδή από τις  $V_1$  και  $V_f$ , έχομε και την τάση του σήματος εισόδου  $V_s$ .

Οι τρεις αυτές τάσεις εισόδου συνδέονται με τη (4.2.3):

$$V_s = V_1 + V_f \quad (4.2.3)$$

Η απολαβή τάσεως  $A_{uf}$  του ενισχυτή ανοικτού κυκλώματος με ανατροφοδότηση, ορίζεται από τη σχέση:

$$A_{uf} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_1 + V_f} = \frac{\frac{V_o}{V_1}}{1 + \frac{V_f}{V_1}} \quad (4.2.4)$$

Αντικαθιστούμε στη σχέση (4.2.4) τις σχέσεις (4.2.1) και (4.2.2). Συνεπώς:

$$A_{uf} = \frac{\frac{V_o}{V_1}}{1 + \frac{V_f}{V_1} \cdot \frac{V_o}{V_1}} = \frac{A_u}{1 + \beta_u A_u} \quad (4.2.5)$$

Η σχέση (4.2.5) είναι γενικής μορφής για κυκλώματα ενισχυτών με ανατροφοδότηση. Πιο συγκεκριμένα, η αρνητική και η θετική ανατροφοδότηση ορίζονται, όταν ικανοποιούνται τα πιο κάτω αντίστοιχα κριτήρια.

### **Κριτήριο για αρνητική ανατροφοδότηση.**

Για να έχουμε αρνητική ανατροφοδότηση (negative feedback), πρέπει με βάση τον ορισμό να ικανοποιείται η σχέση (4.2.6):

$$1 + \beta_u A_u > 1 \quad (4.2.6)$$

Η σχέση (4.2.6) αποτελεί το κριτήριο της αρνητικής ανατροφοδοτήσεως ενός ενισχυτή.

### **Κριτήριο για θετική ανατροφοδότηση.**

Για να έχουμε θετική ανατροφοδότηση (positive feedback) πρέπει να ικανοποιείται η σχέση (4.2.7):

$$1 + \beta_u A_u < 1 \quad (4.2.7)$$

Στην πράξη, η απολαβή τάσεως  $A_u$  του ανοικτού κυκλώματος του ενισχυτή είναι πολύ μεγαλύτερη από τη μονάδα, δηλαδή:

$$|A_u| >> 1.$$

Με την παραδοχή αυτή, μπορούμε να αγνοήσουμε τη μονάδα στον παρονομαστή της σχέσεως (4.2.5). Συνεπώς η (4.2.5) γράφεται:

$$A_{uf} = \frac{A_u}{1 + \beta_u A_u} \simeq \frac{A_u}{\beta_u A_u} \simeq \frac{1}{\beta_u}, \text{ για } |A_u| >> 1 \quad (4.2.8)$$

### **Αντίσταση εισόδου.**

Η αντίσταση εισόδου (input resistance) ενός ενισχυτή με ανατροφοδότηση  $R_{if}$  ορίζεται από το λόγο της τάσεως του σήματος εισόδου  $V_s$  προς το ρεύμα εισόδου  $I_1$ . Δηλαδή:

$$R_{if} = \frac{V_s}{I_1} \quad (4.2.9)$$

Όπως είναι γνωστό, η αντίσταση εισόδου ενός ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση  $R_i$  ορίζεται από το λόγο της τάσεως εισόδου  $V_1$ , διά του ρεύματος εισόδου  $I_1$ .

Δηλαδή:

$$R_i = \frac{V_1}{I_1} \quad (4.2.10)$$

Για να βρούμε τη σχέση που συνδέει τις αντιστάσεις εισόδου, με ανατροφοδότηση  $R_{if}$  και χωρίς ανατροφοδότηση  $R_i$ , χρησιμοποιούμε την εξίσωση (4.2.3), στην οποία αντικαθιστούμε τις (4.2.1) και (4.2.2).

$$V_s = V_1 + \beta_u V_0 = V_1 + \beta_u A_u V_1 = V_1(1 + \beta_u A_u) \quad (4.2.11)$$

Με βάση την (4.2.10) η (4.2.11) γίνεται:

$$V_s = I_1 R_i (1 + \beta_u A_u) \quad (4.2.12)$$

Αν διαιρέσομε την (4.2.12) με  $I_1$ , και λάβομε υπόψη την (4.2.9), θα έχομε:

$$R_{if} = R_i (1 + \beta_u A_u) \quad (4.2.13)$$

Η σχέση (4.2.13) συνδέει τις αντιστάσεις εισόδου χωρίς ανατροφοδότηση και με ανατροφοδότηση.

**Παρατηρούμε ότι στην περίπτωση αρνητικής ανατροφοδότησεως τάσεως, η αντίσταση εισόδου  $R_{if}$  είναι μεγαλύτερη της αντιστάσεως εισόδου  $R_i$  χωρίς ανατροφοδότηση.** Αυτό οφείλεται στο ότι ικανοποιείται το πιο πάνω κριτήριο της αρνητικής ανατροφοδότησεως και, συνεπώς, η παρένθεση της σχέσεως (4.2.13) είναι μεγαλύτερη της μονάδας.

Όταν ο ενισχυτής λειτουργεί με θετική ανατροφοδότηση, τότε ικανοποιείται το πιο πάνω κριτήριο της θετικής ανατροφοδότησεως και, συνεπώς, η  $R_{if}$  είναι μικρότερη της  $R_i$ .

### Αντίσταση εξόδου.

Η αντίσταση εξόδου (output resistance) ενός ενισχυτή με ανατροφοδότηση, συμβολίζεται με  $R_{of}$ . Στη συνέχεια θα βρούμε τη σχέση που συνδέει τη  $R_{of}$  με την αντίσταση εξόδου  $R_o$ , χωρίς ανατροφοδότηση.

Θεωρούμε το σχήμα 4.2a και υποθέτομε, ότι το ρεύμα που διέρχεται από το κύκλωμα ανατροφοδότησεως είναι αμελητέο. Συνεπώς ισχύει η σχέση:

$$V_0 = A_u V_s - I_o R_o \quad (4.2.14)$$

Αλλά από την (4.2.3) έχομε:

$$V_1 = V_s - V_f$$

Άρα η (4.2.14) γίνεται:

$$V_0 = A_u (V_s - V_f) - I_o R_o = A_u V_s - A_u V_f - I_o R_o \quad (4.2.15)$$

ή

$$V_0 + A_u V_f = A_u V_s - I_o R_o$$

ή

$$V_0 + \beta_u A_u V_o = A_u V_s = I_o R_o$$

ή

$$V_0 (1 + \beta_u A_u) = A_u V_s - I_o R_o$$

ή

$$V_0 = \frac{A_u}{1 + \beta_u A_u} V_s - I_o \frac{R_o}{1 + \beta_u A_u} \quad (4.2.16)$$

Με τη βοήθεια της σχέσεως (4.2.5) η (4.2.16) γράφεται:

$$V_0 = A_{uf} V_s - I_o \frac{R_o}{1 + \beta_u A_u} \quad (4.2.17)$$

Για να βρούμε την αντίσταση εξόδου του ενισχυτή με ανατροφοδότηση  $R_{of}$ , θέτομε στην (4.2.17)  $V_s = 0$ .

Αυτό αποτελεί αναγκαία προϋπόθεση ορισμού της αντιστάσεως εξόδου  $R_{of}$ , με ανατροφοδότηση, καθόσον για να μετρηθεί η  $R_{of}$ . Θα πρέπει να μην εφαρμόζεται σήμα εισόδου.

$$\Delta \text{ηλαδή } V_s = 0.$$

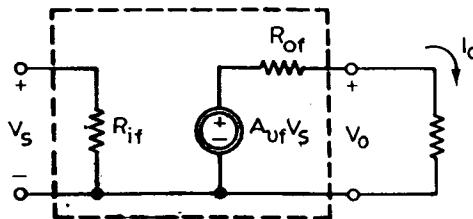
Με την παραδοχή αυτή, η (4.2.17) γράφεται:

$$R_{of} = -\frac{V_0}{I_0} = \frac{R_0}{1 + \beta_u A_u} \quad (4.2.18)$$

Από τη σχέση (4.2.18), βλέπομε ότι, για την περίπτωση αρνητικής ανατροφοδότησεως, η αντίσταση εξόδου  $R_{of}$  είναι μικρότερη της αντιστάσεως εξόδου  $R_0$  χωρίς ανατροφοδότηση.

### Ισοδύναμο κύκλωμα.

Για να σχεδιάσουμε ένα ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή με ανατροφοδότηση τάσεως, θεωρούμε τη σχέση (4.2.17). Με βάση τη σχέση αυτή, το ισοδύναμο κύκλωμα φαίνεται στο σχήμα 4.2β.



Σχ. 4.2β.

Ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή με ανατροφοδότηση τάσεως.

### Παράδειγμα 1.

Το κύκλωμα του σχήματος 4.2γ απεικονίζει ένα ενισχυτή με ανατροφοδότηση τάσεως. Στο κύκλωμα αυτό οι αντιστάσεις  $R_9$  και  $R_{10}$  ενεργούν σαν διαιρέτες τάσεως. Οι παράμετροι του κυκλώματος χωρίς ανατροφοδότηση είναι:  $A_u = 100$ ,  $R_i = 2 \text{ k}\Omega$  και  $R_o = 5 \text{ k}\Omega$ .

Να βρεθούν οι παράμετροι του κυκλώματος με ανατροφοδότηση τάσεως.

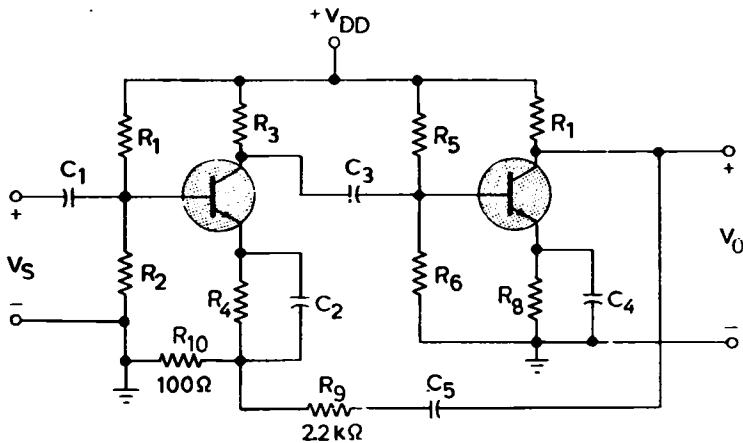
### Λύση.

Ο συντελεστής ανατροφοδοτήσεως  $\beta_u$  υπολογίζεται από τη σχέση:

$$\beta_u = \frac{V_f}{V_0} = \frac{R_{10}}{R_{10} + R_9} = \frac{100}{100 + 2200} = \frac{1}{23}$$

Βρίσκομε τώρα τη ποσότητα ανατροφοδοτήσεως:

$$1 + \beta_u A_u = 1 + \frac{1}{23} \cdot 100 = 5,35$$



**Σχ. 4.2γ.**  
Ενισχυτής με ανατροφοδότηση τάσεως.

Συνεπώς, οι παράμετροι του κυκλώματος με ανατροφοδότηση είναι:

$$R_{if} \simeq (5,35) (2) \simeq 10,7 \text{ k}\Omega$$

$$R_{of} \simeq \frac{5}{5,35} \text{ k}\Omega \simeq 0,93 \text{ k}\Omega = 930 \Omega$$

$$A_{uf} \simeq \frac{100}{5,35} \simeq 18,7$$

Παρατηρούμε ότι, για  $A_{uf} = 18,7$  δεν έχομε καλή προσέγγιση στην τιμή που αναμέναμε από τη σχέση (4.2.8), η οποία μας δίνει:

$$A_{uf} \simeq \frac{1}{\beta_u} \simeq 23.$$

Καλή προσέγγιση της πιο πάνω σχέσεως έχομε, όταν  $\beta_u A_u$  είναι μεγαλύτερο του δέκα.

Δηλαδή για:

$$\beta_u A_u > 10, \text{ τότε, } A_{uf} \simeq \frac{1}{\beta_u} \text{ (καλή προσέγγιση)}$$

Πρέπει να σημειωθεί ότι η αντίσταση εισόδου με ανατροφοδότηση  $R_{if}$  είναι η αντίσταση που «βλέπει» το κύκλωμα **μετά τις αντιστάσεις  $R_1$  και  $R_2$**  του σχήματος 4.2γ. Για να υπολογισθεί η ολική αντίσταση εισόδου  $R_{if(ολ)}$  με ανατροφοδότηση, θα πρέπει να ληφθεί υπόψη ο παράλληλος συνδυασμός των  $R_1$  και  $R_2$ . Η αντίσταση αυτή εισόδου είναι εκείνη που «βλέπει» το κύκλωμα **προ των αντιστάσεων  $R_1$  και  $R_2$** .

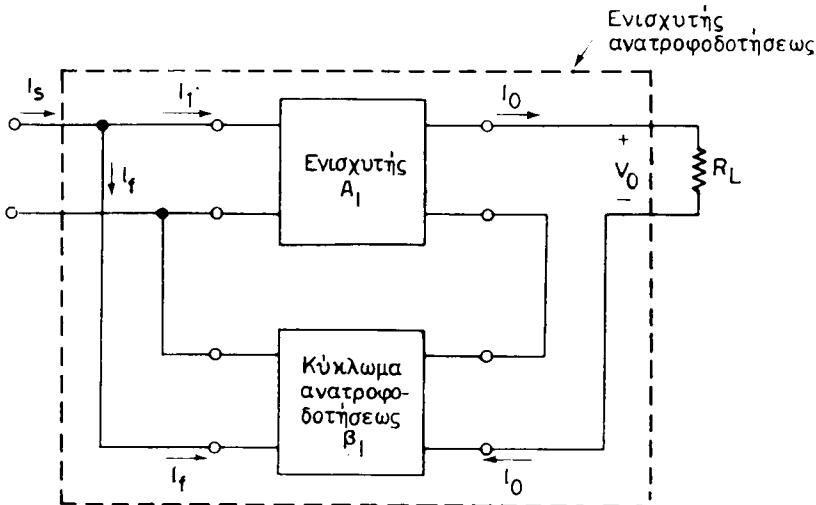
Συνεπώς, η ολική αυτή αντίσταση εισόδου δίνεται από τη σχέση (4.2.19):

$$R_{if(o\lambda)} = \frac{R_1 R_2}{R_{if} + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} \quad \frac{R_{if} R_1 R_2}{R_{if} (R_1 + R_2) + R_1 R_2} \quad (4.2.19)$$

όπου:  $R_{if}$  η αντίσταση εισόδου με ανατροφοδότηση που «βλέπει» το κύκλωμα μετά τις  $R_1$ ,  $R_2$ .

### 4.3 Ενισχυτές με ανατροφοδότηση ρεύματος.

Αν θεωρήσουμε ότι στο κύκλωμα του σχήματος 4.1a τα σήματα είναι ρεύματα, τότε το κύκλωμα αυτό παριστάνει έναν ενισχυτή με ανατροφοδότηση ρεύματος. Ένα σχηματικό διάγραμμα ενός τέτοιου ενισχυτή, φαίνεται στο σχήμα 4.3a. Για να επιτύχουμε αρνητική ανατροφοδότηση ρεύματος, θα πρέπει το ρεύμα που επιστρέφει από την έξοδο στην είσοδο, να αφαιρείται από το ρεύμα εισόδου. Αυτό φαίνεται στο σχήμα 4.3a.



**Σχ. 4.3a.**

Σχηματικό διάγραμμα ενισχυτή με ανατροφοδότηση ρεύματος.

#### Απολαβή ρεύματος.

Παρατηρούμε, ότι το ρεύμα εξόδου  $I_0$  τροφοδοτεί και την αντίσταση φορτίου  $R_1$ , και το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως.

Ορίζομε σαν **ανάστροφη απολαβή ρεύματος  $\beta_I$**  (reverse current gain) του κυκλώματος ανατροφοδοτήσεως τον εξής λόγο:

$$\beta_I = \frac{I_f}{I_0} \quad (4.3.1)$$

Το  $I_f$  ονομάζεται και **συντελεστής ανατροφοδοτήσεως** ρεύματος.

Από το σχήμα 4.3α, παρατηρούμε ότι, όταν το ρεύμα εξόδου  $I_0$  διέρχεται μέσα από το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως, τότε η συνιστώσα που φθάνει στην είσοδο του ενισχυτή είναι:

$$I_f = \beta_I I_0 \quad (4.3.2)$$

Το ρεύμα  $I_f$  ονομάζεται **ρεύμα ανατροφοδοτήσεως**.

Συνεπώς το ρεύμα  $I_1$ , που φθάνει στην είσοδο του ενισχυτή, θα είναι:

$$I_1 = I_s - I_f = I_s - \beta_I I_0 \quad (4.3.3)$$

Το  $I_s$  ονομάζεται **ρεύμα του σήματος εισόδου**.

Άρα:

$$I_s = I_1 + \beta_I I_0 \quad (4.3.4)$$

Ορίζομε τώρα την απολαβή ρεύματος  $A_I$  του ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση με βραχυκυκλωμένη την έξοδο, τον εξής λόγο:

$$A_I = \frac{I_0}{I_1} \quad (4.3.5)$$

ή

$$I_0 = A_I I_1 \quad (4.3.6)$$

Με ανάλογο τρόπο ορίζομε την απολαβή ρεύματος  $A_{If}$  του ενισχυτή με ανατροφοδότηση και βραχυκυκλωμένη την έξοδο:

$$A_{If} = \frac{I_0}{I_s} = \frac{A_I I_1}{I_1 + \beta_I A_I I_1} \quad (4.3.7)$$

Απαλείφοντας το  $I_1$ , έχουμε:

$$A_{If} = \frac{A_I}{1 + \beta_I A_I} \quad (4.3.8)$$

Η σχέση (4.3.8) μας συνδέει την απολαβή ρεύματος με ανατροφοδότηση και βραχυκυκλωμένη έξοδο, με την απολαβή ρεύματος χωρίς ανατροφοδότηση και βραχυκυκλωμένη έξοδο.

Επειδή στην πράξη  $|A_I| > 1$ , μπορούμε στην περίπτωση αυτή να παραλείψουμε τη μονάδα στον παρονομαστή της (4.3.8).

Θα έχουμε τότε με προσέγγιση τη σχέση:

$$A_{If} \simeq \frac{1}{\beta_I} \quad (4.3.9)$$

Η εξίσωση (4.3.9) είναι πολύ βασική, καθόσον μας εκφράζει ότι **η απολαβή ρεύματος με ανατροφοδότηση και βραχυκυκλωμένη έξοδο μπορεί να καταστεί α-**

*. εξάρτητη α.ιό τις παραμέτρους του ενισχυτή και να εξαρτάται μόνο από τα στοιχεία του κυκλώματος ανατροφοδοτήσεως.*

### **Αντίσταση εισόδου.**

Η πιντίσταση εισόδου  $R_{if}$  του ενισχυτή ανατροφοδοτήσεως ορίζεται από το λόγο της τάσεως του σήματος εισόδου προς το ρεύμα του σήματος εισόδου  $I_s$ . Δηλαδή:

$$R_{if} = \frac{V_s}{I_s} = \frac{I_1 R_i}{I_1 + I_f} = \frac{R_i}{1 + \frac{I_f}{I_1}} \quad (4.3.10)$$

Αν λάβομε υπ' όψη και τις σχέσεις (4.3.1) και (4.3.6), η (4.3.10) γίνεται:

$$R_{if} = \frac{R_i}{1 + \beta_I A_I} \quad (4.3.11)$$

Για να έχομε αρνητική ανατροφοδότηση, θα πρέπει να ικανοποιείται το κριτήριο  $(1 + \beta_I A_I) > 1$ .

Συνεπώς, η αντίσταση εισόδου ενός ενισχυτή με αρνητική ανατροφοδότηση καθίσταται μικρότερη της αντιστάσεως εισόδου χωρίς ανατροφοδότηση. Δηλαδή η αρνητική ανατροφοδότηση υποβιβάζει την υπάρχουσα αντίσταση εισόδου του ενισχυτή.

### **Αντίσταση εξόδου.**

Η αντίσταση εξόδου ενός ενισχυτή ανατροφοδοτήσεως  $R_{of}$  ορίζεται από το λόγο του  $V_o$  προς το  $-I_o$ , για  $I_s = 0$  (σχ. 4.3a). Αν υποθέσουμε ότι η τάση που αναπτύσσεται στα άκρα της εξόδου του κυκλώματος ανατροφοδοτήσεως είναι αμελητέα, συγκριτικά με το  $V_o$  ή την τάση στα άκρα της  $R_o$ , τότε η  $V_o$  και η τάση στα άκρα της  $R_o$  είναι περίπου ίσες:

$$V_o = (A_I I_1 - I_o) R_o \quad (4.3.12)$$

Αντικαθιστούμε το  $I_1$ , από την εξίσωση (4.3.3) στην (4.3.12):

$$V_o = (A_I I_s - \beta_I A_I I_o - I_o) R_o \quad (4.3.13)$$

βγάζομε κοινό παράγοντα το  $(1 + \beta_I A_I)$ :

$$V_o = \left[ \left( \frac{A_I}{1 + \beta_I A_I} \right) I_s - I_o \right] R_o (1 + \beta_I A_I) \quad (4.3.14)$$

Για να βρούμε τώρα την αντίσταση εξόδου  $R_{of}$  του ενισχυτή ανατροφοδοτήσεως, θέτομε  $I_s = 0$  στην (4.3.14):

Άρα:

$$R_{of} = \frac{V_o}{-I_o} = R_o (1 + \beta_I A_I) \quad (4.3.15)$$

Από την εξίσωση αυτή, συμπεραίνομε ότι ο ενισχυτής αρνητικής ανατροφοδότησεως έχει την αντίσταση εξόδου του αυξημένη κατά τον παράγοντα  $(1 + \beta_1 A_1)$ , συγκριτικά με τον ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση.

### Ισοδύναμο κύκλωμα.

Για να σχεδιάσουμε το ισοδύναμο ενός ενισχυτή αρνητικής ανατροφοδότησεως ρεύματος, λαμβάνομε υπ' όψη τα στοιχεία που βρήκαμε μέχρι τώρα. Δηλαδή την επίδραση της αρνητικής ανατροφοδότησεως στην απολαβή ρεύματος και τις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου.

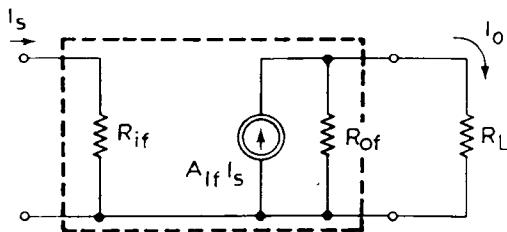
Τα στοιχεία αυτά συνοψίζονται στο ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 4.3β.

Για να διευκολυνθούμε πιο πολύ, γράφομε την εξίσωση (4.3.14) ως εξής:

$$V_0 = (A_{If} I_s - I_0) R_{of} \quad (4.3.16)$$

Από την εξίσωση αυτή συμπεραίνομε ότι το ισοδύναμο κύκλωμα εξόδου του ενισχυτή πρέπει να αποτελείται από γεννήτρια ρεύματος εντάσεως  $A_{If} I_s$  και αντίσταση εξόδου  $R_{of}$ .

Στο ισοδύναμο αυτό κύκλωμα το ρεύμα εισόδου είναι το  $I_s$  και η αντίσταση εισόδου η  $R_{if}$ . Το ισοδύναμο κύκλωμα φαίνεται στο σχήμα 4.3β.



Σχ. 4.3β.

Ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή με ανατροφοδότηση ρεύματος.

### Παράδειγμα 2.

Το σχήμα 4.3γ παριστάνει ένα ενισχυτή με ανατροφοδότηση ρεύματος. Οι παράμετροι του ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση είναι:  $A_1 = 800$ ,  $R_i = 1 \text{ k}\Omega$  και  $R_o = 10 \text{ k}\Omega$ . Εφαρμόζομε ανατροφοδότηση με το κύκλωμα το οποίο από τέλούν οι αντιστάσεις  $R_8 = 220 \Omega$  και  $R_9 = 4,7 \text{ k}\Omega$ .

Να υπολογισθούν οι παράμετροι του ενισχυτή με ανατροφοδότηση ρεύματος.

### Λύση.

Ο συντελεστής ανατροφοδότησεως ρεύματος (ανάστροφη απολαβή ρεύματος)  $\beta_1$ , βρίσκεται από το λόγο των αντιστάσεων και είναι:

$$\beta_1 \simeq \frac{R_8}{R_8 + R_9} \simeq \frac{0,22}{0,22 + 4,7} \simeq \frac{1}{22,4}$$

Η ποσότητα ανατροφοδοτήσεως είναι:

$$1 + \beta_I A_I \simeq 1 + \frac{800}{22,4} \simeq 36,7.$$

Με τις τιμές αυτές υπολογίζομε τις παραμέτρους του ενισχυτή με ανατροφοδότηση ρεύματος:

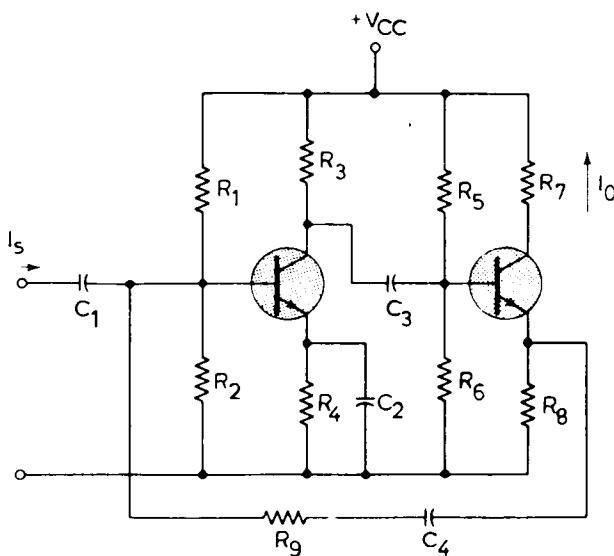
$$R_{if} = \frac{R_i}{1 + \beta_I A_I} \simeq \frac{1000}{36,7} \Omega \simeq 27 \Omega$$

$$R_{of} = R_o(1 + \beta_I A_I) \simeq (10)(36,7) k\Omega \simeq 367 k\Omega$$

$$A_{If} = \frac{A_I}{1 + \beta_I A_I} \simeq \frac{800}{36,7} \simeq 21,8$$

Παρατηρούμε ότι η προσέγγιση που έγινε στην εξίσωση (4.3.9) για την απολαβή ρεύματος, είναι αρκετά καλή για την περίπτωσή μας, διότι το  $\beta_I A_I$  είναι μεγαλύτερο του δέκα. Δηλαδή οι τιμές  $A_{If} = 21,8$  και η κατά προσέγγιση  $A_{If} \simeq \frac{1}{\beta_I} \simeq 22,4$

διαφέρουν ελάχιστα.



**Σχ. 4.3v.**  
Ενισχυτής με ανατροφοδότηση ρεύματος.

Στο παράδειγμα αυτό παρατηρούμε επίσης ότι η απολαβή ρεύματος είναι ανέξαρτη από τις παραμέτρους των τρανζίστορ και εξαρτάται μόνο από τις αντιστάσεις  $R_8$  και  $R_9$ .

Γενικά, για να υπολογίσομε τις παραμέτρους ενός ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση, θα πρέπει να είμαστε προσεκτικοί. Έτσι, για να υπολογίσομε τις παραμέ-

τρους εισόδου, θα πρέπει το ρεύμα εξόδου να είναι μηδέν. Δηλαδή το κύκλωμα στο δεύτερο εκπομπό (του δευτέρου τρανζίστορ) του σχήματος 4.3γ να είναι ανοικτό.

Για να υπολογίσουμε τις παραμέτρους εξόδου, θα πρέπει το ρεύμα εισόδου να είναι μηδέν. Δηλαδή το κύκλωμα στην πρώτη βάση (του πρώτου τρανζίστορ) να είναι ανοικτό. Με τον τρόπο αυτό, περιορίζεται η επίδραση του κυκλώματος ανατροφοδοτήσεως στον υπολογισμό των παραμέτρων του ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση. Συγχρόνως όμως, στον υπολογισμό (μέτρημα) λαμβάνονται υπ' όψη τα στοιχεία που συνθέτουν το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως.

#### 4.4 Επίδραση της ανατροφοδότησεως στην απόκριση συχνότητας.

Διαπιστώσαμε ως τώρα ότι η ανατροφοδότηση σε έναν ενισχυτή μεταβάλλει την απολαβή (ρεύματος και τάσεως) καθώς και τις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου. Συνεπώς, θα πρέπει η ανατροφοδότηση να μεταβάλλει και την απόκριση συχνότητας του ενισχυτή.

Η μελέτη που γίνεται στη συνέχεια αναφέρεται χωρίς διάκριση στην απόκριση γενικά. Δηλαδή, όταν πρόκειται για ενισχυτές με ανατροφοδότηση ρεύματος, αναφερόμαστε στην απόκριση ρεύματος. Όταν πρόκειται για ενισχυτές με ανατροφοδότηση τάσεως, αναφερόμαστε στην απόκριση τάσεως.

Για να βρούμε πώς μεταβάλλεται η συχνότητα ενός ενισχυτή, λόγω της ανατροφοδοτήσεως, θεωρούμε δύο βασικές συχνότητες, που αναφέρονται στο κύκλωμα του ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση.

Οι δύο αυτές βασικές συχνότητες ονομάζονται αντίστοιχα **κατώτερη συχνότητα αποκοπής  $f_1$** , και **ανώτερη συχνότητα αποκοπής  $f_2$** . Οι συχνότητες αυτές καθορίζονται από την καμπύλη αποκρίσεως του ενισχυτή για απολαβή 3 dB λιγότερη από τη μέγιστη απολαβή, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.4.

Για τον ίδιο ενισχυτή με ανατροφοδότηση, ονομάζονται αντίστοιχα κατώτερη συχνότητα αποκοπής  $f_{1f}$  και ανώτερη συχνότητα αποκοπής  $f_{2f}$ . Οι συχνότητες αυτές καθορίζονται από την καμπύλη αποκρίσεως του ενισχυτή **με ανατροφοδότηση** για απολαβή 3 dB λιγότερη από τη μέγιστη απολαβή, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.4.

Οι συχνότητες αυτές αποκοπής, με ανατροφοδότηση και χωρίς ανατροφοδότηση, συνδέονται μεταξύ τους με τις πιο κάτω σχέσεις:

$$f_{1f} = \frac{f_1}{1 + \beta A} \quad (4.4.1)$$

$$f_{2f} = f_2 (1 + \beta A) \quad (4.4.2)$$

Για απλούς τη στο συμβολισμό, έχομε παραλείψει τους δείκτες  $|$  και  $\propto$  στις παραμέτρους  $\beta$  και  $A$ , ανάλογα με το αν αναφερόμαστε σε ανατροφοδότηση ρεύματος ή τάσεως.

Από τις σχέσεις (4.4.1) και (4.4.2), συμπεραίνομε ότι η αρνητική ανατροφοδότηση επιφέρει μείωση στην κατώτερη συχνότητα αποκοπής  $f_1$ , ενώ επιφέρει αύξηση στην ανώτερη συχνότητα αποκοπής  $f_2$ . Δηλαδή:

$$f_{1f} < f_1 \quad \text{και} \quad f_{2f} > f_2, \quad \text{καθόσον } 1 + \beta A > 1$$

Στην περίπτωση θετικής ανατροφοδότησεως, συμβαίνει το αντίθετο. Δηλαδή:

$$f_{1f} > f_1 \quad \text{και} \quad f_{2f} < f_2, \quad \text{καθόσον } 1 + \beta A < 1$$

Συνεπώς, όταν ο ενισχυτής εργάζεται με ανατροφοδότηση αρνητική ή θετική, θα μεταβάλλεται και το εύρος της ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων.

Όπως γνωρίζομε, σαν εύρος της ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων (Band - Width, BW) ορίζεται η διαφορά των συχνοτήτων  $f_2$  μείον  $f_1$ , για απολαβή μέχρι 3 dB κάτω της μέγιστης απολαβής. Δηλαδή:

$$BW = f_2 - f_1 \quad (4.4.3)$$

Όταν ο ενισχυτής εργάζεται με ανατροφοδότηση, τότε το εύρος της ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων προκύπτει από τη διαφορά των σχέσεων (4.4.2) και (4.4.1). Δηλαδή:

$$BW_f = f_{2f} - f_{1f} = f_2(1 + \beta A) - \frac{f_1}{1 + \beta A} = \frac{f_2(1 + \beta A)^2 - f_1}{1 + \beta A} \quad (4.4.4)$$

Η σχέση (4.4.4) μπορεί να γραφεί με προσέγγιση, υποθέτοντας ότι η κατώτερη συχνότητα αποκοπής  $f_1$  είναι πολύ μικρή, σχετικά με την ανώτερη συχνότητα αποκοπής  $f_2$ . Τότε θα έχουμε:

$$BW = f_2 - f_1 \simeq f_2 \quad (4.4.5)$$

Συνεπώς η (4.4.4) γίνεται:

$$BW_f = f_{2f} - f_{1f} \simeq f_2(1 + \beta A) \quad (4.4.6)$$

Άρα:

$$BW_f \simeq BW(1 + \beta A) \quad (4.4.7)$$

Η σχέση (4.4.7) συνδέει το εύρος της ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων από ένα ενισχυτή, που λειτουργεί με ανατροφοδότηση, με το εύρος της ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων του ίδιου ενισχυτή, που λειτουργεί χωρίς ανατροφοδότηση.

Από την (4.4.7), παρατηρούμε ότι το εύρος της ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων αυξάνεται κατά τον παράγοντα  $(1 + \beta A)$ , όταν ο ενισχυτής εργάζεται με αρνητική ανατροφοδότηση.

Αν ο ενισχυτής εργάζεται με θετική ανατροφοδότηση, τότε έχομε μείωση του  $BW_f$ , συγκριτικά με το  $BW$  κατά τον παράγοντα  $\alpha(1 + \beta A)$ . Το σχήμα 4.4 απεικονίζει την απόκριση συχνότητας ενός ενισχυτή. Δείχνει δηλαδή, τι συχνότητες διέρχονται μέσα από τον ενισχυτή και πώς μεταβάλλεται η απολαβή με τη συχνότητα. Η συμπαγής καμπύλη αναφέρεται στην περίπτωση χωρίς ανατροφοδότηση και η διακεκομένη με ανατροφοδότηση.

### Παράδειγμα 3.

Ένας ενισχυτής εργάζεται χωρίς ανατροφοδότηση και έχει απολαβή τάσεως

$A_u = 1000$ . Για απολαβή κατά 3 dB μικρότερη της μέγιστης, οι συχνότητες αποκοπής είναι  $f_1 = 100 \text{ Hz}$  και  $f_2 = 100 \text{ kHz}$ .

Ο ενισχυτής αυτός μετατρέπεται σε ενισχυτή ανατροφοδοτήσεως, με ανατροφοδότηση 20 dB.

Να υπολογισθεί η απόκριση συχνότητας του ενισχυτή ανατροφοδοτήσεως.

### Λύση.

Η καμπύλη αποκρίσεως συχνότητας φαίνεται στο σχήμα 4.4.

Το ποσό ανατροφοδοτήσεως  $N$  δίνεται από τη σχέση:

$$\text{dB ανατροφοδοτήσεως} = N = 20 \log(1 + \beta A_u) = 20 \text{ dB}.$$

ή

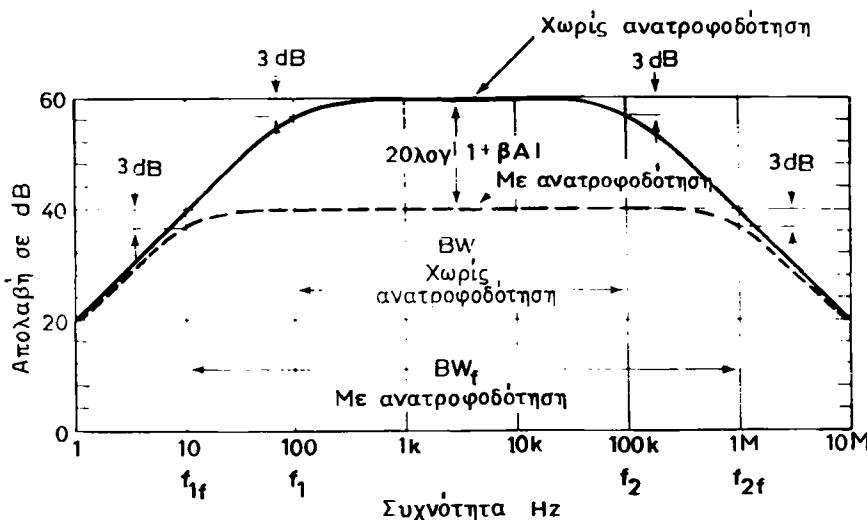
$$\log(1 + \beta A_u) = 1$$

Άρα:

$$1 + \beta A_u = 10$$

Συνεπώς, η απολαβή του ενισχυτή με ανατροφοδότηση  $A_{uf}$  θα είναι:

$$A_{uf} = \frac{A_u}{1 + \beta A_u} = \frac{1000}{10} = 100$$



Σχ. 4.4.

Επίδραση της ανατροφοδοτήσεως στην απόκριση συχνότητας σε ένα ενισχυτή.

Αν θέλομε να μετατρέψουμε την τιμή αυτή του  $A_{uf}$  σε dB, χρησιμοποιούμε την παρακάτω σχέση:

$$A_{uf} \text{ σε dB} = 20 \log(A_{uf}) = 20 \log(10^2) = 40 \text{ dB}$$

Οι συχνότητες αποκοπής με ανατροφοδότηση θα είναι:

$$f_{1f} = \frac{f_1}{1 + \beta A_u} = \frac{100}{10} = 10 \text{ Hz}$$

$$f_{2f} = f_2 (1 + \beta A_u) = (100) (10) = 1000 \text{ kHz} = 1 \text{ MHz}$$

Το εύρος της ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων  $BW_f$  με ανατροφοδότηση θα είναι:

$$BW_f \simeq BW(1 + \beta A_u) \simeq (100 \text{ kHz} - 100 \text{ Hz}) (10) \simeq 1 \text{ MHz}$$

Παρατηρούμε ότι το εύρος της ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων  $BW_f$  με ανατροφοδότηση αυξήθηκε κατά 10 φορές, συγκριτικά με το εύρος  $BW$  χωρίς ανατροφοδότηση.

Αξίζει να σημειωθεί ότι κατά τον ίδιο παράγοντα (10) ελαπτώθηκε η απολαβή του ενισχυτή με ανατροφοδότηση, συγκριτικά με την απολαβή χωρίς ανατροφοδότηση.

**Συνεπώς  $\delta$ , τι κερδίζομε σε διεύρυνση στο εύρος συχνοτήτων κατά τον ίδιο παράγοντα, το χάνομε σε απολαβή, δταν ο ενισχυτής εργάζεται με ανατροφοδότηση.**

Η πιο πάνω ανάλυση φαίνεται στο σχήμα 4.4.

#### 4.5 Ενισχυτές με ανατροφοδότηση σειράς.

Το σχήμα 4.5α απεικονίζει το διάγραμμα ενός ενισχυτή με ανατροφοδότηση σειράς (series - feedback amplifier). Ο ενισχυτής με ανατροφοδότηση σειράς μεταβάλλει την ενεργό διαγωγιμότητά του, σύμφωνα με την εξίσωση:

$$G_{mf} = \frac{G_m}{1 + \beta_m G_m} \quad (4.5.1)$$

όπου:  $G_{mf}$  και  $G_m$  είναι αντίστοιχα οι διαγωγιμότητες με ανατροφοδότηση σειράς και χωρίς ανατροφοδότηση.

Οι διαγωγιμότητες μετρούνται σε  $\Omega^{-1}$  ή mho.

Οι διαγωγιμότητες  $G_m$ ,  $G_{mf}$  συνδέονται με τις διαντιστάσεις  $R_m$ ,  $R_{mf}$  που αναφέρονται παρακάτω, με τις σχέσεις:

$$G_m = \frac{1}{R_m}, \quad G_{mf} = \frac{1}{R_{mf}}$$

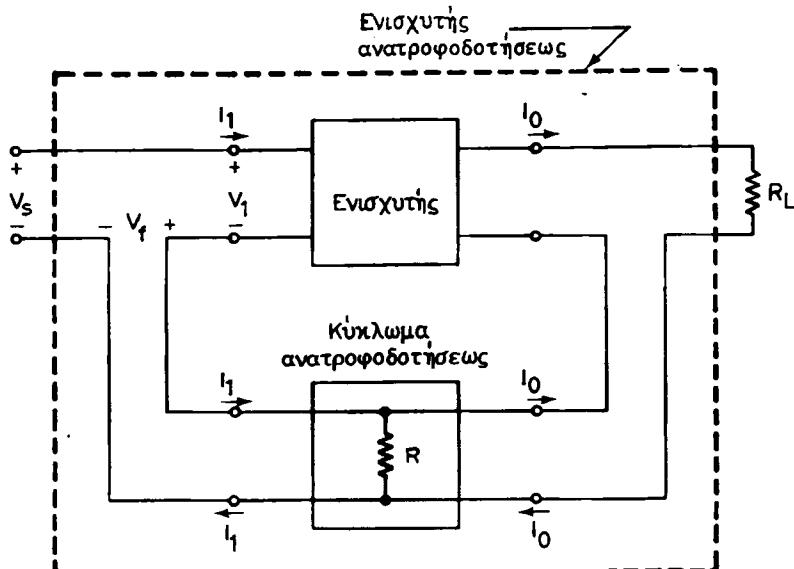
Ο συντελεστής  $\beta_m$  ορίζεται ως εξής:

$$\beta_m = \frac{V_f}{I_o} \quad (4.5.2)$$

όπου:  $V_f$  και  $I_o$  αναφέρονται αντίστοιχα στην τάση ανατροφοδοτήσεως σειράς και στο ρεύμα εξόδου.

Το  $\beta_m$  έχει διαστάσεις αντιστάσεως και μετριέται σε  $\Omega$ .

Γενικά, στον ενισχυτή ανατροφοδοτήσεως σειράς, το ρεύμα εξόδου αθροί-

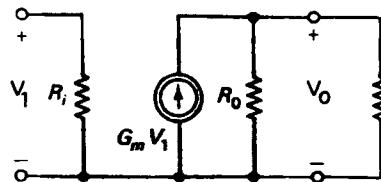


Σχ. 4.5α.

Σχηματικό διάγραμμα ενισχυτή με ανατροφοδότηση σειράς.

ζεται και αφήνεται να επιστρέψει στην είσοδο του ενισχυτή μετατρεπόμενο σε τάση με τη βοήθεια της αντιστάσεως ανατροφοδοτήσεως  $R$ . Για το λόγο αυτό, η συνδεσμολογία αυτή λέγεται και **ενισχυτής ανατροφοδοτήσεως τάσεως σειράς** (voltage - series feedback amplifier).

Στο σχήμα 4.5α φαίνεται το διάγραμμα ενός ενισχυτή με ανατροφοδότηση σειράς, καθώς και το ισοδύναμο κύκλωμα του στο σχήμα 4.5β.



Σχ. 4.5β.

Ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή με ανατροφοδότηση σειράς, ή ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή διαγωγήμότητας.

Με την ολοκλήρωση της μελέτης στους περισσότερους τύπους ανατροφοδοτήσεως ενός ενισχυτή, παραθέτομε τον Πίνακα 4.5.1. Ο πίνακας αυτός μας βοηθά στη σύγκριση μεταξύ των διαφόρων παραμέτρων για ανατροφοδότηση διαφόρων τύπων.

**ΠΙΝΑΚΑΣ 4.5.1.**  
**Εξισώσεων ενός ενισχυτή με διάφορους τύπους ανατροφοδοτήσεως.**

Τύπος ανατροφοδοτήσεως	$A_{uf}$ (ανοικτού κυκλώματος)	$A_{lf}$ (βραχυκυκλωμένου)	$R_{if}$	$R_{of}$
Τάσεως (σχ. 4.2.a)	$\frac{A_u}{1 + \beta_u A_u}$	$A_l$	$R_i (1 + \beta_u A_u)$	$\frac{R_o}{1 + \beta_u A_u}$
Ρεύματος (σχ. 4.3a)	$A_u$	$\frac{A_l}{1 + \beta_l A_l}$	$\frac{R_i}{1 + \beta_l A_l}$	$R_o (1 + \beta_l A_l)$
Σειράς (σχ. 4.5a)	$\frac{R_i^*}{R_m}$	$A_l$	$R_i + R_m (1 - A_l)$	$R_o + R_m (1 - A_u)$
Παράλληλης διακλαδώσεως (σχ. 4.6a)	$A_u$	$\frac{R_i \dagger}{R_m}$	$\left( \frac{R_m}{1 - A_u} \right) \parallel (R_i)$	$(R_o) \parallel \left( \frac{A_u R_m}{A_u - 1} \right)$

\* Για  $A_u R_m >> (R_o + R_i)$

† Για  $A_l >> (1 - \frac{R_i}{R_m})$ .

#### Παράδειγμα 4.

Το σχήμα 4.5γ παριστάνει ένα ενισχυτή με ανατροφοδότηση σειράς. Οι τιμές των στοιχείων του κυκλώματος είναι:  $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = 2,2 \text{ k}\Omega$  και  $R_E = 1 \text{ k}\Omega$ . Οι υβριδικές παράμετροι του τρανζίστορ είναι:  $h_{ie} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $h_{fe} = 100$ , οι  $h_{re}$  και  $h_{oe}$  θεωρούνται αμελητέες.

Να βρεθούν οι παράμετροι του ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση σειράς και με ανατροφοδότηση.

#### Λύση.

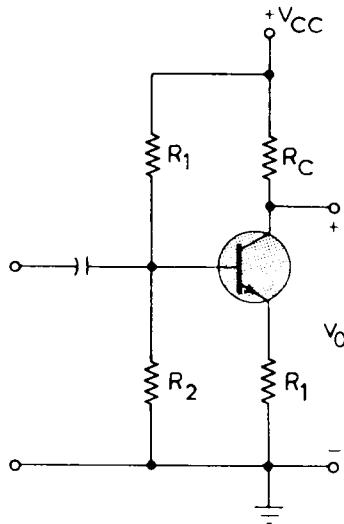
Οι παράμετροι του ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση είναι:

$$R_i = h_{ie} \simeq 1 \text{ k}\Omega - \text{αντίσταση εισόδου}$$

$$A_l = -h_{fe} \simeq -100 - \text{απολαβή ρεύματος}$$

$$A_u = -h_{fe} \frac{R_C}{h_{ie}} \simeq -100 \cdot \frac{2,2}{1} \simeq 220 - \text{απολαβή τάσεως}$$

Μπορούμε να υποθέσουμε ότι η (σύνθετη) αντίσταση εξόδου είναι άπειρη. Δηλαδή  $R_o \simeq \infty$ .



Σχ. 4.5γ.

'Ενας ενισχυτής με ανατροφοδότηση σειράς.

Από τον Πίνακα 4.5.1 για τον ενισχυτή με ανατροφοδότηση σειράς έχουμε:

$$R_{if} \simeq 1 + 1(1 + 100) k\Omega = 102 k\Omega$$

$$R_{of} \simeq \infty$$

$$A_{if} \simeq -100$$

$$A_{uf} \simeq -\frac{2,2}{1} = -2,2$$

Θα μπορούσαμε να καταλήξουμε στα ίδια αποτέλεσματα, αν θεωρούσαμε το ισοδύναμο κύκλωμα του ενισχυτή ανατροφοδότησεως σειράς του σχήματος 4.5β.

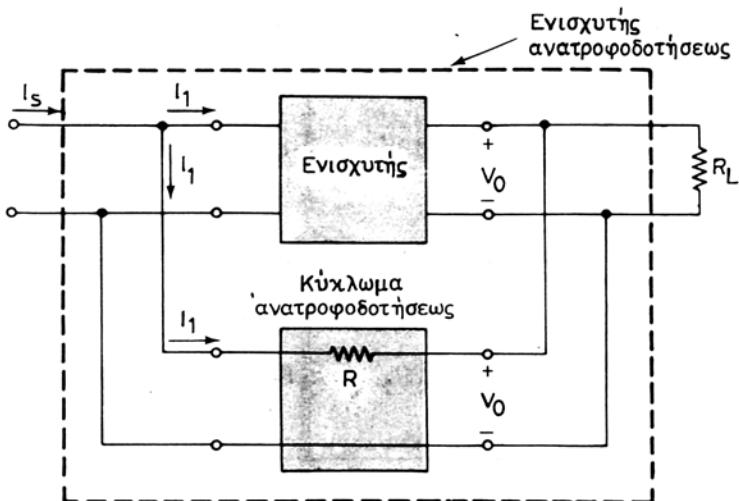
#### 4.6 Ενισχυτές με ανατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως.

Το σχήμα 4.6α απεικονίζει το σχηματικό διάγραμμα ενός ενισχυτή με ανατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως (shunt - feedback amplifier).

Η τάση εξόδου συναθροίζεται με το κύκλωμα ανατροφοδότησεως και επιστρέφει στην είσοδο υπό μορφή ρεύματος.

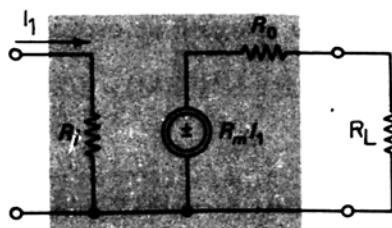
Μπορούμε να σχεδιάσουμε τον ενισχυτή αυτό με ανατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως ή χωρίς ανατροφοδότηση, υπό μορφή ενισχυτή «δια-αντιστάσεως» (transresistance amplifier), όπως φαίνεται στο σχήμα 4.6β.

Ο όρος «δια-αντισταση» ή για συντομία, «διαντίσταση» υποδηλώνει την (εσωτερική) αντίσταση του συστήματος του ενισχυτή και ισούται με το αντίστροφο της διαγωγιμότητας.



Σχ. 4.6α.

Σχημάτικό διάγραμμα ενισχυτή με ανατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως.



Σχ. 4.6β.

Ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή με ανατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως, ή ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή διαντιστάσεως.

Στην περίπτωση που ο ενισχυτής εργάζεται με ανατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως, η διαντίσταση  $R_{mf}$  δίνεται από τη σχέση (4.6.1):

$$R_{mf} = \frac{R_m}{1 + \beta_r R_m} \quad (4.6.1)$$

όπου:  $R_m$  η διαντίσταση του ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση. Η  $R_m$  μετριέται σε  $\Omega$ .

Ο συντελεστής ανατροφοδότησεως  $\beta_r$  ορίζεται ως εξής:

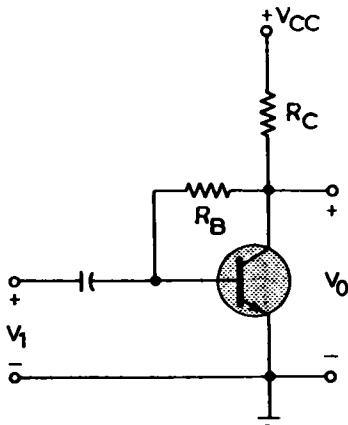
$$\beta_r = \frac{I_f}{V_0} \quad (4.6.2)$$

Ο συντελεστής  $\beta_r$  μετριέται σε  $\Omega^{-1}$  ή mho. Ο Πίνακας 4.5.1 καταχωρεί τις παραμέτρους και του ενισχυτή του σχήματος 4.6α.

### Παράδειγμα 5.

Το σχήμα 4.6γ δείχνει ένα απλό ενισχυτή με ανατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως. Οι τιμές των στοιχείων του κυκλώματος είναι:  $R_C = 3,3 \text{ k}\Omega$  και  $R_B = 56 \text{ k}\Omega$ . Οι παράμετροι του τρανζίστορ είναι:  $h_{ie} = 1,5 \text{ k}\Omega$ ,  $h_{fe} = 75$ . Τα  $h_{re}$  και  $h_{oe}$  θεωρούνται αμελητέα.

Να υπολογισθούν οι παράμετροι του ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση και με ανατροφοδότηση.



Σχ. 4.6γ.  
Ένας ενισχυτής με ανατροφοδότηση  
παράλληλης διακλαδώσεως

### Λύση.

Για τον ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση, οι παράμετροι είναι:

$$R_i \simeq h_{ie} \simeq 1,5 \text{ k}\Omega$$

$$A_u \simeq -h_{fe} \frac{R_C}{h_{ie}} \simeq -165$$

$$A_I \simeq -h_{fe} \simeq -75$$

Η σύνθετη αντίσταση εξόδου μπορεί να θεωρηθεί άπειρη. Δηλαδή,  $R_{of} \simeq \infty$ .

Για να υπολογίσουμε τις παραμέτρους του ενισχυτή με ανατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως, χρησιμοποιούμε τον πίνακα 4.5.1.

$$R_{if} \simeq \frac{56}{1 + 165} \| 1,5 \text{ k}\Omega \simeq 506 \Omega$$

$$R_{of} \simeq R_B \simeq 56 \text{ k}\Omega$$

$$A_{uf} \simeq -165$$

$$A_{lf} \simeq -\frac{3,3}{56} \simeq -0,06$$

Τις ίδιες τιμές μπορούμε να βρούμε, αν σχεδιάσομε το ισοδύναμο κύκλωμα μικρών - σημάτων του σχήματος 4.6γ.

Τα αποτελεσμάτα που αφορούν τους διάφορους τύπους ανατροφοδοτήσεως, συγκεντρώνεται στον Πίνακα 4.6.1.

#### ΠΙΝΑΚΑΣ 4.6.1.

*Αποτελεσμάτων ανατροφοδοτήσεως στις παραμέτρους του ενισχυτή.*

Τύπος ανατροφοδοτήσεως	Απολαβή		Αντίσταση	
	Τάσεως (2)	Ρεύματος (3)	Εισόδου	Εξόδου
Τάσεως (σχ. 4.2α)	ελάττωση	αμετάβλητη	αύξηση	ελάττωση
Ρεύματος (σχ. 4.3α)	αμετάβλητη	ελάττωση	ελάττωση	αύξηση
Σειράς (σχ. 4.5α)	(1)	αμετάβλητη	αύξηση	αύξηση
Παράλληλης διακλαδώσεως (σχ. 4.6α)	αμετάβλητη	(1)	α) ελάττωση για μεγάλο $R_i$ β) αμετάβλητη για μικρό $R_i$	α) ελάττωση για μεγάλο $R_o$ β) αμετάβλητη για μικρό $R_o$

1): Βλ. Πίνακα 4.5.1.

2): Απολαβή τάσεως ανοικτού - κυκλώματος.

3): Απολαβή ρεύματος βραχυκυκλωμένου - κυκλώματος.

#### 4.7 Επίδραση της ανατροφοδοτήσεως στη μη γραμμική παραμόρφωση και στο θόρυβο.

Η αρνητική ανατροφοδότηση στους ενισχυτές, έχει σαν αποτέλεσμα τη μείωση της μη γραμμικής παραμορφώσεως. Συγκεκριμένα, η ανατροφοδότηση συμβάλλει στη μείωση του πλάτους του παραμορφωμένου σήματος. Για λεπτομέρειες, μπορούμε να συμβουλευθούμε το τρίτο κεφάλαιο Αρμονική παραμόρφωση.

Αν συμβολίσομε με  $D_f$  και  $D$  τα πλάτη των παραμορφωμένων σημάτων με ανατροφοδότηση και χωρίς ανατροφοδότηση, τότε η σχέση που τα συνδέει είναι η εξής:

$$D_f = \frac{D}{1 + \beta A} \quad (4.7.1)$$

όπου:  $\beta$  και  $A$  αναφέρονται στην ανατροφοδότηση τάσεως. Επειδή  $1 + \beta A > 1$ , έπειται ότι  $D_f < D$ .

Γενικά, σε κάθε ενισχυτή με ανατροφοδότηση, επειδή μέρος του σήματος εξόδου επιστρέφει στην είσοδο του ενισχυτή, το πλάτος του σήματος εξόδου είναι

μικρότερο, συγκριτικά με εκείνο χωρίς ανατροφοδότηση. Αυτό έχει σαν συνέπεια, σήματα παραμορφώσεως, καθώς και θόρυβοι που παράγονται στα κυκλώματα του ενισχυτή, να υφίστανται σημαντική μείωση στο πλάτος τους όταν ο ενισχυτής εργάζεται με ανατροφοδότηση. Αυτό άλλωστε φανερώνει και η σχέση (4.7.1).

#### **Ερωτήσεις.**

1. Τι είναι αρνητική ανατροφοδότηση;
  2. Τι είναι θετική ανατροφοδότηση;
  3. Τι τύπο ανατροφοδοτήσεως (θετικό ή αρνητικό) χρησιμοποιούμε στους ενισχυτές; Ποιος είναι ο λόγος;
  4. Ποια η επίδραση της αρνητικής ανατροφοδοτήσεως στη σταθερότητα της απολαβής ενός ενισχυτή; (βλ. και πρώτο κεφάλαιο, Πόλωση).
  5. Ποια η επίδραση της αρνητικής ανατροφοδοτήσεως στο εύρος της ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων του ενισχυτή;
  6. Ποια η επίδραση της αρνητικής ανατροφοδοτήσεως στη μη γραμμική παραμόρφωση και στο θόρυβο του ενισχυτή;
  7. Σε ένα κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως τάσεως, εξηγήστε τον τρόπο, με τον οποίο η απολαβή τάσεως μπορεί να σταθεροποιηθεί από τις μεταβολές των παραμέτρων του τρανζίστορ (βλ. και πρώτο κεφάλαιο).
  8. Ποια η επίδραση της αρνητικής ανατροφοδοτήσεως τάσεως στις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου;
  9. Σε ένα κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως ρεύματος, εξηγήστε τον τρόπο, με τον οποίο η απολαβή ρεύματος μπορεί να σταθεροποιηθεί από τις μεταβολές των παραμέτρων του τρανζίστορ (βλ. και πρώτο κεφάλαιο).
  10. Ποια η επίδραση της αρνητικής ανατροφοδοτήσεως ρεύματος στις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου;
  11. Ποια η επίδραση της αρνητικής ανατροφοδοτήσεως στην απόκριση συχνοτήτων του ενισχυτή;
  12. Ποιο μέγεθος του ενισχυτή μεταβάλλει η ανατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως;
  13. Ποιο μέγεθος του ενισχυτή μεταβάλλει η ανατροφοδότηση σειράς;
  14. Ποια είναι τα σπουδαιότερα πλεονεκτήματα ενός ενισχυτή με αρνητική ανατροφοδότηση, σε σύγκριση με τον ίδιο ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση;
-

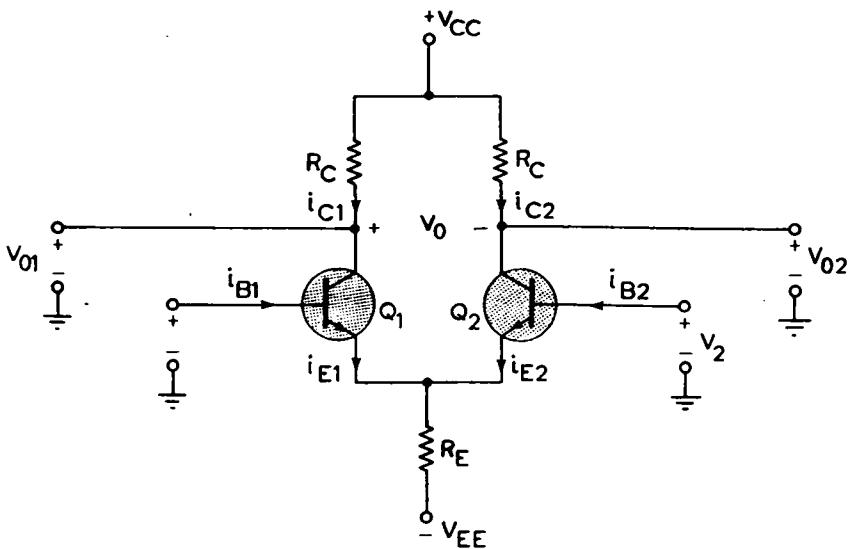
## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΠΕΜΠΤΟ

### ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΙ ΚΑΙ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ

#### 5.1 Γενικά.

Οι διαφορικοί ενισχυτές λέγονται και **ενισχυτές διαφοράς** (differential amplifiers), για τους λόγους που θα δούμε στη συνέχεια. Το βασικό κύκλωμα μιας βαθιδάς των διαφορικών ενισχυτών αποτελείται από δύο τρανζίστορ που έχουν τα ίδια χαρακτηριστικά και των οποίων οι εκπομποί συνδέονται μεταξύ τους.

Οι βαθιδάες ενισχύσεως έχουν απευθείας σύνδεση μεταξύ τους (dc – coupled) και χρειάζονται δύο τροφοδοτικοί τάσεως, ένα θετικό και ένα αρνητικό. Ένα βασικό κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή φαίνεται στο σχήμα 5.1.



**Σχ. 5.1.**  
Βασικό κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή.

Στο κύκλωμα αυτό, οι εκπομποί είναι συνδεδεμένοι μαζί και τα σήματα εισόδου V<sub>1</sub> και V<sub>2</sub> εφαρμόζονται στις βάσεις των τρανζίστορ.

Οι έξοδοι του ενισχυτή V<sub>01</sub> και V<sub>02</sub> λαμβάνονται από τους συλλέκτες των τρανζίστορ Q<sub>1</sub>, Q<sub>2</sub>.

Στην ιδανική περίπτωση, η αντίσταση R<sub>E</sub> πρέπει να είναι άπειρη. Έτσι, και η

σύνθετη αντίσταση εισόδου θα είναι άπειρη, με σκοπό το κύκλωμα να λειτουργεί σαν ιδανικός διαφορικός ενισχυτής. Αν  $R_E \rightarrow \infty$ , τότε  $i_{E1} = -i_{E2}$  και συνεπώς  $i_{C1} = -i_{C2}$  και  $V_{o1} = -V_{o2}$ .

Οι βασικές ιδιότητες ενός διαφορικού ενισχυτή είναι:

α) Όταν τα σήματα εισόδου είναι ίδια, τότε η έξοδος  $V_0$  είναι μηδέν. Δηλαδή,

$$V_{o1} = -V_{o2} \text{ ή:}$$

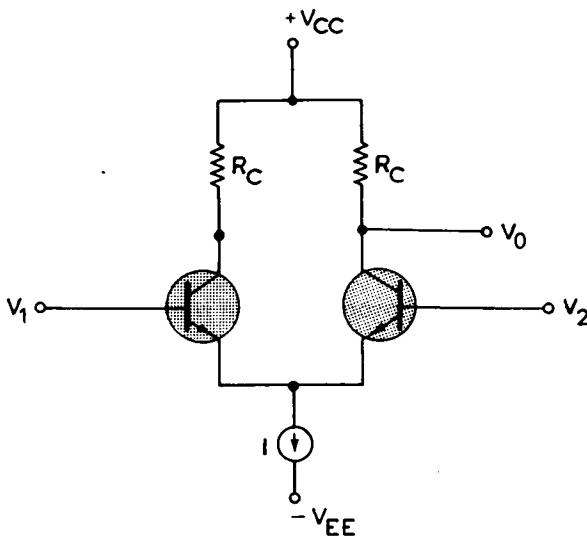
$$V_0 = V_{o1} + V_{o2} = 0$$

β) Όταν τα σήματα εισόδου είναι διαφορετικά, τότε η έξοδος είναι ανάλογη της διαφοράς των σημάτων εισόδου.

Για τους λόγους αυτούς ο διαφορικός ενισχυτής (DIFF - AMP), επειδή έχει να κάνει με διαφορές σημάτων, λέγεται και **ενισχυτής διαφοράς**.

## 5.2 Βελτιωμένο κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή.

-Θεωρούμε το κύκλωμα του σχήματος 5.2a, στο οποίο έχομε αντικαταστήσει την αντίσταση  $R_E$  από μία ιδανική πηγή σταθερού ρεύματος  $I$ .



Σχ. 5.2a.

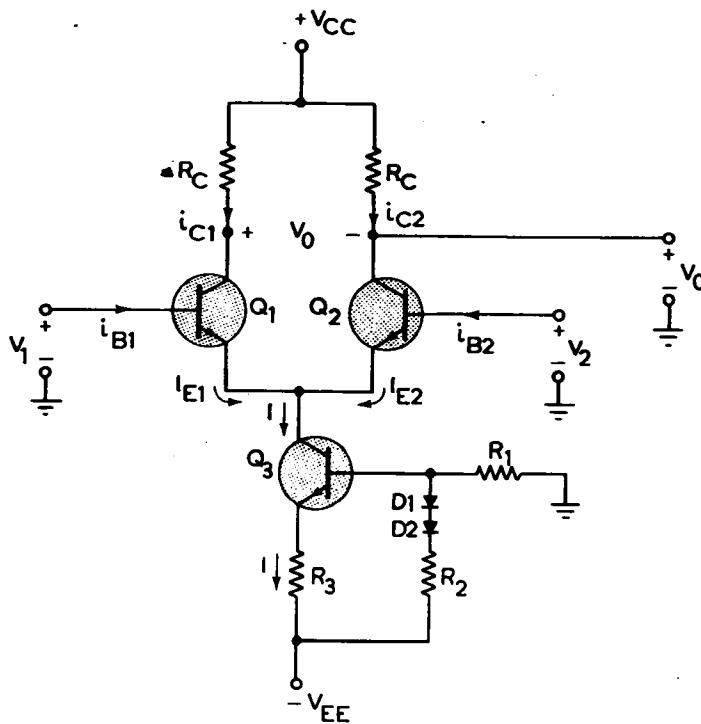
Κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή με πηγή σταθερού ρεύματος.

Η πηγή αυτή παρέχει και τη συνεχή πόλωση που χρειάζεται το κύκλωμα και παρεμβάλλει άπειρη αντίσταση μεταξύ των δύο εκπομπών και της γειώσεως.

Γενικά, μια γεννήτρια ρεύματος μπορεί να θεωρηθεί με προσέγγιση ότι ενεργεί σαν ένα τρανζίστορ, όπως φαίνεται στο σχήμα 5.2β.

Στη διάταξη αυτή μπορούμε να ρυθμίσουμε το ρεύμα  $I$ , μεταβάλλοντας τις αντίστασεις  $R_1$ ,  $R_2$  και  $R_3$ . Οι κρυσταλλοδίοδοι ενεργούν σαν ρυθμιστές της θερμοκρασίας του τρανζίστορ  $Q_3$ .

Αν υποθέσουμε ότι η ορθή τάση πολώσεως κάθε διόδου είναι 0,6 V και αμελη-



Σχ. 5.28.

Πρακτικό κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή, όπου η πηγή σταθερού ρεύματος έχει αντικατασταθεί από τρανζίστορ.

τέο το ρεύμα βάσεως του τρανζίστορ  $Q_3$ , τότε η τάση βάσεως του  $Q_3$ , σε σχέση με τη γη, θα είναι:

$$V_{B3} = \frac{-(V_{EE} - 1,2)R_1}{R_1 + R_2} \quad (5.2.1)$$

Το ρεύμα πολώσεως  $I$  μπορεί να υπολογισθεί από την τάση στα άκρα της  $R_3$ :

$$V_{R3} = V_{B3} - V_{BE3} - (-V_{EE}) = IR_3 \quad (5.2.2)$$

όπου:  $V_{BE3} \approx 0,6$  V.

Αν  $R_1 = R_2$ , τότε η (5.2.1) δίνει:

$$V_{B3} = -\frac{V_{EE}}{2} + 0,6 \text{ V} \quad (5.2.3)$$

Αντικαθιστούμε τώρα την (5.2.3) στην (5.2.2) και έχομε:

$$V_{R3} = -\frac{V_{EE}}{2} + 0,6 - 0,6 + V_{EE} = \frac{V_{EE}}{2} = IR_3$$

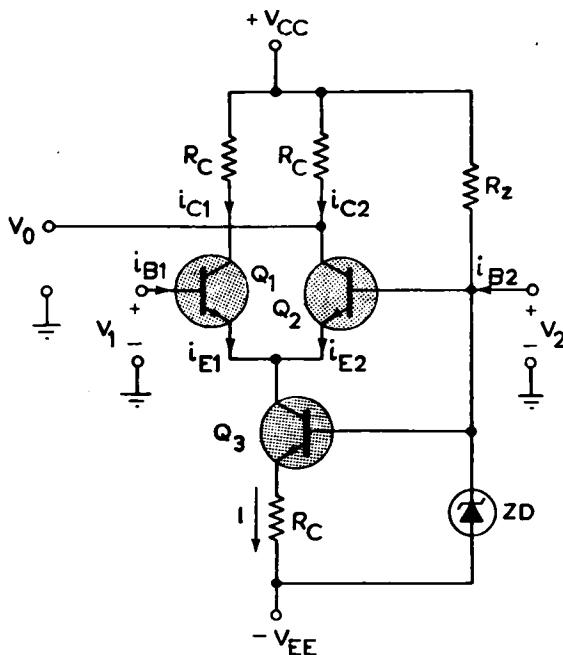
Δηλαδή:

$$I = \frac{V_{EE}}{2R_3} \quad (5.2.4)$$

Από τη σχέση αυτή, βλέπουμε ότι το **ρεύμα πολώσεως**  $I$  είναι ανεξάρτητο της τάσεως βάσεως - εκπομπού.

Για το λόγο αυτό δεν είναι ευαίσθητο στις μεταβολές της θερμοκρασίας αλλά παραμένει σταθερό και υπολογίζεται από την τάση πολώσεως  $V_{EE}$  και την αντίσταση  $R_3$ .

Ένας άλλος τρόπος για να έχομε ρεύμα πολώσεως ανεξάρτητο της θερμοκρασίας, φαίνεται στο σχήμα 5.2γ.



Σχ. 5.2γ.  
Κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή με Zener.

Στο κύκλωμα αυτό χρησιμοποιείται μία δίοδος Zener για να επιφέρει πόλωση στην πηγή ρεύματος του τρανζίστορ  $Q_3$ .

Η αντίσταση  $R_z$  ενεργεί σαν αντίσταση περιορισμού του ρεύματος, ώστε το ρεύμα που περνά μέσα από τη δίοδο Zener, να μην υπερβαίνει την τιμή ασφάλειας.

Αν οι χαρακτηριστικές θερμοκρασίας της δίοδου Zener ταιριάζουν με τις χαρακτηριστικές της διόδου βάσεως - εκπομπού του τρανζίστορ  $Q_3$ , τότε το ρεύμα πολώσεως  $I$  παραμένει ανεξάρτητο της θερμοκρασίας και δίνεται από τη σχέση (5.2.5):

$$I = \frac{V_z - V_{BE3}}{R_3} \quad (5.2.5)$$

όπου:  $V_z$  είναι η τάση (αναφοράς) της διόδου Zener.

Το κύκλωμα με Zener φαίνεται στο σχήμα 5.2γ.

Η λειτουργία στο εναλλασσόμενο των δύο παραπάνω βελτιωμένων κυκλωμάτων των διαφορικών ενισχυτών είναι παρεμφερής.

### Απολαβή διαφοράς, $A_d$ .

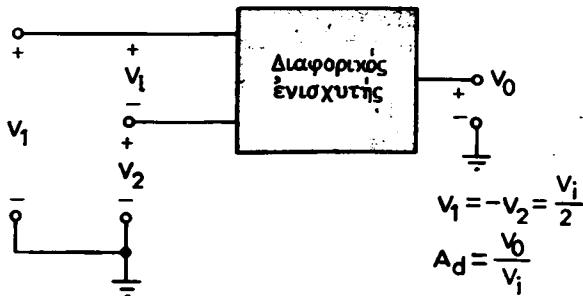
Η απολαβή διαφοράς, η οποία λέγεται και **διαφορική απολαβή** (difference gain) υπολογίζεται στη συνέχεια.

Θεωρούμε το κύκλωμα των διαφορικών ενισχυτών του σχήματος 5.2β ή 5.2γ. Αν τώρα εφαρμόσομε τα σήματα  $V_1$  και  $V_2$  (σχ. 5.2δ), ώστε να ισχύει:

$$V_1 = -V_2 = \frac{V_i}{2} \quad (5.2.6)$$

τότε η τάση εξόδου  $V_0$  διαιρούμενη δια της τάσεως εισόδου  $V_i$ , που ορίζει η (5.2.6), ονομάζεται απολαβή διαφοράς,  $A_d$ . Συνεπώς:

$$A_d \approx \frac{V_0}{V_i} = \frac{V_0}{V_1 - V_2} \quad (5.2.7)$$



**Σχ. 5.2δ.**  
Σχηματική παράσταση για τον υπολογισμό της απολαβής διαφοράς  $A_d$ .

Η απολαβή διαφοράς των διαφορικών ενισχυτών (σχ. 5.2β και 5.2γ) δίνεται με προσέγγιση από τη σχέση:

$$A_d \approx -\frac{h_{fe} R_C}{2 h_{ie}} \quad (5.2.8)$$

όπου: τα  $h_{fe}$  και  $h_{ie}$  είναι οι υβριδικές παράμετροι των τρανζίστορ  $Q_1$ ,  $Q_2$  που χρησιμοποιούμε και μπορούν να βρεθούν από τους καταλόγους των τρανζίστορ.

Από την τελευταία εξίσωση, βρίσκομε ότι η απολαβή διαφοράς  $A_d$  δεν είναι πολύ μεγάλη.

### Απολαβή κοινού - τύπου, $A_C$ .

Η απολαβή κοινού - τύπου (common - mode gain) συμβολίζεται με  $A_C$ .

Ας υποθέσουμε ότι τα σήματα τάσεως που εφαρμόζομε στην είσοδο του διαφορικού ενισχυτή, είναι ίσα. Δηλαδή,  $V_1 = V_2 = V_i$  (σχ. 5.2ε). Στην περίπτωση αυτή,

εφ' όσον ο διαφορικός ενισχυτής είναι ιδανικός, θα πρέπει η τάση εξόδου να είναι μηδέν.

Στην πράξη όμως, η τάση εξόδου έχει κάποια τιμή  $V_0$ . Μπορούμε, συνεπώς, να ορίσουμε ως απολαβή κοινού - τύπου  $A_C$ , το πηλίκο της τάσεως εξόδου  $V_0$  δια της τάσεως εισόδου  $V_i$ , όταν οι επί μέρους τάσεις εισόδου είναι ίσες.

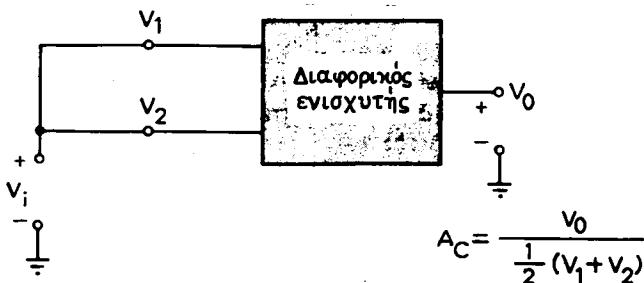
Δηλαδή:

$$A_C \simeq \frac{V_0}{V_i} = \frac{V_0}{\frac{1}{2}(V_1 + V_2)} \quad (5.2.9)$$

Από το κύκλωμα του σχήματος 5.2γ, μπορεί να αποδειχθεί ότι η απολαβή κοινού - τύπου  $A_C$  δίνεται από τη σχέση:

$$A_C \simeq -\frac{R_C}{2 R_E} \quad (5.2.10)$$

όπου:  $R_E = R_3 + h_{oe3}$ . Το  $h_{oe}$  είναι η υβριδική παράμετρος του τρανζίστορ  $Q_3$  και βρίσκεται από τους καταλόγους των κατασκευαστών των τρανζίστορ.



Σχ. 5.2ε.

Σχηματική παράσταση για τον υπολογισμό της απολαβής κοινού - τύπου  $A_C$ .

Από τη σχέση (5.2.10), συμπεραίνομε ότι, όταν το  $R_E$  είναι πολύ μεγάλο, η απόλυτη τιμή του  $A_C$  είναι πολύ μικρή.

### Λόγος αποβολής κοινού - τύπου, CMRR.

Ο λόγος αποβολής κοινού - τύπου συμβολίζεται με CMRR (common - mode rejection ratio).

Ο λόγος αυτός αποτελεί ένδειξη της ποιότητας των διαφορικών ενισχυτών, καθώς και των τελεστικών ενισχυτών, τους οποίους εξετάζομε παρακάτω.

Ο λόγος αποβολής κοινού - τύπου εκφράζεται με το πηλίκο της απολαβής διαφοράς  $A_d$  δια της απολαβής κοινού - τύπου  $A_C$ . Δηλαδή:

$$CMRR \simeq \left| \frac{A_d}{A_C} \right| \quad (5.2.11)$$

**Ο λόγος CMRR μετρά την ικανότητα του ενισχυτή να αποβάλλει (απορρίπτει)**

**ανεπιθύμητα σήματα, τα οποία είναι κοινά και στις δύο εισόδους. Τέτοια σήματα μπορεί να είναι θόρυβοι ή άλλα.**

Όσο μεγαλύτερος είναι ο λόγος CMRR, τόσο περισσότερο το σήμα εξόδου θα προσεγγίζει τη διαφορά των δύο σημάτων εισόδου.

Το λόγο CMRR μπορούμε να τον χρησιμοποιήσουμε για να εκφράσουμε σε γενική μορφή την τάση εξόδου  $V_o$  του διαφορικού ενισχυτή. Η έκφραση αυτή παρέχεται από την εξίσωση (5.2.12):

$$V_o = A_d V_d \left( 1 + \frac{1}{CMRR} \cdot \frac{V_C}{V_d} \right) \quad (5.2.12)$$

όπου:  $V_d$  η διαφορά των σημάτων εισόδου,  $V_d = V_1 - V_2$ . Το  $V_C$  παριστάνει το σήμα εισόδου κοινού - τύπου:

$$V_C = \frac{1}{2} (V_1 + V_2)$$

Ο λόγος CMRR για τα κυκλώματα των σχημάτων 5.2β και 5.2γ μπορεί να υπολογισθεί διαιρώντας τις εξισώσεις (5.2.8) και (5.2.10). Συνεπώς:

$$CMRR \approx \frac{h_{fe} R_E}{h_{ie}} \quad (5.2.13)$$

όπου:  $R_E = R_3 + h_{oe3}$ . Το  $h_{oe}$  είναι η υβριδική παράμετρος του τρανζίστορ  $Q_3$  και δίνεται στους καταλόγους των κατασκευαστών τρανζίστορ.

### Παράδειγμα 1.

Το κύκλωμα του διαφορικού ενισχυτή του σχήματος 5.2γ περιέχει τα εξής στοιχεία:

$$R_C = 1 \text{ k}\Omega, R_3 = 560 \Omega, R_z = 1,8 \text{ k}\Omega, V_{CC} = V_{EE} = 12 \text{ V}$$

Υποθέτομε ότι όλα τα τρανζίστορ έχουν τις ίδιες παραμέτρους και έχουν τιμές:  $\beta = 100$ ,  $h_{ie} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $h_{fe} = 50$  και  $h_{oe} = 1/50 \text{ k}\Omega$ .

Η δίοδος Zener είναι τύπου 1N754 (6,8 V).

Ζητούνται να υπολογισθούν:

α) Οι συνεχείς τάσεις και τα συνεχή ρεύματα του διαφορικού ενισχυτή.

β) Η απολαβή διαφοράς και η απολαβή κοινού - τύπου του κυκλώματος.

γ) Ο λόγος CMRR.

### Λύση.

Επειδή το  $\beta$  των τρανζίστορ έχει μεγάλη τιμή,  $\beta = 100$ , μπορούμε να θεωρήσουμε αιμελητέα όλα τα ρεύματα των βάσεων των τρανζίστορ, συγκριτικά με τα ρεύματα των εκπομπών και των συλλεκτών.

α) Από τη σχέση (5.2.5) έχομε:

$$I \simeq \frac{6,8 - 0,6}{0,56} \text{ mA} \simeq 11 \text{ mA}$$

Εφόσον το τρανζίστορ  $Q_1$ , και  $Q_2$  είναι όμοια, τότε το ρεύμα ή διχάζεται σε δύο ρεύματα μεταξύ των εκπομπών τους. Δηλαδή:

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{I}{2} \approx 5,5 \text{ mA}$$

Αν υποθέσουμε ότι δεν εφαρμόζεται καμία συνεχής τάση στους ακροδέκτες εισόδου, τότε  $V_{B1} = V_{B2} = 0 \text{ V}$ . Συνεπώς, οι εκπομποί των  $Q_1$ , και  $Q_2$  πρέπει να είναι σε τάση  $-0,6 \text{ V}$ .

Επειδή το  $\beta$  είναι μεγάλο, μπορούμε να πούμε ότι τα ρεύματα συλλέκτη και εκπομπού στα τρανζίστορ  $Q_1$ ,  $Q_2$  και  $Q_3$  είναι ίσα.

Οι πτώσεις τάσεως στα άκρα των αντιστάσεων συλλέκτη είναι:

$$V_{RC} \approx (5,5 \text{ mA}) (1 \text{ k}\Omega) \approx 5,5 \text{ V}$$

Οι συλλέκτες των  $Q_1$ , και  $Q_2$  πρέπει τότε να είναι σε τάση  $5,5 \text{ V}$  κάτω της τάσεως  $V_{CC}$ , δηλαδή σε τάση:

$$12 - 5,5 = 6,5 \text{ V, σχετικά με τη γη.}$$

Οι τάσεις συλλέκτη - εκπομπού για τα τρία τρανζίστορ είναι αντίστοιχα:

$$V_{CE1} = V_{CE2} = 6,5 - (-0,6) = 7,1 \text{ V, και}$$

$$V_{CE3} = -0,6 + 12 - (11 \text{ mA}) (0,56 \text{ k}\Omega) \approx 5,2 \text{ V}$$

β) Οι απολαβές διαφοράς διαφοράς και κοινού - γύπου, μπορούν να υπολογισθούν από τις σχέσεις (5.2.8) και (5.2.10) αντίστοιχα:

$$A_d \approx -\frac{50(1)}{2(1)} \approx -25 \quad \text{και}$$

$$A_C \approx -\frac{1}{2(50)} \approx -0,01$$

γ) Ο λόγος αποβολής CMRR είναι:

$$CMRR \approx \frac{A_d}{A_C} \approx \frac{25}{0,01} = 2500$$

Ο λόγος αυτός μπορεί να εκφρασθεί σε decibels (dB) και είναι:

$$CMRR \text{ σε dB} = 20 \text{ λογ}(2500) = 20 \text{ λογ}(25 \times 10^2) = 20 \{2 + \text{λογ}25\} = 68 \text{ dB.}$$

Αν στο παράδειγμα αυτό, οι τάσεις εισόδου ήσαν διαφορετικές, π.χ.  $2 \text{ mV}$  και  $5 \text{ mV}$ , τότε, με βάση τη σχέση (5.2.12), η έξοδος θα ήταν:

$$V_o = (-25)(3) \left(1 + \frac{7}{7500}\right) = -75(1,001) \text{ mV}$$

Η τιμή αυτή είναι περίπου  $-25$  φορές μεγαλύτερη της διαφοράς των σημάτων εισόδου ( $5 - 2 = 3 \text{ mV}$ ).

Αν το τρανζίστορ  $Q_3$  είχε μεγαλύτερη σύνθετη αντίσταση εξόδου, π.χ. μικρότερο  $h_{oe}$ , τότε ο λόγος αποβολής CMRR θα ήταν ακόμη μεγαλύτερος. Με τον τρόπο αυτό, το σφάλμα στην τάση εξόδου θα ήταν ακόμη μικρότερο του 0,1%, που είναι για το παράδειγμά μας.

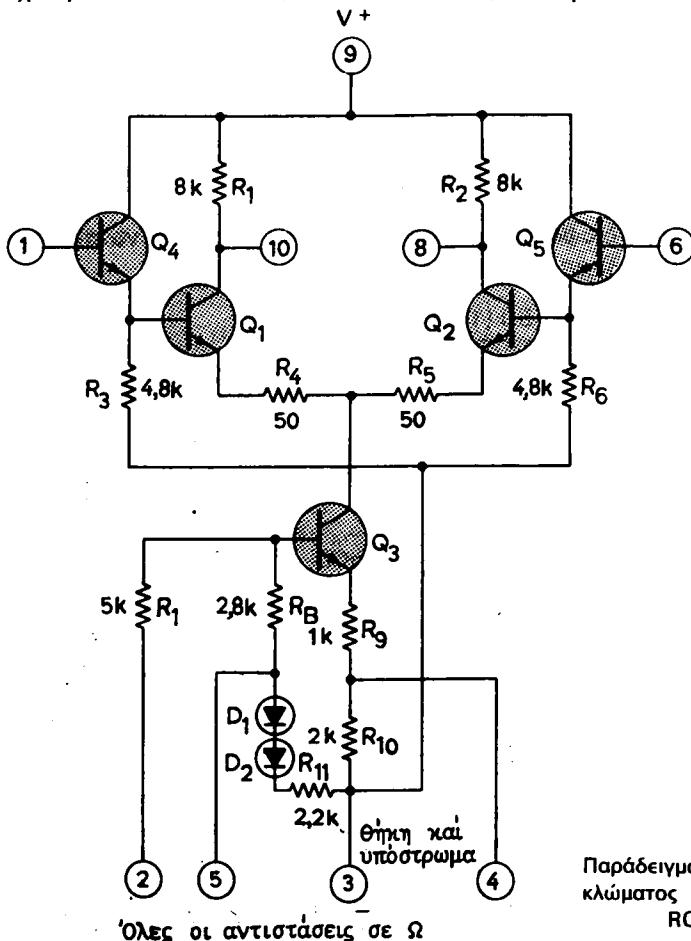
### Ολοκληρωμένα κυκλώματα διαφορικών ενισχυτών.

Τα ολοκληρωμένα κυκλώματα των διαφορικών ενισχυτών στη διεθνή βιβλιογραφία συμβολίζονται ως «IC - DIFF - AMPS» από τα αρχικά των λέξεων «Integrated circuits differential amplifiers».

Τα ολοκληρωμένα κυκλώματα έχουν τα ηλεκτρονικά τους στοιχεία συσσωματωμένα πάνω σε κοινό υπόστρωμα κρυστάλλου. Τα κυκλώματα αυτά καταλαμβάνουν μικρό χώρο και είναι επικολλημένα πάνω σε μικρές μονωτικές πλάκες.

Τα ολοκληρωμένα (ή συσσωματωμένα) κυκλώματα κατασκευάζονται με διάφορους βιομηχανικούς τρόπους, ώστε να εξασφαλίζεται μικρό κόστος και να είναι πανομοιότυπα.

Σαν παράδειγμα αναφέρομε το ολοκληρωμένο κύκλωμα του διαφορικού ενισχυτή (IC - DIFF AMP) RCA - CA3000, πού φαίνεται στο σχήμα 5.2στ.



Μερικές εφαρμογές που αναφέρουν οι κατασκευαστές για το κύκλωμα αυτό είναι:

Ενισχυτής ανατροφοδοτήσεως με σύζευξη RC, κρυσταλλικός ταλαντωτής, διαμορφωτής κλπ.

Το κύκλωμα αυτό είναι πιο πολύπλοκο από εκείνο του σχήματος 5.2γ. Μπορούμε όμως σ' αυτό να αναγνωρίσουμε τα τρανζίστορ  $Q_1$ , και  $Q_2$  που είναι συνδεδεμένα σε διαφορικό - τύπο. Το τρανζίστορ  $Q_3$ , μαζί με τις αντιστάσεις του και τις διόδους  $D_1$ , και  $D_2$ , ενεργούν σαν πηγή σταθερού ρεύματος. Τα τρανζίστορ  $Q_4$  και  $Q_5$  είναι συνδεδεμένα σε μορφή ενισχυτή εκπομπού και αποτελούν τα τρανζίστορ εισόδου.

Ο κατασκευαστής καταχωρεί τις εξής παραμέτρους για το ολοκληρωμένο κύκλωμα του διαφορικού ενισχυτή CA3000:

$$A_d = 32 \text{ dB} \text{ (τιμή μεγέθους 40)}$$

$$\text{CMRR} = 98 \text{ dB} \text{ (τιμή μεγέθους } \sim 10^5)$$

$$R_i = 195 \text{ k}\Omega$$

Από τις τιμές αυτές, μπορούμε να πάρομε μια ιδέα για να συγκρίνομε το ολοκληρωμένο κύκλωμα του διαφορικού ενισχυτή με εκείνο του παραδείγματος της παραγράφου 5.2, το οποίο έχει διακεκριμένα ηλεκτρονικά στοιχεία.

Σαν παράδειγμα, αναφέρομε ότι μπορούμε να βρούμε την τάξη μεγέθους της απολαβής κοινού - τύπου του ενισχυτή CA3000, η οποία είναι  $4 \times 10^{-4}$ .

### **5.3 Τελεστικοί ενισχυτές.**

Οι τελεστικοί ενισχυτές στη διεθνή ορολογία συμβολίζονται ως «OP – AMPS» από τα αρχικά των λέξεων «Operational Amplifiers». Ένας τελεστικός ενισχυτής είναι ουσιαστικά ένας διαφορικός ενισχυτής μεγάλης απολαβής. Ο τελεστικός ενισχυτής έχει πολύ μεγάλη σύνθετη αντίσταση εισόδου και πολύ μικρή σύνθετη αντίσταση εξόδου.

Η απολαβή ανοικτού κυκλώματος βρόγχου των τελεστικών ενισχυτών είναι μεγαλύτερη του 1000. Η απολαβή αυτή ανοικτού κυκλώματος μπορεί να φθάσει και το ένα εκατομμύριο.

Οι σύγχρονες μέθοδοι κατασκευής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων τελεστικών ενισχυτών και η μεγάλη ποσότητα στην οποία ζητούνται στην αγορά, έχουν σαν αποτέλεσμα τη βελτίωση της ποιότητας των κυκλωμάτων αυτών και τη μείωση του κόστους παραγωγής τους.

### **Χαρακτηριστικές ιδιότητες του ιδανικού τελεστικού ενισχυτή.**

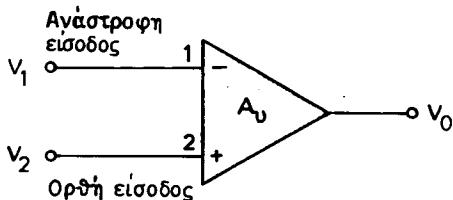
Οι βασικές ιδιότητες του ιδανικού τελεστικού ενισχυτή είναι:

- a) Απολαβή άπειρη.
- β) Αντίσταση εισόδου άπειρη.
- γ) Αντίσταση εξόδου μηδέν.
- δ) Εύρος ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων άπειρο.

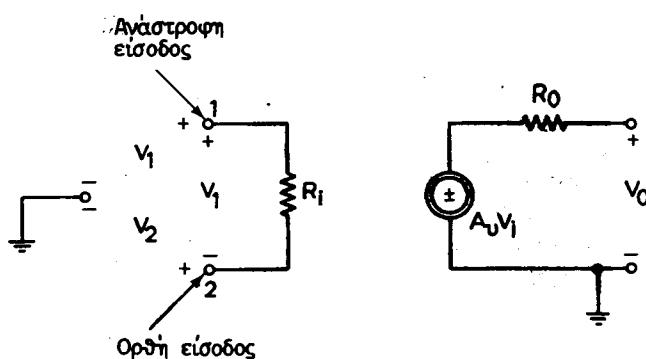
ε) Λόγος CMRR άπειρος.

Ο τελεστικός ενισχυτής παρίσταται (συμβολίζεται), όπως φαίνεται στο σχήμα 5.3α.

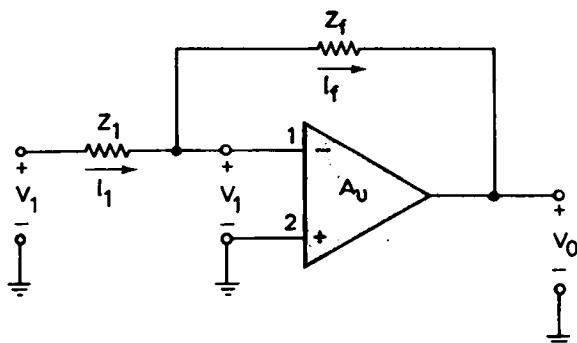
Οι δύο είσοδοι, η ανάστροφη (inverting) και η ορθή (ή μη ανάστροφη) (non-inverting) συμβολίζονται αντίστοιχα με (−) και (+). Το ισοδύναμο κύκλωμα του τελεστικού ενισχυτή φαίνεται στο σχήμα 5.3β.



Σχ. 5.3α.  
Συμβολισμός τελεστικού ενισχυτή.



Σχ. 5.3β.  
Ισοδύναμο κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή.



Σχ. 5.3γ.

Σχηματικό κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή με διακλάδωση ανατροφοδοτήσεως.

Στο κύκλωμα αυτό, παρατηρούμε ότι η αντίσταση εισόδου  $R_i$  ορίζεται μεταξύ των εισόδων και όχι μεταξύ μιας των εισόδων και της γης. Η τάση εξόδου έχει σαν σημείο αναφοράς τη γη.

Θεωρούμε τώρα το κύκλωμα του σχήματος 5.3γ με διακλάδωση ανατροφοδοτήσεως.

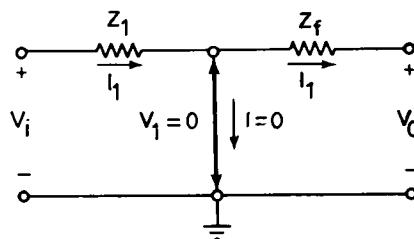
Το κύκλωμα αυτό είναι το βασικό κύκλωμα **ανάστροφου τελεστικού ενισχυτή** με την ορθή είσοδο γειωμένη.

Επειδή η σύνθετη αντίσταση εισόδου του τελεστικού ενισχυτή είναι άπειρη και οι σύνθετες αντιστάσεις  $Z_f$  και  $Z_1$  έχουν ορισμένη τιμή, έπειται ότι τα ρεύματα  $I_f$  και  $I_1$ , που διαρρέουν αντίστοιχα τις αντιστάσεις αυτές, πρέπει να είναι ίσα, επειδή και η  $R_i$  είναι άπειρη.

Αν τώρα η τάση εξόδου έχει ορισμένη τιμή και η απολαβή είναι άπειρη, τότε η τάση εισόδου  $V_i$ , του τελεστικού ενισχυτή πρέπει να είναι μηδέν.

**Το γεγονός αυτό συμφωνεί με τη διαπίστωση, ότι ο τελεστικός ενισχυτής δεν τραβά ρεύμα.**

Με βάση την παραπάνω ανάλυση, σχεδιάζομε το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 5.3γ, όπως φαίνεται στο σχήμα 5.3δ.



Σχ. 5.3δ.

Ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 5.3γ με «φανταστική» γείωση.

Η είσοδος του τελεστικού ενισχυτή δεν τραβά ρεύμα και συνεπώς στα άκρα εισόδου η πτώση τάσεως είναι μηδέν. Μπορούμε λοιπόν να πούμε ότι **η είσοδος του ιδανικού τελεστικού ενισχυτή ενεργεί σαν βραχυκύκλωμα σε ό,πι αφορά την τάση και σαν ανοικτό κύκλωμα, σε ό,πι αφορά το ρεύμα.**

Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα η είσοδος να θεωρείται σαν μία **φανταστική** (virtual) γείωση.

Η «φανταστική» γείωση ονομάζεται επίσης και **υποθετική**.

Επειδή:  $I_1 = I_f$  και  $V_1 = 0$ , έπειται:

$$I_1 = \frac{V_1}{Z_1} = I_f = -\frac{V_o}{Z_f} \quad (5.3.1)$$

Στην περίπτωση αυτή, η απολαβή τάσεως θα είναι:

$$A_u = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{Z_f}{Z_1} \quad (5.3.2)$$

Το αποτέλεσμα αυτό είναι σημαντικό, καθόσον μας φανερώνει ότι **η απολαβή είναι ανεξάρτητη των παραμέτρων του ενισχυτή** και εξαρτάται από τις σύνθετες αντιστάσεις που συνδέσαμε στο κύκλωμα.

Αυτό όμως ισχύει, εφ' όσον εκπληρώνονται οι εξής τρεις συνθήκες:

α) Η σύνθετη αντίσταση εισόδου είναι πολύ μεγάλη.

- β) Η απολαβή ανοικτού κυκλώματος (βρόγχου) είναι μεγάλη.  
 γ) Η σύνθετη αντίσταση εξόδου είναι πολύ μικρή.

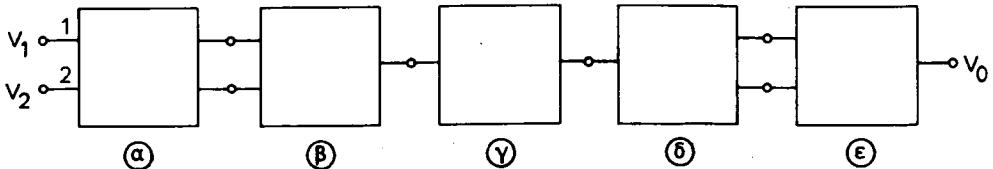
### Πρακτικά ολοκληρωμένα κυκλώματα τελεστικών ενισχυτών.

Στη συνέχεια εξετάζομε ολοκληρωμένα κυκλώματα τελεστικών ενισχυτών που βρίσκουν πρακτική εφαρμογή και των οποίων η λειτουργία δεν διαφέρει ουσιαστικά από τη λειτουργία των ιδανικών ενισχυτών.

Συνήθως, ένα πρακτικό ολοκληρωμένο κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή περιλαμβάνει μία ή δύο βαθμίδες με διαφορικούς ενισχυτές, μία βαθμίδα ενισχυτή εκπομπού (emitter-follower) με προσαρμογή σύνθετης αντιστάσεως, μία βαθμίδα μεταθέσεως του επιπέδου του συνεχούς (dc level - translator) και μία οδηγητική βαθμίδα εξόδου (output driver stage).

Σχηματικά, παριστάνομε τα στάδια αυτά στο σχήμα 5.3ε.

Από την ανάλυση αυτή, βλέπουμε ότι ο διαφορικός ενισχυτής, ο οποίος έχει και πολλές εφαρμογές σαν αυτοτελής μονάδα, αποτελεί επίσης και βασική μονάδα των ολοκληρωμένων τελεστικών ενισχυτών.



**Σχ. 5.3ε.**  
Σχηματικό διάγραμμα ολοκληρωμένου κυκλώματος τελεστικού ενισχυτή.

### Μεταθέτης του επιπέδου του συνεχούς.

Στη συνέχεια μελετούμε τον τρόπο λειτουργίας του μεταθέτη του επιπέδου του συνεχούς (dc level - translator). Ένα τέτοιο κύκλωμα μεταθέτη, φαίνεται στο σχήμα 5.3στ.

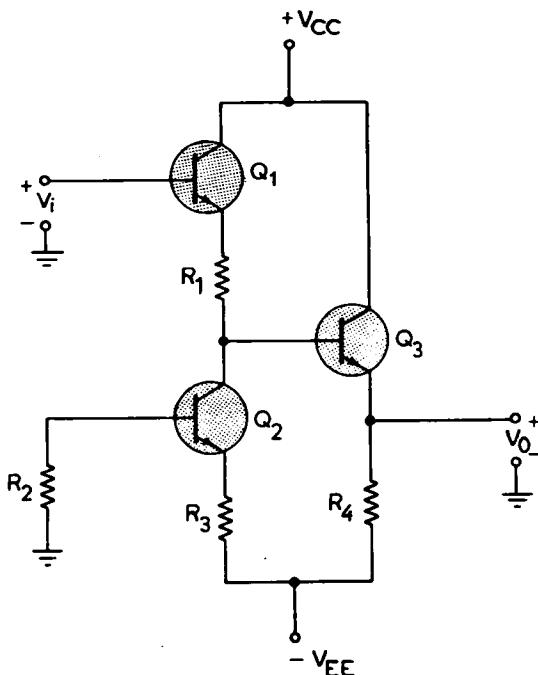
Το είδος αυτό του κυκλώματος έχει μεγάλη σημασία στους ενισχυτές με σύζευξη συνεχούς, καθόσον το κύκλωμα αυτό κάνει περίπου την ίδια δουλειά, που κάνει ο πυκνωτής συζεύξεως. Δηλαδή απομονώνει τη συνεχή συνιστώσα του σήματος.

Για να καταλάβομε τον τρόπο που επιτυγχάνεται αυτό, θεωρούμε ότι η τάση  $V_i$ , που εφαρμόζεται στην είσοδο του μεταθέτη, αποτελείται από εναλλασσόμενη και συνεχή συνιστώσα. Η εναλλασσόμενη συνιστώσα επικάθεται πάνω στη συνεχή συνιστώσα.

Στην περίπτωση αυτή, η έξοδος είναι ένα εναλλασσόμενο σήμα, το οποίο μεταβάλλεται (εναλλάσσεται) γύρω από την τάση γειώσεως.

Το σήμα αυτό δεν έχει συνεχή συνιστώσα. Τα στοιχεία του κυκλώματος στο σχήμα 5.3στ ρυθμίζονται, ώστε η βάση του  $Q_3$  να είναι πολωμένη σε 0,6 V πάνω από το σημείο (τάση) γειώσεως.

Έτσι, επιτυγχάνομε, ώστε η μέση τιμή ή το επίπεδο του συνεχούς στην τάση



**Σχ. 5.3στ.**  
Κύκλωμα μεταθέτη επιπέδου του συνεχούς.

$V_o$  να συμπίπτει με το σημείο γειώσεως. Συνεπώς, δεν υπάρχει συνεχής συνιστώσα ρεύματος στην έξοδο.

Η λειτουργία του μεταθέτη καθίσταται περισσότερο κατανοητή, από το παράκατω παράδειγμα.

### Παράδειγμα 2.

Δίνεται το κύκλωμα του σχήματος 5.3ζ, το οποίο παριστάνει το κύκλωμα ενός μεταθέτη του επιπέδου του συνεχούς. Τα τρανζίστορ πυριτίου είναι συσσωματωμένα (ολοκληρωμένο κύκλωμα) στο ίδιο υπόστρωμα και έχουν τα ίδια χαρακτηριστικά στοιχεία με  $\beta = 100$ . Η συνιστώσα του συνεχούς στην είσοδο είναι + 6 V.

Ζητείται να δειχθεί ότι δεν υπάρχει συνεχής συνιστώσα στην έξοδο.

### Λύση.

Επειδή όλα τα τρανζίστορ είναι πυριτίου, μπορούμε να υποθέσουμε ότι όλες οι τάσεις μεταξύ βάσεως – εκπομπού είναι 0,6 V.

Το ρεύμα βάσεως του  $Q_2$  είναι:

$$I_{B2} \simeq \frac{12 - 0,6}{40 + (\beta + 1)2} \text{ mA} \simeq 0,048 \text{ mA}$$

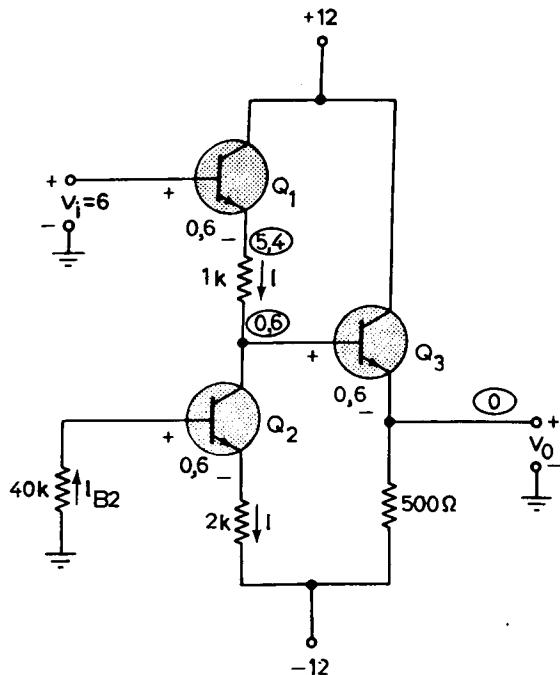
Το ρεύμα συλλέκτη του  $Q_2$  είναι:

$$I_{C2} = \beta I_{B2} \approx 4,8 \text{ mA}$$

Επειδή το ρεύμα βάσεως του  $Q_2$  και  $Q_1$  μπορεί να θεωρηθεί αμελητέο, συγκριτικά με το ρεύμα συλλέκτη, έπειτα ότι το ρεύμα εκπομπού των  $Q_2$  και  $Q_1$  ισούται με το ρεύμα συλλέκτη.

Η τάση στα άκρα της  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  είναι:

$$V_{R1} \approx 4,8 \text{ V}$$



Σχ. 5.3ζ

Παράδειγμα κυκλώματος μεταθέτη του επιπέδου του συνεχούς.

Αλλά η βάση του  $Q_1$ , βρίσκεται σε τάση 6 V, θα πρέπει τότε ο εκπομπός να βρίσκεται σε τάση  $6 - 0,6 = 5,4$  V.

Η βάση του  $Q_3$ , καθώς επίσης και ο συλλέκτης του  $Q_2$  θα πρέπει να είναι σε τάση:

$$V_{B3} = V_{C2} = V_{E1} - V_{R1} = 5,4 - 4,8 = 0,6 \text{ V}$$

Επειδή μεταξύ βάσεως – εκπομπού έχομε 0,6 V, τότε ο εκπομπός του  $Q_3$  θα πρέπει να βρίσκεται σε τάση **μηδέν βάλτ συνεχούς**.

Συνεπώς, ο εκπομπός του  $Q_3$ , ο οποίος αποτελεί και την έξοδο του μεταθέτη,

βρίσκεται σε μηδέν τάση συνεχούς. Δηλαδή το κύκλωμα αυτό έκανε μετάθεση της συνεχούς τάσεως εισόδου από τα 6 V σε μηδέν τάση συνεχούς στην έξοδο.

Το κύκλωμα αυτό μπορεί να κατασκευασθεί με σκοπό την πειραματική επαλήθευση των παραπάνω τιμών, αρκεί να μην επέλθει κορεσμός των τρανζίστορ.

Η λειτουργία στο εναλλασσόμενο του κυκλώματος «μεταθέτη του επιπέδου του συνεχούς», μπορεί να μελετηθεί, με σκοπό να φανεί ότι η εξασθένηση του εναλλασσομένου σήματος είναι ελάχιστη.

Το κύκλωμα του μεταθέτη βρίσκει εφαρμογή σε ενισχυτές ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, καθόσον η προσθήκη μερικών ακόμη τρανζίστορ, που αποτελούν το μεταθέτη, δεν επιβαρύνει τη δαπάνη του όλου ενισχυτή.

### **Μεγέθη πού καθορίζουν τη λειτουργία ενός πρακτικού ολοκληρωμένου κυκλώματος τελεστικού ενισχυτή.**

Τα πρακτικά ολοκληρωμένα κυκλώματα των τελεστικών ενισχυτών διαφέρουν σε πολλά χαρακτηριστικά ως προς τα ιδανικά κυκλώματα.

Για να καθορισθούν οι ιδιότητες ενός πρακτικού κυκλώματος, χρησιμοποιούνται τα παρακάτω μεγέθη, τα οποία συνήθως δίνονται από τους κατασκευαστές:

**1) Απολαβή τάσεως μεγάλου σήματος – Large – signal voltage gain:** Το πηλίκο μεταβολής της τάσεως εξόδου προς την αντίστοιχη μεταβολή της τάσεως εισόδου.

**2) Μέγιστη μεταβολή τάσεως εξόδου – Output voltage swing:** Η μέγιστη μεταβολή της τάσεως που μπορούμε να έχομε στην έξοδο, χωρίς να έχει υποστεί ψαλίδιση και η οποία έχει σημείο αναφοράς τη γη (γείωση).

**3) Τάση εισόδου για μηδενισμό τάσεως εξόδου - Input offset voltage:** Η τάση που πρέπει να εφαρμοσθεί, δια μέσου δύο ίσων αντιστάσεων, στις δύο εισόδους, ώστε η τάση εξόδου να είναι μηδέν.

**4) Ρεύμα εισόδου για μηδενισμό τάσεως εξόδου – Input offset current:** Η διαφορά μεταξύ των δύο ρευμάτων εισόδου, που διαρρέουν τους ακροδέκτες εισόδου, ώστε η τάση εξόδου να είναι μηδέν.

**5) Ρεύμα πολώσεως εισόδου – Input bias current:** Η μέση τιμή των δύο ρευμάτων εισόδου.

**6) Περιοχή (μέγεθος) τάσεως εισόδου – Input voltage gain:** Η περιοχή (ή τάξη μεγέθους) μεγίστων τάσεων εισόδου που επιτρέπεται να εφαρμοσθούν στους ακροδέκτες εισόδου, ώστε ο ενισχυτής να λειτουργεί μέσα σε προκαθορισμένα όρια.

**7) Αντίσταση εισόδου – Input resistance:** Το πηλίκο της μεταβολής της τάσεως εισόδου προς τη μεταβολή του ρεύματος σε ένα από τους ακροδέκτες εισόδου, με τον άλλο ακροδέκτη εισόδου γειωμένο.

**8) Ρεύμα τροφοδοτήσεως – Supply current:** Το ολικό ρεύμα που τραβά ο ενι-

σχητής από το τροφοδοτικό για να λειτουργήσει, όταν η αντίσταση φορτίου είναι μηδέν και η τάση εξόδου μηδέν.

**9) Λόγος αποβολής κοινού - τύπου – CMRR - Common - Mode rejection ratio:**

Το πηλίκο της τάσεως εισόδου μιας ορισμένης περιοχής προς τη μεταβολή (από κορυφή σε κορυφή) της τάσεως εισόδου, που απαιτείται για μηδενισμό της τάσεως εξόδου.

**10) Λόγος απορρίψεως μεταβολής τάσεως τροφοδοσίας – Power supply rejection ratio:** Το πηλίκο της μεταβολής της τάσεως εισόδου, που απαιτείται για μηδενισμό της τάσεως εξόδου, προς τη μεταβολή της τάσεως του τροφοδοτικού, η οποία συντελεί, ώστε να γίνει ο μηδενισμός αυτός της τάσεως εξόδου.

**11) Ρυθμός μεταβατικής μεταβολής – Slew rate:** Ο ρυθμός μεταβολής της τάσεως εξόδου, στη μεταβατική χρονική περίοδο, όταν μία βηματική τάση μεγάλου σήματος εφαρμόζεται στην είσοδο.

**Ερωτήσεις.**

1. Τι δουλειά κάνει ο διαφορικός ενισχυτής;
2. Αν οι δύο τάσεις εισόδου σε ένα διαφορικό ενισχυτή είναι ίσες, ποια είναι η τάση εξόδου στην ιδανική περίπτωση; Εξηγήστε το γιατί.
3. Τι πρέπει να είναι η σύνθετη αντίσταση εισόδου ενός διαφορικού ενισχυτή; Ποιος ο λόγος;
4. Τι βελτίωση επέρχεται στη λειτουργία του διαφορικού ενισχυτή, όταν, αντί για πηγή σταθερού ρεύματος, χρησιμοποιηθεί το τρανζίστορ  $Q_3$ ; (σχ. 5.2β).
5. Τι είναι η απολαβή διαφοράς ενός διαφορικού ενισχυτή;
6. Τι είναι η απολαβή κοινού - τύπου ενός διαφορικού ενισχυτή;
7. Τι μετρά ο λόγος αποβολής κοινού - τύπου σε ένα διαφορικό ενισχυτή;
8. Τι πρέπει να είναι ο λόγος CMRR, για ένα ιδανικό διαφορικό ενισχυτή; Τι για ένα πρακτικό ολοκληρωμένο κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή;
9. Τι πλεονέκτημα παρουσιάζουν τα ολοκληρωμένα κυκλώματα διαφορικών ενισχυτών, συγκριτικά με εκείνα που έχουν διακεκριμένα ηλεκτρονικά στοιχεία;
10. Ποιες είναι οι διαφορές και ομοιότητες μεταξύ διαφορικών και τελεστικών ενισχυτών;
11. Ποιες ιδιότητες έχει ο ιδανικός τελεστικός ενισχυτής; Να συγκρίνετε τις ιδιότητες αυτές με εκείνες ενός πρακτικού ολοκληρωμένου τελεστικού ενισχυτή.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΚΤΟ

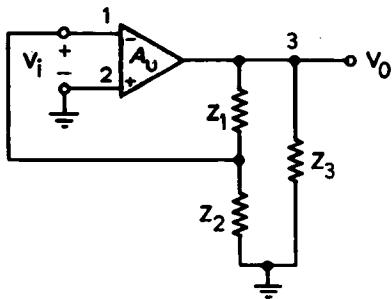
### ΗΜΙΤΟΝΟΕΙΔΕΙΣ ΤΑΛΑΝΤΩΤΕΣ

Με τον όρο **ταλαντωτές** χαρακτηρίζομε κάθε κύκλωμα, στο οποίο δεν εφαρμόζεται εναλλασσομένη τάση εισόδου και το οποίο δίνει εναλλασσόμενο σήμα στην έξοδο. Η μόνη είσοδος που απαιτείται στο κύκλωμα ενός ταλαντωτή είναι η συνεχής τάση τροφοδοτήσεως, η οποία χρειάζεται για να πολώσει τα ενεργά στοιχεία.

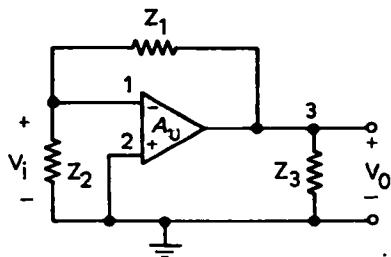
Σε γενικές γραμμές, οι ταλαντωτές είναι **ενισχυτές με θετική ανατροφοδότηση**. Οι ημιτονοειδείς ταλαντωτές λέγονται **επίσης** και **αρμονικοί ταλαντωτές**.

#### 6.1 Συνθήκες για την παραγωγή ταλαντώσεων.

Θεωρούμε το γενικό κύκλωμα ενός ταλαντωτή (σχ. 6.1α). Ο ενισχυτής αυτός, ο οποίος δεν είναι απαραίτητο να είναι τελεστικός, χαρακτηρίζεται από μία αρνητική απολαβή τάσεως  $A_v$ , μία σύνθετη αντίσταση εξόδου  $R_o$  και μία εξαιρετικά μεγάλη σύνθετη αντίσταση εισόδου  $R_i$ .



**Σχ. 6.1α.**  
Γενικό κύκλωμα ταλαντωτή.



**Σχ. 6.1β.**  
Τροποποιημένο γενικό κύκλωμα ταλαντωτή  
του σχήματος 6.1α.

Στο σχήμα 6.1β έχομε ξανασχεδιάσει το κύκλωμα του σχήματος 6.1α, για να φανεί καλύτερα το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως, το οποίο αποτελούν οι αντιστάσεις  $Z_1$  και  $Z_2$ .

Το κύκλωμα αυτό αναφέρεται σε ανατροφοδότηση τάσεως.

Η απολαβή του κυκλώματος αυτού είναι:

$$G = \frac{A}{1 + \beta A} \quad (6.1.1)$$

όπου:  $\beta$  ο συντελεστής ανατροφοδοτήσεως και  $A$  η απολαβή του ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση.

Η αντίκαση, καία συνθήκη για να γίνει το κύκλωμα ένας ταλαντωτής, είναι να τείνει η απολαβή στο άπειρο. **Θεωρητικά δηλαδή τό  $G = \infty$ .**

Για να γίνει όμως η απολαβή άπειρη, θα πρέπει ο παρονομαστής της (6.1.1) να γίνει μηδέν. Δηλαδή:

$$|1 + \beta A| = 0$$

ή

$$|\beta A| = 1 \text{ και } \text{η φασική γωνία του } (\beta A) = 0 \quad (6.1.2)$$

Το γινόμενο  $\beta A$  ονομάζεται **απολαβή βρόγχου**.

Το  $\beta$  ή το  $A$ , είτε και τα δύο, είναι συναρτήσεις της συχνότητας και συνεπώς μιγαδικοί αριθμοί.

Η συνθήκη 6.1.2 ονομάζεται **συνθήκη του Barkhausen**.

Με τη συνθήκη αυτή καθορίζονται οι προϋποθέσεις για να εκτελεί το κύκλωμα συντηρούμενες ταλαντώσεις.

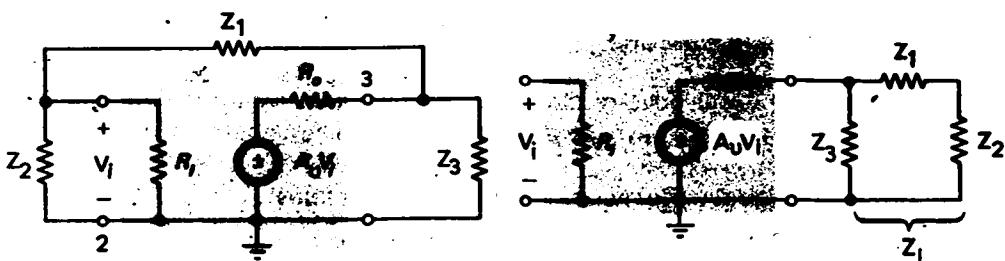
Σύμφωνα με τη συνθήκη του Barkhausen, η συχνότητα ταλαντώσεως είναι εκείνη, με την οποία το σήμα μεταφέρεται γύρω από το βρόγχο.

Όπως φαίνεται στο σχήμα 6.1β, το σήμα ταλαντώσεως αρχίζει από τους ακροδέκτες εισόδου, διατηρεί την ίδια φάση (για να εξασφαλισθεί θετική ανατροφοδότηση) και το πλάτος του παραμένει αμείωτο κατά τη διαδρομή του γύρω από το βρόγχο. Η συχνότητα ταλαντώσεως υπολογίζεται από την κατάλληλη **ολίσθηση φάσεως** (phase shift) του βρόγχου ανατροφοδοτήσεως.

**Η ταλάντωση αυτή καθαυτή εξασφαλίζεται εφ' όσον η απολαβή του βρόγχου αποκτήσει επαρκή πυγή.** Αν όμως η απολαβή είναι πολύ μεγαλύτερη της μονάδας, τότε επέρχεται παραμόρφωση του σήματος και η έξοδος δεν είναι ημιτονοειδής.

Αν αντικαταστήσουμε τον ενισχυτή με το ισοδύναμο κύκλωμά του, καταλήγομε στο κύκλωμα του σχήματος 6.1γ.

Για να υπολογίσουμε την απολαβή  $A$  του κυκλώματος αυτού χωρίς ανατροφοδότηση, ξανασχεδιάζομε το κύκλωμα του σχήματος 6.1γ. Το νέο κύκλωμα απεικονίζει το σχήμα 6.1δ.



Σχ. 6.1γ.

Ισοδύναμο κύκλωμα του ταλαντωτή του σχήματος 6.1β.

Σχ. 6.1δ.

Ισοδύναμο κύκλωμα για τον υπολογισμό της απολαβής χωρίς ανατροφοδότηση.

Από το κύκλωμα αυτό, βρίσκομε την απολαβή Α χωρίς ανατροφοδότηση.  
Συνεπώς:

$$A = A_u \frac{Z_L}{Z_L + R_o} \quad (6.1.3)$$

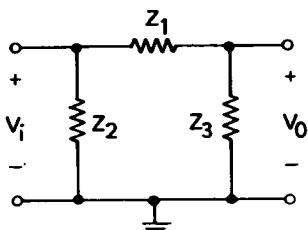
Το  $Z_L$  ορίζεται ως η ενεργός σύνθετη αντίσταση φορτίου χωρίς ανατροφοδότηση. Η αντίσταση αυτή δίνεται ως συνάρτηση των στοιχείων του κυκλώματος από τη σχέση:

$$Z_L = \frac{(Z_1 + Z_2) Z_3}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \quad (6.1.4)$$

Δηλαδή η  $Z_L$  αποτελεί την ολική αντίσταση του δεξιά δικτυώματος με τις  $Z_1$  και  $Z_2$  συνδεδεμένες σε σειρά, ενώ η ισοδύναμή τους θεωρείται συνδεδεμένη παράλληλα με τη  $Z_3$ .

Τα άλλα στοιχεία της εξισώσεως (6.1.3), δηλαδή το  $A_u$  και  $R_o$ , φαίνονται στο σχήμα 6.1δ.

Το συντελεστή ανατροφοδότησεως  $\beta$  μπορούμε να υπολογίσομε από το κύκλωμα του σχήματος 6.1ε.



**Σχ. 6.1ε.**  
Κύκλωμα για τον υπολογισμό του συντελεστή ανατροφοδότησεως  $\beta$ .

Από το κύκλωμα αυτό βρίσκεται ο συντελεστής ανατροφοδότησεως  $\beta$ , ο οποίος είναι:

$$\beta = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (6.1.5)$$

Αν αντικαταστήσομε τις σχέσεις (6.1.3), (6.1.4) και (6.1.5) στην (6.1.2) (συνθήκη Barkhausen), μπορούμε να βρούμε τη συχνότητα ταλαντώσεως, καθώς και την απολαβή του ενισχυτή, που απαιτείται για να λειτουργεί το κύκλωμα σαν ταλαντωτής. Και, για να γίνει αυτό πιο κατανοητό, θεωρούμε την ειδική περίπτωση, κατά την οποία όλες οι σύνθετες αντιστάσεις έχουν μηδέν ωμικό μέρος.

Δηλαδή:

$$Z_1 = jX_1, \quad Z_2 = jX_2, \quad Z_3 = jX_3 \quad (6.1.6)$$

Σχηματίζομε τώρα το γινόμενο  $\beta A$ , λαμβάνοντας υπ' όψη τις (6.1.3), (6.1.4), (6.1.5) και (6.1.6). Το γινόμενο αυτό είναι:

$$\beta A = A_u \frac{-X_2 X_3}{-X_3 X_1 - X_2 X_3 + jR_o (X_1 + X_2 + X_3)} \quad (6.1.7)$$

**Για να είναι η φασική γωνία του βΑ μηδέν, θα πρέπει το φανταστικό μέρος του παρονομαστή της (6.1.7) να είναι μηδέν.**

Δηλαδή:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad (6.1.8)$$

Οι χωρητικές ή επαγωγικές αντιστάσεις  $X_1$ ,  $X_2$  και  $X_3$  εξαρτώνται από τη συχνότητα ταλαντώσεως. Αν όμως οι αντιστάσεις αυτές για κάποιο κύκλωμα έχουν δοθεί, τότε η σχέση (6.1.8) μπορεί να μας προσδιορίσει και τη συχνότητα ταλαντώσεως.

Για να βρούμε το μέτρο της απολαβής  $|A_u|$  του ενισχυτή, θέτομε ίσο με τη μονάδα το μέτρο της (6.1.7) και, αφού λάβομε υπ' όψη και την (6.1.8), έχομε:

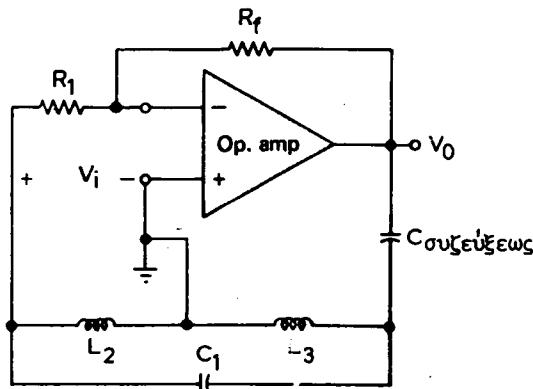
$$|A_u| = \frac{X_3}{X_2} \quad (6.1.9)$$

**Η σχέση αυτή καθορίζει την οριακή τιμή του μέτρου της απολαβής του ενισχυτή που απαιτείται, ώστε να καταστεί αυτός ταλαντωτής. Δηλαδή η ταλάντωση αρχίζει, όταν  $|A_u| \geq X_3/X_2$**

Θα πρέπει επίσης να σημειώσουμε, ότι στην πραγματικότητα η απολαβή του ενισχυτή είναι αρνητική.

## 6.2 Ταλαντωτές Hartley.

Ένας ταλαντωτής Hartley που περιλαμβάνει τελεστικό ενισχυτή φαίνεται στο σχήμα 6.2a.



Σχ. 6.2a.

Ταλαντωτής Hartley με τελεστικό ενισχυτή.

Το κύκλωμα αυτό είναι του ίδιου βασικά τύπου με εκείνο του σχήματος 6.1a. Ο τελεστικός ενισχυτής στον ταλαντωτή Hartley φέρει συνδεσμολογημένες και τις αντιστάσεις  $R_1$  και  $R_f$ , οι οποίες καθορίζουν την απολαβή  $A_u$ .

Η απολαβή τάσεως  $A_u$  από την είσοδο  $V_i$  μέχρι την έξοδο  $V_o$  δίνεται από τη σχέση:

$$A_u = -\frac{R_f}{R_1} \quad (6.2.1)$$

Στο σχήμα 6.2α μπορούμε να διαλέξουμε τις αυτεπαγωγές και τη χωρητικότητα, ώστε να ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις με τις σύνθετες αντιστάσεις του σχήματος 6.1α. Δηλαδή να ισχύει:

$$X_1 = \frac{-1}{\omega C_1}, \quad X_2 = \omega L_2, \quad X_3 = \omega L_3 \quad (6.2.2)$$

Για να βρούμε τώρα την κυκλική συχνότητα ταλαντώσεως  $\omega$ , αντικαθιστούμε την (6.2.2) στην (6.1.8) και έχομε:

$$\frac{-1}{\omega C_1} + \omega (L_2 + L_3) = 0 \quad (6.2.3)$$

Λύνομε ως προς  $\omega$ :

$$\omega^2 = \frac{1}{C_1 (L_2 + L_3)}$$

Συνεπώς, η συχνότητα ταλαντώσεως  $f_0$  είναι:

$$f_0 = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_2 + L_3) C_1}} \quad (6.2.4)$$

Η συχνότητα  $f_0$ , που δίνει η (6.2.4), καθορίζει τη συχνότητα ταλαντώσεως του ταλαντωτή και συμπίπτει με τη συχνότητα του συντονιζομένου κυκλώματος Hartley. Η συχνότητα αυτή εξαρτάται μόνο από τα στοιχεία  $L_2$ ,  $L_3$  και  $C_1$ .

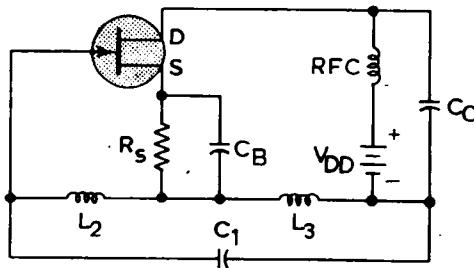
**Η ελάχιστη απολαβή που απαιτείται, ώστε το κύκλωμα να λειτουργεί σαν ταλαντωτής, είναι:**

$$|A_u| = \frac{L_3}{L_2} \quad (6.2.5)$$

Αντί του τελεστικού ενισχυτή, στο κύκλωμα του ταλαντωτή Hartley μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε ένα FET. Η λειτουργία του ταλαντωτή Hartley με FET είναι ίδια, όπως και με τελεστικό ενισχυτή, με τη διαφορά ότι η απολαβή του κυκλώματος με FET δίνεται από το γινόμενο  $g_m \cdot r_d$ , όπου  $g_m$  είναι διαγωγιμότητα του FET, η οποία ορίζεται από τη μεταβολή του ρεύματος εξόδου δια της μεταβολής της τάσεως εισόδου του FET.

Η αντίσταση  $r_d$ , η οποία συνήθως είναι πολύ μεγάλη  $\sim 50 \text{ k}\Omega$  για FET, ονομάζεται **εσωτερική αντίσταση καταβόθρας** (internal drain resistance).

Στο σχήμα 6.2β,  $C_C$  είναι ο πυκνωτής συζεύξεως. Ο πυκνωτής αυτός επενεργεί σαν βραχυκύκλωμα για τη συχνότητα ταλαντώσεως. Απομονώνει επίσης τη συνεχή τάση καταβόθρας, η οποία διαφορετικά θα τροφοδοτούσε την πύλη, δια μέσου



**Σχ. 6.28.**  
Κύκλωμα ταλαντωτή Hartley με FET.

των πηνίων  $L_2$  και  $L_3$ , τα οποία παρουσιάζουν χαμηλή ωμική αντίσταση στο συνεχές.

Το φίλτρο RFC (Radio – Frequency Choke) που θα επιλεγεί, πρέπει να έχει πολύ μεγάλη σύνθετη αντίσταση για τη συχνότητα ταλαντώσεως, καθόσον αφήνει να περνά το συνεχές από τη μπαταρία στην καταβόθρα (drain). Η πόλωση του FET επιτυγχάνεται με την αντίσταση  $R_s$ , η οποία διακλαδίζεται από τον πυκνωτή διελεύσεως  $C_B$  στη συχνότητα ταλαντώσεως.

Οι προηγούμενες εξισώσεις (6.2.4) και (6.2.5), που αφορούν τη συχνότητα και την απολαβή, ισχύουν και για το κύκλωμα του ταλαντωτή Hartley με FET.

### Παράδειγμα 1.

Επιζητούμε να κατασκευάσομε ένα ταλαντωτή, όπως εκείνο του σχήματος 6.2a με  $L_3 = 0,4 \text{ mH}$ ,  $L_2 = 0,1 \text{ mH}$  και  $C_1 = 0,002 \mu\text{F}$ .

Ζητείται να υπολογισθεί η συχνότητα ταλαντώσεως και οι τιμές των  $R_1$  και  $R_f$ , ώστε να έχομε ταλάντωση.

### Λύση.

Η συχνότητα ταλαντώσεως δίνεται από τη σχέση (6.2.4):

$$f_o = \frac{1}{2\pi [(0,4 + 0,1)(2 \times 10^{-12})]^{1/2}} \text{ Hz} \simeq 160 \text{ kHz}$$

Η ελάχιστη απολαβή, η οποία απαιτείται για να επενεργεί το κύκλωμα σαν ταλαντωτής, είναι:

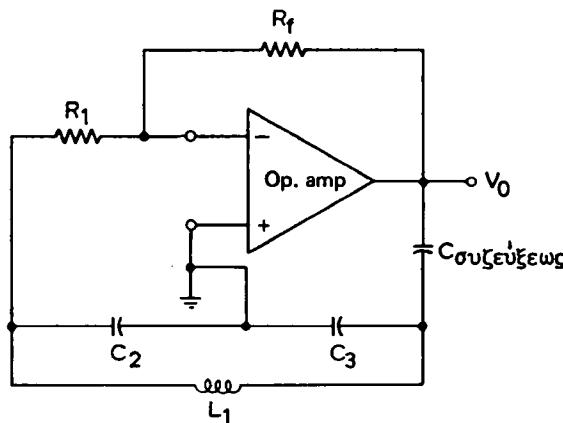
$$|A_u| = \frac{L_3}{L_2} = \frac{0,4}{0,1} = 4$$

Αν τώρα διαλέξουμε την  $R_1$ , να είναι, π.χ  $100 \text{ k}\Omega$ , τότε μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε για  $R_f = 430 \text{ k}\Omega$ . Με τον τρόπο αυτό, θα έχομε μία απολαβή τάσεως 4,3, η οποία είναι λίγο μεγαλύτερη της ελάχιστης επιτρεπτής και, συνεπώς, εξασφαλίζεται η ταλάντωση.

### 6.3 Ταλαντωτές Colpitts.

Αν στο βασικό κύκλωμα του ταλαντωτή Hartley του σχήματος 6.2a εναλλάξομε στον κάτω βρόγχο τα πηνία με πικνωτές και αντιστρόφως, τότε θα προκύψει ο ταλαντωτής Colpitts του σχήματος 6.3a.

Βλέπομε λοιπόν, ότι οι ταλαντωτές Hartley και Colpitts είναι αντίστοιχοι ο ένας του αλλού. Συνεπώς, μπορούμε να αναλύσουμε τον ταλαντωτή Colpitts, βασιζόμενοι στη μελέτη του ταλαντωτή Hartley.



Σχ. 6.3a.

Κύκλωμα ταλαντωτή Colpitts με τελεστικό ενισχυτή.

Άρα θα έχομε:

$$X_1 = \omega L_1, \quad X_2 = \frac{-1}{\omega C_2}, \quad X_3 = \frac{-1}{\omega C_3} \quad (6.3.1)$$

Για να υπολογίσουμε τη συχνότητα ταλαντώσεως, χρησιμοποιούμε τη σχέση (6.1.8), δηλαδή θέτομε το άθροισμα των φανταστικών αντιστάσεων ίσο με το μηδέν. Δηλαδή:

$$\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_2} - \frac{1}{\omega C_3} = 0$$

ή

$$\omega = \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1 C_2 C_3}} \quad (6.3.2)$$

Για ευκολία θέτομε όπου:

$$\frac{C_2 + C_3}{C_2 C_3} \equiv \frac{1}{C_s}$$

Άρα:

$$f_0 = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_s}} \quad (6.3.3)$$

Η χωρητικότητα  $C_s$  ονομάζεται **ενεργός ή ισοδύναμη χωρητικότητα** του συνδιασμού των  $C_2$  και  $C_3$  που βρίσκονται συνδεδεμένες σε σειρά.

Η ελάχιστη απολαβή υπολογίζεται από την (6.1.9):

$$A_u = \frac{C_2}{C_3} \quad (6.3.4)$$

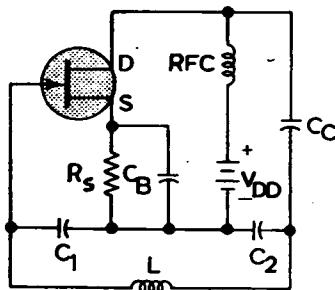
Επειδή η απολαβή είναι μεγαλύτερη της μονάδας, θα πρέπει και η  $C_2$  να είναι μεγαλύτερη της  $C_3$ .

Από τη σχέση (6.3.3), φαίνεται ότι η συχνότητα ταλαντώσεως του ταλαντωτή Colpitts δεν είναι άλλη από τη συχνότητα του συντονιζομένου κυκλώματος.

### Παράδειγμα 2.

Ο ταλαντωτής Colpitts με τελεστικό ενισχυτή του σχήματος 6.3a κατασκευάζεται με τα εξής εξαρτήματα:  $L_1 = 0,1 \text{ mH}$ ,  $C_2 = 800 \text{ pF}$  και  $C_3 = 400 \text{ pF}$ .

Ζητείται να υπολογισθεί η συχνότητα ταλαντώσεως και η ελάχιστη απολαβή, για να ενεργεί το κύκλωμα σαν ταλαντωτής.



**Σχ. 6.3β.**  
Κύκλωμα ταλαντωτή Colpitts με FET.

### Λύση.

Η ισοδύναμη χωρητικότητα  $C_s$  είναι:

$$C_s = \frac{(800)(400)}{800 + 400} \text{ pF} \approx 270 \text{ pF}$$

Εφαρμόζομε τώρα τη σχέση (6.3.3), για να βρούμε τη συχνότητα ταλαντώσεως:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{26 \times 10^{-15}}} \text{ Hz} \approx 0,97 \text{ MHz}$$

Η ελάχιστη απολαβή που απαιτείται για να ενεργεί το κύκλωμα σαν ταλαντωτής, είναι:

$$A_u = \frac{800}{400} = 2$$

Μπορούμε λοιπόν να διαλέξουμε  $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$  και  $R_f$  λίγο μεγαλύτερη από ό,τι απαιτείται ( $200 \text{ k}\Omega$ ), π.χ.  $220 \text{ k}\Omega$ .

Το σχήμα 6.3β παριστάνει ένα ταλαντωτή Colpitts με FET.

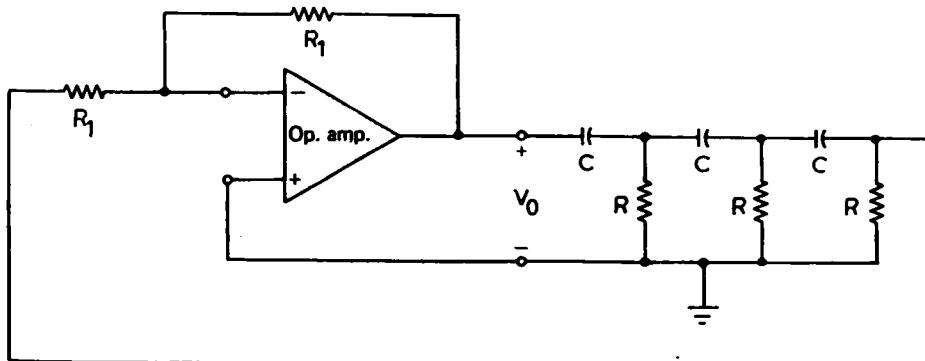
Συγκρίνοντας το κύκλωμα αυτό με εκείνο του σχήματος 6.2β, μπορούμε να εξακριβώσουμε τις ομοιότητες μεταξύ τους.

Οι εξισώσεις που βρήκαμε για τον ταλαντωτή Colpitts με τελεστικό ενισχυτή, ισχύουν και για τον ταλαντωτή με FET, με τη διαφορά ότι η απολαβή με FET δίνεται από το γινόμενο  $g_m \cdot r_d$ .

#### 6.4 Ταλαντωτές ολισθήσεως φάσεως με σύζευξη RC.

Οι ταλαντωτές ολισθήσεως φάσεως με σύζευξη RC λέγονται και **ταλαντωτές μεταθέσεως φάσεως με σύζευξη RC** (RC phase-shift oscillators).

Οι ταλαντωτές Hartley και Colpitts λειτουργούν κατά τέτοιο τρόπο, ώστε στη συχνότητα συντονισμού, το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως να επιφέρει ολίσθηση (μετάθεση ή αλλαγή) της φάσεως κατά  $180^\circ$ . Ο ενισχυτής επίσης, επιφέρει ολίσθηση κατά άλλες  $180^\circ$ . Με τον τρόπο αυτό, εξασφαλίζεται μηδέν ολίσθηση φάσεως ή, γενικά, ολίσθηση φάσεως που είναι πολλαπλάσιο των  $360^\circ$ .



Σχ. 6.4a.

Ταλαντωτής ολισθήσεως φάσεως με σύζευξη RC και τελεστικό ενισχυτή.

Μπορούμε όμως να έχουμε ανάλογη λειτουργία με ένα δικτύωμα RC ολισθήσεως φάσεως, όπως του σχήματος 6.4a. Για να πραγματοποιηθεί όμως η επιθυμητή ολίσθηση φάσεως κατά  $180^\circ$ , απαιτούνται τρία τουλάχιστον κυκλώματα RC. Το κύκλωμα αυτό ολισθήσεως φάσεως μπορεί να κατασκευασθεί και με περισσότερα από τρία δικτυώματα RC. Εφ' όσον τα τρία δικτυώματα RC του σχήματος 6.4a είναι τα ίδια, μπορούμε να διαπιστώσουμε ότι το κύκλωμα επιφέρει ολίσθηση φάσεως κατά  $180^\circ$  στη συχνότητα  $f_0$ . Η συχνότητα αυτή δίνεται από τη σχέση:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6} RC} \approx \frac{1}{2\pi(2,45) RC} \quad (6.4.1)$$

$$\text{Στη συχνότητα αυτή, ο συντελεστής ανατροφοδοτήσεως είναι: } \beta = \frac{1}{29}.$$

Θα πρέπει τότε και η απολαβή του ενισχυτή να είναι τουλάχιστον 29, για να ενεργεί το κύκλωμα σαν ταλαντωτής.

Συνεπώς, η εξίσωση:

$$|A_v| = 29 = \frac{R_f}{R_i} \quad (6.4.2)$$

μας επιτρέπει να υπολογίσουμε τις αντιστάσεις. Μπορούμε να διαλέξουμε  $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$  και  $R_f = 3,3 \text{ M}\Omega$ . Έτσι,  $A_v = 33$ .

### Παράδειγμα 3.

Να σχεδιασθεί το κύκλωμα του σχήματος 6.4a για συχνότητα ταλαντώσεως 10 kHz.

### Λύση.

Επειδή οι πυκνωτές έχουν την ίδια χωρητικότητα, διαλέγομε τρεις πυκνωτές με τιμή χωρητικότητας για τον καθένα  $C = 0,001 \mu\text{F}$ . Για να υπολογίσουμε την τιμή καθεμιάς των αντιστάσεων  $R$ , χρησιμοποιούμε τη σχέση (6.4.1) και λύνομε ως προς  $R$ :

$$R = \frac{1}{2\pi(2,45)(0,01 \times 10^{-3})} \simeq 6,54 \text{ k}\Omega$$

Για να έχουμε κατάλληλη απολαβή, αλλά και για να αποφύγουμε υπερβολική φόρτιση στο κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως, διαλέγομε  $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$  και  $R_f = 3,3 \text{ M}\Omega$ . Έτσι,  $A_v = 33$ .

Το σχήμα 6.4β παριστάνει ένα ταλαντωτή ολισθήσεως φάσεως με FET. Η λειτουργία τού τού κυκλώματος αυτού είναι η ίδια, όπως και με τελεστικό ενισχυτή, με τη διαφορά ότι η απολαβή του FET δίνεται από το γινόμενο  $g_m \cdot R_L$ , όπου  $R_L$  είναι η ολική ενεργός αντίσταση φορτίου, η οποία «φαίνεται» από την έξοδο του FET. Συνεπώς:

$$A = g_m \cdot R_L$$

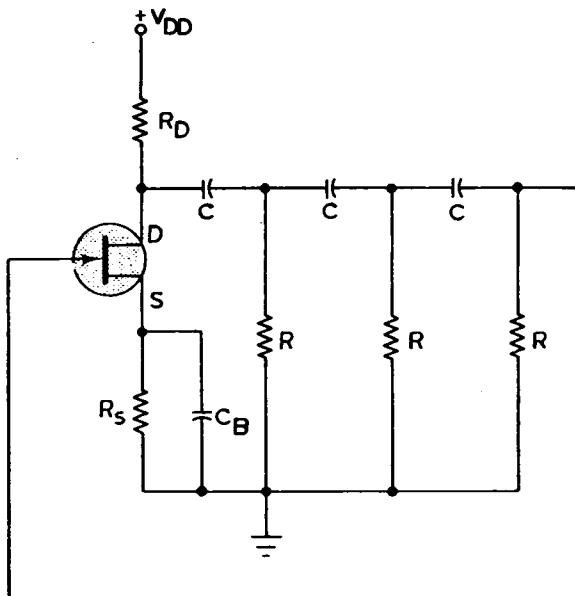
με

$$R_L = \frac{R_D \cdot r_d}{R_D + r_d}$$

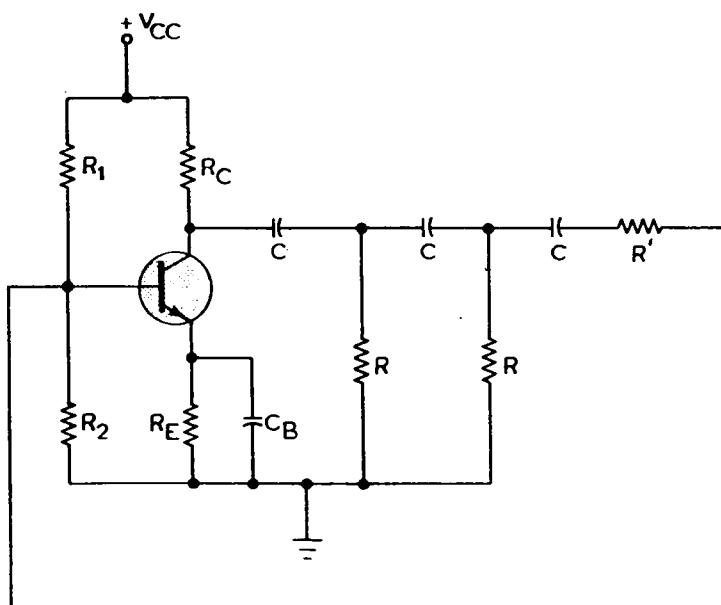
όπου:  $r_d$  έχει ήδη ορισθεί προηγουμένως και η  $R_D$  φαίνεται στο σχήμα 6.4β. Οι εξισώσεις που βρήκαμε για τον ταλαντωτή με τελεστικό ενισχυτή, ως προς τη συχνότητα ταλαντώσεως και την ελάχιστη απολαβή, ισχύουν και για τον ταλαντωτή με FET.

### Ταλαντωτής ολισθήσεως φάσεως με RC και τρανζίστορ διπλής επαφής.

Το σχήμα 6.4γ παριστάνει ένα ταλαντωτή ολισθήσεως φάσεως με σύζευξη RC και τρανζίστορ διπλής επαφής (BJT).



**Σχ. 6.48.**  
Ταλαντωτής ολισθήσεως φάσεως με FET.

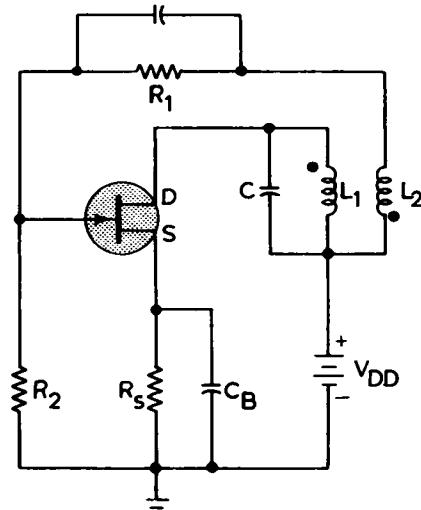


**Σχ. 6.49.**  
Ταλαντωτής ολισθήσεως φάσεως με σύζευξη RC και τρανζίστορ διπλής επαφής.

## 6.5 Ταλαντωτές με συντονιζόμενη έξοδο.

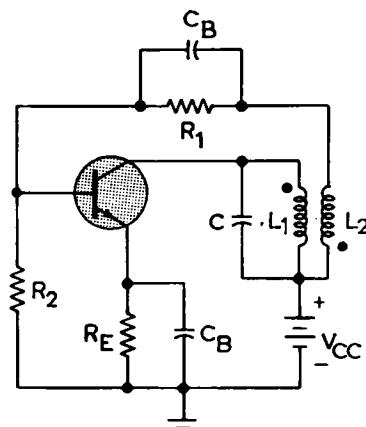
Για να επιτύχομε θετική ανατροφοδότηση, μπορούμε επίσης να χρησιμοποιήσουμε ένα συντονιζόμενο μετασχηματιστή, όπως δείχνουν τα σχήματα 6.5α και 6.5β.

Οι πυκνωτές διακλαδώσεως  $C_B$  ενεργούν σαν βραχυκύκλωμα στη συχνότητα ταλαντώσεως και γι' αυτό έχουν μεγάλη χωρητικότητα. Η πόλωση στο FET ή στο τρανζίστορ επιτυγχάνεται με τις αντιστάσεις  $R_1$  και  $R_2$  και, ανάλογα με το κύκλωμα στο οποίο αναφερόμαστε, με μία ακόμη από τις  $R_S$ ,  $R_E$ .



Σχ. 6.5α.

Ταλαντωτής FET με συντονιζόμενη έξοδο.



Σχ. 6.5β.

Ταλαντωτής τρανζίστορ με συντονιζόμενη έξοδο.

Θα πρέπει να σημειωθεί ότι η σύζευξη του μετασχηματιστή σχεδιάζεται κατά τέτοιο τρόπο, ώστε να επέρχεται ολίσθηση φάσεως κατά  $180^\circ$ . Την κατάλληλη συχνότητα επιλέγομε συντονίζοντας το κύκλωμα  $L$ ,  $C$ . Στην πραγματικότητα έχουμε ένα συντονιζόμενο ενισχυτή και ένα κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως με μετασχηματιστή, που επιτυγχάνει την αναγκαία ολίσθηση φάσεως. Ο ενισχυτής έχει τη μέγιστη απολαβή στη συχνότητα συντονισμού.

Η συχνότητα δίνεται από τη σχέση:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C}} \quad (6.5.1)$$

Η απολαβή τάσεως  $A_{uoc}$  του ταλαντωτή με FET – ανοικτού κυκλώματος (open - circuit, oc) – δίνεται από τη σχέση:

$$A_{uoc} = g_m r_d (= \mu) \quad (6.5.2)$$

όπου:  $\mu$  ο συντελεστής ενισχύσεως.

Η απολαβή  $A_{uoc}$  του ταλαντωτή με τρανζίστορ – ανοικτού κυκλώματος – δίνεται από τη σχέση:

$$A_{uoc} = \frac{h_{fe}}{h_{ie} h_{oe}} \quad (6.5.3)$$

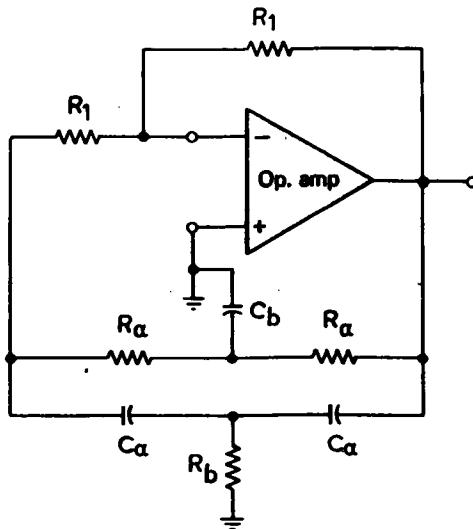
Οι υβριδικές παράμετροι  $-h$  δίνονται στους καταλόγους των κατασκευαστών τρανζίστορ.

Στην περίπτωση αυτή, η αντίσταση εξόδου  $R_o$  ισούται με:

$$R_o = \frac{1}{h_{oe}} \quad (6.5.4)$$

## 6.6 Ταλαντωτές διδύμου – T.

Στο σχήμα 6.6 απεικονίζεται το κύκλωμα ενός διδύμου – T ταλαντωτή με τελεστικό ενισχυτή. Το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως εδώ συνίσταται από το δίδυμο (διπλό) φίλτρο τύπου T. Η σύνθετη αντίσταση του φίλτρου T είναι πολύ μικρή. Στην περιοχή όμως γύρω από τη συχνότητα συντονισμού, η σύνθετη αντίσταση είναι πολύ μεγάλη.



**Σχ. 6.6.**  
Τελεστικός ταλαντωτής διδύμου - T.

Στη συχνότητα συντονισμού η ολίσθηση φάσεως από το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως είναι  $180^\circ$ . Αν τώρα η απολαβή του ενισχυτή ρυθμίζεται, ανάλογα με τις απώλειες του σήματος στο κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως, τότε η συχνότητα ταλαντώσεως είναι:

$$f_0 \simeq \frac{1}{2\pi RC \sqrt{8}} \simeq \frac{1}{17.8 RC} \quad (6.6.1)$$

$$\text{όπου: } R_a = 4 R_b = R \quad \text{και} \quad C_a = \frac{1}{2} C_b = C$$

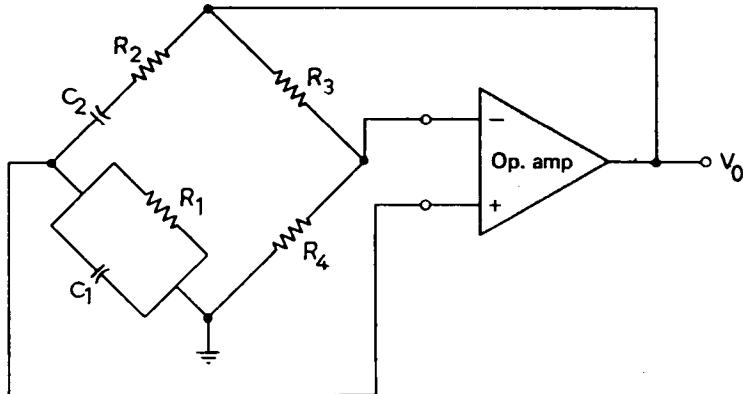
Η απολαβή που απαιτείται για να έχομε ταλάντωση, μπορεί να υπολογισθεί πειραματικά, με τη ρύθμιση του λόγου των αντιστάσεων  $R_f$  προς  $R_1$ .

Mία συνηθισμένη τιμή για την ελάχιστη απολαβή είναι περίπου 25. Δηλαδή θα πρέπει:

$$R_f \geq 25 R_1$$

### 6.7 Ταλαντωτές γέφυρας τύπου Wien.

Στο σχήμα 6.7a απεικονίζεται το κύκλωμα ενός ταλαντωτή γέφυρας τύπου Wien με τελεστικό ενισχυτή.



Σχ. 6.7a.

Ταλαντωτής γέφυρας τύπου Wien με τελεστικό ενισχυτή.

Το δικτύωμα θετικής ανατροφοδοτήσεως αποτελείται από συνδυασμούς αντιστάσεων και πυκνωτών. Έτσι η αντίσταση  $R_1$ , είναι συνδεδεμένη παράλληλα με τον  $C_1$ , και η  $R_2$  σε σειρά με τον  $C_2$ .

Οι αντιστάσεις  $R_3$  και  $R_4$  ρυθμίζουν την απολαβή του τελεστικού ενισχυτή.

Στο σχήμα 6.7β έχομε ξανασχεδιάσει το κύκλωμα 6.7a, για να φανεί καλύτερα η ανάλυση. Τα κυκλώματα 6.7a και 6.7β είναι τα ίδια, με τη διαφορά ότι το 6.7β μας βοηθά να αναγνωρίσομε καλύτερα τα διάφορα μέρη του κυκλώματος.

Το κύκλωμα ενεργεί σαν ταλαντωτής, όταν η ολίσθηση φάσεως διά μέσου του κυκλώματος ανατροφοδοτήσεως είναι μηδέν και η απολαβή που καθορίζεται από το συνδυασμό των  $R_3$  και  $R_4$  αρκετά μεγάλη, ώστε να αντισταθμίζει τις απώλειες του σήματος από το δικτύωμα ανατροφοδοτήσεως.

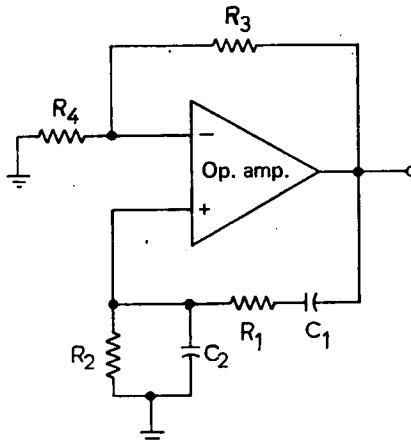
Η συχνότητα ταλαντώσεως καθορίζεται από τη συνθήκη ισότητας των συνθέτων αντιστάσεων των κλάδων  $R_1 - C_1$  και  $R_2 - C_2$ .

Συνεπώς, με βάση την ισότητα των συνθέτων αντιστάσεων των κλάδων  $R_1 - C_1$  και  $R_2 - C_2$ , για τη συχνότητα συντονισμού θα έχομε:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (6.7.1)$$

Για να έχομε στη συχνότητα αυτή απολαβή βρόγχου ίση με τη μονάδα, θα πρέπει η απολαβή  $K$  του ενισχυτή να ικανοποιεί την παρακάτω σχέση:

$$K \geq \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + 1 \quad (6.7.2)$$



**Σχ. 6.7β.**

Τροποποιημένο κύκλωμα ταλαντωτή γέφυρας τύπου Wien με τελεστικό ενισχυτή.

Πρέπει λοιπόν οι αντιστάσεις  $R_1$  και  $R_2$ , καθώς και οι χωρητικότητες  $C_1$  και  $C_2$  να διαλεχθούν κατά τρόπο που να δίνουν τη ζητούμενη συχνότητα συντονισμού, την οποία εκφράζει η σχέση (6.7.1) και το ζητούμενο  $K$  της (6.7.2). Από την επιλογή επίσης των αντιστάσεων  $R_3$  και  $R_4$  πρέπει να ικανοποιείται η σχέση (6.7.2). Ειδικότερα, η απολαβή  $K$  του ενισχυτή εκφράζεται ως συνάρτηση των αντιστάσεων αυτών και δίνεται από τη σχέση:

$$K = \frac{R_3 + R_4}{R_4} = 1 + \frac{R_3}{R_4} \quad (6.7.3)$$

Από τις σχέσεις (6.7.2) και (6.7.3), μπορούμε να βρούμε πώς εξαρτώνται οι αντιστάσεις και οι πυκνωτές:

$$\frac{R_3}{R_4} \geq \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \quad (6.7.4)$$

Στην ειδική περίπτωση που  $R_1 = R_2 \equiv R$  και  $C_1 = C_2 \equiv C$ , η συχνότητα ταλαντώσεως  $f_0$  δίνεται από τη σχέση:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (6.7.5)$$

Στην περίπτωση αυτή, η ελάχιστη απολαβή για να ενεργεί το κύκλωμα σαν ταλαντωτής, προκύπτει από τη σχέση (6.7.2) και είναι  $K = 3$ .

Συνεπώς, με βάση τη σχέση (6.7.4), οι αντιστάσεις  $R_3$  και  $R_4$  πρέπει να ικανοποιούν τη συνθήκη  $R_3 \geq 2R_4$ , ώστε το κύκλωμα να ενεργεί σαν ταλαντωτής.

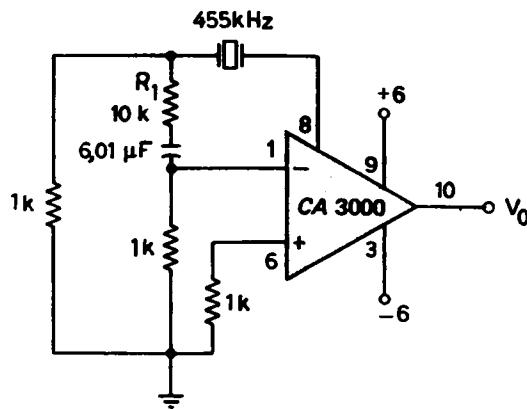
## 6.8 Κρυσταλλικός ταλαντωτής.

Στους κρυσταλλικούς ταλαντωτές, μπορούμε να προκαθορίσουμε τη συχνότητα ταλαντώσεως, παρεμβάλλοντας ειδικούς κρυστάλλους.

Τέτοιοι κρύσταλλοι φέρονται στο εμπόριο και επάνω τους αναγράφεται η συχνότητα ταλαντώσεώς τους. Η συχνότητα αυτή εξαρτάται από το πάχος του κρυστάλλου, από την τομή του ως προς τους κρυσταλλογραφικούς του άξονες, καθώς και από το υλικό.

Για μεγάλο χρονικό διάστημα και αρκετά μεγάλη περιοχή θερμοκρασίας, η συχνότητα ταλαντώσεως του κρυστάλλου παραμένει σταθερή.

Ένας κρυσταλλικός ταλαντωτής, που χρησιμοποιεί ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή φαίνεται στο σχήμα 6.8.



Σχ. 6.8.

Κρυσταλλικός ταλαντωτής με ολοκληρωμένο διαφορικό ενισχυτή. Συχνότητα ταλαντώσεως  $f_0 = 455$  kHz.

Ο κρύσταλλος συνδέεται στο κύκλωμα κατά τρόπο, ώστε να επιτυγχάνεται η θετική ανατροφοδότηση και, συνεπώς, το κύκλωμα ενεργεί σαν ταλαντωτής. Το ποσοστό της ανατροφοδοτήσεως ελέγχεται από τη μεταβλητή αντίσταση  $R_1$ .

Το κύκλωμα μπορεί επίσης να ρυθμισθεί, ώστε να έχομε έξοδο ημιτονοειδή. Η συχνότητα ταλαντώσεως ρυθμίζεται στα 455 kHz. Μπορεί όμως ο διαφορικός ενισχυτής — CA3000 DIFF - AMP — να χρησιμοποιηθεί με κρυσταλλικό ταλαντωτή και να δώσει συχνότητες μέχρι 1 MHz.

### Ερωτήσεις.

- Τι δουλειά κάνει ο ταλαντωτής; Ποια είναι η είσοδος στον ταλαντωτή; Ποια είναι η έξοδος στον ταλαντωτή;
- Τι συνθήκες πρέπει να εξασφαλίζονται, ώστε να διατηρείται η ταλάντωση;
- Από τι υπολογίζεται (εξαρτάται) η συχνότητα ταλαντώσεως;
- Από τι αποτελείται το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως στον ταλαντωτή Hartley;

5. Τι οιχεία του κυκλώματος καθορίζουν τη συχνότητα ταλαντώσεως στον ταλαντώτη Hartley;
  6. Από τι αποτελείται το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως στον ταλαντωτή Colpitts;
  7. Από τι στοιχεία καθορίζεται η συχνότητα ταλαντώσεως ενός ταλαντωτή Colpitts;
  8. Από τι αποτελείται το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως σε ένα ταλαντωτή ολισθήσεως φάσεως με σύζευξη RC;
  9. Τι στοιχεία καθορίζουν τη συχνότητα ταλαντώσεως ενός ταλαντωτή ολισθήσεως φάσεως;
  10. Από τι αποτελείται το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως ενός συντονιζόμενου ταλαντωτή;
  11. Τι στοιχεία καθορίζουν τη συχνότητα ταλαντώσεως ενός συντονιζόμενου ενισχυτή;
  12. Από τι αποτελείται το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως σε ένα ταλαντωτή διδύμου — T;
  13. Τι στοιχεία καθορίζουν τη συχνότητα ταλαντώσεως ενός ταλαντωτή διδύμου — T;
  14. Από τι αποτελείται το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως ενός ταλαντωτή γέφυρας τύπου Wien;
  15. Τι στοιχεία καθορίζουν τη συχνότητα ταλαντώσεως ενός ταλαντωτή γέφυρας τύπου Wien;
  16. Ποιος ο ρόλος του κρυστάλλου στους κρυσταλλικούς ταλαντωτές;
  17. Τι συνθήκες πρέπει να ικανοποιούνται, ώστε η έξοδος ενός ταλαντωτή να είναι ημιτονοειδής και με ελάχιστη παραμόρφωση;
-

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΒΔΟΜΟ

### ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΨΑΛΙΔΙΣΜΟΥ ΚΑΘΗΛΩΣΕΩΣ ΚΑΙ ΜΟΡΦΟΠΟΙΗΣΕΩΣ ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΩΝ

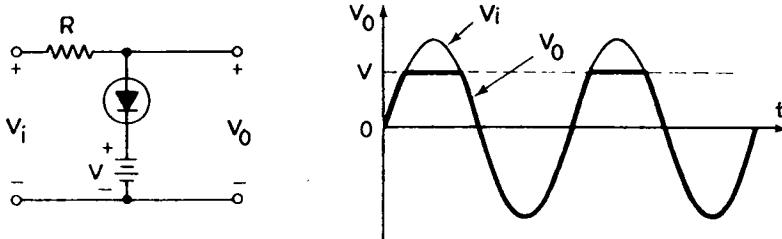
#### 7.1 Κυκλώματα ψαλιδισμού.

Σε πολλές εφαρμογές απαιτείται να διαβιβασθεί από το ένα κύκλωμα στο άλλο, ένα μόνο μέρος του παραγόμενου σήματος και να αποβληθεί το υπόλοιπο.

Για να επιτευχθεί αυτό, χρησιμοποιούμε τα κυκλώματα ψαλιδισμού (clipping circuits). Συνήθως χρησιμοποιούμε κυκλώματα ψαλιδισμού για να επιλέξουμε από κάποια κυματομορφή το μέρος του σήματος, που είναι κάτω ή πάνω από ορισμένη τιμή (τάσεως ή ρεύματος), ή το μέρος που βρίσκεται μεταξύ δύο επιλεγεισών τιμών.

#### A. Κυκλώματα ψαλιδισμού θετικού μέρους του σήματος.

Το κύκλωμα του σχήματος 7.1a ψαλιδίζει την κυματομορφή εισόδου, όταν η τιμή της τάσεως υπερβαίνει μία ορισμένη τιμή  $V$ .



Σχ. 7.1a.  
Κύκλωμα ψαλιδισμού θετικού μέρους κυματομορφής.

Για να αντιληφθούμε τη λειτουργία του κυκλώματος, υποθέτομε ότι έχομε στην είσοδο μία ημιτονοειδή κυματομορφή, της οποίας το πλάτος υπερβαίνει την τάση αναφοράς  $V$ . Δηλαδή την τάση, στο ύψος της οποίας επιθυμούμε να αποκόψουμε το σήμα.

Όταν η είσοδος είναι θετική και το σήμα έχει τιμή μικρότερη από  $V$ , η δίοδος είναι ανάστροφα πολωμένη και συνεπώς δεν άγει. Μπορούμε δηλαδή να πούμε ότι μία δίοδος ανάστροφα πολωμένη ενεργεί σαν ανοικτό κύκλωμα.

Άρα, η κυματομορφή εξόδου έχει το ίδιο σχήμα με την κυματομορφή εισόδου, καθόσον, στη περίπτωση αυτή, η αντίσταση  $R$  δεν διαρρέεται από ρεύμα.

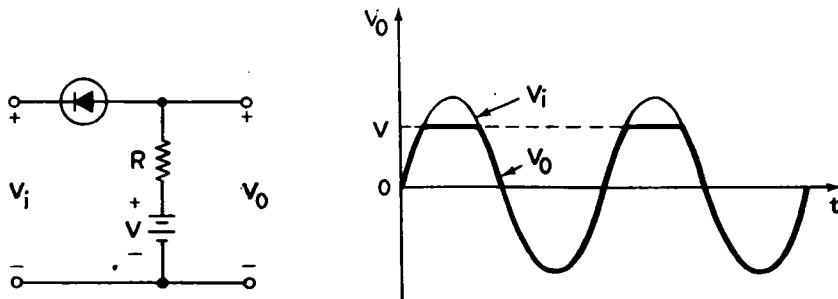
Κατά τη διάρκεια της θετικής ημιπεριόδου, όταν η τάση εισόδου υπερβαίνει την τάση αναφοράς, η δίοδος φέρεται πολωμένη ορθά και συνεπώς άγει. Μπορούμε λοιπόν να πούμε ότι, **όταν η δίοδος είναι πολωμένη ορθά ενεργεί σαν βραχυκύκλωμα**.

Στο χρονικό αυτό διάστημα, η διαφορά των τάσεων εισόδου και αναφοράς εμφανίζεται στα άκρα της R. Έτσι, η έξοδος έχει σταθερή τιμή V. Για σήματα όμως μικρού πλάτους, όταν η δίοδος άγει, πρέπει να λαμβάνεται υπόψη και η πτώση τάσεως στα άκρα της διόδου. Όταν αυτή η πτώση τάσεως ληφθεί υπόψη, η έξοδος θα δώσει σήμα μικρότερου πλάτους. Συμπεραίνομε λοιπόν, ότι η λειτουργία του κυκλώματος ψαλιδισμού συνοψίζεται στα εξής:

**Η τάση εξόδου ακολουθεί την τάση εισόδου, εφόσον η τάση αναφοράς είναι μεγαλύτερη από την τάση εισόδου – ανάστροφη πόλωση της διόδου.**

**Η τάση εξόδου είναι σταθερή και ίση με την τάση αναφοράς, όταν η τάση εισόδου είναι μεγαλύτερη της τάσεως αναφοράς – ορθή πόλωση της διόδου.**

Ένας άλλος τρόπος ψαλιδισμού του θετικού μέρους μιας κυματομορφής, φαίνεται στο σχήμα 7.1β. Όταν η είσοδος είναι μικρότερη της τάσεως αναφοράς η δίοδος είναι ορθά πολωμένη (ενεργεί σαν βραχυκύκλωμα) και η κυματομορφή εξόδου ακολουθεί την κυματομορφή εισόδου.



Σχ. 7.1β.

Κύκλωμα ψαλιδισμού θετικού μέρους κυματομορφής.

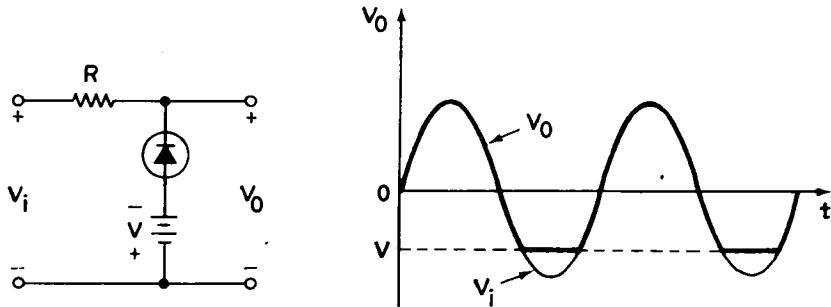
Όταν η είσοδος είναι μεγαλύτερη της τάσεως αναφοράς, η δίοδος φέρεται ανάστροφα πολωμένη (ανοικτό κύκλωμα) και η τάση εξόδου είναι ίση με την τάση αναφοράς (η R δεν διαρρέεται από ρεύμα).

### B. Κυκλώματα ψαλιδισμού αρνητικού μέρους κυματομορφής.

Για να πετύχομε ψαλιδισμό του αρνητικού μέρους μιας κυματομορφής, αρκεί στο κύκλωμα του σχήματος 7.1α να αντιστρέψουμε τη φορά της διόδου και να αλλάξουμε πολικότητα στην τάση αναφοράς.

Το κύκλωμα αυτό, καθώς και η γραφική παράσταση της κυματομορφής εξόδου, φαίνονται στο σχήμα 7.1γ.

Όταν η είσοδος είναι θετική ή λιγότερο αρνητική της τάσεως αναφοράς, η δίοδος φέρεται ανάστροφα πολωμένη και συνεπώς το κύκλωμα ενεργεί σαν ανοικτό. Άρα, η R δέν διαρρέεται από ρεύμα και συνεπώς η τάση εξόδου είναι ίδια περίπου με την τάση εισόδου.



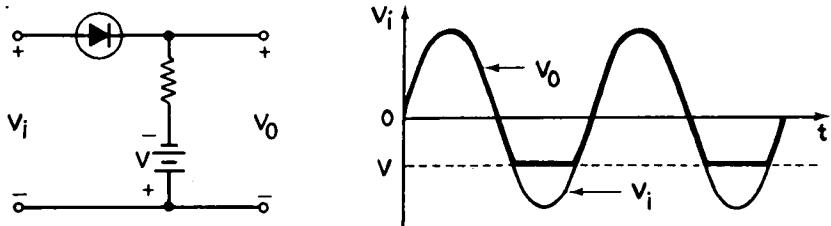
**Σχ. 7.1γ.**  
Κύκλωμα ψαλιδισμού αρνητικού μέρους κυματομορφής,

Όταν όμως η είσοδος γίνεται περισσότερο αρνητική της τάσεως αναφοράς, η δίοδος φέρεται ορθά πολωμένη και συνεπώς ενεργεί σαν βραχυκύκλωμα.

Στην περίπτωση αυτή η έξοδος παραμένει σταθερή και ίση με την αρνητική τάση αναφοράς.

Ένας άλλος τρόπος ψαλιδισμού του αρνητικού μέρους μιας κυματομορφής επιτυγχάνεται, αφού αντιστρέψουμε τη φορά της διόδου και την πολικότητα της τάσεως αναφοράς του σχήματος 7.1β.

Στο κύκλωμα αυτό, όπως φαίνεται τώρα στο σχήμα 7.1δ, όταν η είσοδος είναι θετική ή λιγότερο αρνητική της τάσεως αναφοράς, η δίοδος είναι ορθά πολωμένη και ενεργεί σαν βραχυκύκλωμα. Η τάση εξόδου τότε ακολουθεί την τάση εισόδου. Όταν όμως η τάση εισόδου γίνει περισσότερο αρνητική της τάσεως αναφοράς, η δίοδος είναι πολωμένη ανάστροφα και ενεργεί σαν ανοικτό κύκλωμα. Συνεπώς, η τάση εξόδου έχει την ίδια σταθερή τιμή με την τάση αναφοράς. Στο σχήμα 7.1δ φαίνεται το κύκλωμα αυτό, καθώς και η κυματομορφή εξόδου.



**Σχ. 7.1δ.**  
Κύκλωμα ψαλιδισμού αρνητικού μέρους κυματομορφής.

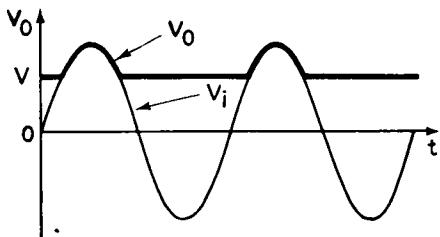
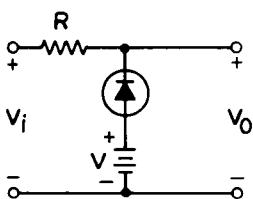
### Γ. Άλλα κυκλώματα ψαλιδισμού.

Από τα κυκλώματα ψαλιδισμού, που μελετήσαμε μέχρι τώρα, μπορούμε, αντιστρέφοντας τη φορά της διόδου ή την πολικότητα της πηγής, να πετύχουμε με διάφορους συνδυασμούς τις παρακάτω ψαλιδισμένες κυματομορφές.

Αν στο κύκλωμα 7.1α αντιστρέψουμε τη φορά της διόδου και διατηρήσουμε την

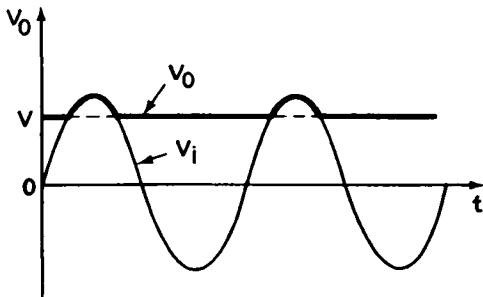
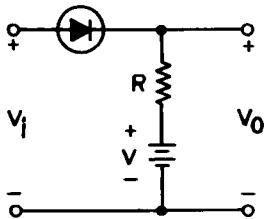
ίδια πολικότητα στην πηγή αναφοράς, παίρνομε το κύκλωμα του σχήματος 7.1ε. Το κύκλωμα αυτό δίνει την παραπλεύρως κυματομορφή εξόδου.

Το κύκλωμα ψαλιδίζει το κάτω θετικό μέρος και όλο το αρνητικό μέρος (ημιπεριόδο) της κυματομορφής εισόδου.



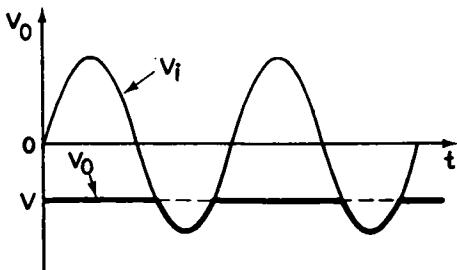
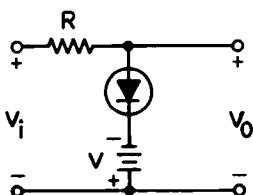
Σχ. 7.1ε.

Κύκλωμα ψαλιδισμού θετικού μέρους και αρνητικής ημιπεριόδου κυματομορφής.



Σχ. 7.1στ.

Κύκλωμα ψαλιδισμού θετικού μέρους και αρνητικής ημιπεριόδου κυματομορφής.



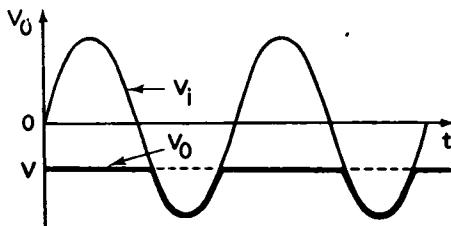
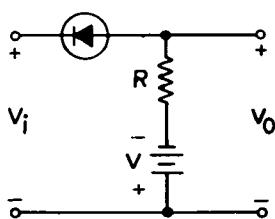
Σχ. 7.1ζ.

Κύκλωμα ψαλιδισμού αρνητικού μέρους και θετικής ημιπεριόδου κυματομορφής.

Από το κύκλωμα του σχήματος 7.1β, με αντιστροφή της φοράς της διόδου, προκύπτει το κύκλωμα του σχήματος 7.1στ. Η κυματομορφή εξόδου φαίνεται παραπλεύρως.

Με αντιστροφή της φοράς της διόδου του σχήματος 7.1γ, προκύπτει το κύκλωμα του σχήματος 7.1ζ.

Αλλαγή της πολικότητας της πηγής αναφοράς στο κύκλωμα του σχήματος 7.1β, μας δίνει το κύκλωμα του σχήματος 7.1η, το οποίο δίνει την παραπλεύρως κυματομορφή εξόδου.



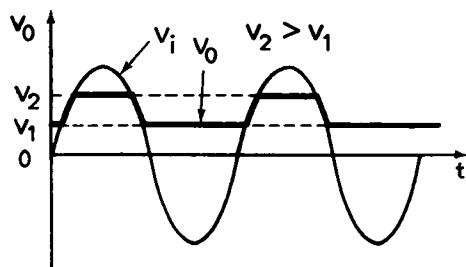
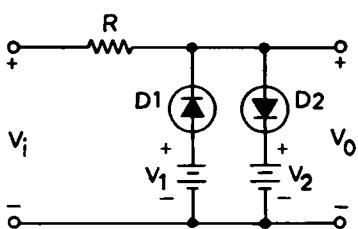
Σχ. 7.1η.

Κύκλωμα ψαλιδισμού αρνητικού μέρους και θετικής ημιπεριόδου κυματομορφής.

#### Δ. Κύκλωματα ψαλιδισμού σε δύο επίπεδα της κυματομορφής.

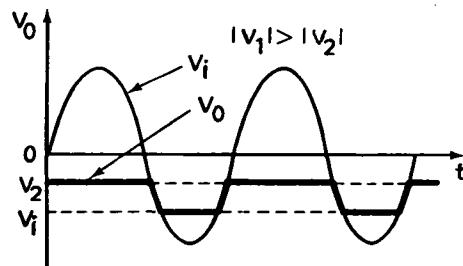
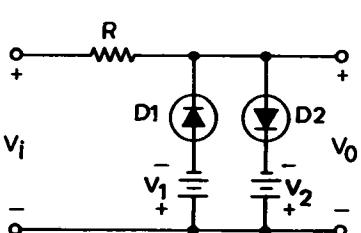
Σε πολλές εφαρμογές επιζητούμε να ψαλιδίσομε μία κυματομορφή σε δύο επίπεδα (two - level clipping). Για το σκοπό αυτό, χρησιμοποιούμε δύο διόδους και δύο πηγές αναφοράς.

Το κύκλωμα του σχήματος 7.1θ ψαλιδίζει την κυματομορφή εισόδου σε δύο επίπεδα της θετικής ημιπεριόδου.



Σχ. 7.1θ.

Κύκλωμα ψαλιδισμού της θετικής ημιπεριόδου σε δύο επίπεδα.

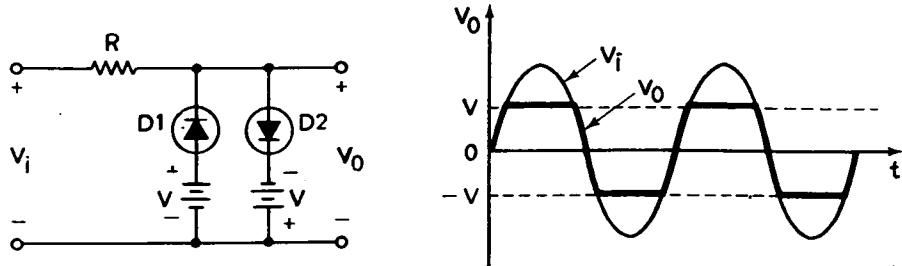


Σχ. 7.1ι.

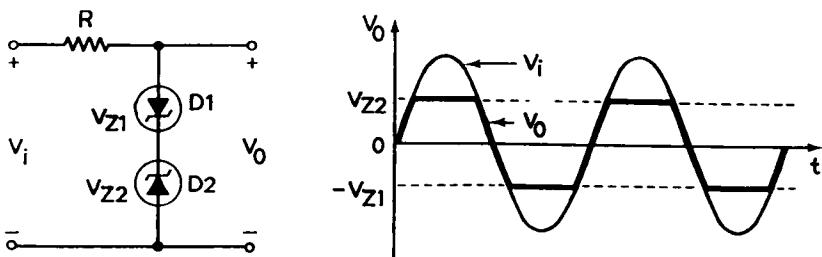
Κύκλωμα ψαλιδισμού της αρνητικής ημιπεριόδου σε δύο επίπεδα.

Αντιστρέφοντας την πολικότητα των πηγών του κυκλώματος αυτού, έχομε το κύκλωμα του σχήματος 7.1ι, το οποίο ψαλιδίζει την κυματομορφή εισόδου σε δύο επίπεδα της αρνητικής ημιπεριόδου.

Για να πετύχομε συμμετρικό ψαλιδισμό στη θετική και αρνητική ημιπεριόδο μιας κυματομορφής, χρησιμοποιούμε την ίδια τάση αναφοράς και στις δύο πηγές και αλλάζομε την πολικότητά τους. Το κύκλωμα αυτό φαίνεται στο σχήμα 7.1ια.



Σχ. 7.1ια.  
Κύκλωμα συμμετρικού ψαλιδισμού.



Σχ. 7.1ιβ.  
Κύκλωμα συμμετρικού ψαλιδισμού με διόδους Zener.

Συμμετρικό ψαλιδισμό στη θετική και αρνητική ημιπεριόδο μπορούμε επίσης να πετύχομε, αν χρησιμοποιήσουμε δύο διόδους Zener, όπως δείχνει το σχήμα 7.1ιβ.

**Στη συνέχεια επεξηγούμε τον τρόπο λειτουργίας των παραπάνω κυκλωμάτων και τις κυματομορφές εξόδου.**

Θεωρούμε το κύκλωμα του σχήματος 7.1θ. Ας υποθέσουμε, ότι η τάση  $V_2$  είναι μεγαλύτερη της  $V_1$ . Όταν η είσοδος είναι θετική και μικρότερη της  $V_1$ , η δίοδος  $D_1$  είναι ορθά πολωμένη, ενώ η  $D_2$  ανάστροφα. Η τάση εξόδου τότε είναι σταθερή και ίση με την  $V_1$ .

Όταν η είσοδος είναι περισσότερο θετική της  $V_1$ , αλλα λιγότερο της  $V_2$ , τότε και οι δύο δίοδοι  $D_1$  και  $D_2$  είναι ανάστροφα πολωμένες και η έξοδος ακολουθεί την είσοδο.

Όταν η είσοδος είναι μεγαλύτερη των  $V_1$  και  $V_2$ , η δίοδος  $D_1$  είναι ακόμη ανάστροφα πολωμένη, ενώ η  $D_2$  είναι ορθά. Η έξοδος έχει τότε σταθερή τιμή ίση με  $V_2$ .

Όταν η είσοδος καθίσταται αρνητική, η  $D_2$  είναι ανάστροφα πολωμένη, ενώ η

$D_1$ , ορθά και συνεπώς άγει. Η έξοδος έχει τότε σταθερή τιμή  $V_1$ .

Έτσι λοιπόν, βλέπομε ότι το κύκλωμα του σχήματος 7.1θ επιτυγχάνει ψαλιδισμό του θετικού μέρους μιας κυματομορφής σε δύο επίπεδα. Τα επίπεδα αυτά ψαλιδισμού καθορίζονται από τις τάσεις  $V_1$  και  $V_2$ .

Αν στο κύκλωμα αυτό (σχ. 7.1θ) αντιστρέψουμε την πολικότητα στις δύο πηγές αναφοράς, τότε προκύπτει το κύκλωμα του σχήματος 7.1ι. Το κύκλωμα αυτό ψαλιδίζει την τάση εισόδου στην αρνητική ημιπερίοδο σε δύο προκαθορισμένες τιμές  $V_1$  και  $V_2$ . Ο τρόπος λειτουργίας του είναι ο ίδιος με εκείνο του σχήματος 7.1θ.

Όταν θέλομε να ψαλιδίσουμε την κυματομορφή εισόδου σε συμμετρικά επίπεδα εκατέρωθεν της μηδενικής της τιμής, χρησιμοποιούμε το κύκλωμα του σχήματος 7.1ια.

Αν η είσοδος είναι λιγότερο αρνητική της μιας τάσεως αναφοράς και συγχρόνως λιγότερο θετική της άλλης, τότε οι δίοδοι  $D_1$  και  $D_2$  είναι πολωμένες ανάστροφα και η έξοδος ακολουθεί την είσοδο. Όταν η είσοδος γίνεται περισσότερο θετική της τάσεως αναφοράς της  $D_1$ , τότε η  $D_1$  άγει και η έξοδος ακολουθεί την τάση αναφοράς της  $D_1$ , δηλαδή τη σταθερή τιμή  $V$ .

Όταν πάλι η είσοδος είναι περισσότερο αρνητική από την τάση αναφοράς της  $D_2$ , τότε η  $D_2$  είναι ορθά πολωμένη, ενώ η  $D_1$ , ανάστροφα. Στην περίπτωση αυτή, η έξοδος αναγκάζεται να έχει σταθερή τιμή ίση με την τάση αναφοράς της  $D_2$ .

Όπως αναφέραμε, για να πετύχουμε ψαλιδισμό στο θετικό και στο αρνητικό μέρος μιας κυματομορφής, μπορούμε επίσης να χρησιμοποιήσουμε δύο διόδους Zener (σχ. 7.1ιβ).

Αν οι δίοδοι Zener είναι πανομοιότυπες, τότε ο ψαλιδισμός είναι συμμετρικός εκατέρωθεν της μηδενικής της τιμής.

Όταν η είσοδος είναι θετική, η  $D_1$ , είναι ορθά πολωμένη, ενώ η  $D_2$  ανάστροφα.

Αν η είσοδος υπερβαίνει την τάση αποκοπής (breakdown voltage) της  $D_2$ , η έξοδος έχει σταθερή τιμή ίση με  $V_{Z2}$ .

Αν η είσοδος είναι αρνητική, η  $D_2$  είναι ορθά πολωμένη και η  $D_1$ , ανάστροφα. Όταν η είσοδος είναι περισσότερο αρνητική της τάσεως αποκοπής της  $D_1$ , τότε η έξοδος είναι  $V_{Z1}$ , ίση δηλαδή με την τάση αποκοπής της  $D_1$ .

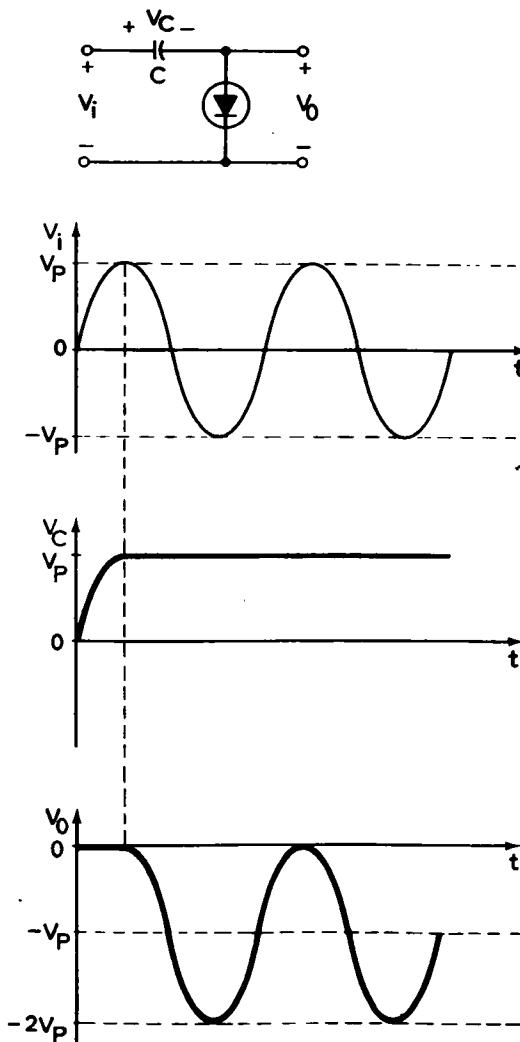
Θα πρέπει να σημειωθεί ότι, όταν χρησιμοποιούμε διόδους Zener που έχουν τάση αποκοπής μικρότερη, π.χ. των 10 V, δεν θα πρέπει να αγνοείται η ορθή πτώση τάσεως της διόδου. Έτσι λοιπόν, το επίπεδο ψαλιδισμού για διόδους πυριτίου θα είναι  $V_z + 0,7$  V και για διόδους γερμανίου  $V_z + 0,3$  V.

## 7.2 Κυκλώματα καθηλώσεως.

Με τα κυκλώματα καθηλώσεως (clamping circuits) μπορούμε να πετύχουμε το επιθυμητό μέγιστο ή ελάχιστο μιας κυματομορφής. Τα ακρότατα αυτά καθορίζουν την τάση, στην οποία πρέπει να καθηλωθεί η έξοδος.

Έτσι, με το κύκλωμα του σχήματος 7.2α μπορούμε να καθηλώσομε τη μέγιστη τάση εξόδου στην τάση γειώσεως. Το κύκλωμα αυτό, πολλές φορές ονομάζεται και κύκλωμα αποκαταστάσεως της συνεχούς συνιστώσας (dc restorer circuit).

Το κύκλωμα αυτό λειτουργεί ως εξής: Όταν μία ημιτονοειδής κυματομορφή εφαρμόζεται στην είσοδο, καθώς αρχίζει η θετική ημιπερίοδος της, η δίοδος φέρεται ορθά πολωμένη και συνεπώς άγει. Η έξοδος τότε είναι περίπου μηδέν και ο πυκνωτής, από αφόρτιστος, αρχίζει να φορτίζεται.



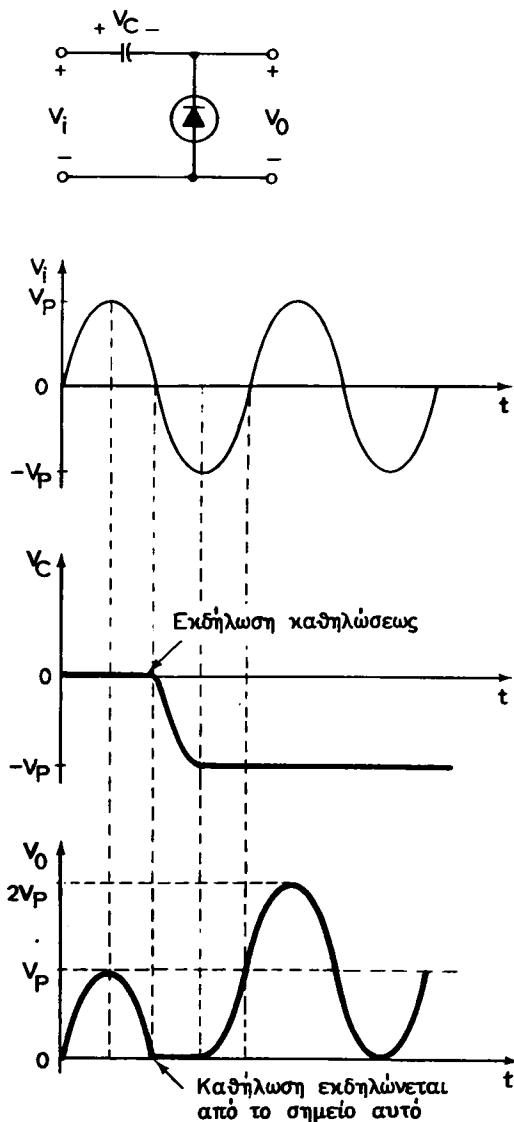
**Σχ. 7.2α.**  
Κύκλωμα καθηλώσεως και κυματομορφή εξόδου.

Η τάση στον πυκνωτή ακολουθεί την είσοδο μέχρις ότου η είσοδος φθάσει τη μέγιστη θετική τιμή της (τιμή κορυφής). Τη στιγμή αυτή η τάση στα άκρα του πυκνωτή είναι  $V_p$ . Όταν η είσοδος πέφτει κάτω της  $V_p$ , τότε, επειδή η  $V_p$  είναι μεγαλύτερη της εισόδου, η δίοδος φέρεται ανάστροφα πολωμένη. Λόγω λοιπόν της ανάστροφης πολώσεως της διόδου, το κύκλωμα δεν διαρρέεται από ρεύμα και συνεπώς στα άκρα του πυκνωτή διατηρείται η τάση  $V_p$ . Η έξοδος τώρα ακολουθεί την είσοδο, αλλά αρχίζει από την τάση γειώσεως, όταν η είσοδος είναι  $V_p$ . Στη συνέχεια η δίοδος είναι πάντοτε ανάστροφα πολωμένη. Ο πυκνωτής διατηρείται σε τάση  $V_p$  και η κυματομορφή εξόδου είναι ημιτονοειδής. Η ημιτονοειδής αυτή

κυματομορφή έχει το επίπεδο ταλαντώσεως της σε αρνητική τιμή, ίση με την τάση κορυφής της εισόδου.

Βλέπουμε λοιπόν, ότι το κύκλωμα αυτό επιτυγχάνει, ώστε η τάση κορυφής της εξόδου να είναι μηδέν. Δηλαδή η έξοδος καθηλώθηκε σε αρνητικές τιμές, η δε τάση κορυφής της φθάνει την τιμή μηδέν.

Αν στο κύκλωμα του σχήματος 7.2α αντιστρέψουμε τη φορά της διόδου, το κύκλωμα που προκύπτει – σχήμα 7.2β – επιτυγχάνει μετάθεση του επιπέδου ταλαντώσεως της κυματομορφής εξόδου σε θετική τιμή.



Σχ. 7.2β.  
Κύκλωμα καθηλώσεως και κυματομορφή εξόδου.

Θεωρούμε ότι στο κύκλωμα του σχήματος 7.2β, ο πυκνωτής είναι αρχικά αφόρτιστος και ότι η είσοδος είναι μία ημιτονοειδής κυματομορφή.

Όταν η είσοδος είναι θετική, η δίοδος φέρεται ανάστροφα πολωμένη και η έξοδος ακολουθεί την είσοδο. Στην πρώτη αυτή θετική ημιπερίοδο δεν έχει εκδηλωθεί το φαινόμενο της καθηλώσεως της κυματομορφής. Καθήλωση της κυματομορφής εκδηλώνεται, όταν η είσοδος αρχίζει να παίρνει αρνητικές τιμές.

Κατά τη διάρκεια της αρνητικής ημιπεριόδου, η δίοδος φέρεται ορθά πολωμένη και συνεπώς ο πυκνωτής φορτίζεται.

Θα πρέπει όμως να σημειωθεί, ότι ο πυκνωτής φορτίζεται σε τάση,  $-V_p$ . Από τη στιγμή που η είσοδος καθίσταται λιγότερο αρνητική της  $V_p$ , η δίοδος φέρεται πάλι ανάστροφα πολωμένη και η έξοδος καθηλώνεται στην τάση γειώσεως (μηδέν εδώ) και ακολουθεί την είσοδο.

Η έξοδος λοιπόν είναι ημιτονοειδής, το δε επίπεδο ταλαντώσεως της έχει μετατεθεί στο θετικό ημιάξονα και σε απόσταση ίση με το πλάτος της κυματομορφής.

### 7.3 Κυκλώματα μορφοποιήσεως κυματομορφών.

Σε πολλές εφαρμογές χρειαζόμαστε κυματομορφές ή παλμούς, οι οποίοι να έχουν ορισμένη χρονική διάρκεια, καθώς και ορισμένη μορφή. Τέτοιοι παλμοί μπορούν να δημιουργηθούν από άλλους παλμούς διαφορετικής μορφής και διάρκειας με χρήση καταλλήλων κυκλωμάτων, γνωστών ως **κυκλωμάτων μορφοποιήσεως** (wave - shaping circuits).

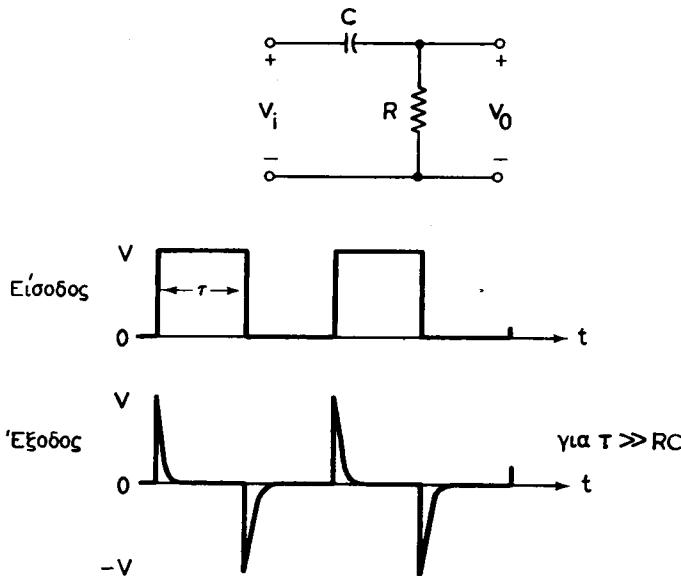
Στη συνέχεια εξετάζομε μερικά συνηθισμένα κυκλώματα μορφοποιήσεως, στα οποία χρησιμοποιούμε συνδυασμούς αντιστάσεων και πυκνωτών. Με τους συνδυασμούς των R και C στα κυκλώματα μορφοποιήσεως, μπορούμε π.χ. να έχομε στην έξοδο μία αιχμή (spike), χρησιμοποιώντας ένα τετραγωνικό παλμό στην είσοδο, ή να ανιχνεύσουμε τη μέση τιμή ή την τιμή κορυφής της κυματομορφής εισόδου.

#### A. Κυκλώματα παραγωγής αιχμών.

Θεωρούμε το κύκλωμα του σχήματος 7.3α, στο οποίο εφαρμόζεται ένας τετραγωνικός παλμός στην είσοδο. Ο τετραγωνικός αυτός παλμός, μορφοποιείται σε θετικές και αρνητικές αιχμές με το κύκλωμα μορφοποιήσεως.

Για να κατανοήσουμε πώς παίρνομε στην έξοδο τις αιχμές αυτές, εξετάζομε στη συνέχεια τον τρόπο λειτουργίας του κυκλώματος αυτού. Αν ο πυκνωτής είναι αρχικά αφόρτιστος και η τάση εισόδου στο μηδέν, τότε η έξοδος είναι επίσης μηδέν. Όταν η τάση εισόδου γίνει απότομα  $+V$ , τότε η τάση στα άκρα του πυκνωτή δεν ακολουθεί την απότομη μεταβολή και συνεπώς η τάση αυτή  $+V$  μεταβιβάζεται στην έξοδο. Δηλαδή στην απότομη αυτή στιγμιαία μεταβολή, ο πυκνωτής ενεργεί σαν βραχυκύκλωμα.

Αν τώρα η σταθερή χρόνου του κυκλώματος, δηλαδή το RC, είναι πολύ μικρή ως προς τη διάρκεια του παλμού εισόδου (συνήθως  $\tau \geq 5 RC$ ), τότε ο πυκνωτής φορτίζεται γρήγορα στην τάση εισόδου  $V$  και συνεπώς η έξοδος πέφτει γρήγορα στο μηδέν. Όταν στη συνέχεια η είσοδος πέφτει στο μηδέν, η τάση στον πυκνωτή είναι ακόμη  $+V$ . Έτσι, η έξοδος μεταβάλλεται απότομα από μηδέν σε



Σχ. 7.3α.

Απλό κύκλωμα παραγωγής θετικών και αρνητικών αιχμών.

— V. Ο πυκνωτής τώρα εκφορτίζεται γρήγορα, διά μέσου της αντιστάσεως και συνεπώς η τάση εξόδου γίνεται μηδέν.

Στη συνέχεια, όταν ο τετραγωνικός παλμός επαναληφθεί στην είσοδο, επαναλαμβάνεται ο ίδιος κύκλος λειτουργίας του κυκλώματος.

Θα πρέπει να σημειωθεί, ότι ο πυκνωτής εκφορτίζεται πλήρως και συνεπώς βρίσκεται σε τάση μηδέν, προτού δεχθεί τον επόμενο παλμό. Έτσι λοιπόν, δικαιολογείται η παραδοχή μας ότι ο πυκνωτής είναι αρχικά αφόρτιστος.

Σε μερικές εφαρμογές, όπου επιζητούμε μόνο θετικές ή αρνητικές κυματομορφές αιχμών, μετά το κύκλωμα  $RC$  προσθέτομε ένα κύκλωμα ψαλιδισμού με δίοδο. Το κύκλωμα αυτό φαίνεται στο σχήμα 7.3β.

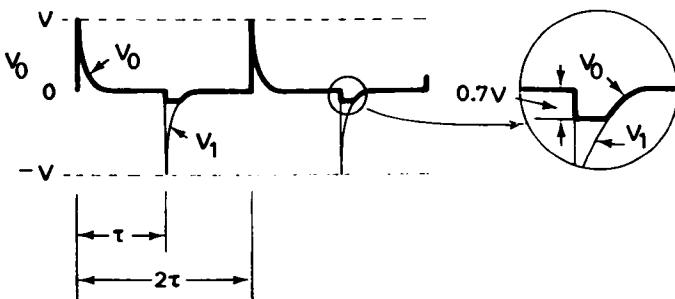
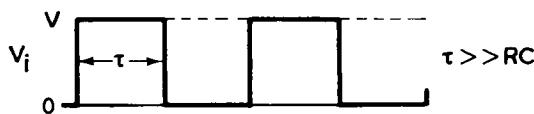
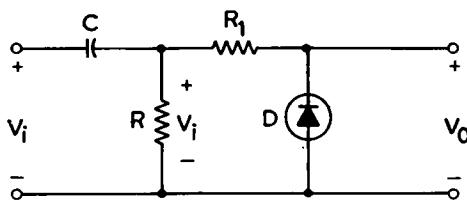
Η λειτουργία του κυκλώματος 7.3β είναι η ίδια σαν να λειτουργούν τα δύο κυκλώματα, μορφοποιήσεως και ψαλιδισμού, ανεξάρτητα το ένα από το άλλο.

Αν η δίοδος είναι συνδεδεμένη, όπως δείχνει το σχήμα 7.3β, οι αρνητικές αιχμές ψαλιδίζονται και η έξοδος αποτελείται από θετικές μόνο αιχμές.

Αν η φορά της διόδου αντιστραφεί, τότε η έξοδος θα αποτελείται από αρνητικές αιχμές.

Αν το ύψος του τετραγωνικού παλμού είναι μικρότερο των 10 V, τότε η έξοδος περιέχει μικρά μέρη των αρνητικών αιχμών, όπως δείχνει το σχήμα 7.3β (μέσα στον κύκλο υπό μεγέθυνση). Αυτό οφείλεται στο ότι η ορθή πτώση τάσεως στα άκρα της διόδου δεν είναι μηδέν, αλλά 0,7 V περίπου για δίοδο πυριτίου και 0,3 V περίπου για δίοδο γερμανίου. Το φαινόμενο αυτό εκδηλώνεται κυρίως όταν η τάση του παλμού εισόδου είναι μερικά βολτ.

Μπορούμε να περιορίσουμε το ανεπιθύμητο αυτό μέρος της κυματομορφής, αν ο ψαλιδιστής διόδου αντικατασταθεί με ανορθωτή ακριβείας.



Σχ. 7.3β.

Κύκλωμα παραγωγής θετικών αιχμών.

### B. Ανορθωτής ακριβείας.

Στα σχήματα 7.3γ και 7.3δ φαίνονται τα κυκλώματα ανορθωτών ακριβείας. Στα κυκλώματα αυτά χρησιμοποιείται ένας τελεστικός ενισχυτής, με σκοπό να περιορίσει την ορθή πτώση τάσεως της διόδου.

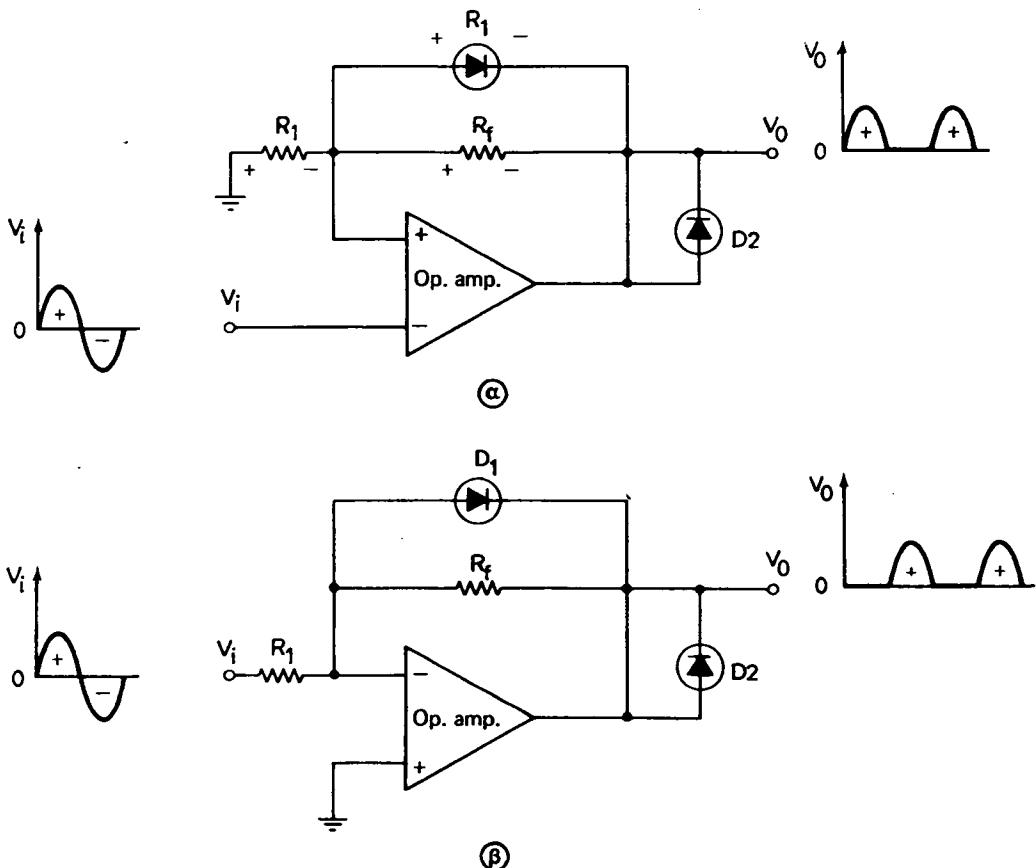
Τα δύο κυκλώματα του σχήματος 7.3γ, δίνουν θετική έξοδο, ενώ τα αντίστοιχα του σχήματος 7.3δ αρνητική.

Θεώρουμε το κύκλωμα του σχήματος 7.3γ(a). Η είσοδος εφαρμόζεται στους ακροδέκτες εισόδου του τελεστικού ενισχυτή. Όταν η είσοδος είναι θετική, η  $D_1$  είναι ανάστροφα πολωμένη και εκτός του κυκλώματος, ενώ η  $D_2$  είναι ορθά πολωμένη και άγει. Η απολαβή του τελεστικού ενισχυτή στην περίπτωση αυτή είναι  $(R_f + R_f)/R_1$ .

Η έξοδος ακολουθεί την είσοδο και έχει την παραπάνω απολαβή.

Όταν η είσοδος είναι αρνητική, η  $D_1$  είναι ορθά πολωμένη και συνεπώς άγει, ενώ η  $D_2$  είναι ανάστροφα πολωμένη και άρα εκτός κυκλώματος.

Με την  $D_1$ , η οποία έχει ενεργά βραχυκυκλώσει την είσοδο, που έχει υποστεί αναστροφή προς την έξοδο, η απολαβή είναι περίπου μηδέν.



Σχ. 7.3γ.

Κυκλώματα ανορθωτών ακριβείας με τελεστικό ενισχυτή. Έξοδος θετικές κυματομορφές:  
α) Ορθός. β) Ανάστροφος τύπος ανορθωτή ακριβείας.

Συνεπώς, ο έξοδος είναι μηδέν, όταν η είσοδος είναι αρνητική.

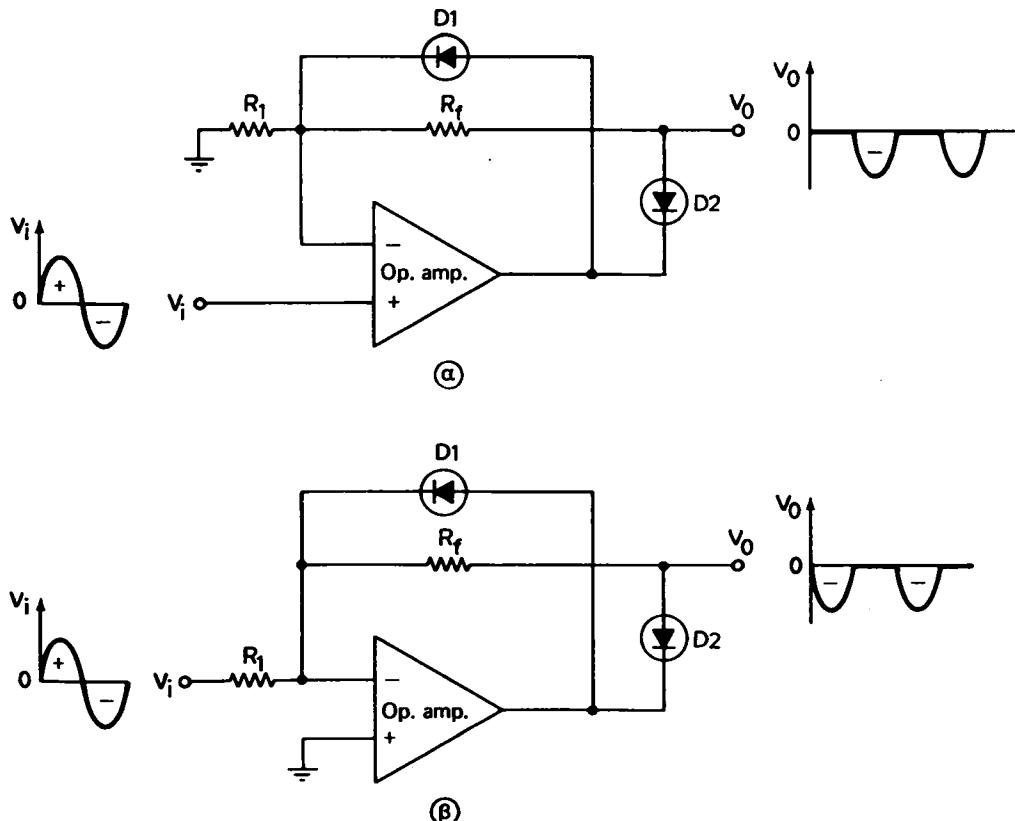
Στο κύκλωμα του σχήματος 7.3γ(β), όταν η είσοδος είναι θετική, η \$D\_1\$ είναι ορθά πολωμένη και συνεπώς άγει. Η \$D\_2\$ είναι ανάστροφα πολωμένη και συνεπώς εκτός κυκλώματος.

Η \$D\_1\$, έχει ενεργά βραχυκυκλώσει την είσοδο, που έχει υποστεί αναστροφή προς την έξοδο. Η απολαβή τότε είναι περίπου μηδέν και συνεπώς η έξοδος είναι επίσης στο μηδέν.

Όταν η είσοδος είναι αρνητική, η \$D\_1\$ είναι εκτός κυκλώματος, ενώ η \$D\_2\$ εντός κυκλώματος. Σαν αποτέλεσμα αυτού, η απολαβή είναι \$-\frac{R\_f}{R\_1}\$. Η έξοδος τότε είναι

θετική και ίση προς \$-\frac{R\_f V\_i}{R\_1}\$ με το \$V\_i\$ αρνητικό.

Στα σχήματα 7.3δ(α), (β) φαίνονται οι ανορθωτές ακριβείας με αρνητική έξοδο.



Σχ. 7.3δ.

Κυκλώματα ανορθωτών ακριβείας με τελεστικό ενισχυτή. Έξοδος αρνητικές κυματομορφές:  
α) Ορθός. β) Ανάστροφος τύπος ανορθωτή ακριβείας.

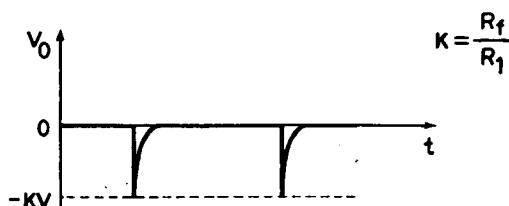
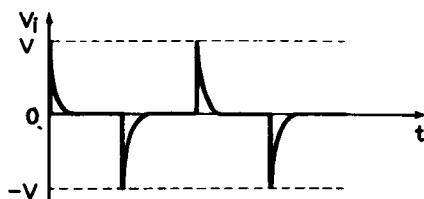
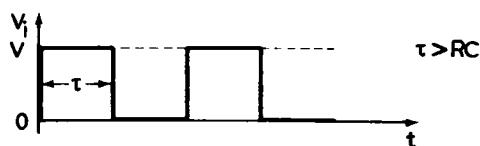
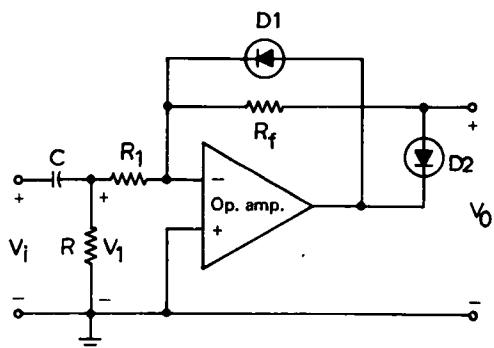
Τα κυκλώματα αυτά μελετώνται με ανάλογο τρόπο. Η μόνη διαφορά στα κυκλώματα 7.3γ και 7.3δ συνίσταται στο ότι και οι δύο δίοδοι έχουν αντίθετη φορά. Έτσι λοιπόν, εκεί που είχαμε θετική έξοδο, έχομε τώρα αρνητική και αντιστρόφως.

Το σπουδαιότερο πλεονέκτημα των ανορθωτών ακριβείας είναι ότι η ανόρθωση που επιτυγχάνεται, προσεγγίζει την ιδανική (ιδανικής διόδου).

Πολλές φορές όμως, έχομε να ανορθώσομε σήματα πλάτους μικρότερου του ενός βόλτ. Για το λόγο αυτό, καταφεύγομε στον ανορθωτή ακριβείας και όχι στον ανορθωτή διόδου. Ας υποθέσουμε π.χ. ότι έχομε ένα παλμό, πλάτους μικρότερου του ενός βόλτ στην είσοδο.

Ο ανορθωτής ακριβείας μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε συνδυασμό με ένα RC κύκλωμα μορφοποιήσεως, όπως δείχνει το σχήμα 7.3ε.

Η έξοδος του κυκλώματος αυτού αποτελείται από αρνητικές αιχμές. Για να έχομε θετικές κυματο - αιχμές στην έξοδο, θα πρέπει να χρησιμοποιήσομε ένα από τους ανορθωτές ακριβείας του σχήματος 7.3γ, σε συνδυασμό με το κύκλωμα RC.



Σχ. 7.3ε.

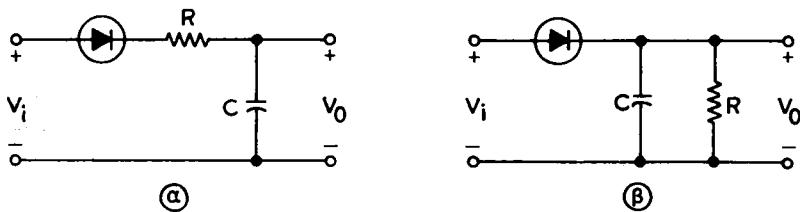
Βελτιωμένο κύκλωμα παραγωγής αρνητικών αιχμών, το οποίο χρησιμοποιεί ανορθωτή ακριβείας.

Όταν  $\tau \gg RC$ , τότε η τάση  $V_1$  περιέχει θετικές και αρνητικές αιχμές. Ο ανορθωτής ακριβείας στην περίπτωση αυτή περιορίζει τις θετικές αιχμές και αφήνει τις αρνητικές να περάσουν.

Το πλάτος των αρνητικών αιχμών εξαρτάται από την απολαβή, η οποία ρυθμίζεται από τις αντιστάσεις  $R_f$  και  $R_1$ .

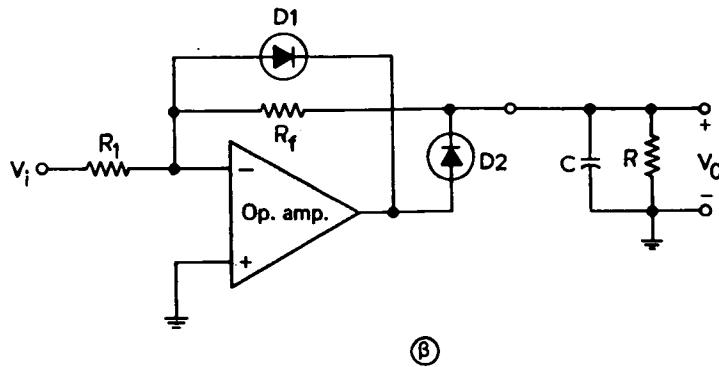
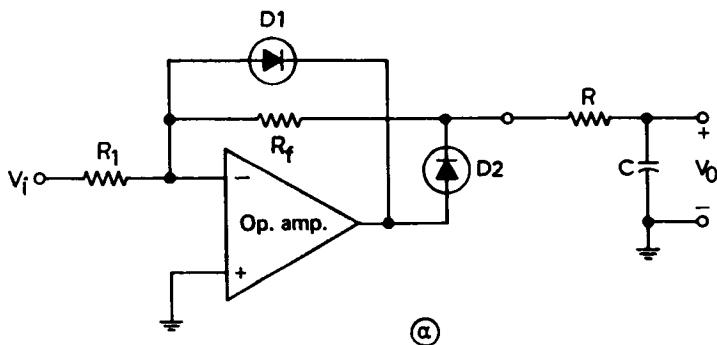
#### Γ. Κυκλώματα ανιχνεύσεως της κορυφής και της μέσης τιμής κυματομορφών.

Σε πολλές περιπτώσεις, θέλομε να γνωρίζουμε την τιμή κορυφής ή τη μέση τιμή ενός χρονικά μεταβαλλόμενου σήματος. Αν το σήμα είναι αρκετά μεγάλο, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τα απλά κυκλώματα των διόδων του σχήματος 7.3στ. Αν



Σχ. 7.3στ.

Κυκλώματα ανιχνεύσεως με δίοδους: α) Κύκλωμα ανιχνεύσεως της μέσης τιμής του σήματος εισόδου. β) Κύκλωμα ανιχνεύσεως της τιμής κορυφής της τάσεως εισόδου.



Σχ. 7.3ζ

Κυκλώματα ανιχνευτών με ανορθωτές ακριβείας: α) Ανιχνευτής μέσης τιμής του σήματος εισόδου.  
β) Ανιχνευτής της τιμής κορυφής του σήματος εξόδου.

όμως είναι μικρό, τότε θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε τα κυκλώματα των ανορθωτών ακριβείας του σχήματος 7.3ζ.

Αρχικά μελετούμε το κύκλωμα του σχήματος 7.3στ(α), στο οποίο υποθέτομε ότι ο πυκνωτής είναι αρχικά αφόρτιστος. Όταν η είσοδος είναι θετική, η δίοδος πολώνεται ορθά και συνεπώς άγει.

Ο πυκνωτής φορτίζεται σε κάποια τάση, η οποία είναι μικρότερη της τάσεως

εισόδου. Η τάση αυτή φορτίσεως αποδεικνύεται ότι ισούται με τη μέση τιμή της τάσεως εισόδου, εφόσον η σταθερή χρόνου RC είναι πολύ μεγαλύτερη της περιόδου του μεταβαλλόμενου σήματος.

Αν τώρα η τάση εισόδου καταστεί μικρότερη (ή αρνητική) της τάσεως του πυκνωτή, η δίοδος φέρεται εκτός κυκλώματος. **Συνεπώς η έξοδος είναι ανάλογη της μέσης τιμής του σήματος εισόδου.**

Στο σχήμα 7.3στ(β), η αντίσταση συνδέεται παράλληλα με τον πυκνωτή και το κύκλωμα ενεργεί σαν ανιχνευτής της τάσεως κορυφής. Ο πυκνωτής θεωρείται αρχικά αφόρτιστος. 'Όταν η είσοδος γίνεται θετική, η δίοδος άγει και ο πυκνωτής φορτίζεται γρήγορα, διά μέσου της μικρής αντιστάσεως που παρεμβάλλει η ορθά πολωμένη δίοδος. Η τάση εξόδου ακολουθεί τότε την τάση εισόδου. 'Όταν η τάση εισόδου καταστεί μικρότερη της τάσεως που επικρατεί στα άκρα του πυκνωτή, η δίοδος φέρεται εκτός κυκλώματος. Ο πυκνωτής μπορεί να εκφορτιστεί κάπως μέσω της παράλληλης αντιστάσεως, η οποία πρέπει να είναι αρκετά μεγάλη, ώστε το πιοσιστό εκφορτίσεως να είναι αμελητέο.

Στην πραγματικότητα, η τάση στα άκρα του πυκνωτή και συνεπώς, η έξοδος, ακολουθούν την τιμή κορυφής της τάσεως εισόδου.

Αν τώρα αντικαταστήσομε τις διόδους με ανορθωτές ακριβείας, έχομε τα κυκλώματα των ανιχνευτών ακριβείας του σχήματος 7.3ζ.

Η λειτουργία των κυκλωμάτων αυτών είναι η ίδια με εκείνη των κυκλωμάτων με διόδους.

#### **Ερωτήσεις.**

1. Τι δουλειά κάνουν τα κυκλώματα ψαλιδισμού;
2. Ποια η σημασία της τάσεως αναφοράς σε ένα κύκλωμα ψαλιδισμού θετικού μέρους μιας κυματομορφής, ως προς την τάση εξόδου;
3. Τι έξodo δίνει ένα κύκλωμα ψαλιδισμού θετικού ή αρνητικού μέρους μιας κυματομορφής, όταν η τάση αναφοράς είναι μηδέν;
4. Ποια η λειτουργία του κυκλώματος ψαλιδισμού του σχήματος 7.1θ; Να μελετήσετε τη λειτουργία, ως προς το πότε οι διόδοι άγουν ή όχι.
5. Τι διαφορά υπάρχει στη λειτουργία των κυκλωμάτων ψαλιδισμού των σχημάτων 7.1θ και 7.1ι;
6. Πώς λειτουργεί το κύκλωμα ψαλιδισμού του σχήματος 7.1ια; Τι έξodo δίνει, αν οι τάσεις αναφοράς είναι ίσες;
7. Τι διαφορά υπάρχει στη λειτουργία των κυκλωμάτων ψαλιδισμού των σχημάτων 7.1ια και 7.1ιβ;
8. Τι είναι τα κυκλώματα καθηλώσεως και τι δουλειά κάνουν;
9. Πώς λειτουργεί το κύκλωμα παραγωγής κυματο - αιχμών του σχήματος 7.3α;
10. Τι είναι ο ανορθωτής ακριβείας και σε τι διαφέρει από το συνηθισμένο ανορθωτή διόδου;
11. Ποιες είναι οι συνθήκες που υπαγορεύουν την προτίμηση του ανορθωτή ακριβείας και όχι του ανορθωτή διόδου;
12. Εξηγήσετε τη λειτουργία του κυκλώματος ανιχνεύσεως της τιμής κορυφής της τάσεως εισόδου.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΟΓΔΟΟ

### ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΚΑΙ ΑΠΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΠΛΑΤΟΥΣ - ΑΜ

#### 8.1 Γενικές αρχές διαμορφώσεως πλάτους.

Στην ενότητα αυτή, εξετάζομε τις βασικές αρχές της διαμορφώσεως ενός σήματος κατά πλάτος AM (Amplitude Modulation). Με τον όρο διαμόρφωση, εννοούμε τη μεταβολή ή διαφοροποίηση μιας κυματομορφής, σύμφωνα με κάποια άλλη. Έτσι, για να κάνομε διαμόρφωση, απαιτούνται οι εξής δύο κυματομορφές:

α) Το φέρον κύμα (ή σήμα) (carrier), δηλαδή το κύμα που πρόκειται να υποστεί διαμόρφωση.

β) Το σήμα που μεταφέρει την πληροφορία, δηλαδή το διαμορφώνον σήμα (modulating signal).

Όπως ξέρομε, για να μεταδοθεί κάποιο σήμα, π.χ. μουσική ή φωνή με μορφή ηλεκτρομαγνητικού κύματος μέσω του αέρα, υφίσταται μεγάλη απόσβεση και συνεπώς δεν μπορεί να μεταδοθεί σε μεγάλες αποστάσεις. Παρεμβάλλονται επίσης ισχυρά παράσιτα (θόρυβοι), τα οποία έχουν σαν αποτέλεσμα την πλήρη αλλοίωση του σήματος της μουσικής ή της φωνής.

Για να αποφύγομε τις δυσκολίες αυτές, καταφεύγομε στη διαμόρφωση του σήματος. Στη διαμόρφωση, το φέρον κύμα είναι σε περιοχές υψηλών συχνοτήτων, ώστε να επιτυγχάνεται η διάδοσή του σε μεγάλες αποστάσεις.

**Η διαμόρφωση κατά πλάτος συνίσταται στη μεταβολή του πλάτους του φέροντος κύματος, σύμφωνα με το πλάτος του διαμορφώνοντος σήματος.**

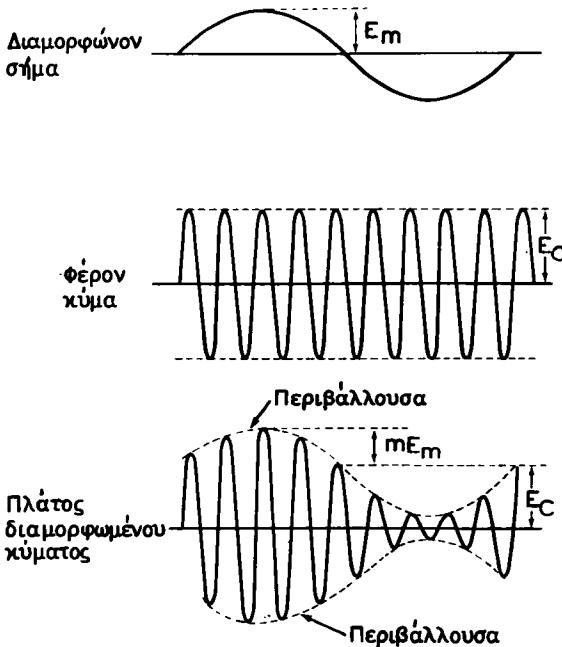
Το αποτέλεσμα της διαμορφώσεως κατά πλάτος – AM – είναι ένα διαμορφωμένο κύμα, όπως αυτό που φαίνεται στο σχήμα 8.1a.

Για ευκολία, υποθέτομε ότι το διαμορφώνον σήμα είναι ημιτονοειδές και έχει πλάτος  $E_m$ . Το φέρον κύμα έχει πολύ μεγάλη συχνότητα  $f_c$  συγκριτικά με τη συχνότητα  $f_m$  του διαμορφώνοντος σήματος δηλαδή  $f_c >> f_m$ .

Το πλάτος του φέροντος κύματος συμβολίζεται με  $E_c$ .

**Το διαμορφωμένο κύμα AM έχει συχνότητα ίση με τη συχνότητα του φέροντος κύματος και πλάτος, του οποίου η περιβάλλουσα ακολουθεί το πλάτος του διαμορφώνοντος σήματος.**

Για να δούμε την τάξη μεγέθους των συχνοτήτων στη διαμόρφωση πλάτους, αναφέρομε ότι η συχνότητα του φέροντος ενός συνηθισμένου ραδιοφωνικού κύματος βρίσκεται συνήθως μεταξύ μερικών εκατοντάδων kHz και μερικών δεκάδων MHz, ενώ η συχνότητα του διαμορφώνοντος σήματος είναι μικρότερη των 10 kHz, δηλαδή του εύρους ζώνης που απαιτεί η ομιλία ή η μουσική.



Σχ. 8.1a.

Κυματομορφές που δείχνουν τις συνιστώσες ενός κύματος διαμορφωμένου κατά πλάτος (AM).

Το σχήμα 8.1α δείχνει τον τρόπο, με τον οποίο επιτυγχάνεται η διαμόρφωση πλάτους.

Για να κάνομε τη μαθηματική ανάλυση ενός κατά πλάτος διαμορφωμένου κύματος, ορίζομε προηγουμένως τα παρακάτω μεγέθη:

Στιγμιαία τάση

$$\text{διαμορφώνοντος σήματος} = E_m \sin 2\pi f_m t \quad (8.1.1)$$

Στιγμιαία τάση

$$\text{φέροντος κύματος} = E_c \sin 2\pi f_c t \quad (8.1.2)$$

Διαμορφωμένο κύμα

(στιγμιαία τάση

$$\text{διαμορφωμένου κύματος - AM} = E_c (1 + m \sin 2\pi f_m t) \sin 2\pi f_c t \quad (8.1.3)$$

όπου  $m$  ο συντελεστής διαμορφώσεως, ο οποίος εκφράζεται ως πηλίκο της τάσεως κορυφής του διαμορφώνοντος σήματος διά της τάσεως κορυφής του φέροντος κύματος.

Δηλαδή:

$$m = \frac{E_m}{E_c} \quad (8.1.4)$$

Όπως φαίνεται από τη σχέση (8.1.3) το διαμορφωμένο κύμα έχει πλάτος  $E_c (1 + m \sin 2\pi f_m t)$ . Το πλάτος αυτό μεταβάλλεται σαν συνάρτηση του χρόνου.

Ο ρυθμός μεταβολής του πλάτους εξαρτάται από τη συχνότητα  $f_m$  του διαμορφώνοντος σήματος. Το μέγιστο πλάτος του διαμορφωμένου κύματος εξαρτάται από το μέγιστο πλάτος  $E_m$  του διαμορφώνοντος σήματος, δηλαδή από το συντελεστή διαμορφώσεως  $m$ .

Η σχέση (8.1.3) μπορεί επίσης να γραφεί ως εξής:

$$\text{AM κύμα} = E_c \sin 2\pi f_c t + E_c m \sin 2\pi f_m t \sin 2\pi f_c t$$

Ο τελευταίος όρος, ως γινόμενο δύο συνημιτόνων, μπορεί να αναλυθεί σε δύο προσθετέους, με βάση την παρακάτω ταυτότητα:

$$\sin a \sin b = \frac{1}{2} \sin(a + b) + \frac{1}{2} \sin(a - b)$$

Συνεπώς:

$$\begin{aligned} \text{AM κύμα} &= E_c \sin 2\pi f_c t + \frac{m E_c}{2} \sin 2\pi(f_c + f_m)t + \\ &+ \frac{m E_c}{2} \sin 2\pi(f_c - f_m)t \end{aligned} \quad (8.1.5)$$

Από τη σχέση αυτή, βλέπομε ότι **ένα διαμορφωμένο κατά πλάτος AM κύμα αποτελείται από τρεις συνιστώσες ή άλλως τρία συνιστώντα κύματα.**

Η πρώτη συνιστώσα έχει πλάτος ίσο με το πλάτος του φέροντος κύματος  $E_c$  και συχνότητα ίση με τη συχνότητα του φέροντος  $f_c$ . Η δεύτερη συνιστώσα έχει πλάτος  $\frac{mE_c}{2}$  και συχνότητα ίση με το άθροισμα των συχνοτήτων του φέροντος κύματος και του διαμορφώνοντος σήματος, δηλαδή  $(f_c + f_m)$ .

Η τρίτη συνιστώσα έχει επίσης πλάτος  $\frac{mE_c}{2}$  και συχνότητα ίση με τη διαφορά των συχνοτήτων φέροντος και διαμορφώνοντος, δηλαδή  $(f_c - f_m)$ .

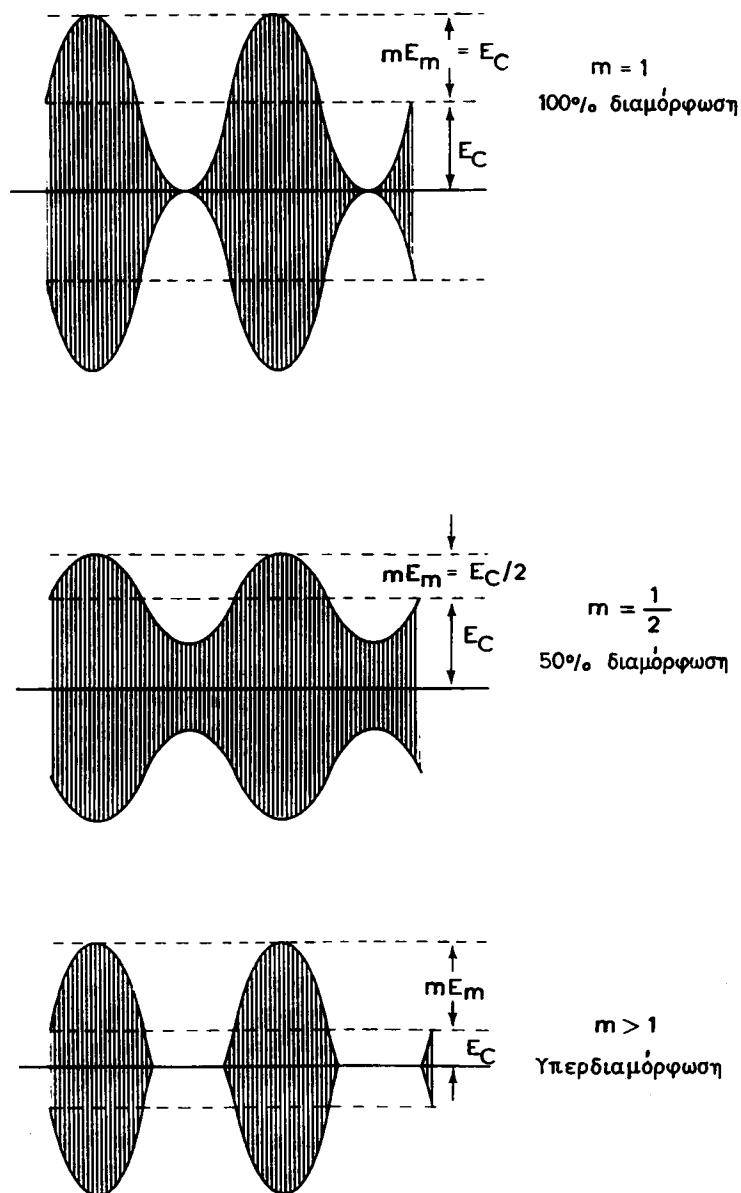
Συνεπώς **το διαμορφωμένο κύμα περιέχει τρεις συνιστώσες, μία με συχνότητα ίση με του φέροντος  $f_c$ , η οποία λέγεται και κεντρική συχνότητα και δύο πλευρικές συνιστώσες, την άνω και κάτω. Η άνω πλευρική έχει συχνότητα  $(f_c + f_m)$  και η κάτω πλευρική  $(f_c - f_m)$ .**

Η σημασία των πλευρικών συνιστωσών θα μελετηθεί παρακάτω, αφού πρώτα εξετάσουμε τη σημασία του συντελεστή διαμορφώσεως  $m$ .

Στο σχήμα 8.1β φαίνεται η κυματομορφή ενός κατά πλάτος διαμορφωμένου κύματος με διαφορετικές τιμές του συντελεστή διαμορφώσεως  $m$ .

Παρατηρούμε ότι η μέγιστη επιτρεπτή διαμόρφωση, χωρίς να επέλθει μεταβολή στη μορφή της περιβάλλουσας, είναι 100%, δηλαδή όταν  $m = 1$ .

**Η μέγιστη (κανονική) λοιπόν τιμή διαμορφώσεως είναι μέχρι 100%. Για διαμόρφωση μέχρι 100% η περιβάλλουσα διατηρεί τη μορφή του διαμορφώνοντος σήματος. Όταν ο συντελεστής διαμορφώσεως είναι μεγαλύτερος της μονάδας ( $m > 1$ ), τότε λέμε ότι η κυματομορφή έχει υποστεί υπερδιαμόρφωση (overmodulation).**



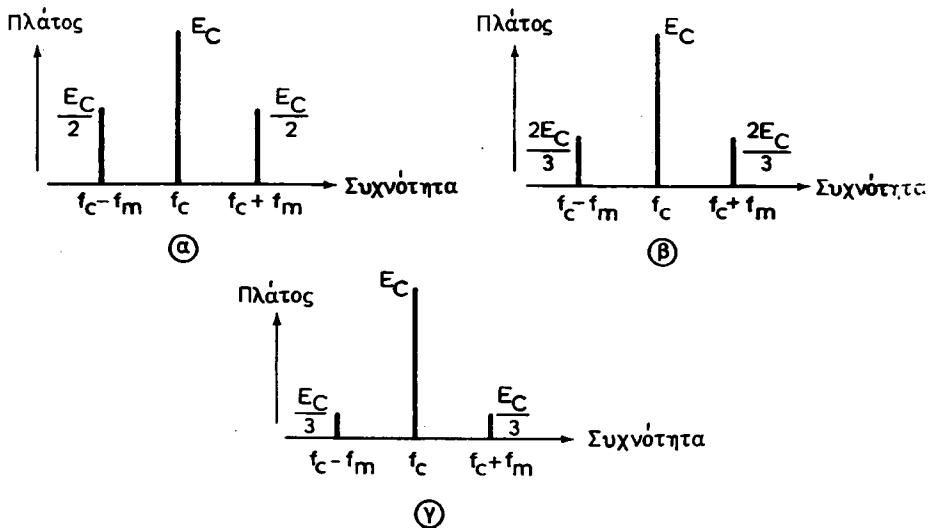
Σχ. 8.1β.

Κυματομορφή διαμορφωμένη κατά πλάτος (AM) με διαστική συντελεστή διαμορφώσεως  $m$ .

Αν το κύμα έχει υποστεί τη μέγιστη επιπρεπή διαμόρφωση ( $m = 1$ ), τότε η σχέση (8.1.5) δίνει ως τάση κορυφής για κάθε πλευρική συνιστώσα, το μισό της τάσεως κορυφής της συνιστώσας του φέροντος.

Στο σχήμα 8.1γ φαίνονται τα πλάτη των διαφόρων συνιστωσών ενός διαμορφωμένου κύματος για διάφορους συντελεστές διαμορφώσεως.

Όταν  $m = 1$ , το μισό της ολικής ισχύος του διαμορφωμένου κύματος AM μεταφέρεται από την κεντρική συνιστώσα και το ένα τέταρτο αυτής από καθεμιά των πλευρικών συνιστωσών.



Σχ. 8.1γ.

Πλάτη των συνιστωσών ενός διαμορφωμένου κατά πλάτος (AM) κύματος, που έχει υποστεί διαμόρφωση με διαφορετικό  $m$ : α)  $m = 1$ . β)  $m = 0,65$ . γ)  $m = 0,33$ .

Υπενθυμίζομε, ότι η μεταφερόμενη ισχύς είναι ανάλογη του τετραγώνου του πλάτους της τάσεως.

**Οι δύο πλευρικές συνιστώσες περιέχουν το ίδιο σήμα – πληροφορίας, ενώ η συνιστώσα του φέροντος δεν περιέχει σήμα – πληροφορίας, δηλαδή δεν περιέχει διαμορφώνον σήμα.**

Έτσι λοιπόν, μπορούμε να πούμε, ότι στο ένα τέταρτο της ολικής ισχύος ενός πλήρως διαμορφωμένου κύματος AM περιέχεται η απαραίτητη πληροφορία.

### Σημείωση.

Στη συνέχεια, πολλές φορές αντί για τον όρο φέρον κύμα, θα χρησιμοποιούμε τη λέξη **φέρον** και αντί του όρου διαμορφώνον σήμα, τη λέξη **σήμα**. Επίσης, αντί του όρου διαμορφωμένο σήμα θα χρησιμοποιείται ο όρος διαμορφωμένο **κύμα**.

Για να κάνομε οικονομία στην εκπειπόμενη ενέργεια, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε διάφορα συστήματα εκπομπής. Στο σύστημα π.χ. καταργήσεως (αποκοπής) της συνιστώσας του φέροντος κύματος (suppressed carrier), μπορούμε να έχομε οικονομία 50% σε εκπειπόμενη ισχύ, για το παράδειγμά μας διαμορφώσεως με μια συχνότητα. Στην περίπτωση αυτή, εκπέμπονται οι δύο πλευρικές συνιστώσες και κάθε μια μεταφέρει 25% της ολικής ισχύος.

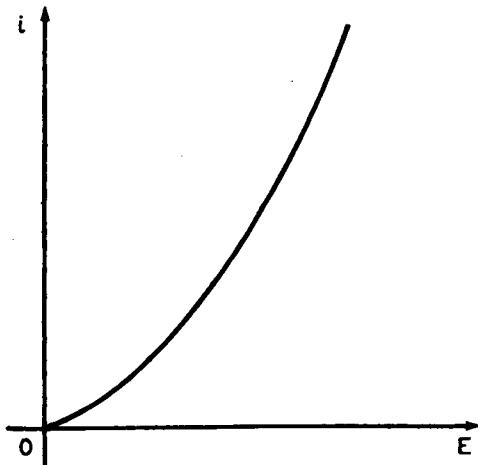
Στο σύστημα μιας πλευρικής ζώνης (single - sideband, SSB) εκπέμπεται η μία μόνο πλευρική ζώνη (μία συνιστώσα στην περίπτωσή μας), ενώ η φέρουσα και η άλλη πλευρική απομονώνονται.

Παρά το γεγονός όμως ότι τα συστήματα αυτά παρουσιάζουν ευκολία ως προς τη λειτουργία τους, οικονομία ισχύος και καλή εκμετάλλευση του φάσματος συχνοτήτων, η ανίχνευση (αποδιαμόρφωση) των εκπεμπομένων σημάτων τους απαιτεί πολύπλοκους δέκτες.

## 8.2 Κυκλώματα διαμορφώσεως AM.

Η διαμόρφωση πλάτους μιας κυματομορφής γίνεται συνήθως με τη χρησιμοποίηση **μιας μη γραμμικής σχέσεως τάσεως - ρεύματος**, π.χ. του μη γραμμικού τριγμάτος της χαρακτηριστικής μιας διόδου.

Θεωρούμε την καμπύλη (μη γραμμική σχέση), που εκφράζει το ρεύμα  $i$  μιας διόδου ως συνάρτηση της τάσεως  $E$ . Η καμπύλη αυτή φαίνεται στο σχήμα 8.2a.



Σχ. 8.2a.

Η χαρακτηριστική καμπύλη μιας διόδου, μη γραμμική σχέση, ρεύματος – τάσεως.

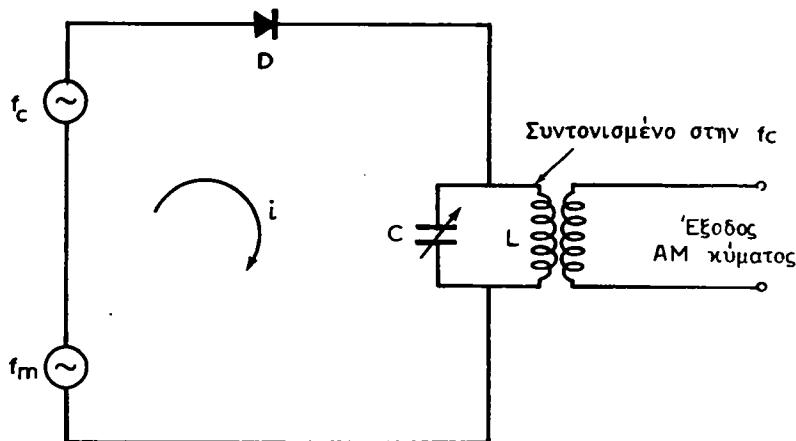
Στο σχήμα 8.2β φαίνεται ένα απλό κύκλωμα διαμορφωτή με δίοδο.

Την καμπύλη της διόδου, μπορούμε να την προσεγγίσουμε ως άθροισμα μιας ευθείας γραμμής και μιας παραβολής. Δηλαδή μπορούμε με προσέγγιση να γράψουμε:

$$i = a_1 E + a_2 E^2 \quad (8.2.1)$$

όπου  $a_1$  και  $a_2$  σταθερές.

Στο σχήμα 8.2β, έχουμε δύο τάσεις, που εφαρμόζονται στη δίοδο και στο κύκλωμα φορτίου. Η μία τάση είναι του φέροντος με συχνότητα  $f_c$  και η άλλη του σήματος με συχνότητα  $f_m$ . Αν δεχθούμε ότι οι δύο αυτές τάσεις είναι συνημιτονοειδείς, τότε η ολική τάση  $E$  μπορεί να γραφεί ως άθροισμα των τάσεων αυτών:



**Σχ. 8.2β.**  
Απλό κύκλωμα διαμορφωτή διόδου.

$$E = E_c \sin 2\pi f_c t + E_m \sin 2\pi f_m t \quad (8.2.2)$$

Για τα πλάτη και τις συχνότητες των τάσεων αυτών, ισχύουν:

$$E_m < E_c \quad \text{και} \quad f_m \ll f_c.$$

Αντικαθιστούμε την (8.2.2) στην (8.2.1) και έχομε:

$$\begin{aligned} i = & a_1 E_c \sin 2\pi f_c t + a_1 E_m \sin 2\pi f_m + \\ & + a_2 E_c^2 \sin^2 2\pi f_c t + a_2 E_m^2 \sin^2 2\pi f_m t + \\ & + 2a_2 E_c E_m \sin 2\pi f_m t \sin 2\pi f_c t \end{aligned} \quad (8.2.3)$$

Με βάση την τριγωνομετρική ταυτότητα:

$$\sin^2 a = \frac{1}{2} \sin 2a + \frac{1}{2}$$

Ο τρίτος και τέταρτος προσθετέος της (8.2.3) γράφονται αντίστοιχα:

$$a_2 E_c^2 \sin^2 2\pi f_c t + = \frac{a_2 E_c^2}{2} [\sin 2\pi(2f_c)t + \frac{1}{2}]$$

$$a_2 E_m^2 \sin^2 2\pi f_m t + = \frac{a_2 E_m^2}{2} [\sin 2\pi(2f_m)t + \frac{1}{2}]$$

Οι προσθετέοι αυτοί έχουν διπλασιασμένες συχνότητες ( $2f_c$ ) και ( $2f_m$ ) και, για το λόγο αυτό, λέγονται και αρμονικές δεύτερης τάξεως.

Με την ανάλυση αυτή των δύο προσθετέων, η σχέση (8.2.3) γράφεται:

$$\begin{aligned} i &= a_1 E_c \sin 2\pi f_c t + \frac{a_2 E_c^2}{2} [\sin 2\pi (2f_c) t + \frac{1}{2}] + \\ &+ a_1 E_m \sin 2\pi f_m t + \frac{a_2 E_m^2}{2} [\sin 2\pi (2f_m) t + \frac{1}{2}] + \\ &+ 2a_2 E_c E_m \sin 2\pi f_m t \sin 2\pi f_c t \end{aligned} \quad (8.2.4)$$

Το ρεύμα αυτό περνά μέσα από το συντονιζόμενο κύκλωμα το οποίο έχει συντονισθεί στη συχνότητα  $f_c$ .

Επειδή λοιπόν το κύκλωμα έχει συντονισθεί, ώστε να αναδεικνύει τη συχνότητα  $f_c$  και τις γύρω από αυτήν, συμπεραίνουμε ότι οι τάσεις στις απομακρυσμένες συχνότητες  $2f_c$ ,  $f_m$  και  $2f_m$ , καθώς και στους όρους των συνεχών συνιστωσών

(dc),  $\frac{a_2 E_c^2}{4}$  και  $\frac{a_2 E_m^2}{4}$  είναι αμελητέες. Γιατί, όπως γνωρίζομε, το συντονιζό-

μένο κύκλωμα με τα L, C παράλληλα, παρουσιάζει τη μέγιστη σύνθετη αντίσταση  $R_p$  μόνο γύρω από την  $f_c$ .

Συνεπώς, μόνο ο πρώτος και τελευταίος προσθετέος θα δημιουργήσουν υπολογίσιμες τάσεις στα άκρα του συντονισμένου κυκλώματος. Έτσι, το κύκλωμα αυτό ενεργεί σαν φίλτρο αποκοπής στις συχνότητες που δεν επιθυμούμε να περάσουν στην έξοδο του διαμορφωτή.

Συνεπώς, η ενεργός τάση εξόδου θα είναι με προσέγγιση:

$$E = a_1 R_p E_c \sin 2\pi f_c t + 2a_2 R_p E_m E_c \sin 2\pi f_m t \sin 2\pi f_c t \quad (8.2.5)$$

όπου  $R_p$  είναι η σύνθετη αντίσταση του κυκλώματος γύρω από τη συχνότητα συντονισμού  $f_c$ .

Ο τελευταίος όρος τής σχέσεως αυτής περιέχει το γινόμενο δύο παραγόντων που είναι συνάρτηση των διαφορετικών συχνοτήτων  $f_m$  και  $f_c$ . **Η ύπαρξη του όρου αυτού αποτελεί και την αναγκαία προϋπόθεση δημιουργίας ενός κύματος διαμορφωμένου κατά πλάτος – AM.**

Η εξίσωση (8.2.5) μπορεί να γραφεί και ως εξής:

$$E = a_1 R_p E_c \left(1 + \frac{2a_2}{a_1} E_m \sin 2\pi f_m t\right) \sin 2\pi f_c t \quad (8.2.6)$$

Η σχέση αυτή έχει την ίδια μορφή με τη σχέση (8.1.3), η οποία, αναλυόμενη, καταλήγει στην (8.1.5).

Η μέθοδος αυτή διαμορφώσεως ενός κύματος κατά πλάτος, είναι γνωστή ως διαμόρφωση μικρού σήματος ή χαμηλής ισχύος και χρησιμοποιείται μόνο στις περιπτώσεις των σημάτων αυτών.

### **Σύστημα διαμορφώσεως AM μιας πλευρικής ζώνης.**

Όπως είδαμε προηγουμένως, ένα σημαντικό μέρος της εκπεμπόμενης ισχύος

περιέχεται στην κεντρική συνιστώσα, η οποία άλλωστε δεν μεταφέρει και καμιά πληροφορία. Για να κάνουμε οικονομία στην εκπεμπόμενη ισχύ, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε κατάλληλα συστήματα διαμορφώσεως, τα οποία επιφέρουν κατάργηση της κεντρικής συνιστώσας.

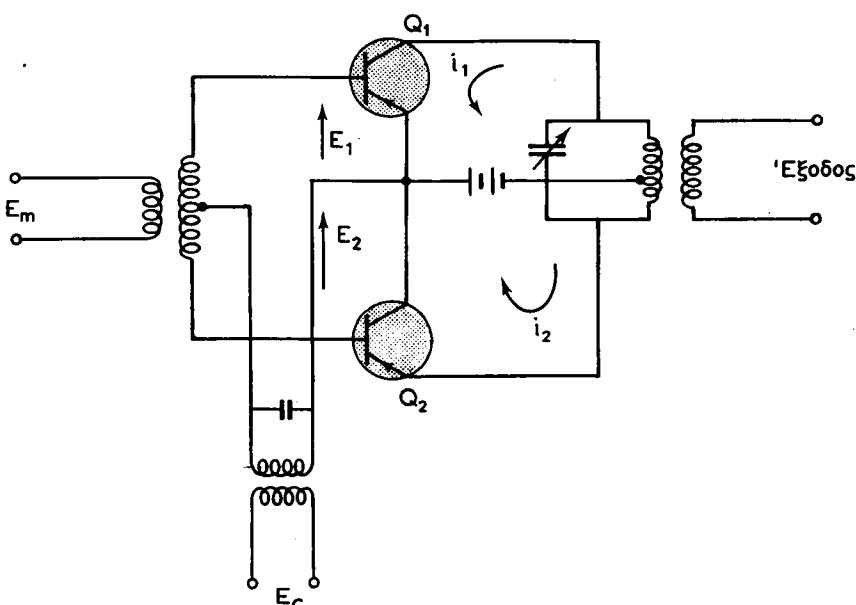
Επειδή και οι δύο πλευρικές ζώνες θεωρούνται πανομοιότυπες από απόψεως μεταφοράς πληροφορίας, μπορούμε να έχουμε ακόμη μεγαλύτερη οικονομία σε ίσχυ, με την κατάργηση μιας των πλευρικών ζωνών.

Ένα τέτοιο σύστημα διαμορφώσεως AM μιας μόνο πλευρικής ζώνης, φέρεται επίσης με το όνομα SSB (single - sideband). Με το σύστημα αυτό επιτυγχάνεται οικονομία σε ίσχυ, άριστη εκμετάλλευση του παρεχόμενου φάσματος των συχνοτήτων και αποφυγή της παρεμβολής στο δέκτη μας κυμάτων διαφορετικών σταθμών.

Για τη λήψη ενός τέτοιου κύματος, θα πρέπει να αναπαράγομε στο δέκτη μας το φέρον και μάλιστα επακριβώς σε ό,τι αφορά συχνότητα. Πρέπει δηλαδή η συχνότητα του φέροντος, που αναπαράγομε στο δέκτη μας, να είναι ίση με τη συχνότητα του φέροντος, που υφίσταται τη διαμόρφωση, με μικρή ίσως διαφορά μέχρι 20 Hz.

Αν η διαφορά συχνοτήτων  $\Delta f$  των δύο αυτών φερόντων είναι μεγάλη, τότε επέρχεται ολίσθηση των συχνοτήτων όλων των σημάτων κατά  $\Delta f$  και έτσι εισάγεται παραμόρφωση.

Για να παράγομε ένα κύμα AM με μία μόνο πλευρική ζώνη, πρέπει πρώτα να παράγομε ένα κύμα AM χωρίς την κεντρική συνιστώσα και στη συνέχεια να απομονώσουμε τη μία πλευρική ζώνη. Για το οκοπό αυτό χρησιμοποιούμε το κύκλωμα του **ισοσταθμισμένου διαμορφωτή** (balanced modulator) του σχήματος 8.2γ, με το ο-



**Σχ. 8.2γ.**  
Κύκλωμα ισοσταθμισμένου διαμορφωτή.

ποίο επιτυγχάνουμε κατάργηση της κεντρικής συνιστώσας. Το κύκλωμα αυτό του διαμορφωτή αποτελεί συμμετρική διάταξη (tύπου push - pull).

Στο κύκλωμα του ισοσταθμισμένου διαμορφωτή εφαρμόζεται η ίδια τάση φέροντος και στις δύο εισόδους των τρανζίστορ  $Q_1$  και  $Q_2$ . Με την κεντρική όμως λήψη του μετασχηματιστή εισόδου, επιτυγχάνεται η εφαρμογή ίσων και αντιθέτων τάσεων σήματος στις εισόδους των  $Q_1$  και  $Q_2$ . Επομένως, οι τάσεις εισόδου  $E_1$  και  $E_2$  στα  $Q_1$ ,  $Q_2$  μπορούν να γραφούν ως άθροισμα των εφαρμοζομένων τάσεων, οπότε:

$$E_1 = E_c \sin 2\pi f_c t + E_m \sin 2\pi f_m t \quad (8.2.7)$$

$$E_2 = E_c \sin 2\pi f_c t - E_m \sin 2\pi f_m t \quad (8.2.8)$$

Ας θεωρήσουμε τώρα ότι για κάθε επαφή εκπομπού - βάσεως των τρανζίστορ, ισχύει με προσέγγιση η παρακάτω μη γραμμική σχέση τάσεως - ρεύματος:

$$i = a_1 E + a_2 E^2 \quad (8.2.9)$$

όπου  $a_1$  και  $a_2$  σταθερές.

Η γενική αυτή σχέση μπορεί να εφαρμοσθεί για  $i = i_1, i_2$  και  $E = E_1, E_2$  αντίστοιχα. Το ρεύμα εξόδου  $i_0$  του push - pull δίνεται από τη διαφορά των  $i_1$  και  $i_2$ . Επομένως θα έχομε:

$$i_0 = i_1 - i_2 = 2a_1 E_m \sin 2\pi f_m t + 4a_2 E_m E_c \sin 2\pi f_m t \sin 2\pi f_c t \quad (8.2.10)$$

Τον τελευταίο προσθετέο μπορούμε να αναλύσουμε σε δύο άλλους, οι οποίοι περιέχουν το άθροισμα και τη διαφορά των  $f_c$  και  $f_m$ .

Για το σκοπό αυτό, χρησιμοποιούμε την τριγωνομετρική ταυτότητα:

$$\sin(a + \beta) = \frac{1}{2} \sin(2a + \beta) + \frac{1}{2} \sin(\beta - 2a)$$

Με βάση την ταυτότητα αυτή, η (8.2.10) γράφεται:

$$i_0 = 2a_1 E_m \sin 2\pi f_m t + \\ + 2a_2 E_m E_c [\sin 2\pi(f_c + f_m)t + \sin 2\pi(f_c - f_m)t] \quad (8.2.11)$$

Το συντονιζόμενο κύκλωμα εξόδου με τα  $L$  και  $C$  παράλληλα, παρουσιάζει μεγάλη σύνθετη αντίσταση  $R_p$  γύρω από τη συχνότητα συντονισμού  $f_c$ . Επειδή  $f_m \ll f_c$ , συμπεραίνομε ότι, αν το κύκλωμα  $L - C$  έχει συντονισθεί γύρω από την  $f_c$ , η αντίστασή του στην απομακρυσμένη συχνότητα  $f_m$  είναι αμελητέα. Συνεπώς, στη συχνότητα  $f_m$  ο πρώτος όρος της (8.2.11) δεν θα δημιουργήσει υπολογίσιμη τάση στην έξοδο του  $L - C$ . Έτσι, η τάση εξόδου  $E_0$  μπορεί με προσέγγιση να γραφεί:

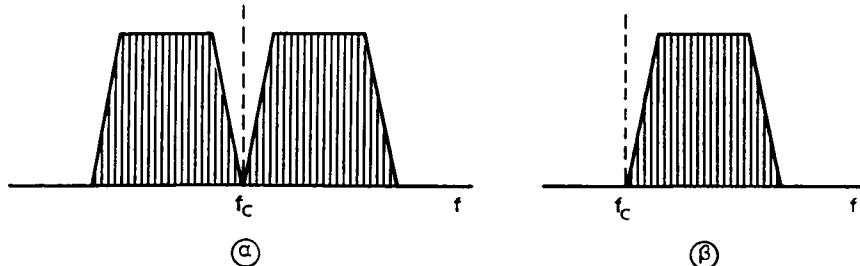
$$E_0 = 2a_2 R_p E_m E_c [\sin 2\pi(f_c + f_m)t + \sin 2\pi(f_c - f_m)t] \quad (8.2.12)$$

Από την τελευταία αυτή σχέση, βλέπουμε ότι **πετύχαμε την παραγωγή ενός κύκλου**

**ματος AM, στο οποιο έχει καταργηθεί η κεντρική συνιστώσα και το οποίο περιέχει μόνο τις δύο πλευρικές ζώνες.**

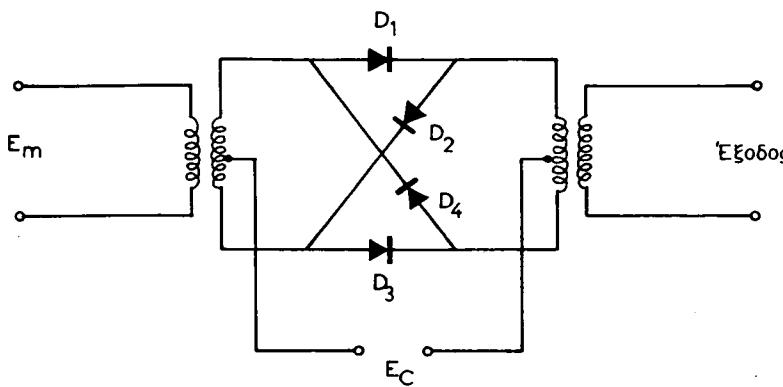
Θα μπορούσαμε να δώσουμε τη σχηματική παράσταση των δύο αυτών πλευρικών ζωνών, οι οποίες προέρχονται από τη διαμόρφωση με ένα σήμα, π.χ. μορφής ισοσκελούς τραπεζίου. Στο σχήμα 8.2δ φαίνονται οι δύο αυτές πλευρικές ζώνες, καθώς και η εναπομένουσα μετά την αποκοπή της μιας από το φίλτρο ακριβείας.

Για να απομονώσουμε τώρα τη μία πλευρική ζώνη, χρησιμοποιούμε μετά την έξοδο του διαμορφωτή, ένα φίλτρο διελεύσεως περιοχής.



**Σχ. 8.2δ.**

α) Σχηματική παράσταση πλευρικών ζωνών, ύστερα από διαμόρφωση AM με σήμα μορφής ισοσκελούς τραπεζίου. β) Η εναπομένουσα άνω πλευρική ζώνη, μετά την αποκοπή της κάτω πλευρικής.



**Σχ. 8.2ε.**

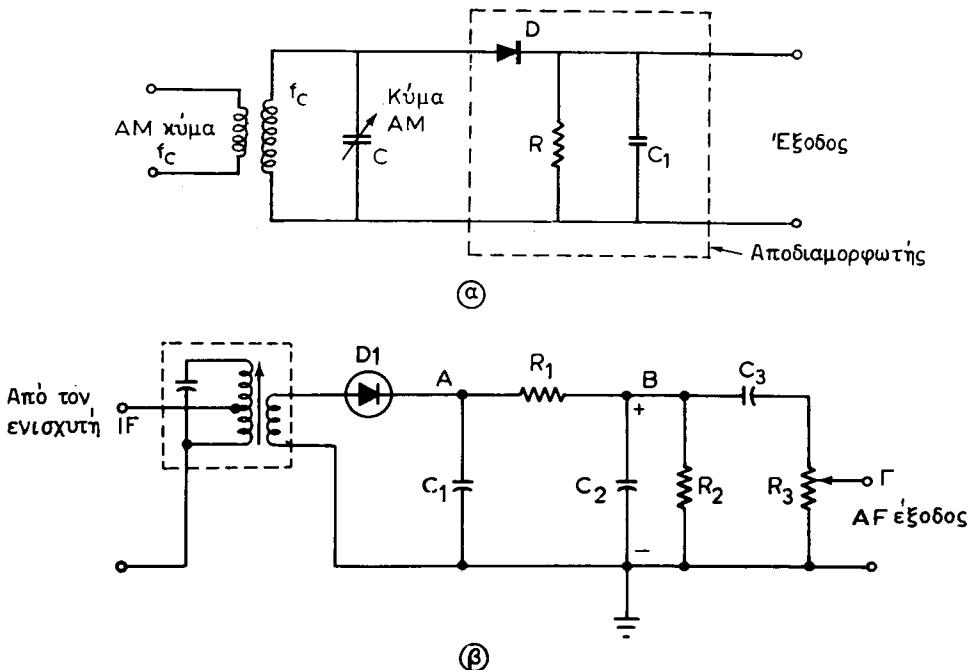
Ισοσταθμισμένος διαμορφωτής με διόδους.

Το φίλτρο αυτό πρέπει να παρουσιάζει μεγάλη επιλεκτικότητα συχνοτήτων, καθόσον καλείται να αποκόψει συχνότητες που διαφέρουν μεταξύ τους κατά  $2 f_m \approx 400$  Hz. Για το σκοπό αυτό, χρησιμοποιούνται φίλτρα με πιεζοηλεκτρικούς κρυστάλλους, τα οποία παρουσιάζουν μεγάλο συντελεστή ποιότητας  $\Omega$  και εργάζονται σε συχνότητες  $f_c$ , μεταξύ 2 ως 5 MHz.

Αναφέρομε επίσης, ότι μπορούμε να πετύχομε τα ίδια αποτελέσματα διαμορφώσεως AM, χωρίς την κεντρική συνιστώσα, αν χρησιμοποιήσουμε τον ισοσταθμισμένο διαμορφωτή με διόδους του σχήματος 8.2ε. Τέτοιοι διαμορφωτές με διόδους χρησιμοποιούνται κυρίως στην τηλεφωνία.

### 8.3 Κυκλώματα αποδιαμορφώσεως AM.

Στο σχήμα 8.3α φαίνεται η αρχή (α) και ένα βασικό κύκλωμα αποδιαμορφώσεως (β). Με τα κυκλώματα αποδιαμορφώσεως (φωράσεως), αποκωδικοποιούμε και συνεπώς αναπαράγομε το αρχικό σήμα. Οι παρακάτω αποδιαμορφωτές λέγονται και αποδιαμορφωτές δίοδου.



Σχ. 8.3α.

- α) Αρχή λειτουργίας ενός κυκλώματος αποδιαμορφωτή με δίοδο. β) Βασικό κύκλωμα αποδιαμορφωτή ραδιοφώνου AM με δίοδο.

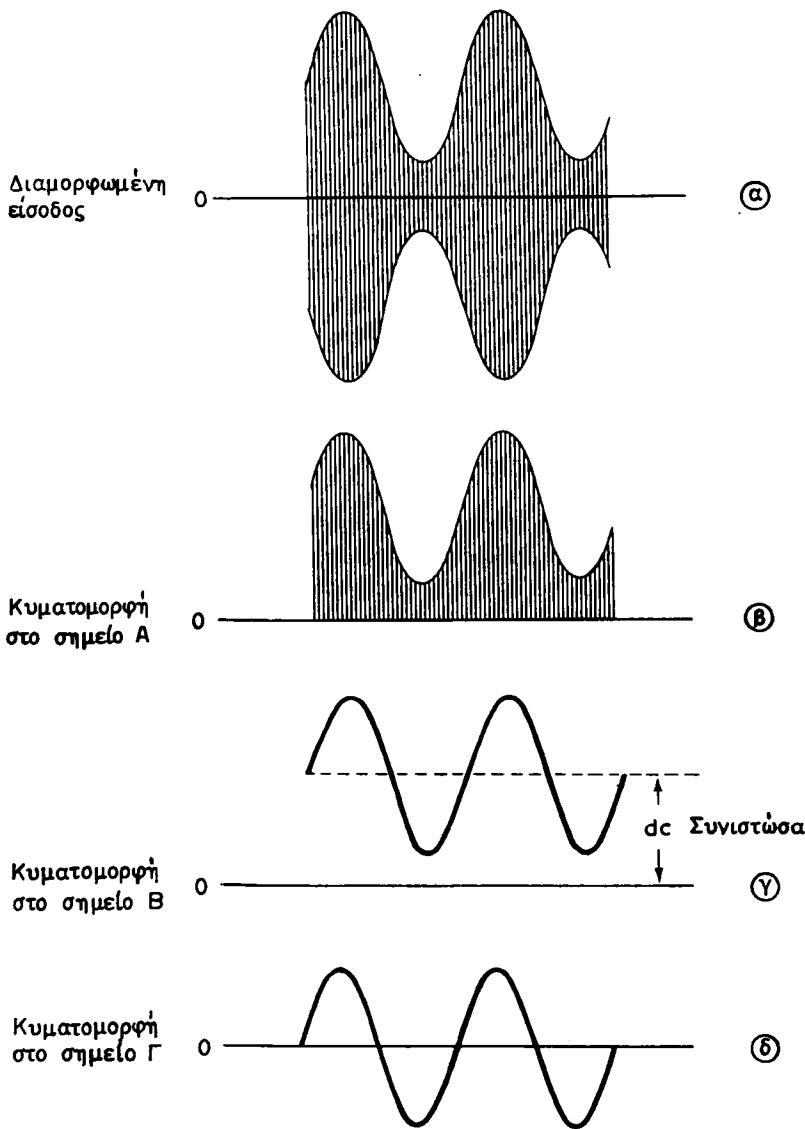
Στο κύκλωμα του σχήματος 8.3α(β) οι πυκνωτές  $C_1$  και  $C_2$  μαζί με την αντίσταση  $R_1$ , σχηματίζουν ένα φίλτρο διελεύσεως χαμηλών συχνοτήτων. Το φίλτρο αυτό αποκόπτει (απομονώνει) όλα σχεδόν τα σήματα που έχουν συχνότητες έξω της περιοχής ακουστικών συχνοτήτων. Ο πυκνωτής  $C_3$  απομονώνει οποιεσδήποτε συνεχείς συνιστώσες από την έξοδο. Η  $R_3$  ρυθμίζει την ένταση της φωνής στην έξοδο.

Για να καταλάβομε τον τρόπο λειτουργίας του κυκλώματος αυτού, μελετούμε τις κυματομορφές του σχήματος 8.3β.

Το διαμορφωμένο κύμα φθάνει στον αποδιαμορφωτή, αφού προηγουμένως έχει ενισχυθεί από τον ενισχυτή μέσων συχνοτήτων IF (Intermediate Frequency). Το διαμορφωμένο κύμα θεωρείται ότι έχει μία μέση συχνότητα 455 kHz.

Το κύμα αυτό ανορθώνεται από τη δίοδο  $D_1$ , και έτσι η κυματομορφή στο σημείο A του κυκλώματος 8.3α έχει τη μορφή που φαίνεται στο σχήμα 8.3β(β).

Το φίλτρο διελεύσεως χαμηλών συχνοτήτων, που αποτελούν οι  $C_1$ ,  $C_2$  και  $R_2$ , απομονώνει τις συνιστώσες που έχουν υψηλές συχνότητες, οπότε στο σημείο B του

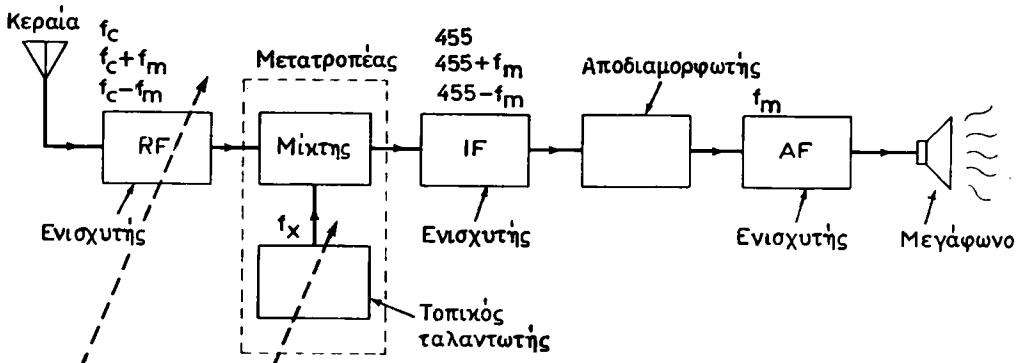


Σχ. 8.3β.  
Κυματομορφές στα διάφορα σημεία του αποδιαμορφωτή.

κυκλώματος φθάνει η κυματομορφή που φαίνεται στο σχήμα 8.3β(γ).

Η κυματομορφή αυτή έχει και συνεχή συνιστώσα, η οποία απομονώνεται από τον πυκνωτή συζεύξεως  $C_3$ . Έτσι, παίρνομε τη μορφή του κύματος που δείχνει το σχήμα 8.3β(δ).

Η αντίσταση  $R_3$  ρυθμίζει την ένταση της φωνής του κύματος, το οποίο στη συνέχεια διαβιβάζεται στον ενισχυτή ακουστικών συχνοτήτων AF (Audio - Frequencies).



Σχ. 8.4.  
Σχηματικό διάγραμμα υπερετερόδυνου δέκτη AM.

#### 8.4 Υπερετερόδυνοι δέκτες AM.

Οι δέκτες AM έχουν σαν σκοπό τη λήψη του κύματος AM, το οποίο φθάνει στην κεραία του δέκτη υπό μορφή ηλεκτρομαγνητικού κύματος. Στη συνέχεια, οι δέκτες αποδιαμορφώνουν το κύμα και αναπαράγουν το σήμα, δηλαδή τη φωνή ή τη μουσική.

Στο σχήμα 8.4 φαίνεται το διάγραμμα ενός δέκτη AM, που λέγεται υπερετερόδυνος (hyperheterodyne AM receiver).

Στο διάγραμμα αυτό η λήψη του κύματος γίνεται από μια κατάλληλη κεραία (antenna). Το πηνίο εισόδου μαζί με ένα πυκνωτή μεταβλητής χωρητικότητας, αποτελούν το συντονιζόμενο κύκλωμα εισόδου για τον ενισχυτή ραδιοφωνικών συχνοτήτων RF (Radio - Frequencies). Ο ενισχυτής αυτός συντονίζεται στη φέρουσα συχνότητα του σταθμού που επιθυμούμε να επιλέξουμε.

Το εύρος της ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων από τον ενισχυτή RF είναι αρκετά μεγάλο, ώστε να περάσουν μέσα από αυτόν τα δύο πλευρικά κύματα, καθώς και το φέρον.

Συγχρόνως όμως, και η επιλεκτικότητα του ενισχυτή πρέπει να είναι υψηλή, ώστε να αποκόπτει (ή να εξασθενεί) τα κύματα που προέρχονται από σταθμούς με γειτονικές συχνότητες.

Διάφοροι κανονισμοί απαγορεύουν την εκπομπή δύο σταθμών σχετικά γειτονικών αποστάσεων, αν οι συχνότητες φέροντος δεν απέχουν τουλάχιστο κατά 10 kHz.

Ο βασικός ρόλος του ενισχυτή RF είναι να επιλέξει και να ενισχύσει το επιθυμητό κύμα.

Την επόμενη βαθμίδα, αποτελεί ο μετατροπέας (converter), ο οποίος μετατρέπει τη συχνότητα του κύματος AM σε άλλη ενδιάμεση (χαμηλότερη) συχνότητα IF (Intermediate - Frequency). Αυτό επιτυγχάνεται με τη βοήθεια του τοπικού ταλαντωτή (local oscillator), ο οποίος συντονίζεται και ταλαντούιται σε σταθερή διαφορά συχνότητας από τη συχνότητα του φέροντος.

Τα συντονιζόμενα κυκλώματα στον ενισχυτή RF και στον τοπικό ταλαντωτή, χρησιμοποιούν πυκνωτές προσαρτημένους σε κοινό άξονα, ώστε να συμμεταβάλλονται, πράγμα που στο σχήμα 8.4, υποδηλώνεται με τα δύο βέλη.

Συνεπώς, όταν ο τοπικός ταλαντωτής ρυθμισθεί έστω και για μία φορά στην κατάλληλη διαφορά συχνότητας μεταξύ του εαυτού του και του κέντρου της ζώνης διελεύσεως του ενισχυτή RF, η διαφορά αυτή συχνοτήτων παραμένει η ίδια, ακόμη και αν συντονίσομε το δέκτη στη συχνότητα άλλου σταθμού.

Η έξοδος του μετατροπέα είναι ένα κύμα AM με κεντρική συχνότητα γύρω στους 455 kHz (ενδιάμεση συχνότητα). Το κύμα αυτό ενισχύεται περαιτέρω στον ενισχυτή ή βαθμίδα ενδιάμεσης συχνότητας.

Κατόπιν, το κύμα αποδιαμορφώνεται από τον αποδιαμορφωτή (φωρατή) (detector). Ο αποδιαμορφωτής απομονώνει το φέρον κύμα και παρέχει ως έξοδο το αρχικό σήμα, δηλαδή το διαμορφώνον σήμα.

Το σήμα αυτό βρίσκεται στην περιοχή ακουστικών συχνοτήτων.

Το σήμα ακουστικής συχνότητας ενισχύεται περαιτέρω στον ενισχυτή ακουστικών συχνοτήτων AF (Audio - Frequencies) και τελικά εισάγεται στο μεγάφωνο για αναπαραγωγή της φωνής ή της μουσικής.

Παρακάτω δίνομε τους ορισμούς μερικών μεγεθών που χαρακτηρίζουν ένα δέκτη:

**Πιστότητα (fidelity):** Η ικανότητα που έχει ο δέκτης να αναπαράγει επακριβώς τον αρχικό ήχο. Ένας δέκτης έχει μεγάλη πιστότητα, όσο πιο επακριβή (πιστή) αναπαραγωγή του ήχου είναι σε θέση να κάνει.

**Επιλεκτικότητα (selectivity):** Η ικανότητα του δέκτη να αποκόπτει (απομονώνει) ανεπιθύμητες γειτονικές συχνότητες.

**Ευαισθησία (sensitivity):** Η ευαισθησία ενός δέκτη αναφέρεται στην ελάχιστη ένταση του κύματος που μπορεί να διεγείρει το δέκτη και να οδηγήσει σε ακρόαση. Η ένταση αυτή του κύματος εκφράζεται συνήθως σε mV ανά μέτρο  $\left( \frac{mV}{m} \right)$ .

#### Ερωτήσεις.

1. Τι εννοούμε με τον όρο «διαμόρφωση»;
2. Τι είναι η διαμόρφωση κατά πλάτος;
3. Ποιες είναι οι συνιστώσες ενός κύματος διαμορφωμένου κατά πλάτος;
4. Ποιες συνιστώσες του κύματος AM μεταφέρουν πληροφορία;
5. Τι μέρος της ολικής ισχύος μεταφέρει το φέρον στη διαμόρφωση AM με μία μόνο συχνότητα;
6. Πώς λειτουργεί ο αποδιαμορφωτής AM;
7. Να σχεδιάσετε το κύκλωμα ενός αποδιαμορφωτή και να εξηγήσετε τον τρόπο λειτουργίας του.
8. Να σχεδιάσετε το κύκλωμα ενός ισοσταθμισμένου διαμορφωτή και να εξηγήσετε τον τρόπο λειτουργίας του.
9. Να σχεδιάσετε το διάγραμμα ενός ραδιοφωνικού δέκτη AM.
10. Τι πλεονεκτήματα παρουσιάζει το σύστημα εκπομπής SSB, σε σύγκριση με άλλα συστήματα εκπομπής;

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΝΑΤΟ

### ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΚΑΙ ΑΠΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ - FM

Στο κεφάλαιο αυτό εξετάζουμε τις βασικές αρχές διαμορφώσεως και αποδιαμορφώσεως ενός κύματος κατά συχνότητα FM (Frequency Modulation).

Η διαμόρφωση ενός κύματος κατά συχνότητα βρίσκει, με την πάροδο του χρόνου, μεγαλύτερες εφαρμογές από τη διαμόρφωση κατά πλάτος.

Βασικός λόγος, είναι ότι στη διαμόρφωση κατά πλάτος το διαμορφωμένο κύμα δεν είναι απαλλαγμένο από θορύβους ή άλλα σήματα τυχαίας διαταραχής. Έτσι, τα ανεπιθύμητα αυτά σήματα προκαλούν μεταβολή στο πλάτος του διαμορφωμένου κύματος AM και, συνεπώς, στην αποδιαμόρφωση, δεν παίρνουμε πιστά το αρχικό σήμα.

Τα προβλήματα αυτά περιορίζονται στη διαμόρφωση συχνότητας, καθόσον το πλάτος του φέροντος κύματος στη διαμόρφωση FM, δεν μεταφέρει καμιά πληροφορία. Η πληροφορία στη διαμόρφωση FM περιέχεται στις στιγμιαίες μεταβολές (διακυμάνσεις) της συχνότητας του φέροντος.

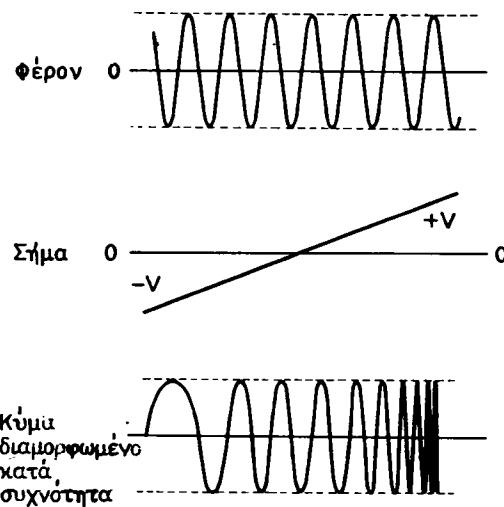
#### 9.1 Βασικές αρχές της διαμορφώσεως συχνότητας.

Στη διαμόρφωση ενός κύματος κατά συχνότητα (FM) η συχνότητα του φέροντος κύματος μεταβάλλεται σύμφωνα με το πλάτος του διαμορφώνοντος σήματος χαμηλής συχνότητας.

**Στη διαμόρφωση κατά συχνότητα, το πλάτος του φέροντος παραμένει αμετάβλητο και μεταβάλλεται μόνο η συχνότητα του  $f_c$ .**

Για καλύτερη κατανόηση, θεωρούμε το σχήμα 9.1. Στο σχήμα αυτό φαίνεται το φέρον κύμα συχνότητας  $f_c$ , το σήμα, καθώς και το διαμορφωμένο κύμα κατά συχνότητα (FM). Το πώς ακριβώς επιτυγχάνεται η διαμόρφωση συχνότητας, είναι λίγο δύσκολο να παρασταθεί γραφικά. Αυτή τη γραφική παράσταση επιδιώκουμε με το σχήμα 9.1.

Όταν το σήμα είναι μηδέν (μέσο της ευθείας), η συχνότητα του φέροντος δεν υφίσταται καμιά μεταβολή· παραμένει δηλαδή  $f_c$ . Όταν το σήμα είναι θετικό (τάση + V), τότε το κύμα FM έχει συχνότητα μεγαλύτερη της  $f_c$ , κατά ποσοστό που είναι ανάλογο του πλάτους του σήματος. Όταν το σήμα είναι αρνητικό (τάση - V), το κύμα FM έχει συχνότητα μικρότερη της  $f_c$  κατά ποσοστό που είναι ανάλογο του πλάτους του σήματος. Η πληροφορία που περιέχεται στη συχνότητα του σήματος (δηλαδή στη μεταβολή του πλάτους του σήματος), έχει κωδικοποιηθεί στο διαμορφωμένο κύμα FM. **Η κωδικοποίηση αυτή γίνεται στο ρυθμό μεταβολής της συχνότητας του φέροντος, γύρω από την αρχική του συχνότητα  $f_c$ .**



**Σχ. 9.1.**  
Κυματομορφές της διαμορφώσεως συχνότητας.

Ανεπιθύμητα σήματα ή θόρυβοι που μπορούν να μεταβάλλουν το πλάτος του φέροντος δεν αποτελούν κανένα πρόβλημα, καθόσον οι δέκτες FM, για την ανάδειξη του σήματος βασίζονται στις μεταβολές συχνότητας και όχι στις μεταβολές του πλάτους του κύματος.

Ας υποθέσουμε τώρα ότι έχομε ένα σήμα της μορφής:

$$U_s = V_s \sin 2\pi f_s t \quad (9.1.1)$$

όπου  $U_s$  η στιγμιαία τάση του σήματος,  $V_s$  το πλάτος του και  $f_s$  η συχνότητά του.

Για να διαμορφώσουμε ένα κύμα κατά συχνότητα, πρέπει η συχνότητα του κύματος FM να μεταβάλλεται ανάλογα με τη στιγμιαία τιμή  $U_s$  του σήματος. Για το συνημιτονικό σήμα της (9.1.1), το πλάτος της **αποκλίσεως συχνότητας**  $f_d$  ορίζεται από τη σχέση:

$$f_d = K_f V_s \quad (9.1.2)$$

Το  $f_d$  εκφράζεται σε kHz.

Το  $K_f$  λέγεται **βαθμός διαμορφώσεως του κύματος FM και εκφράζεται συνήθως σε kHz Volt**.

Το  $f_d$  εκφράζει τη μέγιστη απόκλιση από τη συχνότητα του φέροντος. Το  $f_d$  για διάφορες ραδιοφωνικές εκπομπές είναι  $f_d \approx 75$  kHz, ενώ για ήχο στα κανάλια τηλεοράσεως είναι  $f_d \approx 25$  kHz.

Το  $K_f$  συνδέει τη μέγιστη απόκλιση συχνότητας  $f_d$  με το πλάτος του σήματος  $V_s$ .

Για να καταλάβομε τη σημασία του  $K_f$ , υποθέτομε ότι ένα σήμα πλάτους 1 V δημιουργεί απόκλιση συχνότητας  $f_d = 10$  kHz, οπότε  $K_f = 10$  kHz / V. Αν η

αρχική συχνότητα του φέροντος είναι 50 MHz, τότε η ολίσθηση συχνότητας του διαμορφωμένου FM θα είναι  $50 \text{ MHz} \pm 10 \text{ kHz}$ . Δηλαδή το κύμα FM θα κυμαίνεται σε συχνότητες μεταξύ 50,01 MHz και 49,99 MHz.

Με την ίδια λογική, αν έχομε ένα σήμα με  $V_s = 2 \text{ V}$  η απόκλιση συχνότητας είναι  $f_d = 20 \text{ kHz}$  και  $K_f = 20 \text{ kHz/V}$ . Το διαμορφωμένο κύμα FM έχει τότε συχνότητες μεταξύ 50,02 MHz και 49,98 MHz.

Αν τώρα έχομε ένα σήμα της μορφής (9.1.1) με  $f_s = 1000 \text{ Hz}$ , τότε μεταξύ των 50,02 MHz και 49,98 MHz έχομε 1000 εναλλαγές στο δευτερόλεπτο.

Έτσι λοιπόν, για να έχομε καλή λήψη σε ένα δέκτη FM, πρέπει το εύρος της ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων BW να συνδέεται με το  $f_d$  με τη σχέση:

$$BW \simeq 2f_d \quad (9.1.3)^*$$

**Ο συντελεστής διαμορφώσεως  $m_f$  του κύματος FM, ο οποίος λέγεται επίσης και λόγος αποκλίσεως συχνοτήτων, ορίζεται από τη σχέση:**

$$m_f = \frac{f_d}{f_s} = \frac{K_f V_s}{f_s} \quad (9.1.4)$$

Η τιμή του  $m_f$  υπολογίζεται, αν θεωρήσουμε ότι για ακουστικές συχνότητες έχομε  $f_s = 15 \text{ kHz}$  (μέγιστη). Άρα, για εκπομπή ακουστικών συχνοτήτων από ραδιοφωνικούς σταθμούς, θα έχομε:

$$m_f = \frac{75 \text{ kHz}}{15 \text{ kHz}} = 5$$

Αν λοιπόν διαμορφώσουμε κατά συχνότητα ένα κύμα συχνότητας  $f_c$  με ένα σήμα της μορφής (9.1.1), τότε το FM κύμα θα έχει τη μορφή:

$$U_0 = V_0 \sin(2\pi f_c t + m_f \eta \mu 2\pi f_s t) \quad (9.1.5)$$

όπου  $U_0$  η στιγμιαία τάση του FM κύματος και  $V_0$  το πλάτος του FM κύματος. Η συχνότητα του FM κύματος δίνεται από τη σχέση:

$$f = f_c (1 + K_f \sin 2\pi f_s t) \quad (9.1.6)$$

όπου  $f$  η στιγμιαία συχνότητα του FM κύματος και  $f_c$  η αρχική συχνότητα του φέροντος (κεντρική συχνότητα).

## 9.2 Κύκλωμα διαμορφώσεως FM.

Υπάρχουν διάφορα κυκλώματα, με τα οποία μπορούμε να διαμορφώσουμε κατά συχνότητα ένα κύμα. Ένα τέτοιο κύκλωμα, που φαίνεται στο σχήμα 9.2, χρησιμοποιεί την ιδιότητα της κρυσταλλοδιόδου, κατά την οποία μεταβάλλεται η χωρητικό-

\* Ακριβέστερα αποδεικνύεται ότι πρέπει να ισχύει:  $BW \simeq 2(f_d + f_s)$ .

τητα της επαφής της διόδου, ως συνάρτηση της τάσεως που επικρατεί στα άκρα της. Στο κύκλωμα του σχήματος 9.2 η διόδος είναι ανάστροφα πολωμένη.

Η τάση στα άκρα της διόδου είναι:

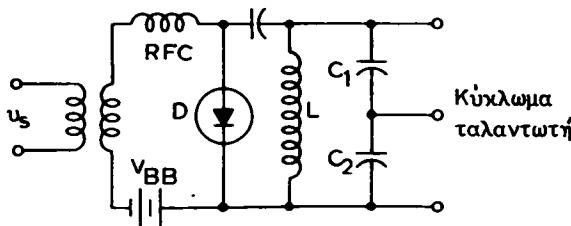
$$U_B = -V_{BB} + U_s = -V_{BB} + V_s \sin 2\pi f_s t \quad (9.2.1)$$

όπου η  $U_s$  δίνεται από την (9.1.1).

Το αρνητικό πρόσημο στην  $V_{BB}$  αναφέρεται στην ανάστροφη πόλωση και δεν πρέπει να μας απασχολεί στους υπολογισμούς.

Η χωρητικότητα της επαφής της διόδου μεταβάλλεται αντιστρόφως ανάλογα της τετραγωνικής ρίζας της  $U_B$ , δηλαδή:

$$C \sim \frac{1}{\sqrt{U_B}} \quad (9.2.2)$$



Σχ. 9.2.

Διαμόρφωση FM με δίοδο μεταβλητής χωρητικότητας (varactor).

Αν το συντονιζόμενο κύκλωμα του σχήματος 9.2 είχε συχνότητα συντονισμού  $f_C$  χωρίς την εφαρμογή της τάσεως  $U_s$ , τώρα η συχνότητά του θα μεταβληθεί και θα γίνει  $f$ , όπου:

$$f = f_c \left( 1 + \frac{V_s \sin 2\pi f_s t}{4 V_{BB}} \right) \quad (9.2.3)$$

Η εξίσωση αυτή είναι της ίδιας μορφής με την εξίσωση (9.1.6), η οποία αποτελεί και την ικανή συνθήκη για την παραγωγή ενός διαμορφωμένου κύματος FM.

Δηλαδή εδώ έχομε  $K_f = \frac{V_s}{4 V_{BB}}$ . Θα πρέπει να σημειωθεί, ότι οι σχέσεις (9.2.2) και (9.2.3) ισχύουν με προσέγγιση και με την προϋπόθεση ότι το πλάτος του σήματος  $V_s$  είναι αρκετά μικρότερο της τάσεως πολώσεως  $V_{BB}$ . Δηλαδή πρέπει

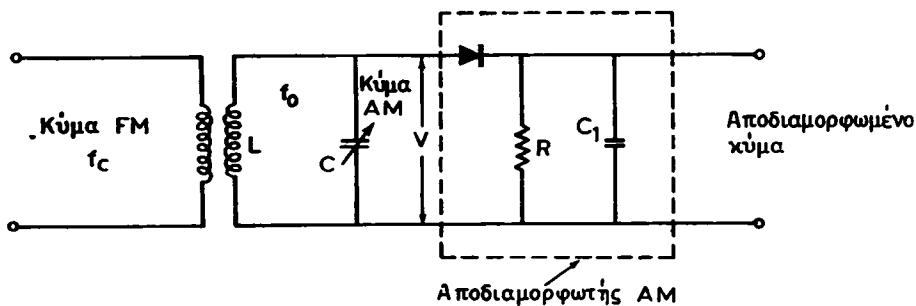
$$\frac{V_s}{V_{BB}} < 1.$$

### 9.3 Κύκλωμα αποδιαμορφώσεως FM.

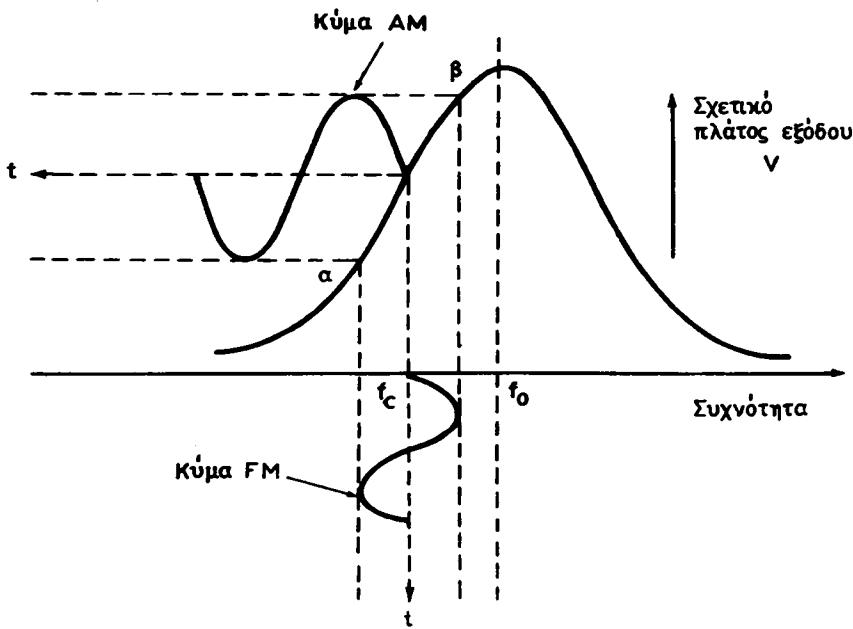
Υπάρχουν διάφοροι τρόποι με τους οποίους μπορούμε να αποδιαμορφώσουμε ένα κύμα FM. Ένας τρόπος είναι να μετατρέψουμε το κύμα FM σε κύμα AM και με-

τά να κάνομε αποδιαμόρφωση του κύματος AM, όπως αναφέραμε στην παράγραφο 8.3.

Για το σκοπό αυτό, θεωρούμε ένα συντονιζόμενο κύκλωμα LC, το οποίο συντονίζομε σε μία συχνότητα  $f_0$ , λίγο μεγαλύτερη ή λίγο μικρότερη της κεντρικής συχνότητας  $f_c$  του φέροντος FM. Ένα τέτοιο κύκλωμα φαίνεται στο σχήμα 9.3a.



**Σχ. 9.3a.**  
Αποδιαμόρφωση κύματος FM. Μετατροπή του FM σε AM.



**Σχ. 9.3β.**  
Μετατροπή του κύματος FM σε κύμα AM.

Στην περίπτωσή μας, συντονίζομε το LC σε συχνότητα  $f_0$ , ώστε  $f_c < f_0$ . Το σχετικό πλάτος της τάσεως  $V$  θα μεταβάλλεται ως συνάρτηση της συχνότητας. Μία τέτοια καμπύλη «αποκρίσεως» θα είχε τη μορφή που δείχνει το σχήμα 9.3β.

Αν τώρα στο γραμμικό περίπου τημήμα (α-β) της καμπύλης (αποκρίσεως) εφαρμόσομε την τάση ενός κύματος FM, τότε, μετά το LC θα έχομε ένα κύμα AM.

Η μορφή του κύματος AM φαίνεται στο σχήμα 9.3β.

Επειδή το πλάτος του κύματος FM είναι σταθερό, οι μεταβολές του πλάτους της εναλλασσόμενης τάσεως  $V$ , που λαμβάνονται στα άκρα του συντονισμένου κυκλώματος LC, θα οφείλονται στην απόκλιση συχνότητας  $f_0 - f_c$ . Συνεπώς θα αναπαράγουν τις αποκλίσεις συχνότητας του κύματος FM, οι οποίες πραγματοποιούνται γύρω από τη φέρουσα συχνότητα  $f_c$ :

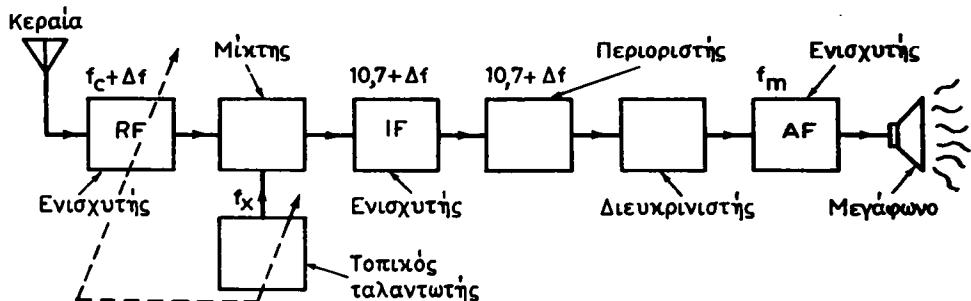
Με τον τρόπο αυτό, επιτυγχάνομε να έχομε ένα κύμα AM, το πλάτος του οποίου είναι ανάλογο της αποκλίσεως συχνότητας  $f_0 - f_c$ .

Έτσι, μετατρέψαμε το FM σε AM. Για να αποδιαμορφώσουμε το κύμα AM, χρησιμοποιούμε τον αποδιαμορφωτή του σχήματος 9.3α, ή ό,τι μάθαμε στην παράγραφο 8.3.

Τα κυκλώματα αποδιαμορφώσεως FM λέγονται και διευκρινιστές (discriminators).

#### 9.4 Δέκτες κυμάτων FM.

Το σχηματικό διάγραμμα ενός δέκτη FM φαίνεται στο σχήμα 9.4. Ο δέκτης FM έχει πολλές κοινές βαθμίδες με το δέκτη AM του σχήματος 8.4.



Σχ. 9.4.  
Βασικό σχηματικό διάγραμμα ενός δέκτη FM.

Οι δέκτες AM και FM έχουν από κοινού ένα ενισχυτή RF, ένα μετατροπέα συχνότητας (μίκτη και ταλαντωτή) και ενισχυτές μέσης συχνότητας (IF). Ο ενισχυτής RF του δέκτη FM λειτουργεί ανάλογα με εκείνο του σχήματος 8.4, έχει όμως συντονισθεί σε περιοχές του κύματος FM, δηλαδή μεταξύ 88 και 108 MHz.

Η μετατροπή συχνότητας γίνεται με το διακρότημα, του κύματος FM που έρχεται από τον ενισχυτή, με το σήμα που παρέχει ο τοπικός ταλαντωτής στη βαθμίδα μίξεως.

Ο τοπικός ταλαντωτής, όπως και στο δέκτη AM, ρυθμίζεται ώστε να δίνει σταθερή διαφορά συχνοτήτων, δηλαδή τη διαφορά συχνοτήτων που χρειαζόμαστε για τον ενισχυτή IF. Η συχνότητα αυτή IF είναι 10,7 MHz.

Mία άλλη βασική διαφορά των δεκτών AM και FM, είναι στο εύρος ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων των ενισχυτών RF και IF. Στο AM, το εύρος ζώνης πρέπει να είναι γύρω στους 10 kHz, καθόσον αυτό είναι το εύρος ζώνης που απασχολούν οι δύο πλευρικές συχνότητες. Στο FM, το εύρος ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων πρέπει να είναι πολύ πιο μεγάλο. Το εύρος αυτό για το FM κυμαίνεται γύρω στους 200 kHz.

Το εύρος ζώνης BW για το FM υπολογίζεται από τη σχέση (9.1.3). Αν λοιπόν  $m_f = 5$  και  $f_s = 15 \text{ kHz}$ , τότε  $f_d = 75 \text{ kHz}$  και συνεπώς  $BW \simeq 2f_d \simeq 150 \text{ kHz}$ .

Όπως στο AM, έτσι και στο FM ο ενισχυτής IF μπορεί να περιλαμβάνει περισσότερες από μία βαθμίδες. Συνήθως έχει περισσότερες από δύο. Μία νέα βαθμίδα, ειδικά για το δέκτη FM, είναι ο **περιοριστής (limiter)**.

Το σήμα που έρχεται από τον ενισχυτή IF έχει συχνότητα  $10,7 \text{ MHz} (\pm \text{τη συχνότητα του διαμορφώνοντος σήματος - αρχικού σήματος})$  και εισάγεται στον περιοριστή.

Ο περιοριστής σκοπός έχει να καθιστά το πλάτος του FM σταθερό, ώστε να είστελθει στο διευκρινιστή κύμα FM σταθερού πλάτους. Επειδή το πλάτος του FM δε μεταφέρει καμία πληροφορία, ο περιοριστής φροντίζει ώστε και όλες οι διακυμάνσεις πλάτους που προκαλούνται από διαλείψεις, παράσιτα κλπ., να καταργούνται, γιατί διαφορετικά θα μόλυναν το σήμα.

Η αποδιαμόρφωση γίνεται στο διευκρινιστή, ο οποίος δίνει σήμα εξόδου ανάλογο με τη συχνότητα του εισερχόμενου σε αυτόν σήματος. Το σήμα ενισχύεται στη συνέχεια από τον ενισχυτή ακουστικών συχνοτήτων AF.

Ο ενισχυτής AF στο FM διαφέρει κάπως του αντίστοιχου AF στο AM.

Επειδή στο FM χρησιμοποιείται μεγαλύτερη ζώνη ακουστικών συχνοτήτων, ο ενισχυτής AF είναι μεγαλύτερου εύρους ζώνης από ό,τι στο AM. Η ενίσχυση στον AF του FM γίνεται με χαμηλή παραμόρφωση (ενισχυτές υψηλής πιστότητας, hi - fi) και έπειτα το σήμα εισάγεται στα μεγάφωνα υψηλής πιστότητας.

Θα μπορούσαμε να πούμε ότι οι δέκτες FM είναι πιο ακριβοί από τους δέκτες AM. Αυτό οφείλεται στις περισσότερες βαθμίδες που περιλαμβάνουν οι δέκτες FM και στην πιο επιμελημένη κατασκευή τους, ώστε να έχομε πιστότερη αναπαραγωγή του αρχικού σήματος.

#### Ερωτήσεις.

1. Τι εννοούμε με τον όρο «διαμόρφωση συχνότητας»;
2. Σε τι διαφέρει η διαμόρφωση συχνότητας από τη διαμόρφωση πλάτους;
3. Τι περίπου συχνότητες εκπομπής χρησιμοποιούμε για τα FM;
4. Γιατί το εύρος ζώνης των FM είναι πολύ μεγαλύτερο του εύρους ζώνης των AM;
5. Γιατί η ακουστική ποιότητα (πιστότητα) της μουσικής από δέκτη FM είναι ανώτερη από ό,τι από δέκτη AM;
6. Να σχεδιάσετε το διάγραμμα ενός δέκτη FM και να υποδείξετε ποιες βαθμίδες είναι κοινές στους δέκτες AM και FM.
7. Τι δουλειά κάνουν σε γενικές γραμμές οι διάφορες βαθμίδες ενός δέκτη FM;
8. Ποιος ο ρόλος του περιοριστή;
9. Στους κοινούς δέκτες FM ποια είναι η πιμή της μέσης συχνότητας IF;
10. Πώς ο διευκρινιστής αποδιαμόρφωνε ένα κύμα FM;
11. Να εξηγήσετε τον τρόπο μετατροπής ενός κύματος FM σε AM.

## ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

1) Το Παράρτημα σχετίζεται κυρίως με το πρώτο κεφάλαιο και ιδιαίτερα με την παράγραφο 1.1.

Για να επεξηγήσουμε το αρνητικό πρόσημο των σχέσεων (1.1.15) και (1.1.16), χρειαζόμαστε τις αντίστοιχες των εξισώσεων (1.1.8) και (1.1.9) που να αναφέρονται στις συνδεσμολογίες (CB) και (CC). Αποδεικνύεται ότι, για τη συνδεσμολογία (CB), οι σχέσεις αυτές είναι:

$$u_{eb} = -h_{ib} i_e + h_{rb} u_{cb} \quad (\Pi - 1.1.1)$$

$$i_c = -h_{fp} i_e + h_{ob} u_{cb} \quad (\Pi - 1.1.2)$$

Το αρνητικό πρόσημο φανερώνει ότι το ρεύμα  $i$ , έχει φορά αντίθετη από τη φορά του ρεύματος εκπομπού στο τρανζίστορ NPN της συνδεσμολογίας αυτής. Για τη συνδεσμολογία (CC) οι σχέσεις αυτές είναι:

$$u_{bc} = h_{ic} i_b + h_{rc} u_{ec} \quad (\Pi - 1.1.3)$$

$$-i_e = h_{fc} i_b + h_{oc} u_{ec} \quad (\Pi - 1.1.4)$$

Με τις τέσσερες αυτές σχέσεις, εξηγούνται τα αρνητικά πρόσημα των σχέσεων (1.1.15) και (1.1.16).

## ΠΙΝΑΚΑΣ 1.1.1.

2) Τιμές και σχέσεις των υβριδικών παραμέτρων ενός τυπικού τρανζίστορ στις συνδεσμολογίες (CE), (CC) και (CB)

Υβριδική παράμετρος	Συνδεσμολογία		
Σύμβολο	CE	CC	CB
$h_{ie}$	1,1 kΩ	$h_{ic}$	$\frac{h_{ib}}{1 + h_{ib}}$
$h_{re}$	$2,5 \times 10^{-4}$	$1 - h_{ic}$	$\frac{h_{ib} h_{ob}}{1 + h_{ib}} - h_{tb}$
$h_{fe}$	50	$-(1 + h_{ic})$	$- \frac{h_{fb}}{1 + h_{fb}}$
$h_{oe}$	$25 \frac{\mu A}{V}$	$h_{oc}$	$\frac{h_{ob}}{1 + h_{ib}}$
$h_{jb}$	$\frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}}$	$- \frac{h_{ic}}{h_{fc}}$	21,6 Ω
$h_{rb}$	$\frac{h_{ie} h_{oe}}{1 + h_{fe}} - h_{re}$	$h_{rc} - \frac{h_{ic} h_{oc}}{h_{fc}} - 1$	$2,9 \times 10^{-4}$
$h_{fb}$	$- \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}}$	$- \frac{1 + h_{ic}}{h_{fc}}$	-0,98
$h_{ob}$	$\frac{h_{oe}}{1 + h_{fe}}$	$- \frac{h_{oc}}{h_{ic}}$	$0,49 \frac{\mu A}{V}$
$h_{ic}$	$h_{ie}$	1,1 kΩ	$\frac{h_{ib}}{1 + h_{ib}}$
$h_{rc}$	$1 - h_{re} \approx 1$	1	1
$h_{fc}$	$-(1 + h_{fe})$	-51	$- \frac{1}{1 + h_{ib}}$
$h_{oc}$	$h_{oe}$	$25 \frac{\mu A}{V}$	$\frac{h_{ob}}{1 + h_{ib}}$
$\alpha$	$\frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}}$	$\frac{1 + h_{ic}}{h_{fc}}$	$-h_{ib} = 0,98$
$\beta$	$h_{fe} = 50$	$-(1 + h_{ic})$	$- \frac{h_{ib}}{1 + h_{ib}}$
$\gamma$	$+(1 + h_{fe})$	$-h_{fc} = 51$	$+ \frac{1}{1 + h_{ib}}$

## **ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ**

### **ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΠΡΩΤΟ**

#### **Βασικές παράμετροι των τρανζίστορ και βασικά κυκλώματα**

1.1 Υβριδικές παράμετροι - h .....	1
1.2 Πόλωση .....	6
1.3 Επιδραση της πολώσεως στην παραμόρφωση .....	23
1.4 Ισοδύναμα κυκλώματα .....	29
1.5 Ανάλυση του τρανζίστορ ως ενισχυτή με βάση το υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα .....	32
1.6 Μέθοδος προσεγγίσεως των μεθόδων του ενισχυτή .....	40
1.7 Μονάδες μετρήσεως των απολαβών - Decibels .....	48

### **ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΔΕΥΤΕΡΟ**

#### **Συντονιζόμενοι ενισχυτές**

2.1 Απλά συντονιζόμενοι ενισχυτές .....	52
2.2 Σύζευξη συντονιζόμενων ενισχυτών .....	62
2.3 Διπλά συντονιζόμενοι ενισχυτές .....	64

### **ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΡΙΤΟ**

#### **Ενισχυτές ισχύος**

3.1 Ταξινόμηση και κατηγορίες ενισχυτών ισχύος .....	70
3.2 Ενισχυτές ισχύος σε τάξη Α με τροφοδότηση σειράς .....	71
3.3 Υπολογισμοί στους ενισχυτές ισχύος .....	75
3.4 Μέγιστη ισχύς καταναλισκόμενη από τρανζίστορ .....	76
3.5 Υπολογισμός αρμονικών παραμορφώσεων .....	82
3.6 Ενισχυτές ισχύος σε τάξη Α με μετασχηματιστή .....	85
3.7 Ενισχυτής push - pull με μετασχηματιστή .....	89
3.8 Ενισχυτές push - pull χωρίς μετασχηματιστή .....	97
3.9 Ενισχυτές συμπληρωματικής συμμετρίας .....	99

### **ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΕΤΑΡΤΟ**

#### **Ενισχυτές με αρνητική ανατροφοδότηση**

4.1 Γενικές αρχές της ανατροφοδότησεως .....	103
4.2 Ενισχυτές με ανατροφοδότηση τάσεως .....	104

4.3 Ενισχυτές με ανατροφοδότηση ρεύματος .....	110
4.4 Επίδραση της ανατροφοδότησεως στην απόκριση συχνότητας .....	115
4.5 Ενισχυτές με ανατροφοδότηση σειράς .....	118
4.6 Ενισχυτές με ανατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως .....	121
4.7 Επίδραση της ανατροφοδότησεως στη μη γραμμική παραμόρφωση και στο θόρυβο .....	124

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΠΕΜΠΤΟ

### Διαφορικοί και τελεστικοί ενισχυτές

5.1 Γενικά .....	126
5.2 Βελτιωμένο κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή .....	127
5.3 Τελεστικοί ενισχυτές .....	135

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΚΤΟ

### Ημιτονοειδείς ταλαντωτές

6.1 Συνθήκες για την παραγωγή ταλαντώσεων .....	143
6.2 Ταλαντωτές Hartley .....	146
6.3 Ταλαντωτές Colpitts .....	149
6.4 Ταλαντωτές ολισθήσεως φάσεως με σύζευξη RC .....	151
6.5 Ταλαντωτές με συντονιζόμενη έξοδο .....	154
6.6 Ταλαντωτές διδύμου -T .....	155
6.7 Ταλαντωτές γέφυρας τύπου Wien .....	156
6.8 Κρυσταλλικοί ταλαντωτές .....	158

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΒΔΟΜΟ

### Κυκλώματα ψαλιδισμού καθηλώσεως και μορφοποιήσεως κυματομορφών

7.1 Κυκλώματα ψαλιδισμού .....	160
7.2 Κυκλώματα καθηλώσεως .....	166
7.3 Κυκλώματα μορφοποιήσεως κυματομορφών .....	169

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΟΓΔΟΟ

### Διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση πλάτους - AM

8.1 Γενικές αρχές διαμορφώσεως πλάτους .....	177
8.2 Κυκλώματα διαμορφώσεως AM .....	182
8.3 Κυκλώματα αποδιαμορφώσεως AM .....	188
8.4 Υπερετεροδύναμοι δέκτες AM .....	190

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΝΑΤΟ

### Διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση συχνότητας - FM

9.1 Βασικές αρχές της διαμορφώσεως συχνότητας .....	192
9.2 Κύκλωμα διαμορφώσεως FM .....	194
9.3 Κύκλωμα αποδιαμορφώσεως FM .....	195
9.4 Δέκτες κυμάτων FM .....	197

<b>ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ .....</b>	<b>199</b>
------------------------	------------

**COPYRIGHT ΙΔΡΥΜΑΤΟΣ ΕΥΓΕΝΙΔΟΥ**

---

