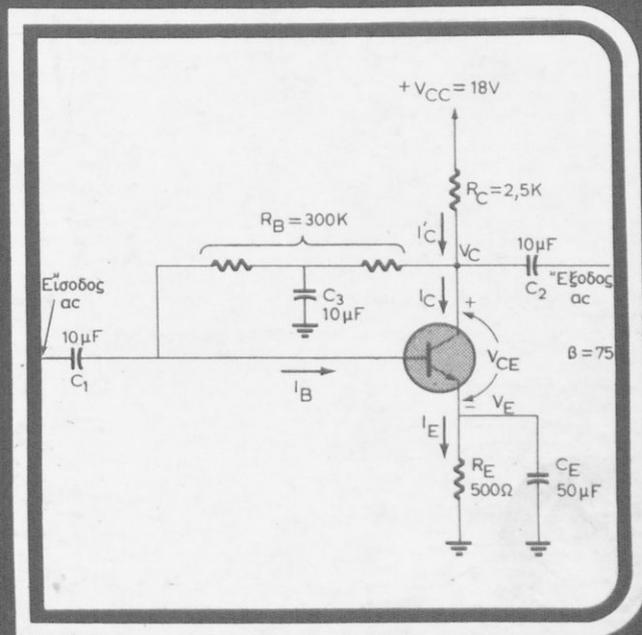
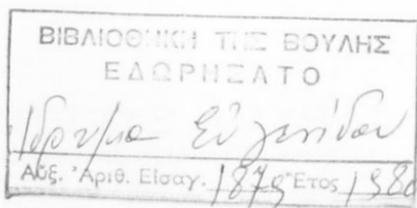


ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ

Χαράλ. Δ. Κανελλόπουλου

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





ΠΡΟΛΟΓΟΣ ΙΔΡΥΜΑΤΟΣ ΕΥΓΕΝΙΔΟΥ

Ὁ Εὐγένιος Εὐγενίδης, ὁ ἰδρυτὴς καὶ χορηγὸς τοῦ «Ἰδρύματος Εὐγενίδου», πολὺ νωρὶς πρόβλεψε καὶ σχημάτισε τὴν πεποίθησιν ὅτι ἡ ἄριστα κατάρτιση τῶν τεχνικῶν μας, σὲ συνδυασμὸ μὲ τὴν ἐθνικὴ ἀγωγὴν, θὰ ἦταν ἀναγκαῖος καὶ ἀποφασιστικὸς παράγοντας τῆς προόδου τοῦ ἔθνους μας.

Τὴν πεποίθησίν του αὐτὴ ὁ Εὐγενίδης ἐκδήλωσε μὲ τὴ γενναϊόφρονα πράξιν εὐεργεσίας, νὰ κληροδοτήσῃ σεβαστὸ ποσὸν γιὰ τὴ σύστασιν Ἰδρύματος ποῦ θὰ εἶχε σκοπὸν νὰ συμβάλλῃ στὴν τεχνικὴ ἐκπαίδευσιν τῶν νέων τῆς Ἑλλάδος.

Ἔτσι τὸ Φεβρουάριον τοῦ 1956 συστάθηκε τὸ «Ἰδρυμα Εὐγενίδου», τοῦ ὁποίου τὴν διοίκησιν ἀνέλαβε ἡ ἀδελφὴ του κυρία Μαριάνθη Σίμου, σύμφωνα μὲ τὴν ἐπιθυμίαν τοῦ διαθέτη.

Ἀπὸ τὸ 1956 μέχρι σήμερα ἡ συμβολὴ τοῦ Ἰδρύματος στὴν τεχνικὴ ἐκπαίδευσιν πραγματοποιεῖται μὲ διάφορες δραστηριότητες. Ὅμως ἀπ' αὐτὲς ἡ σημαντικότερη, ποῦ κρίθηκε ἀπὸ τὴν ἀρχὴν ὡς πρώτης ἀνάγκης, εἶναι ἡ ἔκδοσιν βιβλίων γιὰ τοὺς μαθητῶν τῶν τεχνικῶν σχολῶν.

Μέχρι σήμερα ἐκδόθησαν 150 τόμοι βιβλίων, ποῦ ἔχουν διατεθεῖ σὲ πολλὰ ἑκατομμύρια τεύχη, καὶ καλύπτουν ἀνάγκας τῶν Κατώτερων καὶ Μέσων Τεχνικῶν Σχολῶν τοῦ Ὑπ. Παιδείας, τῶν Σχολῶν τοῦ Ὄργανισμοῦ Ἀπασχολήσεως Ἐργατικῶν Δυναμικῶν (ΟΑΕΔ) καὶ τῶν Δημοσίων Σχολῶν Ἐμπορικοῦ Ναυτικοῦ.

Μοναδικὴ φροντίδα τοῦ Ἰδρύματος σ' αὐτὴ τὴν ἐκδοτικὴν προσπάθειαν ἦταν καὶ εἶναι ἡ ποιότητα τῶν βιβλίων, ἀπὸ ἀποψη δὲ μόνον ἐπιστημονικὴν, παιδαγωγικὴν καὶ γλωσσικὴν, ἀλλὰ καὶ ἀπὸ ἀποψη ἐμφανίσεως, ὥστε τὸ βιβλίον νὰ ἀγαπηθεῖ ἀπὸ τοὺς νέους.

Γιὰ τὴν ἐπιστημονικὴν καὶ παιδαγωγικὴν ποιότητα τῶν βιβλίων, τὰ κείμενα ὑποβάλλονται σὲ πολλὰς ἐπεξεργασίας καὶ βελτιώνονται πρὶν ἀπὸ κάθε νέα ἔκδοσιν.

Ἰδιαιτέρη σημασίαν ἀπέδωσε τὸ Ἰδρυμα ἀπὸ τὴν ἀρχὴν στὴν ποιότητα τῶν βιβλίων ἀπὸ γλωσσικὴν ἀποψη, γιὰ τὴν πιστεύει ὅτι καὶ τὰ τεχνικὰ βιβλία, ὅταν εἶναι γραμμένα σὲ γλῶσσαν ἄριστα καὶ ὁμοιόμορφη ἀλλὰ καὶ κατάλληλη γιὰ τὴν στάθμην τῶν μαθητῶν, μποροῦν νὰ συμβάλλουν στὴν γλωσσικὴν διαπαιδαγώγησιν τῶν μαθητῶν.

Ἔτσι μὲ ἀπόφασιν ποῦ πάρθηκε ἤδη ἀπὸ τὸ 1956 ὅλα τὰ βιβλία τῆς Βιβλιοθηκῆς τοῦ Τεχνίτη, δηλαδὴ τὰ βιβλία γιὰ τὴν Κατώτερον Τεχνικὴν Σχολὴν, ὅπως ἀργότερα καὶ γιὰ τὴν Σχολὴν τοῦ ΟΑΕΔ, εἶναι γραμμένα σὲ γλῶσσαν δημοτικὴν μὲ βάση τὴν γραμματικὴν τοῦ Τριανταφυλλίδου, ἐνῶ ὅλα τὰ ἄλλα βιβλία εἶναι γραμμένα στὴν ἀπλὴν καθαρεύουσαν. Ἡ γλωσσικὴ ἐπεξεργασία τῶν βιβλίων γίνεται ἀπὸ φιλολόγους τοῦ Ἰδρύματος καὶ ἔτσι ἐξασφαλίζεται ἡ ἐνιαία σύνταξιν καὶ ὀρολογία κάθε κατηγορίας βιβλίων.

Ἡ ποιότητα τοῦ χαρτιοῦ, τὸ εἶδος τῶν τυπογραφικῶν στοιχείων, τὰ σωστά σχήματα καὶ ἡ καλαίσθητη σελιδοποίηση, τὸ ἐξώφυλλο καὶ τὸ μέγεθος τοῦ βιβλίου περιλαμβάνονται καὶ αὐτὰ στὶς φροντίδες τοῦ Ἰδρύματος.

Τὸ Ἰδρυμα θεώρησε ὅτι εἶναι ὑποχρέωσή του, σύμφωνα μὲ τὸ πνεῦμα τοῦ ἰδρυτῆ του, νὰ θέσει στὴν διάθεση τοῦ Κράτους ὅλη αὐτὴ τὴν πείρα του τῶν 20 ἐτῶν, ἀναλαμβάνοντας τὴν ἔκδοση τῶν βιβλίων καὶ γιὰ τίς νέες Τεχνικὲς καὶ Ἐπαγγελματικὲς Σχολές καὶ τὰ νέα Τεχνικὰ καὶ Ἐπαγγελματικὰ Λύκεια, σύμφωνα μὲ τὰ Ἀναλυτικὰ Προγράμματα τοῦ Κ.Ε.Μ.Ε.

Τὰ χρονικὰ περιθώρια γι' αὐτὴ τὴν νέα ἐκδοτικὴ προσπάθεια ἦταν πολὺ περιορισμένα καὶ ἴσως γι' αὐτὸ, ἰδίως τὰ πρῶτα βιβλία αὐτῆς τῆς σειρᾶς, νὰ παρουσιάσουν ἀτέλειες στὴ συγγραφὴ ἢ στὴν ἐκτύπωση, ποὺ θὰ διορθωθοῦν στὴ νέα τους ἔκδοση. Γι' αὐτὸ τὸ σκοπὸ ἐπικαλούμαστε τὴν βοήθεια ὄλων ὄσων θὰ χρησιμοποιοῦσιν τὰ βιβλία, ὥστε νὰ μᾶς γνωστοποιήσουν κάθε παρατήρησή τους γιὰ νὰ συμβάλλουν καὶ αὐτοὶ στὴ βελτίωση τῶν βιβλίων.

ΕΠΙΤΡΟΠΗ ΕΚΔΟΣΕΩΝ ΙΔΡΥΜΑΤΟΣ ΕΥΓΕΝΙΔΟΥ

Ἀλέξανδρος Ι. Παπάς, Ὁμ. Καθηγητῆς ΕΜΠ, Πρόεδρος.

Χρυσόστομος Φ. Καβουνίδης, Διπλ. Μηχ.-Ἡλ. ΕΜΠ, Ἀντιπρόεδρος.

Μιχαὴλ Γ. Ἀγγελόπουλος, Τακτικὸς Καθηγητῆς ΕΜΠ, Διοικητῆς ΔΕΗ.

Παναγιώτης Χατζηιωάννου, Μηχ.-Ἡλ. ΕΜΠ, Γεν. Δ/ντῆς Ἐπαγ/κῆς Ἐκπ. Ὑπ. Παιδείας.

Ἐπιστημ. Σύμβουλος, Γ. Ρουῦσσος, Χημ.-Μηχ. ΕΜΠ.

Σύμβουλος ἐπὶ τῶν ἐκδόσεων τοῦ Ἰδρύματος **Κ.Α. Μανάφης**, Καθηγητῆς Φιλοσοφικῆς Σχολῆς Παν/μίου Ἀθηνῶν.

Γραμματεὺς, **Δ.Π. Μεγαρίτης**.

Διατελέσαντα μέλη ἢ σύμβουλοι τῆς Ἐπιτροπῆς

Γεώργιος Κακριδῆς † (1955 – 1959) Καθηγητῆς ΕΜΠ. **Ἄγγελος Καλογεράς** † (1957 – 1970)

Καθηγητῆς ΕΜΠ, **Δημήτριος Νιάνις** (1957 – 1965) Καθηγητῆς ΕΜΠ, **Μιχαὴλ Σπετσιέρης**

(1956 – 1959). **Νικόλαος Βασιώτης** (1960 – 1967). **Θεόδωρος Κουζέλης** (1968 – 1976)

Μηχ.-Ἡλ. ΕΜΠ.



Ε 39
ΦΣΣ
Κανελλοπούλος, Χαράλαμπος Δ.

Γ' ΤΑΞΗ ΤΕΧΝΙΚΟΥ ΛΥΚΕΙΟΥ

ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ

ΧΑΡΑΛΑΜΠΟΥ ΔΗΜ. ΚΑΝΕΛΛΟΠΟΥΛΟΥ
ΔΡΑ ΦΥΣΙΚΟΥ - ΡΑΔΙΟΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΟΥ (PH.D.)

ΑΘΗΝΑ
1979

002
405
ET2B
2156



ΠΑΡΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΚΤΛΟΝΥΑ

ΥΠΟΥΡΓΕΙΟ ΠΑΙΔΕΙΑΣ ΚΑΙ ΘΡΗΣΚΕΥΜΑΤΩΝ
ΙΝΣΤΙΤΟΥΤΟ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ ΚΑΙ ΕΚΔΟΣΕΩΝ ΔΙΔΑΚΤΙΚΩΝ ΒΙΒΛΙΩΝ

ΕΠΙΧΕΙΡΗΣΙΑΚΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ
ΕΚΠΑΙΔΕΥΣΗ ΚΑΙ ΔΙΑ ΒΙΟΥ ΜΑΘΗΣΗ
ΠΡΟΤΥΠΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΣΠΟΥΔΑΣ
ΕΠΙΧΕΙΡΗΣΙΑΚΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ
ΕΚΠΑΙΔΕΥΣΗ ΚΑΙ ΔΙΑ ΒΙΟΥ ΜΑΘΗΣΗ
ΠΡΟΤΥΠΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΣΠΟΥΔΑΣ

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Τό βιβλίό αυτό προορίζεται γιά τούς μαθητές τῆς Γ' τάξεως τῶν Τεχνικῶν Λυκείων. Ἡ ὕλη του περιέχει ὄλα σχεδόν τά θέματα πού ἀναφέρονται στό ἠλεκτρονικά κυκλώματα καί τή θεωρία τους. Ἰδιαίτερη ἔμφαση δόθηκε στό κυκλώματα πού βρίσκουν πρακτικές ἐφαρμογές. Γιά τό λόγο αὐτό σέ ὄλα τά κυκλώματα τοῦ βιβλίου χρησιμοποιοῦμε τρανζίστορ ἢ FET.

Οἱ τεχνικοί ὄροι καί ἡ ὄρολογία τῶν διαφόρων μεγεθῶν δίνονται μέ τόν ἐπικρατέστερο ἑλληνικό ὄρο, ἐνῶ σέ πολλά σημεία παρατίθεται καί ἡ διεθνής ὄρολογία, ἡ ὁποία, συνήθως συμπίπτει μέ τήν ὄρολογία στήν ἀγγλική.

Ἡ παράθεση τῆς διεθνούς ὄρολογίας ἔχει ὡς σκοπό νά βοηθήσει τόν ἀναγνώστη, σέ περίπτωση πού θά ἤθελε νά ἀνατρέξει σέ ξενόγλωσσα βιβλία.

Σέ μερικά κεφάλαια καί κυρίως στό πρῶτο καί τό τέταρτο, γίνεται χρήση καί τῶν ἰσοδυνάμων κυκλωμάτων, τά ὁποῖα ἔχουν ὡς στόχο νά βοηθήσουν στήν καλύτερη κατανόηση τῆς ἀναλύσεως τῶν κυκλωμάτων.

Σέ μερικά σημεία τοῦ κειμένου χρησιμοποιήθηκε γιά τό διεθνή ὄρο *dc level* ὁ ὄρος «ἐπίπεδο τοῦ συνεχοῦς», ὁ ὁποῖος ἐξ ἴσου δόκιμα, ἀποδίδεται καί ὡς «στάθμη τοῦ συνεχοῦς».

Ἡ πλήρης κατανόηση τῆς ὕλης τοῦ βιβλίου προϋποθέτει καλή γνώση τῆς θεωρίας τῶν βασικῶν ἠλεκτρονικῶν.

Τό βιβλίό αὐτό γράφτηκε σέ ἐλάχιστο χρονικό διάστημα. Ἔτσι, προβλέπεται ὅτι θά ὑπάρξουν στό μέλλον περιθώρια βελτιώσεώς του.

Ὁ συγγραφέας

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΠΡΩΤΟ

ΒΑΣΙΚΕΣ ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΤΩΝ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΚΑΙ ΒΑΣΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ

Βασικές παράμετροι των τρανζίστορ ονομάζονται τά χαρακτηριστικά εκείνα με-
γέθη, με τή γνώση των οποίων μπορούμε να καθορίσουμε τή λειτουργία των τραν-
ζίστορ. Για να μπορούμε σωστά να χρησιμοποιήσουμε ένα τρανζίστορ σε ένα κύ-
κλωμα, θα πρέπει προηγουμένως να γνωρίζουμε τίς παραμέτρους του. Οι άριθμητι-
κές τιμές όλων ή των πιά σημαντικών από τίς παραμέτρους δίνονται στους καταλό-
γους των κατασκευαστών των τρανζίστορ.

1.1 Ύβριδικές παράμετροι-h.

Άς υποθέσουμε ότι έχουμε ένα κύκλωμα, τό οποίο αποτελείται από διάφορα στοι-
χειά, π.χ. αντίστασεις, τρανζίστορ, αύτεπαγωγές κλπ. Τό κύκλωμα αυτό θα λέμε ότι
είναι **γραμμικό** ή ότι έχει **συμπεριφορά γραμμική**, αν οι τάσεις καί τά ρεύματα εισό-
δου καί έξόδου συνδέονται με **γραμμικές** σχέσεις. Για να συμβεί αυτό, θα πρέπει οι
αντιστάσεις, οι αύτεπαγωγές καί οι χωρητικότητες να παραμένουν σταθερές, όταν
μεταβάλλονται οι τάσεις καί τά ρεύματα. Θα μπορούσαμε γενικά να αναφέρουμε ότι
πολλά κυκλώματα ή ενεργά στοιχεία, π.χ. τρανζίστορ, παρουσιάζουν γραμμική
συμπεριφορά, όταν εργάζονται με μικρές τάσεις.

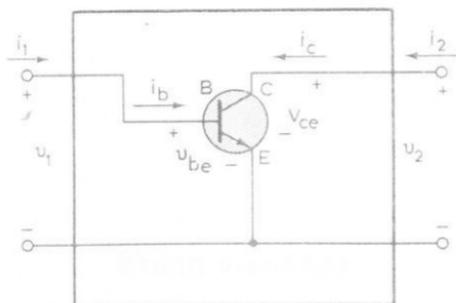
Οι ύβριδικές παράμετροι-h συνδέουν τίς τάσεις με τά ρεύματα καί συνεπώς ά-
ποτελοῦν έκφράσεις των άντιστάσεων αύτεπαγωγών καί χωρητικοτήτων του
γραμμικού κυκλώματος ή του ενεργού στοιχείου. Για να βρούμε τίς ύβριδικές πα-
ραμέτρους h ενός τρανζίστορ, θεωρούμε τό τετράπολο του σχήματος 1.1, τό έ-
σωτερικό κύκλωμα του οποίου αποτελεί ένα τρανζίστορ NPN σε συνδεσμολογία
κοινού - έκπομπου (CE). Δηλαδή με τόν έκπομπό (E) γειωμένο.

Έξυπακούεται ότι, για να λειτουργήσει ένα τρανζίστορ, θα πρέπει να ύποσται
τήν κατάλληλη πόλωση μέσω άντιστάσεων. Καί οι άντιστάσεις αυτές, καθώς καί
άλλα στοιχεία, που άπαιτούνται για τήν όμαλή λειτουργία του τρανζίστορ, παραλεί-
πονται για άπλούστευση των συλλογισμών.

Οι ύβριδικές παράμετροι-h του τρανζίστορ όρίζονται από τίς παρακάτω σχέσεις,
που συνδέουν τίς τάσεις καί τά ρεύματα εισόδου καί έξόδου:

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

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



Σχ. 1.1.

Τρανζίστορ σε συνδεσμολογία (CE) ως τετράπολο.

Από τις σχέσεις αυτές βλέπουμε ότι, αν οι ύβριδικές 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 μετατρέπουμε σε πιο πρόσφορο για τις περιπτώσεις που αναφερόμαστε, στις τρεις συνδεσμολογίες των τρανζίστορ. Έτσι, και για τις τρεις συνδεσμολογίες κοινού - έκπομπού (CE), κοινής - βάσεως (CB) και κοινού - συλλέκτη (CC) θέτουμε:

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

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 - έκπομπού (CE), προσθέτουμε ένα ακόμα δείκτη, τό (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 ύβριδικές λοιπόν παράμετροι- h του τρανζίστορ σε συνδεσμολογία (CE) είναι τα τέσσερα στοιχεία της σχέσεως (1.1.5).

Με ανάλογο τρόπο, βρίσκουμε ότι οι ύβριδικές 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 τή συνδεσμολογία (CC) θά 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 τό σχήμα 1.1 αντικαταστήσομε $u_1 = u_{be}$, $u_2 = u_{ce}$, $i_1 = i_b$ καί $i_2 = i_c$ καί λάβομε υπόψη τήν (1.1.5), οί σχέσεις (1.1.1) καί (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 τῶν ὑβριδικῶν παραμέτρων- h .

Από τίς σχέσεις (1.1.8) καί (1.1.9) συμπεραίνομε ὅτι ἡ παράμετρος h_{ie} ἔχει διαστάσεις ἀντιστάσεως. Ἄν τώρα θεωρήσομε τήν ἐξοδό τοῦ κυκλώματος 1.1 βραχυκυκλωμένη, δηλαδή $u_{ce} = 0$, τότε ἡ (1.1.8) δίνει:

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

Συνεπῶς, ἡ παράμετρος h_{ie} ἐκφράζει τό πηλίκο τῆς τάσεως εἰσόδου διά τοῦ ρεύματος εἰσόδου τοῦ τρανζίστορ σέ συνδεσμολογία (CE), ὅταν ἡ ἐξοδος εἶναι βραχυκυκλωμένη. Γιά τό λόγο αὐτό ἡ **παράμετρος h_{ie} παριστάνει τή σύνθετη ἀντίσταση εἰσόδου r_i τοῦ τρανζίστορ σέ συνδεσμολογία (CE)**. Δηλαδή: $h_{ie} = r_i$.

Μέ βραχυκυκλωμένη πάλι τήν ἐξοδό, ἡ (1.1.9) δίνει:

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

Ἐπομένως, ἡ παράμετρος h_{fe} ἐκφράζει τό πηλίκο τοῦ ρεύματος ἐξόδου πρὸς τό ρεῦμα εἰσόδου. Γιά τό λόγο αὐτό ἡ **ἀδιάστατη παράμετρος h_{fe} ὀνομάζεται δυναμικός λόγος μεταφορᾶς ὀρθοῦ - ρεύματος ἢ ἀπολαβῆ ρεύματος τοῦ τρανζίστορ σέ συνδεσμολογία (CE)**. Πολλές φορές ἡ παράμετρος h_{fe} συμβολίζεται μέ τό γράμμα β . Δηλαδή: $h_{fe} = \beta$.

Ἄν τώρα στό κύκλωμα τοῦ σχήματος 1.1 ἐφαρμόσομε τήν τάση $u_2 = u_{ce}$ στήν ἐξοδό καί ἀφήσομε ἐπίτηδες τήν εἰσοδό ἀνοικτή, τότε $i_1 = i_b = 0$. Ἡ (1.1.8) τότε δίνει:

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

“Αρα, η παράμετρος h_{re} εκφράζει τό πηλίκο τῆς τάσεως εισόδου πρὸς τὴν τάση ἐξόδου. Γιὰ τό λόγο αὐτό ἡ **ἀδιάσταση παράμετρος h_{re} ὀνομάζεται δυναμικός λόγος μεταφορᾶς ἀνάστροφης - τάσεως, ἀνοικτοῦ κυκλώματος εισόδου τοῦ τρανζίστορ σέ συνδεσμολογία (CE)**.

Ὅμοιως, γιὰ $i_b = 1, i_c = 0$ ἡ (1.1.9) δίνει:

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

Συνεπῶς, ἡ παράμετρος h_{oe} ἐκφράζει τό πηλίκο, τοῦ ρεύματος ἐξόδου πρὸς τὴν τάση ἐξόδου. Γι’ αὐτό λέγεται καί **ἀγωγιμότητα ἐξόδου**. Θά μπορούσαμε νά ἀναφέρουμε, ὅτι τό **ἀντίστροφο τῆς h_{oe} ἐκφράζει τὴ σύνθετη ἀντίσταση ἐξόδου r_o τοῦ τρανζίστορ σέ συνδεσμολογία (CE)**. Δηλαδή:

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

Στὴν παραπάνω ἀνάλυση, ὑποθέσαμε σιωπηλὰ ὅτι οἱ τάσεις καί τὰ ρεύματα εἶναι ἐναλλασσόμενα μεγέθη, δηλαδή ἀναφερόμαστε σέ **δυναμικὴ λειτουργία** τοῦ κυκλώματος 1.1.

Γιὰ τό λόγο αὐτό, οἱ δείκτες τῶν ὑβριδικῶν παραμέτρων εἶναι μικρὰ γράμματα. Ὅταν οἱ τάσεις καί τὰ ρεύματα εἶναι συνεχεῖς, δηλαδή ἀναφερόμαστε σέ **στατικὴ λειτουργία**, οἱ δείκτες τῶν παραμέτρων εἶναι κεφαλαῖα γράμματα. Δηλαδή οἱ παράμετροι συμβολίζονται ἀντίστοιχα, ὡς h_{IE} , h_{FE} , h_{RE} καί h_{OE} . Ἡ φυσικὴ σημασία τῶν παραμέτρων αὐτῶν εἶναι κάπως ἀνάλογη τῶν προηγουμένων.

Συγκεκριμένα, τό h_{IE} ἐκφράζει τὴν ὠμικὴ ἀντίσταση εισόδου τοῦ τρανζίστορ σέ συνδεσμολογία (CE) καί δίνεται ἀπὸ τό πηλίκο τῆς συνεχοῦς τάσεως εισόδου πρὸς τό συνεχές ρεῦμα εισόδου. Τό h_{FE} ὀνομάζεται **στατικός** λόγος μεταφορᾶς ὀρθοῦ - ρεύματος τοῦ τρανζίστορ σέ συνδεσμολογία (CE) καί δίνεται ἀπὸ τό πηλίκο τοῦ συνεχοῦς ρεύματος συλλέκτη πρὸς τό συνεχές ρεῦμα βάσεως. Τό h_{FE} πολλές φορές συμβολίζεται ὡς β_o ἢ β_{dc} καί τοῦτο γιὰ νά διακρίνεται ἀπὸ τό προηγούμενο β , τό ὁποῖο ἀναφερόταν σέ δυναμικὴ λειτουργία. Σέ μερικές περιπτώσεις ἔχομε $\beta \approx \beta_o$. Γενικά ὁμως $\beta \neq \beta_o$.

Σημειώνουμε ὅτι, ἐπειδὴ ἡ ἀπολαβὴ ρεύματος (ἢ τάσεως) ἐκφράζεται συνήθως μὲ ἐναλλασσόμενα μεγέθη, δέν ἔχει νόημα νά σχετίζομε τό h_{FE} ἢ (β_o , β_{dc}) μὲ τὴν ἀπολαβὴ ρεύματος h_{fe} ἢ (β).

Τό h_{RE} **ὀνομάζεται στατικός λόγος μεταφορᾶς ἀνάστροφης - τάσεως ἀνοικτοῦ κυκλώματος** καί δίνεται ὡς πηλίκο τῆς συνεχοῦς τάσεως εισόδου πρὸς τὴ συνεχὴ τάση ἐξόδου.

Τό h_{OE} ἐκφράζει τό πηλίκο τοῦ συνεχοῦς ρεύματος ἐξόδου πρὸς τὴ συνεχὴ τάση ἐξόδου. Γιὰ τό λόγο αὐτό, τό ἀντίστροφο τοῦ h_{OE} παριστάνει τὴν ὠμικὴ ἀντίσταση ἐξόδου R_o . Δηλαδή:

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

Ἐνάλογη ἐρμηνεῖα ἔχουν οἱ ὑβριδικές παράμετροι τοῦ τρανζίστορ στὶς συνδεσμολογίες κοινῆς - βάσεως (CB) καί κοινῶ - συλλέκτη (CC).

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

Σέ αντίστοιχία με τή συνδεσμολογία (CE), ή παράμετρος h_{fb} εκφράζει τήν άπολαβή ρεύματος του τρανζίστορ σέ συνδεσμολογία (CB). Έπομένως [βλ. παράρτημα (1)]:

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

Γενικά, ισχύει: $0,9 < a < 1$.

Στήν περίπτωση στατικής λειτουργίας, ή αντίστοιχη παράμετρος είναι ή h_{FB} και συμβολίζεται επίσης ως a_0 ή a_{dc} . Για τό λόγο πού αναφέραμε προηγουμένως, τά μεγέθη αυτά δέν πρέπει νά σχετίζονται με τήν άπολαβή ρεύματος. Γενικά $a \neq a_0$, αλλά οι τιμές τους είναι πολλές φορές σχεδόν οι ίδιες καί επίσης ισχύει: $0,9 < a_0 < 1$.

Στή συνδεσμολογία (CC) ή παράμετρος h_{fc} μερικές φορές αναφέρεται ως γ , δηλαδή, $-h_{fc} = \gamma$. Σέ αντίστοιχία με τή συνδεσμολογία (CE), ή παράμετρος h_{fc} εκφράζει τήν άπολαβή ρεύματος τού τρανζίστορ σέ συνδεσμολογία (CC).

Έπομένως [βλ. Παράρτημα (1)]:

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

Στή στατική λειτουργία, ή αντίστοιχη παράμετρος h_{FC} συμβολίζεται μερικές φορές καί ως γ_0 ή γ_{dc} καί, γενικά, ισχύει $\gamma \neq \gamma_0$. Τά h_{FC} ή (γ_0, γ_{dc}) δέν θά πρέπει νά σχετίζονται με τήν άπολαβή ρεύματος.

Παρατήρηση.

Στά περισσότερα βιβλία χρησιμοποιούνται μικρά μόνο γράμματα ως δείκτες των παραμέτρων, άσχετα με τό άν πρόκειται για στατική ή δυναμική λειτουργία. Έπίσης, τά a, β, γ δέν φέρουν δείκτες. Έτσι, άκολουθοϋμε καί έμεις στή συνέχεια τόν άπλουστευμένο αυτό συμβολισμό.

Σχέσεις μεταξύ τών ύβριδικών παραμέτρων- h .

Οι ύβριδικές παράμετροι των τρανζίστορ στίς συνδεσμολογίες (CB), (CE) καί (CC) συνδέονται μεταξύ τους με τίς εκφράσεις πού δίνονται στόν Πίνακα 1.1.1 [βλ. παράρτημα (2)]. Οι εκφράσεις αυτές, καθώς καί οι αριθμητικές τιμές, ισχύουν με προσέγγιση καί αναφέρονται σέ τυπικά τρανζίστορ.

Σέ όλη τήν παραπάνω ανάλυση, υποθέσαμε ότι οι ύβριδικές παράμετροι είναι σταθερά μεγέθη. Αυτό είναι σωστό, εφόσον τό τρανζίστορ λειτουργεί με μικρά σήματα καί ή θερμοκρασία του παραμένει σταθερή. Γενικά όμως, οι παράμετροι- h είναι μεταβλητά μεγέθη. Αν αναφερθοϋμε στίς τέσσερις παραμέτρους τής συνδεσμολογίας (CE), έχει βρεθεί ότι όλες οι παράμετροι αύξάνουν γραμμικά καί μάλιστα **πολύ γρήγορα**, όταν ή θερμοκρασία αύξάνει από -50 ως $+100^\circ\text{C}$. Οι τιμές όμως πού καταχωρούνται για τίς παραμέτρους στους καταλόγους των κατασκευαστών των τρανζίστορ, αναφέρονται συνήθως στους **25°C** .

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

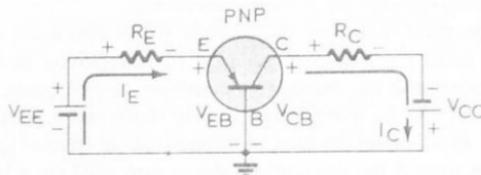
Οι ύβριδικές παράμετροι βρίσκουν μεγάλες εφαρμογές στην ανάλυση των κυκλωμάτων με τρανζίστορ, γιατί μέσω αυτών μπορούν να εκφραστούν όλα τα μεγέθη τα όποια αναφέρονται στη λειτουργία του κυκλώματος. Προτού όμως ασχοληθούμε με το θέμα αυτό, εξετάζουμε στη συνέχεια τις συνθήκες που πρέπει να εξασφαλίσουμε 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) έννοούμε την κατάλληλη συνεχή τάση (ή τάσεις) που πρέπει να εφαρμόσουμε στο κύκλωμα ενός τρανζίστορ, ώστε να εξασφαλίσουμε την ομαλή λειτουργία του στο συνεχές, αλλά και στην περίπτωση που θα εφαρμόζαμε και ένα μεταβαλλόμενο 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 όμως, εργαζόμαστε αντίστροφα. Μας δίνονται δηλαδή οι τάσεις των πηγών και οι αντιστάσεις και επιχειτούμε να βρούμε 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).

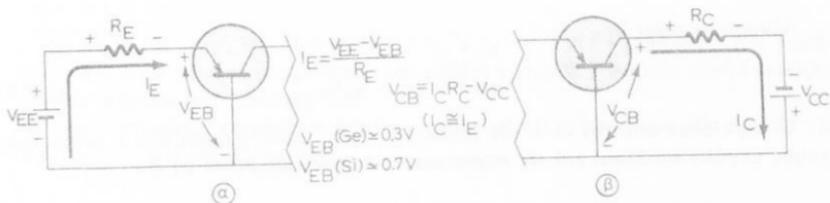
Στο σχήμα 1.2α, φαίνεται το κύκλωμα πολώσεως της συνδεσμολογίας (CB). Στη συνδεσμολογία αυτή, η βάση είναι κοινή (γειωμένη) στο κύκλωμα εισόδου και στο κύκλωμα εξόδου. Οι συνεχείς τάσεις τροφοδοτήσεως συμβολίζονται με δύο δείκτες, π.χ. V_{EE} , V_{CC} . Η αντίσταση R_E έχει ως σκοπό να ρυθμίζει το ρεύμα I_E . Η αντίσταση R_C λέγεται *αντίσταση του συλλέκτη* (ή *αντίσταση εξόδου* ή *φορτίου*) και στα άκρα της λαμβάνεται ή εξοδος, αν εφαρμόσουμε ένα μεταβαλλόμενο 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 όλων των ρευμάτων και τις πολικότητες των πηγών. Πρώτα από όλα φροντίζουμε, ώστε *πάντοτε η δίοδος εισόδου του τρανζίστορ (στην περίπτωση μας έκπομπου - βάσεως) να είναι όρθια πολωμένη και η δίοδος εξόδου (συλλέκτη - βάσεως) ανάστροφα*, όπως ακριβώς στο σχήμα 1.2α.



Σχ. 1.2α.

Βασικό κύκλωμα πολώσεως στη συνδεσμολογία (CB).

Τό κύκλωμα αυτό μπορεί να θεωρηθεί ότι αποτελείται από τό κύκλωμα εισόδου και τό κύκλωμα εξόδου, τα όποια φαίνονται στο σχήμα 1.2β.



Σχ. 1.2β.

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

Ανάλυση του κυκλώματος εισόδου.

Τό κύκλωμα εισόδου αποτελείται από την πηγή V_{EE} , την αντίσταση R_E και τήν δίοδο ή έπαφή έκπομπού - βάσεως του τρανζίστορ, V_{EB} .

*Αν στό κύκλωμα εισόδου εφαρμόσουμε τόν 2ο κανόνα του Kirchhoff, θά έχομε:

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

Λύνομε ώς πρός I_E :

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

*Η τάση έκπομπού - βάσεως V_{EB} , έφόσον αναφέρεται στήν όρθή πόλωση τή δίοδο (έπαφής) έκπομπού - βάσεως, είναι πολύ μικρή συγκριτικά μέ τήν V_{EE} . *Η τάση V_{EB} είναι περίπου **0,3 V** γι τρανζίστορ γερμανίου (Ge) και περίπου **0,7 V** γιά τρανζίστορ πυριτίου (Si) **γιά όλες τις συνδεσμολογίες (CB), (CE) και (CC)**. *Η V_{EE} είναι τής τάξεως των 10 V ή και παραπάνω. *Επομένως, ή (1.2.2) μπορεί νά γραφεί μέ προσέγγιση ώς έξης:

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

*Αν τώρα θεωρήσομε τήν V_{EE} σταθερή, τότε τό ρεύμα I_E καθορίζεται μόνο από τήν τιμή τής αντίστάσεως R_E .

Ανάλυση του κυκλώματος εξόδου.

Τό κύκλωμα εξόδου αποτελείται από την πηγή V_{CC} , την αντίσταση R_C και τήν δίοδο ή έπαφή έκπομπού - βάσεως, V_{CB} .

Γιά τή σωστή όμως λειτουργία του τρανζίστορ, πρέπει ή έπαφή αύτή νά είναι πολωμένη ανάστροφα, όπως δηλαδή δείχνει τό σχήμα 1.2α. *Αν πάλι εφαρμόσομε τόν ίδιο κανόνα του Kirchhoff, θά έχομε:

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

Λύνουμε ως προς V_{CB} :

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

Όπως είδαμε από την (1.1.15), ισχύει $I_C = \alpha I_E$. Έπειδή όμως $\alpha \simeq 1$, μπορούμε, χωρίς μεγάλο σφάλμα, **γιά τις περιπτώσεις πολώσεως μόνο** να θέτουμε:

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

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

Η όλη πορεία συνοψίζεται στα εξής βήματα:

1) Πολώνουμε την έπαφή έκπομπού - βάσεως όρθα και υποθέτουμε ότι:

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

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

2) Υπολογίζουμε τό ρεύμα έκπομπού I_E από τη σχέση:

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

3) Τό ρεύμα συλλέκτη I_C δίνεται από τη σχέση:

$$I_C \simeq I_E$$

4) Υπολογίζουμε την τάση της έπαφης 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 τόν προσδιορισμό του σημείου ήρεμίας (λειτουργίας) Q του τρανζίστορ.

Τό σημείο ήρεμίας (λειτουργίας) (Quiescent) ορίζεται ως τό βέλτιστο* σημείο γύρω από τό οποίο πρέπει νά γίνεται ή λειτουργία του τρανζίστορ.

Γιά νά βρούμε τό σημείο αυτό, πρέπει πρώτα νά 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} , γιά σταθερές τιμές του I_E . Οι χαρακτηριστικές αυτές φαίνονται στό 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 τό βέλτιστο σημείο εξασφαλίζει την καλύτερη γραμμική λειτουργία, όταν εφαρμόζεται σήμα στην είσοδο.

Ἡ ἐξίσωση αὐτή σέ ἀξονες $I_C \rightarrow y$, $V_{CB} \rightarrow x$ εἶναι γραμμική τῆς μορφῆς $y = mx + \lambda$ καί συνεπῶς παριστάνει μία εὐθεία γραμμή. Ἡ εὐθεία αὐτή ὀνομάζεται **εὐθεία φόρτου στό συνεχές (dc)**.

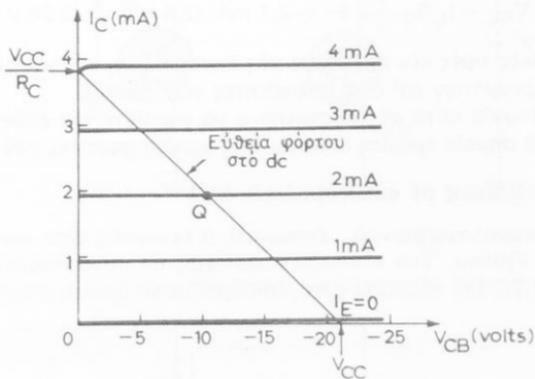
Γιά νά χαράξομε τήν εὐθεία φόρτου, πρέπει νά προσδιορίσομε δύο σημεῖα τῆς ἢ ἓνα σημεῖο καί τήν κλίση τῆς,

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

Σάν τέτοια σημεῖα λαμβάνομε συνήθως τά σημεῖα τομῆς τῆς μέ τούς ἀξονες. Ὄποτε, γιά $I_C = 0$ ἔχομε $V_{CB} = V_{CC}$. Μέ τό V_{CC} γνωστό, οἱ σχέσεις αὐτές καθορίζουν τό ἓνα σημεῖο. Γιά $V_{CB} = 0$, ἔπεται:

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

Μέ τήν R_C γνωστή, οἱ σχέσεις αὐτές καθορίζουν τό ἄλλο σημεῖο. Ἡ χάραξη τῆς εὐθείας φαίνεται στό σχῆμα 1.2γ.



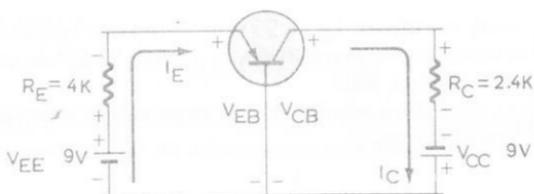
Σχ. 1.2γ.

Χαρακτηριστικές τῆς συνδεσμολογίας (CB) καί εὐθεία φόρτου στό συνεχές.

Γιά νά βροῦμε τώρα τό σημεῖο ἡρεμίας Q, ὑποθέτομε ὅτι ἐπιθυμοῦμε νά λειτουργήσομε τό κύκλωμα μέ σταθερό ρεῦμα $I_E = 2$ mA, τό ὁποῖο βρισκομε ἀπό τή σχέση (1.2.3). Ἡ τομή τότε τῆς εὐθείας φόρτου μέ τή χαρακτηριστική πού ἀντιστοιχεῖ σέ $I_E = 2$ mA, καθορίζει τό σημεῖο ἡρεμίας Q.

Παράδειγμα 1.

Νά ὑπολογίσετε τίς τάσεις πολώσεως V_{EB} καί V_{CB} , καθὼς καί τά ρεύματα I_E καί I_C τοῦ κυκλώματος τοῦ σχήματος 1.2δ. Τό τρανζίστορ πυριτίου εἶναι τύπου PNP καί ἔχει $\alpha = 0,99$.



Σχ. 1.26.

Κύκλωμα πολώσεως σε συνδεσμολογία (CB) του παραδείγματος 1.

Λύση.

΄Ακολουθοῦμε τήν παραπάνω πορεία καί βρίσκουμε:

α) $V_{EB} \approx 0,7 \text{ V}$ (γιά πυρίτιο).

β) $I_E = \frac{V_{EE} - V_{EB}}{R_E} = \frac{-9 + 0,7}{4} \approx -2,1 \text{ mA}$

γ) $I_C \approx I_E = -2,1 \text{ mA}$, καθόσον $\alpha \approx 1$

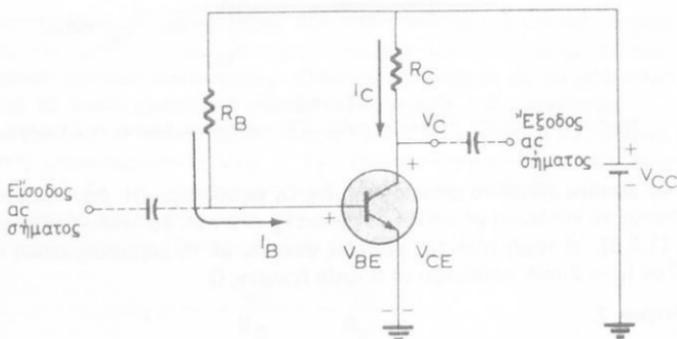
δ) $V_{CB} = V_{CC} - I_C R_C = -9 - (-2,1 \text{ mA})(2,4 \text{ k}\Omega) = -3,96 \text{ V}$

Οί αρνητικές τιμές δέν πρέπει νά μᾶς ἀπασχολοῦν, καθόσον ἀναφέρονται στίς φορές τῶν ρευμάτων καί στίς πολικότητες τῶν τάσεων.

Μέ τά στοιχεῖα αὐτά σᾶς προτρέπομε νά χαράξετε τήν εὐθεία φόρτου καί νά βρεῖτε καί τό σημεῖο ἡρεμίας Q πάνω στίς χαρακτηριστικές τοῦ σχήματος 1.2γ.

Κύκλωμα πολώσεως σε συνδεσμολογία (CE).

Στ i συνδεσμολογία κοινού - ἔκπομποῦ, ὁ ἔκπομπός εἶναι κοινός στό κύκλωμα εἰσόδου καί ἐξόδου. Ἕνα κύκλωμα πολώσεως σε συνδεσμολογία (CE) φαίνεται στό σχήμα 1.2ε. Στό κύκλωμα αὐτό, ἐπιθυμοῦμε νά ὑπολογίσουμε τίς τάσεις πολώ-



Σχ. 1.2ε.

Κύκλωμα σταθερῆς πολώσεως σε συνδεσμολογία (CE).

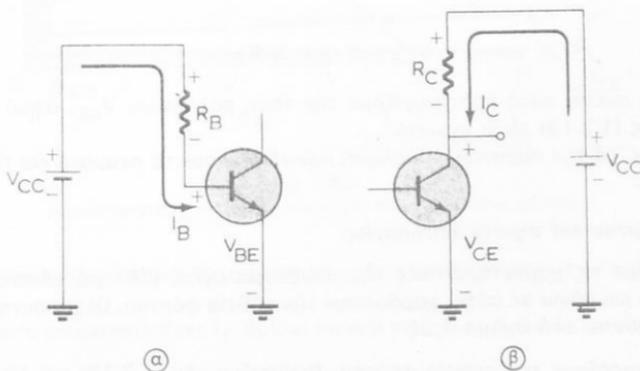
σεως V_{BE} και V_{CE} που απαιτούνται για τή σωστή λειτουργία, καθώς και τό σημείο ήρεμίας Q , γύρω από τό οποιο πραγματοποιείται ή λειτουργία.

Στήν προηγούμενη συνδεσμολογία (CB) χρησιμοποιήσαμε δύο πηγές πολώσεως, ενώ έδω έχομε μόνο μία πηγή, τήν V_{CC} . Για τό λόγο αυτό, τό κύκλωμα ονομάζεται και σταθερής πολώσεως (fixed-bias).

Τό τρανζίστορ είναι τύπου NPN και ή ανάλυση που ακολουθεί ισχύει και για PNP, άρκει νά αντίστρέψομε τίσ πολικότητες και τή φορά τών ρευμάτων. Για τήν ανάλυση, θεωρούμε ότι τό όλο κύκλωμα του σχήματος 1.2ε αποτελείται από τό κύκλωμα εισόδου και τό κύκλωμα έξόδου.

Ανάλυση του κυκλώματος εισόδου.

Στό σχήμα 1.2στ φαίνονται τά κυκλώματα εισόδου και έξόδου που συνιστούν τό όλο κύκλωμα του σχήματος 1.2ε.



Σχ. 1.2στ.

Κύκλωμα εισόδου (α) και έξόδου (β) του όλου κυκλώματος του σχήματος 1.2ε.

Γιά τό κύκλωμα εισόδου, ό 2ος κανόνας του Kirchhoff δίνει:

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

Λύνομε ως προς I_B :

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

Έπειδή ή V_{BE} είναι πολύ μικρή συγκριτικά μέ τήν V_{CC} , όπως αναφέραμε προηγουμένως, μπορούμε μέ προσέγγιση νά γράφομε:

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

Από τή σχέση αυτή, έχοντας γνωστά τά V_{CC} και R_B , βρίσκομε τό I_B .

Ανάλυση του κυκλώματος έξοδου.

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:

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

Τό Β ταυτίζεται με την υβριδική παράμετρο h_{FE} ή (h_{fe}) .

Επειδή τό Β είναι γνωστό για τό συγκεκριμένο τρανζίστορ, καθώς και τό I_B , έπεται ότι μπορούμε να υπολογίσουμε και τό I_C , τό όποιο μάλιστα είναι ανεξάρτητο τής R_C .

Από τό κύκλωμα έξοδου έχομε επίσης:

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

η

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

Από τή σχέση αυτή προσδιορίζομε τήν τάση πολώσεως V_{CE} , αφού τά άλλα μεγέθη τής (1.2.13) είναι γνωστά.

Συνεπώς, με τήν παραπάνω ανάλυση προσδιορίσαμε τά ρεύματα και τίσ τάσεις πολώσεως.

Εύθεια φόρτου και σημείο λειτουργίας.

Θεωρούμε τίσ χαρακτηριστικές τής συνδεσμολογίας (CE) για κάποιο τυπικό τρανζίστορ και πάνω σε αυτές χαράσσομε τήν εύθεια φόρτου. Οι χαρακτηριστικές αυτές φαίνονται στό σχήμα 1.2ζ.

Γιά να χαράσομε τήν εύθεια φόρτου, θεωρούμε τήν (1.2.13) και λύνομε ώς προς I_C :

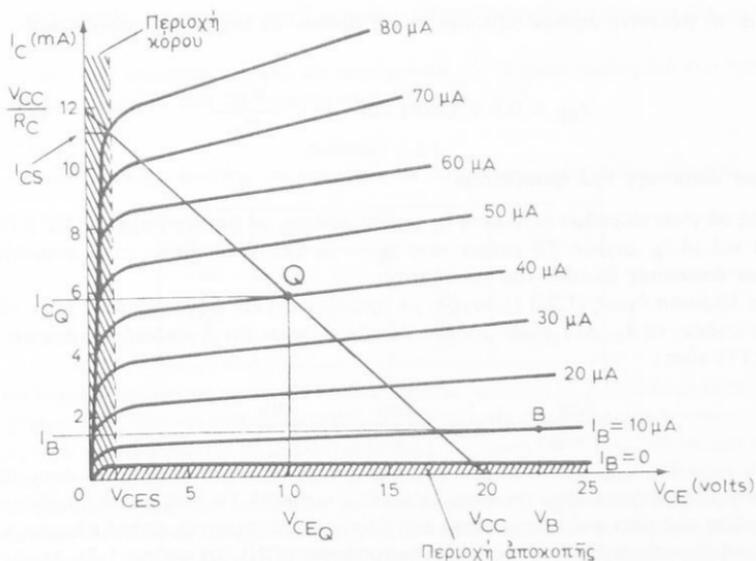
$$I_C = -\frac{V_{CE}}{R_C} + \frac{V_{CC}}{R_C} \quad (1.2.14)$$

Η γραμμική αυτή σχέση σε άξονες $V_{CE} \rightarrow x$ και $I_C \rightarrow y$ αποτελεί τήν έξίσωση τής εύθείας φόρτου στό συνεχές, έφόσον τά V_{CC} και R_C είναι γνωστά και σταθερά.

Μέ τή χάραξη τής εύθείας φόρτου κατά τά γνωστά, μπορούμε να προσδιορίσομε και τό σημείο ήρεμίας Q. Γιά τήν εύρεση του Q άπαιτείται ή γνώση τής τιμής του I_B . Η τιμή του δίνεται από τή σχέση (1.2.10) και έστω ότι έχει τήν τιμή $I_B = 40 \mu A$, όπως ακριβώς δείχνει τό σχήμα 1.2ζ. Η τομή τής εύθείας φόρτου με τή χαρακτηριστική που άντιστοιχεί σε $I_B = 40 \mu A$ καθορίζει τό σημείο ήρεμίας Q.

Ρεύμα κόρου του τρανζίστορ.

Γιά τήν κανονική λειτουργία ενός τρανζίστορ χωρίς τόν κίνδυνο καταστροφής του και επί πλέον τής πιστής απόδόσεως του σήματος εισόδου στην έξοδο (μή εί-



Σχ. 1.2ξ.

Χαρακτηριστικές της συνδεσμολογίας (CE) και εύθειας φόρτου.

σαγωγής παραμορφώσεως), θα πρέπει τό ρεύμα συλλέκτη I_C νά μήν εἶναι πολύ μεγάλο.

Τό μέγιστο ρεύμα συλλέκτη I_C βρίσκεται ἀπό τή σχέση (1.2.14) καί εἶναι:

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

Τό ρεύμα αὐτό ἐπιτυγχάνεται, ὅταν:

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

Τό ρεύμα αὐτό, πού λέγεται **ρεύμα κόρου** (saturation) τοῦ τρανζίστορ, ταυτίζεται μέ τό ἐπάνω ἀκρότατο σημεῖο τῆς εὐθείας φόρτου (γραμμοσκιασμένη περιοχή). Γιά παρόμοιο λόγο, ἡ τάση V_{CES} , μέ τήν ὁποία ἐπιτυγχάνεται τό ρεύμα αὐτό, λέγεται **τάση κόρου** καί, στήν πράξη, εἶναι τῆς τάξεως μερικῶν δεκάτων τοῦ βόλτ.

Ὅταν τό I_C εἶναι πολύ μεγάλο, ἡ ἐπαφή τοῦ συλλέκτη τοῦ τρανζίστορ θερμαίνεται ὑπερβολικά καί τό τρανζίστορ καταστρέφεται. Ἐπίσης, ὅταν τό I_C εἶναι πολύ μεγάλο, στήν περίπτωση πού τό κύκλωμα ἐργάζεται ὡς ἐνισχυτής, δέν ἔχομε πιστή ἀναπαραγωγή τοῦ σήματος εἰσόδου στήν ἐξοδο.

Δηλαδή ἔχομε παραμόρφωση τοῦ σήματος στήν ἐξοδο. Αὐτό ὀφείλεται κυρίως στό ὅτι τό κύκλωμα ἐργάζεται στά **μή γραμμικά τμήματα** τῶν χαρακτηριστικῶν καμπυλῶν τοῦ σχήματος 1.2ξ.

Γιά τή βέλτιστη λοιπόν λειτουργία, θά πρέπει νά ισχύει μέ προσέγγιση:

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

Ρεῦμα ἀποκοπῆς τοῦ τρανζίστορ.

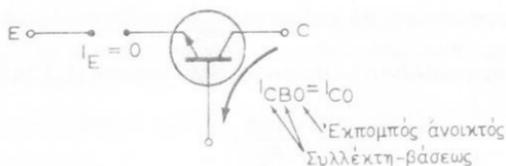
Γιά νά γίνει τό ρεῦμα συλλέκτη I_C μηδέν, πρέπει, μέ βάση τή σχέση (1.2.11), νά γίνει καί τό I_B μηδέν. Τό ρεῦμα τότε $I_B = 0$, γιά τό ὁποῖο $I_C \approx 0$, ὀνομάζεται **ρεῦμα ἀποκοπῆς** (cutoff) τοῦ τρανζίστορ.

Ἡ ἐξίσωση ὁμως (1.2.11), ισχύει μέ προσέγγιση καί συγκεκριμένα ὅταν τό I_B γίνει μηδέν, τό I_C δέν εἶναι μηδέν. Ἀποδεικνύεται ὅτι ἡ ἀκριβῆς ἔκφραση τῆς (1.2.11) εἶναι:

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

Τό μέγεθος I_{CO} ἀποτελεῖ **μία νέα παράμετρο** τοῦ τρανζίστορ καί ὀνομάζεται **ἀνάστροφο ρεῦμα κόρου** (reverse saturation current). Τό ρεῦμα αὐτό ὀρίζεται ὡς τό ρεῦμα πού ρεῖ ἀπό τό συλλέκτη στή βάση τοῦ τρανζίστορ, ὅταν ἡ εἰσόδος εἶναι ἀνοικτή (open), δηλαδή $I_E = 0$ [συνδεσμολογία (CB)]. Τό σχῆμα 1.2η δείχνει τό πῶς ὀρίζεται τό ρεῦμα αὐτό.

Γιά τόν παραπάνω λόγο, τό ρεῦμα αὐτό συμβολίζεται καί ὡς I_{CBO} . Τό I_{CO} , ὡς παράμετρος τοῦ τρανζίστορ, δίνεται στούς καταλόγους τῶν κατασκευαστῶν τῶν τρανζίστορ.



Σχ. 1.2η.

Ἀνάστροφο ρεῦμα κόρου $I_{CBO} = I_{CO}$.

Ἐπίδραση τῆς θερμοκρασίας στήν πόλωση.

Τό κύκλωμα σταθερῆς πολώσεως τοῦ σχήματος 1.2ε μορεῖ νά δώσει μεγάλη ἀπολαβή ἂν ἐργασθεῖ ὡς ἐνισχυτής. Ὑπάρχουν ὁμως δυσκολίες στό νά διατηρηθεῖ ἡ πόλωση σταθερή, π.χ. νά παραμείνει ἀμετάβλητο. τό σημεῖο ἡρεμίας Q . Αὐτό ὀφείλεται στό ὅτι τό I_C μεταβάλλεται μαζί μέ τή θερμοκρασία. Συγκεκριμένα, τό I_C μεταβάλλεται ἐπειδή μεταβάλλονται μέ τή θερμοκρασία καί τά τρία παρακάτω μέγεθη, μέ τά ὁποῖα σχετίζεται:

1) Τό ἀνάστροφο ρεῦμα κόρου, I_{CO} , τό ὁποῖο διπλασιάζεται σέ κάθε αὐξηση τῆς θερμοκρασίας κατὰ 10°C [βλ. σχέση (1.2.18)].

2) Ἡ τάση πολώσεως βάσεως-ἐκπομποῦ, V_{BE} , ἡ ὁποία, μέ αὐξηση τῆς θερμοκρασίας κατὰ 1°C , ἐλαττώνεται κατὰ 2,5 mV [βλ. σχέση (1.2.9) – αὐξηση τοῦ I_B].

3) Η άπολαβή του τρανζίστορ β, ή 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.

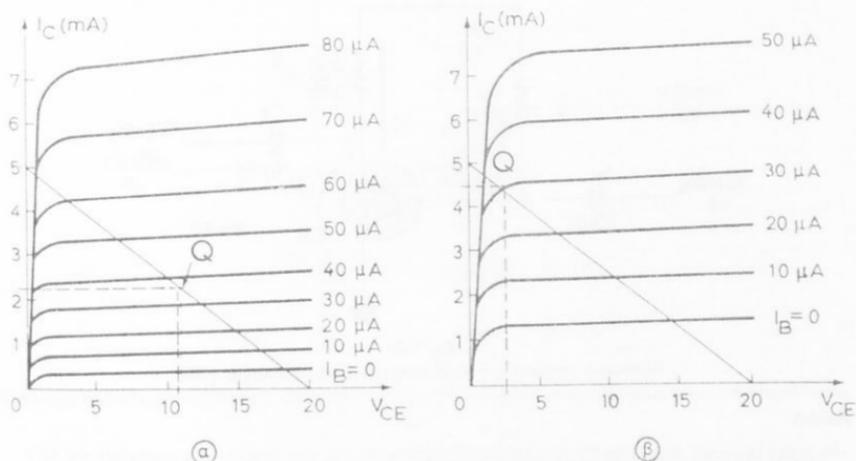
ΠΙΝΑΚΑΣ 1.2.1.

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

T → °C	I_{CO} → nA	β	V_{BE} → 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 λάβουμε υπόψη τις τιμές του πίνακα και την εξίσωση (1.2.18), συμπεραίνουμε, ότι αύξηση της θερμοκρασίας μεταβάλλει τις αρχικές συνθήκες πολώσεως. Συγκεκριμένα, μεταβάλλονται οι χαρακτηριστικές του τρανζίστορ και τό ρεύμα συλλέκτη I_C , που αντιστοιχεί στο σημείο ήρεμίας Q.

Γιά νά επιδείξουμε την επίδραση που επιφέρουν τά I_{CO} και β 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°C και 100°C για τό ίδιο τρανζίστορ.



Σχ. 1.2θ.

Μεταβολή του σημείου ήρεμίας Q ως συνάρτηση της θερμοκρασίας: (α) 25°C.(β) 100°C.

Από τό σχήμα αυτό, βλέπομε ότι τό σημείο ήρεμίας Q μετατοπίσθηκε πάνω στην εύθεια φόρτου σε μεγαλύτερες τιμές του I_C και ότι μάλιστα βρίσκεται κοντά στην περιοχή κόρου. Αυτό όφείλεται στό ότι τό I_{CO} , καθώς επίσης και τό β,

αυξήθηκαν με τη θερμοκρασία. Η αύξηση του β μαζί με τη θερμοκρασία, φαίνεται από την αύξηση των αποστάσεων των χαρακτηριστικών κατά μήκος της ευθείας φόρτου. Για να πιστοποιήσουμε αυτό, θεωρούμε το γενικό όρισμό του β , όποτε θα έχουμε:

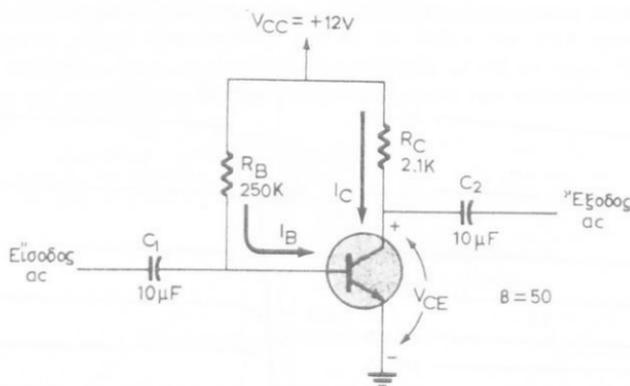
$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

Για την ίδια μεταβολή ΔI_B στις χαρακτηριστικές (α) και (β), το ΔI_C στις (β) είναι μεγαλύτερο από ό,τι στις (α). Αυτό αντιστοιχεί σε αύξηση του β 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 β . Αναφέρομε μόνο, ότι, για να περιορίσουμε την επίδραση του V_{BE} στις συνθήκες πολώσεως, συνδέουμε μία αντίσταση R_E μεταξύ έκπομπου και γειώσεως.

Παράδειγμα 2.

Να υπολογίσετε τις τάσεις και τά 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 έχουμε:

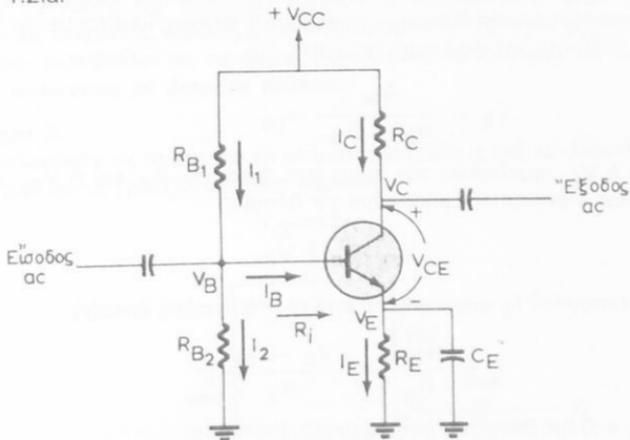
$$\alpha) I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \approx \frac{V_{CC}}{R_B} = \frac{12 \text{ V}}{250 \text{ k}\Omega} = 48 \mu\text{A}$$

$$\beta) I_C = \beta I_B = 50 (48 \mu\text{A}) = 2,4 \text{ mA}$$

$$\gamma) V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 12 - (2,4 \text{ mA}) (2,1 \text{ k}\Omega) = 12 - 5 = 7 \text{ V.}$$

Κύκλωμα πολώσεως ανεξάρτητο του β σε συνδεσμολογία (CE).

Όπως είδαμε στα προηγούμενα, το ρεύμα I_C , καθώς και οι συνθήκες πολώσεως γενικά μεταβάλλονται, όταν μεταβληθεί ή θερμοκρασία, γιατί τότε μεταβάλλονται κυρίως τα I_{CO} , V_{BE} και β . 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 ανεξάρτητη της θερμοκρασίας, αν-ο έκπομπός γειωθεί μέσω της αντίστασης R_E . Έπομένως το β είναι το μέγεθος εκείνο, το οποίο ουσιαστικά μεταβάλλει τις συνθήκες πολώσεως, όταν μεταβληθεί. Το β όπως είναι γνωστό, αύξάνει 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 $\beta = 125$ και $\beta = 300$ στην ίδια θερμοκρασία. Ίδιαίτερα μάλιστα για τρανζίστορ πυριτίου, το β παρουσιάζει μαζί με τη θερμοκρασία μεγαλύτερες μεταβολές από ό,τι στα τρανζίστορ γερμανίου. Για να περιορισθεί ή επίδραση του β στις συνθήκες πολώσεως, όταν μεταβάλλεται ή θερμοκρασία ή αντικαθίσταται το τρανζίστορ, χρησιμοποιούμε το κύκλωμα του σχήματος 1.2α.



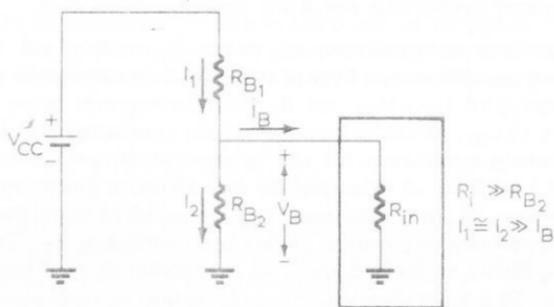
Σχ. 1.2α.

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

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

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

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 1.2α, ή οποία φαίνεται στο σχήμα 1.2β. Η παραπάνω υπόθεση ισχύει



Σχ. 1.21β.

Μέρος του κυκλώματος πολώσεως για τόν ύπολοισμό της τάσεως βάσεως V_B .

καί στην πράξη. Μέ την παραδοχή αυτή, δέν ρέει κανένα ρεύμα πρὸς τή βάση του τρανζίστορ ($I_B \cong 0$) καί συνεπῶς $I_1 \cong I_2$. Ἐπομένως, οἱ ἀντιστάσεις R_{B1} καί R_{B2} θεωροῦνται συνδεδεμένες σέ σειρά καί ἐνεργοῦν σάν διαιρέτες τάσεως τῆς V_{CC} . Ἔτσι, ἡ τάση V_B , πού ἐπικρατεῖ μεταξύ του κοινου σημείου συνδέσεως τῶν R_{B1} καί R_{B2} , εἶναι ἡ ἴδια μεταξύ βάσεως - γειώσεως ἢ, ἀλλιῶς, ἰσοῦται μέ τήν τάση στά ἄκρα τῆς R_{B2} . Ὅποτε, μπορούμε νά γράψουμε:

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

Ἄν τώρα ἡ V_E παριστάνει τήν τάση στά ἄκρα τῆς R_E καί ἡ V_{BE} τήν τάση μεταξύ βάσεως - ἐκπομποῦ, μπορούμε νά θέσομε:

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

Τό ρεύμα ἐκπομποῦ I_E ὑπολογίζεται ἀπό τήν τάση αὐτή, δηλαδή:

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

Ἐπειδή $I_B \cong 0$ (μέ βάση τά προηγούμενα), ἔπεται ὅτι:

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

Ἡ τάση V_{RC} στά ἄκρα τῆς R_C θά εἶναι:

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

Ἡ τάση V_C μεταξύ συλλέκτη - γειώσεως θά εἶναι:

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

Ἡ τάση V_{CE} μεταξύ συλλέκτη - ἔκπομποῦ θά εἶναι:

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

ἢ

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

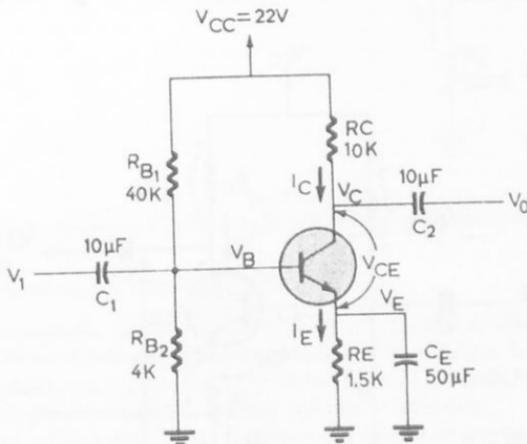
Σέ ὄλη τήν προηγούμενη ἀνάλυση δέν χρησιμοποιήθηκε καθόλου τό β. Συνεπῶς, τό κύκλωμα αὐτό πολώσεως εἶναι στήν πράξη ἀνεξάρτητο τοῦ τρανζίστορ καθῶς καί τῶν μεταβολῶν τῆς θερμοκρασίας. Γιατί, ὅπως εἶδαμε, ἡ τάση τῆς βάσεως V_B καθορίζεται ἀπό τίς R_{B1} , R_{B2} καί ἀπό τήν τάση τῆς πηγῆς V_{CC} . Ἡ τάση ἔκπομποῦ V_E εἶναι σταθερή, ἐπειδή καί ἡ V_B εἶναι σταθερή καί περίπου ἴση μέ αὐτή, καθόσον $V_B \gg V_{BE}$. Εἶδαμε ὅτι $V_{BE} \approx 0,3 \text{ V (Ge)}$ καί $V_{BE} \approx 0,7 \text{ V (Si)}$.

Ἡ ἀντίσταση R_E καθορίζει τίς τιμές τῶν ρευμάτων I_E καί I_C . Τέλος, ἡ ἀντίσταση R_C καθορίζει τήν τάση τοῦ συλλέκτη καί συνεπῶς τήν τάση πολώσεως συλλέκτη - ἔκπομποῦ V_{CE} .

Ἡ τάση τῆς βάσεως V_B ρυθμίζεται ἀπό τήν R_{B2} , τό ρεῖμα συλλέκτη I_C ἀπό τήν R_E καί ἡ τάση συλλέκτη - ἔκπομποῦ ἀπό τήν R_C . Μεταβολή ὁποιοῦδήποτε ἄλλου στοιχείου τοῦ κυκλώματος, θά ἔχει μικρή ἐπίδραση στίς ἀρχικές συνθήκες πολώσεως. Ὁ πυκνωτής C_E ἀποτελεῖ μέρος τοῦ κυκλώματος, ὅταν τό κύκλωμα ἐργάζεται ὡς ἐνισχυτής, δηλαδή μέ ἐναλλασσόμενο σῆμα στήν εἴσοδο. Ἡ παρουσία του δέν μεταβάλλει τίς συνθήκες πολώσεως. Τό κύκλωμα αὐτό λέγεται καί **κύκλωμα πολώσεως μέ διαιρέτη τάσεως**.

Παράδειγμα 3.

Νά ὑπολογιστέ τις τάσεις καί τά ρεύματα πολώσεως τοῦ κυκλώματος τοῦ σχήματος 1.21γ, ἂν τό τρανζίστορ εἶναι πυριτίου.



Σχ. 1.21γ.

Κύκλωμα πολώσεως ἀνεξάρτητο τοῦ β σέ συνδεσμολογία (CE).

Λύση.

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

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

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

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

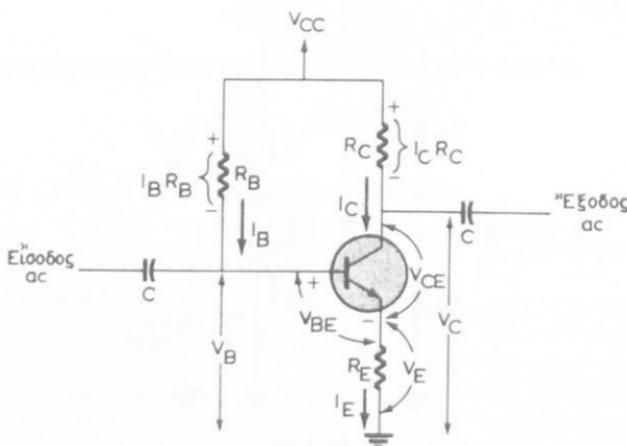
$$\epsilon) V_{CE} = V_C - V_E = 13,3 - 1,3 = 12 \text{ V}$$

Άλλα κυκλώματα πολώσεως σε συνδεσμολογία (CE).

Υπάρχουν και άλλα κυκλώματα πολώσεως σε συνδεσμολογία (CE), τα οποία βρίσκουν έκτεταμένες 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 έκπομπού, όπου ο έκπομπός γειώνεται μέσω μιας αντίστασης 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 απόδειξη και είναι:

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

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



Σχ. 1.2ιδ.

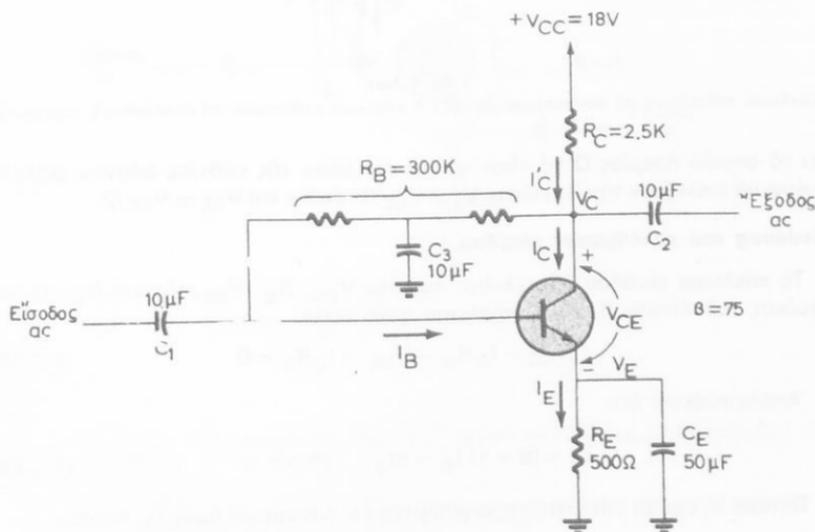
Κύκλωμα πολώσεως με αντίσταση γειώσεως του έκπομπού σε συνδεσμολογία (CE) ή κύκλωμα πολώσεως με ανατροφοδότηση ρεύματος.

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 **ανάτροφοδότηση** (feedback) και τήν εξετάζουμε στο Τέταρτο Κεφάλαιο.

Όπως θά δούμε, η ανάτροφοδότηση, εκτός των άλλων, έχει ως σκοπό να καταστήσει τήν **άπολαβή του ενισχυτή σταθερή** μέσα σε μία ορισμένη περιοχή συχνοτήτων. Για να επιτευχθεί σταθερή άπολαβή πρέπει οι συνθήκες πολώσεως να παραμένουν ουσιαστικά αμετάβλητες. Τέτοιο κύκλωμα με **ανάτροφοδότηση ρεύματος** είναι, το άμεσα προηγούμενο.

Άλλος τρόπος ανάτροφοδοτήσεως είναι η **ανάτροφοδότηση τάσεως**. Ένα τέτοιο κύκλωμα πολώσεως φαίνεται στο σχήμα 1.21ε.

Για περισσότερες λεπτομέρειες θά μιλήσουμε στο Τέταρτο Κεφάλαιο.



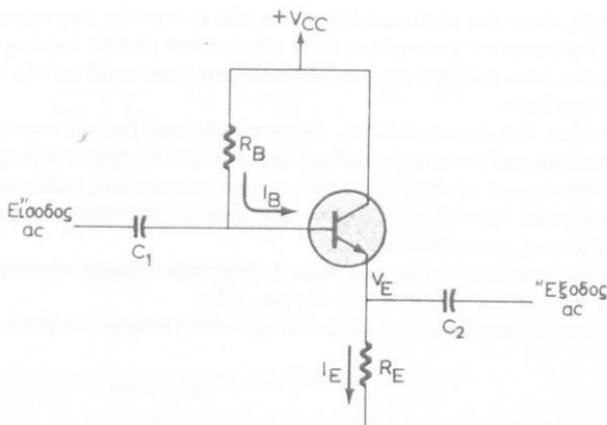
Σχ. 1.21ε.

Κύκλωμα πολώσεως με ανάτροφοδότηση τάσεως σε συνδεσμολογία (CE).

Κύκλωμα πολώσεως σε συνδεσμολογία (CC).

Στή συνδεσμολογία (CC) ο συλλέκτης είναι κοινός στο κύκλωμα εισόδου και εξόδου. Ένα τέτοιο κύκλωμα πολώσεως φαίνεται στο σχήμα 1.21στ. Όταν το κύκλωμα αυτό εργάζεται ως ενισχυτής, η τάση εξόδου ακολουθεί τήν είσοδο. Γι' αυτό λέγεται και **άκολουθητής έκπομπου** (emitter - follower).

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



Σχ. 1.2ιστ.

Κύκλωμα πολώσεως σε συνδεσμολογία (CC) ή κύκλωμα πολώσεως σε άκολουθητή έκπομπού.

πει τό σημείο ήρεμίας Q νά είναι κάπου στό μέσο τής εύθείας φόρτου. Δηλαδή πρέπει νά επιλέξομε τήν R_E , ώστε $V_E \approx V_{CC}/2$, όποτε καί $V_{CE} \approx V_{CC}/2$.

Άνάλυση του κυκλώματος εισόδου.

Τό κύκλωμα εισόδου αποτελείται από τήν V_{CC} , R_B , V_{BE} , V_E καί R_E . Ό 2ος κανόνας του Kirchhoff για τό κύκλωμα αυτό δίνει:

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

Άποδεικνύεται ότι:

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

Θέτομε τή σχέση αυτή στην προηγούμενη καί λύνομε ως προς I_B , όποτε:

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

Ή σχέση αυτή καθορίζει τό ρεύμα πολώσεως I_B μέ βάση τά γνωστά μεγέθη.

Άνάλυση του κυκλώματος έξόδου.

Τό κύκλωμα έξόδου αποτελείται από τήν V_{CC} , V_{CE} , V_E καί R_E καί θέλομε νά υπολογίσομε τό I_E , V_E καί V_{CE} .

Τό ρεύμα I_E δίνεται από τή σχέση (1.2.29), όποτε ή

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

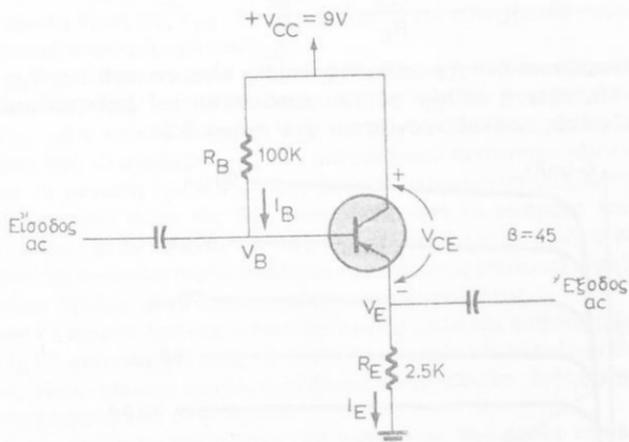
υπολογίζει τήν τάση V_E .

Ἡ τάση συλλέκτη - ἔκπομποῦ V_{BE} θά εἶναι:

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

Παράδειγμα 4.

Δίνεται τό κύκλωμα τοῦ σχήματος 1.2ιζ καί ζητοῦνται τά ρεύματα καί οἱ τάσεις πολώσεως. Τό β τοῦ τρανζίστορ εἶναι $\beta = 45$.



Σχ. 1.2ιζ.

Κύκλωμα πολώσεως σέ συνδεσμολογία (CC).

Λύση.

Γιά τήν εὑρεση τῶν ρευμάτων καί τῶν τάσεων πολώσεως, ἀκολουθοῦμε τήν παρακάτω πορεία:

- α) $I_B \approx \frac{V_{CC}}{R_B + \beta R_E} = \frac{9}{100 + 45(2,5)} \approx 42 \mu\text{A}$
 β) $I_E = (\beta + 1) I_B = 46(42 \mu\text{A}) \approx 1,9 \text{ mA}$
 γ) $V_{CE} = V_{CC} - I_E R_E = 9 - (1,9 \text{ mA})(2,5 \text{ k}\Omega) = 4,25 \text{ V}$
 δ) $V_E = I_E R_E = (1,9 \text{ mA})(2,5 \text{ k}\Omega) = 4,75 \text{ V}$

1.3 Ἐπίδραση τῆς πολώσεως στήν παραμόρφωση.

Ἡ παραμόρφωση ἀναφέρεται στή μὴ πιστὴ ἀπόδοση τοῦ σήματος εἰσόδου στήν ἔξοδο τοῦ ἑνισχυτῆ. Μὲ τόν ὄρο «σήμα» ἐννοοῦμε κάθε ἐναλλασσόμενη τάση, τὴν ὁποία ἐφαρμόζομε στήν εἰσδο ἐνός ἑνισχυτῆ ἢ τὴ λαμβάνομε στήν ἔξοδό του. Ὑπάρχουν διάφοροι λόγοι γιά τοὺς ὁποίους τό σῆμα εἰσόδου δέν ἀποδίδεται πιστά στήν ἔξοδο. Καί ἕνας ἀπό τοὺς βασικότερους ἀφορᾷ τὴ μὴ κατάλληλη ἔξα-

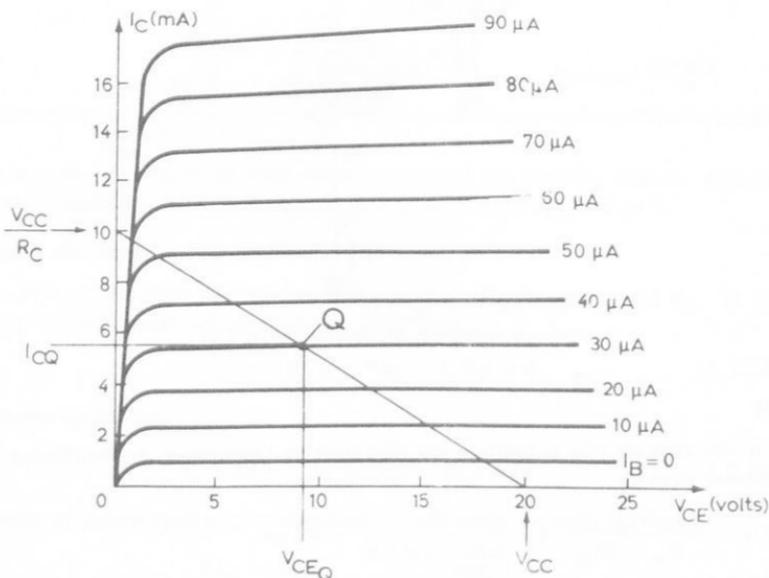
σφάλιση τῶν συνθηκῶν πολώσεως. Γιὰ νὰ εἶμαστε βέβαιοι ὅτι τὸ σῆμα δέν θὰ ὑποστῆ παραμόρφωση, πρέπει οἱ ἀρχικὲς συνθηκὲς πολώσεως νὰ διατηρηθοῦν σχεδὸν ἀμετάβλητες καθόλη τῆ διάρκεια τῆς λειτουργίας τοῦ ἐνισχυτῆ.

Γιὰ νὰ μελετήσουμε τὴν ἐπίδραση τῆς πολώσεως στὴν παραμόρφωση, ἀναφερόμαστε στὴν ἔννοια τῆς εὐθείας φόρτου καὶ τοῦ σημείου ἡρεμίας ποῦ δώσαμε στὴν προηγούμενη παράγραφο γιὰ τὴ συνδεσμολογία (CE).

Ἡ μαθηματικὴ ἔκφραση τῆς εὐθείας φόρτου στὴ συνδεσμολογία (CE) εἶναι:

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

Ἄν τώρα θεωρήσουμε ὅτι τὰ μεγέθη V_{CC} καὶ R_C εἶναι γνωστὰ, π.χ. $V_{CC} = 20\text{ V}$ καὶ $R_C = 2\text{ k}\Omega$, τότε ἡ εὐθεῖα φόρτου χαράσσεται καὶ φαίνεται μαζί μὲ τίς χαρακτηριστικὲς ἑνὸς τυπικοῦ τρανζίστορ στὸ σχῆμα 1.3α.



Σχ. 1.3α.

Χαρακτηριστικὲς ἑνὸς τυπικοῦ τρανζίστορ. Εὐθεῖα φόρτου καὶ σημεῖο ἡρεμίας Q.

Γιὰ νὰ βροῦμε τὸ σημεῖο ἡρεμίας Q, τὸ ὁποῖο ὀρίζεται ὡς τὸ βέλτιστο σημεῖο γύρω ἀπὸ τὸ ὁποῖο ἐπιτελεῖται ἡ λειτουργία τοῦ ἐνισχυτῆ, πρέπει νὰ ὑπολογίσουμε τὸ ρεῦμα πολώσεως τῆς βάσεως I_B . Τὸ ρεῦμα αὐτὸ ἀπὸ τὴν ἀνάλυση τοῦ κυκλώματος τοῦ σχήματος 1.2δ, δίνεται ἀπὸ τὴ σχέση (1.2.10). Ἄν λοιπὸν θέλομε τὸ σημεῖο ἡρεμίας Q νὰ βρίσκεται στὸ μέσο περίπου τῆς εὐθείας φόρτου, πρέπει νὰ ἐπιλέξουμε τὴν R_B , ὥστε:

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

Ἡ τομή τῆς γνωστῆς εὐθείας φόρτου μέ τῆ χαρακτηριστικῆ πού ἀντιστοιχεῖ σέ $I_B = 30 \mu\text{A}$, προσδιορίζει τό σημεῖο ἡρεμίας Q. Ἡ τάση V_{CE} , πού ἀντιστοιχεῖ στό σημεῖο ἡρεμίας, λέγεται καί τάση ἡρεμίας συλλέκτη - ἔκπομπού καί συμβολίζεται συχνά V_{CEQ} . Ὅμοίως, τό ρεῦμα ἡρεμίας τοῦ συλλέκτη συμβολίζεται I_{CQ} , ὅπως φαίνεται στό σχῆμα 1.3α.

Ἄν τώρα στήν εἴσοδο τοῦ ἐνισχυτῆ τοῦ σχήματος 1.2ε ἐφαρμόσουμε ἓνα σῆμα, τότε ἡ στιγμιαία τάση V_{CE} , θά μεταβάλλεται γύρω ἀπό τήν τάση ἡρεμίας V_{CEQ} . Μέ τή μεταβολή ὅμως τῆς V_{CE} , θά μεταβάλλεται καί τό στιγμιαῖο ρεῦμα συλλέκτη I_C γύρω ἀπό τή σταθερή τιμῆ του I_{CQ} .

Ἄν τό σημεῖο Q ἔχει ἐπιλεγῆι στό **μέσο** περίπου τῆς **εὐθείας φόρτου** καί **τό σῆμα εἰσόδου εἶναι μικρό**, τότε οἱ διακυμάνσεις τῆς V_{CE} δέν ὑπερβαίνουν τή μέγιστη τιμῆ τῆς V_{CC} , οὔτε καί τήν ἐλάχιστη $V_{CE} = V_{CES} \simeq 0\text{V}$. Ἔτσι, καί οἱ διακυμάνσεις τοῦ I_C γύρω ἀπό τό σταθερό I_{CQ} , δέν ὑπερβαίνουν ἀντίστοιχα τήν ἐλάχιστη τιμῆ $I_C \simeq 0$ καί τή μέγιστη $I_C \simeq V_{CC}/R_C$. Σέ κάθε χρονική στιγμή, ἡ τάση ἐξόδου, δηλαδή ἡ τάση στά ἄκρα τῆς R_C , ἐκφράζεται ἀπό τό γινόμενο τοῦ στιγμιαίου ρεύματος I_C ἐπί τήν ἀντίσταση R_C . Μέ τίς προϋποθέσεις πού μόλις ἀναφέραμε, ἡ τάση ἐξόδου θά ἀποτελεῖ πιστή ἀπόδοση τοῦ σήματος (τάσεως) εἰσόδου. Ἐπομένως, τό σῆμα ἐξόδου εἶναι ἀπαλλαγμένο παραμορφώσεως.

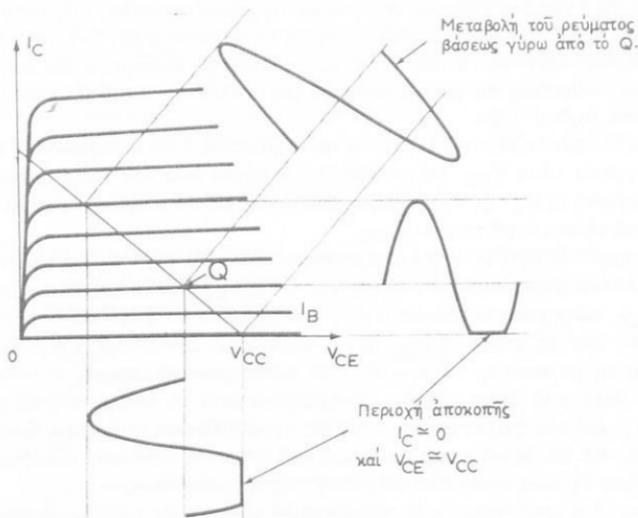
Ἄν ὅμως τό σημεῖο ἡρεμίας Q τοποθετηθεῖ χαμηλά τῆς εὐθείας φόρτου (μικρές τιμές τοῦ I_B) ἢ μετακινηθεῖ πρὸς τά ἐκεῖ λόγω μεταβολῆς τῶν ἀρχικῶν συνθηκῶν πολώσεως, τότε, σήματα μεγάλου πλάτους στήν εἴσοδο, ἐνδέχεται νά ἐμφανισθοῦν παραμορφωμένα στήν ἐξοδο.

Καί, γιά τήν καλύτερη κατανόηση τοῦ πράγματος, θεωροῦμε τή γραφικῆ μέθοδο πού ἀπεικονίζει τό σχῆμα 1.3β.

Ὅπως δείχνει τό σχῆμα, τό σημεῖο ἡρεμίας ἔχει ἀρχικά τοποθετηθεῖ κοντά στήν **περιοχή ἀποκοπῆς**. Ἄν τό σῆμα εἰσόδου ἔχει μεγάλο πλάτος, τότε ἡ τάση V_{CE} καθίσταται περίπου ἴση μέ τήν τάση τῆς πηγῆς V_{CC} , ὁπότε καί τό ρεῦμα ἐξόδου I_C γίνεται περίπου μηδέν. Ἐπομένως, κάθε στιγμιαία τιμῆ τῆς τάσεως V_{CE} μεγαλύτερη τῆς V_{CC} , ἀποκόπεται (ψαλιδίζεται). Ἔτσι, καί τό ἀντίστοιχο ρεῦμα ἐξόδου I_C σέ ὅλη αὐτή τή χρονική περίοδο, διατηρεῖ τή σταθερή τιμῆ περίπου μηδέν. Ἡ πλήρης ἡμιτονοειδῆς καμπύλη στό ἐπάνω μέρος τοῦ σχήματος 1.3β, παριστάνει τίς διακυμάνσεις τοῦ ρεύματος τῆς βάσεως I_B γύρω ἀπό τό σημεῖο ἡρεμίας, δηλαδή γύρω ἀπό τήν τιμῆ I_{BQ} .

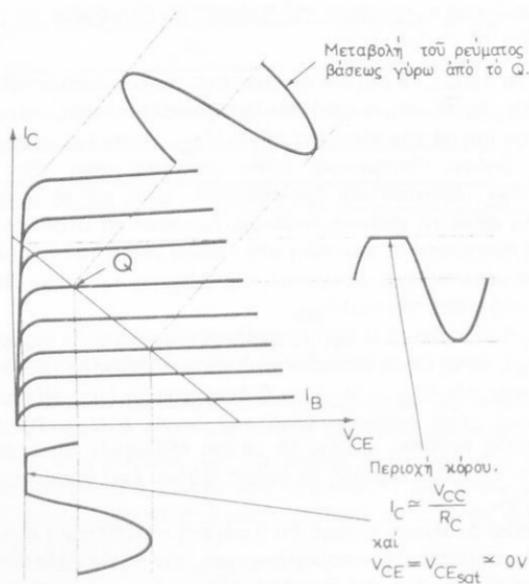
Ἄν τώρα θεωρήσουμε ὅτι τό Q ἔχει τοποθετηθεῖ κοντά στήν **περιοχή κόρου** (μεγάλες τιμές τοῦ I_B), τότε, ὅπως φαίνεται στή γραφικῆ μέθοδο τοῦ σχήματος 1.3γ, κάθε τάση μικρότερη τῆς $V_{CE} = V_{CES} \simeq 0$ ἀποκόπεται (ψαλιδίζεται). Ἐπομένως, σέ ὅλη τή χρονική αὐτή διάρκεια κατὰ τήν ὁποία ἡ V_{CE} θά ἔπαιρνε τιμές μικρότερες τῆς τιμῆς περίπου μηδέν, τό ρεῦμα ἐξόδου I_C διατηρεῖ τή μέγιστη σταθερή τιμῆ $I_C \simeq V_{CC}/R_C$. Δηλαδή τό ρεῦμα ἐξόδου ἔχει ὑποστῆι ψαλιδισμό στή στάθμη $I_C \simeq V_{CC}/R_C$.

Μέ τήν παραπάνω ἀνάλυση, εἶδαμε ὅτι ἡ σωστή τοποθέτηση τοῦ σημείου ἡρεμίας Q ἔχει μεγάλη σημασία στήν παραμόρφωση, τήν ὁποία ὑφίσταται τό σῆμα εἰσόδου. Ἄν πάλι τό Q τοποθετηθεῖ σωστά (μέσο περίπου τῆς εὐθείας φόρτου), θά πρέπει καί τό πλάτος τοῦ σήματος εἰσόδου νά εἶναι μικρό, ὥστε ἡ V_{CE} νά μὴ



Σχ. 1.3β.

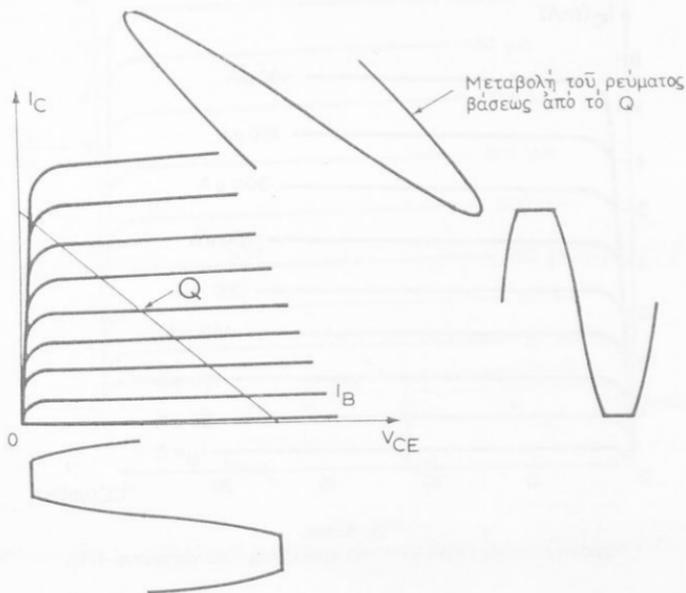
Επίδραση της θέσεως του σημείου ηρεμίας Q στην παραμόρφωση του σήματος εισόδου. Το Q κοντά στην περιοχή άποκοπής.



Σχ. 1.3γ.

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

υπερβεί τις άκρότατες τιμές της $V_{CE} \approx 0$ και $V_{CE} \approx V_{CC}$. Τό σχήμα 1.36 άπεικονίζει τή γραφική μέθοδο παραμορφώσεως του σήματος, όταν τό Q βρίσκειται στη σωστή θέση. Τό πλάτος όμως του σήματος εισόδου είναι πολύ μεγάλο.

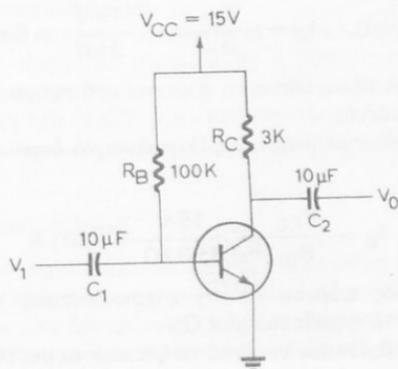


Σχ. 1.36.

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

Παράδειγμα 5.

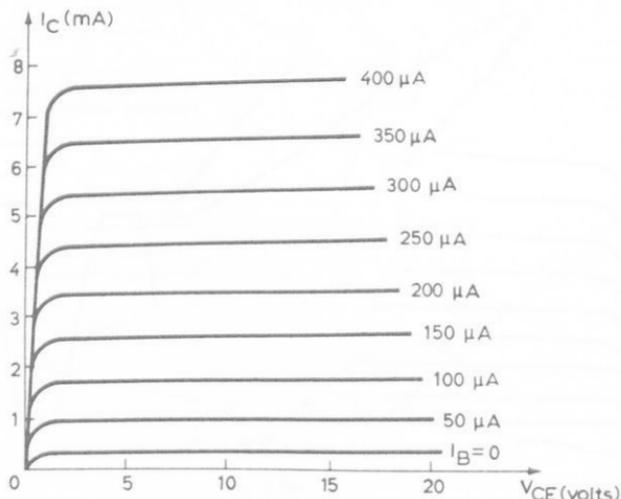
Δίνεται τό κύκλωμα του σχήματος 1.3ε και οι χαρακτηριστικές (συλλέκτη) του



Σχ. 1.3ε.

Κύκλωμα σταθερής πολώσεως σε συνδεσμολογία (CE) για τόν προσδιορισμό τής εύθειας φόρτου.

τρανζίστορ στο σχήμα 1.3στ. Νά υπολογίσετε: α) Τήν εύθεια φόρτου στο συνεχές (dc) καί τό σημείο ήρεμίας Q. β) Τά μεγέθη V_{CE} , I_C , $I_C R_C$ καί I_E πού αντίστοιχούν στο σημείο ήρεμίας Q (γραφική μέθοδο).



Σχ. 1.3στ.

Χαρακτηριστικές (συλλέκτη) του τρανζίστορ του σχήματος 1.3ε.

Λύση.

Γιά νά χαράξομε τήν εύθεια φόρτου, πρέπει νά προσδιορίσομε δύο τουλάχιστον σημεία της. Τό ένα έχει συντεταγμένες:

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

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

Ἡ εύθεια πού ένώνει τά σημεία αὐτά φαίνεται στο σχήμα 1.3ζ καί ἀποτελεῖ τήν εύθεια φόρτου στο συνεχές.

Γιά νά καθορισθεῖ τό σημείο ήρεμίας Q, πρέπει νά υπολογισθεῖ τό ρεύμα βάσεως I_B .

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

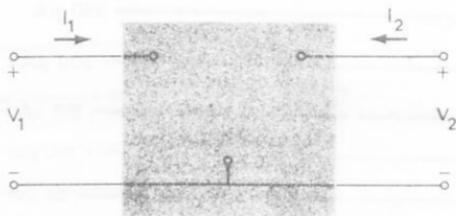
Ἡ τομή τῆς εύθειας φόρτου μέ τή χαρακτηριστική πού ἀντιστοιχεῖ σέ $I_B = 150 \mu\text{A}$, καθορίζει τό σημείο ήρεμίας Q.

Ἀπό τό σχήμα αὐτό, βρίσκομε γραφικά τά ζητούμενα μεγέθη πού ἀντιστοιχοῦν στο σημείο Q.

$$V_{CE} = 7 \text{ V}, \quad I_C = 2,6 \text{ mA}, \quad I_C R_C = 8 \text{ V} \quad \text{καί} \quad I_E \simeq 2,6 \text{ mA}.$$

$$\begin{aligned}
 h_{11} &\rightarrow h_i - \text{ 'Αντίσταση εισόδου.} \\
 h_{12} &\rightarrow h_r - \text{ Λόγος μεταφοράς ανάστροφης - τάσεως,} \\
 h_{21} &\rightarrow h_f - \text{ Λόγος μεταφοράς ὀρθοῦ - ρεύματος,} \\
 h_{22} &\rightarrow h_o - \text{ 'Αγωγιμότητα ἐξόδου.}
 \end{aligned}
 \tag{1.4.1}$$

Θεωροῦμε τώρα ὅτι ἔχομε τὸ κύκλωμα ἑνὸς τρανζίστορ σὲ κάποια συνδεσμολογία, τὸ ὁποῖο, ἐπειδὴ ἔχει δύο εισόδους, ἀποτελεῖ ἕνα τετράπολο. Ἐνα τέτοιο τετράπολο (κύκλωμα) ἀνάλογο τοῦ σχήματος 1.1, φαίνεται στὸ σχῆμα 1.4α.



Σχ. 1.4α.

Τὸ κύκλωμα ἑνὸς τρανζίστορ κάποιας συνδεσμολογίας ὡς τετράπολο.

Μποροῦμε νὰ θεωρήσουμε ὅτι τὸ κύκλωμα αὐτὸ ἀποτελεῖται ἀπὸ δύο ἐπὶ μέρους κυκλώματα, δηλαδὴ τὸ κύκλωμα εἰσόδου καὶ τὸ κύκλωμα ἐξόδου.

Τὸ κύκλωμα εἰσόδου πρέπει νὰ ἔχει ὄλα τὰ στοιχεῖα πού ἀναφέρονται στὴν ἐξίσωση (1.1.1), τὰ ὁποῖα, μὲ κάπως διαφορετικὸ συμβολισμό, εἶναι I_1 , V_1 , h_{11} , h_{12} καὶ V_2 . Ἀντιστρέφουμε τώρα τὸ συλλογισμό μας καὶ ἐπιζητοῦμε νὰ κατασκευάσουμε ἕνα κύκλωμα πού νὰ περιέχει τὰ παραπάνω πέντε μεγέθη, **ἀλλὰ καὶ νὰ ικανοποιεῖ τὴν ἐξίσωση (1.1.1)**:

$$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \tag{1.4.2}$$

Μὲ λίγη σκέψη βρίσκομε ὅτι τὸ κύκλωμα αὐτὸ θὰ ἀποτελεῖται ἀπὸ μία **πηγὴ σταθερῆς τάσεως*** $h_{12}V_2$, στὴν ὁποία εἶναι συνδεδεμένη σὲ σειρά ἡ ἀντίσταση εἰσόδου h_{11} .

Ἡ πηγὴ αὐτὴ τείνει νὰ δημιουργήσει ἕνα ρεῦμα ἀντίθετης φορᾶς τοῦ I_1 , δηλαδὴ τοῦ ρεύματος πού προκαλεῖ ἡ V_1 . Γενικά, στὴ περίπτωση αὐτῆ, θεωροῦμε τίς ἑνέργειες τιμές τῶν ρευμάτων καὶ τάσεων καὶ ἡ h_{11} ἔχει τὴν ἔννοια σύνθετης ἀντιστάσεως.

Μὲ τὴν ἴδια λογικὴ, **τὸ κύκλωμα ἐξόδου πρέπει νὰ περιέχει ὄλα τὰ στοιχεῖα τῆς ἐξίσωσης (1.1.2)**:

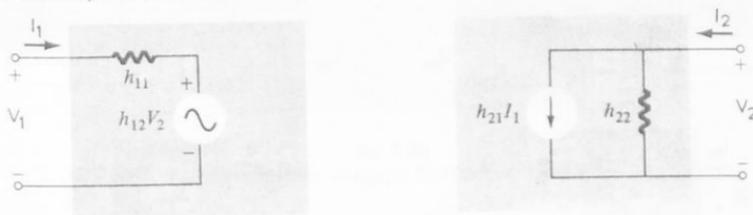
$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2 \tag{1.4.3}$$

ἀλλὰ καὶ νὰ τὴν ικανοποιεῖ.

* Ἐπειδὴ ἀναφερόμαστε στὸ ἐναλλασσόμενο, τότε, γιὰ νὰ ἔχομε πηγὴ σταθερῆς τάσεως, πρέπει ὡς V_2 νὰ θεωροῦμε τὴν ἐνεργὸ τιμὴ τῆς.

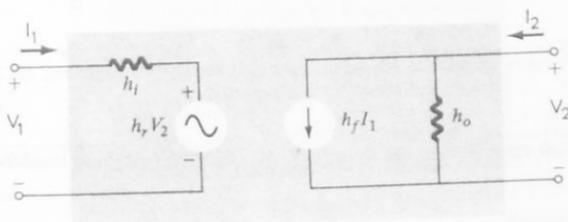
Με ανάλογη σκέψη, βρίσκουμε ότι τό κύκλωμα αυτό θά άποτελεΐται από μία πηγή σταθεροϋ ρεύματος $h_{21}I_1$, στήν όποία εΐναι παράλληλα συνδεδεμένη ή άγωγιμότητα έξόδου h_{22} .

Τά κυκλώματα είσόδου καΐ έξόδου φαΐνονται στό σχήμα 1.4β.



Σχ. 1.4β.

*Υβριδικά ίσοδύναμα κυκλώματα: (α) Είσοδου. (β) Έξόδου.



Σχ. 1.4γ.

Πλήρες ύβριδικό ίσοδύναμο κύκλωμα όλων τών συνδεσμολογιών.

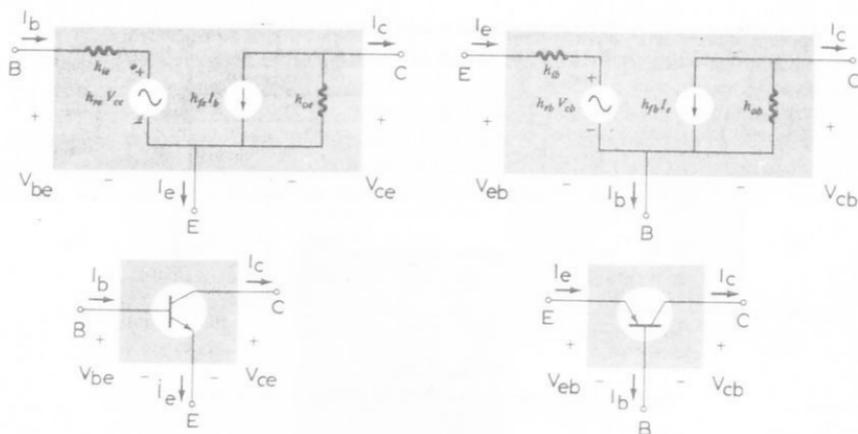
Τά δύο αυτά κυκλώματα μαζί άποτελοϋν τό πλήρες ίσοδύναμο κύκλωμα τοϋ σχήματος 1.4α γιά όλες τΐς συνδεσμολογΐες, τό όποΐο φαΐνεται στό σχήμα 1.4γ.

Μέ τήν παραπάνω άνάλυση, εΐμαστε σέ θέση νά σχεδιάσομε τό ύβριδικό ίσοδύναμο κύκλωμα καΐ τών τριών συνδεσμολογιών (CB), (CE) καΐ (CC).

Γενικά, τά ίσοδύναμα κυκλώματα αναφέρονται στό έναλλασσόμενο (ac), δηλαδή ή πηγή σταθερής τάσεως καΐ ή πηγή σταθεροϋ ρεύματος (ή πηγή σταθερής έντάσεως) εΐναι έναλλασσόμενα μεγέθη. Γιά τό λόγο αυτό, καΐ οι ύβριδικές παράμετροι τοϋ τρανζίστορ έχουν τΐς αντίστοιχες έννοιες στό έναλλασσόμενο. **Τό ύβριδικό ίσοδύναμο κύκλωμα είσόδου εΐναι τό ίσοδύναμο κατά Thevenin (σταθερής τάσεως), ένώ τό ύβριδικό ίσοδύναμο κύκλωμα έξόδου εΐναι τό ίσοδύναμο κατά Norton (σταθερής έντάσεως). Έπομένως, ένα πλήρες ύβριδικό* ίσοδύναμο κύκλωμα περιλαμβάνει ένα κατά Thevenin καΐ ένα κατά Norton ίσοδύναμο.**

Εΐδικά γιά τΐς συνδεσμολογΐες (CE) καΐ (CB), οι όποΐες χρησιμοποιούνται καΐ περισσότερο από ό,τι ή (CC), παραθέτομε στό σχήμα 1.4δ τά αντίστοιχα ύβριδικά ίσοδύναμά τους.

* Σέ αυτό τό λόγο όφείλεται καΐ ή όνομασία ύβριδικό, ποϋ σημαΐνει «μικτό».



Σχ. 1.46.

Υβριδικά Ισοδύναμα κυκλώματα: (α) Συνδεσμολογία (CE) και τό Ισοδύναμό της. (β) Συνδεσμολογία (CB) και τό Ισοδύναμό της.

1.5 Άνάλυση του τρανζίστορ ως ενισχυτή με βάση τό ύβριδικό Ισοδύναμο κύκλωμα.

Τά ύβριδικά Ισοδύναμα κυκλώματα μās διευκολύνουν νά χαράξομε τό ύβριδικό Ισοδύναμο ενός ενισχυτή με τρανζίστορ. Ή άνάλυση πού ακολουθεΐ αναφέρεται καΐ στίς τρείς συνδεσμολογίες, έκτός αν γίνεται διευκρίνηση γιά όρισμένη συνδεσμολογία. Ήπομένως, τά αποτελέσματα εΐναι γενικής φύσεως, άρκει νά αντικατασταθεΐ ή αντίστοιχη ύβριδική παράμετρος, ή όποία δΐνεται στό Παράρτημα.

Όλοι γενικά οΐ ενισχυτές εΐναι τετράπολα, έφόσον έχουν δύο άκροδέκτες εΐσόδου καΐ δύο έξόδου. Γιά νά μελετήσομε τή λειτουργία ενός ενισχυτή, θά πρέπει πρῶτα νά ύπολογΐσομε έξι βασικά μεγέθη πού σχετΐζονται με αυτόν:

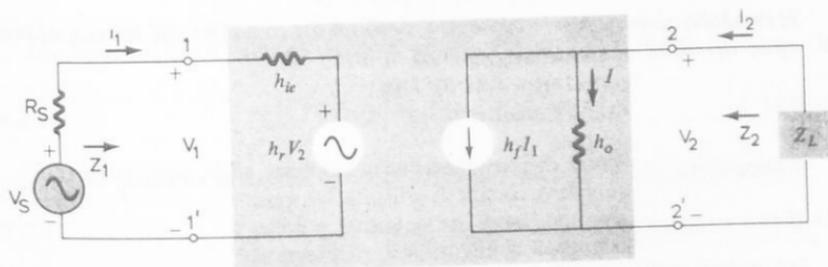
- α) Τήν άπολαβή ρεύματος A_i .
- β) Τήν άπολαβή τάσεως A_u .
- γ) Τήν άπολαβή Ισχύος A_p .
- δ) Τή σύνθετη αντίσταση εΐσόδου Z_1 .
- ε) Τή σύνθετη αντίσταση έξόδου Z_2 .
- στ) Τίς σχέσεις μεταξύ τών φάσεων.

Γιά νά λειτουργήσει ένα κύκλωμα ως ενισχυτής, άπαιτεΐται, έκτός από τίς πηγές πού έπιφέρουν τήν πώλωση, νά ύπάρχει καΐ μία πηγή έναλλασσόμενης τάσεως V_s , τό σήμα τής όποίας πρόκειται νά ενισχυθεΐ. Ή αντίσταση R_s άποτελεΐ τήν έσωτερική αντίσταση τής πηγής του σήματος. Στο σχήμα 1.5α φαΐνονται τά στοιχεΐα αυτά χωρίς τίς πηγές πολώσεως. Ή έξοδος λαμβάνεται στα άκρα τής Z_L , ή όποία γενικά εΐναι σύνθετη. Ή όλη άνάλυση αναφέρεται στήν περίπτωση έφαρμογής **μικρών - σημάτων** (small - signal) **στήν εΐσοδο**, όποτε ή λειτουργία θεωρεΐται, **γραμμική**. Γιά νά έχει νόημα ή άνάλυση πού ακολουθεΐ, πρέπει πρῶτα νά προσδιορισθεΐ τό κατάλληλο σημείο ήρεμίας.



Σχ. 1.5α.

Βασικό σχηματικό κύκλωμα ενισχυτή με τρανζίστορ.



Σχ. 1.5β.

Υβριδικό Ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή.

Άπολαβή ρεύματος A_I .

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

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

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

Τήν άπολαβή αυτή, επιζητούμε να εκφράσουμε ως συνάρτηση των στοιχείων του κυκλώματος του ενισχυτή. Γι' αυτό, εφαρμόζουμε τον 1ο κανόνα του Kirchhoff στο κύκλωμα εξόδου (σέ κάποιο κόμβο του):

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

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

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

Το άρνητικό 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

από αυτή πού 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, βρίσκουμε 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 ένισχυτη ως συνάρτηση των υβριδικών παραμέτρων του τρανζίστορ και της αντίστασης φορτίου.

Απολαβή τάσεως A_U .

Η απολαβή τάσεως A_U του ένισχυτη ορίζεται ως το πηλίκο της τάσεως εξόδου V_2 προς την τάση εισόδου V_1 . Δηλαδή:

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

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

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

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

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

Τότε:

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

Τη σχέση αυτή λύνουμε, 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_I .

Η σύνθετη αντίσταση εισόδου Z_I ορίζεται ως το πηλίκο της τάσεως εισόδου του ένισχυτη V_1 προς το ρεύμα εισόδου I_1 . Δηλαδή:

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

Από το κύκλωμα εισόδου, θα έχουμε:

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

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

Αντικαθιστούμε τό V_2 στην προηγούμενη σχέση, οπότε:

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

Στή σχέση αυτή, θέτουμε όπου:

$$I_2 = A_1 I_1 \quad (1.5.14)$$

Επομένως, ή (1.5.13) γράφεται:

$$V_1 = h_i I_1 - h_r Z_L A_1 I_1 \quad (1.5.15)$$

Τήν εξίσωση αυτή, λύνουμε ως προς τό λόγο V_1 προς I_1 . Άρα:

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = h_i - h_r Z_L A_1 \quad (1.5.16)$$

Αντικαθιστούμε τό A_1 από τήν (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 τό πηλίκο τής τάσεως εξόδου V_2 τού ένισχυτή προς τό ρεύμα εξόδου I_2 , εφόσον ή τάση τού σήματος εισόδου V_s τεθεϊ ἴση μέ τό μηδέν. Δηλαδή:

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

Θεωρούμε ότι στό κύκλωμα εισόδου $V_s = 0$, οπότε θά έχομε:

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

Λαμβάνομε τώρα υπόψη τήν εξίσωση (1.5.2):

$$I_2 = h_f I_1 + h_o V_2$$

στην οποία αντικαθιστούμε τό I_1 από τήν (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 τό 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 τό αντίστροφο της, τό όποιο έκφράζει τήν άγωγιμότητα έξόδου Y_2 . Έτσι:

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

Άπολαβή ισχύος A_p .

Η ισχύς P_L , ή όποια καταναλώνεται στό φορτίο Z_L , είναι $V_L I_L$ συνθ. Όπου V_L , I_L ή τάση στά άκρα τής Z_L και τό ρεύμα πού τή διαρρέει. Η γωνία θ έκφράζει τή διαφορά φάσεων τής τάσεως V_L και του ρεύματος I_L . Στήν περίπτωση μας, ή ισχύς P_L ίσοϋται μέ $-V_2 I_2$ συνθ. Τό άρνητικό πρόσημο όφείλεται στόν ίδιο λόγο πού αναφέρθηκε και στήν εύρεση του A_1 . Δηλώνει επίσης ότι ή ισχύς P_1 άπορροφάται από τό κύκλωμα (τή Z_L) και δέν προσφέρεται σέ αυτό. Θεωρούμε τώρα ότι ή αντίσταση Z_L είναι **καθαρά ώμική**, όποτε συνθ = 1 και $P_L = P_2 = -V_2 I_2$. Η ισχύς είσόδου P_1 ίσοϋται μέ $V_1 I_1$.

Η άπολαβή ισχύος A_p όρίζεται ως τό πηλίκο τής ισχύος έξόδου P_2 του ένισχυτή πρós τήν ισχύ είσόδου P_1 . Δηλαδή:

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

Άν τώρα λάβομε ύπόψη τούς όρισμούς τών A_u και A_1 , ή (1.5.23) γράφεται:

$$A_p = -A_u A_1 \quad (1.5.24)$$

Η άπολαβή αυτή, μέ βάση τίσ προηγούμενες σχέσεις, μπορεί νά έκφρασθεϊ ως συνάρτηση τών ύβριδικών παραμέτρων και τής Z_L . Όπότε 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 τίσ σχέσεις:

$$V_2 = -I_2 Z_L \quad \text{και} \quad I_2 = A_1 I_1, \text{ όποτε:}$$

$$A_u = \frac{V_2}{V_1} = \frac{-A_1 I_1 Z_L}{V_1} = \frac{-A_1 Z_L}{V_1/I_1} = \frac{-A_1 Z_L}{Z_1} \quad (1.5.26)$$

Η σχέση αυτή συνδέει τήν άπολαβή τάσεως μέ τήν άπολαβή ρεύματος. Για νά βροϋμε τήν άπολαβή ισχύος A_p ως συνάρτηση τής άπολαβής ρεύματος A_1 , άντικαθιστούμε τήν τελευταία σχέση στήν (1.5.24). Άρα:

$$A_p = \frac{A_1^2 Z_L}{Z_1}, \quad \text{μέ } Z_L, Z_1 \text{ καθαρά ώμικές} \quad (1.5.27)$$

Σχέση μεταξύ τών φάσεων.

Η σχέση μεταξύ τών φάσεων αναφέρεται στή διαφορά τών φάσεων μεταξύ τών ρευμάτων έξόδου και είσόδου ή μεταξύ τών τάσεων έξόδου και είσόδου του

ένισχυτη. Ύπενθυμίζεται 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 ήμιτονοειδών μεγεθών είναι 180° , τότε ο λόγος τους είναι άρνητικός αριθμός.

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

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

Ανατρέχουμε τώρα στις τιμές των υβριδικών παραμέτρων, που δίνονται στον Πίνακα 1.1.1 του Παραρτήματος (2). Από τον πίνακα αυτό, μπορούμε να διαπιστώσουμε ότι **δλες οι υβριδικές παράμετροι- h έχουν θετική τιμή, εκτός του h_f για τις 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) **άρνητική**.

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° .**

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

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

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 άπολαβή A_U είναι άρνητική.

Αυτό σημαίνει ότι στη συνδεσμολογία (CE), **δταν η τάση εξόδου του ένισχυτη καθίσταται μέγιστη, την ίδια χρονική στιγμή η τάση εισόδου γίνεται ελάχιστη και αντίστροφως. Δηλαδή οι δύο αυτές τάσεις παρουσιάζουν διαφορά φάσεως 180° .**

Στις συνδεσμολογίες όμως (CB) και (CC) η άπολαβή 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 το κύκλωμα του ένισχυτη του σχήματος 1.5γ και ζητούμε τα έξις μεγέθη:

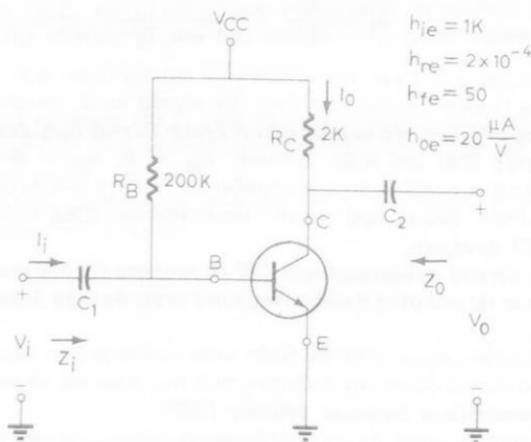
α) Την άπολαβή ρεύματος $A_I = \frac{I_o}{I_i}$.

β) Τήν άπολαβή τάσεως $A_u = \frac{V_o}{V_i}$.

γ) Τή σύνθετη αντίσταση είσοδου Z_i .

δ) Τή σύνθετη αντίσταση έξοδου Z_o .

ε) Τήν άπολαβή ισχύος A_p .



Σχ. 1.5γ.

Κύκλωμα ένισχυτή του παραδείγματος β.

Λύση.

Γιά νά ύπολογίσαμε τά ζητούμενα μεγέθη, άντικαθιστούμε τίς πηγές συνεχούς (dc) καί τούς πυκνωτές μέ βραχυκυκλώματα, καθώς καί τό τρανζίστορ μέ τό ύβριδικό ίσοδύναμο κύκλωμά του. Τό ίσοδύναμο αυτό κύκλωμα του ένισχυτή φαίνεται στό σχήμα 1.5δ.

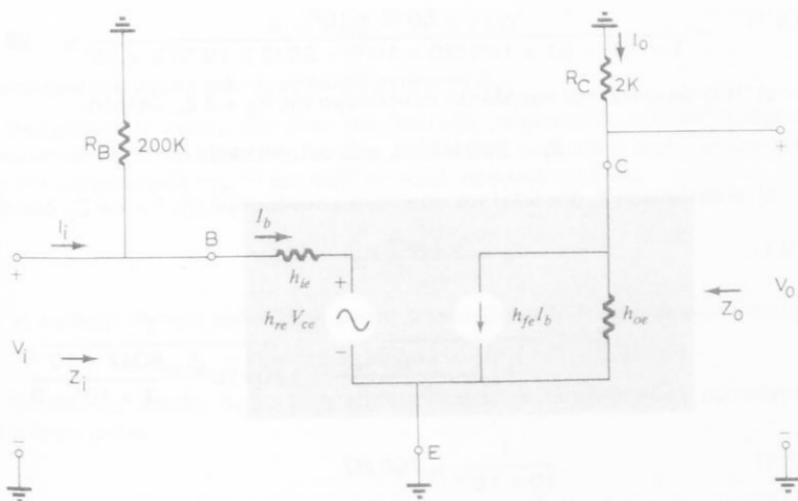
Γιά νά φανεί καλύτερα ή αντίστοιχία τών διαφόρων μεγεθών στό κύκλωμα του ένισχυτή, ξανασχεδιάζομε λίγο τροποποιημένο τό παραπάνω ίσοδύναμο κύκλωμα.

Τό νέο αυτό ύβριδικό κύκλωμα φαίνεται στό σχήμα 1.5ε, στό όποιο θά εφαρμόσαμε τίς προηγούμενες σχέσεις, γιά νά ύπολογίσαμε τά ζητούμενα μεγέθη.

α) Γιά νά ύπολογίσαμε τήν άπολαβή ρεύματος A_{I_1} , πρέπει πρώτα νά ύπολογίσαμε τήν Z_i :

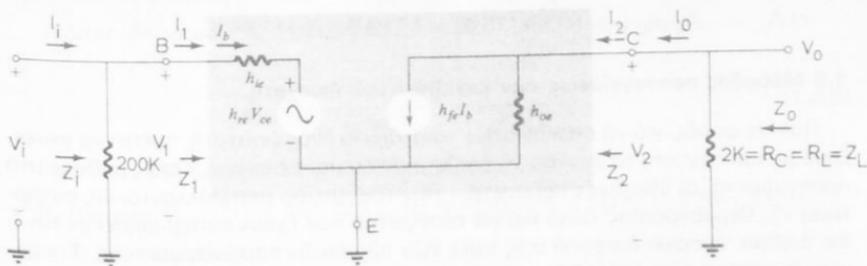
$$Z_i = h_{ie} - \frac{h_{fe} h_{re} Z_L}{1 + h_{0e} Z_L}$$

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



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 $200 \text{ k}\Omega \gg 0,981 \text{ k}\Omega$, έπεται ότι η R_B δέν διαρρέεται ουσιαστικά από ρεύμα, δηλαδή $I_i = I_1$, άπότε:

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{I_o}{I_1} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{h_{fe}}{1 + h_{oe} Z_L}$$

$$= \frac{50}{1 + (20 \times 10^{-6})(2 \times 10^3)} \approx 48,1$$

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

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

γ) Ἡ Z_1 ἀποτελεῖ τὸν παράλληλο συνδυασμὸ τῆς R_B καὶ Z_1 , δηλαδή:

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

δ) Ἡ ἀντίσταση Z_0 ἀποτελεῖ τὸν παράλληλο συνδυασμὸ τῆς R_C καὶ Z_2 , δηλαδή:

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

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

Συνεπῶς:

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

$$\text{c) } A_v = -A_u A_l = -(-98)(48,1) = 4713,8$$

1.6 Μέθοδος προσεγγίσεως τῶν μεγεθῶν τοῦ ἐνισχυτῆ.

Πολλές φορές, γιὰ νὰ ὑπολογίσουμε τὰ στοιχεῖα ἑνὸς ἐνισχυτῆ, πρέπει νὰ γνωρίζουμε μὲ προσέγγιση τὰ μεγέθη τὰ ὁποῖα σχετίζονται μὲ αὐτόν. Ὅπως μάθαμε στὰ προηγούμενα, οἱ ὑβριδικές παράμετροι τῶν τρανζίστορ μεταβάλλονται ὡς συνάρτηση τῆς θερμοκρασίας· ἀλλὰ καὶ γιὰ τρανζίστορ πού ἔχουν καταχωρηθεῖ μὲ τὸν ἴδιο ἀριθμὸ, ὑπάρχει διαφορά στὶς τιμές τῶν ὑβριδικῶν παραμέτρων τους. Ἐπομένως, ἡ εὕρεση τῶν ἀπολαβῶν καὶ τῶν ἀντιστάσεων εἰσόδου καὶ ἐξόδου ἑνὸς ἐνισχυτῆ μὲ μεγάλη ἀκρίβεια, δέν ἔχει οὐσιαστικά ἰδιαίτερη ἀξία. Ἐτσι, καταφεύγουμε συνήθως στὴν εὕρεση τῶν προσεγγιστικῶν τιμῶν τῶν παραπάνω μεγεθῶν, οἱ ὁποῖες ἄλλωστε μᾶς ἐνδιαφέρουν γιὰ ὅλες σχεδὸν τίς πρακτικές ἐφαρμογές.

Οἱ προσεγγιστικές σχέσεις βρίσκονται, ἀφοῦ λάβουμε ὑπόψη τὴν τάξη μεγέθους τῶν τιμῶν τῶν ὑβριδικῶν παραμέτρων. Αὐτές παρέχονται στὸ Παράρτημα, ἀλλὰ γιὰ εὐκολία τίς ξαναγράφομε γιὰ τὴ συνδεσμολογία (CE).

$$h_{fe} = 50$$

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

$$h_{re} = 2,5 \times 10^{-4}$$

$$h_{oe} = 25 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}} \quad (1.6.1)$$

Στὴν ἀνάλυση πού ἀκολουθεῖ, ὑποθέτουμε δύο τυπικές τιμές γιὰ τὴν ἐσωτερικὴ σύνθετη ἀντίσταση R_s τῆς πηγῆς καὶ γιὰ τὴν ὠμικὴ ἀντίσταση 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 άπολαβή ρεύματος A_I .

Θεωρούμε τη σχέση που δίνει την άπολαβή 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 άπολαβή 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:

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

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

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

Συνεπώς, η άπολαβή ρεύματος A_I του ενισχυτή είναι, με προσέγγιση, ίση με την υβριδική παράμετρο h_{fe} του τρανζίστορ, δηλαδή με τό β του τρανζίστορ.

Προσεγγιστική σχέση για την άπολαβή τάσεως A_U .

Η άπολαβή 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:

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

καί του παρονομαστή:

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

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

$$A_U \approx \frac{-h_{fe} Z_L}{h_{ie}} \quad (1.6.6)$$

Συνεπώς, η άπολαβή τάσεως A_U του ενισχυτή είναι, με προσέγγιση, ίση με τό γινόμενο του β του τρανζίστορ επί την αντίσταση του φορτίου διά της σύνθετης αντίστασεως εισόδου του τρανζίστορ.

Προσεγγιστική σχέση για τη σύνθετη αντίσταση εισόδου Z_I .

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

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

Βρίσκομε τήν αριθμητική τιμή τοῦ ἀριθμητῆ τοῦ κλάσματος:

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

καί τοῦ παρονομαστῆ:

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

Συνεπῶς, ἡ (1.6.7) γράφεται:

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

Δηλαδή:

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

Ἐπομένως ἡ σύνθετη ἀντίσταση Z_1 τοῦ ἐνισχυτῆ εἶναι, μέ προσέγγιση, ἴση μέ τήν ὑβριδική παράμετρο h_{ie} τοῦ τρανζίστορ, δηλαδή μέ τή σύνθετη ἀντίσταση εἰσόδου του.

Προσεγγιστική σχέση για τή σύνθετη ἀντίσταση ἐξόδου Z_2 .

Ἡ σύνθετη ἀντίσταση ἐξόδου Z_2 τοῦ ἐνισχυτῆ δίνεται χωρίς προσέγγιση ἀπό τή 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 τήν αριθμητική τιμή τοῦ παρονομαστῆ τοῦ κλάσματος:

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

Ἀπό τίς τιμές αὐτές, συμπεραίνομε ὅτι ἡ τάξη μεγέθους τῶν ὄρων $h_{oe} (h_{ie} + R_s)$ καί $h_{fe} h_{re}$ εἶναι ἡ ἴδια καί γι' αὐτό δέν μπορούμε νά θεωρήσομε τόν ἕνα ὄρο ἀμελητέο ἔναντι τοῦ ἄλλου. Συνεπῶς, δέν ὑπάρχει ἰκανοποιητική προσεγγιστική σχέση, ἡ ὁποία νά ἰσχύει γιά τήν ἀντίσταση Z_2 . Πολλές ὁμως φορές, ὡς μέτρο συγκρίσεως τῆς Z_2 χρησιμοποιεῖται ἡ ἀνίσωση:

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

Ἐπομένως ἡ σύνθετη ἀντίσταση ἐξόδου Z_2 τοῦ ἐνισχυτῆ εἶναι πάντοτε μεγαλύτερη τῆς σύνθετης ἀντιστάσεως τοῦ τρανζίστορ.

Προσεγγιστική σχέση για την άπολαβή ισχύος A_p .

Η άποβολή ισχύος A_p του ενισχυτή δίνεται από τη σχέση (1.5.27), όπου όμως οι σύνθετες αντίστασεις φορτίου Z_L και εισόδου Z_1 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 λάβουμε τώρα υπόψη τις σχέσεις (1.6.4) και (1.6.8), ή (1.6.10) γράφεται:

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

Συνεπώς, η άπολαβή ισχύος A_p είναι, με προσέγγιση, ανάλογη του β^2 του τρανζίστορ και της ωμικής αντίστασης φορτίου R_L και αντιστρόφως ανάλογη της ωμικής αντίστασης εισόδου h_{ie} του τρανζίστορ.

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

ΠΙΝΑΚΑΣ 1.6.1.

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

Μέγεθος	Άκριβής σχέση για (CB), (CE), (CC)	Προσεγγιστική για (CE)
A_i	$\frac{h_f}{1 + h_o Z_L}$	h_{fe}
A_u	$\frac{-h_f Z_L}{h_i + (h_i h_o - h_f h_r) Z_L}$	$\frac{-h_{fe} Z_L}{h_{ie}}$
Z_1	$h_i - \frac{h_f h_r Z_L}{1 + h_o Z_L}$	h_{ie}
Z_2	$h_o - \frac{1}{\frac{h_f h_r}{h_i + R_s}}$	$> \frac{1}{h_{oe}}$
A_p	$\frac{A_i^2 R_L}{R_i}$	$\frac{h_{fe}^2 R_L}{h_{ie}}$

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

ΠΙΝΑΚΑΣ 1.6.2.

Άκριβείς και προσεγγιστικές τιμές των μεγεθών ενός ένισχυτη σε συνδεσμολογία (CE)

Μέγεθος	Άκριβής τιμή	Προσεγγιστική τιμή
A_1	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_1 του ένισχυτη είναι περίπου 50 για τη συνδεσμολογία (CE). Αν δηλαδή στην είσοδο του ένισχυτη έχομε ένα ρεύμα ένεργου τιμής, π.χ. 1 mA, τότε στην έξοδο θα λάβομε ένα ρεύμα ένεργου τιμής 50 mA.

Σέ ανάλογο συμπέρασμα καταλήγομε καί για τήν απολαβή τάσεως $A_u \approx -100$. Ύπενθυμίζεται, ότι τό άρνητικό πρόσημο όφείλεται στό ότι οι τάσεις έξόδου καί είσόδου παρουσιάζουν διαφορά φάσεως 180°. Δηλαδή στή συνδεσμολογία (CE) ή τάση έξόδου είναι άντεστραμμένη ώς πρός τήν τάση είσόδου ή άντιστροφή.

Η άντίσταση είσόδου $Z_1 \approx 1$ kΩ είναι πολύ μικρή συγκριτικά μέ τήν άντίσταση έξόδου $Z_2 \approx 50$ kΩ. Έτσι, σέ ένα ένισχυτη σέ συνδεσμολογία (CE), ό λόγος τών άντιστάσεων έξόδου πρός είσόδου ίσοῦται περίπου μέ τό λόγο τών ρευμάτων έξόδου πρός είσόδου, δηλαδή μέ τήν απολαβή ρεύματος A_1 του ένισχυτη. Αυτό ίσχύει μέ καλή προσέγγιση, άν ή $Z_1 \lesssim 10$ kΩ.

Η απολαβή ισχύος A_p είναι αρκετά μεγάλη, δεδομένου ότι από τή σχέση (1.6.10) ή A_p είναι ανάλογη του A_1^2 καί $A_1 \gg 1$. Η απολαβή A_p εξαρτάται επίσης από τήν τιμή τών ωμικών άντιστάσεων φορτίου R_L καί είσόδου R_1 του ένισχυτη. Έτσι, ένας ένισχυτης σέ συνδεσμολογία (CE) άποδίδει στήν έξοδο του αρκετά μεγαλύτερη έναλλασσόμενη ισχύ (ένεργός τιμή) από ό,τι του παρέχει τό έναλλασσόμενο σήμα στήν είσοδό του ($A_p \approx 5000$). Έξυπακούεται, ότι ή επί πλέον αύτη ισχύς (έξόδου μείον είσόδου) προσφέρεται στόν ένισχυτη από τίσ πηγές συνεχούς, οι όποιες έπιφέρουν καί τήν κατάλληλη πόλωση.

Συμπεράσματα από τον Πίνακα 1.6.1.

Από τίσ προσεγγιστικές σχέσεις τής συνδεσμολογίας (CE), πού δίνονται στήν τρίτη στήλη του Πίνακα 1.6.1, παρατηρούμε ότι άπουσιάζει ή ύβριδική παράμετρος h_{re} . Αυτό όφείλεται στή όμοη τών εξισώσεων τής δεύτερης στήλης στίς όποιες ύπαισέρχεται ή παράμετρος αυτή, καθώς καί στήν τάση μεγέθους τής h_{re} . Έτσι, είδικά για τή συνδεσμολογία (CE), άπαιτούνται τρείς μόνο ύβριδικές παράμετροι για νά ύπολογίσομε μέ προσέγγιση τά βασικά μεγέθη πού σχετίζονται μέ ένα

ένισχυτή, εκτός βέβαια των αντίστάσεων φορτίου Z_L και της πηγής του σήματος R_S .

Γενικά όμως, όπως δείχνει η μεσαία στήλη του Πίνακα 1.6.2, τα βασικά μεγέθη του ένισχυτή 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 ένισχυτή 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 ένισχυτή και στις τρεις συνδεσμολογίες, όταν οι Z_L και R_S λαμβάνουν άκραίες τιμές. Άκραίες 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 Ω και θά τείνει στο άπειρο ($R \rightarrow \infty$), αν η τιμή της είναι μεγαλύτερη από 1 M Ω .

Ο Πίνακας 1.6.3 παρέχει με προσέγγιση τις τιμές των βασικών μεγεθών του ένισχυτή στις άκραίες περιπτώσεις των Z_L και R_S .

ΠΙΝΑΚΑΣ 1.6.3.

Προσεγγιστικές τιμές των βασικών μεγεθών του ένισχυτή στις περιπτώσεις άκραιων 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 Ω	2,04 M Ω	600 Ω
Z_2 ($R_S \rightarrow 0$)	$\frac{h_i}{\Delta}$	73,3 k Ω	21,6 Ω	73,5 k Ω
Z_2 ($R_S \rightarrow \infty$)	$\frac{1}{h_0}$	40 k Ω	40 k Ω	2,04 M Ω
Δ	$h_i h_0 - h_r h_f$	15×10^3	51	$2,94 \times 10^{-4}$

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

αὐτῶν. Ἡ ἀπολαβὴ ρεύματος A_1 , τῆς ὁποίας τὴν ἔκφραση δίνει ὁ Πίνακας 1.6.1, τείνει νὰ γίνῃ μηδέν ἂν ἡ Z_L ὑπερβεῖ μία ὀρισμένη τιμὴ. Δηλαδή $A_{1\min} \rightarrow 0$, ἂν $Z_L > 10 \text{ k}\Omega$.

Συμπεράσματα ἀπὸ τὸν Πίνακα 1.6.3.

Ἀπὸ τὶς τιμὲς ποὺ παρέχει ὁ πίνακας αὐτός, οἱ ὁποῖες ἀναφέρονται στὶς μέγιστες καὶ ἐλάχιστες τιμὲς τῶν Z_L καὶ R_S , ἐξάγομε ὀρισμένα χρήσιμα συμπεράσματα, συγκρίνοντας τὶς σειρὲς ἢ τὶς στήλες τοῦ πίνακα.

Ἀπὸ τὴ σύγκριση τῶν σειρῶν ἐξάγομε:

1) Ἡ μέγιστη ἀπολαβὴ ρεύματος $A_{1\max}$ στὶς συνδεσμολογίες (CE) καὶ (CC) εἶναι ἀρκετὰ ἱκανοποιητικὴ καὶ ἔχει τὴν ἴδια περίπου τιμὴ. Συνεπῶς, στὶς συνδεσμολογίες αὐτὲς ἐπιτυγχάνομε ἐνίσχυση κατὰ 50 περίπου φορές τοῦ ἐναλλασσόμενου ρεύματος εἰσόδου. Ἐπειδὴ ἡ ἀπολαβὴ ρεύματος στὴ συνδεσμολογία (CB) εἶναι λίγο μικρότερη τῆς μονάδας, ἔπεται ὅτι τὰ ἐναλλασσόμενα ρεύματα εἰσόδου καὶ ἐξόδου εἶναι περίπου ἴσα. Ἔτσι, στὴ συνδεσμολογία αὐτὴ δέν ἐπιτυγχάνομε ἐνίσχυση τοῦ ρεύματος εἰσόδου. Τὰ ἀρνητικὰ πρόσημα στὶς (CC) καὶ (CB) δηλώνουν ὅτι τὰ ρεύματα ἐξόδου καὶ εἰσόδου κάθε μιᾶς παρουσιάζουν διαφορά φάσεως 180° .

Οἱ μέγιστες αὐτὲς ἀπολαβὲς ρεύματος ἐπιτυγχάνονται γιὰ μικρὴ ἀντίσταση φορτίου Z_L μέχρι $10 \text{ k}\Omega$ καὶ πολὺ μεγάλη R_S . Ἐχει βρεθεῖ ὅτι, γιὰ $Z_L > 10 \text{ k}\Omega$, οἱ ἀπολαβὲς ρεύματος καὶ στὶς τρεῖς συνδεσμολογίες τείνουν γρήγορα στοῦ μηδέν περίπου.

2) Οἱ μέγιστες ἀπολαβὲς τάσεως $A_{U\max}$ στὶς συνδεσμολογίες (CE) καὶ (CB) εἶναι ἀρκετὰ μεγάλες καὶ ἴσες μεταξύ τους.

Ἡ ἐνισχυτὴς σὲ συνδεσμολογία (CC) δέν ἐπιφέρει ἐνίσχυση τάσεως. Οἱ μέγιστες αὐτὲς ἀπολαβὲς τάσεως ἐπιτυγχάνονται γιὰ πολὺ μεγάλη Z_L καὶ πολὺ μικρὴ R_S . Τὸ ἀρνητικὸ πρόσημο τῆς ἀπολαβῆς τάσεως στὴ (CE) ἔχει τὴν ἔννοια ποὺ μόλις ἀναφέραμε.

3) Οἱ ἀντιστάσεις εἰσόδου Z_1 τοῦ ἐνισχυτῆ εἶναι ἴσες στὶς (CE) καὶ (CB), ὅταν ἡ Z_L εἶναι πολὺ μεγάλη. Ἀπὸ τοὺς Πίνακες ὁμως 1.6.1, 1.6.2 καὶ τὶς τιμὲς τῶν παραμέτρων στοῦ Παράρτημα, συνάγεται ὅτι μὲ τὴν αὐξησὴ τῆς Z_L , ἡ Z_1 στὴν (CE) ἐλαττώνεται ἀπὸ τὰ 1000 στὰ 600Ω . Τὸ ἀντίστροφο συμβαίνει γιὰ τὴν Z_1 στὴ (CB), ἡ ὁποία αὐξάνει ἀπὸ τὰ $21,6$ στὰ 600Ω . Ἡ ἀντίσταση εἰσόδου Z_1 στὶς (CE) καὶ (CB) εἶναι πολὺ μικρὴ συγκριτικὰ μὲ τὴν Z_1 στὴ (CC), **μόνο ὅταν $Z_L \rightarrow \infty$** .

Ἡ Z_1 στὴ (CC) αὐξάνει ἀπὸ $1 \text{ k}\Omega$ περίπου στὰ $2,04 \text{ M}\Omega$ περίπου, ὅταν ἡ Z_L αὐξάνει ἀπὸ μερικὰ Ω μέχρι ἄπειρο (στὴν πράξη μερικὰ $\text{M}\Omega$).

Δηλαδή συγκριτικὰ μὲ τὶς ἄλλες δύο συνδεσμολογίες, στὴ (CC) ἡ Z_1 , μὲ τὴ μεταβολὴ τῆς Z_L , ὑφίσταται ραγδαία μεταβολή.

4) Ἡ ἀντίσταση ἐξόδου Z_2 τοῦ ἐνισχυτῆ στὶς (CE) καὶ (CB) καθίσταται μέγιστη, ὅταν $R_S \rightarrow 0$ καὶ μάλιστα ἔχει τὴν ἴδια περίπου τιμὴ στὶς συνδεσμολογίες αὐτὲς.

Ὅταν ἡ R_S ἐλαττώνεται ἀπὸ τὸ ἄπειρο στοῦ μηδέν, τότε ἡ Z_2 στὴ (CE) αὐξάνει ἀπὸ τὰ 40 στὰ $73,3 \text{ k}\Omega$. Γιὰ τὴν ἴδια μεταβολὴ τῆς R_S ἡ Z_2 στὴ (CB) ἐλαττώνεται ἀπὸ τὰ $2,04 \text{ M}\Omega$ στὰ $73,5 \text{ k}\Omega$. Ἡ Z_2 στὴ (CC) ἐλαττώνεται ἀπὸ τὰ $40 \text{ k}\Omega$ στὰ $21,6 \Omega$, ὅταν ἡ R_S ἐλαττώνεται ἀπὸ τὸ ἄπειρο (μερικὰ $\text{M}\Omega$) στοῦ μηδέν (μερικὰ Ω).

Σημείωση.

Ἡ ἀπολαβὴ ἰσχύος A_p , δέν ἔχει καταχωρηθεῖ στὸν Πίνακα 1.6.3, ἐφόσον, γιὰ νὰ ὑπολογισθεῖ ἡ

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 εξαγάμε:

1) Στη συνδεσμολογία (CE) οι άπολαβές ρεύματος και τάσεως είναι μεγάλες. Η αντίσταση εισόδου Z_1 έχει μία μέση τιμή, ενώ η αντίσταση εξόδου Z_2 έχει μία μέση ύψηλή τιμή.

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

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

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

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

Η τιμή της αντιστάσεως εξόδου Z_2 κυμαίνεται από μέσες ύψηλές τιμές ως πολύ ύψηλές. Γενικά όμως η τιμή της Z_2 είναι ύψηλή.

Από την ανάλυση που προηγήθηκε, βρήκαμε ουσιαστικά τό εύρος διακυμάνσεως των άπολαβών 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 τό μέγεθος που κυρίως μιάς ενδιαφέρει, θα πρέπει να προβούμε στην κατάλληλη επιλογή των Z_L και R_S . Πολλές φορές όμως, για όρισμένους λόγους, π.χ. για να μην έχουμε παραμορφωμένο σήμα στην έξοδο, επιλέγομε τις Z_L και R_S , ώστε να είναι μερικά kΩ. Έτσι, με $Z_L = 3 \text{ k}\Omega$ και $R_S = 3 \text{ k}\Omega$, μπορούμε για ένα τυπικό τρανζίστορ να υπολογίσομε τά βασικά μεγέθη ενός ενισχυτή και στίς τρείς συνδεσμολογίες. Οι προσεγγιστικές αυτές τιμές φαίνονται στον Πίνακα 1.6.4.

ΠΙΝΑΚΑΣ 1.6.4.

Προσεγγιστικές τιμές των βασικών μεγεθών ενός τυπικού ενισχυτή και στίς τρείς συνδεσμολογίες

Μέγεθος	CE	CC	CB
A_v	46,5 (ύψηλή)	-47,5 (ύψηλή)	-0,98 (χαμηλή)
A_v	-131 (ύψηλή)	0,99 (χαμηλή)	131 (ύψηλή)
Z_1 ($Z_L = 3 \text{ k}\Omega$)	1,065 kΩ μέση	144 kΩ (ύψηλή)	22,5 Ω (χαμηλή)
Z_2 ($R_S = 3 \text{ k}\Omega$)	45,5 kΩ (μέση ύψηλή)	80,5 Ω (χαμηλή)	1,72 MΩ (ύψηλή)

Γενικά συμπεράσματα.

α) Ύψηλή άπολαβή ρεύματος και συγχρόνως τάσεως, συνεπώς και ισχύος, επι-

τυγχάνομε μόνο μέ- τόν ένισχυτή σέ συνδεσμολογία (CE).

β) Ύψηλή άπολαβή ρεύματος, αλλά χαμηλή τάσεως, έπιτυγχάνομε στή συνδεσμολογία (CC). Στή συνδεσμολογία αυτή, ή άπολαβή ισχύος είναι σχεδόν ίκανοποιητική.

γ) Χαμηλή άπολαβή ρεύματος, αλλά ύψηλή τάσεως, έπιτυγχάνομε στή συνδεσμολογία (CB). Στή συνδεσμολογία αυτή, ή άπολαβή ισχύος είναι σχεδόν ίκανοποιητική.

δ) Έπομένως, μόνο στή συνδεσμολογία (CE) ένας ένισχυτής έπιτελεί ούσιαστικά τό κυρίως ένισχυτικό έργο του. Για τό λόγο αυτό, οι ένισχυτές στή συνδεσμολογία αυτή βρίσκουν καί έκτεταμένες έφαρμογές.

ε) Οι άλλες δύο συνδεσμολογίες καί κυρίως ή (CB), χρησιμοποιούνται για νά κάνουν **προσαρμογή**. Όπως γνωρίζομε, **για νά πετύχομε τή μέγιστη μεταφορά ένέργειας ή (ισχύος) από μία βαθμίδα στήν άλλη, θά πρέπει ή αντίσταση έξόδου τής πρώτης νά είναι ίση μέ τήν αντίσταση εισόδου τής δεύτερης**. Αν όμως ή αντίσταση έξόδου τής πρώτης είναι χαμηλή καί ή αντίσταση εισόδου τής δεύτερης ύψηλή, τότε, για νά έπιτευχθεί καλή προσαρμογή τών δύο αυτών βαθμίδων, μπορεί νά χρησιμοποιηθεί στό ένδιάμεσο ένας ένισχυτής σέ συνδεσμολογία (CB), ό όποιος θά κάνει καί τήν άπαιτούμενη προσαρμογή τών αντίστάσεων.

1.7 Μονάδες μετρήσεως τών άπολαβών — decibels.

Οι άπολαβές ρεύματος, τάσεως καί ισχύος, έπειδή έκφράζονται ως πηλίκο όμοειδών μεγεθών, είναι αδιάστατα μεγέθη. Συνεπώς, ή αριθμητική τους τιμή είναι ένας (καθαρός) άριθμός.

Ό άριθμός όμως αυτός ένδέχεται νά είναι αρκετά μεγάλος, π.χ. μεγαλύτερος του 1000, κυρίως για τήν άπολαβή ισχύος. Έτσι, για εύκολία, μπορούμε μέ τή χρήση μιās λογαριθμικής σχέσεως, νά άντιστοιχίσομε σέ αυτόν κάποιοι άλλο μικρότερό του.

Όρίζομε λοιπόν ως bel τό δεκαδικό λογάριθμο του λόγου τών ισχύων έξόδου P_2 πρός εισόδου P_1 ενός ένισχυτή. Δηλαδή:

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

Έπειδή όμως τό bel είναι μικρή μονάδα, χρησιμοποιούμε τό decibel (dB), τό όποιο όρίζεται από τήν παρακάτω σχέση:

Άριθμός τών dB = 10 φορές επί τόν άριθμό τών bel

Συνεπώς:

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

Έτσι, αν ή άπολαβή ισχύος ενός ένισχυτή είναι $A_p = 1000 = 10^3$, τότε ό άριθμός τών dB πού άντιστοιχεί στήν άπολαβή 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. Ός τέτοια τιμή λαμβάνεται η ισχύς $P_1 = 1 \text{ mW}$, δηλαδή θεωρούμε ως βάση αναφοράς των ισχύων έξοδου την ισχύ εισόδου $P_1 = 1 \text{ mW}$.

Αν λοιπόν ως στάθμη αναφοράς ληφθεί τό 1 mW , τότε η νέα μονάδα συμβολίζεται ως dBm. Δηλαδή:

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

Γιά νά έκφράσομε τίς άπολαβές τάσεως καί ρεύματος σέ dB, θεωρούμε ότι η ισχύς έξοδου P_L λαμβάνεται στά άκρα τής σύνθετης αντίστασης φορτίου Z_L , ενώ η ισχύς εισόδου P_i εισάγεται στή σύνθετη αντίσταση εισόδου Z_i τού ένισχυτή. Όπως είναι γνωστό, ισχύει: $Z_L = |Z_L| \text{ συν}\theta_L$, $Z_i = |Z_i| \text{ συν}\theta_i$ καί

$$P_L = \frac{V_L^2}{|Z_L| \text{ συν}\theta_L}, \quad P_i = \frac{V_i^2}{|Z_i| \text{ συν}\theta_i}$$

όπου θ_L η διαφορά φάσεως τής τάσεως καί ρεύματος τής Z_L .

Ανάλογη έννοια έχει καί η θ_i , V_i καί V_L οί τάσεις εισόδου καί έξοδου.

Επομένως, η (1.7.2) δίνει:

$$A_p \text{ (dB)} = 20 \log \frac{V_L}{V_i} + 10 \log \frac{Z_i}{Z_L} + 10 \log \frac{\text{συν}\theta_i}{\text{συν}\theta_L} \quad (1.7.4)$$

Αν περιορισθοῦμε σέ ώμικά μεγέθη, τότε ο τελευταίος προσθετός δίνει μηδέν, επειδή $\text{συν}\theta_i = \text{συν}\theta_L$ καί έτσι $\log 1 = 0$.

Υποθέτομε επίσης ότι $Z_i = Z_L$, όποτε καί ο δεύτερος προσθετός μηδενίζεται. Συνεπώς, μέ τίς προϋποθέσεις αυτές:

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

Μέ ανάλογη σκέψη, αν θεωρήσομε ότι $P_2 = I_2^2 R_o$ καί $P_1 = I_1^2 R_o$, 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 οί σχέσεις (1.7.5) καί (1.7.6) ισχύουν μόνο εφόσον αναφερόμαστε σέ ίσες ώμικές αντίστασεις εισόδου καί έξοδου (ή φορτίου).

Παρατήρηση.

Πολλές φορές στήν πράξη, όταν έχομε μία άπολαβή τάσεως ή ρεύματος, μπορούμε νά άγνοήσομε τίς παραπάνω προϋποθέσεις καί, εφαρμόζοντας τίς σχέσεις (1.7.5) καί (1.7.6), νά βροῦμε τίς άπολαβές αυτές σέ dB. Στήν περίπτωση αυτή, έξυπακούεται ότι δέν αναφερόμαστε σέ ίσες ώμικές αντίστασεις εισόδου καί έξοδου τού ένισχυτή.

Παράδειγμα 7.

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

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

Λύση.

α) Εφαρμόζουμε τη σχέση (1.7.2), οπότε:

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

ή

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

β) Εφαρμόζουμε τη σχέση (1.7.5), οπότε:

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

ή

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

Συνεπώς:

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

Άρα:

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

Ερωτήσεις.

1. Ποιές εξισώσεις ορίζουν τις υβριδικές παραμέτρους-η γενικά (καί για τις τρεις συνδεσμολογίες);
2. Ποιά ή φυσική σημασία των παραμέτρων h_{ie} , h_{ib} , και h_{ic} ;
3. Τι εκφράζει το αντίστροφο της παραμέτρου h_o γενικά;
4. Τι έννοια με τον όρο «πώλωση»;
5. Να σχεδιάσετε ένα κύκλωμα πλώσεως για κάθε συνδεσμολογία.
6. Να σχεδιάσετε ένα κύκλωμα πλώσεως ανεξάρτητο του β του τρανζίστορ.
7. Ποιά μεγέθη πρέπει να περιλαμβάνει το υβριδικό Ισοδύναμο κύκλωμα εισόδου ενός ενισχυτή και ποιά τό εξόδου;
8. Να υποθέσετε ότι δίνονται οι τιμές (σχέση 1.6.1) και από αυτές να υπολογίσετε τις υβριδικές παραμέτρους για τις συνδεσμολογίες (CB) και (CC).
9. 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 τά μεγέθη A_v , A_o , Z_i , Z_o και A_{v_o} 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 έξαγете;
11. Να εξηγήσετε τη λογική με την οποία διαπιστώνεται ή ύπαρξη διαφοράς φάσεως 180° στα ρεύματα εξόδου και εισόδου (ή τάσεις) ενός ενισχυτή σε κάθε συνδεσμολογία.
12. Πώς ορίζονται τα dB που αφορούν την άπολαβή ισχύος ενός ενισχυτή;
13. Πώς ορίζονται τα dB που αφορούν τις άπολαβές τάσεως ή ρεύματος ενός ενισχυτή, αν αναφερόμαστε σε ωμικές αντίστασεις εισόδου και εξόδου;
14. Να θεωρήσετε ως γνωστά, όσα μεγέθη σας χρειάζονται και να χαράξετε μία ευθεία φόρτω πάνω στις χαρακτηριστικές συλλέκτη ενός τυπικού τρανζίστορ.
15. Μέ βάση την προηγούμενη ερώτηση, να προσδιορίσετε το κατάλληλο σημείο ήρεμίας Q για τη σωστή λειτουργία του τρανζίστορ.
16. Να εξηγήσετε τον τρόπο, με τον οποίο η θέση του σημείου ήρεμίας Q σχετίζεται με την παραμόρφωση.
17. Να υπολογίσετε τα απαραίτητα στοιχεία ενός ενισχυτή σε συνδεσμολογία (CE), ο οποίος να έχει άπολαβή ρεύματος 46 και άπολαβή τάσεως -130 .

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΔΕΥΤΕΡΟ

ΣΥΝΤΟΝΙΖΟΜΕΝΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ

Οι συντονιζόμενοι ενισχυτές βρίσκουν εφαρμογές στις περιπτώσεις που θέλουμε να ενισχύσουμε ένα σήμα ορισμένης συχνότητας ή μία περιοχή συχνοτήτων. Συντονιζόμενους ενισχυτές βρίσκουμε στα κυκλώματα του ραδιοφώνου και της τηλεοράσεως. Οι συντονιζόμενοι ενισχυτές λέγονται και ενισχυτές *επιλεγόμενης περιοχής συχνοτήτων*.

Στήν 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 ή απολαβή να είναι μεγάλη, ενώ για κάθε άλλη περιοχή θεωρητικά πρέπει να είναι μηδέν. Στήν 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 ή 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 *εύρος 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:

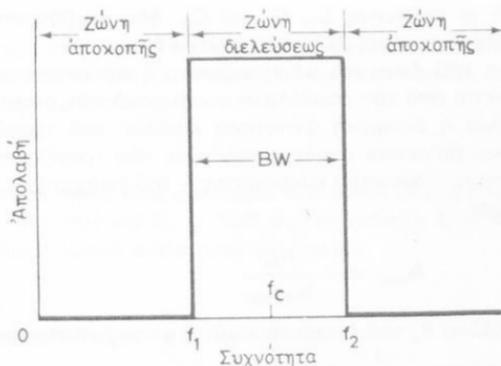
$$f_c = \frac{f_2 + f_1}{2}$$

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

2.1 Άπλά συντονιζόμενοι ενισχυτές.

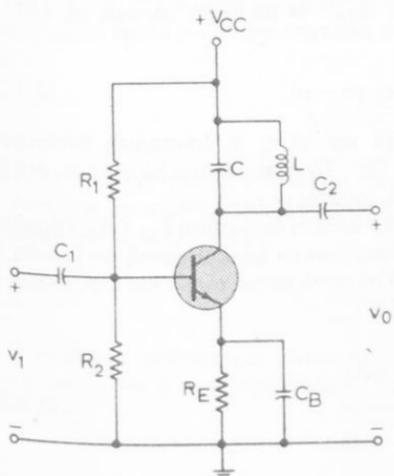
Στο σχήμα 2.1α φαίνεται η απολαβή ενός ιδανικά συντονιζόμενου ενισχυτή ως συνάρτηση της συχνότητας. *Η γραφική αυτή παράσταση λέγεται καμπύλη απόκρισεως συχνοτήτων*.

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.*



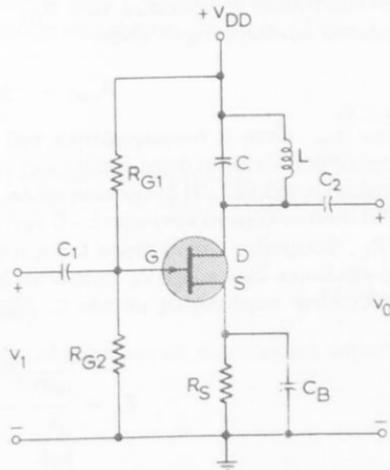
Σχ. 2.1α.

Ἡ ἀπολαβὴ ἐνὸς ἰδανικά συντονιζόμενου ἐνισχυτῆ ὡς συνάρτηση τῆς συχνότητας.



Σχ. 2.1β.

Ἄπλά συντονιζόμενος ἐνισχυτὴς μὲ τρανζίστορ.



Σχ. 2.1γ.

Ἄπλά συντονιζόμενος ἐνισχυτὴς μὲ FET.

Οἱ τρεῖς ἀντιστάσεις καὶ στὰ δύο κυκλώματα ἔχουν σκοπὸ νὰ δημιουργοῦν τὴν κατάλληλη πόλωση.

Οἱ πυκνωτὲς C_1 καὶ C_2 ἔχουν ὡς σκοπὸ νὰ ἀπομονώσουν τὸ συνεχές (dc) ἀπὸ τὴν πηγὴ καὶ τὸ φορτίο ἀντίστοιχα. Ὁ πυκνωτὴς C_B ὀνομάζεται **πυκνωτὴς διελεύσεως** καὶ ἔχει ὡς σκοπὸ νὰ βραχυκυκλώνει τὴν R_E στὶς συχνότητες τοῦ σήματος. Γιὰ τὸ λόγο αὐτὸ ὁ πυκνωτὴς C_B ἔχει μεγάλη τιμὴ.

Ὅλοι οἱ πυκνωτὲς καὶ στὰ δύο κυκλώματα, ἐκτός ἀπὸ τὸν C , ἔχουν μεγάλη τιμὴ καὶ ἐνεργοῦν σὰν βραχυκυκλώματα στὶς συχνότητες ποὺ λειτουργεῖ ὁ ἐνισχυτὴς.

Γιά τό λόγο αὐτό οἱ πυκνωτές C_1 , C_2 καί C_B δέν λαμβάνονται ὑπόψη στόν ὑπολογισμό τῶν διαφορῶν μεγεθῶν τοῦ ἔνισχυτῆ.

Στήν περίπτωση τοῦ ἔνισχυτῆ μέ τρανζίστορ ἢ ἀντίσταση εἰσόδου R_i τοῦ κυκλώματος βρίσκεται ἀπό τόν παράλληλο συνδυασμό τῶν ἀντιστάσεων h_{ie} , R_1 καί R_2 . Τό h_{ie} εἶναι ἡ δυναμική ἀντίσταση εἰσόδου τοῦ τρανζίστορ σέ συνδεσμολογία (CE) καί βρίσκεται στούς καταλόγους τῶν τρανζίστορ.

Ἡ ἀπολαβή τάσεως — ἀνοικτοῦ κυκλώματος — τοῦ ἔνισχυτῆ μέ τρανζίστορ τοῦ σχήματος 2.1β εἶναι:

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

Ἡ ἀντίσταση ἐξόδου R_o τοῦ ἔνισχυτῆ ἰσοῦται μέ τό ἀντίστροφο τῆς ὑβριδικῆς παραμέτρου. Δηλαδή: $R_o = \frac{1}{h_{oe}}$. Οἱ ὑβριδικές παράμετροι βρίσκονται στούς κατα-

λόγους τῶν τρανζίστορ.

Στήν περίπτωση τοῦ ἔνισχυτῆ μέ FET, ἡ ἀντίσταση εἰσόδου R_i βρίσκεται ἀπό τόν παράλληλο συνδυασμό τῶν R_{G1} καί R_{G2} . Ἡ ἀπολαβή τάσεως μέ FET — ἀνοικτοῦ κυκλώματος — εἶναι:

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

ὅπου: g_m εἶναι ἡ διαγωγιμότητα τοῦ FET καί τό r_d ἡ ἐσωτερική ἀντίσταση καταβόθρας (internal drain resistance) τοῦ FET. Τό μ παριστάνει τό συντελεστή ἐνισχύσεως τοῦ FET. Ἡ ἀντίσταση ἐξόδου R_o ἰσοῦται μέ r_d .

Τό συντονιζόμενο κύκλωμα L - C ἔχει μιά σύνθετη ἀντίσταση Z_L . Γιά νά βροῦμε τή Z_L , θεωροῦμε ὅτι τό πηνίο L παρεμβάλλει κάποια (μικρή) ὠμική ἀντίσταση R στό κύκλωμα. Συνεπῶς ἡ Z_L βρίσκεται ἀπό τό συνδυασμό τῶν R καί L σέ σειρά, ὁ ὁποῖος εἶναι παράλληλος μέ τόν C. Δηλαδή:

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

ὅπου: j εἶναι ἡ φανταστική μονάδα.

Ἡ **συχνότητα συντονισμοῦ** f_o τοῦ κυκλώματος L - C εἶναι:

$$f_o = \frac{\omega_o}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.1.4)$$

Τό συντονισμένο πλέον κύκλωμα παρουσιάζει ἕνα συντελεστή ποιότητας Q_o . Ὁ συντελεστής ποιότητας Q_o γιά τή συχνότητα συντονισμοῦ, πού καθορίζει ἡ σχέση (2.1.4), ἐξαρτᾶται κυρίως ἀπό τά R, L τοῦ πηνίου καί δίνεται ἀπό τή σχέση:

$$Q_o = \frac{\omega_o L}{R} = \frac{2\pi f_o L}{R} = \frac{1}{2\pi f_o R C} \quad (2.1.5)$$

Έτσι, τό Q μετρά στήν πράξη τήν ποιότητα ενός πηνίου καί εἶναι ἀδιάστατο μέγεθος. Ἄν γνωρίζουμε τό Q ενός πηνίου καί τήν αὐτεπαγωγή του, μπορούμε νά βρούμε τήν ὠμική του ἀντίσταση.

Παράδειγμα 1.

Ἐπιθέστε ὅτι τό πηνίο ενός ραδιοφωνικοῦ δέκτη μέσης συχνότητας (IF) ἔχει αὐτεπαγωγή $L = 0,1$ mH καί $Q_0 = 100$ στή συχνότητα $f_0 = 455$ kHz.

Νά ὑπολογισθεῖ ἡ ὠμική ἀντίσταση τοῦ πηνίου.

Λύση.

Λύνουμε ὡς πρὸς R τή σχέση (2.1.5) καί ἔχομε:

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

Γιά εὐκολία στούς ὀρισμούς χρησιμοποιοῦμε πολλές φορές ἕνα μεταβλητό μέγεθος (δ), τό ὁποῖο ὀνομάζεται **σχετική ἀπόκλιση συχνότητας**. Τό (δ) ὀρίζεται ὡς ἑξῆς:

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

ὅπου: f_0 ἡ συχνότητα συντονισμοῦ καί f ὁποιαδήποτε συχνότητα.

Ἄν τώρα χρησιμοποιήσουμε τίς σχέσεις (2.1.4), (2.1.5) καί (2.1.6) μπορούμε νά γράψουμε τή (2.1.3) ὡς ἑξῆς:

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

Ἡ σύνθετη ἀντίσταση Z_L , ὅταν τό κύκλωμα βρίσκεται σέ συντονισμό, δηλαδή $f = f_0$ ὁπότε καί $\delta = 0$, δίνεται ἀπό τή σχέση:

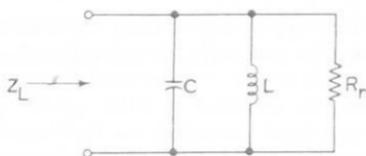
$$Z_{L(res)} = R Q_0^2 \equiv R_T \quad (2.1.8)$$

ὅπου: $Z_{L(res)}$ ἡ σύνθετη ἀντίσταση στό συντονισμό (resonance).

Ἄπό τήν (2.1.8) βλέπομε ὅτι, ἐπειδή τό Q_0 εἶναι ἀδιάστατο μέγεθος, ἡ $Z_{L(res)}$ εἶναι καθαρά ὠμική ἀντίσταση. Αὐτό εἶναι σωστό καθόσον στό συντονισμό οἱ χωρητικές καί ἐπαγωγικές ἀντιστάσεις ἀλληλοαναιροῦνται καί συνεπῶς στό κύκλωμα ἐνεργεῖ μόνο ἡ ὠμική ἀντίσταση. Ἡ R εἶναι γενικά μικρή γιά ἕνα συντονιζόμενο κύκλωμα. Ὅπως ὁμως δείχνει ἡ σχέση (2.1.8), ἡ R_T εἶναι ἀρκετά μεγάλη, καθόσον τό $Q_0 \gg 1$. Ἡ R_T ὀνομάζεται **ἀντίσταση συντονισμοῦ**.

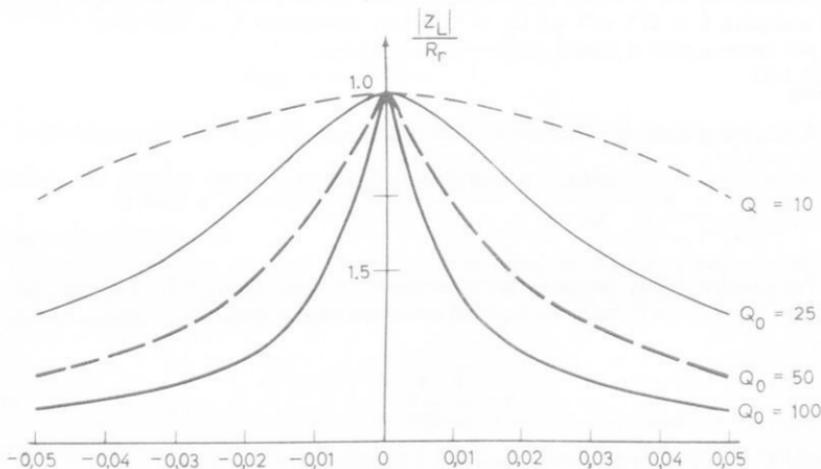
Ἐτσι λοιπόν, ἕνα συντονιζόμενο κύκλωμα μπορεῖ νά ξανασχεδιασθεῖ καί νά ληφθεῖ ὑπόψη ἡ ὠμική ἀντίσταση συντονισμοῦ R_T . Τό ἰσοδύναμο αὐτό κύκλωμα γύρω ἀπό τή συχνότητα συντονισμοῦ φαίνεται στό σχῆμα 2.1δ. Τό ἰσοδύναμο αὐτό κύκλωμα ἀποτελεῖ μία καλή προσέγγιση τοῦ συντονιζόμενου κυκλώματος $L - C$ γύρω ἀπό τό συντονισμό, ἀφοῦ τότε τό δ εἶναι πολύ μικρό, $\delta \simeq 0$.

Ἡ σύνθετη ἀντίσταση Z_L ἐξαρτᾶται ἀπό τήν ἀπόκλιση συχνότητας δ καί ἀπό τό



Σχ. 2.16.

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



Σχ. 2.1ε.

Μεταβολή της Z_L ως συνάρτηση του δ για διάφορα Q_0 .

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

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

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

Άπολαβή του συντονιζόμενου ένισχυτη.

Η άπολαβή τάσεως A_U ενός ένισχυτη είναι γενικά ο λόγος της τάσεως εξόδου U_o προς την τάση εισόδου U_i . Η άπολαβή αυτή A_U αναφέρεται στην περίπτωση που ο ένισχυτής εργάζεται με φορτίο Z_L . Η άπολαβή A_U συνδέεται με την άπολαβή άνοικτου κυκλώματος A_{uoc} , δηλαδή την άπολαβή χωρίς φορτίο Z_L και με την αντίσταση εξόδου R_o . Τη σχέση αυτή τη δίνουμε χωρίς να ανατρέξουμε στο ισοδύναμο κύκλωμα των ένισχυτών των σχημάτων 2.1β (βλ. παράγρ. 1.9) και 2.1γ (βλ. παράγρ. 1.10) και αυτή είναι:

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

Στή σχέση αυτή αντικαθιστούμε τήν (2.1.7) και (2.1.8) και, μετά από μερικές πράξεις, παίρνομε τήν 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 ἔχομε ἀντικαταστήσει:

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

καί

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

Ἡ ἀντίσταση R_p εἶναι ὁ παράλληλος συνδυασμός τῶν R_0 καί R_r καί συνεπῶς ἡ R_p εἶναι μικρότερη καί ἀπό τίς δύο R_0, R_r . Δηλαδή: $\frac{R_p}{R_r} < 1$.

Τό νέο μέγεθος Q_e ὀνομάζεται **ἐνεργός συντελεστής ποιότητας** (effective quality factor) ἢ συντελεστής ποιότητας μέ φορτίο καί δίνεται ἀπό τήν (2.1.12).

Ἐπειδή $\frac{R_p}{R_r} < 1$, ἔπεται ὅτι $Q_e < Q_0$, δηλαδή ὁ ἐνεργός συντελεστής ποιότητας (ὅταν ἔχομε φορτίο) εἶναι πάντοτε μικρότερος ἀπό τό συντελεστή ποιότητας Q_0 (χωρίς φορτίο). Ἔτσι λοιπόν μπορούμε νά πούμε, ὅτι, ὅταν παίρνομε ἔξοδο ἀπό ἕνα ἐνισχυτή, ὁ συντελεστής ποιότητας τοῦ συντονισμένου κυκλώματος πέφτει.

Ἀπό τήν εξίσωση (2.1.10) συμπεραίνομε ὅτι στό συντονισμό $\delta = 0$ καί συνεπῶς ἡ ἀπολαβή τάσεως στό συντονισμό A_{ur} θά εἶναι:

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

Ἡ ἀπολαβή A_{ur} εἶναι ἡ μέγιστη δυνατή καί ἐπιτυγχάνεται στό συντονισμό, ὅταν δηλαδή ὁ ἐνισχυτής ἐνισχύει τή συχνότητα $f = f_0$. Ἐπειδή πάλι $\frac{R_p}{R_0} < 1$, ἔπεται ὅτι

$A_{ur} < A_{uoc}$. Δηλαδή ἡ ἀπολαβή τάσεως στό συντονισμό εἶναι μικρότερη τῆς ἀπολαβῆς τάσεως ἀνοικτοῦ κυκλώματος, πού δίνει ἡ σχέση (2.1.1).

Θά μπορούσαμε νά σχεδιάσομε τήν ἀπολαβή A_u , πού δίνει ἡ (2.1.10), ὡς συνάρτηση τῆς συχνότητας ἢ τοῦ δ , καθόσον τό δ ἐξαρτᾶται ἀπό τή συχνότητα. Οἱ καμπύλες πού θά πάρομε θά ἔχουν τή μορφή τῶν καμπυλῶν τοῦ σχήματος 2.1ε. Οἱ καμπύλες αὐτές λέγονται **καμπύλες ἀποκρίσεως συχνότητας τοῦ ἐνισχυτή**. Τέτοιες καμπύλες θά δοῦμε παρακάτω.

Ὑπολογισμός τῶν συχνότητων ἀποκοπῆς.

Ὁ ἐνισχυτής ἐνισχύει συχνότητες γύρω ἀπό τή συχνότητα συντονισμοῦ f_0 . Πέρα ἀπό μία ὑψηλή συχνότητα f_2 ὅλες οἱ ἄλλες συχνότητες δέν ἐνισχύονται καί ἡ ἀπολαβή σέ αὐτές περιορίζεται κάτω τοῦ 0,707 τῆς μέγιστης ἀπολαβῆς. Στήν πράξη ὁμως, θεωροῦμε ὅτι οἱ συχνότητες αὐτές ἀποκόπτονται. Τό ἴδιο συμβαίνει καί γιά

κάθε συχνότητα μικρότερη κάποιας συχνότητας f_1 .

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

Στό παράδειγμα 2 θα αποδείξομε 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 απόλαβη τάσεως κατά 3 dB κάτω από τη μέγιστη.

Τότε από την (2.1.6) έχουμε:

$$\frac{f - f_0}{f_0} = \pm \frac{1}{2 Q_e} \quad \text{ή για } f \text{ με τιμές } f_1 \text{ και } f_2:$$

$$f_1 = f_0 \left(1 - \frac{1}{2 Q_e}\right) \quad \text{και} \quad f_2 = f_0 \left(1 + \frac{1}{2 Q_e}\right) \quad (2.1.14)$$

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.

Νά αποδειχθούν:

α) Η απόλαβη ισχύος πέφτει στο μισό της, αν η απόλαβη τάσεως (ή ρεύματος) πέσει στο 0,707 της αρχικής τιμής της.

β) Όταν η απόλαβη τάσεως πέσει στα 0,707 της αρχικής τιμής της, τότε ο αριθμός των dB έλαττωται κατά 3 dB.

γ) Έλαττωση της αρχικής (μέγιστης) απόλαβης κατά 3 dB επιτυγχάνεται, όταν $\delta = \pm \frac{1}{2 Q_e}$.

Λύση.

α) Η απόλαβη ισχύος A_p είναι τό γινόμενο των απόλαβων τάσεως και ρεύματος:

$$A_p = A_u A_i$$

Άν θέσομε $A_i = A_u$ τότε:

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

Άπό 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 τό 0,707 τής αρχικής τιμής της.

Γι' αυτόν ακριβώς τό λόγο αναφερόμαστε σέ μείωση τής απολαβής τάσεως στό 0,707 τής τιμής της, γιατί τότε η απολαβή ισχύος, ή όποια άλλωστε καί μās ένδιαφέρει, υποδιπλασιάζεται.

β) 'Η απολαβή τάσεως (ή ρεύματος) σέ dB δίνεται από τή σχέση:

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

'Αν τώρα θέσομε αντί γιά A_u τό $0,707 A_u$, θά έχομε:

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

'Αν συγκρίνομε τίσ (2.1.16) καί (2.1.17), βλέπομε ότι, όταν $A_u \rightarrow 0,707 A_u$, τότε αυτό άντιστοιχεί σέ μείωση τών αρχικών dB κατά 3 dB.

γ) 'Αντικαθιστούμε στήν (2.1.10) τό $\delta = \pm \frac{1}{2Q_e}$ καί έχομε:

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

Παίρνομε τήν απόλυτη τιμή τής (2.1.18):

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

'Η αρχική απολαβή (δηλαδή ή μέγιστη) δίνεται από τήν (2.1.13). 'Αρα:

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

'Από τή σύγκριση τών (2.1.19) καί (2.1.20) βλέπομε ότι, όταν $\delta = \pm \frac{1}{2Q_e}$ τότε

$A_u = 0,707 A_{ur}$. Σύμφωνα μέ ότι βρήκαμε στό (β) μέρος του παραδείγματος αυτού, τό A_u άντιστοιχεί σέ 3 dB λιγότερα από ό,τι τό A_{ur} .

Παράδειγμα 3.

'Ο ένισχυτής του σχήματος 2.1β πρόκειται νά θέσει σέ λειτουργία άλλον ένισχυτή, μέσης συχνότητας. 'Η κεντρική συχνότητα είναι 455 kHz.

Οι παράμετροι του τρανζίστορ είναι:

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

Τό πηνίο έχει $L = 1 \text{ mH}$ και ό συντελεστής ποιότητας είναι $Q = 100$ για τή συχνότητα 455 kHz .

Νά υπολογισθοῦν ή τιμή τοῦ πυκνωτῆ, ή άπολαβή τάσεως στό συντονισμό, ό συχνότητες άποκοπῆς καί τό εὔρος ζώνης.

Λύση.

Άπό τή σχέση (2.1.4) βρίσκομε τό C:

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

Έργαζόμενοι ὅπως καί στό παράδειγμα 1, βρίσκομε τήν αντίσταση τοῦ πηνίου: $R = 28,6 \Omega$. Άπό τή σχέση (2.1.8) προκύπτει τό R_r :

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

Βρίσκομε τώρα τήν αντίσταση έξόδου R_o :

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

Έφαρμόζομε τή σχέση (2.1.1):

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

Έφόσον γνωρίζομε τίς R_o καί R_r βρίσκομε τήν R_p από τήν (2.1.11):

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

Η άπολαβή τάσεως στό συντονισμό προκύπτει από τήν (2.1.13):

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

Η (2.1.12) μᾶς δίνει τόν ένεργό συντελεστή ποιότητας Q_e :

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

Τό εὔρος ζώνης υπολογίζεται από τήν (2.1.15):

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

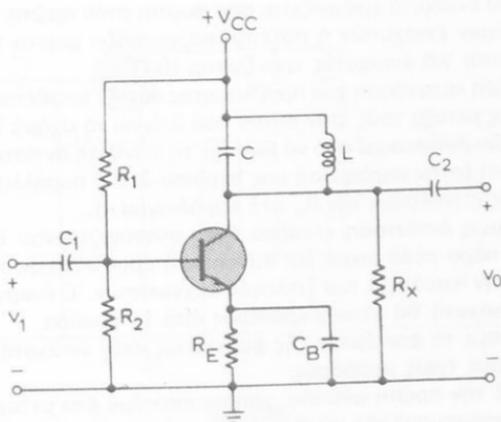
Οι συχνότητες άποκοπῆς βρίσκονται από τό συνδυασμό τῶν σχέσεων (2.1.15) καί (2.1.14):

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

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

Τό συντονιζόμενο κύκλωμα ενός ενισχυτή μπορεί νά συντονισθεῖ στήν κεντρική συχνότητα μεταβάλλοντας τή χωρητικότητα ἢ τήν αὐτεπαγωγή. Ἡ ἀνάλυση πού ἔγινε παραπάνω ἀφοροῦσε τρανζίστορ ὑψηλῶν συχνοτήτων, τοῦ ὁποῖου ἡ ἔσωτερική χωρητικότητα εἶναι μικρή. Γενικά, γιά νά σχεδιάσουμε ἕνα συντονιζόμενο ἐνισχυτή, πρέπει νά λαμβάνομε ὑπόψη καί τήν ἔσωτερική χωρητικότητα τοῦ τρανζίστορ.

Σέ ἕνα ἀπλά συντονιζόμενο ἐνισχυτή μπορούμε ἐπίσης νά ρυθμίσομε τό εὔρος ζώνης. Γιά νά αὐξήσομε τό BW, πρέπει νά ἐλαττώσομε τό Q_e , ὅπως φαίνεται ἀπό τήν (2.1.15). Γιά τό λόγο αὐτό προσθέτομε μία ἀντίσταση R_x μεταξύ συλλέκτη καί γειώσεως, ὅπως δείχνει τό σχῆμα 2.1στ.



Σχ. 2.1στ.

Τροποποίηση τοῦ κυκλώματος τοῦ σχήματος 2.1β γιά μεγαλύτερο BW.

Μέ τήν προσθήκη τῆς R_x , ἡ R_p θά μεταβληθεῖ. Ἡ νέα R_p θά εἶναι ὁ παράλληλος συνδυασμός τῶν R_r , R_o καί R_x . Ἐτσι λοιπόν ἡ νέα R_p θά εἶναι μικρότερη τῆς προηγούμενης καί μέ βάση τήν (2.1.12) θά πρέπει νά ἐλαττωθεῖ τό Q_e . Ἐλάττωση τοῦ Q_e ἔχει ὡς ἀποτέλεσμα τήν αὐξηση τοῦ BW.

Παράδειγμα 4.

Ἐπιθέτομε, ὅτι θέλομε νά μεταβάλομε τή λειτουργία τοῦ ἐνισχυτή τοῦ σχήματος 2.1β, ὥστε νά ἔχει εὔρος ζώνης 25 kHz. Νά ὑπολογισθεῖ ἡ ἀντίσταση R_x .

Λύση.

Ἀπό τή σχέση (2.1.15) ἔχομε:

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

καί ἀπό τή (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_0 , R_r λαμβάνονται από το προηγούμενο παράδειγμα 3. Για να βρούμε την R_x , εφαρμόζουμε τον τύπο:

$$\frac{1}{R_x} = \frac{1}{R_p} - \frac{1}{R_0} - \frac{1}{R_r}$$

Βρίσκουμε: $R_x \approx 173 \text{ k}\Omega$

2.2 Σύζευξη συντονιζομένων ένισχυτών.

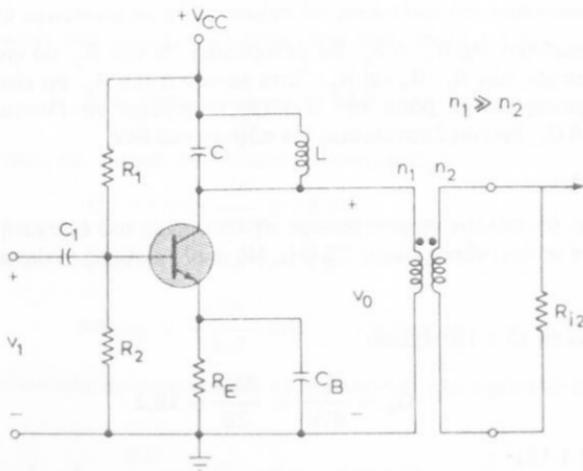
Όταν πρόκειται να κάνουμε σύζευξη δύο ένισχυτών, ή σύνθετη αντίσταση εισόδου του δεύτερου ένισχυτή εμφανίζεται σαν φορτίο στον πρώτο. Στην περίπτωση των συντονιζομένων ένισχυτών η σύζευξη παρουσιάζει μερικά προβλήματα, κυρίως όταν πρόκειται για ένισχυτές τρανζίστορ (BJT).

Για την καλύτερη κατανόηση του προβλήματος αυτού, υποθέτουμε ότι έχουμε δύο ένισχυτές όμοιους μεταξύ τους, σαν αυτόν που δείχνει το σχήμα 2.1β. Η σύζευξη των δύο ένισχυτών αντιστοιχεί στο να θέσουμε τη σύνθετη αντίσταση εισόδου του δεύτερου ένισχυτή (στην περίπτωση 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 ένισχυτή 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 ένισχυτή θα γίνει μικρότερος από τη μονάδα.

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

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

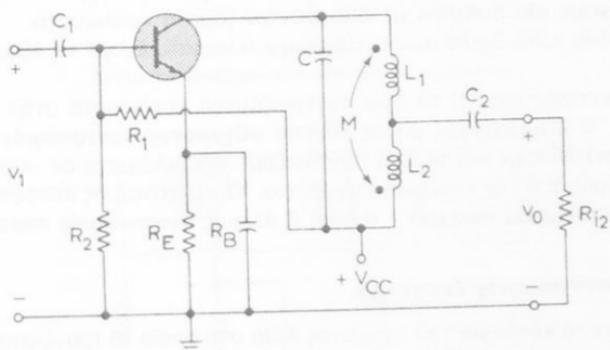


Σχ. 2.2α.

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

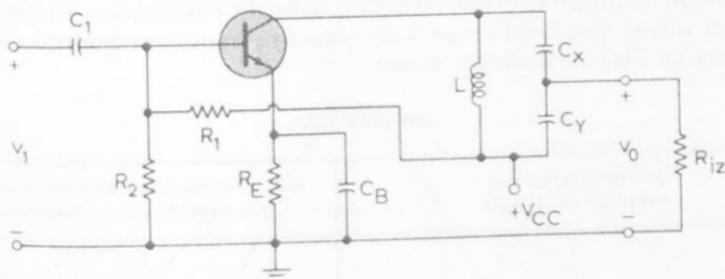
Ο μετασχηματιστής αυξάνει την ενεργό σύνθετη αντίσταση που «βλέπει» το συντονιζόμενο κύκλωμα. Έτσι αποφεύγουμε την ανεπιθύμητη φόρτιση και τη διέυρυνση του εύρους ζώνης, την οποία θα είχαμε χωρίς το μετασχηματιστή. Μολονότι η προσαρμογή που κάνει ο μετασχηματιστής είναι επιτυχής, η μέθοδος αυτή δεν χρησιμοποιείται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

β) Πιο πολύ, σάν 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 συντονιζόμενων ενισχυτών με FET, μπορούμε να έχουμε άπευ-

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

2.3 Διπλά συντονιζόμενοι ενισχυτές.

Τούς διπλά συντονιζόμενους ενισχυτές τούς χρησιμοποιούμε, εφόσον ή ικανότητα επίλογής 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.

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

Καί στά δύο αυτά διπλά συντονιζόμενα κυκλώματα έχουμε τής έξης δύο δυνατοτήτες:

α) Νά συντονίσουμε καί τά δύο συντονιζόμενα κυκλώματα στήν ίδια κεντρική συχνότητα. Ό συντονισμός αυτός λέγεται **σύγχρονος συντονισμός**.

β) Νά συντονίσουμε καί τά δύο συντονιζόμενα κυκλώματα σέ παραπλήσιες συχνότητες γύρω από τήν κεντρική συχνότητα. Ό συντονισμός αυτός λέγεται **κλωνιζόμενος συντονισμός** (stagger - tuned) ή άλλίως **συντονισμός παραπλησίων συχνοτήτων**.

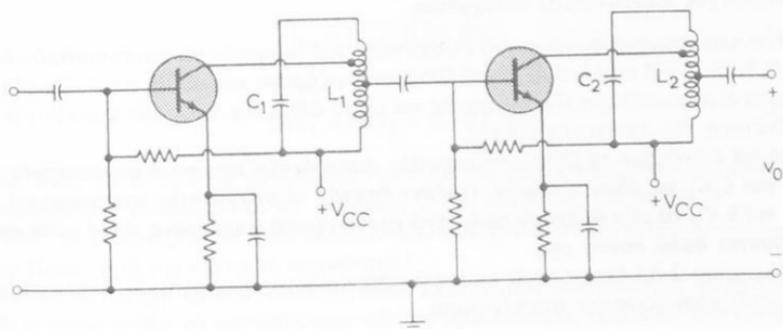
Σύγχρονος συντονισμός ενισχυτών.

Θεωρούμε τό κύκλωμα του σχήματος 2.3α στό όποιο τά τρανζίστορ έχουν τής ίδιες παραμέτρους καί επιλέγουμε μέ τά συντονιζόμενα κυκλώματα τήν ίδια συχνότητα. Τό εύρος τής ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων θά μεταβληθεί ανάλογα μέ τόν αριθμό των βαθμίδων. Στόν Πίνακα 2.3.1 βλέπουμε ότι **όσο αύξάνει ό αριθμός των βαθμίδων, τόσο ελαττούται τό εύρος ζώνης BW**. Δηλαδή ό ενισχυτής παρουσιάζει μεγαλύτερη ικανότητα επίλογής όρισμένης περιοχής συχνοτήτων. Τό BW αναφέρεται σέ συχνότητες όπου έχουμε 3 dB κάτω από τή μέγιστη άπολαβή μις βαθμίδας καί μέ όλες τής βαθμίδες όμοιες.

ΠΙΝΑΚΑΣ 2.3.1.

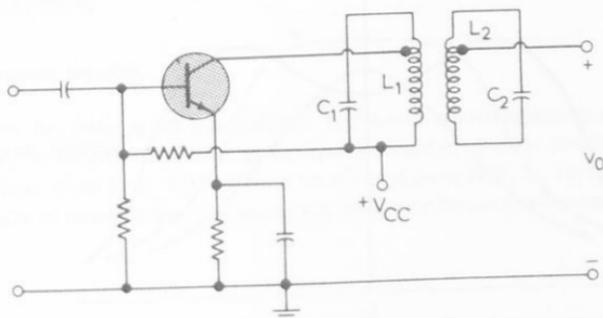
n — αριθμός όμοίων βαθμίδων σέ σύζευξη	BW_n — εύρος ζώνης σέ 3 dB κάτω από τήν άπολαβή των n - βαθμίδων.
1	BW
2	0,64 BW
3	0,51 BW
4	0,43 BW
5	0,39 BW

Στό σχήμα 2.3γ φαίνεται ή μεταβολή του BW όταν ό αριθμός n των διπλά συντονιζομένων ενισχυτών μεταβάλλεται. Οι καμπύλες αυτές λέγονται **καμπύλες άποκρίσεως συχνοτήτων των n - βαθμίδων**.



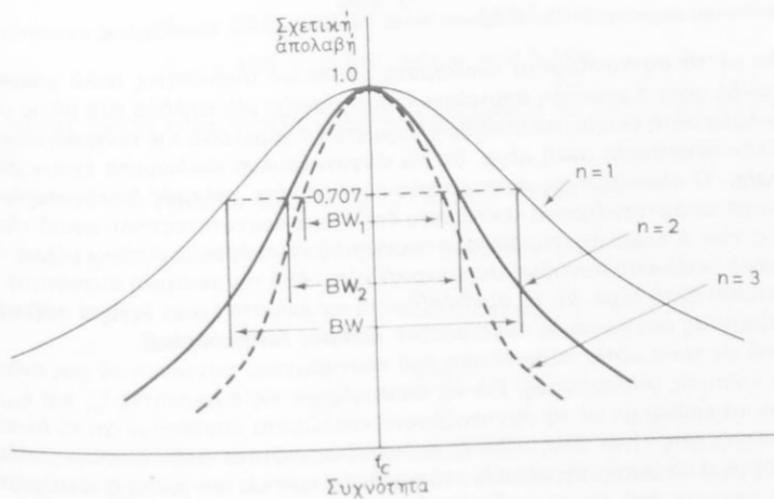
Σχ. 2.3α.

Διπλά συντονιζόμενος ενισχυτής δύο βαθμίδων.



Σχ. 2.3β.

Διπλά συντονιζόμενος ενισχυτής μίας βαθμίδας.



Σχ. 2.3γ.

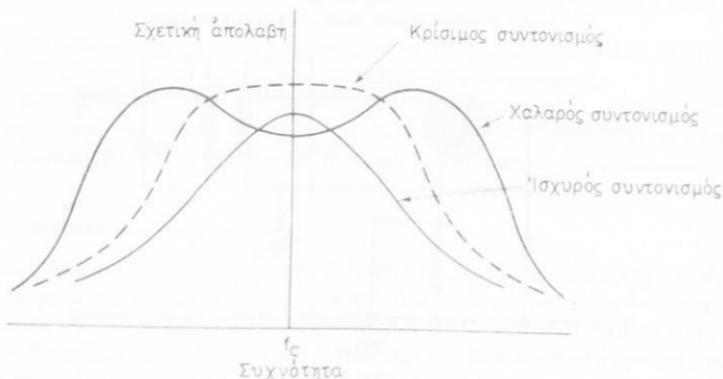
Απόκριση συχνοτήτων n-βαθμίδων σε σύγχρονο συντονισμό.

Κλωνιζόμενος συντονισμός ένισχυτων.

Στόν κλωνιζόμενο συντονισμό ένισχυτων, πού μπορούν νά συντονισθοῦν διπλά (σχ. 2.3α ἢ 2.3β) ἐπιλέγομε μέ τό ἕνα συντονιζόμενο κύκλωμα, π.χ. L_1C_1 , μία συχνότητα λίγο μικρότερη τῆς κεντρικῆς καί μέ τό ἄλλο, π.χ. L_2C_2 , μία συχνότητα λίγο μεγαλύτερη τῆς κεντρικῆς ἐπίσης.

Γιά νά ἐπιτύχομε τή βέλτιστη καμπύλη ἀποκρίσεως πρέπει ὁ συντονισμός τῶν L_1C_1 καί L_2C_2 νά εἶναι κρίσιμος. Πρέπει δηλαδή οἱ συχνότητες συντονισμοῦ τῶν L_1C_1 καί L_2C_2 νά μήν ἀπέχουν πολύ ἀπό τήν κεντρική συχνότητα, ἀλλά οὔτε καί νά βρίσκονται πολύ κοντά τῆς.

Στό σχῆμα 2.3δ ἔχομε τρεῖς καμπύλες ἀποκρίσεως συχνότητων, ἀνάλογα μέ τό εἶδος τοῦ κλωνιζόμενου συντονισμοῦ.



Σχ. 2.3δ.

Ἀπόκριση συχνότητων δύο βαθμίδων διπλά συντονιζομένων. Κλωνιζόμενος συντονισμός.

Ἄν μέ τά συντονιζόμενα κυκλώματα ἐπιλέξομε συχνότητες πολύ μακριά τῆς κεντρικῆς, τότε ἡ καμπύλη ἀποκρίσεως παρουσιάζει μία κοιλιάδα στό πάνω μέρος. Ἡ κοιλιάδα αὐτή ἐκτείνεται συνήθως συμμετρικά γύρω ἀπό τήν κεντρική συχνότητα. Στήν περίπτωση αὐτή λέμε, ὅτι τά συντονιζόμενα κυκλώματα ἔχουν **χαλαρή σύζευξη**. Ὁ κλωνιζόμενος συντονισμός λέγεται τότε **χαλαρός (undercoupled)**.

Ἄν μέ τά συντονιζόμενα κυκλώματα ἐπιλέξομε συχνότητες πολύ κοντά τῆς κεντρικῆς, τότε ἡ καμπύλη ἀποκρίσεως παρουσιάζει ἕνα ὄρος στό πάνω μέρος. Τό ὄρος αὐτό ἐκτείνεται συνήθως συμμετρικά γύρω ἀπό τήν κεντρική συχνότητα. Στήν περίπτωση αὐτή λέμε, ὅτι τά συντονιζόμενα κυκλώματα ἔχουν **ίσχυρή σύζευξη**. Ὁ κλωνιζόμενος συντονισμός λέγεται τότε **ίσχυρός (overcoupled)**.

Ἀπό τίς τρεῖς αὐτές περιπτώσεις τοῦ κλωνιζόμενου συντονισμοῦ μᾶς ἐνδιαφέρει ὁ κρίσιμος συντονισμός. Γιά νά ὑπολογίσομε τίς συχνότητες f_{01} καί f_{02} , πού πρέπει νά ἐπιλέξομε μέ τά συντονιζόμενα κυκλώματα ὑποθέτομε ὅτι τό ὄλικο εὔρος τῆς ζώνης εἶναι BW_t . Ἄν ἡ κεντρική συχνότητα στήν ὁποία καλεῖται νά λειτουργήσει ὁ ένισχυτής εἶναι f_c , τότε γιά τόν κρίσιμο συντονισμό οἱ συχνότητες αὐτές δίνονται ἀπό τίς παρακάτω σχέσεις:

$$f_{01} = f_c - 0,35 BW_1 \quad (2.3.1)$$

$$f_{02} = f_c + 0,35 BW_1 \quad (2.3.2)$$

$$BW_1 = BW_2 = 0,707 BW_1 \quad (2.3.3)$$

όπου: BW_1 και BW_2 είναι αντίστοιχα τό εύρος τής ζώνης τών συντονιζομένων κυκλωμάτων και αναφέρονται σέ άπολαβή 3 dB κάτω τής μέγιστης.

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

Γιά νά πετύχομε κρίσιμη σύζευξη στόν κλωνιζόμενο συντονισμό, θά πρέπει συνήθως στήν πράξη νά καταβάλλομε κάποια προσπάθεια, καθόσον συντονίζοντας τό ένα κύκλωμα, μεταβάλλομε τό όλικό εύρος ζώνης BW_1 και τήν κεντρική συχνότητα f_c . Γιά τό λόγο αυτό καλό είναι νά συντονίζονται και τά δύο κυκλώματα συγχρόνως.

Παράδειγμα 5.

Υποθέσετε ότι θέλομε νά σχεδιάσομε ένα διπλά συντονιζόμενο ένισχυτή δύο βαθμίδων μέσης συχνότητας (IF). Η κεντρική συχνότητα στήν όποία έπιθυμοϋμε νά λειτουργήσει, είναι $f_c = 455$ kHz και τό εύρος ζώνης $BW_1 = 10$ kHz.

Νά βρεθοϋν οι παράμετροι του ένισχυτή στήν περίπτωση κρίσιμης συζεύξεως.

Λύση.

Από τίς σχέσεις (2.3.1) και (2.3.2), υπολογίζομε τίς συχνότητες πού πρέπει νά επιλέξομε μέ τά συντονιζόμενα κυκλώματα:

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

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

Τό εύρος ζώνης κάθε συντονιζόμενου κυκλώματος θά είναι, από τή σχέση (2.3.3):

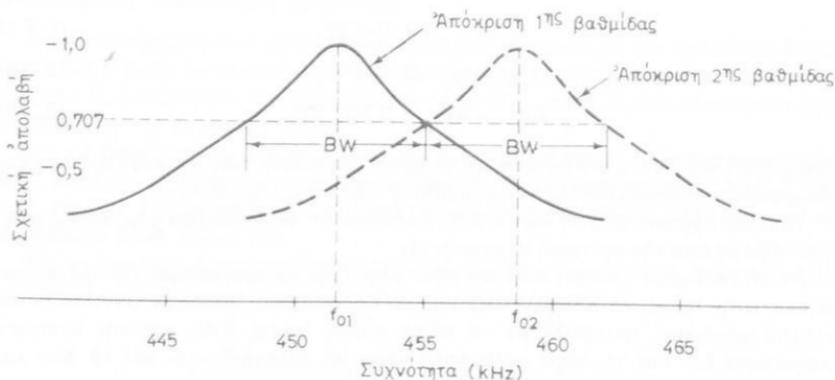
$$BW_1 = BW_2 = (0,707)(10) \simeq 7,0 \text{ kHz}$$

Ο ένεργός συντελεστής ποιότητας κάθε βαθμίδας είναι:

$$Q_{e1} = \frac{f_{01}}{BW_1} \simeq \frac{451,5}{7} \simeq 64,5$$

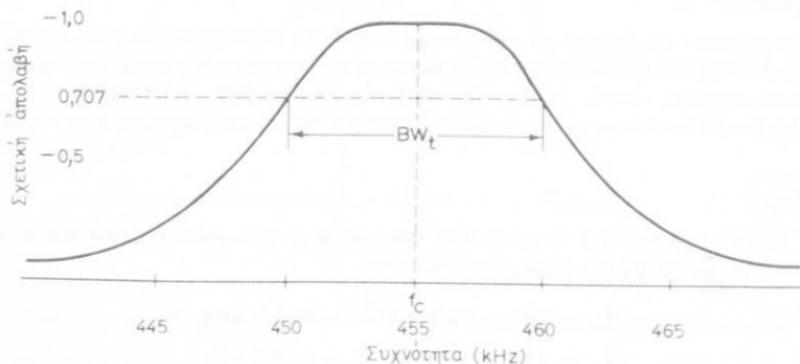
$$Q_{e2} = \frac{f_{02}}{BW_2} \simeq \frac{458,5}{7} \simeq 65,5$$

Γιά τίς τιμές πού βρήκαμε, μπορούμε νά σχεδιάσομε τήν άπόκριση συχνότητας κάθε βαθμίδας καθώς και τήν όλική άπόκριση του ένισχυτή δύο βαθμίδων. Οι καμπύλες αυτές φαίνονται στα σχήματα 2.3ε και 2.3στ.



Σχ. 2.3ε.

Καμπύλες απόκρισεως κάθε μιάς βαθμίδας σέ κρίσιμη σύζευξη.



Σχ. 2.3στ.

Καμπύλη όλικης απόκρισεως του ένιαχυτή δύο βαθμίδων σέ κρίσιμη σύζευξη.

Ερωτήσεις.

1. Τι είναι ο συντονιζόμενος ένιαχυτής; Νά τον περιγράψετε· συγκριτικά μέ άλλους ένιαχυτές.
2. Ποιά είναι τά χαρακτηριστικά ενός ίδανικά συντονιζόμενου ένιαχυτή;
3. Τι έννοούμε μέ τόν όρο «κεντρική συχνότητα»; Τι μέ τόν όρο «έυρος ζώνης»;
4. Ποιά ή διαφορά μεταξύ τών άπλά συντονιζόμενων ένιαχυτών καί τών διπλά συντονιζόμενων;
5. Ποιά είναι τά βασικά στοιχεία πού χαρακτηρίζουν ένα συντονιζόμενο ένιαχυτή από άλλους τύπους ένιαχυτών;
6. Ποιά ή σημασία του κυκλώματος συντονισμού σέ ένα συντονιζόμενο ένιαχυτή; Πώς λειτουργεί τό κύκλωμα αυτό;
7. Τι είναι ο συντελεστής ποιότητας Q; Από τί εξαρτάται τό Q καί τί φανερώνει;
8. Ποιά είναι ή σύνθετη αντίσταση ενός συντονιζόμενου κυκλώματος στό συντονισμό, συγκριτικά μέ τή σύνθετη αντίστασή του μακριά από τό συντονισμό;
9. Ποιές είναι οι συνθήκες ενός συντονιζόμενου ένιαχυτή γιά μέγιστη απόλαβη; Νά εξηγήσετε τό λόγο.

10. Τι μεθόδους χρησιμοποιούμε για να λειτουργήσουμε (συντονίσουμε) ένα διπλά συντονιζόμενο ένι-
σχυτή;
11. Τι έννοούμε με τό σύγχρονο συντονισμό;
12. Τι έννοούμε με τόν κλονιζόμενο συντονισμό;
13. Τι επίδραση έχει η φόρτιση σε ένα συντονιζόμενο ένισχυτή; Αναφερθείτε κυρίως στην απόκρι-
ση συχνότητων.
14. Τι έννοούμε με τήν κρίσιμη σύζευξη σε ένα διπλά συντονιζόμενο ένισχυτή;

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΡΙΤΟ

ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ ΙΣΧΥΟΣ

3.1 Ταξινόμηση καί κατηγορίες ένισχυτῶν ισχύος.

Οί ένισχυτές ισχύος μποροῦν νά χωρισθοῦν σέ τρεῖς βασικές κατηγορίες, ἀνάλογα μέ τήν τάξη στήν ὁποία λειτουργοῦν. Οί βασικές τάξεις λειτουργίας ἑνός ένισχυτῆ εἶναι τρεῖς:

α) Τάξη Α.β) Τάξη Β καί γ) Τάξη C. Μερικές ὁμως φορές, ἕνας ένισχυτῆς ὑποχρεώνεται νά λειτουργήσει σέ κάποια ένδιάμεση τάξη ἢ ὁποία ἀποτελεῖ συνδυασμό δύο βασικῶν τάξεων. Ἔτσι, ἔχομε περιπτώσεις λειτουργίας ἑνός ένισχυτῆ σέ τάξη ΑΒ.

Οί ένισχυτές μικροῦ σήματος λειτουργοῦν κυρίως σέ τάξη Α.

Ὅταν ἕνας ένισχυτῆς λειτουργεῖ σέ τάξη Α, ἔχει σῆμα στήν ἐξοδο καθ' ὅλη τή διάρκεια πού ἐφαρμόζεται σῆμα στήν εἴσοδο.

Ἔνας ένισχυτῆς λειτουργεῖ σέ τάξη Β, ὅταν τό σῆμα εἰσόδου ὑφίσταται ἀπλή ἀνόρθωση, δηλαδή ἡ ἐξοδος εἶναι ἕνα μισό ἀνορθωμένο σῆμα.

Συνεπῶς, γιά νά λειτουργήσει ἕνας ένισχυτῆς σέ τάξη Β καί νά ἔχομε τό πῆρες σῆμα στήν ἐξοδο, θά πρέπει νά χρησιμοποιήσομε δύο τρανζίστορ σέ διάταξη συμμετρικῆς συνδεσμολογίας.

Ἐνισχυτέες σέ τάξη ΑΒ, ὅπως ἄλλωστε φανερώνει καί τό ὄνομα τῆς τάξεως, ἀποτελοῦν ἕνα συνδυασμό τῆς λειτουργίας τῶν τάξεων Α καί Β.

Στήν περίπτωση αὐτή τό σῆμα ἐξόδου μοιάζει μέ τό σῆμα εἰσόδου κατά τό περισσότερο μέρος.

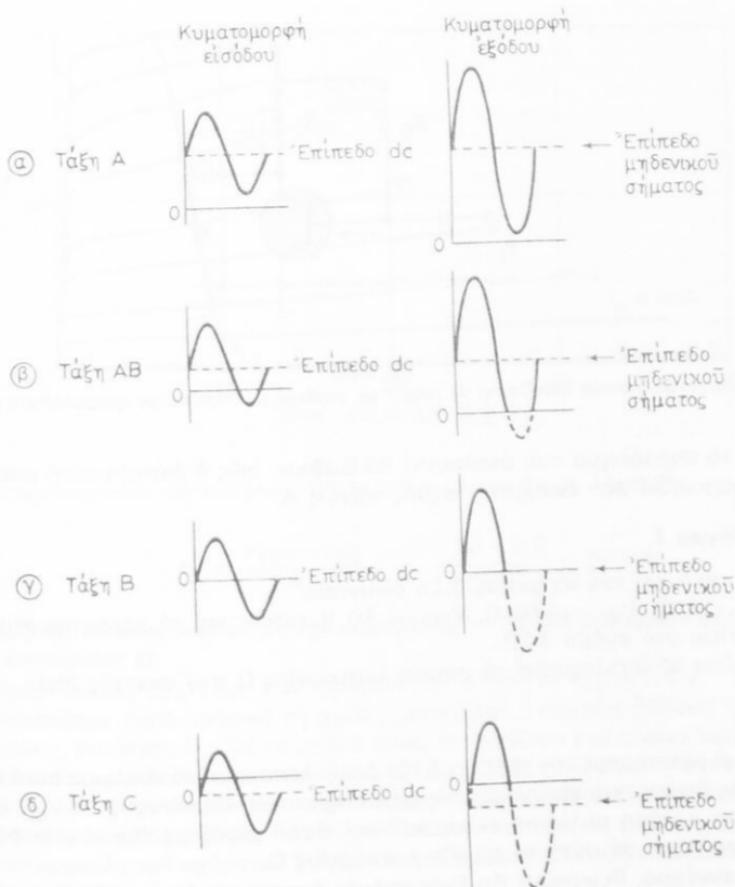
Οί ένισχυτέες πού λειτουργοῦν σέ τάξη C ἐμφανίζονται στήν ἐξοδό τους ἕνα μόνο τμήμα τῆς ἡμικυκλίου τοῦ σήματος εἰσόδου καί ἔχουν συνήθως σάν φορτίο ἕνα συντονιζόμενο κύκλωμα.

Ἐνας ένισχυτῆς σέ τάξη C χαρακτηρίζεται ἀπό πολύ μεγάλη ἀπόδοση ισχύος. Οί ένισχυτέες σέ τάξη C βρίσκουν ἐφαρμογές στούς πομπούς τηλεοράσεως καί ραδιοφωνίας.

Γιά πληρέστερη κατανόηση τῶν τάξεων λειτουργίας παραθέτομε στό σχῆμα 3.1 τίς κυματομορφές εἰσόδου καί τίς ἀντίστοιχες ἐξόδου.

Ἡ τάξη λειτουργίας ἑνός ένισχυτῆ καθορίζεται ἀπό τήν ἐκλογή τοῦ *σημείου λειτουργίας του* (operating point), ἢ, ὅπως λέγεται, *σημείου ἠρεμίας Q* (quiescent point).

Ἡ ἐκλογή τοῦ σημείου λειτουργίας ἐξαρτᾶται ἀπό τήν ὀλική μεταβολή τοῦ σήματος, δηλαδή ἀπό τή μεταβολή ἀπό κορυφή σέ κορυφή (peak-to-peak, p-p) καί τή μέγιστη ἐπιτρεπόμενη κατανάλωση ισχύος τοῦ τρανζίστορ.



Σχ. 3.1.

Κυματομορφές εισόδου και εξόδου στις διάφορες τάξεις λειτουργίας.

Οι ενισχυτές ισχύος παρουσιάζουν δύο κοινά χαρακτηριστικά:

α) Είναι όλοι ενισχυτές μεγάλων σημάτων και

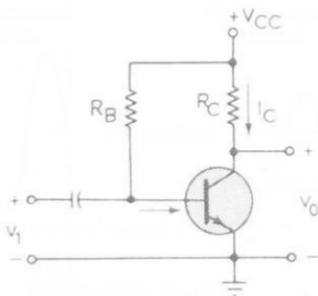
β) η λειτουργία τους δέν είναι γενικά γραμμική (nonlinear operation).

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

Στή συνέχεια εξετάζουμε τή λειτουργία ενισχυτών μεγάλων σημάτων.

3.2 Ένισχυτές ισχύος σέ τάξη Α μέ τροφοδότηση σειράς.

Τό κύκλωμα τού σχήματος 3.2α παριστάνει μία άπλή ενισχυτική διάταξη μέ στα-
θερή πόλωση.



Σχ. 3.2α.

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

Με τό παράδειγμα που ακολουθεί θα δείξουμε, πως ή διάταξη αυτή μπορεί νά χρησιμοποιηθεί σάν ένισχυτής ισχύος τάξεως Α.

Παράδειγμα 1.

Στό κύκλωμα του σχήματος 3.2α δίνονται:

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

Ζητείται νά υπολογισθεί τό σημείο λειτουργίας Q στό συνεχές (dc).

Λύση.

Γιά νά μελετήσουμε τόν τρόπο, μέ τόν όποιο λειτουργεί τό κύκλωμα αυτό σάν ένισχυτής ισχύος, καταφεύγουμε στίς χαρακτηριστικές καμπύλες $I_C - V_{CE}$ (ρεύμα συλλέκτη - τάση συλλέκτη έκπομπού) και, άφου χαράξουμε τήν εύθεια φόρτου, βρίσκουμε πάνω σέ αυτή τό σημείο λειτουργίας Q.

Στή συνέχεια, θεωρούμε ότι ένας παλμός ήμιτονοειδούς μορφής εφαρμόζεται στήν είσοδο, μέ ρεύμα κορυφής τής βάσεως $I_B = 20 \text{ mA}$ (40 mA p-p) και έπιζητούμε νά υπολογίσουμε τήν κυματομορφή του ρεύματος συλλέκτη, δηλαδή τέ I_C .

Οί χαρακτηριστικές καμπύλες του τρανζίστορ φαίνονται στό σχήμα 3.2β.

Γιά νά χαράξουμε τήν εύθεια φόρτου, παρατηρούμε ότι όταν $I_C = 0$, τότε $V_{CC} = V_{CE} = 10 \text{ V}$, δηλαδή τό ένα σημείο είναι τό P_1 . Τό άλλο σταθερό σημείο P_2 τής εύθείας φόρτου άντιστοιχεί σέ ρεύμα συλλέκτη $I_C = 1 \text{ A}$.

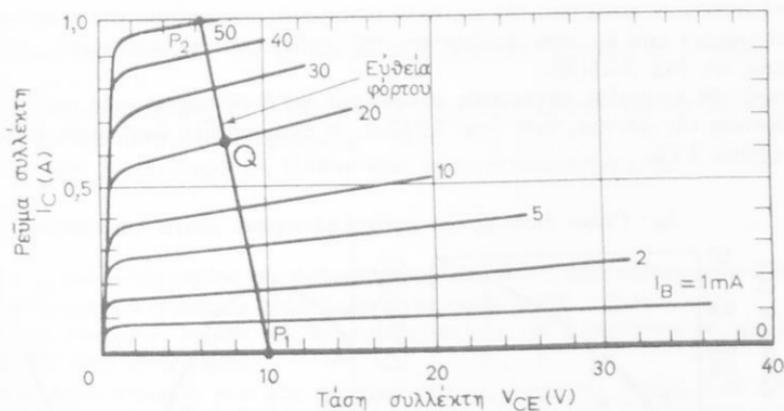
Ή πώση τάσεως τότε στά άκρα τής R_C είναι 4 V . Συνεπώς:

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

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

Ή εύθεια φόρτου ένώνει στήν περίπτωση αυτή τά σημεία P_1 και P_2 .

Γιά νά βρούμε τό σημείο λειτουργίας Q, θα πρέπει νά υπολογίσουμε τό ρεύμα βάσεως I_B . Γιά τό τρανζίστορ πυριτίου ή πώση τάσεως μεταξύ βάσεως - έκπομπού V_{BE} λαμβάνεται περίπου $0,6 \text{ V}$. Συνεπώς:



Σχ. 3.2β.

Χαρακτηριστικές του τρανζίστορ TIP29. Εύθεια φόρτου. Σημείο λειτουργίας.

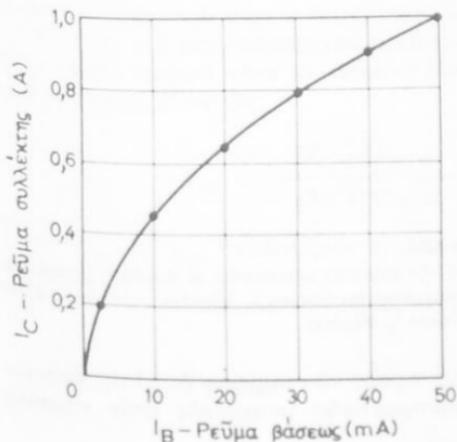
$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \approx \frac{10 - 0,6}{0,47} \approx 20 \text{ mA}$$

Η τομή της εύθειας φόρτου με την καμπύλη $I_B = 20 \text{ mA}$ μᾶς προσδιορίζει τό σημεῖο λειτουργίας Q.

Τό σημεῖο λειτουργίας Q ἔχει συντεταγμένες $I_C \approx 0,65 \text{ A}$, $V_{CE} \approx 7,4 \text{ V}$.

Προσδιορίζομε τώρα γραφικά τή σχέση μεταξύ τοῦ ρεύματος συλλέκτη I_C καί τοῦ ρεύματος βάσεως I_B καί τήν ἄλλη δύο στήλες. Στή μία θέτομε σάν τιμές τοῦ $I_B = 0, 1, 2, \dots, 50 \text{ mA}$ καί στήν ἄλλη τιμές τοῦ I_C , ποῦ ἀντιστοιχοῦν στά σημεῖα τομῆς τῶν I_B με τήν εύθεια φόρτου.

Ἡ ὁμαλή ἔνωση ὄλων αὐτῶν τῶν σημείων σέ συντεταγμένες I_B καί I_C θά μᾶς δώσει τήν καμπύλη τοῦ σχήματος 3.2γ. Ἡ καμπύλη αὐτή ὀνομάζεται **καμπύλη μεταφοράς ρεύματος**.

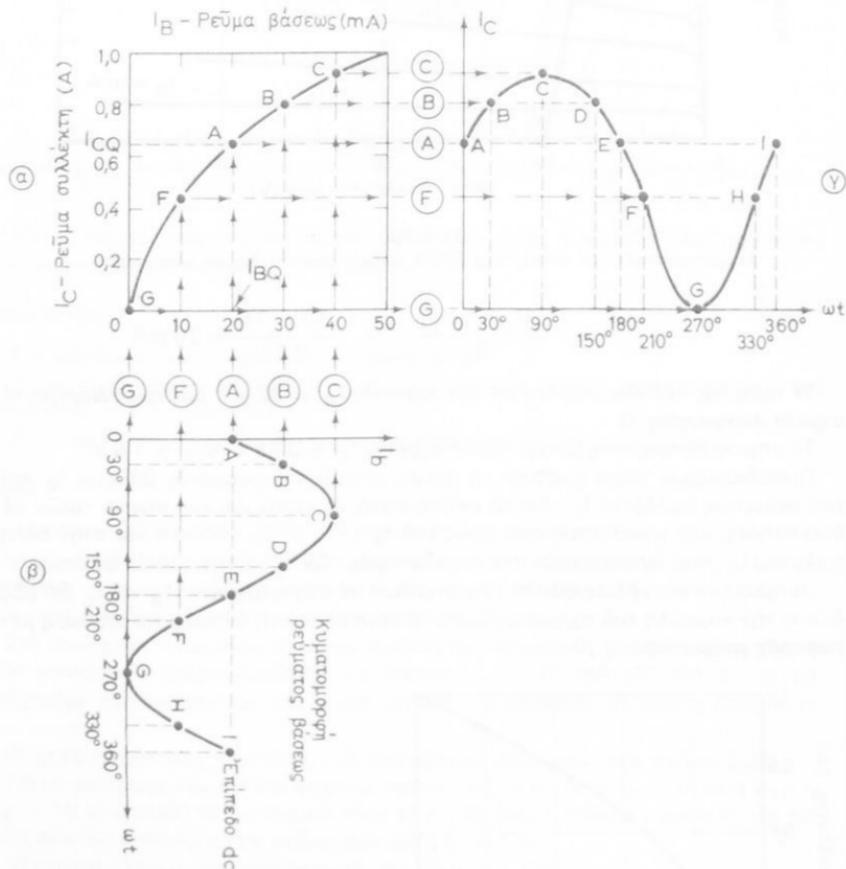


Σχ. 3.2γ.

Καμπύλη μεταφοράς ρεύματος (transfer curve).

Στή συνέχεια, κάτω από την καμπύλη μεταφοράς σχεδιάζομε την ήμιτονοειδή κυματομορφή του I_B σαν συνάρτηση του χρόνου, στην περίπτωση μας της φάσεως ωt , [σχ. 3.2δ(β)].

Δεξιά της καμπύλης μεταφοράς σχεδιάζομε τις αντίστοιχες τιμές του I_C σαν συνάρτηση της φάσεως (ωt), [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 βάσεως 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) δέν έχει τήν ίδια ακριβώς μορφή μέ τήν ήμιτονοειδή καμπύλη $I_B - \omega t$.

Συνεπώς, η κυματομορφή έξόδου έχει ύποστει παραμόρφωση.

3.3 Υπολογισμοί στους ένισχυτές ισχύος.

Στους ένισχυτές ισχύος μās ενδιαφέρει κυρίως ή άπολαβή ισχύος, ένω στους έ- νισχυτές μικρών σημάτων ή άπολαβή στήν τάση ή στό ρεύμα.

Στους ένισχυτές ισχύος μās ενδιαφέρει επίσης καί ή άπόδοση μέ τήν όποία παίρνομε ισχύ στήν έξοδο.

Ένα άλλο στοιχείο, πού μās άπασχολεί στους ένισχυτές ισχύος είναι ή ισχύς πού καταναλώνεται άπό τό τρανζίστορ. Η ισχύς αυτή δέν θά πρέπει νά υπερβαίνει ένα άνωτατο έπιτρεπτό όριο, γιατί σε αντίθετη περίπτωση έπέρχεται καταστροφή τού τρανζίστορ.

Άπόδοση ισχύος η.

Σάν άπόδοση ισχύος η όρίζομε τό λόγο τής έναλλασσόμενης ισχύος $P_{o(ac)}$ πού άποδίδεται στό φορτίο διά τής συνεχούς ισχύος $P_{i(dc)}$, πού παρέχουν οι πηγές συνεχούς τάσεως. Δηλαδή, ή έκατοστιαία άπόδοση είναι:

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

Η ισχύς τού συνεχούς $P_{i(dc)}$, ή όποία μπορεί νά θεωρηθεί καί σάν ισχύς είσόδου (input), είναι ίση μέ:

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

όπου: V_{CC} ή συνεχής τάση πολώσεως τού συλλέκτη καί I_{CQ} τό ρεύμα συλλέκτη, πού άντιστοιχεί στό σημείο λειτουργίας Q.

Η ισχύς τού έναλλασσόμενου ρεύματος πού άποδίδεται στό φορτίο, δηλαδή στήν έξοδο (output), είναι τό γινόμενο των ένεργών τιμών (rms) τής τάσεως καί τού 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} καί I_{p-p} συμβολίζουν τήν τάση καί τό ρεύμα άπό κορυφή σε κορυφή (peak-to-peak).

Αν τό φορτίο άποτελείται άπό ώμική μόνο άντίσταση, τότε:

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

Η (3.3.3) τότε γίνεται:

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

Μέ τις πιά πάνω σχέσεις (3.3.1), (3.3.2) καί (3.3.5) μπορούμε νά υπολογίσουμε τήν απόδοση ισχύος όποιοδήποτε ένισχυτή ισχύος.

Ό υπολογισμός τής απόδόσεως ισχύος η είναι ένα στοιχείο πού θά πρέπει νά μās άπασχολεί στους ένισχυτές ισχύος, καθόσον οι Ισχείς στους ένισχυτές ισχύος είναι τής τάξεως άρκετών (W), ένω στους ένισχυτές μικρών σημάτων είναι μερικων μόνο έκατοντάδων (mW).

Παράδειγμα 2.

Γιά τόν ένισχυτή ισχύος πού λειτουργεί σέ τάξη A, τόν όποιο μόλις μελετήσαμε, νά υπολογίσετε τήν Ισχύ τοῦ έναλλασσόμενου, τήν Ισχύ τοῦ συνεχούς καθώς καί τήν απόδοση ισχύος η .

Λύση.

Τό σημείο λειτουργίας Q αντίστοιχεί σέ ρεύμα συλλέκτη $I_{CQ} \simeq 0,65$ A. Ή τάση πολώσεως τοῦ συλλέκτη είναι $V_{CC} = 10$ V. Συνεπώς ή Ισχύς τοῦ συνεχούς είναι:

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

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

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

Ή απόδοση ισχύος είναι:

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

Άπό τό παράδειγμα αυτό συμπεραίνεται ότι ή απόδοση ισχύος στους ένισχυτές τάξεως A είναι πολύ μικρή. Τό γεγονός αυτό καθιστά τό κύκλωμα ένός ένισχυτή Ισχύος σέ τάξη A οίκονομικά άσύμφορο. Καμιά φορά όμως μπορούμε νά έπιτύχουμε απόδοση Ισχύος μέχρι 25% σέ ένισχυτές τάξεως A μέ τροφοδότηση σειρās. Ακόμη καί στήν περίπτωση αυτή ή απόδοση θεωρείται μικρή, ειδικά όταν πρόκειται γιά ένισχυτές Ισχύος.

3.4 Μέγιστη Ισχύς καταναλισκόμενη από τρανζίστορ.

Γιά νά κατασκευάσουμε ένα συγκεκριμένο κύκλωμα πού άπαιτεί τρανζίστορ, θά πρέπει νά καταφύγουμε στους πίνακες τών κατασκευαστών τών τρανζίστορ, ώστε νά επιλέξουμε τό κατάλληλο.

Σάν αντιπροσωπευτικό τρανζίστορ στό πιά πάνω κύκλωμα ένισχυτή χρησιμοποίησαμε τό TIP29 (Texas instruments) πυριτίου, τύπου NPN.

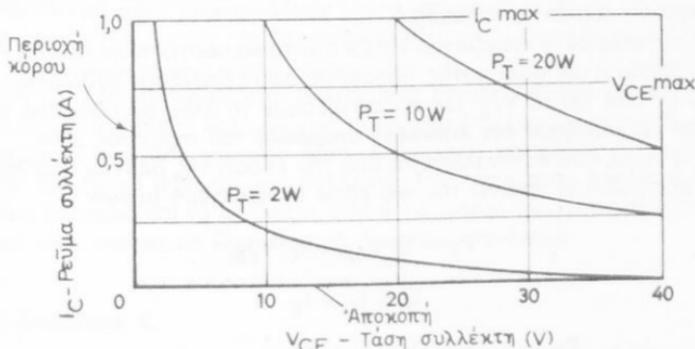
Γιά νά χρησιμοποιήσουμε λοιπόν ένα τρανζίστορ θά πρέπει νά έξακριβώσουμε άν είναι κατάλληλο γιά τήν έργασία πού τό προορίζουμε, καθώς καί τήν έπιτρεπτή περιοχή λειτουργίας του.

Ή έπιτρεπτή περιοχή λειτουργίας τοῦ τρανζίστορ TIP29 πυριτίου, τύπου NPN,

παριστάνεται από τό γραμμοσκιασμένο έμβαδόν στό σχήμα 3.4α.

Ή έπιτρεπτή περιοχή λειτουργίας ενός τρανζίστορ προσδιορίζεται από τόν ύπολογισμό τών έξης τριών μεγεθών:

- Του μέγιστου απόλυτου ρεύματος συλλέκτη I_C .
- Τής μέγιστης απόλυτης τάσεως συλλέκτη V_{CC} .
- Τής ισχύος P_T πού καταναλώνει τό τρανζίστορ κατά τή διάρκεια τής συνεχούς λειτουργίας του.



Σχ. 3.4α.

Ή επιτρεπτή περιοχή λειτουργίας του τρανζίστορ TIP29 χωρίς απορροφητή θερμότητας $P_T = 2$ W. Οι καμπύλες $P_T = 10$ W και $P_T = 20$ W αναφέρονται σέ διαφορετικούς απορροφητές θερμότητας.

Γιά τό τρανζίστορ TIP29, ό κατασκευαστής παρέχει τίς τιμές $I_C = 1$ A, $V_{CC} = 40$ V και $P_T = 2$ W γιά τά τρία πιά πάνω μεγέθη. Παρέχει έπίσης δύο τιμές γιά τήν ισχύ.

Ή μία τιμή ισχύος αναφέρεται στήν ισχύ πού καταναλώνει τό τρανζίστορ, όταν λειτουργεί συνέχεια σέ θερμοκρασία μέχρι 25°C στόν έλεύθερο χώρο (άέρα). Ή τιμή αυτή αντιπροσωπεύει τή μέγιστη ισχύ πού καταναλώνει τό τρανζίστορ **χωρίς απορροφητή θερμότητας** (heat sink).

Σάν απορροφητής θερμότητας μπορεί νά θεωρηθεί τό σύστημα πού απορροφά θερμότητα από τό τρανζίστορ και τή διασκορπίζει στόν έλεύθερο χώρο (περιβάλλον).

Ή άλλη τιμή ισχύος πού παρέχεται, αναφέρεται στή μέγιστη καταναλισκόμενη Ισχύ μέ σύστημα απορροφητή θερμότητας ή άνεμιστήρα ή και τών δύο μαζί και γιά θερμοκρασίες πλαισίου μέχρι 25°C .

Στήν περίπτωση κανονικής λειτουργίας ενός τρανζίστορ, τό ρεύμα πού περνά μέσα από αυτό είναι κυρίως τό ρεύμα έκπομπού-συλλέκτη. Κατά τή διέλευσή του μέσα από τό τρανζίστορ, τό ρεύμα αυτό περνά από περιοχές πού έχουν διαφορετική ηλεκτρική αντίσταση. Ή επομένως παράγει διαφορετικά ποσά θερμότητας στή μονάδα του χρόνου, στα διάφορα σημεία του τρανζίστορ.

Ή έπαφή του έκπομπού παρουσιάζει μικρή ηλεκτρική αντίσταση και, συνεπώς, ή θερμότητα πού παράγεται στήν έπαφή αυτή είναι μικρή.

Ή έπαφή δμως του συλλέκτη παρουσιάζει μεγάλη ηλεκτρική αντίσταση και άρα στήν έπαφή αυτή παράγεται μεγάλη θερμότητα.

Τα ρεύματα έκπομπού I_E και συλλέκτη I_C είναι περίπου ίσα. Τό ρεύμα βάσεως I_B τό θεωρούμε άμελητέο.

Μέ τίς προσεγγίσεις αυτές ή όλική ίσχύς P_T , πού καταναλώνεται μέσα σέ ένα τρανζίστορ, είναι:

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

όπου: P_C ή ίσχύς πού καταναλώνεται στην έπαφή του συλλέκτη (ίσχύς συλλέκτη) και V_{CE} ή τάση συλλέκτη - έκπομπού.

Γιά τό συγκεκριμένο τρανζίστορ TIP29 ό κατασκευαστής δίνει $P_T = 2 \text{ W}$.

Μέ τή βοήθεια τής τιμής αυτής, μπορούμε, άφού διαλέξομε άυθαίρετες τιμές είτε γιά τό I_C είτε γιά τό V_{CE} και προσδιορίσομε τό άλλο μέγεθος άπό τή σχέση (3.4.1) και νά χαράξομε **τήν ίσοσκελή ύπερβολή** του σχήματος 3.4α.

Όταν ή ίσχύς πού καταναλώνεται άπό τήν έπαφή τής βάσεως ληφθεϊ ύπόψη, τότε ή σχέση (3.4.1) παίρνει τήν πιό κάτω άκριβέστερη μορφή:

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

$$\text{άλλά,} \quad I_E = I_C + I_B \quad (3.4.3)$$

$$\begin{aligned} \text{και} \quad P_T &= (I_C + I_B) V_{BE} + I_C V_{CB} \\ &= I_C (V_{BE} + V_{CB}) + I_B V_{BE} \end{aligned} \quad (3.4.4)$$

Έπίσης ίσχύει ότι:

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

Άντικαθιστούμε τή 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) μās έκφράζει τήν όλική ίσχύ πού καταναλώνεται μέσα σέ ένα τρανζίστορ σάν συνάρτηση τών μεγεθών:

- I_C — Ρεύμα συλλέκτη.
- V_{CE} — Τάση συλλέκτη - έκπομπού.
- I_B — Ρεύμα βάσεως.
- V_{BE} — Τάση βάσεως - έκπομπού.

Άπορροφητής θερμότητας.

Η θερμότητα πού αναπτύσσεται στις ένώσεις συλλέκτη και βάσεως στό τρανζίστορ μεταφέρεται στό μεταλλικό περίβλημα του τρανζίστορ και μετά διά άπαγωγής και άκτινοβολίας διασκορπίζεται στό περιβάλλον.

Όταν ή ίσχύς πού καταναλώνεται στό συλλέκτη ύπερβεί κάποιο όριο, ή έπιφάνεια του τρανζίστορ δέν έπαρκει γιά νά άποβάλλει στό περιβάλλον τή θερμότητα πού αναπτύσσεται κρατώντας τή θερμοκρασία τής ένωσης συλλέκτη μέσα στό έπιτρεπτά όρια. Είναι τότε άνάγκη νά χρησιμοποιήσομε έναν άπορροφητή θερμότητας.

Ο άπορροφητής θερμότητας είναι ένα μεταλλικό σώμα με μικρή θερμική αντίσταση σε σχήμα κατάλληλα μελετημένο. Ο άπορροφητής αυτός τοποθετείται σε θερμική επαφή με το τρανζίστορ και έτσι βοηθά στην άπαγωγή και την άκτινοβολία της θερμότητας στο περιβάλλον.

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

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

Για τό λόγο αυτό, μεταξύ της βάσεως στηρίζεις του τρανζίστορ και του άπορροφητή παρεμβάλλεται ένα ειδικό γράσο σιλικόνης. Τό γράσο αυτό γεμίζει τά διάκενα άέρα και έτσι εξασφαλίζεται βελτιωμένη θερμική επαφή μεταξύ τους.

Υλικά όμως πού έχουν καλή θερμική άγωγιμότητα, έχουν επίσης και καλή ηλεκτρική άγωγιμότητα. Τό γεγονός αυτό δημιουργεί πρακτικές δυσκολίες, όταν χρειάζεται ηλεκτρική μόνωση του συλλέκτη. Στά τρανζίστορ ισχύος ή θήκη του τρανζίστορ άποτελεί και τό συλλέκτη, όποτε τό μεταξύ τους μονωτικό, πού συνήθως είναι μίκα, πρέπει να είναι όσο τό δυνατόν λεπτότερο.

Θερμική αντίσταση K .

Ο κατασκευαστής του τρανζίστορ δίνει επίσης τήν περιοχή θερμοκρασίας, στην όποια μπορεί να λειτουργήσει ή επαφή του συλλέκτη. Για τό τρανζίστορ TIP29 ή περιοχή θερμοκρασίας κυμαίνεται μεταξύ $-65\text{ }^{\circ}\text{C}$ και $150\text{ }^{\circ}\text{C}$. Στίς περισσότερες φορές μās ενδιαφέρει ή μέγιστη θερμοκρασία τής επαφής συλλέκτη.

Για τά τρανζίστορ πυριτίου ή μέγιστη θερμοκρασία άντοχής τής επαφής του συλλέκτη είναι γύρω στους $150\text{ }^{\circ}\text{C}$, ενώ για τά τρανζίστορ γερμανίου γύρω στους $75\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Η μέγιστη αυτή θερμοκρασία καθορίζει γενικά και τήν άντοχή του υλικού του τρανζίστορ, γι' αυτό σε καμιά περίπτωση δέν θά πρέπει να τήν υπερβαίνομε.

Η θερμοκρασία αυτή καθορίζει και τή μέγιστη ισχύ πού καταναλίσκείται από τό τρανζίστορ χωρίς να ύπάρχει κίνδυνος καταστροφής του.

Η μέγιστη θερμοκρασία T_j τής επαφής (junction) του συλλέκτη συνδέεται με τήν όλική καταναλισκόμενη ισχύ P_T , με τήν εξής σχέση:

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

όπου: T_a ή θερμοκρασία του περιβάλλοντος άέρα και K ή θερμική αντίσταση.

Η θερμική αντίσταση K έκφράζει τήν άνοδο τής θερμοκρασίας τής επαφής του συλλέκτη πάνω από τή 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 σάν θερμοκρασία περιβάλλοντος (δωματίου) θεωρούμε τούς $25\text{ }^{\circ}\text{C}$, δηλαδή $T_a = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Η θερμική αντίσταση K άποτελεί ένα χαρακτηριστικό μέγεθος του τρανζίστορ.

Για τό τρανζίστορ TIP29, έφόσον ή μέγιστη έπιτρεπτή ισχύς πού καταναλίσκε-

ται μέσα στο τρανζίστορ, χωρίς απορροφητή, είναι $P_T = 2 \text{ W}$, ή τιμή της θερμικής αντίστασως θά είναι:

$$K = \frac{150 - 25}{2} = 62,5 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad (3.4.8)$$

Η τιμή αυτή φανερώνει, ότι για κάθε (W) που απορροφά το τρανζίστορ, η θερμοκρασία της έπαφης συλλέκτη ανεβαίνει κατά $62,5 \text{ }^\circ\text{C}$ πάνω από τη θερμοκρασία περιβάλλοντος.

Συνεπώς, αν το τρανζίστορ απορροφήσει 1 W, τότε η έπαφή συλλέκτη θά έχει θερμοκρασία: $62,5 + 25 = 87,5 \text{ }^\circ\text{C}$.

Άνάλυση της θερμικής αντίστασως K στις συνιστώσες της.

Γιά κάθε τρανζίστορ ισχύος, το K πρέπει να θεωρείται ως η **ολική θερμική αντίσταση** και αποτελείται από τρεις συνιστώσες.

α) Τή θερμική αντίσταση της έπαφης συλλέκτη και της μεταλλικής βάσεως του τρανζίστορ (K_m).

β) Τή θερμική αντίσταση μεταξύ της βάσεως του τρανζίστορ και του απορροφητή θερμότητας — θερμική αντίσταση έπαφης και, σε περίπτωση ηλεκτρικής μόνωσης, θερμική αντίσταση του μονωτικού μίκα (K_i).

γ) Τή 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 έπαφης.

Η θερμική αντίσταση K_h εξαρτάται από τη μεταλλική βάση, ή όποια 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 υπολογίσουμε 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, έπεται ότι και το K_h εξαρτάται επίσης από την ολική ισχύ.

Γιά πληρέστερη κατανόηση παραθέτουμε τον Πίνακα 3.4.1 με τιμές των θερμικών αντιστάσεων για τα τρανζίστορ TIP29 και OC22.

Άσκηση.

Νά 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	...		

Μέ δσα μέχρι τώρα μελετήσαμε, μπορούμε να υπολογίσουμε τις θερμοκρασίες τής μονωτικής βάσεως T_C και τής μεταλλικής βάσεως (άπορροφητή) T_S ενός τρανζίστορ. Οι θερμοκρασίες μετρούνται σε βαθμούς Κελσίου ($^\circ C$). Για τό λόγο αυτό σχεδιάζουμε τό θερμικό κύκλωμα των τρανζίστορ-άπορροφητή. Τό θερμικό αυτό κύκλωμα είναι τό ανάλογο ενός ηλεκτρικού κυκλώματος όπου όμως αντί για ηλεκτρικές, έχομε θερμικές αντιστάσεις και, αντί για γεννήτρια, τήν ισχύ P_T .

Γιά καλύτερη κατανόηση παραθέτομε τό πιο κάτω παράδειγμα.

Παράδειγμα 3.

Γιά τό τρανζίστορ OC22 δίνονται: $P_T = 4 W$, $T_j = 90^\circ C$ και $T_a = 45^\circ C$.

Νά υπολογισθούν: α) Οι θερμικές αντιστάσεις K , K_h και β) οι θερμοκρασίες τής μονωτικής βάσεως T_C και του άπορροφητή T_S .

Λύση.

$$\alpha) \quad K = \frac{90 - 45}{4} = 11,25 \frac{^\circ C}{W}$$

Από τόν Πίνακα 3.4.1 παίρνομε τις τιμές των K_m , K_i . Άρα:

$$K_h = K - K_m - K_i = 11,25 - 3 - 0,5 = 7,75 \frac{^\circ C}{W}$$

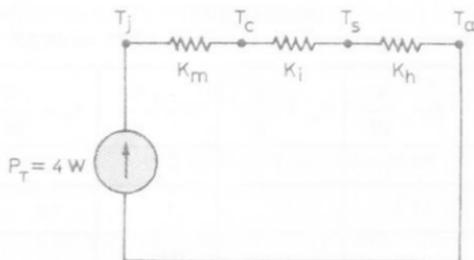
β) Για νά βροΐμε τις θερμοκρασίες T_C και T_S σχεδιάζομε τό θερμικό κύκλωμα (σχ. 3.4β).

Η θερμοκρασία τής μονωτικής βάσεως T_C του τρανζίστορ είναι:

$$T_j - T_C = K_m P_T$$

$$\eta) \quad T_C = T_j - K_m P_T = 90 - 3 \times 4 = 78^\circ C$$

Η θερμοκρασία του άπορροφητή 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 Ύπολογισμός άρμονικῶν παραμορφώσεων.

Από τή μελέτη μας στήν παράγραφο 3.2, σχετικά μέ τή γραφική μέθοδο εύρεσης τής κυματομορφῆς ἐξόδου, διαπιστώσαμε, ὅτι ἡ κυματομορφή ἐξόδου δέν ἔχει τήν ἴδια ἀκριβῶς μορφή μέ τήν κυματομορφή εἰσόδου. Συνεπῶς ἡ κυματομορφή ἐξόδου ἔχει ὑποστεί παραμόρφωση. Ἄν ἡ καμπύλη μεταφορᾶς ἦταν εὐθεία γραμμή, τότε δέν θά εἶχε ὑποστεί παραμόρφωση ἡ κυματομορφή εἰσόδου.

Ἡ μὴ γραμμική παράσταση λοιπόν ἤ, ὅπως ἐπίσης λέγεται, ἡ μὴ γραμμική λειτουργία τοῦ κυκλώματος εἰσάγει τήν παραμόρφωση.

Ἡ κυματομορφή ἐξόδου, δηλαδή τό ρεῦμα συλλέκτη I_C , μπορεῖ νά παρασταθεῖ σάν ἄθροισμα μερικῶν ὄρων, πού περιέχουν συνημιτονοειδεῖς συναρτήσεις τής γωνιακῆς συχνότητος. Ἐπειδή ὁμως οἱ συνημιτονοειδεῖς καί ἡμιτονοειδεῖς συναρτήσεις ὀνομάζονται **ἄρμονικῆς συναρτήσεις**, γι' αὐτό καί ἡ παραμόρφωση αὐτή ὀνομάζεται **ἄρμονική παραμόρφωση** (harmonic distortion).

Συνεπῶς, τό ρεῦμα συλλέκτη μπορεῖ νά γραφεῖ σάν ἄθροισμα συνημιτονοειδῶν ὄρων:

$$I_C = M_0 + M_1 \sin(\omega t) + M_2 \sin(2\omega t) + M_3 \sin(3\omega t) + M_4 \sin(4\omega t) \quad (3.5.1)$$

ὅπου: ω ἡ γωνιακή συχνότητα τής κυματομορφῆς. Ἡ συχνότητα αὐτή ὀνομάζεται καί **θεμελιώδης συχνότητα**.

Τό M_1 παριστάνει τό πλάτος τής θεμελιώδους συνιστώσας τής κυματομορφῆς ἐξόδου.

Τά M_2 , M_3 καί M_4 παριστάνουν τά πλάτη τῶν συνιστωσῶν τής δεύτερης, τρίτης καί τέταρτης ἄρμονικῆς τής κυματομορφῆς ἐξόδου.

Οι συνιστώσες $M_1 \dots M_4$ μπορούν να υπολογισθούν γραφικά με χρήση των πύξ κάτω σχέσεων καί του σχήματος 3.2δ:

$$\begin{aligned} M_0 &= \frac{1}{6} (I_M + I_m) + \frac{1}{3} (I_1 + I_2) - I_0 \\ M_1 &= \frac{1}{3} (I_M - I_m) + \frac{1}{3} (I_1 - I_2) \\ M_2 &= \frac{1}{4} (I_M + I_m) - \frac{1}{2} I_0 \\ M_3 &= \frac{1}{6} (I_M - I_m) - \frac{1}{3} (I_1 - I_2) \\ M_4 &= \frac{1}{12} (I_M - I_m) - \frac{1}{3} (I_1 + I_2) + \frac{1}{2} I_0 \end{aligned} \quad (3.5.2)$$

Τά πύξ πάνω μεγέθη συμβολίζουν:

I_0 – Τό ρεύμα συλλέκτη χωρίς σήμα είσόδου – σημείο Α στό σχήμα 3.2δ.

I_M – Τό ρεύμα κορυφής του συλλέκτη – σημείο C.

I_m – Τό ελάχιστο ρεύμα του συλλέκτη – σημείο G.

I_1 – Τό ρεύμα συλλέκτη πού αντίστοιχεί στό μισό τής κορυφής του σήματος είσόδου – σημείο Β.

I_2 – Τό ρεύμα συλλέκτη, πού αντίστοιχεί στό μισό του ελάχιστου του σήματος είσόδου – σημείο F.

Αφού λοιπόν αντικαταστήσουμε τής τιμές των ρευμάτων, πού τής παίρνομε από τό σχήμα 3.2δ, στίς σχέσεις (3.5.2), μπορούμε, νά υπολογίσουμε τής συνιστώσες του πλάτους του ρεύματος συλλέκτη. Μέ γνωστές τής τιμές των M_1, \dots, M_4 , βρίσκομε στό συνέχεια τά εκατοστιαία ποσοστά των άρμονικών παραμορφώσεων, πού όρίζονται ως έξης:

$$\begin{aligned} D_2 &\simeq \left| \frac{M_2}{M_1} \right| \times 100\% \\ D_3 &\simeq \left| \frac{M_3}{M_1} \right| \times 100\% \\ D_4 &\simeq \left| \frac{M_4}{M_1} \right| \times 100\% \end{aligned} \quad (3.5.3)$$

Τά D_2 , D_3 καί D_4 έκφράζουν τά εκατοστιαία ποσοστά των άρμονικών παραμορφώσεων, δεύτερης, τρίτης καί τέταρτης τάξεως αντίστοιχα.

Η όλική άρμονική παραμόρφωση D_T υπολογίζεται από τή σχέση:

$$D_T = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_4^2} \quad (3.5.4)$$

Παράδειγμα 4.

Γιά τόν ένισχυτή ισχύος τής παραγράφου 3.2, πού λειτουργεί σέ τάξη Α μέ τροφόδότηση σειράς, νά υπολογισθεί ή όλική άρμονική παραμόρφωση.

Λύση.

Από το σχήμα 3.2δ παίρνουμε 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).

$$M_0 = \frac{1}{6} (0,9) + \frac{1}{3} (0,8 + 0,45) - 0,65 = -0,083 \text{ A} \simeq -83 \text{ mA}$$

$$M_1 = \frac{1}{3} (0,9) + \frac{1}{3} (0,8 - 0,45) \simeq 0,42 \text{ A}$$

$$M_2 = \frac{1}{4} (0,9) - \frac{1}{2} (0,65) \simeq -0,1 \text{ A}$$

$$M_3 = \frac{1}{6} (0,9) - \frac{1}{3} (0,8 - 0,45) \simeq 0,03 \text{ A} \simeq 30 \text{ mA}$$

$$M_4 = \frac{1}{12} (0,9) - \frac{1}{3} (0,8 + 0,45) + \frac{1}{2} (0,65) \simeq -0,017 \text{ A} \simeq -17 \text{ mA}$$

Τά εκατοστιαία ποσοστά των αρμονικῶν παραμορφώσεων είναι:

$$D_2 = \frac{0,1}{0,42} \times 100\% \simeq 24\%$$

$$D_3 = \frac{0,03}{0,42} \times 100\% \simeq 7\%$$

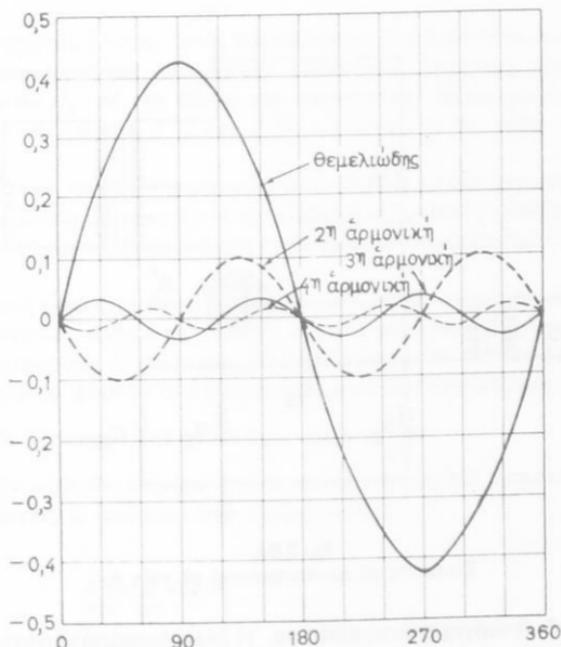
$$D_4 = \frac{0,017}{0,42} \times 100\% \simeq 4\%$$

Συνεπῶς, ἡ ὀλική ἀρμονική παραμόρφωση είναι:

$$D_T = \sqrt{(24)^2 + (7)^2 + (4)^2} \simeq 25\%$$

Παρατηροῦμε, ὅτι ἡ ὀλική ἀρμονική παραμόρφωση εἶναι ἀρκετά μεγάλη στή συγκεκριμένη περίπτωση. Σημαντικό μέρος τῆς ὀλικῆς παραμορφώσεως, προέρχεται ἀπὸ τὴν παραμόρφωση ποῦ ὑπεισάγει ἡ δεύτερη ἀρμονική D_2 . Ἡ πῶ πάνω ἀνάλυση μπορεῖ νά παρασταθεῖ καί γραφικά. Ἔτσι λοιπὸν στὸ σχῆμα 3.5 σχεδιάζουμε τὶς ἀρμονικὲς τοῦ ρεύματος συλλέκτη. Μὲ ἄλλα λόγια, σχεδιάζουμε τοὺς δρους τῆς ἐξισώσεως (3.5.1), γνωρίζοντας τὶς τιμές τῶν $M_1 \dots M_4$, τὶς ὁποῖες μόλις ὑπολογίσαμε. **Τὸ ἄθροισμα ἄλων τῶν ἀρμονικῶν μαζί με τὴ θεμελιώδη θά μᾶς δώσει τὴν κυματομορφή ἐξόδου τοῦ σχήματος 3.2δ.**

Πῶ συγκεκριμένα θά πάρομε τὸ σχῆμα (μορφή) τῆς κυματομορφῆς τοῦ σχήματος 3.2δ. Γιὰ νά ταυτίζονται οἱ δύο αὐτές κυματομορφές, δηλαδή γιὰ νά ἔχομε τὸ I_C τῆς σχέσεως (3.5.1), πρέπει νά προσθέσουμε καί τὸ σταθερὸ ὄρο M_0 .



Σχ. 3.5.

Ἀρμονικὲς τοῦ ρεύματος συλλέκτη.

Συμπεραίνομε λοιπόν ὅτι, γιὰ νὰ βροῦμε στὴν πράξη τὴν ἄρμονικὴ παραμόρφωση, μποροῦμε νὰ παρατηρήσουμε σὲ παλμογράφο τὸ πραγματικὸ σχῆμα τῆς κυματομορφῆς ἐξόδου καὶ νὰ ἐφαρμόσουμε τὴ γραφικὴ ἀνάλυση πού μόλις μελέτησαμε. Μποροῦμε ἐπίσης νὰ βροῦμε τὴν ἄρμονικὴ παραμόρφωση, χρησιμοποιώντας ἕνα ὄργανο, πού ὀνομάζεται *ἀναλυτὴς κυματομορφῶν* ἢ *ἀναλυτὴς παραμορφώσεων*.

3.6 Ἐνισχυτὲς ἰσχύος σὲ τάξη A μὲ μετασχηματιστὴ.

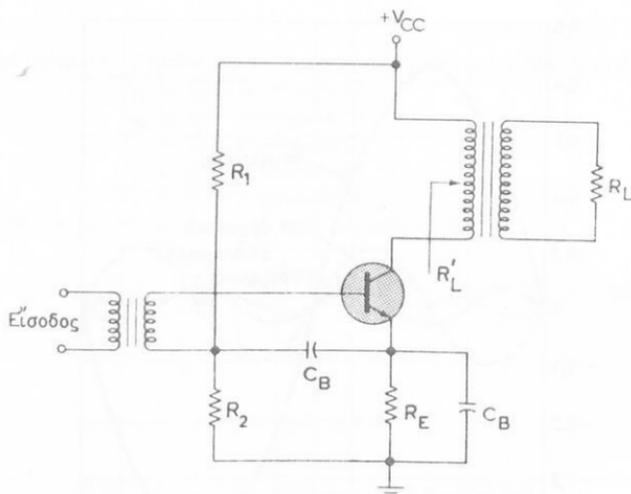
Ὅπως μάθαμε ὡς τώρα μὲ τὴ μελέτη τῶν ἐνισχυτῶν ἰσχύος πού λειτουργοῦν σὲ τάξη A μὲ τροφοδότηση σειρᾶς, ἡ ἀπόδοση ἰσχύος εἶναι μικρὴ, ἐνῶ ἀπὸ τὸ ἄλλο μέρος, ἡ παραμόρφωση εἶναι μεγάλη.

Γιὰ νὰ βελτιώσουμε τὴν ἀπόδοση, ἀλλὰ καὶ νὰ περιορίσουμε τὴ παραμόρφωση, χρησιμοποιοῦμε στὴν πράξη πιά βελτιωμένα συστήματα ἐνισχυτῶν.

Ἐνα τέτοιο βελτιωμένο σύστημα ἐνισχυτῆ ἰσχύος χρησιμοποιεῖ μετασχηματιστὴ στὴν ἐξοδο. Ὁ ἐνισχυτὴς μὲ μετασχηματιστὴ λειτουργεῖ σὲ τάξη A καὶ φαίνεται στὸ σχῆμα 3.6α.

Ἡ ἀνάλυση τοῦ κυκλώματος αὐτοῦ εἶναι ἀνάλογη μὲ τὸν ἐνισχυτὴ ἰσχύος μὲ τροφοδότηση σειρᾶς. Ὑπάρχουν ὁμοίως δύο βασικὲς διαφορές. Ἡ μία διαφορά εἶναι, ὅτι ἡ εὐθεία φόρτου στὸ συνεχές τοῦ ἐνισχυτῆ μὲ μετασχηματιστὴ ἔχει κλίση

ἰση μὲ: $-\frac{1}{R_E + R}$, ὅπου ἡ R παριστάνει τὴν ἐνεργὸν τιμὴ τῆς ἀντιστάσεως τοῦ



Σχ. 3.6α.

Ένισχυτής με μετασχηματιστή σε τάξη Α.

πρωτεύοντος του μετασχηματιστή εισόδου. Η άλλη διαφορά συνίσταται στο ότι η εύθεια φόρτου στο έναλλασσόμενο δέν ταυτίζεται με την προηγούμενη εύθεια φόρτου. Η κλίση της εύθειας φόρτου στο έναλλασσόμενο ίσοται με $-\frac{1}{R'_L}$.

Όπου:

$$R'_L = \frac{1}{n^2} R_L \quad (3.6.1)$$

καί

$$n = \frac{N_2}{N_1} \text{ (λόγος μετασχηματισμού)} \quad (3.6.2)$$

όπου: N_1 ο αριθμός σπειρών του πρωτεύοντος του μετασχηματιστή έξόδου καί N_2 ο αριθμός σπειρών του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή έξόδου.

Θά μπορούσαμε νά πούμε ότι η R'_L είναι η αντίσταση φορτίου που «βλέπει» το πρωτεύον του μετασχηματιστή έξόδου.

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

$$N_2^2 R'_L = N_1^2 R_L \quad (3.6.4)$$

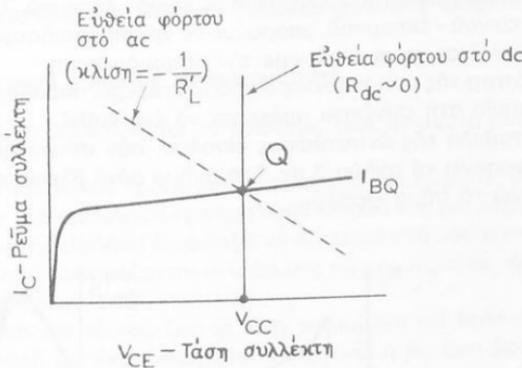
Ο μετασχηματιστής λοιπόν, όπως βλέπουμε από την τελευταία σχέση, χρησιμοποιείται σαν **προσαρμογέας επαγωγικής συζεύξεως**. Συνεπώς, **προσαρμόζει το πραγματικό φορτίο R_L με την έξοδο του τρανζίστορ**. Το πραγματικό φορτίο R_L έχει συνήθως τιμές μεταξύ 4 Ω και 8 Ω, π.χ. όταν το R_L είναι το ήχητο ενός μεγαφώνου.

Όταν συνδέσουμε το μετασχηματιστή στην έξοδο, μπορούμε να αυξήσουμε το φορτίο του τρανζίστορ σε αρκετές εκατοντάδες ή και μερικές χιλιάδες Ωμ. Αυτό το επιτυγχάνουμε με την κατάλληλη έκλογή του λόγου μετασχηματισμού από τη σχέση (3.6.2).

Η προσαρμογή είναι απαραίτητη καθόσον δεν έχουμε ανάκλαση ενέργειας προς τα πίσω και, συνεπώς, έχουμε τη μέγιστη δυνατή μεταφορά ισχύος στην έξοδο.

Το σημείο λειτουργίας Q βρίσκεται, αφού χαράξουμε την ευθεία φόρτου στο συνεχές (dc). Η ευθεία φόρτου στο έναλλασσόμενο (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 έναλλασσόμενο (ac) και συνεχές (dc) του ενισχυτή ισχύος με μετασχηματιστή σε τάξη Α.

Στό έξης μπορούμε να εφαρμόσουμε τη γραφική ανάλυση που μόλις μελετήσαμε. Όταν όμως αναφερόμαστε σε ενισχυτή ισχύος με μετασχηματιστή, **θά πρέπει να καταφεύγουμε στην ευθεία φόρτου του έναλλασσόμενου** και όχι του συνεχούς, καθόσον ο μετασχηματιστής δεν έχει έννοια στο συνεχές.

Στή συνέχεια μελετούμε τις βασικές διαφορές των ενισχυτών ισχύος τάξεως Α, 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 απόδοσεως είναι διπλάσιο, συγκριτικά με τους ενισχυτές ισχύος με τροφοδότηση σειράς, στους οποίους η απόδοση ανέρχεται μόλις στο 25%.

Αιτίες τῶν παραμορφώσεων – Γενικές ἀρχές.

Μέ ὄσα μέχρι τώρα μελετήσαμε, μπορούμε νά συνοψίσουμε, ὅτι οἱ βασικές πηγές (αἰτίες) τῶν παραμορφώσεων ἑνός ἐνισχυτῆ σέ τάξη Α εἶναι:

α) Ἡ ἄνιση ἀπόσταση μεταξύ τῶν σταθερῶν - ρεύματος τῶν χαρακτηριστικῶν καμπύλων ἑνός τρανζίστορ κατά μήκος τῆς εὐθείας φόρτου. Σάν παράδειγμα ἀναφέρουμε τίς χαρακτηριστικές τοῦ τρανζίστορ TIP29 στό σχῆμα 3.2β.

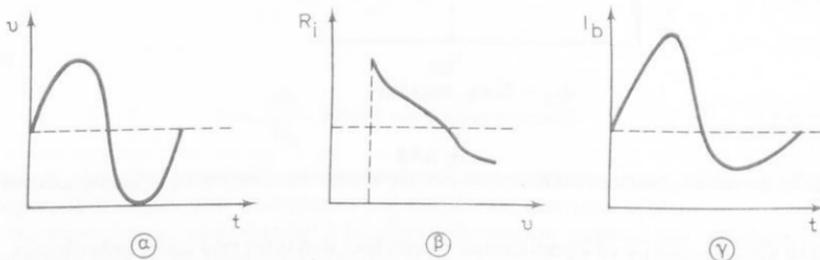
β) Ἡ μὴ γραμμικότητα τῆς ἀντιστάσεως εἰσόδου τοῦ ἐνισχυτῆ. Μέ τόν ὄρο «μὴ γραμμικότητα» ἐννοοῦμε ὅτι ἡ ἀντίσταση εἰσόδου μεταβάλλεται, ὅταν τό ρεῦμα εἰσόδου, (ἢ ἡ τάση), μεταβάλλεται.

γ) Ἄλλη αἰτία παραμορφώσεων ὀφείλεται στό γεγονός τῆς μετακινήσεως τοῦ σημείου λειτουργίας, εἴτε πρὸς τό σημείο κορεσμοῦ, εἴτε πρὸς τό σημείο ἀποκοπῆς. Ἡ μετακίνηση αὐτῆ συμβαίνει, ἢ γιατί κάποιο μεγάλο σῆμα πέρασε, ἢ γιατί τό σημείο πολώσεως μεταβλήθηκε, λόγω μεταβολῆς τῆς θερμοκρασίας τοῦ τρανζίστορ.

Τά τρανζίστορ μέ κοινό - ἔκπομπο εἰσάγουν μεγάλη παραμόρφωση, ἐπειδή οἱ χαρακτηριστικές τους ἀπέχουν ἄνισα μεταξύ τους. Τά τρανζίστορ μέ κοινή - βάση εἰσάγουν μικρότερη παραμόρφωση, γιατί οἱ χαρακτηριστικές τους ἀπέχουν σέ ἴση μεταξύ τους ἀπόσταση. Παρά τό γεγονός αὐτό, στά κυκλώματα ἐνισχυτῶν ἰσχύος προτιμᾶμε τή συνδεσμολογία τοῦ τρανζίστορ μέ κοινό - ἔκπομπο. Ὁ λόγος εἶναι ὅτι, σέ κυκλώματα κοινῶ - ἔκπομποῦ, μπορούμε νά χρησιμοποιήσουμε ἀνατροφοδότηση (feedback) καί ἔτσι νά περιορίσουμε τήν παραμόρφωση.

Ἡ μὴ γραμμικότητα τῆς ἀντιστάσεως εἰσόδου ἐπιφέρει παραμόρφωση στό σῆμα εἰσόδου, τό ὁποῖο στή συνέχεια πρόκειται νά ἐνισχυθεῖ.

Μιά τέτοια μεταβολή τῆς ἀντιστάσεως εἰσόδου, σάν συνάρτηση τῆς τάσεως τοῦ σήματος, παριστάνει τό σχῆμα 3.6γ. Στό σχῆμα αὐτό βλέπομε τήν παραμόρφωση πού παθαίνει τό σῆμα εἰσόδου.



Σχ. 3.6γ.

Μεταβολή τῆς ἀντιστάσεως εἰσόδου σάν συνάρτηση τῆς τάσεως τοῦ σήματος: α) Τάση εἰσόδου σάν συνάρτηση τοῦ χρόνου (μὴ παραμορφωμένο σῆμα). β) Μεταβολή τῆς ἀντιστάσεως εἰσόδου μέ τήν τάση εἰσόδου. γ) Παραμορφωμένο ρεῦμα εἰσόδου.

Ὅπως φαίνεται στό σχῆμα 3.6γ, ἡ ἀντίσταση εἰσόδου ἐλαττώνεται, ὅταν μεγαλώνει ἡ τάση τοῦ σήματος. Σάν ἀποτέλεσμα αὐτοῦ ἔχομε τό ὅτι τό ρεῦμα τῆς βάσεως, δηλαδή τό ρεῦμα εἰσόδου (μετά τήν ἀντίστασή εἰσόδου), ὑφίσταται παραμόρφωση. Ἡ παραμόρφωση αὐτῆ δημιουργεῖ μεγαλύτερη κορυφή στήν πρώτη ἢ -

μπερίοδο καί διαπλάτυνση στό κάτω μέρος τής δεύτερης ήμπεριόδου [σχ. 3.6γ (γ)].

Τέτοια περίπου θά ήταν ή μορφή του ρεύματος τής βάσεως του τρανζίστορ, όταν στην είσοδο εφαρμόζαμε μία σταθερή τάση έναλλασσόμενου σήματος, μέ πηγή πολύ χαμηλής έσωτερικής αντίστασεως (κύκλωμα τρανζίστορ κοινού - έκπομπού).

Αν τή βαθμίδα τροφοδοτούσε μία πηγή μεγάλης έσωτερικής αντίστασεως, θά έμφανίζοταν σαν πηγή σταθερού ρεύματος στό τρανζίστορ καί τότε ή παραμόρφωση είσοδου θά ήταν άμελητέα. Στην περίπτωση αυτή θά έπρεπε νά μάς άπασχολήσει μόνο ή παραμόρφωση έξόδου.

Η παραμόρφωση έξόδου προκαλείται από τό πύκνωμα τών καμπύλων $I_B =$ σταθερό, γιά μεγάλες τιμές του I_C . Αυτό παρατηρείται στίς περισσότερες χαρακτηριστικές του συλλέκτη σέ διάφορα τρανζίστορ. Στην περίπτωση αυτή έχομε τό αντίθετο φαινόμενο, από άπόψεως παραμορφώσεως, από εκείνο πού παριστάνει τό σχήμα 3.6γ(γ). Δηλαδή στην πρώτη ήμπερίοδο τό ρεύμα ύφίσταται διαπλάτυνση σχετικά μέ τό ρεύμα πού αντίστοιχεί στή δεύτερη ήμπερίοδο.

Συμπεραίνομε λοιπόν, ότι ή παραμόρφωση έξόδου είναι αντίθετη τής παραμορφώσεως είσοδου, γιά τήν περίπτωση στην όποία αναφερόμαστε. Συνεπώς καταλήγομε στό συμπέρασμα ότι, **γιά κάποια τιμή τής έσωτερικής αντίστασεως τής πηγής ή συνολική παραμόρφωση είσοδου - έξόδου γίνεται ή ελάχιστη δυνατή.**

3.7 Ένισχυτής push - pull μέ μετασχηματιστή.

Στό σχήμα 3.7α άπεικονίζεται τό κύκλωμα ενός ένισχυτή push - pull μέ μετασχηματιστή.

Γιά νά μελετήσομε τόν τρόπο λειτουργίας του κυκλώματος αυτού, υποθέτομε ότι εφαρμόζομε ένα ήμιτονοειδές σήμα στην είσοδο του μετασχηματιστή είσοδου. Ο μετασχηματιστής είσοδου διαβιβάζει τό σήμα καί στά δύο τρανζίστορ. Τά σήματα όμως αυτά, πού εφαρμόζονται στίς βάσεις τών τρανζίστορ, **έμφανίζουν μεταξύ τους διαφορά φάσεως 180° .**

Ας υποθέσομε ότι τά τρανζίστορ είναι πολωμένα καί λειτουργούν σέ τάξη Β. Θεωρούμε δηλαδή ότι έχει αφαιρεθεί ή R_1 , ενώ ή R_2 έχει βραχυκυκλωθεί.

Όταν ή βάση του τρανζίστορ Q_1 αρχίζει νά γίνεται θετική, τότε τό τρανζίστορ αυτό άγει καί συνεπώς ένισχύει τό σήμα είσοδου.

Στόν ίδιο χρόνο, ή βάση του τρανζίστορ Q_2 αρχίζει νά γίνεται άρνητική καί επομένως τό τρανζίστορ αυτό δέν άγει - θεωρείται σαν νά έχει άποκοπεί.

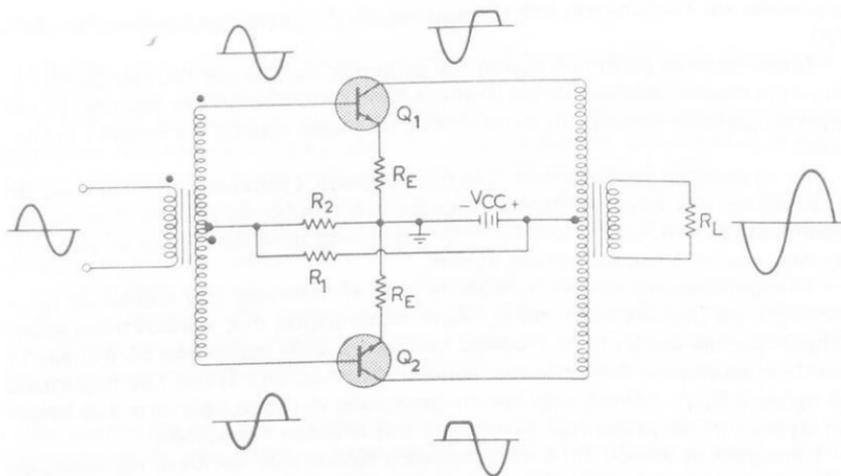
Συνεπώς, στό πρώτο μισό τής περιόδου του σήματος, ή έξοδος συνίσταται από τό ένισχυμένο σήμα του τρανζίστορ Q_1 .

Κατά τή διάρκεια τής δεύτερης ήμπεριόδου του σήματος, ή βάση τής Q_1 αρχίζει νά γίνεται άρνητική, ενώ ή βάση τής Q_2 θετική. Στην περίπτωση αυτή έχομε άκρίβως τό αντίθετο φαινόμενο, δηλαδή ή Q_1 έχει άποκοπεί καί ή Q_2 άγει.

Η έξοδος στό μετασχηματιστή έξόδου καί συνεπώς στό φορτίο, αποτελείται από τό άθροισμα τών σημάτων στους δύο συλλέκτες.

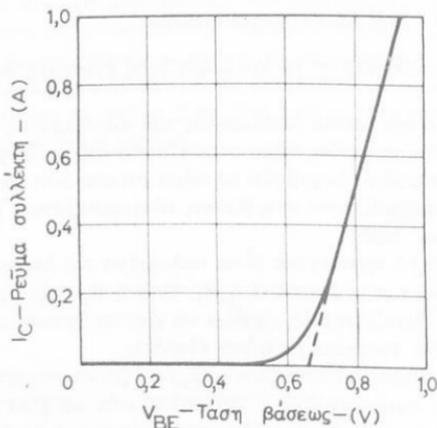
Οί κυματομορφές πού άπεικονίζονται στό σχήμα 3.7α αντίστοιχοϋν σέ τάξη λειτουργίας ΑΒ.

Προτού όμως μελετήσομε τή λειτουργία του push - pull σέ τάξη ΑΒ, θά εξετά-



Σχ. 3.7α.

Ένιαχυτής push - pull με μετασχηματιστή. Κυματομορφές σε τάξη AB.



Σχ. 3.7β.

Χαρακτηριστική καμπύλη μεταφοράς τάσεως - ρεύματος τρανζίστορ.

σομε τά χαρακτηριστικά των τρανζίστορ σε τάξη B. Μέ τον τρόπο αυτό θα φανεί ή ανάγκη λειτουργίας σε τάξη AB.

Άς υποθέσουμε, ότι τό σήμα είσοδου προέρχεται από μία πηγή χαμηλής σύνθετης αντίστασης. Μέ αυτό τον τρόπο, μιλούμε σαν να έχομε ένα σήμα τάσεως στην είσοδο.

Θεωρούμε τώρα τή χαρακτηριστική καμπύλη μεταφοράς τάσεως - ρεύματος γιά

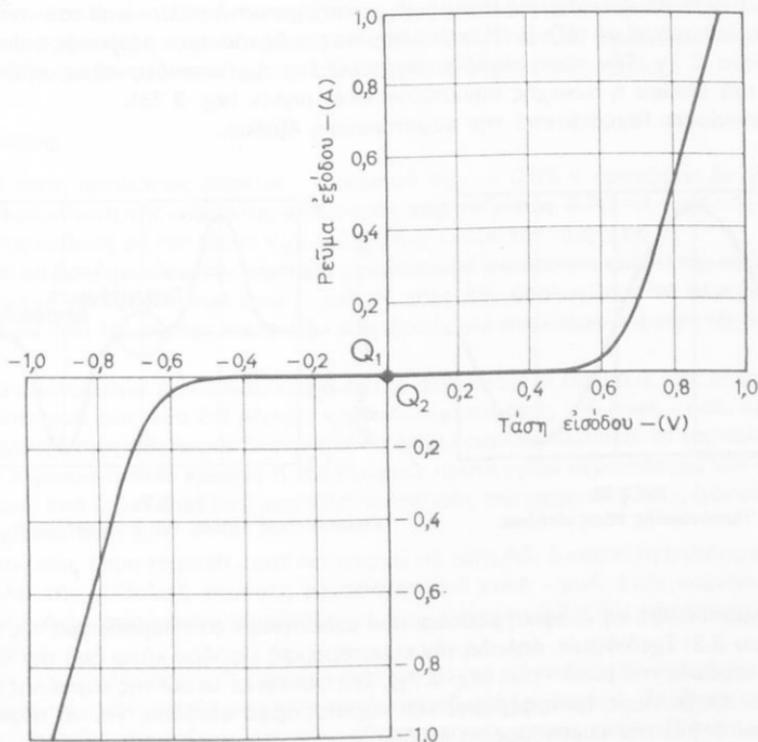
ένα γνωστό τρανζίστορ. Μία τέτοια καμπύλη για κάποιο τρανζίστορ ισχύος φαίνεται στο σχήμα 3.7β.

Υποθέτουμε 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, ή καθολική τότε καμπύλη μεταφοράς για τα τρανζίστορ του rush - pull σάν 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.

Θά πρέπει να σημειώσουμε ότι ο οριζόντιος άξονας στο σχήμα 3.7β παριστάνει την τάση βάσεως - έκπομπού 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 ένισχυτη push - pull.



Σχ. 3.7γ.

Καμπύλη μεταφοράς τάσεως - ρεύματος για τον ένισχυτη push - pull σε τάξη Β.

Τό θετικό μέρος του κατακόρυφου ημιάξονα στο σχήμα 3.7γ παριστάνει τό ρεύμα συλλέκτη του Q_1 , ενώ ο άρνητικός ημιάξονας τό ρεύμα συλλέκτη του Q_2 . Τό ρεύμα εξόδου είναι ή άλγεβρική διαφορά των δύο ρευμάτων στους συλλέ-

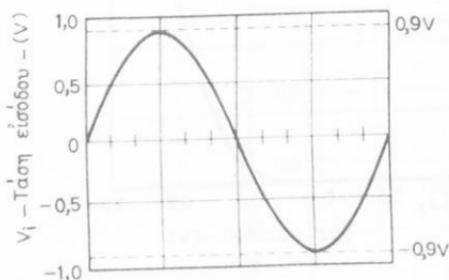
κτες. Στο ρεύμα αυτό έξοδου λαμβάνεται υπόψη και η αναστροφή ρεύματος, που επιφέρει το τρανζίστορ Q_2 . Συνεπώς, ο κατακόρυφος άξονας παριστάνει το ρεύμα έξοδου του ένισχυτη *push - pull*.

Πλεονεκτήματα του ένισχυτη *push - pull*.

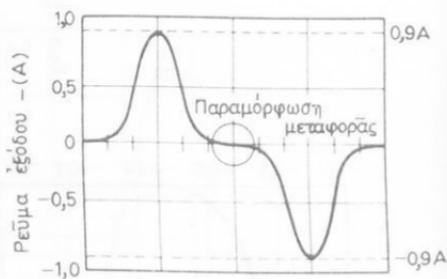
Ένα βασικό πλεονέκτημα του ένισχυτη *push - pull* είναι, ότι οι αρμονικές παραμορφώσεις δεύτερης και τέταρτης τάξεως στα δύο τρανζίστορ Q_1 και Q_2 είναι σε φάση και αλληλοαναιρούνται στο μετασχηματιστή έξοδου. Συνεπώς, το ρεύμα έξοδου περιέχει μόνο την αρμονική παραμόρφωση τρίτης τάξεως. Για τó λόγο αυτό θά περιμέναμε ó ένισχυτης *push - pull* νά υπεισάγει μικρή παραμόρφωση στο σήμα εισόδου. Όπως όμως θά δείξει τó παράδειγμα που ακολουθεί, ή παραμόρφωση δέν είναι και τόσο μικρή.

Παράδειγμα 5.

Υποθέσετε ότι ó ένισχυτης ισχύος μέ μετασχηματιστή *push - pull* τού σχήματος 3.7α λειτουργεί σε τάξη Β. Η καμπύλη μεταφοράς τάσεως - ρεύματος φαίνεται στο σχήμα 3.7γ. Τήν τάση εισόδου αποτελεί ένα ήμιτονοειδές σήμα, πλάτους 0,9 V, τού όποιου ή συνεχής συνιστώσα είναι μηδέν (σχ. 3.7δ). Νά υπολογίσετε (σχεδιάσετε) τήν κυματομορφή έξοδου.



Σχ. 3.7δ.
Ήμιτονοειδής τάση εισόδου.



Σχ. 3.7ε.
Κυματομορφή έξοδου τού ένισχυτη *push - pull*.

Λύση.

Χρησιμοποιούμε τή γραφική μέθοδο, που μελετήσαμε στο παράδειγμα τής παραγράφου 3.2: Σχεδιάζουμε, δηλαδή τήν κυματομορφή εισόδου κάτω από τήν καμπύλη μεταφοράς τού *push - pull* (σχ. 3.7γ). Στή συνέχεια, μέσω τής καμπύλης μεταφοράς, προβάλλομε (μεταφέρομε) τήν κυματομορφή εισόδου, για νά πάρομε (πάνω και δεξιά) τήν κυματομορφή έξοδου.

Σημείωση.

Η γραφική αυτή διαδικασία αφήνεται σάν άσκηση για τούς μαθητές. Τó αποτέλεσμα τής γραφικής αυτής διαδικασίας, θά μās δώσει τήν κυματομορφή έξοδου τού σχήματος 3.7ε.

Συγκρίνοντας τίσ κυματομορφές εισόδου και έξοδου, παρατηρούμε ότι ή κυμα-

τομορφή έξόδου δέν έχει τό ίδιο σχήμα μέ τήν κυματομορφή εισόδου· συνεπώς ύ-
 πάρχει παραμόρφωση.

Ή παραμόρφωση αυτή συνίσταται στή διαπλάτυνση τής κυματομορφής εισό-
 δου, ή όποία γίνεται στήν άρχή καί στό τέλος κάθε ήμιπεριόδου.

Ή παραμόρφωση αυτή όνομάζεται **παραμόρφωση μεταφοράς από τό ένα τραν-
 ζίστορ στό άλλο (cross - over distortion)**.

Παρατηρούμε λοιπόν ότι, όταν τό rush - pull λειτουργεί σέ τάξη Β, ύπάρχει πα-
 ραμόρφωση. Ή παραμόρφωση αυτή μεταφοράς άποτελεί τήν άρμονική παραμόρ-
 φωση τρίτης τάξεως. Οί άρμονικές παραμορφώσεις δεύτερης καί τέταρτης τάξεως
 είναι μικρές.

Γιά νά περιορίσομε τήν παραμόρφωση αυτή, λειτουργούμε τά τρανζίστορ σέ
 τάξη ΑΒ, έφαρμόζοντας μικρή πόλωση. Έτσι, ή (dc) τάση στά άκρα τής R_2 ρυθμί-
 ζεται, ώστε νά ύπερβαίνει τήν (dc) τάση στά άκρα τής R_E . Άς ύποθέσομε π.χ. ότι ή
 τάση μεταξύ βάσεως - έκπομπού σέ κάθε τρανζίστορ άνυψούται στό 0,65 V στό
 σημείο λειτουργίας. Οί συνδυασμένες χαρακτηριστικές μεταφοράς (καθολική καμ-
 πύλη μεταφοράς) γιά τή λειτουργία σέ τάξη ΑΒ βρίσκονται, άφοϋ συνδυάσομε τίς
 επί μέρους χαρακτηριστικές στήν τάση V_{BE} στό σημείο λειτουργίας.

Σημείωση.

Ή τάση πολώσεως βάσεως - έκπομποϋ $V_{BE} = 0,65$ V προκύπτει άν φέρομε
 τήν άσύμπτωτη τής καμπύλης μεταφοράς του σχήματος 3.7β. Ή τομή τής άσύμ-
 πτωτης εύθείας μέ τόν άξονα V_{BE} μάς προσδιορίζει τήν τιμή 0,65 V.

Γιά νά βροϋμε τώρα τήν **καμπύλη συνδυασμοϋ** (composite curve) τής καθολικής
 καμπύλης μεταφοράς του rush - pull σέ τάξη ΑΒ, ύπολογίζομε τό άλγεβρικό ά-
 θροισμα τών επί μέρους καμπυλών μεταφοράς γιά συγκεκριμένη τιμή τής τάσεως
 εισόδου.

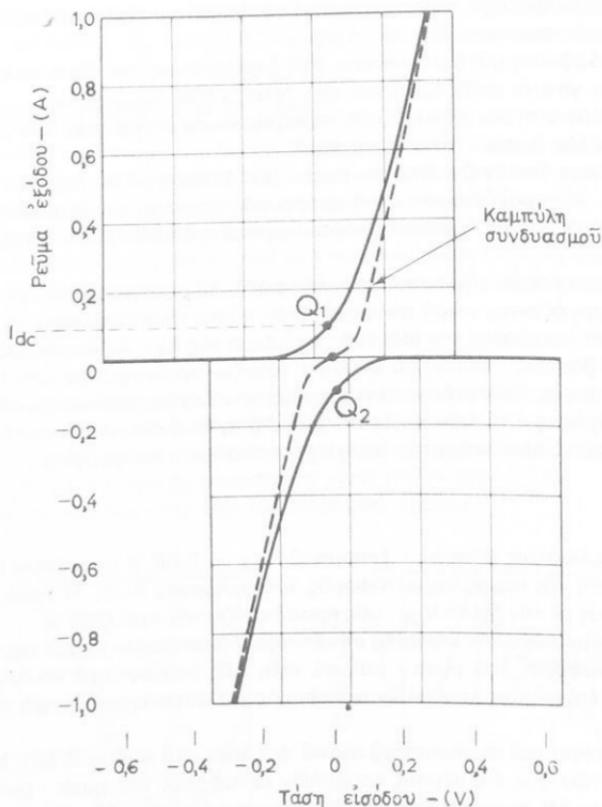
Τό άποτέλεσμα του συνδυασμοϋ αυτοϋ φαίνεται στό σχήμα 3.7στ. Ή καμπύλη
 συνδυασμοϋ τών δύο επί μέρους καμπυλών μεταφοράς του rush - pull, που λει-
 τουργεί σέ τάξη ΑΒ, παριστάνεται από τή διακεκομμένη καμπύλη. Ή καμπύλη αυτή
 είναι **περίπου εύθεία γραμμή** ή τουλάχιστον προσεγγίζει περισσότερο τήν εύθεία
 γραμμή, από ό,τι ή καθολική καμπύλη μεταφοράς του σχήματος 3.7γ, ή όποία αντι-
 στοιχεί σέ τάξη Β.

Συνεπώς, όταν τό rush - pull λειτουργεί σέ τάξη ΑΒ, ή καμπύλη συνδυασμοϋ ά-
 ποτελεί τήν καθολική καμπύλη μεταφοράς του rush - pull. Στήν καμπύλη αυτή
 πρέπει νά αναφερόμαστε (προβάλλομε), όταν θέλομε νά βροϋμε τήν κυματομορφή
 έξόδου.

Άν τώρα πολώσομε τίς βάσεις τών τρανζίστορ σέ άκόμη πιό θετικό δυναμικό,
 μπορούμε νά κάνομε τήν καμπύλη συνδυασμοϋ εύθεία γραμμή. Ή ειδική αυτή τά-
 ξη λειτουργίας τής τάξεως ΑΒ, όνομάζεται μερικές φορές **τάξη ΑΒΒ** (σχ. 3.7ζ).

Ή έξασφάλιση τής γραμμικότητας τής καμπύλης συνδυασμοϋ φανερώνει, ότι ή
 παραμόρφωση θά είναι έξαιρετικά μικρή.

Παρατηρούμε όμως ότι, γιά νά πετύχομε καλή γραμμικότητα στήν καμπύλη
 συνδυασμοϋ (μεταφοράς), θά πρέπει νά πολώσομε τά τρανζίστορ σέ σχετικά με-
 γάλες τάσεις (dc). Έτσι, τά σημεία λειτουργίας Q_1 καί Q_2 βρίσκονται άρκετά ύψηλά.
 Τό γεγονός αυτό έχει σαν άποτέλεσμα τή μείωση στήν άπόδοση ισχύος.



Σχ. 3.7στ.

Καμπύλη συνδυασμού (composite curve) των καμπυλών μεταφοράς του push - pull σε τάξη AB.

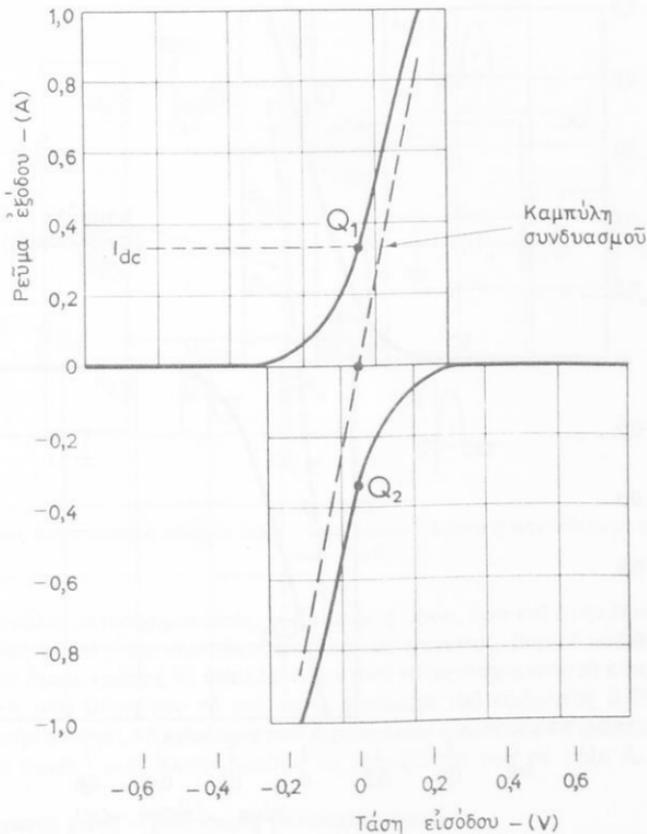
Γενικά, οι ένισχυτές που λειτουργούν σε τάξη B έχουν την καλύτερη απόδοση ισχύος, αλλά εισάγουν μεγάλη παραμόρφωση.

Οι ένισχυτές που λειτουργούν σε τάξη AB, έχουν αρκετά καλή απόδοση ισχύος, μικρότερη βέβαια των ένισχυτών τάξεως B, και εισάγουν πολύ μικρή παραμόρφωση.

Συμπεραίνουμε λοιπόν ότι, ανάλογα με εκείνο που επιζητούμε κάθε φορά, θα πρέπει να κάνουμε και την κατάλληλη έκλογή, σε ό,τι αφορά απόδοση ισχύος και παραμόρφωση.

Μία άλλη διαφορά μεταξύ των ένισχυτών τάξεως B και AB είναι η έξη:

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 - εύθεια γραμμή.

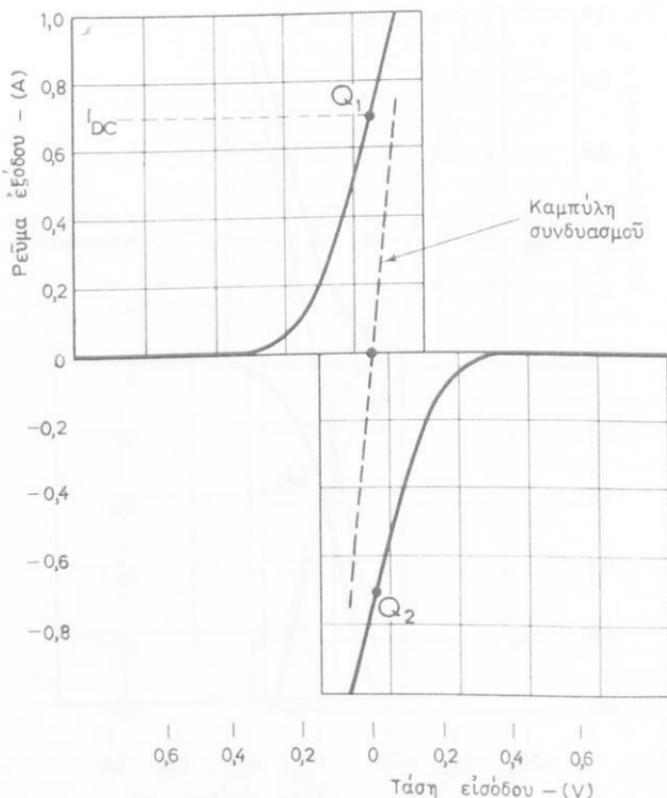
Το γεγονός αυτό συντελεί στην αύξηση της απόδοσης. Όσο λοιπόν αυξάνεται η τάση πολώσεως των τρανζίστορ, τόσο η απόδοσή αυξάνεται. Μπορούμε ακόμη να πετύχουμε μεγαλύτερη απόδοση και να έχουμε μικρότερη αρμονική παραμόρφωση, όταν τα σημεία λειτουργίας Q_1 και Q_2 μετατεθούν σε μεγαλύτερη μεταξύ τους απόσταση. Αυτό επιτυγχάνεται, όταν ο ενισχυτής εργάζεται σε τάξη Α.

Στην περίπτωση όμως αυτή, η απόδοση ισχύος είναι πολύ μικρή και, συνεπώς, λειτουργία του push - pull σε τάξη Α είναι οικονομικά άσύμφορη.

Η καμπύλη συνδυασμού των καμπυλών μεταφοράς του push - pull σε τάξη Α φαίνεται στο σχήμα 3.7η.

Συμπεράσματα.

Από τη μελέτη του push - pull συμπεραίνομε ότι, από τις καμπύλες συνδυα-



Σχ. 3.7η.

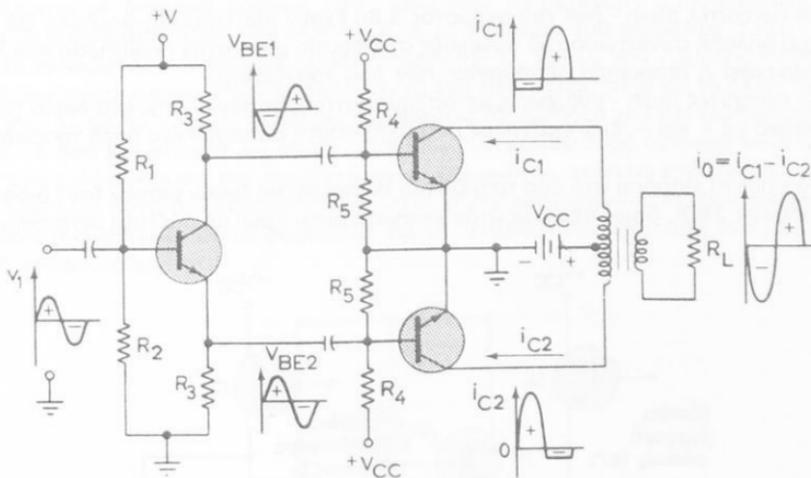
Καμπύλη συνδυασμοῦ τῶν καμπυλῶν μεταφορᾶς τοῦ push - pull σέ τάξη A.

σμοῦ (τῶν καμπυλῶν μεταφορᾶς) τῶν σχημάτων 3.7γ, 3.7στ, 3.7ζ καὶ 3.7η, ὁ καλύτερος συνδυασμός γιὰ ἀρκετὰ μεγάλη ἰσχύ ἐξόδου καὶ ἀμελητέα παραμόρφωση ἀπεικονίζεται στό σχῆμα 3.7στ.

Συνεπῶς ὅταν τό push - pull λειτουργεῖ σέ τάξη AB, ἔχομε καλή ἀπολαβή, καλή ἀπόδοση καὶ ἀμελητέα παραμόρφωση. Γιὰ τό λόγο αὐτό τό push - pull σέ τάξη AB βρίσκει ἀρκετές ἐφαρμογές, π.χ. σάν στερεοφωνικός ἐνισχυτής.

Περαιτέρω βελτίωση τῆς λειτουργίας τοῦ push - pull μπορούμε νά ἐπιφέρομε χρησιμοποιώντας ἀρνητική ἀνατροφοδότηση. Τό θέμα τῆς ἀνατροφοδοτήσεως ἐξετάζεται στό ἐπόμενο κεφάλαιο.

Ἐνισχυτές push - pull μέ μετασχηματιστή παρουσιάζουν βελτιωμένη λειτουργία καὶ μπορούν νά χρησιμοποιηθοῦν σάν τελική βαθμίδα ἐνισχυτῶν ἀκουστικῶν συχνοτήτων καὶ σέρβο - ἐνισχυτῶν. Ἔχουν ὁμως ἓνα μειονέκτημα, καθόσον ἀπαι-



Σχ. 3.7θ.

Διχασμένος άναστροφέας φάσεως (split - load phase - inverter) σάν κύκλωμα είσόδου του push - pull.

τούνται μεγάλοι μετασχηματιστές, τόσο στην είσοδο, όσο και στην έξοδο. Οι μετασχηματιστές αυτοί είναι συνήθως μεγάλοι σε μέγεθος, βαριοί και άκριβοί.

Υπάρχει όμως τρόπος να άπαλλαγούμε από τό μετασχηματιστή είσόδου, χρησιμοποιώντας στη θέση του τό πιο κάτω κύκλωμα του σχήματος 3.7θ.

Γιά νά μήν είσάγει, τό **κύκλωμα του διχασμένου άναστροφέα φάσεως** παραμόρφωση στό push - pull, λειτουργούμε τό τρανζίστορ του σε τάξη Α.

3.8 Ένισχυτές push - pull χωρίς μετασχηματιστή.

Υπάρχουν καί άλλοι τρόποι, μέ τούς όποιους μπορούμε νά άπαλλαγούμε από τούς μετασχηματιστές είσόδου καί έξόδου στό push - pull.

Θά μπορούσαμε νά διακρίνομε δύο βασικές κατηγορίες κυκλωμάτων push - pull χωρίς μετασχηματιστή:

α) Ένισχυτές push - pull, πού χρησιμοποιούν τόν ίδιο τύπο τρανζίστορ στη βαθμίδα έξόδου, δηλαδή καί τά δύο τρανζίστορ είναι τύπου NPN ή καί τά δύο τύπου PNP.

β) Ένισχυτές push - pull μέ **συμπληρωματική συμμετρία** (complementary symmetry). Οι ένισχυτές αυτοί έχουν στη βαθμίδα έξόδου δύο διαφορετικούς τύπους τρανζίστορ.

Τό σχήμα 3.8α δείχνει δύο βασικά κυκλώματα ένισχυτών push - pull χωρίς μετασχηματιστή τής πρώτης κατηγορίας.

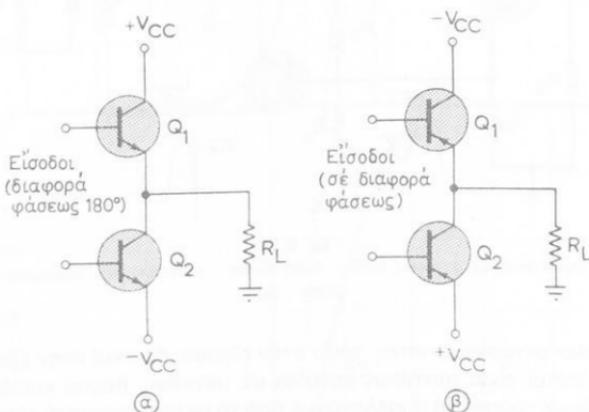
Η λειτουργία των κυκλωμάτων αυτών είναι άνάλογη μέ εκείνη του ένισχυτή push - pull μέ μετασχηματιστή.

Υπάρχουν όμως μικρές διαφορές μεταξύ των ένισχυτών push - pull χωρίς μετασχηματιστή καί εκείνων μέ μετασχηματιστή.

Οι ενισχυτές push - pull του σχήματος 3.8α έχουν (dc) σύζευξη φορτίου. Θά υπάρχει δηλαδή συνιστώσα του συνεχούς στο φορτίο μόνο στην περίπτωση που θά διαταραχθεί ή ισορροπία λειτουργίας των δύο τρανζίστορ.

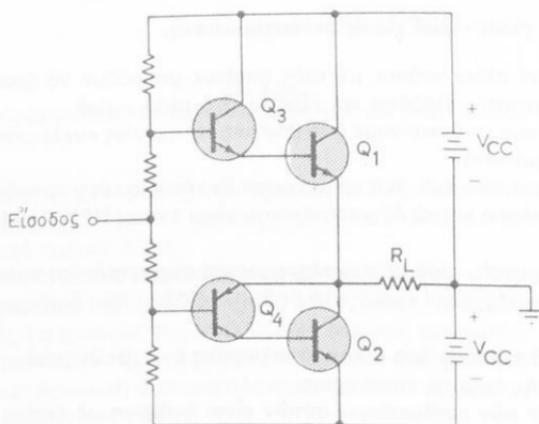
Οι ενισχυτές push - pull χωρίς μετασχηματιστή απαιτούν επίσης ένα διπλό τροφοδοτικό με + και -, ενώ εκείνοι με μετασχηματιστή απαιτούν ένα άπλο τροφοδοτικό.

Τά σήματα εισόδου στα δύο τρανζίστορ θά πρέπει νά έχουν μεταξύ τους διαφορά φάσεως 180° , όπως ακριβώς 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.

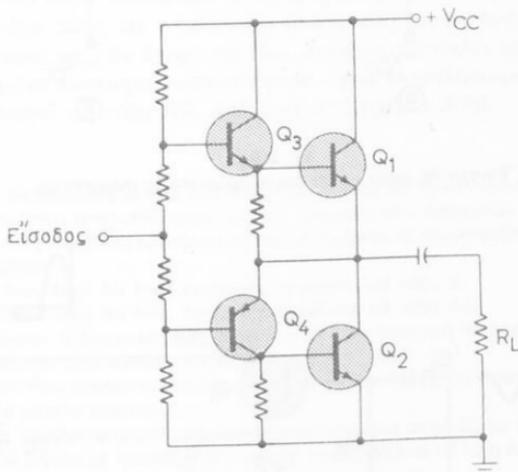
Ένισχυτής push - pull χωρίς μετασχηματιστή.

Σήματα με διαφορά φάσεως 180° , μπορούμε να πετύχουμε, χρησιμοποιώντας ένα μετασχηματιστή με κέντρική λήψη, ή το κύκλωμα του σχήματος 3.8β.

Τά *τρανζίστορ οδηγήσεως* (driver transistors) Q_3 και Q_4 του σήματος εισόδου είναι συμπληρωματικού τύπου, καθόσον τό ένα είναι τύπου NPN και τό άλλο PNP.

Μέ τόν τρόπο αυτό, τό *κύκλωμα οδηγήσεως* της εισόδου χωρίζει τό σήμα εισόδου σέ δύο ίσα σήματα, τά όποια παρουσιάζουν μεταξύ τους διαφορά φάσεως.

Ένα άλλο κύκλωμα, πού βρίσκει άρκετές εφαρμογές, φαίνεται στό σχήμα 3.8γ. Τό κύκλωμα αυτό του ένισχυτή push - pull χωρίς μετασχηματιστή, έχει *χωρητική* (πυκνωτής) *σύζευξη* μέ τό φορτίο και για νά λειτουργήσει άπαιτείται ένα μόνο άπλό τροφοδοτικό.



Σχ. 3.8γ.

Ένισχυτής push - pull χωρίς μετασχηματιστή με άπλό τροφοδοτικό.

3.9 Ένισχυτές συμπληρωματικής συμμετρίας.

Ένας ένισχυτής μπορεί νά λειτουργήσει σάν push - pull, χρησιμοποιώντας τρανζίστορ συμπληρωματικής συμμετρίας.

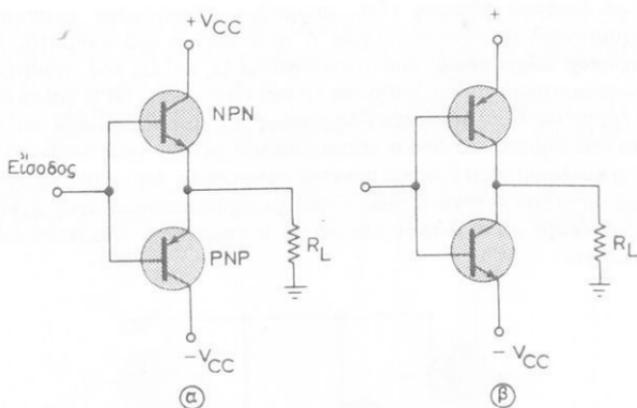
Η συμπληρωματική συμμετρία συνίσταται στό ότι τό ένα τρανζίστορ είναι τύπου NPN και τό άλλο PNP.

Ένας τέτοιος ένισχυτής push - pull φαίνεται στό σχήμα 3.9α.

Η συμπληρωματική συμμετρία των τρανζίστορ σέ ένισχυτές push - pull μās δίνει τή δυνατότητα νά χρειαζόμαστε ένα μόνο σήμα εισόδου.

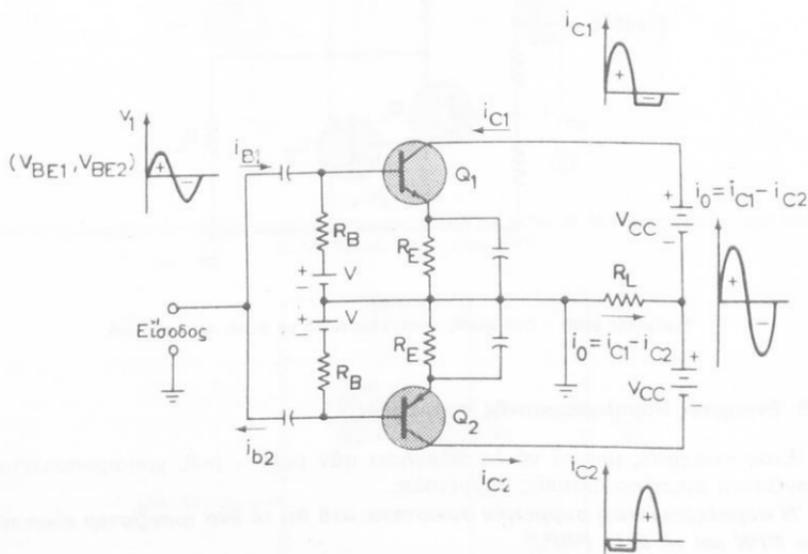
Όπως όμως άναφέρθηκε προηγουμένως, αν τά τρανζίστορ είναι του ίδιου τύπου, τότε άπαιτούνται δύο είσοδοι σημάτων, τά όποια παρουσιάζουν διαφορά φάσεως.

Στούς ένισχυτές push - pull συμπληρωματικής συμμετρίας, όταν τό σήμα εισόδου πάει νά γίνει θετικό, τό τρανζίστορ Q_1 , πού είναι θετικά πολωμένο, άγει, ενώ



Σχ. 3.9α.

Ένισχυτής push - pull συμπληρωματικής συμμετρίας.



Σχ. 3.9β.

Ένισχυτής push - pull συμπληρωματικής συμμετρίας σε τάξη AB.

τό Q_2 είναι ουσιαστικά άποκομμένο. Συνεπώς, παίρνουμε το θετικό μέρος του σήματος εξόδου.

Όταν τώρα εφαρμόζεται το αρνητικό μέρος του σήματος στην είσοδο, τό Q_2 άγει, ενώ τό Q_1 είναι άποκομμένο. Έπομένως τό αρνητικό μέρος του σήματος εξόδου προέρχεται από τό τρανζίστορ Q_2 .

Μέ τήν ολοκλήρωση τῶν βασικῶν ἐννοιῶν τῶν ἐνισχυτῶν, θά πρέπει νά προσθέσουμε ὅτι μπορούμε νά χρησιμοποιήσουμε τή γραφική μέθοδο γιά ὅλα τά εἶδη ἐνισχυτῶν, σχετικά μέ τόν προσδιορισμό τῆς κυματομορφῆς ἐξόδου.

Τά διάφορα κυκλώματα ἐνισχυτῶν ἰσχύος παρουσιάζουν πλεονεκτήματα καί μειονεκτήματα. Γί' αὐτό κάθε φορά θά πρέπει νά διαλέγουμε τό πιό κατάλληλο ἢ νά κατασκευάζουμε τό καλύτερο δυνατό, ἀνάλογα μέ τά ὑλικά πού διαθέτουμε.

Βασικοί πάντως παράγοντες γιά τή μελέτη καί κατασκευή ἑνός ἐνισχυτή ἰσχύος εἶναι ἡ ἰσχύς ἐξόδου, ἡ ἀπόδοση ἰσχύος καί ἡ ἀρμονική παραμόρφωση.

Πρέπει νά ἔχομε ὑπόψη ὅτι ἡ γραφική μέθοδος ἀναλύσεως ἑνός ἐνισχυτή, δίνει τιμές μόνο κατά προσέγγιση, γιά συγκεκριμένο κύκλωμα καί τρανζίστορ.

Τρανζίστορ τοῦ ἴδιου τύπου δέν δίνουν τίς ἴδιες πάντοτε χαρακτηριστικές καμπύλες. Γιά τό λόγο αὐτό, σέ περίπτωση ἀντικαταστάσεως ἑνός ἢ περισσοτέρων τρανζίστορ, μπορεῖ νά μήν ἔχομε τά ἴδια ἀκριβῶς ἀποτελέσματα.

Ἐνα βελτιωμένο κύκλωμα ἐνισχυτή push - pull συμπληρωματικῆς συμμετρίας, τό ὁποῖο λειτουργεῖ σέ τάξη AB, φαίνεται στό σχῆμα 3.9β.

Ἐρωτήσεις.

1. Νά ἀναφέρετε τίς διαφορές μεταξύ τῶν ἐνισχυτῶν ἰσχύος καί τῶν ἐνισχυτῶν μικρῶν σημάτων.
2. Ποιά βασική μέθοδο χρησιμοποιοῦμε γιά τήν ἀνάλυση τῶν ἐνισχυτῶν ἰσχύος;
3. Πότε λέμε ὅτι ἕνας ἐνισχυτής ἐργάζεται σέ τάξη A; Τί ἔχετε νά παρατηρήσετε σχετικά μέ τό σημά εἰσόδου καί ἐξόδου;
4. Τί ἐννοοῦμε, ὅταν λέμε ὅτι ἕνας ἐνισχυτής ἐργάζεται σέ τάξη B;
5. Τί ἐννοοῦμε, ὅταν λέμε ὅτι ἕνας ἐνισχυτής ἐργάζεται σέ τάξη AB;
6. Ἀπό τί προέρχεται ἡ ἀρμονική παραμόρφωση σέ ἕνα ἐνισχυτή ἰσχύος;
7. Τί ἐννοοῦμε μέ τόν ὄρο «ἀπόδοση» ἑνός ἐνισχυτή ἰσχύος;
8. Γιατί ἡ ἀπόδοση εἶναι σημαντικό μέγεθος γιά τούς ἐνισχυτές ἰσχύος, ἐνῶ δέν εἶναι σημαντικό γιά τούς ἐνισχυτές μικρῶν σημάτων;
9. Ποιός ὁ ρόλος ἑνός μετασχηματιστή, πού χρησιμοποιεῖται στήν ἐξοδο ἑνός ἐνισχυτή ἰσχύος;
10. Σέ ἕνα ἐνισχυτή ἰσχύος μέ τροφοδότηση σειρᾶς, πού ἐργάζεται σέ τάξη A, ποιά εἶναι ἡ σχέση μεταξύ τῆς ἰσχύος ἐξόδου καί τῆς ἀρμονικῆς παραμορφώσεως;
11. Ποιά εἶναι ἡ μέγιστη δυνατή ἀπόδοση ἰσχύος ἑνός ἐνισχυτή σέ τάξη A;
12. Ποιά τά πλεονεκτήματα καί τά μειονεκτήματα τοῦ ἐνισχυτή push - pull, συγκριτικά μέ τόν ἀπλό ἐνισχυτή ἰσχύος;
13. Σέ τί τάξεις λειτουργίας ἐργάζονται συνήθως οἱ ἐνισχυτές push - pull; Γιατί προτιμοῦμε τίς τάξεις αὐτές καί ὄχι ἄλλες;
14. Τί ρόλο παίζουν τά τρανζίστορ σέ ἕνα ἐνισχυτή push - pull;
15. Ἡ βαθμίδα εἰσόδου ἑνός push - pull ἀποτελεῖται ἀπό ἕνα μετασχηματιστή μέ κεντρική λήψη. Σέ τί χρειάζεται ὁ μετασχηματιστής αὐτός;
16. Τί ἄλλα κυκλώματα χρησιμοποιοῦνται γιά νά τροφοδοτήσουν ἕνα ἐνισχυτή push - pull, ἐκτός ἀπό μετασχηματιστή; Δώσετε ἐξηγήσεις.
17. Τί διαφορές καί ὁμοιότητες παρουσιάζουν οἱ ἐνισχυτές push - pull, ὅταν ἐργάζονται σέ τάξεις B καί AB;
18. Ποιά τά πλεονεκτήματα καί μειονεκτήματα ἑνός ἐνισχυτή push - pull μέ συμπληρωματική συμμετρία καί ἑνός ἐπίσης ἐνισχυτή push - pull χωρίς συμπληρωματική συμμετρία;
19. Τί τύπους τρανζίστορ πρέπει νά χρησιμοποιοῦμε σέ κυκλώματα ἐνισχυτῶν συμπληρωματικῆς συμμετρίας; Ποιός εἶναι ὁ λόγος;

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΕΤΑΡΤΟ

ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ ΜΕ ΑΡΝΗΤΙΚΗ ΑΝΑΤΡΟΦΟΔΟΤΗΣΗ

Στό κεφάλαιο αυτό εξετάζουμε 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 τό φαινόμενο, κατά τό οποίο ένα μέρος του σήματος εξόδου αφήνεται νά επιστρέψει από τήν έξοδο και νά εφαρμοσθεί στήν είσοδο του ενισχυτή.

Υπάρχουν δύο τύποι ανατροφοδοτήσεως, ή αρνητική και ή θετική.

Αρνητική ανατροφοδότηση έχουμε, όταν όλο ή μέρος του σήματος εξόδου (τάσεως ή ρεύματος) επιστρέφει μέ κατάλληλη συνδεσμολογία στήν είσοδο του ενισχυτή, κατά τρόπο ώστε τό σήμα ανατροφοδοτήσεως (έπιστροφής) νά αφαιρείται από τό αρχικό σήμα εισόδου.

Αρα τό όλικό σήμα, πού εφαρμόζεται κάθε φορά στήν είσοδο ενός ενισχυτή μέ αρνητική ανατροφοδότηση, είναι τό αρχικό σήμα εισόδου μείον τό σήμα ανατροφοδοτήσεως.

Επειδή τό αρχικό σήμα εισόδου μειώνεται μέ τήν αρνητική ανατροφοδότηση, ανάλογα μειώνεται και τό σήμα εξόδου.

Γιά τό λόγο αυτό, οι ενισχυτές μέ αρνητική ανατροφοδότηση χαρακτηρίζονται από μικρή απόλαβή (κέρδος), σε σχέση μέ τους ενισχυτές χωρίς αρνητική ανατροφοδότηση.

Θετική ανατροφοδότηση έχουμε, όταν όλο ή μέρος του σήματος εξόδου (τάσεως ή ρεύματος) επιστρέφει μέ κατάλληλη συνδεσμολογία στήν είσοδο του ενισχυτή κατά τρόπο, ώστε τό σήμα ανατροφοδοτήσεως (έπιστροφής) νά προστίθεται στο αρχικό σήμα εισόδου.

Γενικά στους ενισχυτές ή θετική ανατροφοδότηση είναι ανεπιθύμητη, καθόσον ο ενισχυτής καθίσταται ασταθής και έργάζεται τότε σαν ταλαντωτής.

* Μερικά βιβλία, αντί του όρου ανατροφοδότηση, χρησιμοποιούν γιά τόν ίδιο διεθνή όρο (feedback) τόν όρο ανάδραση ή ανασύζευξη.

Ἡ θετική ἀνατροφοδότηση χρησιμοποιεῖται σέ κυκλώματα ταλαντωτῶν, τὰ ὁποῖα ἐξετάζονται σέ ἄλλο κεφάλαιο.

4.1 Γενικές ἀρχές τῆς ἀνατροφοδοτήσεως.

Τό φαινόμενο τῆς ἀνατροφοδοτήσεως βρίσκει πολλές πρακτικές ἐφαρμογές. Μία σημαντική ἐφαρμογή εἶναι στά συστήματα αὐτομάτου ἐλέγχου.

Εἰδικότερα, ἡ ἀρνητική ἀνατροφοδότηση σέ ἓνα ἐνισχυτή, μπορεῖ νά χρησιμοποιηθεῖ γιά τούς ἐξῆς λόγους:

- α) Γιά νά ἐπιφέρει σταθεροποίηση στήν ἀπολαβή τάσεως ἢ ρεύματος.
- β) Γιά νά ἐπιφέρει λειτουργία σέ μεγαλύτερο γραμμικό μέρος τῶν χαρακτηριστικῶν καμπυλῶν.
- γ) Γιά νά διευρύνει τή ζώνη διελεύσεως συχνότητων.
- δ) Γιά νά ἐλαττώσει ἢ νά αὐξήσει τή σύνθετη ἀντίσταση εἰσόδου.
- ε) Γιά νά ἐλαττώσει ἢ νά αὐξήσει τή σύνθετη ἀντίσταση ἐξόδου.
- στ) Γιά νά μειώσει τό θόρυβο.
- ζ) Γιά νά περιορίσει τή μεταβολή τῶν χαρακτηριστικῶν μεγεθῶν λειτουργίας τοῦ ἐνισχυτῆ ἀπό τά θερμικά ἀποτελέσματα.

Ὄταν ἀναφερόμαστε στή σταθεροποίηση τῆς ἀπολαβῆς, ἐννοοῦμε τό νά καταστήσομε τήν ἀπολαβή τάσεως ἢ ρεύματος λιγότερο ἐξαρτώμενη ἀπό τίς παραμέτρους τῶν τρανζίστορ.

Ἐπιζητοῦμε γραμμικότητα στή λειτουργία τῶν ἐνισχυτῶν, καθόσον θέλομε νά ἔχομε στήν ἐξοδο σήματα μέ μικρή παραμόρφωση.

Σέ ὄλους γενικά τούς ἐνισχυτές δημιουργοῦνται, λόγω θερμικῶν φαινομένων, ἠλεκτρικά σήματα διαταραχῆς τυχαίας συμπεριφορᾶς, τὰ ὁποῖα ὀνομάζονται **θόρυβοι**.

Ὁ θόρυβος σέ ἐνισχυτές μέ πολύ μικρό σῆμα εἰσόδου, δημιουργεῖ ἐνοχλητικές καταστάσεις στήν ἐξαγωγή πληροφοριῶν ἀπό τό σῆμα ἐξόδου. Ἡ ἐξαγωγή πληροφοριῶν καθίσταται πολύ δύσκολη, ὅταν ἡ τάξη μεγέθους τοῦ σήματος ἐξόδου δέν ὑπερβαίνει τήν τάξη μεγέθους τοῦ θορύβου. Τό σῆμα τότε ἐξόδου καλύπτεται ἀπό τούς θορύβους.

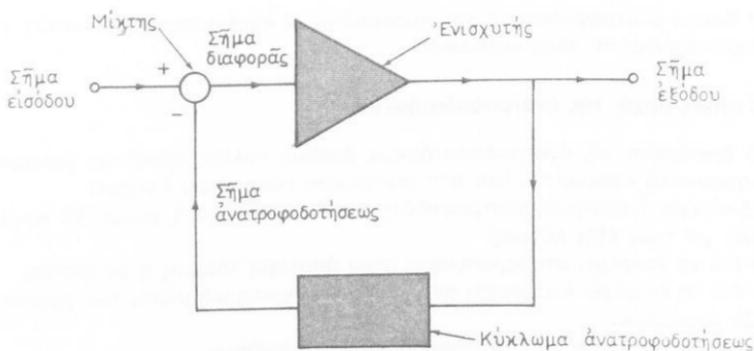
Στήν περίπτωση αὐτή ἡ ἐνίσχυση δέν ἔχει νόημα, ἀφοῦ ἐνισχύοντας τό σῆμα, ἐνισχύεται ἔξισου καί ὁ θόρυβος. Γιά νά περιορίσομε τούς θορύβους, χρησιμοποιοῦμε ἀρνητική ἀνατροφοδότηση.

Ἀνάλογα μέ τήν ἐπενέργεια τῆς ἀνατροφοδοτήσεως στήν ἀπολαβή, ἔχομε τούς ἐξῆς δύο βασικούς τύπους ἀνατροφοδοτήσεως.

- α) Ἀνατροφοδότηση ρεύματος (current feedback).
 - β) Ἀνατροφοδότηση τάσεως (voltage feedback).
- Τό σπουδαιότερο χαρακτηριστικό τῶν δύο αὐτῶν τύπων ἀρνητικῆς ἀνατροφοδοτήσεως εἶναι ὅτι ἔχομε μείωση στήν ἀπολαβή.

Μποροῦμε ἐπίσης νά ἔχομε καί δύο ἄλλους τύπους ἀνατροφοδοτήσεως. Ὁ ἓνας ὀνομάζεται **ἀνατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως** (shunt feedback) καί ὁ ἄλλος **ἀνατροφοδότηση σειρᾶς** (series feedback).

Τό παρακάτω σχηματικό διάγραμμα τοῦ σχήματος 4.1α παριστάνει ἓναν ἐνισχυτή μέ ἀνατροφοδότηση. Ἡ ἀνατροφοδότηση αὐτή μπορεῖ νά εἶναι θετική ἢ ἀρνητική καί νά ἀναφέρεται σέ ρεῦμα ἢ τάση.



Σχ. 4.1.

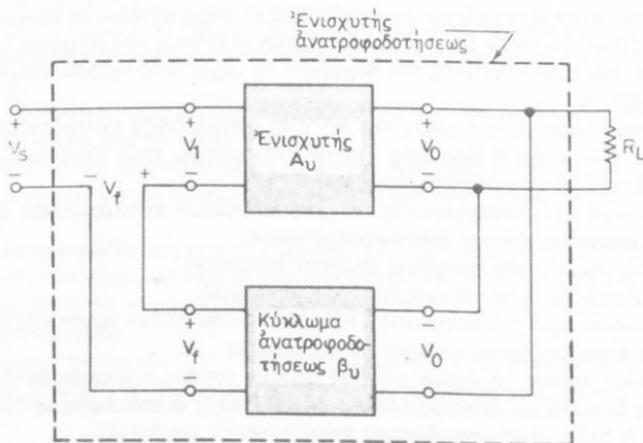
Γενικής μορφής σχηματικό διάγραμμα ένισχυτή με ανατροφοδότηση.

4.2 Ένισχυτές με ανατροφοδότηση τάσεως.

Αν υποθέσουμε ότι όλα τα σήματα του σχήματος 4.1α είναι σήματα τάσεως, τότε το διάγραμμα αυτό παριστάνει ένα ένισχυτή με ανατροφοδότηση τάσεως.

Περισσότερο όμως αναλυτικά μπορούμε να παραστήσουμε ένα ένισχυτή με ανατροφοδότηση τάσεως, στο σχήμα 4.2α.

Η άρνητική ανατροφοδότηση τάσεως επιτυγχάνεται, όταν το μέρος που επιστρέφει από τη τάση εξόδου στην είσοδο του ένισχυτή είναι τέτοιο, ώστε να φαιρείται από την τάση εισόδου.



Σχ. 4.2α.

Σχηματικό διάγραμμα ένισχυτή με ανατροφοδότηση τάσεως.

Άπολαβή τάσεως.

Στό σχήμα 4.2α η τάση εξόδου V_o λαμβάνεται στα άκρα της αντίστασεως φορτίου R_L , καθώς και του κυκλώματος ανατροφοδοτήσεως.

Ορίζομε σαν **ανάστροφη άπολαβή τάσεως** β_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 είσοδο του ενισχυτή.

Τό β_u ονομάζεται και **συντελεστής ανατροφοδοτήσεως τάσεως**.

Ορίζομε επίσης σαν άπολαβή τάσεως A_u του άνοικτου κυκλώματος του ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση, τό λόγο:

$$A_u = \frac{V_o}{V_1} \quad (4.2.2)$$

όπου: V_1 η τάση εισόδου του ενισχυτή.

Σημείωση. Ο όρος «άνοικτό κύκλωμα» αναφέρεται στο γεγονός, ότι τά μεγέθη πού μετρούνται μέ άνοικτό κύκλωμα δέν έχουν τήν R_L συνδεδεμένη σαν φορτίο. Μέ προσέγγιση, μπορούμε επίσης νά θεωρούμε τό κύκλωμα άνοικτό, όταν η R_L είναι πολύ μεγάλη (άπειρη) και συνεπώς δέν διαρρέεται από ρεύμα.

Όπως φαίνεται στό σχήμα 4.2α, υπάρχουν τρείς τάσεις εισόδου στόν ενισχυτή. Έκτός δηλαδή από τίς V_1 και V_f , έχουμε και τήν τάση του σήματος εισόδου V_s .

Οι τρείς αυτές τάσεις εισόδου συνδέονται μέ τή (4.2.3):

$$V_s = V_1 + V_f \quad (4.2.3)$$

Η άπολαβή τάσεως A_{uf} του ενισχυτή άνοικτου κυκλώματος μέ ανατροφοδότηση, ορίζεται από τή 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 στό σχέση (4.2.4) τίς σχέσεις (4.2.1) και (4.2.2). Συνεπώς:

$$A_{uf} = \frac{\frac{V_o}{V_1}}{1 + \frac{V_f}{V_1} \cdot \frac{V_o}{V_o}} = \frac{A_u}{1 + \beta_u A_u} \quad (4.2.5)$$

Η σχέση (4.2.5) είναι γενικής μορφής γιά κυκλώματα ενισχυτών μέ ανατροφοδότηση. Πιο συγκεκριμένα, ή άρνητική και ή θετική ανατροφοδότηση ορίζονται, όταν ικανοποιούνται τά πιά κάτω αντίστοιχα κριτήρια.

Κριτήριο για άρνητική ανατροφοδότηση.

Γιά να έχουμε άρνητική 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 άρνητικής ανατροφοδότησης ενός ενισχυτή.

Κριτήριο για θετική ανατροφοδότηση.

Γιά να έχουμε θετική ανατροφοδότηση (positive feedback) πρέπει να ικανοποιείται η σχέση (4.2.7):

$$1 + \beta_U A_U < 1 \quad (4.2.7)$$

Στήν πράξη, η απόλαβή τάσεως A_U του άνοικτου κυκλώματος του ενισχυτή είναι πολύ μεγαλύτερη από τη μονάδα, δηλαδή:

$$|A_U| \gg 1.$$

Με τήν παραδοχή αυτή, μπορούμε να αγνοήσουμε τη μονάδα στον παρονομαστή της σχέσεως (4.2.5). Συνεπώς η (4.2.5) γράφεται:

$$A_{uf} = \frac{A_U}{1 + \beta_U A_U} \simeq \frac{A_U}{\beta_U A_U} \simeq \frac{1}{\beta_U}, \text{ για } |A_U| \gg 1 \quad (4.2.8)$$

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:

$$R_i = \frac{V_1}{I_1} \quad (4.2.10)$$

Γιά 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).

$$V_s = V_1 + \beta_U V_o = V_1 + \beta_U A_U V_1 = V_1(1 + \beta_U A_U) \quad (4.2.11)$$

Με βάση τήν (4.2.10) ή (4.2.11) γίνεται:

$$V_s = I_1 R_i (1 + \beta_U A_U) \quad (4.2.12)$$

Αν διαιρέσουμε την (4.2.12) με I_0 και λάβουμε υπόψη την (4.2.9), θα έχουμε:

$$R_{if} = R_i (1 + \beta_U A_U) \quad (4.2.13)$$

Η σχέση (4.2.13) συνδέει τις αντίστασεις εισόδου χωρίς ανατροφοδότηση και με ανατροφοδότηση.

Παρατηρούμε ότι στην περίπτωση αρνητικής ανατροφοδότησεως τάσεως, η αντίσταση εισόδου R_{if} είναι μεγαλύτερη της αντίστασεως εισόδου R_i χωρίς ανατροφοδότηση. Αυτό οφείλεται στο ότι ικανοποιείται το πιο πάνω κριτήριο της αρνητικής ανατροφοδοτήσεως 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 ανατροφοδοτήσεως 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 4.2α και υποθέτουμε, ότι το ρεύμα που διέρχεται από το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως είναι αμελητέο. Συνεπώς ισχύει η σχέση:

$$V_o = A_U V_1 - I_o R_o \quad (4.2.14)$$

Αλλά από την (4.2.3) έχουμε:

$$V_1 = V_s - V_f$$

Άρα η (4.2.14) γίνεται:

$$V_o = A_U (V_s - V_f) - I_o R_o = A_U V_s - A_U V_f - I_o R_o \quad (4.2.15)$$

ή

$$V_o + A_U V_f = A_U V_s - I_o R_o$$

ή

$$V_o + \beta_U A_U V_o = A_U V_s = I_o R_o$$

ή

$$V_o (1 + \beta_U A_U) = A_U V_s - I_o R_o$$

ή

$$V_o = \frac{A_U}{1 + \beta_U A_U} V_s - I_o \frac{R_o}{1 + \beta_U A_U} \quad (4.2.16)$$

Με τη βοήθεια της σχέσεως (4.2.5) ή (4.2.16) γράφεται:

$$V_o = A_{uf} V_s - I_o \frac{R_o}{1 + \beta_U A_U} \quad (4.2.17)$$

Για να βρούμε την αντίσταση εξόδου του ενισχυτή με ανατροφοδότηση R_{of} , θέτουμε στην (4.2.17) $V_s = 0$.

Αυτό αποτελεί αναγκαία προϋπόθεση ορισμού της αντίστασης εξόδου R_{of} , με ανατροφοδότηση, καθόσον για να μετρηθεί η R_{of} θά πρέπει να μην εφαρμόζεται σήμα εισόδου.

Δηλαδή $V_s = 0$.

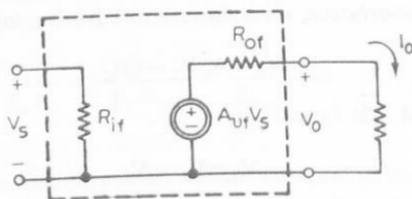
Με την παραδοχή αυτή, η (4.2.17) γράφεται:

$$R_{of} = -\frac{V_o}{I_o} = \frac{R_o}{1 + \beta_u A_u} \quad (4.2.18)$$

Από τη σχέση (4.2.18), βλέπουμε ότι, για την περίπτωση αρνητικής ανατροφοδότησης, η αντίσταση εξόδου R_{of} είναι μικρότερη της αντίστασης εξόδου R_o χωρίς ανατροφοδότηση.

Ίσοδύναμο 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.

Ίσοδύναμο 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 $R_o = 5 \text{ k}\Omega$.

Νά βρεθούν οι παράμετροι του κυκλώματος με ανατροφοδότηση τάσεως.

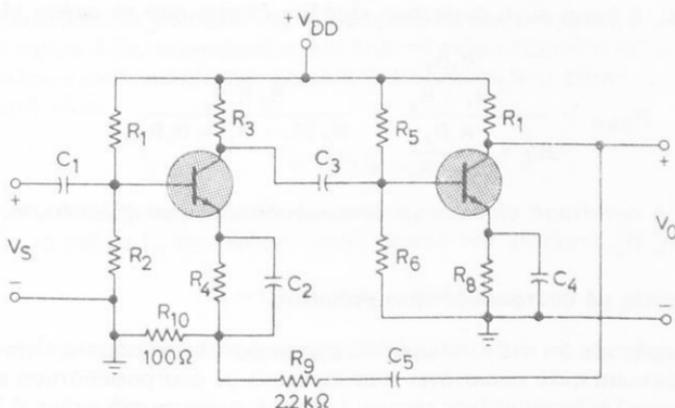
Λύση.

Ο συντελεστής ανατροφοδότησης β_u υπολογίζεται από τη σχέση:

$$\beta_u = \frac{V_f}{V_o} = \frac{R_{10}}{R_{10} + R_9} = \frac{100}{100 + 2200} = \frac{1}{23}$$

Βρίσκουμε τώρα τη ποσότητα ανατροφοδότησης:

$$1 + \beta_u A_u = 1 + \frac{1}{23} \cdot 100 = 5,35$$



Σχ. 4.2γ.

Ένισχυτής με άνατροφοδότηση τάσεως.

Συνεπώς, οι παράμετροι του κυκλώματος με άνατροφοδότηση είναι:

$$R_{if} \approx (5,35)(2) \approx 10,7 \text{ k}\Omega$$

$$R_{of} \approx \frac{5}{5,35} \text{ k}\Omega \approx 0,93 \text{ k}\Omega = 930 \Omega$$

$$A_{uf} \approx \frac{100}{5,35} \approx 18,7$$

Παρατηρούμε ότι, για $A_{uf} = 18,7$ δεν έχουμε καλή προσέγγιση στην τιμή που άναμένουμε από τη σχέση (4.2.8), ή όποια μάλς δίνει:

$$A_{uf} \approx \frac{1}{\beta_u} \approx 23.$$

Καλή προσέγγιση της πιο πάνω σχέσεως έχουμε, όταν $\beta_u A_u$ είναι μεγαλύτερο του δέκα.

Δηλαδή για:

$$\beta_u A_u > 10, \text{ τότε, } A_{uf} \approx \frac{1}{\beta_u} \text{ (καλή προσέγγιση)}$$

Πρέπει να σημειωθεί ότι η αντίσταση εισόδου με άνατροφοδότηση R_{if} είναι η αντίσταση που «βλέπει» τό κύκλωμα **μετά τις άντιστάσεις R_1 και R_2** του σχήματος 4.2γ. Για να υπολογισθεί ή όλική αντίσταση εισόδου $R_{if(\text{ολ})}$ με άνατροφοδότηση, θά πρέπει να ληφθεί ύπόψη ή παράλληλος συνδυασμός των R_1 και R_2 . Η αντίσταση αυτή εισόδου είναι εκείνη που «βλέπει» τό κύκλωμα **πρό των άντιστάσεων R_1 και R_2** .

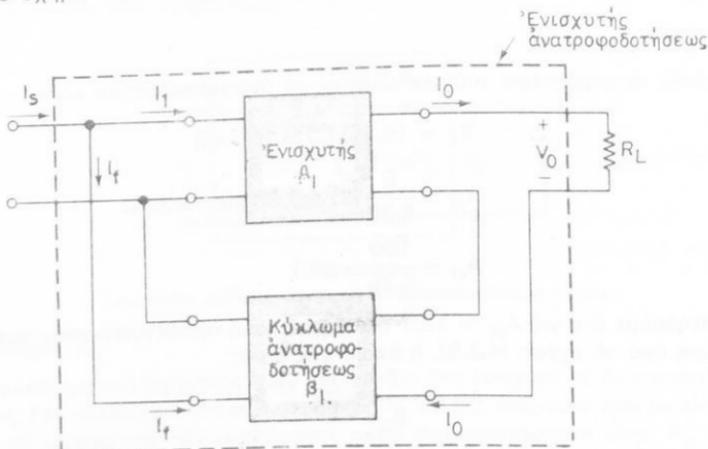
Συνεπώς, η όλική αυτή αντίσταση εισόδου δίνεται από τη σχέση (4.2.19):

$$R_{if(\text{ολ})} = \frac{R_{if} \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}{R_{if} + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} = \frac{R_{if} R_1 R_2}{R_{if} (R_1 + R_2) + R_1 R_2} \quad (4.2.19)$$

όπου: R_{if} η αντίσταση εισόδου με ανάτροφοδότηση που «βλέπει» το κύκλωμα μετά τις R_1, R_2 .

4.3 Ένισχυτές με ανάτροφοδότηση ρεύματος.

Αν θεωρήσουμε ότι στο κύκλωμα του σχήματος 4.1α τα σήματα είναι ρεύματα, τότε το κύκλωμα αυτό παριστάνει έναν ένισχυτή με ανάτροφοδότηση ρεύματος. Ένα σχηματικό διάγραμμα ενός τέτοιου ένισχυτή, φαίνεται στο σχήμα 4.3α. Για να επιτύχουμε αρνητική ανάτροφοδότηση ρεύματος, θα πρέπει το ρεύμα που επιστρέφει από την έξοδο στην είσοδο, να αφαιρείται από το ρεύμα εισόδου. Αυτό φαίνεται στο σχήμα 4.3α.



Σχ. 4.3α.

Σχηματικό διάγραμμα ένισχυτή με ανάτροφοδότηση ρεύματος.

Απολαβή ρεύματος.

Παρατηρούμε, ότι το ρεύμα εξόδου I_0 τροφοδοτεί και την αντίσταση φορτίου R_L και το κύκλωμα ανάτροφοδοτήσεως.

Ορίζουμε σαν **ανάστροφη απολαβή ρεύματος β_1** (reverse current gain) του κυκλώματος ανάτροφοδοτήσεως τον εξής λόγο:

$$\beta_1 = \frac{I_f}{I_0} \quad (4.3.1)$$

Τό β_1 ονομάζεται καί **συντελεστής ανάτροφοδοτήσεως** ρεύματος.

Από τό σχήμα 4.3α, παρατηρούμε ότι, όταν τό ρεύμα εξόδου I_0 διέρχεται μέσα από τό κύκλωμα ανάτροφοδοτήσεως, τότε ή συνιστώσα πού φθάνει στην είσοδο του ένισχυτή είναι:

$$I_f = \beta_1 I_0 \quad (4.3.2)$$

Τό ρεύμα I_f ονομάζεται **ρεύμα ανάτροφοδοτήσεως**.

Συνεπώς τό ρεύμα I_1 , πού φθάνει στην είσοδο του ένισχυτή, θά είναι:

$$I_1 = I_s - I_f = I_s - \beta_1 I_0 \quad (4.3.3)$$

Τό I_s ονομάζεται **ρεύμα του σήματος εισόδου**.

Άρα:

$$I_s = I_1 + \beta_1 I_0 \quad (4.3.4)$$

Ορίζομε τώρα την άπολαβή ρεύματος A_1 του ένισχυτή χωρίς ανάτροφοδότηση μέ βραχυκυκλωμένη την έξοδο, τόν εξής λόγο:

$$A_1 = \frac{I_0}{I_1} \quad (4.3.5)$$

ή

$$I_0 = A_1 I_1 \quad (4.3.6)$$

Μέ ανάλογο τρόπο ορίζομε την άπολαβή ρεύματος A_{1f} του ένισχυτή μέ ανάτροφοδότηση καί βραχυκυκλωμένη την έξοδο:

$$A_{1f} = \frac{I_0}{I_s} = \frac{A_1 I_1}{I_1 + \beta_1 A_1 I_1} \quad (4.3.7)$$

Απαλείφοντας τό I_1 , έχομε:

$$A_{1f} = \frac{A_1}{1 + \beta_1 A_1} \quad (4.3.8)$$

Η σχέση (4.3.8) μās συνδέει την άπολαβή ρεύματος μέ ανάτροφοδότηση καί βραχυκυκλωμένη έξοδο, μέ την άπολαβή ρεύματος χωρίς ανάτροφοδότηση καί βραχυκυκλωμένη έξοδο.

Επειδή στην πράξη $|A_1| \gg 1$, μπορούμε στην περίπτωση αυτή νά παραλείψομε τή μονάδα στον παρονομαστή της (4.3.8).

Θά έχομε τότε μέ προσέγγιση τή σχέση:

$$A_{1f} \simeq \frac{1}{\beta_1} \quad (4.3.9)$$

Η εξίσωση (4.3.9) είναι πολύ βασική, καθόσον μās έκφράζει ότι **ή άπολαβή ρεύματος μέ ανάτροφοδότηση καί βραχυκυκλωμένη έξοδο μπορεί νά καταστεί ά-**

νεξάρτητη από τις παραμέτρους του ενισχυτή και να εξαρτάται μόνο από τα στοιχεία του κυκλώματος ανατροφοδότησεως.

Άντίσταση εισόδου.

Η αντίσταση εισόδου R_{if} του ενισχυτή ανατροφοδότησεως 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 λάβουμε υπ' όψη και τις σχέσεις (4.3.1) και (4.3.6), ή (4.3.10) γίνεται:

$$R_{if} = \frac{R_i}{1 + \beta_1 A_1} \quad (4.3.11)$$

Γιά να έχουμε αρνητική ανατροφοδότηση, θά πρέπει να ικανοποιείται το κριτήριο $(1 + \beta_1 A_1) > 1$.

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.

Άντίσταση εξόδου.

Η αντίσταση εξόδου ενός ενισχυτή ανατροφοδότησεως R_{of} ορίζεται από το λόγο του V_o προς τό $-I_o$, γιά $I_s = 0$ (σχ. 4.3α). Αν υποθέσουμε ότι η τάση που αναπτύσσεται στά άκρα της εξόδου του κυκλώματος ανατροφοδότησεως είναι άμελητέα, συγκριτικά μέ τό V_o ή τήν τάση στά άκρα της R_o , τότε ή V_o και ή τάση στά άκρα της R_o είναι περίπου ίσες:

$$V_o = (A_1 I_1 - I_o) R_o \quad (4.3.12)$$

Αντικαθιστούμε τό I_1 από τήν εξίσωση (4.3.3) στήν (4.3.12):

$$V_o = (A_1 I_s - \beta_1 A_1 I_o - I_o) R_o \quad (4.3.13)$$

βγάζομε κοινό παράγοντα τό $(1 + \beta_1 A_1)$:

$$V_o = \left[\left(\frac{A_1}{1 + \beta_1 A_1} \right) I_s - I_o \right] R_o (1 + \beta_1 A_1) \quad (4.3.14)$$

Γιά να βροῦμε τώρα τήν αντίσταση εξόδου R_{of} του ενισχυτή ανατροφοδότησεως, θέτομε $I_s = 0$ στήν (4.3.14):

Άρα:

$$R_{of} = \frac{V_o}{-I_o} = R_o (1 + \beta_1 A_1) \quad (4.3.15)$$

Από την εξίσωση αυτή, συμπεραίνουμε ότι ο ενισχυτής άρνητικης άνατροφοδο-
τήσεως έχει την αντίσταση έξόδου του αύξημένη κατά τον παράγοντα $(1 + \beta_1 A_1)$,
συγκριτικά με τον ενισχυτή χωρίς άνατροφοδότηση.

Ίσοδύναμο κύκλωμα.

Γιά να σχεδιάσουμε τό ίσοδύναμο ενός ενισχυτή άρνητικης άνατροφοδοτήσεως
ρεύματος, λαμβάνουμε ύπ' όψη τά στοιχεία πού βρήκαμε μέχρι τώρα. Δηλαδή την έ-
πίδραση της άρνητικης άνατροφοδοτήσεως στην άπολαβή ρεύματος καί τις αντι-
στάσεις εισόδου καί έξόδου.

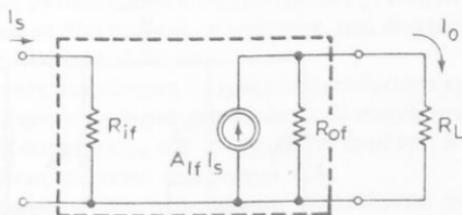
Τά στοιχεία αυτά συνοψίζονται στό ίσοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 4.3β.

Γιά να διευκολυνθούμε πιο πολύ, γράφουμε την εξίσωση (4.3.14) ως εξής:

$$V_o = (A_{if} I_s - I_o) R_{of} \quad (4.3.16)$$

Από την εξίσωση αυτή συμπεραίνουμε ότι τό ίσοδύναμο κύκλωμα έξόδου του έ-
νισχυτή πρέπει να άποτελείται από γεννήτρια ρεύματος έντάσεως $A_{if} I_s$ καί
άντίσταση έξόδου R_{of} .

Στό ίσοδύναμο αυτό κύκλωμα τό ρεύμα εισόδου είναι τό I_s καί η αντίσταση εί-
σόδου η R_{if} . Τό ίσοδύναμο κύκλωμα φαίνεται στό σχήμα 4.3β.



Σχ. 4.3β.

Ίσοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή με άνατροφοδότηση ρεύματος.

Παράδειγμα 2.

Τό σχήμα 4.3γ παριστάνει ένα ενισχυτή με άνατροφοδότηση ρεύματος. Οι πα-
ράμετροι του ενισχυτή χωρίς άνατροφοδότηση είναι: $A_1 = 800$, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ καί
 $R_o = 10 \text{ k}\Omega$. Έφαρμόζουμε άνατροφοδότηση με τό κύκλωμα τό όποιο άποτελούν οι
άντιστάσεις $R_8 = 220 \Omega$ καί $R_9 = 4,7 \text{ k}\Omega$.

Νά υπολογισθούν οι παράμετροι του ενισχυτή με άνατροφοδότηση ρεύματος.

Λύση.

Ο συντελεστής άνατροφοδοτήσεως ρεύματος (ανάστροφη άπολαβή ρεύματος)
 β_1 , βρίσκεται από τό λόγο των άντιστάσεων καί είναι:

$$\beta_1 \simeq \frac{R_8}{R_8 + R_9} \simeq \frac{0,22}{0,22 + 4,7} \simeq \frac{1}{22,4}$$

Ἡ ποσότητα ἀνατροφοδότησεως εἶναι:

$$1 + \beta_1 A_1 \approx 1 + \frac{800}{22,4} \approx 36,7.$$

Με τίς τιμές αυτές υπολογίζουμε τίς παραμέτρους τοῦ ἐνισχυτῆ με ἀνατροφοδότηση ρεύματος:

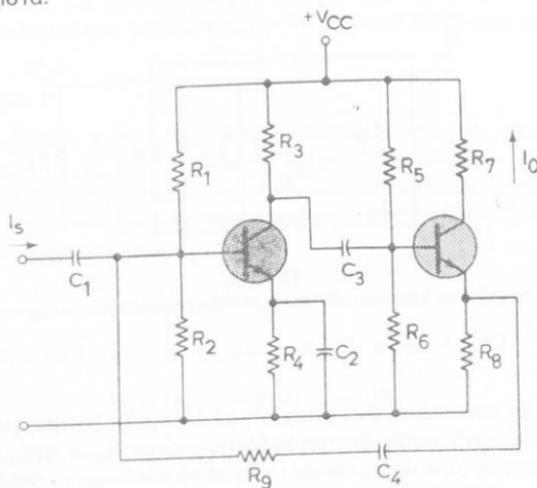
$$R_{if} = \frac{R_i}{1 + \beta_1 A_1} \approx \frac{1000}{36,7} \Omega \approx 27 \Omega$$

$$R_{of} = R_o(1 + \beta_1 A_1) \approx (10)(36,7) \text{ k}\Omega \approx 367 \text{ k}\Omega$$

$$A_{if} = \frac{A_1}{1 + \beta_1 A_1} \approx \frac{800}{36,7} \approx 21,8$$

Παρατηροῦμε ὅτι ἡ προσέγγιση πού ἐγίνε στήν ἐξίσωση (4.3.9) γιά τήν ἀπολαβή ρεύματος, εἶναι ἀρκετά καλή γιά τήν περίπτωση ἡμῶν, διότι τό $\beta_1 A_1$ εἶναι μεγαλύτερο τοῦ δέκα. Δηλαδή οἱ τιμές $A_{if} = 21,8$ καί ἡ κατά προσέγγιση $A_{if} \approx \frac{1}{\beta_1} \approx 22,4$

διαφέρουν ἐλάχιστα.



Σχ. 4.3γ.

Ἐνισχυτῆς με ἀνατροφοδότηση ρεύματος.

Στό παράδειγμα αὐτό παρατηροῦμε ἐπίσης ὅτι ἡ ἀπολαβή ρεύματος εἶναι ἀνεξάρτητη ἀπό τίς παραμέτρους τῶν τρανζιστορ καί ἐξαρτᾶται μόνο ἀπό τίς ἀντιστάσεις R_8 καί R_9 .

Γενικά, γιά νά ὑπολογίσουμε τίς παραμέτρους ἑνός ἐνισχυτῆ χωρίς ἀνατροφοδότηση, θά πρέπει νά εἶμαστε προσεκτικοί. Ἐτσι, γιά νά ὑπολογίσουμε τίς παραμέ-

τρους εισόδου, θά πρέπει τό ρεύμα έξόδου νά εἶναι μηδέν. Δηλαδή τό κύκλωμα στό δεύτερο ἔκπομπό (τοῦ δευτέρου τρανζίστορ) τοῦ σχήματος 4.3γ νά εἶναι ἀνοικτό.

Γιά νά ὑπολογίσουμε τίς παραμέτρους ἐξόδου, θά πρέπει τό ρεύμα εισόδου νά εἶναι μηδέν. Δηλαδή τό κύκλωμα στήν πρώτη βάση (τοῦ πρώτου τρανζίστορ) νά εἶναι ἀνοικτό. Μέ τόν τρόπο αὐτό, περιορίζεται ἡ επίδραση τοῦ κυκλώματος ἀνατροφοδοτήσεως στόν ὑπολογισμό τῶν παραμέτρων τοῦ ἐνισχυτῆ χωρίς ἀνατροφοδότηση. Συγχρόνως ὁμως, στόν ὑπολογισμό (μέτρημα) λαμβάνονται ὑπόψιν τά στοιχεῖα πού συνθέτουν τό κύκλωμα ἀνατροφοδοτήσεως.

4.4 Ἐπίδραση τῆς ἀνατροφοδοτήσεως στήν ἀπόκριση συχνότητας.

Διαπιστώσαμε ὡς τώρα ὅτι ἡ ἀνατροφοδότηση σέ ἕναν ἐνισχυτῆ μεταβάλλει τήν ἀπολαβή (ρεύματος καί τάσεως) καθώς καί τίς ἀντιστάσεις εισόδου καί ἐξόδου. Συνεπῶς, θά πρέπει ἡ ἀνατροφοδότηση νά μεταβάλλει καί τήν ἀπόκριση συχνότητας τοῦ ἐνισχυτῆ.

Ἡ μελέτη πού γίνεται στή συνέχεια ἀναφέρεται χωρίς διάκριση στήν ἀπόκριση γενικά. Δηλαδή, ὅταν πρόκειται γιά ἐνισχυτές μέ ἀνατροφοδότηση ρεύματος, ἀναφερόμαστε στήν ἀπόκριση ρεύματος. Ὅταν πρόκειται γιά ἐνισχυτές μέ ἀνατροφοδότηση τάσεως, ἀναφερόμαστε στήν ἀπόκριση τάσεως.

Γιά νά βροῦμε πῶς μεταβάλλεται ἡ συχνότητα ἑνός ἐνισχυτῆ, λόγω τῆς ἀνατροφοδοτήσεως, θεωροῦμε δύο βασικές συχνότητες, πού ἀναφέρονται στό κύκλωμα τοῦ ἐνισχυτῆ χωρίς ἀνατροφοδότηση.

Οἱ δύο αὐτές βασικές συχνότητες ὀνομάζονται ἀντίστοιχα **κατώτερη συχνότητα ἀποκοπῆς** f_1 , καί **ἀνώτερη συχνότητα ἀποκοπῆς** f_2 . Οἱ συχνότητες αὐτές καθορίζονται ἀπό τήν καμπύλη ἀποκρίσεως τοῦ ἐνισχυτῆ γιά ἀπολαβή 3 dB λιγότερη ἀπό τή μέγιστη ἀπολαβή, ὅπως φαίνεται στό σχῆμα 4.4.

Γιά τόν ἴδιο ἐνισχυτῆ μέ ἀνατροφοδότηση, ὀνομάζονται ἀντίστοιχα κατώτερη συχνότητα ἀποκοπῆς f_{1f} καί ἀνώτερη συχνότητα ἀποκοπῆς f_{2f} . Οἱ συχνότητες αὐτές καθορίζονται ἀπό τήν καμπύλη ἀποκρίσεως τοῦ ἐνισχυτῆ **μέ ἀνατροφοδότηση** γιά ἀπολαβή 3 dB λιγότερη ἀπό τή μέγιστη ἀπολαβή, ὅπως φαίνεται στό σχῆμα 4.4.

Οἱ συχνότητες αὐτές ἀποκοπῆς, μέ ἀνατροφοδότηση καί χωρίς ἀνατροφοδότηση, συνδέονται μεταξύ τους μέ τίς πῖο κάτω σχέσεις:

$$f_{1f} = \frac{f_1}{1 + \beta A} \quad (4.4.1)$$

$$f_{2f} = f_2 (1 + \beta A) \quad (4.4.2)$$

Γιά ἀπλούστευση στό συμβολισμό, ἔχομε παραλείψει τούς δείκτες I καί u στίς παραμέτρους β καί A , ἀνάλογα μέ τό ἄν ἀναφερόμαστε σέ ἀνατροφοδότηση ρεύματος ἢ τάσεως.

Ἀπό τίς σχέσεις (4.4.1) καί (4.4.2), συμπεραίνομε ὅτι ἡ ἀρνητική ἀνατροφοδότηση ἐπιφέρει μείωση στήν κατώτερη συχνότητα ἀποκοπῆς f_1 , ἐνῶ ἐπιφέρει αὐξηση στήν ἀνώτερη συχνότητα ἀποκοπῆς f_2 . Δηλαδή:

$$f_{1f} < f_1 \quad \text{καί} \quad f_{2f} > f_2, \quad \text{καθόσον} \quad 1 + \beta A > 1$$

Στήν περίπτωση θετικής άνατροφοδότησης, συμβαίνει τό αντίθετο. Δηλαδή:

$$f_{1f} > f_1 \quad \text{καί} \quad f_{2f} < f_2, \quad \text{καθόσον} \quad 1 + \beta A < 1$$

Συνεπώς, όταν ό ένισχυτής έργάζεται μέ άνατροφοδότηση άρνητική ή θετική, θά μεταβάλλεται καί τό εύρος τής ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων.

Όπως γνωρίζομε, σάν εύρος τής ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων (Band - Width, BW) όρίζεται ή διαφορά τών συχνοτήτων f_2 μείον f_1 , γιά άπολαβή μέχρι 3 db κάτω τής μέγιστης άπολαβής. Δηλαδή:

$$BW = f_2 - f_1 \quad (4.4.3)$$

Όταν ό ένισχυτής έργάζεται μέ άνατροφοδότηση, τότε τό εύρος τής ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων προκύπτει από τή διαφορά τών σχέσεων (4.4.2) καί (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 νά γραφεί μέ προσέγγιση, ύποθέτοντας ότι ή κατώτερη συχνότητα άποκοπής f_1 είναι πολύ μικρή, σχετικά μέ τήν άνωτερη συχνότητα άποκοπής f_2 . Τότε θά έχομε:

$$BW = f_2 - f_1 \simeq f_2 \quad (4.4.5)$$

Συνεπώς ή (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 τό εύρος τής ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων από ένα ένισχυτή, πού λειτουργεί μέ άνατροφοδότηση, μέ τό εύρος τής ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων του ίδιου ένισχυτή, πού λειτουργεί χωρίς άνατροφοδότηση.

Άπό τήν (4.4.7), παρατηρούμε ότι τό εύρος τής ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων αύξάνεται κατά τόν παράγοντα $(1 + \beta A)$, όταν ό ένισχυτής έργάζεται μέ άρνητική άνατροφοδότηση.

Άν ό ένισχυτής έργάζεται μέ θετική άνατροφοδότηση, τότε έχομε μείωση του BW_f , συγκριτικά μέ τό BW κατά τόν παράγοντα $(1 + \beta A)$. Τό σχήμα 4.4 άπεικονίζει τήν άπόκριση συχνότητας ενός ένισχυτή. Δείχνει δηλαδή, τί συχνότητες διέρχονται μέσα από τόν ένισχυτή καί πώς μεταβάλλεται ή άπολαβή μέ τή συχνότητα. Η συμπαγής καμπύλη άναφέρεται στήν περίπτωση χωρίς άνατροφοδότηση καί ή διακεκομμένη μέ άνατροφοδότηση.

Παράδειγμα 3.

Ένας ένισχυτής έργάζεται χωρίς άνατροφοδότηση καί έχει άπολαβή τάσεως

$A_U = 1000$. Για άπολαβή κατά 3 dB μικρότερη τῆς μέγιστης, οι συχνότητες άποκοπῆς εἶναι $f_1 = 100$ Hz καί $f_2 = 100$ kHz.

Ὁ ἐνισχυτῆς αὐτός μετατρέπεται σέ ἐνισχυτῆ ἀνατροφοδοτήσεως, μέ ἀνατροφοδότηση 20 dB.

Νά ὑπολογισθεῖ ἡ ἀπόκριση συχνότητας τοῦ ἐνισχυτῆ ἀνατροφοδοτήσεως.

Λύση.

Ἡ καμπύλη ἀποκρίσεως συχνότητας φαίνεται στό σχῆμα 4.4.

Τό ποσό ἀνατροφοδοτήσεως N δίνεται ἀπό τή σχέση:

$$dB \text{ ἀνατροφοδοτήσεως} = N = 20 \log(1 + \beta A_U) = 20 \text{ dB.}$$

ἢ

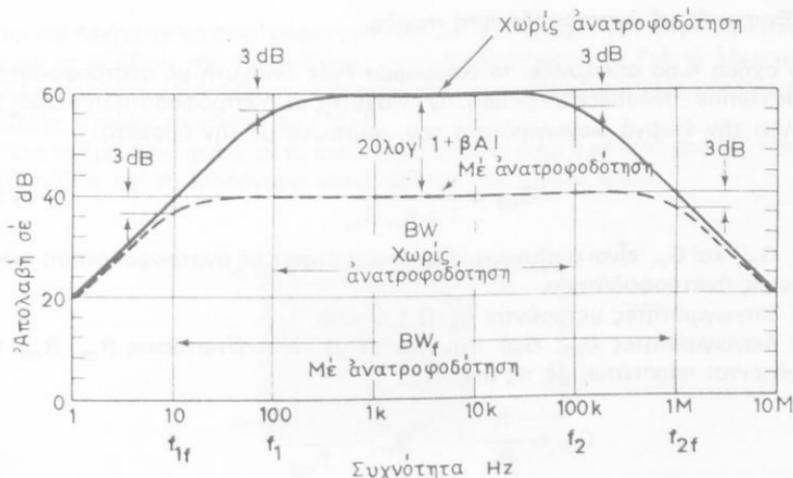
$$\log(1 + \beta A_U) = 1$$

Ἄρα:

$$1 + \beta A_U = 10$$

Συνεπῶς, ἡ άπολαβῆ τοῦ ἐνισχυτῆ μέ ἀνατροφοδότηση A_{uf} θά εἶναι:

$$A_{uf} = \frac{A_U}{1 + \beta A_U} = \frac{1000}{10} = 100$$



Σχ. 4.4.

Ἐπίδραση τῆς ἀνατροφοδοτήσεως στήν ἀπόκριση συχνότητας σέ ἕνα ἐνισχυτῆ.

Ἄν θέλομε νά μετατρέψομε τήν τιμῆ αὐτῆ τοῦ A_{uf} σέ dB, χρησιμοποιοῦμε τήν παρακάτω σχέση:

$$A_{uf} \text{ σέ dB} = 20 \log(A_{uf}) = 20 \log(10^2) = 40 \text{ dB}$$

Οι συχνότητες άποκοπής με άνατροφοδότηση θά είναι:

$$f_{1f} = \frac{f_1}{1 + \beta A_U} = \frac{100}{10} = 10 \text{ Hz}$$

$$f_{2f} = f_2 (1 + \beta A_U) = (100) (10) = 1000 \text{ kHz} = 1 \text{ MHz}$$

Τό εύρος τής ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων BW_f με άνατροφοδότηση θά είναι:

$$BW_f \simeq BW(1 + \beta A_U) \simeq (100 \text{ kHz} - 100 \text{ Hz}) (10) \simeq 1 \text{ MHz}$$

Παρατηρούμε ότι τό εύρος τής ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων BW_f με άνατροφοδότηση αύξήθηκε κατά 10 φορές, συγκριτικά με τό εύρος BW χωρίς άνατροφοδότηση.

Άξίζει νά σημειωθεί ότι κατά τόν ίδιο παράγοντα (10) έλαττώθηκε ή άπολαβή του ένισχυτή με άνατροφοδότηση, συγκριτικά με τήν άπολαβή χωρίς άνατροφοδότηση.

Συνεπώς **δ,τι κερδίζομε σε διεύρυνση στο εύρος συχνοτήτων κατά τόν ίδιο παράγοντα, τό χάνομε σε άπολαβή, όταν ό ένισχυτής εργάζεται με άνατροφοδότηση.**

Ή πιό πάνω άνάλυση φαίνεται στο σχήμα 4.4.

4.5 Ένισχυτές με άνατροφοδότηση σειράς.

Τό σχήμα 4.5α άπεικονίζει τό διάγραμμα ενός ένισχυτή με άνατροφοδότηση σειράς (series - feedback amplifier). Ό ένισχυτής με άνατροφοδότηση σειράς μετβάλλει τήν ένεργό διαγωγιμότητά του, σύμφωνα με τήν εξίσωση:

$$G_{mf} = \frac{G_m}{1 + \beta_m G_m} \quad (4.5.1)$$

όπου: G_{mf} καί G_m είναι αντίστοιχα οι διαγωγιμότητες με άνατροφοδότηση σειράς καί χωρίς άνατροφοδότηση.

Οί διαγωγιμότητες μετρούνται σε Ω^{-1} ή mho.

Οί διαγωγιμότητες G_m , G_{mf} συνδέονται με τίς διαντιστάσεις R_m , R_{mf} που άναφέρονται παρακάτω, με τίς σχέσεις:

$$G_m = \frac{1}{R_m}, \quad G_{mf} = \frac{1}{R_{mf}}$$

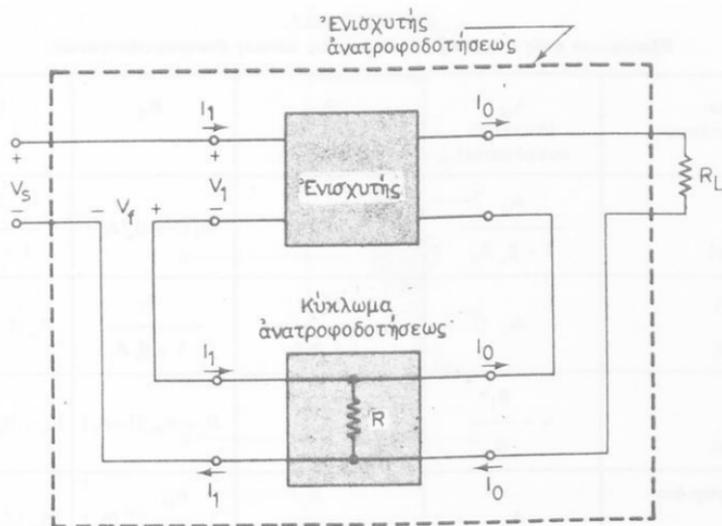
Ό συντελεστής β_m όρίζεται ως εξής:

$$\beta_m = \frac{V_f}{I_o} \quad (4.5.2)$$

όπου: V_f καί I_o αναφέρονται αντίστοιχα στην τάση άνατροφοδοτήσεως σειράς καί στο ρεύμα έξόδου.

Τό β_m έχει διαστάσεις αντίστάσεως καί μετριέται σε Ω .

Γενικά, στόν ένισχυτή άνατροφοδοτήσεως σειράς, τό ρεύμα έξόδου άθροί-

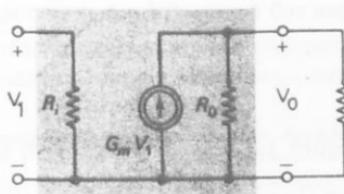


Σχ. 4.5α.

Σχηματικό διάγραμμα ένισχυτή με ανατροφοδότηση σειράς.

ζεται και αφήνεται να επιστρέψει στην είσοδο του ένισχυτή μετατρέπόμενο σε τάση με τη βοήθεια της αντίστασης ανατροφοδότησης R . Για το λόγο αυτό, η συνδεσμολογία αυτή λέγεται και **ένισχυτής ανατροφοδότησης τάσεως σειράς** (voltage - series feedback amplifier).

Στό σχήμα 4.5α φαίνεται το διάγραμμα ενός ένισχυτή με ανατροφοδότηση σειράς, καθώς και το Ισοδύναμο κύκλωμά του στο σχήμα 4.5β.



Σχ. 4.5β.

Ίσοδύναμο κύκλωμα ένισχυτή με ανατροφοδότηση σειράς, ή Ισοδύναμο κύκλωμα ένισχυτή διαγωγιμότητας.

Με την ολοκλήρωση της μελέτης στους περισσότερους τύπους ανατροφοδότησης ενός ένισχυτή, παραθέτουμε τον Πίνακα 4.5.1. Ο πίνακας αυτός μας βοηθά στη σύγκριση μεταξύ των διαφόρων παραμέτρων για ανατροφοδότηση διαφόρων τύπων.

ΠΙΝΑΚΑΣ 4.5.1.

Έξιώσεις ενός ενισχυτή με διάφορους τύπους ανάτροφοδοτήσεως.

Τύπος ανά- τροφοδοτήσεως	A_{uf} (άνοικτου κυκλώματος)	A_{if} (βραχυκυ- κλωμένου)	R_{if}	R_{of}
Τάσεως (σχ. 4.2.α)	$\frac{A_u}{1 + \beta_u A_u}$	A_i	$R_i (1 + \beta_u A_u)$	$\frac{R_o}{1 + \beta_u A_u}$
Ρεύματος (σχ. 4.3α)	A_u	$\frac{A_i}{1 + \beta_i A_i}$	$\frac{R_i}{1 + \beta_i A_i}$	$R_o (1 + \beta_i A_i)$
Σειράς (σχ. 4.5α)	$\sim - \frac{R_i^*}{R_m}$	A_i	$R_i + R_m (1 - A_i)$	$R_o + R_m (1 - A_u)$
Παράλληλης δια- κλαδώσεως (σχ. 4.6α)	A_u	$\sim - \frac{R_i^\dagger}{R_m}$	$\left(\frac{R_m}{1 - A_u} \right) \parallel (R_i)$	$(R_o) \parallel \left(\frac{A_u R_m}{A_u - 1} \right)$

* Για $A_u R_m \gg (R_o + R_i)$ † Για $A_i \gg (1 - \frac{R_i}{R_m})$.**Παράδειγμα 4.**

Τό σχήμα 4.5γ παριστάνει ένα ενισχυτή με ανάτροφοδοτήση 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 άμελητές.

Νά βρεθούν οι παράμετροι του ενισχυτή χωρίς ανάτροφοδοτήση σειράς και με ανάτροφοδοτήση.

Λύση.

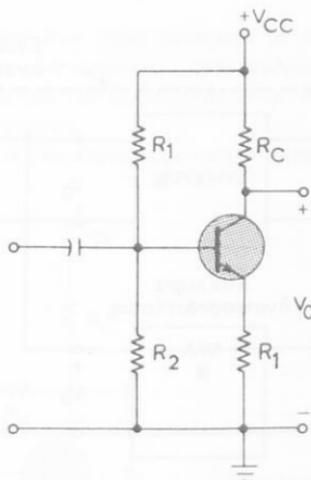
Οι παράμετροι του ενισχυτή χωρίς ανάτροφοδοτήση είναι:

$$R_i = h_{ie} \approx 1 \text{ k}\Omega - \text{άντίσταση εισόδου}$$

$$A_i = -h_{fe} \approx -100 - \text{άπολαβή ρεύματος}$$

$$A_u = -h_{fe} \frac{R_C}{h_{ie}} \approx -100 \frac{2,2}{1} \approx 220 - \text{άπολαβή τάσεως}$$

Μπορούμε να υποθέσουμε ότι η (σύνθετη) αντίσταση εξόδου είναι άπειρη. Δηλαδή $R_o \approx \infty$.



Σχ. 4.5γ.

Ένας ενισχυτής με άνατροφοδότηση σειράς.

Από τον Πίνακα 4.5.1 για τον ενισχυτή με άνατροφοδότηση σειράς έχουμε:

$$R_{if} \simeq 1 + 1(1 + 100) \text{ k}\Omega = 102 \text{ k}\Omega$$

$$R_{of} \simeq \infty$$

$$A_{if} \simeq -100$$

$$A_{uf} \simeq -\frac{2,2}{1} = -2,2$$

Θά μπορούσαμε νά καταλήξουμε στά ίδια άποτελέσματα, άν θεωρούσαμε τό ίσοδύναμο κύκλωμα του ενισχυτή άνατροφοδοτήσεως σειράς του σχήματος 4.5β.

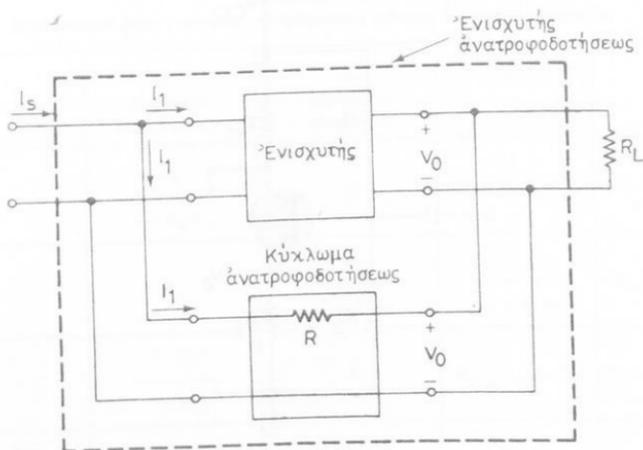
4.6 Ένισχυτές με άνατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως.

Τό σχήμα 4.6α άπεικονίζει τό σχηματικό διάγραμμα ενός ενισχυτή με άνατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως (shunt - feedback amplifier).

Η τάση έξόδου συναθροίζεται με τό κύκλωμα άνατροφοδοτήσεως καί έπιστρέφει στην είσοδο υπό μορφή ρεύματος.

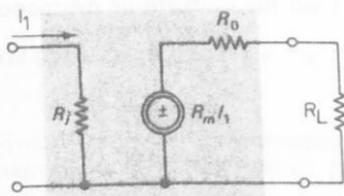
Μπορούμε νά σχεδιάσουμε τον ενισχυτή αυτό με άνατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως ή χωρίς άνατροφοδότηση, υπό μορφή ενισχυτή «διά-άντιστάσεως» (transresistance amplifier), όπως φαίνεται στό σχήμα 4.6β.

Ό όρος «διά-άντίσταση» ή για συντομία, «διαντίσταση» υποδηλώνει την (έσωτερική) αντίσταση του συστήματος του ενισχυτή καί ίσοϋται με τό αντίστροφο της διαγωγιμότητας.



Σχ. 4.6α.

Σχηματικό διάγραμμα ένισχυτή με ανατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως.



Σχ. 4.6β.

Ίσοδύναμο κύκλωμα ένισχυτή με ανατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως, ή ίσοδύναμο κύκλωμα ένισχυτή διαντίστασεως.

Στήν περίπτωση που ο ένισχυτής εργάζεται με ανατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως, ή διαντίσταση R_{mf} δίνεται από τή σχέση (4.6.1):

$$R_{mf} = \frac{R_m}{1 + \beta_r R_m} \quad (4.6.1)$$

όπου: R_m ή διαντίσταση του ένισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση. Η R_m μετριέται σε Ω .

Ο συντελεστής ανατροφοδοτήσεως β_r όρίζεται ως εξής:

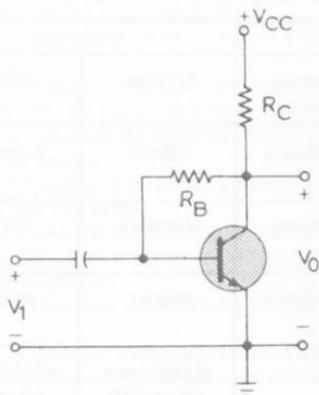
$$\beta_r = \frac{I_f}{V_o} \quad (4.6.2)$$

Ο συντελεστής β_r μετριέται σε Ω^{-1} ή mho. Ο Πίνακας 4.5.1 καταχωρεί τής παραμέτρους καί του ένισχυτή του σχήματος 4.6α.

Παράδειγμα 5.

Τό σχήμα 4.6γ δείχνει ένα άπλο ένισχυτή με άνατροφοδότηση 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: $h_{ie} = 1,5 \text{ k}\Omega$, $h_{fe} = 75$. Τά h_{re} και h_{oe} θεωρούνται άμελητά.

Νά ύπολογισθοϋν οι παράμετροι του ένισχυτή χωρίς άνατροφοδότηση καί με άνατροφοδότηση.



Σχ. 4.6γ.

Ένας ένισχυτής με άνατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως.

Λύση.

Γιά τόν ένισχυτή χωρίς άνατροφοδότηση, οι παράμετροι είναι:

$$R_i \simeq h_{ie} \simeq 1,5 \text{ k}\Omega$$

$$A_u \simeq -h_{fe} \frac{R_C}{h_{ie}} \simeq -165$$

$$A_i \simeq -h_{fe} \simeq -75$$

Ή σύνθετη αντίσταση έξόδου μπορεί νά θεωρηθεί άπειρη. Δηλαδή, $R_C \simeq \infty$.

Γιά νά ύπολογίσουμε τίς παραμέτρους του ένισχυτή με άνατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως, χρησιμοποιούμε τόν πίνακα 4.5.1.

$$R_{if} \simeq \frac{56}{1 + 165} \parallel 1,5 \text{ k}\Omega \simeq 506 \Omega$$

$$R_{of} \simeq R_B \simeq 56 \text{ k}\Omega$$

$$A_{uf} \simeq -165$$

$$A_{if} \simeq -\frac{3,3}{56} \simeq -0,06$$

Τίς ίδιες τιμές μπορούμε να βρούμε, αν σχεδιάσουμε το ίσοδύναμο κύκλωμα μικρών - σημάτων του σχήματος 4.6γ.

Τά αποτελέσματα που αφορούν τούς διάφορους τύπους ανατροφοδότησης, συγκεντρώνεται στον Πίνακα 4.6.1.

ΠΙΝΑΚΑΣ 4.6.1.
‘Αποτελεσμάτων ανατροφοδότησης στις παραμέτρους του ένισχυτη.

Τύπος ανατροφοδότησης	‘Απολαβή		‘Αντίσταση	
	Τάσεως (2)	Ρεύματος (3)	Εισόδου	Έξόδου
Τάσεως (σχ. 4.2α)	ελάττωση	άμετάβλητη	αύξηση	ελάττωση
Ρεύματος (σχ. 4.3α)	άμετάβλητη	ελάττωση	ελάττωση	αύξηση
Σειράς (σχ. 4.5α)	(1)	άμετάβλητη	αύξηση	αύξηση
Παράλληλης διακλαδώσεως (σχ. 4.6α)	άμετάβλητη	(1)	α) ελάττωση για μεγάλο R_i β) άμετάβλητη για μικρό R_i	α) ελάττωση για μεγάλο R_o β) άμετάβλητη για μικρό R_o

1): Βλ. Πίνακα 4.5.1.

2): ‘Απολαβή τάσεως άνοικτου - κυκλώματος.

3): ‘Απολαβή ρεύματος βραχυκυκλωμένου - κυκλώματος.

4.7 ‘Επίδραση τής ανατροφοδότησης στη μή γραμμική παραμόρφωση και στο θόρυβο.

‘Η άρνητική ανατροφοδότηση στους ένισχυτές, έχει σαν αποτέλεσμα τή μείωση τής μή γραμμικής παραμορφώσεως. Συγκεκριμένα, ή ανατροφοδότηση συμβάλλει στη μείωση του πλάτους του παραμορφωμένου σήματος. Για λεπτομέρειες, μπορούμε να συμβουλευθούμε τό τρίτο κεφάλαιο ‘Αρμονική παραμόρφωση.

‘Αν συμβολίσουμε μέ D_f και D τά πλάτη των παραμορφωμένων σημάτων μέ ανατροφοδότηση και χωρίς ανατροφοδότηση, τότε ή σχέση που τά συνδέει είναι ή εξής:

$$D_f = \frac{D}{1 + \beta A} \quad (4.7.1)$$

όπου: β και A αναφέρονται στην ανατροφοδότηση τάσεως. ‘Επειδή $1 + \beta A > 1$, έπεται ότι $D_f < D$.

Γενικά, σέ κάθε ένισχυτή μέ ανατροφοδότηση, έπειδή μέρος του σήματος έξόδου έπιστρέφει στην είσοδο του ένισχυτη, τό πλάτος του σήματος έξόδου είναι

μικρότερο, συγκριτικά με εκείνο χωρίς ανατροφοδότηση. Αυτό έχει σαν συνέπεια, σήματα παραμορφώσεως, καθώς και θόρυβοι που παράγονται στα κυκλώματα του ένισχυτη, να υφίστανται σημαντική μείωση στο πλάτος τους όταν ο ένισχυτής ἐργάζεται με ανατροφοδότηση. Αυτό ἄλλωστε φανερώνει καί ἡ σχέση (4.7.1).

Ἐρωτήσεις.

1. Τί εἶναι ἀρνητική ἀνατροφοδότηση;
2. Τί εἶναι θετική ἀνατροφοδότηση;
3. Τί τύπο ἀνατροφοδοτήσεως (θετικό ἢ ἀρνητικό) χρησιμοποιούμε στους ένισχυτές; Ποιός εἶναι ὁ λόγος;
4. Ποιά ἡ ἐπίδραση τῆς ἀρνητικῆς ἀνατροφοδοτήσεως στή σταθερότητα τῆς ἀπολαβῆς ἑνός ένισχυτῆ; (βλ. καί πρῶτο κεφάλαιο, Πόλωση).
5. Ποιά ἡ ἐπίδραση τῆς ἀρνητικῆς ἀνατροφοδοτήσεως στό εὔρος τῆς ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων τοῦ ένισχυτῆ;
6. Ποιά ἡ ἐπίδραση τῆς ἀρνητικῆς ἀνατροφοδοτήσεως στή μῆ γραμμική παραμόρφωση καί στό θόρυβο τοῦ ένισχυτῆ;
7. Σέ ἕνα κύκλωμα ἀνατροφοδοτήσεως τάσεως, ἐξηγήστε τόν τρόπο, μέ τόν ὁποῖο ἡ ἀπολαβή τάσεως μπορεῖ νά σταθεροποιηθεῖ ἀπό τίς μεταβολές τῶν παραμέτρων τοῦ τρανζίστορ (βλ. καί πρῶτο κεφάλαιο).
8. Ποιά ἡ ἐπίδραση τῆς ἀρνητικῆς ἀνατροφοδοτήσεως τάσεως στίς ἀντιστάσεις εἰσόδου καί ἐξόδου;
9. Σέ ἕνα κύκλωμα ἀνατροφοδοτήσεως ρεύματος, ἐξηγήστε τόν τρόπο, μέ τόν ὁποῖο ἡ ἀπολαβή ρεύματος μπορεῖ νά σταθεροποιηθεῖ ἀπό τίς μεταβολές τῶν παραμέτρων τοῦ τρανζίστορ (βλ. καί πρῶτο κεφάλαιο).
10. Ποιά ἡ ἐπίδραση τῆς ἀρνητικῆς ἀνατροφοδοτήσεως ρεύματος στίς ἀντιστάσεις εἰσόδου καί ἐξόδου;
11. Ποιά ἡ ἐπίδραση τῆς ἀρνητικῆς ἀνατροφοδοτήσεως στήν ἀπόκριση συχνοτήτων τοῦ ένισχυτῆ;
12. Ποιό μέγεθος τοῦ ένισχυτῆ μεταβάλλει ἡ ἀνατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως;
13. Ποιό μέγεθος τοῦ ένισχυτῆ μεταβάλλει ἡ ἀνατροφοδότηση σειρᾶς;
14. Ποιά εἶναι τά σπουδαιότερα πλεονεκτήματα ἑνός ένισχυτῆ μέ ἀρνητική ἀνατροφοδότηση, σέ σύγκριση μέ τόν ἴδιο ένισχυτῆ χωρίς ἀνατροφοδότηση;

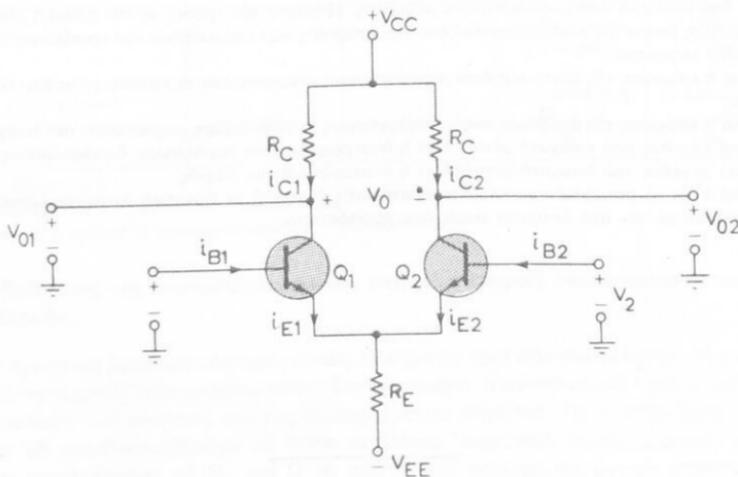
ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΠΕΜΠΤΟ

ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΙ ΚΑΙ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ

5.1 Γενικά.

Οι διαφορικοί ενισχυτές λέγονται και *ένισχυτές διαφορᾶς* (differential amplifiers), για τούς λόγους πού θά δοῦμε στή συνέχεια. Τό βασικό κύκλωμα μιάς βαθμίδας τῶν διαφορικῶν ενισχυτῶν ἀποτελεῖται ἀπό δύο τρανζίστορ πού ἔχουν τά ἴδια χαρακτηριστικά καί τῶν ὁποίων οἱ ἐκπομποὶ συνδέονται μεταξύ τους.

Οἱ βαθμίδες ἐνισχύσεως ἔχουν ἀπευθείας σύνδεση μεταξύ τους (dc — coupled) καί χρειάζονται δύο τροφοδοτικοί τάσεως, ἕνα θετικό καί ἕνα ἀρνητικό. Ἐνα βασικό κύκλωμα διαφορικοῦ ἐνισχυτῆ φαίνεται στό σχῆμα 5.1.



Σχ. 5.1.

Βασικό κύκλωμα διαφορικοῦ ἐνισχυτῆ.

Στό κύκλωμα αὐτό, οἱ ἐκπομποὶ εἶναι συνδεδεμένοι μαζί καί τά σήματα εἰσόδου V_1 καί V_2 ἐφαρμόζονται στίς βάσεις τῶν τρανζίστορ.

Οἱ ἐξοδοὶ τοῦ ἐνισχυτῆ V_{01} καί V_{02} λαμβάνονται ἀπό τούς συλλέκτες τῶν τρανζίστορ Q_1 , Q_2 .

Στήν ἰδανική περίπτωση, ἡ ἀντίσταση R_E πρέπει νά εἶναι ἀπειρη. Ἔτσι, καί ἡ

σύνθετη αντίσταση εισόδου θα είναι άπειρη, με σκοπό τό κύκλωμα νά λειτουργεί σάν ιδανικός διαφορικός ενισχυτής. "Αν $R_E \rightarrow \infty$, τότε $i_{E1} = -i_{E2}$ καί συνεπώς $i_{C1} = -i_{C2}$ καί $V_{01} = -V_{02}$."

Οι βασικές ιδιότητες ενός διαφορικού ενισχυτή είναι:

α) "Όταν τά σήματα εισόδου είναι ίδια, τότε ή έξοδος V_0 είναι μηδέν. Δηλαδή,

$$V_{01} = -V_{02} \text{ ή:}$$

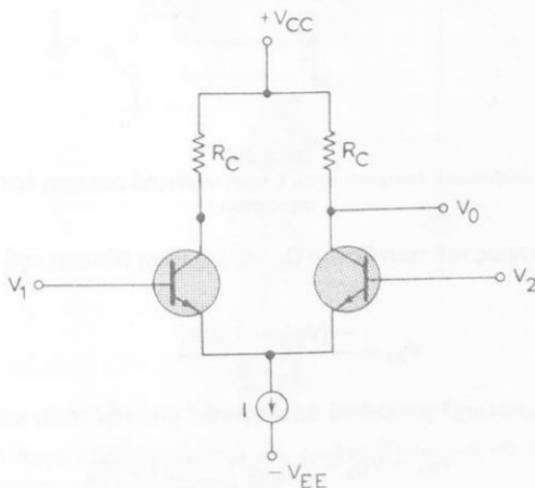
$$V_0 = V_{01} + V_{02} = 0$$

β) "Όταν τά σήματα εισόδου είναι διαφορετικά, τότε ή έξοδος είναι ανάλογη τής διαφοράς των σημάτων εισόδου.

Γιά τούς λόγους αυτούς ό διαφορικός ενισχυτής (DIFF - AMP), έπειδή έχει νά κάνει μέ διαφορές σημάτων, λέγεται καί **ένισχυτής διαφοράς**.

5.2 Βελτιωμένο κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή.

Θεωρούμε τό κύκλωμα του σχήματος 5.2α, στό όποιο έχομε αντικαταστήσει τήν αντίσταση R_E από μία ιδανική πηγή σταθερού ρεύματος I .



Σχ. 5.2α.

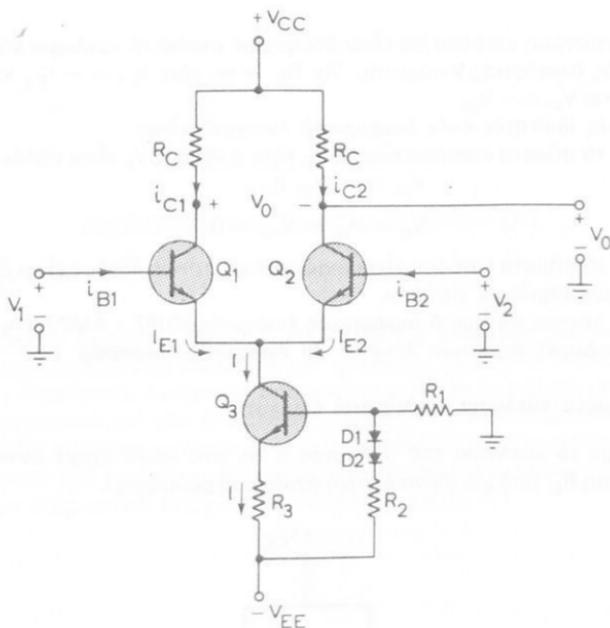
Κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή με πηγή σταθερού ρεύματος.

Η πηγή αυτή παρέχει καί τή συνεχή πόλωση πού χρειάζεται τό κύκλωμα καί παρεμβάλλει άπειρη αντίσταση μεταξύ των δύο έκπομπών καί τής γειώσεως.

Γενικά, μία γεννήτρια ρεύματος μπορεί νά θεωρηθεί μέ προσέγγιση ότι ενεργεί σάν ένα τρανζίστορ, όπως φαίνεται στό σχήμα 5.2β.

Στή διάταξη αυτή μπορούμε νά ρυθμίσομε τό ρεύμα I , μεταβάλλοντας τίσ αντίστασεις R_1 , R_2 καί R_3 . Οι κρυσταλλοδίοδοι ενεργοούν σάν ρυθμιστές τής θερμοκρασίας του τρανζίστορ Q_3 .

"Αν υποθέσομε ότι ή όρθή τάση πολώσεως κάθε δίοδου είναι 0,6 V καί άμελη-



Σχ. 5.2β.

Πρακτικό κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή, όπου η πηγή σταθερού ρεύματος έχει αντικατασταθεί από τρανζίστορ.

τέο τό ρεύμα βάσεως του τρανζίστορ Q_3 , τότε η τάση βάσεως του Q_3 , σε σχέση με τη γη, θα είναι:

$$V_{B3} = \frac{-(V_{EE} - 1,2)R_1}{R_1 + R_2} \quad (5.2.1)$$

Τό 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: $V_{BE3} \approx 0,6 \text{ V}$.

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 έχουμε:

$$V_{R3} = -\frac{V_{EE}}{2} + 0,6 - 0,6 + V_{EE} = \frac{V_{EE}}{2} = IR_3$$

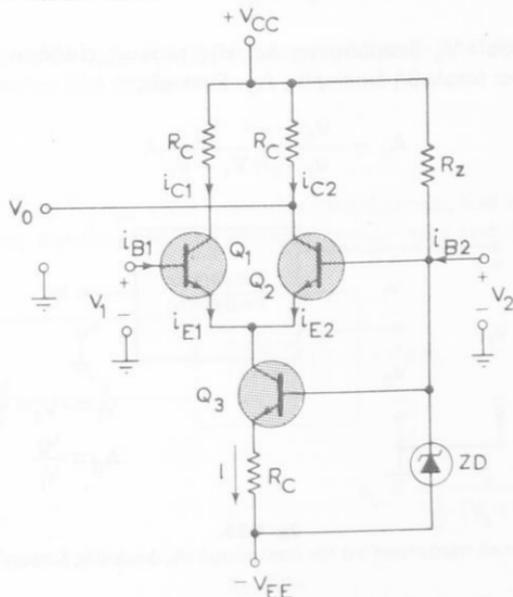
Δηλαδή:

$$I = \frac{V_{EE}}{2R_3} \quad (5.2.4)$$

Από τη σχέση αυτή, βλέπουμε ότι το **ρεύμα πολώσεως I είναι ανεξάρτητο της τάσεως βάσεως - έκπομπού.**

Για τó λόγο αυτό δέν είναι ευαίσθητο στις μεταβολές της θερμοκρασίας αλλά παραμένει σταθερό καί υπολογίζεται από τήν τάση πολώσεως V_{EE} καί τήν αντίσταση R_3 .

Ένας άλλος τρόπος γιά νά έχομε ρεύμα πολώσεως ανεξάρτητο της θερμοκρασίας, φαίνεται στό σχήμα 5.2γ.



Σχ. 5.2γ.

Κύκλωμα διαφορικού ενίσχυτη με Zener.

Στό κύκλωμα αυτό χρησιμοποιείται μία δίοδος Zener γιά νά έπιφέρει πόλωση στόν πηγή ρεύματος του τρανζίστορ Q_3 .

Η αντίσταση R_Z ενεργεί σαν αντίσταση περιορισμού του ρεύματος, ώστε τó ρεύμα που περνά μέσα από τή δίοδο Zener, νά μήν υπερβαίνει τήν τιμή ασφάλειας.

Αν οι χαρακτηριστικές θερμοκρασίας της διόδου Zener ταιριάζουν με τις χαρακτηριστικές της διόδου βάσεως - έκπομπού του τρανζίστορ Q_3 , τότε τó ρεύμα πολώσεως I παραμένει ανεξάρτητο της θερμοκρασίας καί δίνεται από τή σχέση (5.2.5):

$$I = \frac{V_Z - V_{BE3}}{R_3} \quad (5.2.5)$$

όπου: V_Z είναι ή τάση (άναφορής) της διόδου Zener.

Τό κύκλωμα μέ Zener φαίνεται στό σχήμα 5.2γ.

Ἡ λειτουργία στό έναλλασσόμενο τῶν δύο παραπάνω βελτιωμένων κυκλωμάτων τῶν διαφορικών ἐνισχυτῶν εἶναι παρεμφερής.

Ἄπολαβή διαφορᾶς, A_d .

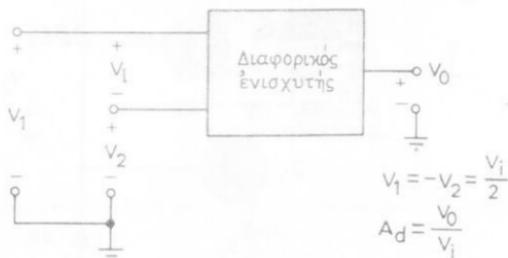
Ἡ ἀπολαβή διαφορᾶς, ἡ ὁποία λέγεται καί **διαφορική ἀπολαβή** (difference gain) ὑπολογίζεται στή συνέχεια.

Θεωροῦμε τό κύκλωμα τῶν διαφορικών ἐνισχυτῶν τοῦ σχήματος 5.2β ἢ 5.2γ. Ἄν τώρα ἐφαρμόσουμε τά σήματα V_1 καί V_2 (σχ. 5.2δ), ὥστε νά ἰσχύει:

$$V_1 = -V_2 = \frac{V_i}{2} \quad (5.2.6)$$

τότε ἡ τάση ἐξόδου V_0 διαιρούμενη διά τῆς τάσεως εἰσόδου V_i , πού ὀρίζει ἡ (5.2.6), ὀνομάζεται ἀπολαβή διαφορᾶς, A_d . Συνεπῶς:

$$A_d \simeq \frac{V_0}{V_i} = \frac{V_0}{V_1 - V_2} \quad (5.2.7)$$



Σχ. 5.2δ.

Σχηματική παράσταση γιά τόν ὑπολογισμό τῆς ἀπολαβῆς διαφορᾶς A_d .

Ἡ ἀπολαβή διαφορᾶς τῶν διαφορικών ἐνισχυτῶν (σχ. 5.2β καί 5.2γ) δίνεται μέ προσέγγιση ἀπό τή σχέση:

$$A_d \simeq - \frac{h_{fe} R_C}{2 h_{ie}} \quad (5.2.8)$$

ὅπου: τά h_{fe} καί h_{ie} εἶναι οἱ ὑβριδικές παράμετροι τῶν τρανζίστορ Q_1 , Q_2 πού χρησιμοποιοῦμε καί μποροῦν νά βρεθοῦν ἀπό τούς καταλόγους τῶν τρανζίστορ.

Ἀπό τήν τελευταία ἐξίσωση, βρίσκουμε ὅτι ἡ ἀπολαβή διαφορᾶς A_d δέν εἶναι πολύ μεγάλη.

Ἄπολαβή κοινού - τύπου, A_C .

Ἡ ἀπολαβή κοινού - τύπου (common - mode gain) συμβολίζεται μέ A_C .

Ἄς ὑποθέσουμε ὅτι τά σήματα τάσεως πού ἐφαρμόζουμε στήν εἰσοδο τοῦ διαφορικοῦ ἐνισχυτῆ, εἶναι ἴσα. Δηλαδή, $V_1 = V_2 = V_i$ (σχ. 5.2ε). Στήν περίπτωση αὐτή,

έφ' ὅσον ὁ διαφορικός ἐνισχυτής εἶναι ἰδανικός, θά πρέπει ἡ τάση ἐξόδου νά εἶναι μηδέν.

Στήν πράξη ὁμως, ἡ τάση ἐξόδου ἔχει κάποια τιμή V_0 . Μποροῦμε, συνεπῶς, νά ὀρίσομε ὡς ἀπολαβή κοινού - τύπου A_C , τὸ πηλίκο τῆς τάσεως ἐξόδου V_0 διά τῆς τάσεως εἰσόδου V_i , ὅταν οἱ ἐπί μέρους τάσεις εἰσόδου εἶναι ἴσες.

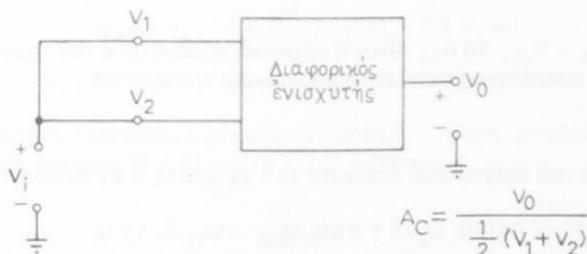
Δηλαδή:

$$A_C \simeq \frac{V_0}{V_i} = \frac{V_0}{\frac{1}{2}(V_1 + V_2)} \quad (5.2.9)$$

Ἀπό τὸ κύκλωμα τοῦ σχήματος 5.2γ, μπορεῖ νά ἀποδειχθεῖ ὅτι ἡ ἀπολαβή κοινού - τύπου A_C δίνεται ἀπὸ τὴ σχέση:

$$A_C \simeq -\frac{R_C}{2R_E} \quad (5.2.10)$$

ὅπου: $R_E = R_3 + h_{oe3}$. Τὸ h_{oe3} εἶναι ἡ ὑβριδική παράμετρος τοῦ τρανζίστορ Q_3 καὶ βρίσκεται ἀπὸ τοὺς καταλόγους τῶν κατασκευαστῶν τῶν τρανζίστορ.



Σχ. 5.2ε.

Σχηματική παράσταση γιὰ τὸν ὑπολογισμό τῆς ἀπολαβῆς κοινού - τύπου A_C .

Ἀπὸ τὴ σχέση (5.2.10), συμπεραίνομε ὅτι, ὅταν τὸ R_E εἶναι πολὺ μεγάλο, ἡ ἀπόλυτη τιμὴ τοῦ A_C εἶναι πολὺ μικρή.

Λόγος ἀποβολῆς κοινού - τύπου, $CMRR$.

Ὁ λόγος ἀποβολῆς κοινού - τύπου συμβολίζεται μὲ $CMRR$ (common - mode rejection ratio).

Ὁ λόγος αὐτὸς ἀποτελεῖ ἔνδειξη τῆς ποιότητας τῶν διαφορικῶν ἐνισχυτῶν, καθὼς καὶ τῶν τελεστικῶν ἐνισχυτῶν, τοὺς ὁποίους ἐξετάζομε παρακάτω.

Ὁ λόγος ἀποβολῆς κοινού - τύπου ἐκφράζεται μὲ τὸ πηλίκο τῆς ἀπολαβῆς διαφορᾶς A_d διά τῆς ἀπολαβῆς κοινού - τύπου A_C . Δηλαδή:

$$CMRR \simeq \left| \frac{A_d}{A_C} \right| \quad (5.2.11)$$

Ὁ λόγος $CMRR$ μετᾷ τὴν ἰκανότητα τοῦ ἐνισχυτῆ νά ἀποβάλλει (ἀπορρίπτει)

άνεπιθύμητα 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 τό σήμα εξόδου θα προσεγγίζει τη διαφορά των δύο σημάτων εισόδου.

Τό λόγο CMRR μπορούμε νά τόν χρησιμοποιήσουμε γιά νά εκφράσουμε σέ γενική μορφή τήν τάση εξόδου V_o τοῦ διαφορικοῦ ἐνισχυτῆ. Ἡ ἔκφραση αὐτή παρέχεται ἀπό τήν ἐξίσωση (5.2.12):

$$V_o = A_d V_d \left(1 + \frac{1}{\text{CMRR}} \cdot \frac{V_C}{V_d} \right) \quad (5.2.12)$$

ὅπου: V_d ἡ διαφορά τῶν σημάτων εισόδου, $V_d = V_1 - V_2$. Τό V_C παριστάνει τό σήμα εισόδου κοινού - τύπου:

$$V_C = \frac{1}{2} (V_1 + V_2)$$

Ὁ λόγος CMRR γιά τά κυκλώματα τῶν σχημάτων 5.2β καί 5.2γ μπορεῖ νά ὑπολογισθεῖ διαιρώντας τίς ἐξισώσεις (5.2.8) καί (5.2.10). Συνεπῶς:

$$\text{CMRR} \approx \frac{h_{fe} R_E}{h_{ie}} \quad (5.2.13)$$

ὅπου: $R_E = R_3 + h_{oe3}$. Τό h_{oe} εἶναι ἡ ὑβριδική παράμετρος τοῦ τρανζίστορ Q_3 καί δίνεται στούς καταλόγους τῶν κατασκευαστῶν τρανζίστορ.

Παράδειγμα 1.

Τό κύκλωμα τοῦ διαφορικοῦ ἐνισχυτῆ τοῦ σχήματος 5.2γ περιέχει τά ἐξῆς στοιχεῖα:

$$R_C = 1 \text{ k}\Omega, R_3 = 560 \Omega, R_2 = 1,8 \text{ k}\Omega, V_{CC} = V_{EE} = 12 \text{ V}$$

Ἐπιπλέον, ὑποθέτουμε ὅτι ὅλα τά τρανζίστορ ἔχουν τίς ἴδιες παραμέτρους καί ἔχουν τιμές: $\beta = 100$, $h_{ie} = 1 \text{ k}\Omega$, $h_{fe} = 50$ καί $h_{oe} = 1/50 \text{ k}\Omega$.

Ἡ δίοδος Zener εἶναι τύπου 1N754 (6,8 V).

Ζητοῦνται νά ὑπολογισθοῦν:

- Οἱ συνεχεῖς τάσεις καί τά συνεχῆ ρεύματα τοῦ διαφορικοῦ ἐνισχυτῆ.
- Ἡ ἀπολαβή διαφορᾶς καί ἡ ἀπολαβή κοινού - τύπου τοῦ κυκλώματος.
- Ὁ λόγος CMRR.

Λύση.

Ἐπειδή τό β τῶν τρανζίστορ ἔχει μεγάλη τιμή, $\beta = 100$, μπορούμε νά θεωρήσουμε ἀμελητέα ὅλα τά ρεύματα τῶν βάσεων τῶν τρανζίστορ, συγκριτικά μέ τά ρεύματα τῶν ἐκπομπῶν καί τῶν συλλεκτῶν.

α) Ἀπό τή σχέση (5.2.5) ἔχομε:

$$I \approx \frac{6,8 - 0,6}{0,56} \text{ mA} \approx 11 \text{ mA}$$

Έφ' ὅσον τὸ τρανζίστορ Q_1 καὶ Q_2 εἶναι ὁμοία, τότε τὸ ρεῦμα I διχάζεται σὲ δύο ρεύματα μεταξύ τῶν ἐκπομπῶν τους. Δηλαδή:

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{I}{2} \simeq 5,5 \text{ mA}$$

Ἄν ὑποθέσουμε ὅτι δὲν ἐφαρμόζεται καμία συνεχῆς τάση στοὺς ἀκροδέκτες εἰσόδου, τότε $V_{B1} = V_{B2} = 0 \text{ V}$. Συνεπῶς, οἱ ἐκπομπὴ τῶν Q_1 καὶ Q_2 πρέπει νὰ εἶναι σὲ τάση $-0,6 \text{ V}$.

Ἐπειδὴ τὸ β εἶναι μεγάλο, μπορούμε νὰ ποῦμε ὅτι τὰ ρεύματα συλλέκτη καὶ ἐκπομπῶν στὰ τρανζίστορ Q_1 , Q_2 καὶ Q_3 εἶναι ἴσα.

Οἱ πτώσεις τάσεως στὰ ἄκρα τῶν ἀντιστάσεων συλλέκτη εἶναι:

$$V_{RC} \simeq (5,5 \text{ mA}) (1 \text{ k}\Omega) \simeq 5,5 \text{ V}$$

Οἱ συλλέκτες τῶν Q_1 καὶ Q_2 πρέπει τότε νὰ εἶναι σὲ τάση $5,5 \text{ V}$ κάτω τῆς τάσεως V_{CC} , δηλαδή σὲ τάση:

$$12 - 5,5 = 6,5 \text{ V, σχετικά με τὴ γῆ.}$$

Οἱ τάσεις συλλέκτη - ἐκπομπῶν γιὰ τὰ τρία τρανζίστορ εἶναι ἀντίστοιχα:

$$V_{CE1} = V_{CE2} = 6,5 - (-0,6) = 7,1 \text{ V, καὶ}$$

$$V_{CE3} = -0,6 + 12 - (11 \text{ mA}) (0,56 \text{ k}\Omega) \simeq 5,2 \text{ V}$$

β) Οἱ ἀπολαβὲς διαφορᾶς διαφορᾶς καὶ κοινῶν - τύπου, μπορούν νὰ ὑπολογισθοῦν ἀπὸ τὶς σχέσεις (5.2.8) καὶ (5.2.10) ἀντίστοιχα:

$$A_d \simeq -\frac{50 (1)}{2 (1)} \simeq -25 \quad \text{καὶ}$$

$$A_C \simeq -\frac{1}{2 (50)} \simeq -0,01$$

γ) Ὁ λόγος ἀποβολῆς CMRR εἶναι:

$$\text{CMRR} \simeq \frac{A_d}{A_C} \simeq \frac{25}{0,01} = 2500$$

Ὁ λόγος αὐτὸς μπορεῖ νὰ ἐκφρασθεῖ σὲ decibels (dB) καὶ εἶναι:

$$\text{CMRR σὲ dB} = 20 \log(2500) = 20 \log(25 \times 10^2) = 20 \{2 + \log 25\} = 68 \text{ dB.}$$

Ἄν στὸ παράδειγμα αὐτὸ, οἱ τάσεις εἰσόδου ἦσαν διαφορετικὲς, π.χ. 2 mV καὶ 5 mV , τότε, μὲ βάση τὴ σχέση (5.2.12), ἡ ἔξοδος θὰ ἦταν:

$$V_o = (-25) (3) \left(1 + \frac{7}{7500}\right) = -75 (1,001) \text{ mV}$$

Ἡ τιμὴ αὐτὴ εἶναι περίπου -25 φορές μεγαλύτερη τῆς διαφορᾶς τῶν σημάτων εἰσόδου ($5 - 2 = 3 \text{ mV}$).

Ἐάν τὸ τρανζίστορ Q_3 εἶχε μεγαλύτερη σύνθετη ἀντίσταση ἐξόδου, π.χ. μικρότερο h_{oe} , τότε ὁ λόγος ἀποβολῆς CMRR θὰ ἦταν ἀκόμη μεγαλύτερος. Μὲ τὸν τρόπο αὐτό, τὸ σφάλμα στὴν τάση ἐξόδου θὰ ἦταν ἀκόμη μικρότερο τοῦ 0,1%, ποῦ εἶναι γιὰ τὸ παράδειγμά μας.

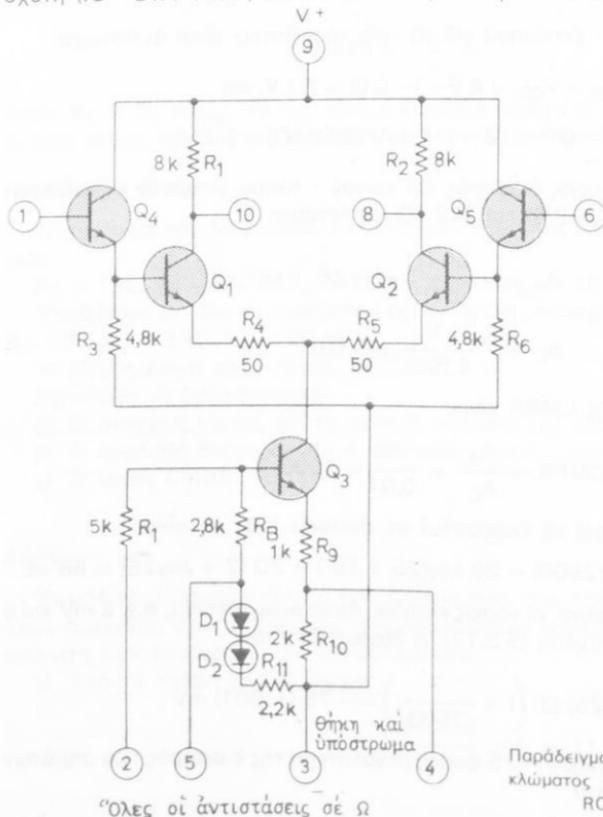
Ὁλοκληρωμένα κυκλώματα διαφορικῶν ἐνισχυτῶν.

Τὰ ὀλοκληρωμένα κυκλώματα τῶν διαφορικῶν ἐνισχυτῶν στὴ διεθνή βιβλιογραφία συμβολίζονται ὡς «IC - DIFF - AMPS» ἀπὸ τὰ ἀρχικά τῶν λέξεων «Integrated circuits differential amplifiers».

Τὰ ὀλοκληρωμένα κυκλώματα ἔχουν τὰ ἠλεκτρονικά τους στοιχεῖα συσσωματωμένα πάνω σὲ κοινὸ ὑπόστρωμα κρυστάλλου. Τὰ κυκλώματα αὐτὰ καταλαμβάνουν μικρὸ χῶρο καὶ εἶναι ἐπικολλημένα πάνω σὲ μικρὲς μονωτικές πλάκες.

Τὰ ὀλοκληρωμένα (ἢ συσσωματωμένα) κυκλώματα κατασκευάζονται μὲ διάφορους βιομηχανικοὺς τρόπους, ὥστε νὰ ἐξασφαλιστεῖται μικρὸ κόστος καὶ νὰ εἶναι πανομοίωτα.

Σὰν παράδειγμα ἀναφέρομε τὸ ὀλοκληρωμένο κύκλωμα τοῦ διαφορικοῦ ἐνισχυτῆ (IC - DIFF AMP) RCA - CA3000, ποῦ φαίνεται στὸ σχῆμα 5.2στ.



Σχ. 5.2στ.
Παράδειγμα ὀλοκληρωμένου κυκλώματος διαφορικοῦ ἐνισχυτῆ - RCA - CA3000.

Μερικές εφαρμογές που αναφέρουν οι κατασκευαστές για τó κύκλωμα αυτό είναι:

Ένισχυτής ανατροφοδοτήσεως με σύζευξη RC, κρυσταλλικός ταλαντωτής, διαμορφωτής κλπ.

Τό κύκλωμα αυτό είναι πιό πολύπλοκο από εκείνο του σχήματος 5.2γ. Μπορούμε όμως σ' αυτό νά αναγνωρίσουμε τά τρανζίστορ Q_1 καί Q_2 που είναι συνδεδεμένα σέ διαφορικό - τύπο. Τό τρανζίστορ Q_3 , μαζί μέ τίς αντίστάσεις του καί τίς διόδους D_1 καί D_2 , ένεργοϋν σάν πηγή σταθεροϋ ρεύματος. Τά τρανζίστορ Q_4 καί Q_5 είναι συνδεδεμένα σέ μορφή ένισχυτή έκπομποϋ καί αποτελοϋν τά τρανζίστορ είσόδου.

Ό κατασκευαστής καταχωρεί τίς έξής παραμέτρους για τó ολοκληρωμένο κύκλωμα του διαφορικού ένισχυτή CA3000:

$$A_d = 32 \text{ dB (τιμή μεγέθους 40)}$$

$$\text{CMRR} = 98 \text{ dB (τιμή μεγέθους } \sim 10^5)$$

$$R_i = 195 \text{ k}\Omega$$

Άπό τίς τιμές αυτές, μπορούμε νά πάρουμε μία ιδέα για νά συγκρίνομε τó ολοκληρωμένο κύκλωμα του διαφορικού ένισχυτή μέ εκείνο του παραδείγματος τής παραγράφου 5.2, τó όποιο έχει διακεκριμένα ηλεκτρονικά στοιχεία.

Σάν παράδειγμα, αναφέρομε ότι μπορούμε νά βρούμε τιν τάξη μεγέθους τής άπολαβής κοινού - τύπου του ένισχυτή CA3000, ή όποία είναι 4×10^{-4} .

5.3 Τελεστικοί ένισχυτές.

Οί τελεστικοί ένισχυτές στη διεθνή όρολογία συμβολίζονται ως «OP — AMPS» από τά αρχικά τών λέξεων «Operational Amplifiers». Ένας τελεστικός ένισχυτής είναι οϋσιαστικά ένας διαφορικός ένισχυτής μεγάλης άπολαβής. Ό τελεστικός ένισχυτής έχει πολύ μεγάλη σύνθετη αντίσταση είσόδου καί πολύ μικρή σύνθετη αντίσταση έξόδου.

Η άπολαβή άνοικτοϋ κυκλώματος βρόγχου τών τελεστικων ένισχυτων είναι μεγαλύτερη του 1000. Η άπολαβή αυτή άνοικτοϋ κυκλώματος μπορεί νά φθάσει καί τó ένα έκατομμύριο.

Οί σύγχρονες μέθοδοι κατασκευής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων τελεστικων ένισχυτων καί ή μεγάλη ποσότητα στην όποία ζητοϋνται στην αγορά, έχουν σάν άποτέλεσμα τή βελτίωση τής ποιότητας τών κυκλωμάτων αυτών καί τή μείωση του κόστους παραγωγής τους.

Χαρακτηριστικές ιδιότητες του ιδανικοϋ τελεστικοϋ ένισχυτή.

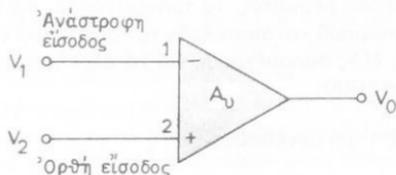
Οί βασικές ιδιότητες του ιδανικοϋ τελεστικοϋ ένισχυτή είναι:

- α) Άπολαβή άπειρη.
- β) Αντίσταση είσόδου άπειρη.
- γ) Αντίσταση έξόδου μηδέν.
- δ) Εϋρος ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων άπειρο.

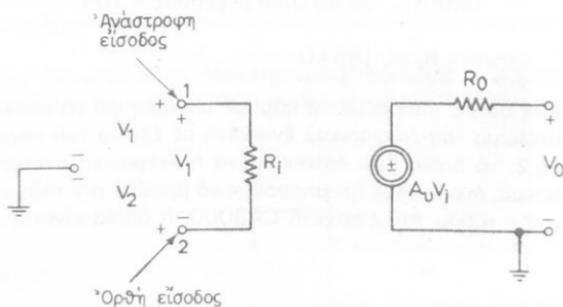
ε) Λόγος CMRR άπειρος.

Ο τελεστικός ενισχυτής παρίσταται (συμβολίζεται), όπως φαίνεται στο σχήμα 5.3α.

Οι δύο εισόδους, η ανάστροφη (inverting) και η όρθη (ή μη ανάστροφη) (non-inverting) συμβολίζονται αντίστοιχα με (-) και (+). Το ισοδύναμο κύκλωμα του τελεστικού ενισχυτή φαίνεται στο σχήμα 5.3β.

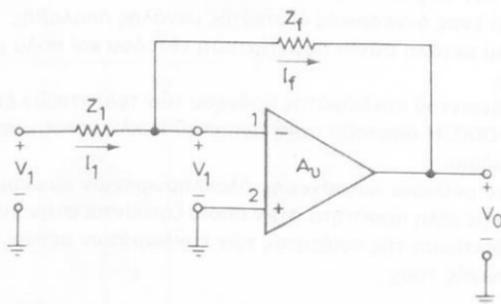


Σχ. 5.3α.
Συμβολισμός τελεστικού ενισχυτή.



Σχ. 5.3β.

Ίσοδύναμο κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή.



Σχ. 5.3γ.

Σχηματικό κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή με διακλάδωση ανατροφοδότησεως.

Στό κύκλωμα αυτό, παρατηρούμε ότι η αντίσταση εισόδου R_i ορίζεται μεταξύ των εισόδων και όχι μεταξύ μίας των εισόδων και της γης. Η τάση εξόδου έχει σαν σημείο αναφοράς τη γη.

Θεωρούμε τώρα το κύκλωμα του σχήματος 5.3γ με **διακλάδωση ανατροφοδότησεως**.

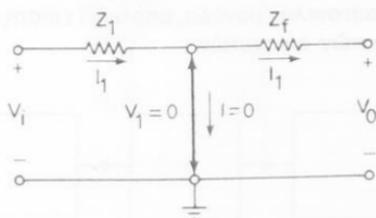
Τό κύκλωμα αυτό είναι τό βασικό κύκλωμα **ἀνάστροφου τελεστικού ἐνισχυτή** μέ τήν ὀρθή εἴσοδο γειωμένη.

Ἐπειδή ἡ σύνθετη ἀντίσταση εἰσόδου τοῦ τελεστικοῦ ἐνισχυτή εἶναι ἀπειρη καί οἱ σύνθετες ἀντιστάσεις Z_f καί Z_1 ἔχουν ὀρισμένη τιμή, ἔπεται ὅτι τά ρεύματα I_f καί I_1 , πού διαρρέουν ἀντίστοιχα τίς ἀντιστάσεις αὐτές, πρέπει νά εἶναι ἴσα, ἐπειδή καί ἡ R_i εἶναι ἀπειρη.

Ἄν τώρα ἡ τάση ἐξόδου ἔχει ὀρισμένη τιμή καί ἡ ἀπολαβή εἶναι ἀπειρη, τότε ἡ τάση εἰσόδου V_1 τοῦ τελεστικοῦ ἐνισχυτή πρέπει νά εἶναι μηδέν.

Τό γεγονός αὐτό συμφωνεῖ μέ τή διαπίστωση, ὅτι ὁ τελεστικός ἐνισχυτής δέν τραβᾷ ρεῦμα.

Μέ βάση τήν παραπάνω ἀνάλυση, σχεδιάζομε τό ἰσοδύναμο κύκλωμα τοῦ σχήματος 5.3γ, ὅπως φαίνεται στό σχῆμα 5.3δ.



Σχ. 5.3δ.

Ἴσοδύναμο κύκλωμα τοῦ σχήματος 5.3γ μέ «φανταστική» γείωση.

Ἡ εἴσοδος τοῦ τελεστικοῦ ἐνισχυτή δέν τραβᾷ ρεῦμα καί συνεπῶς στά ἄκρα εἰσόδου ἢ πώση τάσεως εἶναι μηδέν. Μποροῦμε λοιπόν νά ποῦμε ὅτι **ἡ εἴσοδος τοῦ ἰδανικοῦ τελεστικοῦ ἐνισχυτή ἐνεργεῖ σάν βραχυκύκλωμα σέ ὅ,τι ἀφορᾷ τήν τάση καί σάν ἀνοικτό κύκλωμα, σέ ὅ,τι ἀφορᾷ τό ρεῦμα.**

Αὐτό ἔχει σάν ἀποτέλεσμα ἡ εἴσοδος νά θεωρεῖται σάν μία **φανταστική** (virtual) γείωση.

Ἡ «φανταστική» γείωση ὀνομάζεται ἐπίσης καί **ὑποθετική**.

Ἐπειδή: $I_1 = I_f$ καί $V_1 = 0$, ἔπεται:

$$I_1 = \frac{V_1}{Z_1} = I_f = -\frac{V_o}{Z_f} \quad (5.3.1)$$

Στήν περίπτωση αὐτή, ἡ ἀπολαβή τάσεως θά εἶναι:

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{Z_f}{Z_1} \quad (5.3.2)$$

Τό ἀποτέλεσμα αὐτό εἶναι σημαντικό, καθόσον μᾶς φανερώνει ὅτι **ἡ ἀπολαβή εἶναι ἀνεξάρτητη τῶν παραμέτρων τοῦ ἐνισχυτή** καί ἐξαρτᾶται ἀπό τίς σύνθετες ἀντιστάσεις πού συνδέσαμε στό κύκλωμα.

Αὐτό ὁμως ἰσχύει, ἐφ' ὅσον ἐκπληρώνονται οἱ ἐξῆς τρεῖς συνθήκες:

α) Ἡ σύνθετη ἀντίσταση εἰσόδου εἶναι πολύ μεγάλη.

- β) Ἡ ἀπολαβὴ ἀνοικτοῦ κυκλώματος (βρόγχου) εἶναι μεγάλη.
 γ) Ἡ σύνθετη ἀντίσταση ἐξόδου εἶναι πολὺ μικρῆ.

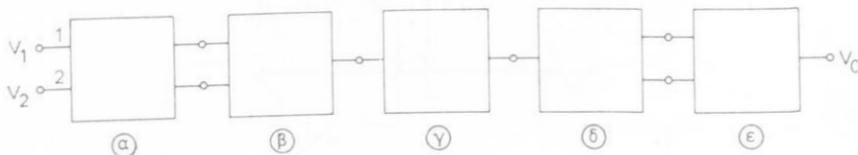
Πρακτικά ὁλοκληρωμένα κυκλώματα τελεστικῶν ἐνισχυτῶν.

Στὴ συνέχεια ἐξετάζομε ὁλοκληρωμένα κυκλώματα τελεστικῶν ἐνισχυτῶν πού βρίσκουν πρακτικὴ ἐφαρμογὴ καὶ τῶν ὁποίων ἡ λειτουργία δὲν διαφέρει οὐσιαστικά ἀπὸ τὴ λειτουργία τῶν ἰδανικῶν ἐνισχυτῶν.

Συνήθως, ἓνα πρακτικὸ ὁλοκληρωμένο κύκλωμα τελεστικοῦ ἐνισχυτῆ περιλαμβάνει μία ἢ δύο βαθμίδες μὲ διαφορικούς ἐνισχυτές, μία βαθμίδα ἐνισχυτῆ ἐκπομποῦ (emitter-follower) μὲ προσαρμογὴ σύνθετης ἀντιστάσεως, μία βαθμίδα μεταθέσεως τοῦ ἐπιπέδου τοῦ συνεχοῦς (dc level — translator) καὶ μία ὁδηγητικὴ βαθμίδα ἐξόδου (output driver stage).

Σχηματικά, παριστάνομε τὰ στάδια αὐτὰ στὸ σχῆμα 5.3ε.

Ἀπὸ τὴν ἀνάλυση αὐτῆ, βλέπομε ὅτι ὁ διαφορικός ἐνισχυτῆς, ὁ ὁποῖος ἔχει καὶ πολλές ἐφαρμογές σὰν αὐτοτελὴς μονάδα, ἀποτελεῖ ἐπίσης καὶ βασικὴ μονάδα τῶν ὁλοκληρωμένων τελεστικῶν ἐνισχυτῶν.



Σχ. 5.3ε.

Σχηματικὸ διάγραμμα ὁλοκληρωμένου κυκλώματος τελεστικοῦ ἐνισχυτῆ.

Μεταθέτης τοῦ ἐπιπέδου τοῦ συνεχοῦς.

Στὴ συνέχεια μελετοῦμε τὸν τρόπο λειτουργίας τοῦ μεταθέτη τοῦ ἐπιπέδου τοῦ συνεχοῦς (dc level — translator). Ἐνα τέτοιο κύκλωμα μεταθέτη, φαίνεται στὸ σχῆμα 5.3στ.

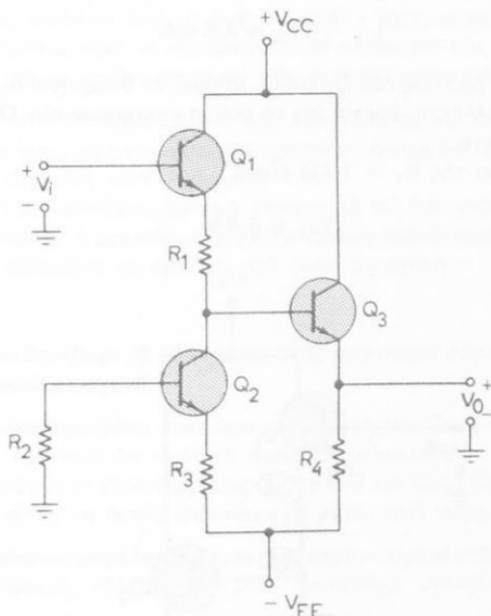
Τὸ εἶδος αὐτοῦ τοῦ κυκλώματος ἔχει μεγάλη σημασία στοὺς ἐνισχυτές μὲ σύζευξη συνεχοῦς, καθὼς τὸ κύκλωμα αὐτὸ κάνει περίπου τὴν ἴδια δουλειά, πού κάνει ὁ πυκνωτὴς συζεύξεως. Δηλαδή ἀπομονώνει τὴ συνεχὴ συνιστώσα τοῦ σήματος.

Γιὰ νὰ καταλάβομε τὸν τρόπο πού ἐπιτυγχάνεται αὐτό, θεωροῦμε ὅτι ἡ τάση V_1 , πού ἐφαρμόζεται στὴν εἴσοδο τοῦ μεταθέτη, ἀποτελεῖται ἀπὸ ἐναλλασσόμενη καὶ συνεχὴ συνιστώσα. Ἡ ἐναλλασσόμενη συνιστώσα ἐπικάθεται πάνω στὴ συνεχὴ συνιστώσα.

Στὴν περίπτωσή αὐτῆ, ἡ ἐξόδος εἶναι ἓνα ἐναλλασσόμενο σῆμα, τὸ ὁποῖο μεταβάλλεται (ἐναλλάσσεται) γύρω ἀπὸ τὴν τάση γειώσεως.

Τὸ σῆμα αὐτὸ δὲν ἔχει συνεχὴ συνιστώσα. Τὰ στοιχεῖα τοῦ κυκλώματος στὸ σχῆμα 5.3στ ρυθμίζονται, ὥστε ἡ βάση τοῦ Q_3 νὰ εἶναι πολωμένη σὲ 0,6 V πάνω ἀπὸ τὸ σημεῖο (τάση) γειώσεως.

Ἔτσι, ἐπιτυγχάνομε, ὥστε ἡ μέση τιμὴ ἢ τὸ ἐπίπεδο τοῦ συνεχοῦς στὴν τάση



Σχ. 5.3στ.
Κύκλωμα μεταθέτη επιπέδου του συνεχούς.

V_o νά συμπίπτει με τό σημείο γειώσεως. Συνεπώς, **δέν υπάρχει συνεχής συνιστώσα ρεύματος στην έξοδο.**

Ἡ λειτουργία τοῦ μεταθέτη καθίσταται περισσότερο κατανοητή, ἀπό τό παρακάτω παράδειγμα.

Παράδειγμα 2.

Δίνεται τό κύκλωμα τοῦ σχήματος 5.3ζ, τό ὁποῖο παριστάνει τό κύκλωμα ἑνός μεταθέτη τοῦ ἐπιπέδου τοῦ συνεχούς. Τά τρανζίστορ πυριτίου εἶναι συσσωματωμένα (ὀλοκληρωμένο κύκλωμα) στό ἴδιο ὑπόστρωμα καί ἔχουν τά ἴδια χαρακτηριστικά στοιχεῖα μέ $\beta = 100$. Ἡ συνιστώσα τοῦ συνεχούς στήν εἴσοδο εἶναι $+6\text{ V}$.

Ζητεῖται νά δειχθεῖ ὅτι δέν υπάρχει συνεχής συνιστώσα στήν έξοδο.

Λύση.

Ἐπειδή ὄλα τά τρανζίστορ εἶναι πυριτίου, μπορούμε νά ὑποθέσουμε ὅτι ὄλες οἱ τάσεις μεταξύ βάσεως – ἔκπομποῦ εἶναι $0,6\text{ V}$.

Τό ρεύμα βάσεως τοῦ Q_2 εἶναι:

$$I_{B2} \simeq \frac{12 - 0,6}{40 + (\beta + 1)2} \text{ mA} \simeq 0,048 \text{ mA}$$

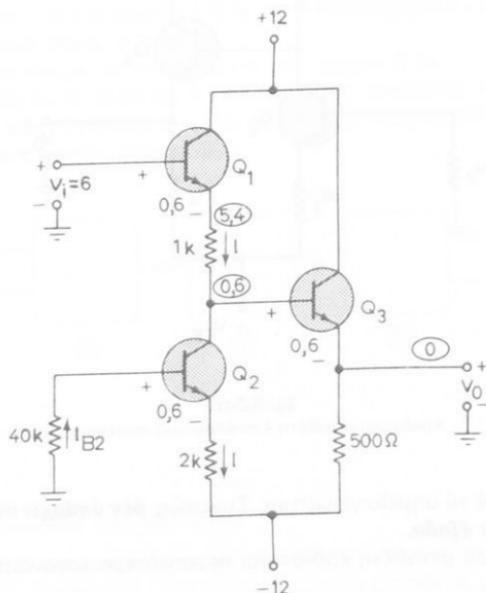
Τό ρεύμα συλλέκτη τοῦ Q_2 εἶναι:

$$I_{C2} = \beta I_{B2} \simeq 4,8 \text{ mA}$$

Ἐπειδὴ τό ρεύμα βάσεως τοῦ Q_2 καί Q_1 μπορεῖ νά θεωρηθεῖ ἀμελητέο, συγκριτικά μέ τό ρεύμα συλλέκτη, ἔπεται ὅτι τό ρεύμα ἔκπομπου τῶν Q_2 καί Q_1 ἰσοῦται μέ τό ρεύμα συλλέκτη.

Ἡ τάση στά ἄκρα τῆς $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ εἶναι:

$$V_{R1} \simeq 4,8 \text{ V}$$



Σχ. 5.3ζ.

Παράδειγμα κυκλώματος μεταθέτη τοῦ ἐπιπέδου τοῦ συνεχοῦς.

Ἀλλά ἡ βάση τοῦ Q_1 βρίσκεται σέ τάση 6 V, θά πρέπει τότε ὁ ἔκπομπος νά βρίσκεται σέ τάση $6 - 0,6 = 5,4 \text{ V}$.

Ἡ βάση τοῦ Q_3 , καθώς ἐπίσης καί ὁ συλλέκτης τοῦ Q_2 θά πρέπει νά εἶναι σέ τάση:

$$V_{B3} = V_{C2} = V_{E1} - V_{R1} = 5,4 - 4,8 = 0,6 \text{ V}$$

Ἐπειδὴ μεταξύ βάσεως – ἔκπομπου ἔχομε 0,6 V, τότε ὁ ἔκπομπος τοῦ Q_3 θά πρέπει νά βρίσκεται σέ τάση **μηδέν βόλτ συνεχοῦς**.

Συνεπῶς, ὁ ἔκπομπος τοῦ Q_3 , ὁ ὁποῖος ἀποτελεῖ καί τήν ἔξοδο τοῦ μεταθέτη.

βρίσκεται σε μηδέν τάση συνεχούς. Δηλαδή τό κύκλωμα αυτό έκανε μετάθεση τής συνεχούς τάσεως εισόδου από τά 6 V σε μηδέν τάση συνεχούς στήν έξοδο.

Τό κύκλωμα αυτό μπορεί νά κατασκευασθεί μέ σκοπό τήν πειραματική έπαλήθευση των παραπάνω τιμών, άρκει νά μήν επέλθει κορεσμός των τρανζίστορ.

Ή λειτουργία στό έναλλασσόμενο του κύκλωματος «μεταθέτη του έπίπέδου του συνεχούς», μπορεί νά μελετηθεί, μέ σκοπό νά φανεί ότι ή έξασθένηση του έναλλασσόμενου σήματος είναι έλάχιστη.

Τό κύκλωμα του μεταθέτη βρίσκει έφαρμογή σε ένισχυτές ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, καθόσον ή προσθήκη μερικων άκόμη τρανζίστορ, που άποτελούν τό μεταθέτη, δέν έπιβαρύνει τή δαπάνη του όλου ένισχυτή.

Μεγέθη που καθορίζουν τή λειτουργία ενός πρακτικού ολοκληρωμένου κυκλώματος τελεστικού ένισχυτή.

Τά πρακτικά ολοκληρωμένα κυκλώματα των τελεστικων ένισχυτων διαφέρουν σε πολλά χαρακτηριστικά ως προς τά ιδανικά κυκλώματα.

Γιά νά καθορισθούν οι ιδιότητες ενός πρακτικού κυκλώματος, χρησιμοποιούνται τά παρακάτω μεγέθη, τά όποια συνήθως δίνονται από τούς κατασκευαστές:

1) **Άπολαβή τάσεως μεγάλου σήματος – Large – signal voltage gain:** Τό πηλίκο μεταβολής τής τάσεως έξόδου προς τήν αντίστοιχη μεταβολή τής τάσεως εισόδου.

2) **Μέγιστη μεταβολή τάσεως έξόδου – Output voltage swing:** Ή μέγιστη μεταβολή τής τάσεως που μπορούμε νά έχομε στήν έξοδο, χωρίς νά έχει ύποστεί ψάλιδιση καί ή όποία έχει σημείο άναφοράς τή γη (γειωση).

3) **Τάση εισόδου για μηδενισμό τάσεως έξόδου – Input offset voltage:** Ή τάση που πρέπει νά εφαρμοσθεί, διά μέσου δύο ίσων άντιστάσεων, στις δύο εισόδους, ώστε ή τάση έξόδου νά είναι μηδέν.

4) **Ρεύμα εισόδου για μηδενισμό τάσεως έξόδου – Input offset current:** Ή διαφορά μεταξύ των δύο ρευμάτων εισόδου, που διαρρέουν τούς άκροδέκτες εισόδου, ώστε ή τάση έξόδου νά είναι μηδέν.

5) **Ρεύμα πολώσεως εισόδου – Input bias current:** Ή μέση τιμή των δύο ρευμάτων εισόδου.

6) **Περιοχή (μέγεθος) τάσεως εισόδου – Input voltage gain:** Ή περιοχή (ή τάση μεγέθους) μεγίστων τάσεων εισόδου που έπιτρέπεται νά εφαρμοσθούν στους άκροδέκτες εισόδου, ώστε ο ένισχυτής νά λειτουργεί μέσα σε προκαθορισμένα όρια.

7) **Άντίσταση εισόδου – Input resistance:** Τό πηλίκο τής μεταβολής τής τάσεως εισόδου προς τή μεταβολή του ρεύματος σε ένα από τούς άκροδέκτες εισόδου, με τόν άλλο άκροδέκτη εισόδου γειωμένο.

8) **Ρεύμα τροφοδοτήσεως – Supply current:** Τό όλικό ρεύμα που τραβά ο ένι-

σχυτής από τό τροφοδοτικό γιά νά λειτουργήσει, όταν ή αντίσταση φορτίου είναι μηδέν καί ή τάση εξόδου μηδέν.

9) **Λόγος άποβολής κοινού - τύπου - CMRR - Common - Mode rejection ratio:**

Τό πηλίκο τής τάσεως εισόδου μιås ήρισμένης περιοχής πρós τή μεταβολή (άπό κορυφή σέ κορυφή) τής τάσεως εισόδου, πού άπαιτείται γιά μηδενισμό τής τάσεως εξόδου.

10) **Λόγος άπορρίψεως μεταβολής τάσεως τροφοδοσίας - Power supply rejection ratio:** Τό πηλίκο τής μεταβολής τής τάσεως εισόδου, πού άπαιτείται γιά μηδενισμό τής τάσεως εξόδου, πρós τή μεταβολή τής τάσεως τοϋ τροφοδοτικού, ή όποία συντελεϊ, ώστε νά γίνει ό μηδενισμός αυτός τής τάσεως εξόδου.

11) **Ρυθμός μεταβατικής μεταβολής - Slew rate:** Ό ρυθμός μεταβολής τής τάσεως εξόδου, στή μεταβατική χρονική περίοδο, όταν μία βηματική τάση μεγάλου σήματος έφαρμόζεται στήν είσοδο.

Έρωτήσεις.

1. Τι δουλειά κάνει ό διαφορικός ενισχυτής;
2. Άν οι δύο τάσεις εισόδου σέ ένα διαφορικό ενισχυτή είναι ίσες, ποιá είναι ή τάση εξόδου στήν ίδανική περίπτωση; Έξηγήστε τό γιατί.
3. Τι πρέπει νά είναι ή σύνθετη αντίσταση εισόδου ενός διαφορικού ενισχυτή; Ποιός ό λόγος;
4. Τι βελτίωση έπέρχεται στή λειτουργία τοϋ διαφορικού ενισχυτή, όταν, αντί γιά πηγή σταθερού ρεύματος, χρησιμοποιηθεϊ τό τρανζίστορ Q_3 ; (σχ. 5.2β).
5. Τι είναι ή άπολαβή διαφορós ενός διαφορικού ενισχυτή;
6. Τι είναι ή άπολαβή κοινού - τύπου ενός διαφορικού ενισχυτή;
7. Τι μετρά ό λόγος άποβολής κοινού - τύπου σέ ένα διαφορικό ενισχυτή;
8. Τι πρέπει νά είναι ό λόγος CMRR, γιά ένα ιδανικό διαφορικό ενισχυτή; Τι γιά ένα πρακτικό ολοκληρωμένο κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή;
9. Τι πλεονέκτημα παρουσιάζουν τά ολοκληρωμένα κυκλώματα διαφορικών ενισχυτών, συγκριτικά μέ εκείνα πού έχουν διακεκριμένα ηλεκτρονικά στοιχεία;
10. Ποιές είναι οι διαφορές καί όμοιότητες μεταξύ διαφορικών καί τελεστικών ενισχυτών;
11. Ποιές ιδιότητες έχει ό ιδανικός τελεστικός ενισχυτής; Νά συγκρίνετε τίς ιδιότητες αυτές μέ εκείνες ενός πρακτικού ολοκληρωμένου τελεστικού ενισχυτή.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΚΤΟ

ΗΜΙΤΟΝΟΕΙΔΕΙΣ ΤΑΛΑΝΤΩΤΕΣ

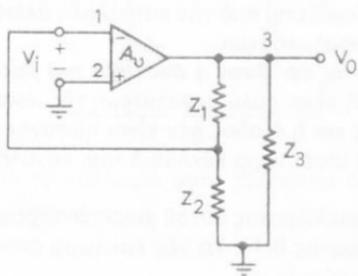
Μέ τον όρο **ταλαντωτές** χαρακτηρίζουμε κάθε κύκλωμα, στο οποίο δέν εφαρμόζεται έναλλασσομένη τάση είσοδου καί τό οποίο δίνει έναλλασσομένο σήμα στην έξοδο. Ή μόνη είσοδος πού απαιτείται στό κύκλωμα ενός ταλαντωτή εΐναι η συνεχής τάση τροφοδοτήσεως, ή όποία χρειάζεται για να πολώσει τό ενεργά στοιχεία.

Σέ γενικές γραμμές, οι ταλαντωτές εΐναι **ένισχυτές με θετική ανάτροφοδότηση**.

Οι ήμιτονοειδείς ταλαντωτές λέγονται επίσης καί **άρμονικοί ταλαντωτές**.

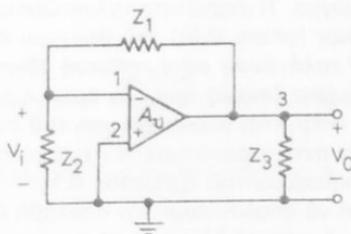
6.1 Συνθήκες για την παραγωγή ταλαντώσεων.

Θεωρούμε τό γενικό κύκλωμα ενός ταλαντωτή (σχ. 6.1α). Ό ένισχυτής αυτός, ό όποιος δέν εΐναι απαραίτητο να εΐναι τελεστικός, χαρακτηρίζεται από μία άρνητική άπολαβή τάσεως A_v , μία σύνθετη αντίσταση έξόδου R_o καί μία έξαιρετικά μεγάλη σύνθετη αντίσταση είσοδου R_i .



Σχ. 6.1α.

Γενικό κύκλωμα ταλαντωτή.



Σχ. 6.1β.

Τροποποιημένο γενικό κύκλωμα ταλαντωτή του σχήματος 6.1α.

Στό σχήμα 6.1β έχομε ξανασχεδιάσει τό κύκλωμα του σχήματος 6.1α, για να φανεί καλύτερα τό κύκλωμα ανάτροφοδότησεως, τό όποιο αποτελούν οι αντιστάσεις Z_1 καί Z_2 .

Τό κύκλωμα αυτό αναφέρεται σε ανάτροφοδότηση τάσεως.

Ή άπολαβή του κυκλώματος αυτού εΐναι:

$$G = \frac{A}{1 + \beta A} \quad (6.1.1)$$

όπου: β ό συντελεστής ανάτροφοδότησεως καί A ή άπολαβή του ένισχυτή χωρίς ανάτροφοδότηση.

Ἡ ἀναγκαία συνθήκη γιὰ νὰ γίνει τὸ κύκλωμα ἕνας ταλαντωτής, εἶναι νὰ τείνει ἡ ἀπολαβὴ στό ἄπειρο. **Θεωρητικά δηλαδὴ τὸ $G = \infty$.**

Γιὰ νὰ γίνει ὁμως ἡ ἀπολαβὴ ἄπειρη, θὰ πρέπει ὁ παρονομαστής τῆς (6.1.1) νὰ γίνει μηδέν. Δηλαδή:

$$|1 + \beta A| = 0$$

ἢ

$$|\beta A| = 1 \text{ καὶ ἡ φασικὴ γωνία τοῦ } (\beta A) = 0 \quad (6.1.2)$$

Τὸ γινόμενο βA ὀνομάζεται **ἀπολαβὴ βρόγχου**.

Τὸ β ἢ τὸ A , εἴτε καὶ τὰ δύο, εἶναι συναρτήσεις τῆς συχνότητας καὶ συνεπῶς μιγαδικοί ἀριθμοί.

Ἡ συνθήκη 6.1.2 ὀνομάζεται **συνθήκη τοῦ Barkhausen**.

Μέ τῆ συνθήκη αὐτὴ καθορίζονται οἱ προϋποθέσεις γιὰ νὰ ἐκτελεῖ τὸ κύκλωμα συντηρούμενες ταλαντώσεις.

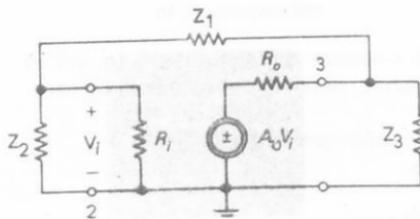
Σύμφωνα μὲ τῆ συνθήκη τοῦ Barkhausen, ἡ συχνότητα ταλαντώσεως εἶναι ἐκείνη, μὲ τὴν ὁποία τὸ σῆμα μεταφέρεται γύρω ἀπὸ τὸ βρόγχο.

Ὅπως φαίνεται στὸ σχῆμα 6.1β, τὸ σῆμα ταλαντώσεως ἀρχίζει ἀπὸ τοὺς ἀκροδέκτες εἰσόδου, διατηρεῖ τὴν ἴδια φάση (γιὰ νὰ ἐξασφαλισθεῖ θετικὴ ἀνατροφοδότηση) καὶ τὸ πλάτος του παραμένει ἀμείωτο κατὰ τὴ διαδρομὴ του γύρω ἀπὸ τὸ βρόγχο. Ἡ συχνότητα ταλαντώσεως ὑπολογίζεται ἀπὸ τὴν κατάλληλη **ὀλίσηση φάσεως** (phase shift) τοῦ βρόγχου ἀνατροφοδοτήσεως.

Ἡ ταλάντωση αὐτὴ καθαυτὴ ἐξασφαλίζεται ἐφ' ὅσον ἡ ἀπολαβὴ τοῦ βρόγχου ἀποκτήσει ἐπαρκὴ τιμὴ. Ἄν ὁμως ἡ ἀπολαβὴ εἶναι πολὺ μεγαλύτερη τῆς μονάδας, τότε ἐπέρχεται παραμόρφωση τοῦ σήματος καὶ ἡ ἔξοδος δέν εἶναι ἡμιτονοειδής.

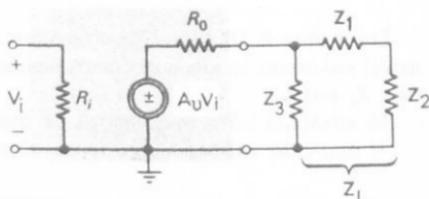
Ἄν ἀντικαταστήσουμε τὸν ἐνισχυτὴ μὲ τὸ ἰσοδύναμο κύκλωμά του, καταλήγουμε στὸ κύκλωμα τοῦ σχήματος 6.1γ.

Γιὰ νὰ ὑπολογίσουμε τὴν ἀπολαβὴ A τοῦ κυκλώματος αὐτοῦ χωρὶς ἀνατροφοδότηση, ξανασχεδιάζουμε τὸ κύκλωμα τοῦ σχήματος 6.1γ. Τὸ νέο κύκλωμα ἀπεικονίζει τὸ σχῆμα 6.1δ.



Σχ. 6.1γ.

Ἴσοδύναμο κύκλωμα τοῦ ταλαντωτῆ τοῦ σχήματος 6.1β.



Σχ. 6.1δ.

Ἴσοδύναμο κύκλωμα γιὰ τὸν ὑπολογισμό τῆς ἀπολαβῆς χωρὶς ἀνατροφοδότηση.

Από τό κύκλωμα αυτό, βρίσκομε τήν άπολαβή A χωρίς άνατροφοδότηση. Συνεπώς:

$$A = A_u \frac{Z_L}{Z_L + R_o} \quad (6.1.3)$$

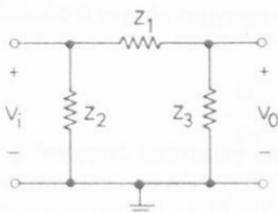
Τό Z_L όρίζεται ως ή ένεργός σύνθετη αντίσταση φορτίου χωρίς άνατροφοδότηση. Η αντίσταση αυτή δίνεται ως συνάρτηση των στοιχείων του κυκλώματος από τή σχέση:

$$Z_L = \frac{(Z_1 + Z_2) Z_3}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \quad (6.1.4)$$

Δηλαδή ή Z_L αποτελεί τήν όλική αντίσταση του δεξιά δικτυώματος μέ τίς Z_1 καί Z_2 συνδεδεμένες sé σειρά, ένώ ή ίσοδύναμή τους θεωρείται συνδεδεμένη παράλληλα μέ τή Z_3 .

Τά άλλα στοιχεία τής εξίσωσης (6.1.3), δηλαδή τό A_u καί R_o , φαίνονται στό σχήμα 6.1δ.

Τό συντελεστή άνατροφοδότησεως β μπορούμε νά ύπολογίσομε από τό κύκλωμα του σχήματος 6.1ε.



Σχ. 6.1ε.

Κύκλωμα για τόν ύπολογισμό του συντελεστή άνατροφοδότησεως β .

Από τό κύκλωμα αυτό βρίσκεται ό συντελεστής άνατροφοδότησεως β , ό όποιος είναι:

$$\beta = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (6.1.5)$$

Αν αντικαταστήσομε τίς σχέσεις (6.1.3), (6.1.4) καί (6.1.5) στην (6.1.2) (συνθήκη Barkhausen), μπορούμε νά βρούμε τή συχνότητα ταλαντώσεως, καθώς καί τήν άπολαβή του ένισχυτή, που άπαιτείται για νά λειτουργεί τό κύκλωμα σαν ταλαντωτής. Καί, για νά γίνει αυτό πιο κατανοητό, θεωρούμε τήν ειδική περίπτωση, κατά τήν όποία όλες οι σύνθετες αντίστάσεις 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 τό γινόμενο βA , λαμβάνοντας ύπ' όψη τίς (6.1.3), (6.1.4), (6.1.5) καί (6.1.6). Τό 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, θά πρέπει το φανταστικό μέρος του πλεονεξιστή 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 μᾶς προσδιορίσει καί τη συχνότητα ταλαντώσεως.

Για να βρούμε το μέτρο της ἀπολαβῆς $|A_U|$ του ἐνισχυτῆ, θέτομε ἴσο μέ τη μονάδα το μέτρο της (6.1.7) καί, ἀφοῦ λάβομε ὑπ' ὄψη καί τήν (6.1.8), ἔχομε:

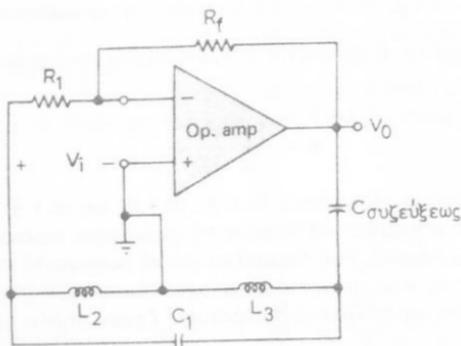
$$|A_U| = \frac{X_3}{X_2} \quad (6.1.9)$$

Ἡ σχέση αὐτή καθορίζει τήν ὀριακή τιμή τοῦ μέτρου της ἀπολαβῆς τοῦ ἐνισχυτῆ πού ἀπαιτεῖται, ὥστε νά καταστεί αὐτός ταλαντωτής. Δηλαδή ἡ ταλάντωση ἀρχίζει, ὅταν $|A_U| \geq X_3/X_2$

Θά πρέπει ἐπίσης νά σημειώσομε, ὅτι στήν πραγματικότητα ἡ ἀπολαβή τοῦ ἐνισχυτῆ εἶναι ἀρνητική.

6.2 Ταλαντωτές Hartley.

Ἐνας ταλαντωτής Hartley πού περιλαμβάνει τελεστικό ἐνισχυτῆ φαίνεται στό σχῆμα 6.2α.



Σχ. 6.2α.

Ταλαντωτής Hartley με τελεστικό ἐνισχυτῆ.

Τό κύκλωμα αὐτό εἶναι τοῦ ἴδιου βασικά τύπου μέ ἐκεῖνο τοῦ σχήματος 6.1α. Ὁ τελεστικός ἐνισχυτῆς στόν ταλαντωτή Hartley φέρει συνδεσμολογημένες καί τίς ἀντιστάσεις R_1 καί R_f , οἱ ὁποῖες καθορίζουν τήν ἀπολαβή A_U .

Ἡ ἀπολαβή τάσεως A_U ἀπό τήν εἴσοδο V_i μέχρι τήν ἐξοδο V_o δίνεται ἀπό τή σχέση:

$$A_u = -\frac{R_f}{R_1} \quad (6.2.1)$$

Στό σχήμα 6.2α μπορούμε να διαλέξουμε τις αύτεπαγωγές και τη χωρητικότητα, ώστε να ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις με τις σύνθετες αντίστασεις του σχήματος 6.1α. Δηλαδή να ισχύει:

$$X_1 = \frac{-1}{\omega C_1}, \quad X_2 = \omega L_2, \quad X_3 = \omega L_3 \quad (6.2.2)$$

Γιά να βρούμε τώρα την κυκλική συχνότητα ταλαντώσεως ω , αντικαθιστούμε την (6.2.2) στην (6.1.8) και έχουμε:

$$\frac{-1}{\omega C_1} + \omega (L_2 + L_3) = 0 \quad (6.2.3)$$

Λύνουμε ως προς ω :

$$\omega^2 = \frac{1}{C_1 (L_2 + L_3)}$$

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 .

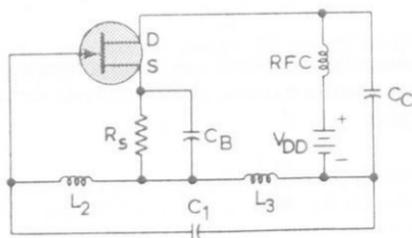
Η ελάχιστη άπολαβή που απαιτείται, ώστε το κύκλωμα να λειτουργεί σαν ταλαντωτής, είναι:

$$|A_u| = \frac{L_3}{L_2} \quad (6.2.5)$$

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 άπολαβή 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 διά 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 **έσωτερική αντίσταση καταβόθρας** (internal drain resistance).

Στό 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 θά τροφοδοτούσε την πύλη, διά μέσου



Σχ. 6.2β.

Κύκλωμα ταλαντωτή Hartley με FET.

των πηνίων L_2 και L_3 , τά όποια παρουσιάζουν χαμηλή ωμική αντίσταση στο συνεχές.

Τό φίλτρο RFC (Radio – Frequency Choke) πού θά επιλεγεί, πρέπει νά έχει πολύ μεγάλη σύνθετη αντίσταση γιά τή συχνότητα ταλαντώσεως, καθόσον άφήνει νά περνά τό συνεχές από τή μπαταρία στήν καταβόθρα (drain). Ή πόλωση του FET επιτυγχάνεται μέ τήν αντίσταση R_S , ή όποία διακλαδίζεται από τόν πυκνωτή διελεύσεως C_B στή συχνότητα ταλαντώσεως.

Οί προηγούμενες εξισώσεις (6.2.4) και (6.2.5), πού άφορούν τή συχνότητα και τήν άπολαβή, ισχύουν και γιά τό κύκλωμα του ταλαντωτή Hartley με FET.

Παράδειγμα 1.

Ήπιζητούμε νά κατασκευάσουμε ένα ταλαντωτή, όπως εκείνο του σχήματος 6.2α με $L_3 = 0,4$ mH, $L_2 = 0,1$ mH και $C_1 = 0,002$ μF.

Ζητείται νά ύπολογισθεί ή συχνότητα ταλαντώσεως και οι τιμές των R_i και R_f , ώστε νά έχομε ταλάντωση.

Λύση.

Ή συχνότητα ταλαντώσεως δίνεται από τή σχέση (6.2.4):

$$f_0 = \frac{1}{2\pi [(0,4 + 0,1) (2 \times 10^{-12})]^{1/2}} \text{ Hz} \approx 160 \text{ kHz}$$

Ή ελάχιστη άπολαβή, ή όποια άπαιτείται γιά νά έπενεργεί τό κύκλωμα σαν ταλαντωτής, είναι:

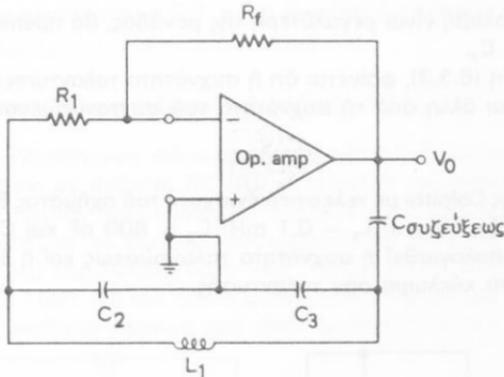
$$|A_v| = \frac{L_3}{L_2} = \frac{0,4}{0,1} = 4$$

Ήν τώρα διαλέξομε τήν R_i νά είναι, π.χ 100 kΩ, τότε μπορούμε νά χρησιμοποιήσομε γιά $R_f = 430$ kΩ. Με τόν τρόπο αυτό, θά έχομε μία άπολαβή τάσεως 4,3, ή όποια είναι λίγο μεγαλύτερη τής ελάχιστης έπιτρεπτής και, συνεπώς, έξασφαλίζεται ή ταλάντωση.

6.3 Ταλαντωτές Colpitts.

Αν στο βασικό κύκλωμα του ταλαντωτή Hartley του σχήματος 6.2α εναλλάξουμε στον κάτω βρόγχο τά πηνία με πυκνωτές και αντίστροφως, τότε θα προκύψει ο ταλαντωτής Colpitts του σχήματος 6.3α.

Βλέπουμε λοιπόν, ότι οι ταλαντωτές Hartley και Colpitts είναι αντίστοιχοι ο ένας του άλλου. Συνεπώς, μπορούμε να αναλύσουμε τον ταλαντωτή Colpitts, βασιζόμενοι στη μελέτη του ταλαντωτή Hartley.



Σχ. 6.3α.

Κύκλωμα ταλαντωτή Colpitts με τελεστικό ένισχυτή.

Άρα θα έχουμε:

$$X_1 = \omega L_1, \quad X_2 = \frac{-1}{\omega C_2}, \quad X_3 = \frac{-1}{\omega C_3} \quad (6.3.1)$$

Γιά να υπολογίσουμε τη συχνότητα ταλαντώσεως, χρησιμοποιούμε τη σχέση (6.1.8), δηλαδή θέτουμε το άθροισμα των φανταστικών αντίστασεων ίσο με το μηδέν. Δηλαδή:

$$\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_2} - \frac{1}{\omega C_3} = 0$$

ή

$$\omega = \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1 C_2 C_3}} \quad (6.3.2)$$

Γιά εύκολία θέτουμε 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 **ένεργός** ή **ισοδύναμη χωρητικότητα** του συνδυασμού των C_2 και C_3 που βρίσκονται συνδεδεμένες σέ σειρά.

Η ελάχιστη άπολαβή υπολογίζεται από την (6.1.9):

$$A_u = \frac{C_2}{C_3} \quad (6.3.4)$$

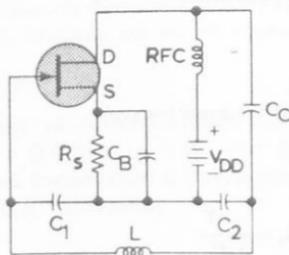
Επειδή η άπολαβή είναι μεγαλύτερη της μονάδας, θα πρέπει και η C_2 να είναι μεγαλύτερη της C_3 .

Από τη σχέση (6.3.3), φαίνεται ότι η συχνότητα ταλαντώσεως του ταλαντωτή Colpitts δέν είναι άλλη από τη συχνότητα του συντονιζόμενου κυκλώματος.

Παράδειγμα 2.

Ο ταλαντωτής Colpitts με τελεστικό ένισχυτή του σχήματος 6.3α κατασκευάζεται με τά εξής εξαρτήματα: $L_1 = 0,1$ mH, $C_2 = 800$ pF και $C_3 = 400$ pF.

Ζητείται νά υπολογισθεί η συχνότητα ταλαντώσεως και η ελάχιστη άπολαβή, για νά ένεργεί τό κύκλωμα σάν 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 νά βρούμε τη συχνότητα ταλαντώσεως:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{26 \times 10^{-15}}} \text{ Hz} \approx 0,97 \text{ MHz}$$

Η ελάχιστη άπολαβή που απαιτείται για νά ένεργεί τό κύκλωμα σάν ταλαντωτής, είναι:

$$A_u = \frac{800}{400} = 2$$

Μπορούμε λοιπόν να διαλέξουμε $R_{1,} = 100 \text{ k}\Omega$ και R_f λίγο μεγαλύτερη από δ , τι απαιτείται (200 k Ω), π.χ. 220 k Ω .

Τό σχήμα 6.3β παριστάνει ένα ταλαντωτή Colpitts με FET.

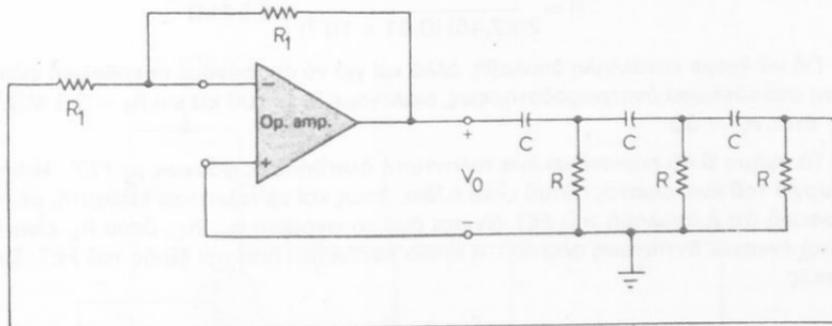
Συγκρίνοντας τό κύκλωμα αυτό με έκείνο του σχήματος 6.2β, μπορούμε να έ-
ξ ακριβώσουμε τίς όμοιότητες μεταξύ τους.

Οί έξι σώσεις που βρήκαμε για τόν ταλαντωτή Colpitts με τελεστικό ένισχυτή, ί-
σχύουν καί για τόν ταλαντωτή με FET, με τή διαφορά ότι ή άπολαβή με FET δίνεται
άπό τό γινόμενο $g_m \cdot r_d$.

6.4 Ταλαντωτές όλισθήσεως φάσεως με σύζευξη RC.

Οί ταλαντωτές όλισθήσεως φάσεως με σύζευξη RC λέγονται καί **ταλαντωτές
μεταθέσεως φάσεως με σύζευξη RC** (RC phase-shift oscillators).

Οί ταλαντωτές Hartley καί Colpitts λειτουργούν κατά τέτοιο τρόπο, ώστε στή
συχνότητα συντονισμού, τό κύκλωμα άνατροφοδοτήσεως να έπιφέρει όλίσθηση
(μετάθεση ή άλλαγή) τής φάσεως κατά 180°. Ο ένισχυτής έπίσης, έπιφέρει όλί-
σθηση κατά άλλες 180°. Με τόν τρόπο αυτό, έξασφαλίζεται μηδέν όλίσθηση φά-
σ:ως ή, γενικά, όλίσθηση φάσεως που είναι πολλαπλάσιο των 360°.



Σχ. 6.4α.

Ταλαντωτής όλισθήσεως φάσεως με σύζευξη RC καί τελεστικό ένισχυτή.

Μπορούμε όμως να έχομε άνάλογη λειτουργία με ένα δικτύωμα RC όλι-
σθήσεως φάσεως, όπως του σχήματος 6.4α. Για να πραγματοποιηθεί όμως ή έπι-
θυμητή όλίσθηση φάσεως κατά 180°, απαιτούνται τρία τουλάχιστον κυκλώματα
RC. Τό κύκλωμα αυτό όλισθήσεως φάσεως μπορεί να κατασκευασθεί καί με πε-
ρισσότερα από τρία δικτυώματα RC. Έφ' όσον τά τρία δικτυώματα RC του σχήμα-
τος 6.4α είναι τά ίδια, μπορούμε να διαπιστώσουμε ότι τό κύκλωμα έπιφέρει όλί-
σθηση φάσεως κατά 180° στή συχνότητα f_0 . Η συχνότητα αυτή δίνεται από τή
σχέση:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC} \approx \frac{1}{2\pi(2,45)RC} \quad (6.4.1)$$

Στή συχνότητα αυτή, ὁ συντελεστής ἀνατροφοδοτήσεως εἶναι: $\beta = \frac{1}{29}$.

Θὰ πρέπει τότε καὶ ἡ ἀπολαβὴ τοῦ ἐνισχυτῆ νὰ εἶναι τουλάχιστον 29, γιὰ νὰ ἐνεργεῖ τὸ κύκλωμα σάν ταλαντωτῆς.

Συνεπῶς, ἡ ἐξίσωση:

$$|A_u| = 29 = \frac{R_f}{R_1} \quad (6.4.2)$$

μᾶς ἐπιτρέπει νὰ ὑπολογίσουμε τὶς ἀντιστάσεις. Μποροῦμε νὰ διαλέξουμε $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ καὶ $R_f = 3,3 \text{ M}\Omega$. Ἔτσι, $A_u = 33$.

Παράδειγμα 3.

Νὰ σχεδιασθεῖ τὸ κύκλωμα τοῦ σχήματος 6.4α γιὰ συχνότητα ταλαντώσεως 10 kHz.

Λύση.

Ἐπειδὴ οἱ πυκνωτές ἔχουν τὴν ἴδια χωρητικότητα, διαλέγουμε τρεῖς πυκνωτές μὲ τιμὴ χωρητικότητας γιὰ τὸν καθένα $C = 0,001 \text{ }\mu\text{F}$. Γιὰ νὰ ὑπολογίσουμε τὴν τιμὴ καθενὸς τῶν ἀντιστάσεων R , χρησιμοποιοῦμε τὴ σχέση (6.4.1) καὶ λύνουμε ὡς πρὸς R :

$$R = \frac{1}{2\pi(2,45)(0,01 \times 10^{-3})} \simeq 6,54 \text{ k}\Omega$$

Γιὰ νὰ ἔχομε κατάλληλη ἀπολαβή, ἀλλὰ καὶ γιὰ νὰ ἀποφύγουμε ὑπερβολικὴ φόρτιση στὸ κύκλωμα ἀνατροφοδοτήσεως, διαλέγουμε $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ καὶ $R_f = 3,3 \text{ M}\Omega$.

Ἔτσι, $A_u = 33$.

Τὸ σχῆμα 6.4β παριστάνει ἓνα ταλαντωτῆ ὀλισθήσεως φάσεως μὲ FET. Ἡ λειτουργία τοῦ κυκλώματος αὐτοῦ εἶναι ἡ ἴδια, ὅπως καὶ μὲ τελεστικὸ ἐνισχυτῆ, μὲ τὴ διαφορὰ ὅτι ἡ ἀπολαβὴ τοῦ FET δίνεται ἀπὸ τὸ γινόμενο $g_m \cdot R_L$, ὅπου R_L εἶναι ἡ ὀλικὴ ἐνεργὸς ἀντίσταση φορτίου, ἡ ὁποία «φαίνεται» ἀπὸ τὴν ἔξοδο τοῦ FET. Συνεπῶς:

$$A = g_m \cdot R_L$$

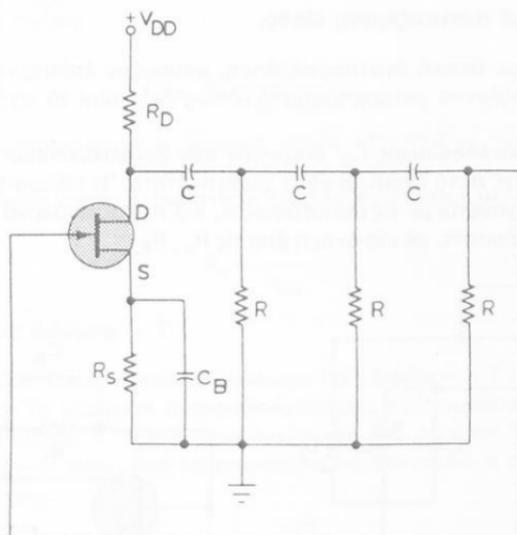
μὲ

$$R_L = \frac{R_D \cdot r_d}{R_D + r_d}$$

ὅπου: r_d ἔχει ἤδη ὀρισθεῖ προηγουμένως καὶ ἡ R_D φαίνεται στὸ σχῆμα 6.4β. Οἱ ἐξισώσεις πού βρήκαμε γιὰ τὸν ταλαντωτῆ μὲ τελεστικὸ ἐνισχυτῆ, ὡς πρὸς τὴ συχνότητα ταλαντώσεως καὶ τὴν ἐλάχιστη ἀπολαβή, ἰσχύουν καὶ γιὰ τὸν ταλαντωτῆ μὲ FET.

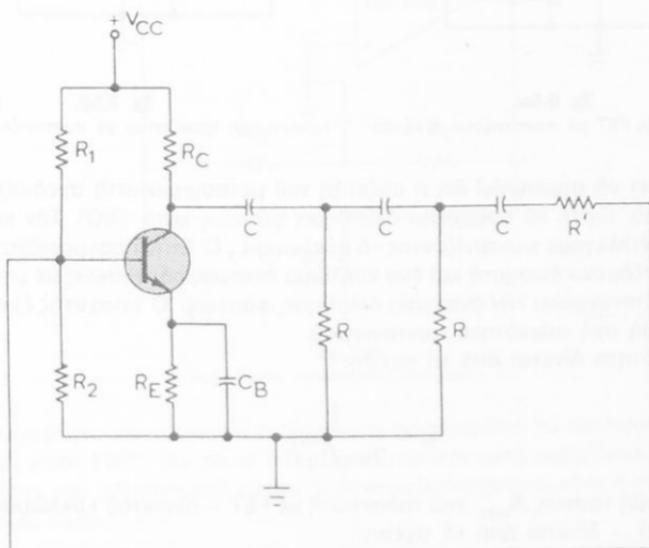
Ταλαντωτῆς ὀλισθήσεως φάσεως μὲ RC καὶ τρανζίστορ διπλῆς ἐπαφῆς.

Τὸ σχῆμα 6.4γ παριστάνει ἓνα ταλαντωτῆ ὀλισθήσεως φάσεως μὲ σύζευξη RC καὶ τρανζίστορ διπλῆς ἐπαφῆς (BJT).



Σχ. 6.4β.

Ταλαντωτής όλισθήσεως φάσεως με FET.



Σχ. 6.4γ.

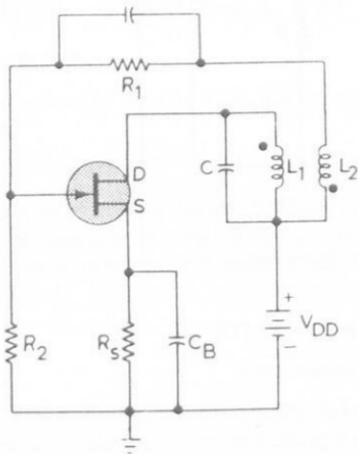
Ταλαντωτής όλισθήσεως φάσεως με σύζευξη RC και τρανζίστορ διπλής έπαφής.



6.5 Ταλαντωτές με συντονιζόμενη έξοδο.

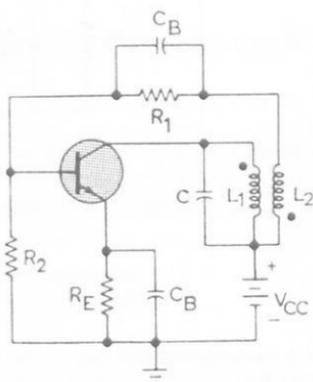
Γιά να επιτύχομε θετική άνατροφοδότηση, μπορούμε επίσης να χρησιμοποιήσουμε ένα συντονιζόμενο μετασχηματιστή, όπως δείχνουν τα σχήματα 6.5α και 6.5β.

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 τό 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.

Θά πρέπει να σημειωθεί ότι η σύζευξη του μετασχηματιστή σχεδιάζεται κατά τέτοιο τρόπο, ώστε να επέρχεται ολίσηση φάσεως κατά 180° . Τήν κατάλληλη συχνότητα επιλέγουμε συντονίζοντας τό κύκλωμα $L_1 C$. Στήν πραγματικότητα έχουμε ένα συντονιζόμενο ένισχυτή και ένα κύκλωμα άνατροφοδοτήσεως με μετασχηματιστή, που επιτυγχάνει τήν άναγκαία ολίσηση φάσεως. Ο ένισχυτής έχει τή μέγιστη άπολαβή στη συχνότητα συντονισμού.

Η συχνότητα δίνεται από τή σχέση:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C}} \quad (6.5.1)$$

Η άπολαβή τάσεως A_{uoc} του ταλαντωτή με FET – άνοικτού κυκλώματος (open circuit, oc) – δίνεται από τή σχέση:

$$A_{uoc} = g_m r_d (= \mu) \quad (6.5.2)$$

όπου: μ ό συντελεστής ένισχύσεως.

Ἡ ἀπολαβὴ A_{uoc} τοῦ ταλαντωτῆ μετὰ τρανζίστορ – ἀνοικτοῦ κυκλώματος – δίνεται ἀπὸ τὴ σχέση:

$$A_{uoc} = \frac{h_{fe}}{h_{ie} h_{oe}} \quad (6.5.3)$$

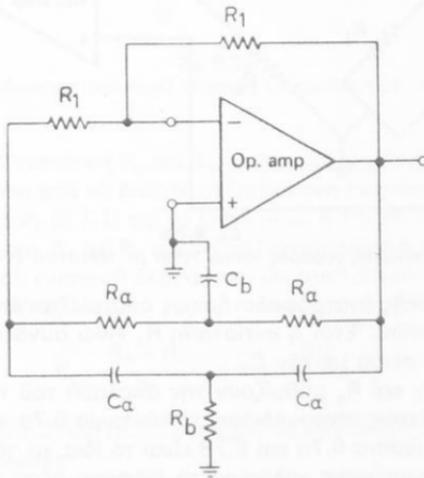
Οἱ ὑβριδικές παράμετροι- h δίνονται στοὺς καταλόγους τῶν κατασκευαστῶν τρανζίστορ.

Στὴν περίπτωση αὐτή, ἡ ἀντίσταση ἐξόδου R_o ἰσοῦται μὲ:

$$R_o = \frac{1}{h_{oe}} \quad (6.5.4)$$

6.6 Ταλαντωτές διδύμου – T.

Στὸ σχῆμα 6.6 ἀπεικονίζεται τὸ κύκλωμα ἑνὸς διδύμου – T ταλαντωτῆ μετὰ τελεστικό ἐνισχυτή. Τὸ κύκλωμα ἀνατροφοδοτήσεως ἐδῶ συνίσταται ἀπὸ τὸ δίδυμο (διπλό) φίλτρο τύπου T. Ἡ σύνθετη ἀντίσταση τοῦ φίλτρου T εἶναι πολὺ μικρῆ. Στὴν περιοχὴ ὅμως γύρω ἀπὸ τὴ συχνότητα συντονισμοῦ, ἡ σύνθετη ἀντίσταση εἶναι πολὺ μεγάλη.



Σχ. 6.6.

Τελεστικός ταλαντωτής διδύμου – T.

Στὴ συχνότητα συντονισμοῦ ἡ ὀλίσηση φάσεως ἀπὸ τὸ κύκλωμα ἀνατροφοδοτήσεως εἶναι 180° . Ἄν τώρα ἡ ἀπολαβὴ τοῦ ἐνισχυτῆ ρυθμίζεται, ἀνάλογα μὲ τὴν ἀπώλεια τοῦ σήματος στὸ κύκλωμα ἀνατροφοδοτήσεως, τότε ἡ συχνότητα ταλαντώσεως εἶναι:

$$f_o \approx \frac{1}{2\pi RC \sqrt{8}} \approx \frac{1}{17,8 RC} \quad (6.6.1)$$

$$\text{όπου: } R_a = 4 R_b \doteq R \quad \text{καί} \quad C_a = \frac{1}{2} C_b = C$$

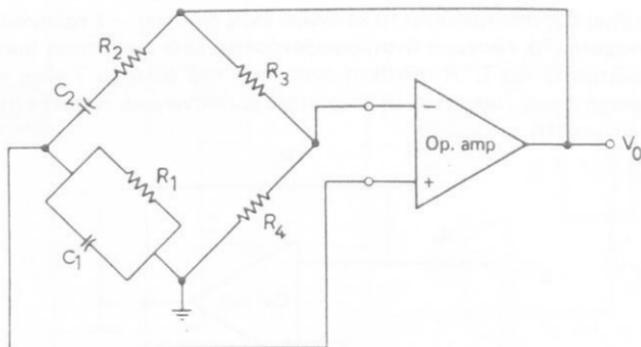
Ἡ ἀπολαβὴ πού ἀπαιτεῖται γιὰ νά ἔχομε ταλάντωση, μπορεῖ νά ὑπολογισθεῖ πειραματικά, μέ τή ρύθμιση τοῦ λόγου τῶν ἀντιστάσεων R_f πρὸς R_1 .

Μία συνθησιμένη τιμὴ γιὰ τήν ἐλάχιστη ἀπολαβὴ εἶναι περίπου 25. Δηλαδή θά πρέπει:

$$R_f \geq 25 R_1$$

6.7 Ταλαντωτές γέφυρας τύπου Wien.

Στό σχῆμα 6.7α ἀπεικονίζεται τό κύκλωμα ἑνὸς ταλαντωτῆ γέφυρας τύπου Wien μέ τελεστικό ἐνισχυτή.



Σχ. 6.7α.

Ταλαντωτῆς γέφυρας τύπου Wien μέ τελεστικό ἐνισχυτή.

Τό δικτύωμα θετικῆς ἀνατροφοδοτήσεως ἀποτελεῖται ἀπὸ συνδυασμούς ἀντιστάσεων καί πυκνωτῶν. Ἔτσι ἡ ἀντίσταση R_1 εἶναι συνδεδεμένη παράλληλα μέ τόν C_1 καί ἡ R_2 σέ σειρά μέ τόν C_2 .

Οἱ ἀντιστάσεις R_3 καί R_4 ρυθμίζουν τήν ἀπολαβὴ τοῦ τελεστικοῦ ἐνισχυτῆ.

Στό σχῆμα 6.7β ἔχομε ξανασχεδιάσει τό κύκλωμα 6.7α, γιὰ νά φανεῖ καλύτερα ἡ ἀνάλυση. Τά κυκλώματα 6.7α καί 6.7β εἶναι τὰ ἴδια, μέ τή διαφορά ὅτι τό 6.7β μᾶς βοηθᾷ νά ἀναγνωρίσουμε καλύτερα τὰ διάφορα μέρη τοῦ κυκλώματος.

Τό κύκλωμα ἐνεργεῖ σάν ταλαντωτῆς, ὅταν ἡ ὀλίσθηση φάσεως διὰ μέσου τοῦ κυκλώματος ἀνατροφοδοτήσεως εἶναι μηδέν καί ἡ ἀπολαβὴ πού καθορίζεται ἀπὸ τό συνδυασμό τῶν R_3 καί R_4 ἀρκετά μεγάλη, ὥστε νά ἀντισταθμίσει τίς ἀπώλειες τοῦ σήματος ἀπὸ τό δικτύωμα ἀνατροφοδοτήσεως.

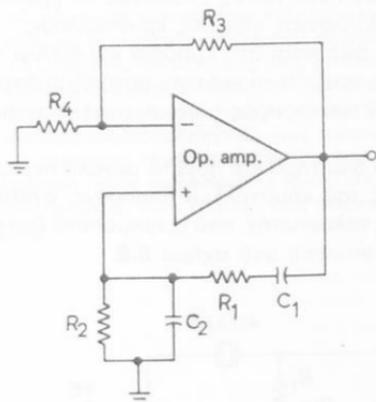
Ἡ συχνότητα ταλαντώσεως καθορίζεται ἀπὸ τή συνθήκη ἰσότητας τῶν συνθέτων ἀντιστάσεων τῶν κλάδων $R_1 - C_1$ καί $R_2 - C_2$.

Συνεπῶς, μέ βάση τήν ἰσότητα τῶν συνθέτων ἀντιστάσεων τῶν κλάδων $R_1 - C_1$ καί $R_2 - C_2$, γιὰ τή συχνότητα συντονισμοῦ θά ἔχομε:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (6.7.1)$$

Γιά να έχουμε στή συχνότητα αυτή άπολαβή βρόγχου ίση με τη μονάδα, θα πρέπει η άπολαβή 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 άπολαβή 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:

$$\frac{R_3}{R_4} \geq \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \quad (6.7.4)$$

Στήν 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:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R C} \quad (6.7.5)$$

Στήν περίπτωση αυτή, η ελάχιστη άπολαβή 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.

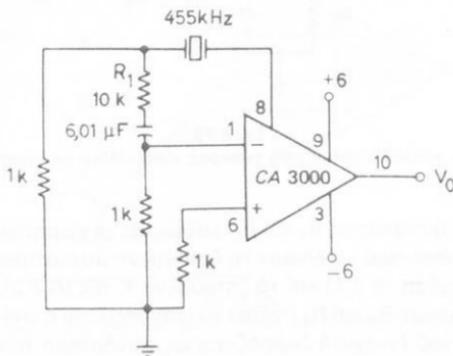
6.8 Κρυσταλλικοί ταλαντωτές.

Στους κρυσταλλικούς ταλαντωτές, μπορούμε να προκαθορίσουμε τη συχνότητα ταλαντώσεως, παρεμβάλλοντας ειδικούς κρυστάλλους.

Τέτοιοι κρύσταλλοι φέρονται στο εμπόριο και έπάνω 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.

Γιά μεγάλο χρονικό διάστημα και άρκετά 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 έχουμε έξοδο ήμιτονοειδή. 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.

1. Τι δουλειά κάνει ο ταλαντωτής; Ποιά είναι η είσοδος στον ταλαντωτή; Ποιά είναι η έξοδος στον ταλαντωτή;
2. Τι συνθήκες πρέπει να εξασφαλίζονται, ώστε να διατηρείται η ταλάντωση;
3. Από τί υπολογίζεται (εξαρτάται) η συχνότητα ταλαντώσεως;
4. Από τί αποτελείται το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως στον ταλαντωτή Hartley;

5. Τί στοιχεία του κυκλώματος καθορίζουν τη συχνότητα ταλαντώσεως στον ταλαντωτή Hartley;
6. 'Από τί αποτελείται τό κύκλωμα άνατροφοδοτήσεως στον ταλαντωτή Colpitts;
7. 'Από τί στοιχεία καθορίζεται ή συχνότητα ταλαντώσεως ενός ταλαντωτή Colpitts;
8. 'Από τί αποτελείται τό κύκλωμα άνατροφοδοτήσεως σε ένα ταλαντωτή όλισθήσεως με σύζευξη RC;
9. Τί στοιχεία καθορίζουν τη συχνότητα ταλαντώσεως ενός ταλαντωτή όλισθήσεως φάσεως;
10. 'Από τί αποτελείται τό κύκλωμα άνατροφοδοτήσεως ενός συντονιζόμενου ταλαντωτή;
11. Τί στοιχεία καθορίζουν τη συχνότητα ταλαντώσεως ενός συντονιζόμενου ένισχυτή;
12. 'Από τί αποτελείται τό κύκλωμα άνατροφοδοτήσεως σε ένα ταλαντωτή διδύμου – T;
13. Τί στοιχεία καθορίζουν τη συχνότητα ταλαντώσεως ενός ταλαντωτή διδύμου – T;
14. 'Από τί αποτελείται τό κύκλωμα άνατροφοδοτήσεως ενός ταλαντωτή γέφυρας τύπου Wien;
15. Τί στοιχεία καθορίζουν τη συχνότητα ταλαντώσεως ενός ταλαντωτή γέφυρας τύπου Wien;
16. Ποιός ό ρόλος του κρυστάλλου στους κρυσταλλικούς ταλαντωτές;
17. Τί συνθήκες πρέπει νά ίκανοποιούνται, ώστε ή έξοδος ενός ταλαντωτή νά είναι ήμιτονοειδής και μέ ελάχιστη παραμόρφωση;

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΒΔΟΜΟ

ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΨΑΛΙΔΙΣΜΟΥ ΚΑΘΗΛΩΣΕΩΣ ΚΑΙ ΜΟΡΦΟΠΟΙΗΣΕΩΣ ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΩΝ

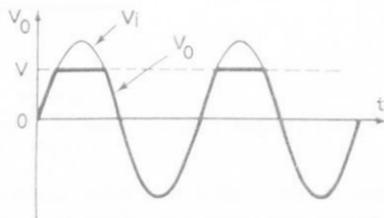
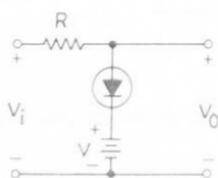
7.1 Κυκλώματα ψαλιδισμού.

Σε πολλές εφαρμογές απαιτείται να διαβιβασθεί από τό ένα κύκλωμα στο άλλο, ένα μόνο μέρος του παραγόμενου σήματος και να αποβληθεί τό υπόλοιπο.

Γιά να επιτευχθεί αυτό, χρησιμοποιούμε τά κυκλώματα ψαλιδισμού (clipping circuits). Συνήθως χρησιμοποιούμε κυκλώματα ψαλιδισμού για να επιλέξομε από κάποια κυματομορφή τό μέρος του σήματος, πού είναι κάτω ή πάνω από ορισμένη τιμή (τάσεως ή ρεύματος), ή τό μέρος πού βρίσκεται μεταξύ δύο επιλεγείσων τιμών.

A. Κυκλώματα ψαλιδισμού θετικού μέρους του σήματος.

Τό κύκλωμα του σχήματος 7.1α ψαλιδίζει τήν κυματομορφή εισόδου, όταν ή τιμή τής τάσεως υπερβαίνει μία ορισμένη τιμή V .



Σχ. 7.1α.

Κύκλωμα ψαλιδισμού θετικού μέρους κυματομορφής.

Γιά να αντίληφθοῦμε τή λειτουργία του κυκλώματος, υποθέτομε ότι έχομε στήν είσοδο μία ήμιτονοειδή κυματομορφή, τής όποίας τό πλάτος υπερβαίνει **τήν τάση αναφοράς V** . Δηλαδή τήν τάση, στό ὕψος τής όποίας επιθυμοῦμε να ἀποκόψομε τό σήμα.

Όταν ή είσοδος είναι θετική καί τό σήμα έχει τιμή μικρότερη από V , ή δίοδος είναι ανάστροφα πολωμένη καί συνεπώς δέν ἄγει. Μποροῦμε δηλαδή να ποῦμε ότι **μία δίοδος ανάστροφα πολωμένη ἐνεργεῖ σάν ἀνοικτό κύκλωμα**.

Άρα, ή κυματομορφή ἐξόδου έχει τό ἴδιο σχήμα μέ τήν κυματομορφή εισόδου, καθόσον, στή περίπτωση αὐτή, ή ἀντίσταση R δέν διαρρέεται ἀπό ρεύμα.

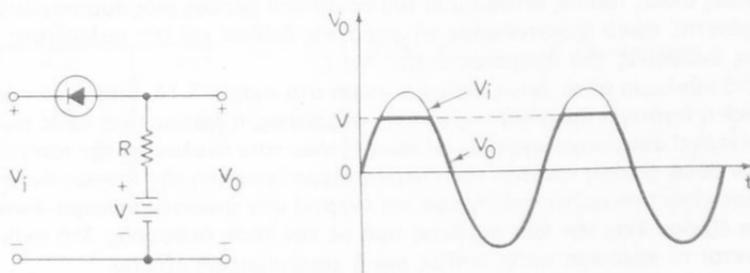
Κατά τή διάρκεια τής θετικής ήμπεριόδου, όταν ή τάση εισόδου υπερβαίνει τήν τάση αναφοράς, ή δίοδος φέρεται πολωμένη όρθά καί συνεπώς άγει. Μπορούμε λοιπόν νά πούμε ότι, **δταν ή δίοδος είναι πολωμένη όρθά ένεργεί σαν βραχυκύκλωμα.**

Στό χρονικό αυτό διάστημα, ή διαφορά τών τάσεων εισόδου καί αναφοράς έμφανίζεται στά άκρα τής R. Έτσι, ή έξοδος έχει σταθερή τιμή V. Γιά σήματα όμως μικρού πλάτους, όταν ή δίοδος άγει, πρέπει νά λαμβάνεται υπόψη καί ή πτώση τάσεως στά άκρα τής δίοδου. Όταν αυτή ή πτώση τάσεως ληφθεί υπόψη, ή έξοδος θά δώσει σήμα μικρότερου πλάτους. Συμπεραίνομε λοιπόν, ότι ή λειτουργία του κυκλώματος ψαλιδισμού συνοψίζεται στά έξης:

Ή τάση έξόδου ακολουθεί τήν τάση εισόδου, έφόσον ή τάση αναφοράς είναι μεγαλύτερη από τήν τάση εισόδου – ανάστροφη πόλωση τής δίοδου.

Ή τάση έξόδου είναι σταθερή καί ίση μέ τήν τάση αναφοράς, όταν ή τάση εισόδου είναι μεγαλύτερη τής τάσεως αναφοράς – όρθή πόλωση τής δίοδου.

Ένας άλλος τρόπος ψαλιδισμού του θετικού μέρους κυματομορφής, φαίνεται στό σχήμα 7.1β. Όταν ή εισοδος είναι μικρότερη τής τάσεως αναφοράς ή δίοδος είναι όρθά πολωμένη (ένεργεί σαν βραχυκύκλωμα) καί ή κυματομορφή έξόδου ακολουθεί τήν κυματομορφή εισόδου.



Σχ. 7.1β.

Κύκλωμα ψαλιδισμού θετικού μέρους κυματομορφής.

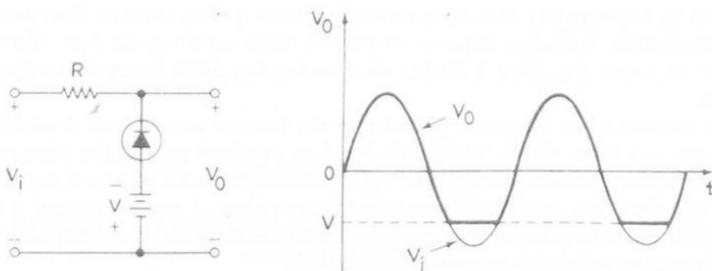
Όταν ή εισοδος είναι μεγαλύτερη τής τάσεως αναφοράς, ή δίοδος φέρεται ανάστροφα πολωμένη (άνοικτό κύκλωμα) καί ή τάση έξόδου είναι ίση μέ τήν τάση αναφοράς (ή R δέν διαρρέεται από ρεύμα).

B. Κυκλώματα ψαλιδισμού άρνητικού μέρους κυματομορφής.

Γιά νά πετύχομε ψαλιδισμό του άρνητικού μέρους μιας κυματομορφής, άρκει στό κύκλωμα του σχήματος 7.1α νά αντιστρέψομε τή φορά τής δίοδου καί νά αλλάξομε πολικότητα στην τάση αναφοράς.

Τό κύκλωμα αυτό, καθώς καί ή γραφική παράσταση τής κυματομορφής έξόδου, φαίνονται στό σχήμα 7.1γ.

Όταν ή εισοδος είναι θετική ή λιγότερο άρνητική τής τάσεως αναφοράς, ή δίοδος φέρεται ανάστροφα πολωμένη καί συνεπώς τό κύκλωμα ένεργεί σαν άνοικτό. Άρα, ή R δέν διαρρέεται από ρεύμα καί συνεπώς ή τάση έξόδου είναι ίδια περίπου μέ τήν τάση εισόδου.



Σχ. 7.1γ.

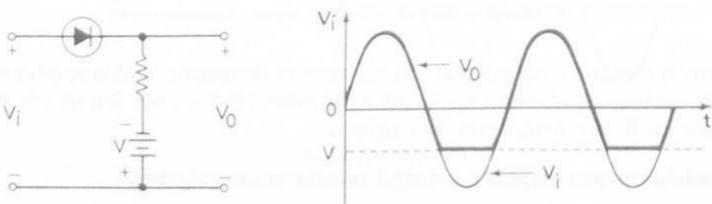
Κύκλωμα ψαλιδισμού άρνητικού μέρους κυματομορφής.

Όταν όμως η είσοδος γίνεται περισσότερο άρνητική της τάσεως αναφοράς, η δίοδος φέρεται όρθα πολωμένη και συνεπώς ένεργει σαν βραχυκύκλωμα.

Στήν περίπτωση αυτή η έξοδος παραμένει σταθερή και ίση με την άρνητική τάση αναφοράς.

Ένας άλλος τρόπος ψαλιδισμού του άρνητικού μέρους μιās κυματομορφής επιτυγχάνεται, αφού αντίστροφομε τή φορά της δίοδου και τήν πολικότητα της τάσεως αναφοράς του σχήματος 7.1β.

Στό κύκλωμα αυτό, όπως φαίνεται τώρα στό σχήμα 7.1δ, όταν η είσοδος είναι θετική ή λιγότερο άρνητική της τάσεως αναφοράς, η δίοδος είναι όρθα πολωμένη και ένεργει σαν βραχυκύκλωμα. Η τάση έξοδου τότε ακολουθεί τήν τάση εισόδου. Όταν όμως η τάση εισόδου γίνει περισσότερο άρνητική της τάσεως αναφοράς, η δίοδος είναι πολωμένη ανάστροφα και ένεργει σαν άνοικτό κύκλωμα. Συνεπώς, η τάση έξοδου έχει τήν ίδια σταθερή τιμή με τήν τάση αναφοράς. Στό σχήμα 7.1δ φαίνεται τό κύκλωμα αυτό, καθώς και η κυματομορφή έξοδου.



Σχ. 7.1δ.

Κύκλωμα ψαλιδισμού άρνητικού μέρους κυματομορφής.

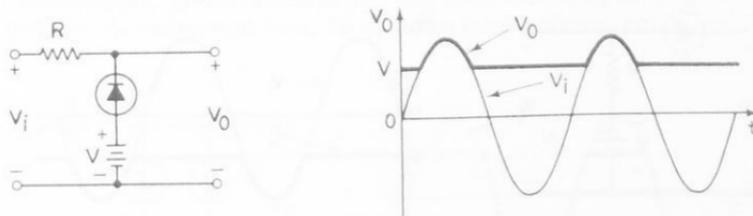
Γ. Άλλα κυκλώματα ψαλιδισμού.

Από τά κυκλώματα ψαλιδισμού, πού μελέτησαμε μέχρι τώρα, μπορούμε, αντίστροφοντας τή φορά της δίοδου ή τήν πολικότητα της πηγής, νά πετύχομε με διάφορους συνδυασμούς τής παρακάτω ψαλιδισμένες κυματομορφές.

Αν στό κύκλωμα 7.1α αντίστροφομε τή φορά της δίοδου και διατηρήσομε τήν

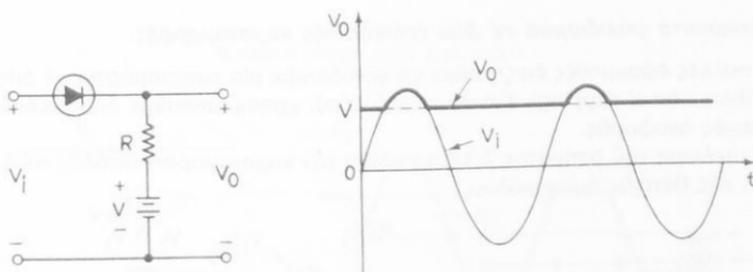
Ίδια πολικότητα στην πηγή αναφοράς, παίρνομε τό κύκλωμα τοῦ σχήματος 7.1ε. Τό κύκλωμα αὐτό δίνει τήν παραπλεύρως κυματομορφή ἐξόδου.

Τό κύκλωμα ψαλιδίζει τό κάτω θετικό μέρος καί ὄλο τό ἀρνητικό μέρος (ἡμιπερίοδο) τῆς κυματομορφῆς εἰσόδου.



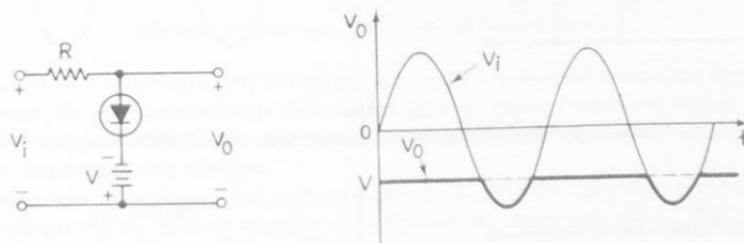
Σχ. 7.1ε.

Κύκλωμα ψαλιδισμού θετικού μέρους καί ἀρνητικῆς ἡμιπεριόδου κυματομορφῆς.



Σχ. 7.1στ.

Κύκλωμα ψαλιδισμού θετικού μέρους καί ἀρνητικῆς ἡμιπεριόδου κυματομορφῆς.



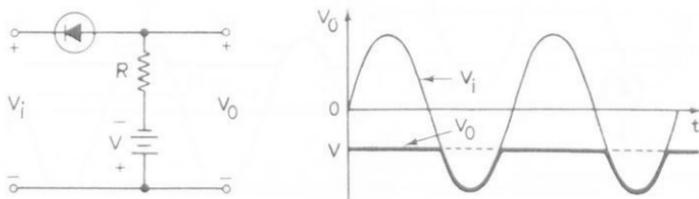
Σχ. 7.1ζ.

Κύκλωμα ψαλιδισμού ἀρνητικῆς μέρους καί θετικῆς ἡμιπεριόδου κυματομορφῆς.

Ἐπίσης, ἀπό τό κύκλωμα τοῦ σχήματος 7.1β, μέ ἀντιστροφή τῆς φορᾶς τῆς διόδου, προκύπτει τό κύκλωμα τοῦ σχήματος 7.1στ. Ἡ κυματομορφή ἐξόδου φαίνεται παραπλεύρως.

Μέ ἀντιστροφή τῆς φορᾶς τῆς διόδου τοῦ σχήματος 7.1γ, προκύπτει τό κύκλωμα τοῦ σχήματος 7.1ζ.

Ἀλλαγή τῆς πολικότητας τῆς πηγῆς ἀναφορᾶς στό κύκλωμα τοῦ σχήματος 7.1β, μᾶς δίνει τό κύκλωμα τοῦ σχήματος 7.1η, τό ὁποῖο δίνει τήν παραπλεύρως κυματομορφή ἐξόδου.



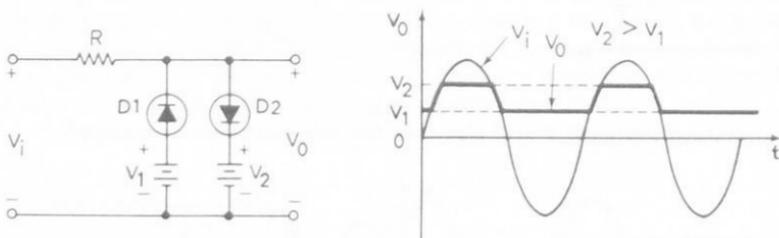
Σχ. 7.1η.

Κύκλωμα ψαλιδισμού ἀρνητικῆς μέρους καί θετικῆς ἡμιπεριόδου κυματομορφῆς.

Δ. Κυκλώματα ψαλιδισμού σέ δύο επίπεδα τῆς κυματομορφῆς.

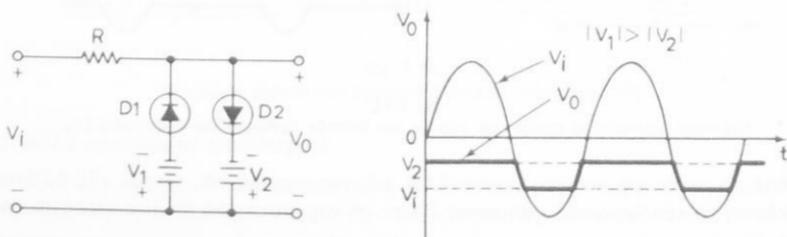
Σέ πολλές ἐφαρμογές ἐπιζητοῦμε νά ψαλιδίσουμε μία κυματομορφή σέ δύο επίπεδα (two - level clipping). Γιά τό σκοπό αὐτό, χρησιμοποιοῦμε δύο διόδους καί δύο πηγές ἀναφορᾶς.

Τό κύκλωμα τοῦ σχήματος 7.1θ ψαλιδίζει τήν κυματομορφή εἰσόδου σέ δύο επίπεδα τῆς θετικῆς ἡμιπεριόδου.



Σχ. 7.1θ.

Κύκλωμα ψαλιδισμού τῆς θετικῆς ἡμιπεριόδου σέ δύο επίπεδα.

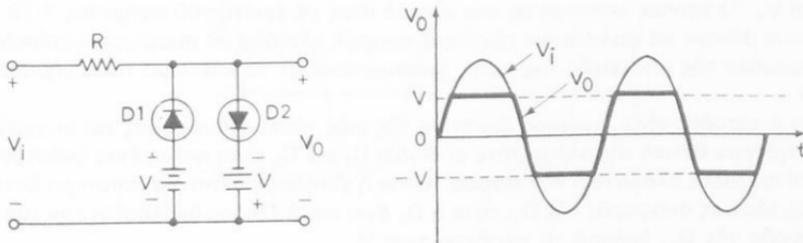


Σχ. 7.1ι.

Κύκλωμα ψαλιδισμού τῆς ἀρνητικῆς ἡμιπεριόδου σέ δύο επίπεδα.

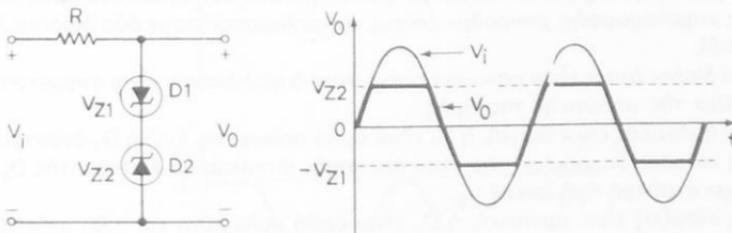
Αντιστρέφοντας την πολικότητα των πηγών του κυκλώματος αυτού, έχουμε το κύκλωμα του σχήματος 7.11, το οποίο φαλιδίζει την κυματομορφή εισόδου σε δύο επίπεδα της αρνητικής ημιπεριόδου.

Γιά να πετύχουμε συμμετρικό φαλιδισμό στη θετική και αρνητική ημιπερίοδο μιας κυματομορφής, χρησιμοποιούμε την ίδια τάση αναφοράς και στις δύο πηγές και αλλάζουμε την πολικότητά τους. Το κύκλωμα αυτό φαίνεται στο σχήμα 7.11α.



Σχ. 7.11α.

Κύκλωμα συμμετρικού φαλιδισμού.



Σχ. 7.11β.

Κύκλωμα συμμετρικού φαλιδισμού με διόδους Zener.

Συμμετρικό φαλιδισμό στη θετική και αρνητική ημιπερίοδο μπορούμε επίσης να πετύχουμε, αν χρησιμοποιήσουμε δύο διόδους Zener, όπως δείχνει το σχήμα 7.11β.

Στή συνέχεια έπεξηγούμε τον τρόπο λειτουργίας των παραπάνω κυκλωμάτων και τις κυματομορφές εξόδου.

Θεωρούμε το κύκλωμα του σχήματος 7.11θ. Ας υποθέσουμε, ότι η τάση V_2 είναι μεγαλύτερη της V_1 . Όταν η είσοδος είναι θετική και μικρότερη της V_1 , η διάοδος D_1 είναι όρθα 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 , άλλα λιγότερο της V_2 , τότε και οι δύο διάοδοι 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 διάοδος D_1 είναι ακόμη ανάστροφα πολωμένη, ενώ η D_2 είναι όρθα. 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 όρθά και συνεπώς άγει. Η έξοδος έχει τότε σταθερή τιμή V_1 .

Έτσι λοιπόν, βλέπομε ότι τό κύκλωμα του σχήματος 7.1θ έπιτυγχάνει ψαλιδισμό του θετικού μέρους μιάς κυματομορφής σέ δύο επίπεδα. Τά επίπεδα αυτά ψαλιδισμού καθορίζονται από τίς τάσεις V_1 και V_2 .

Άν στό κύκλωμα αυτό (σχ. 7.1θ) αντίστρέψομε τήν πολικότητα στίς δύο πηγές άναφοράς, τότε προκύπτει τό κύκλωμα του σχήματος 7.1ι. Τό κύκλωμα αυτό ψαλιδίζει τήν τάση είσοδου στήν άρνητική ήμπερίοδο σέ δύο προκαθορισμένες τιμές V_1 και V_2 . Ο τρόπος λειτουργίας του είναι ό ίδιος μέ έκείνο του σχήματος 7.1θ.

Όταν θέλομε νά ψαλιδίσομε τήν κυματομορφή είσοδου σέ συμμετρικά επίπεδα έκατέρωθεν τής μηδενικής της τιμής, χρησιμοποιούμε τό κύκλωμα του σχήματος 7.1ια.

Άν ή είσοδος είναι λιγότερο άρνητική τής μιάς τάσεως άναφοράς και συγχρόνως λιγότερο θετική τής άλλης, τότε οι δίοδοι D_1 και D_2 είναι πολωμένες άνάστροφα και ή έξοδος άκολουθεί τήν είσοδο. Όταν ή είσοδος γίνεται περισσότερο θετική τής τάσεως άναφοράς τής D_1 , τότε ή D_1 άγει και ή έξοδος άκολουθεί τήν τάση άναφοράς τής D_1 , δηλαδή τή σταθερή τιμή V .

Όταν πάλι ή είσοδος είναι περισσότερο άρνητική από τήν τάση άναφοράς τής D_2 , τότε ή D_2 είναι όρθά πολωμένη, ένω ή D_1 άνάστροφα. Στήν περίπτωση αυτή, ή έξοδος άναγκάζεται νά έχει σταθερή τιμή ίση μέ τήν τάση άναφοράς τής D_2 .

Όπως άναφέραμε, γιά νά πετύχομε ψαλιδισμό στό θετικό και στό άρνητικό μέρος μιάς κυματομορφής, μπορούμε έπίσης νά χρησιμοποιήσομε δύο δίοδους Zener (σχ. 7.1ιβ).

Άν οι δίοδοι Zener είναι πανομοιότυπες, τότε ό ψαλιδισμός είναι συμμετρικός έκατέρωθεν τής μηδενικής της τιμής.

Όταν ή είσοδος είναι θετική, ή D_1 είναι όρθά πολωμένη, ένω ή D_2 άνάστροφα.

Άν ή είσοδος ύπερβαίνει τήν τάση άποκοπής (breakdown voltage) τής D_2 , ή έξοδος έχει σταθερή τιμή ίση μέ V_{Z2} .

Άν ή είσοδος είναι άρνητική, ή D_2 είναι όρθά πολωμένη και ή D_1 άνάστροφα. Όταν ή είσοδος είναι περισσότερο άρνητική τής τάσεως άποκοπής τής D_1 , τότε ή έξοδος είναι V_{Z1} , ίση δηλαδή μέ τήν τάση άποκοπής τής D_1 .

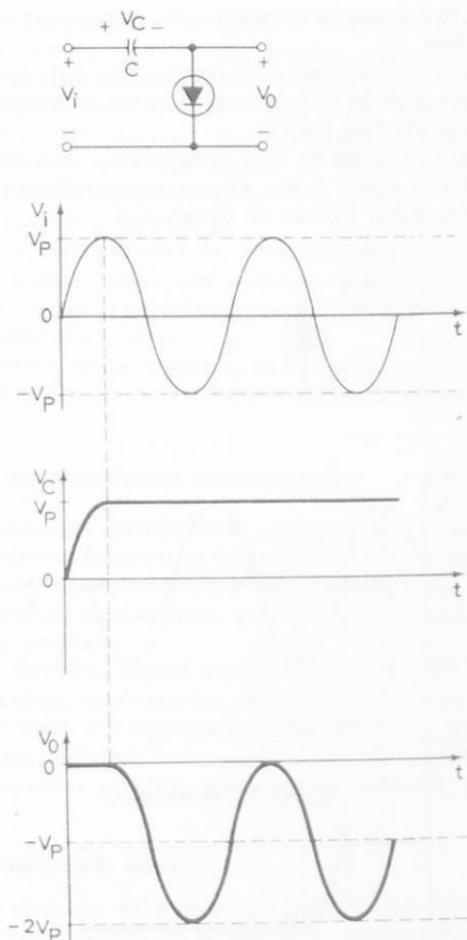
Θά πρέπει νά σημειωθεί ότι, όταν χρησιμοποιούμε δίοδους Zener πού έχουν τάση άποκοπής μικρότερη, π.χ. των 10 V, δέν θά πρέπει νά άγνοείται ή όρθή πώση τάσεως τής δίοδου. Έτσι λοιπόν, τό επίπεδο ψαλιδισμού γιά δίοδους πυριτίου θά είναι $V_z + 0,7$ V και γιά δίοδους γερμανίου $V_z + 0,3$ V.

7.2 Κυκλώματα καθηλώσεως.

Μέ τά κυκλώματα καθηλώσεως (clamping circuits) μπορούμε νά πετύχομε τό έπιθυμητό μέγιστο ή έλάχιστο μιάς κυματομορφής. Τά άκρότατα αυτά καθορίζουν τήν τάση, στήν όποία πρέπει νά καθηλωθεί ή έξοδος.

Έτσι, μέ τό κύκλωμα του σχήματος 7.2α μπορούμε νά καθηλώσομε τή μέγιστη τάση έξόδου στήν τάση γειώσεως. Τό κύκλωμα αυτό, πολλές φορές όνομάζεται και κύκλωμα άποκαταστάσεως της συνεχούς συνιστώσας (dc restorer circuit).

Τό κύκλωμα αυτό λειτουργεί ως έξής: Όταν μία ήμιτονοειδής κυματομορφή έφαρμόζεται στήν είσοδο, καθώς άρχίζει ή θετική ήμπερίοδος της, ή δίοδος φέρεται όρθά πολωμένη και συνεπώς άγει. Η έξοδος τότε είναι περίπου μηδέν και ό πυκνωτής, από άφόρτιστος, άρχίζει νά φορτίζεται.



Σχ. 7.2α.

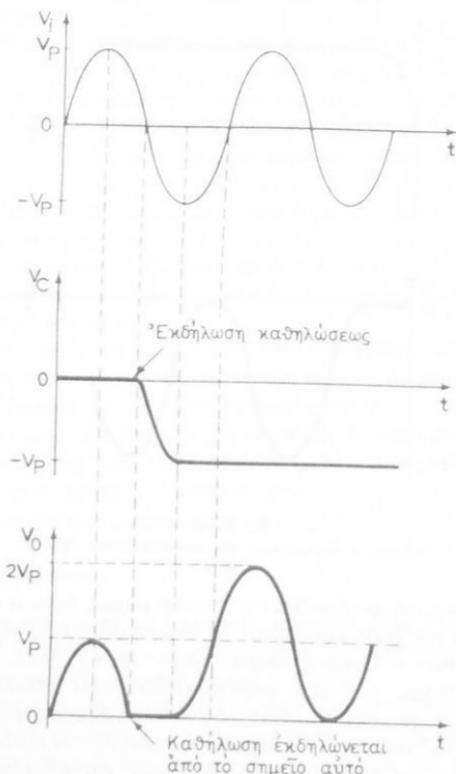
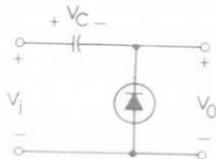
Κύκλωμα καθηλώσεως και κυματομορφή έξοδου.

Ἡ τάση στὸν πυκνωτὴ ἀκολουθεῖ τὴν εἴσοδο μέχρις ὅτου ἡ εἴσοδος φθάσει τὴ μέγιστη θετική τιμὴ τῆς (τιμὴ κορυφῆς). Τὴ στιγμὴ αὐτὴ ἡ τάση στά ἄκρα τοῦ πυκνωτῆ εἶναι V_P . Ὄταν ἡ εἴσοδος πέφτει κάτω τῆς V_P , τότε, ἐπειδὴ ἡ V_P εἶναι μεγαλύτερη τῆς εἴσοδος, ἡ δίοδος φέρεται ἀνάστροφα πολωμένη. Λόγω λοιπὸν τῆς ἀνάστροφης πολώσεως τῆς δίοδου, τὸ κύκλωμα δὲν διαρρέεται ἀπὸ ρεῖμα καὶ συνεπῶς στά ἄκρα τοῦ πυκνωτῆ διατηρεῖται ἡ τάση V_P . Ἡ ἔξοδος τώρα ἀκολουθεῖ τὴν εἴσοδο, ἀλλὰ ἀρχίζει ἀπὸ τὴν τάση γειώσεως, ὅταν ἡ εἴσοδος εἶναι V_P . Στὴ συνέχεια ἡ δίοδος εἶναι πάντοτε ἀνάστροφα πολωμένη. Ὁ πυκνωτὴς διατηρεῖται σὲ τάση V_P καὶ ἡ κυματομορφή ἔξοδου εἶναι ἡμιτονοειδῆς. Ἡ ἡμιτονοειδῆς αὐτὴ

κυματομορφή έχει τό επίπεδο ταλαντώσεως της σέ άρνητική τιμή, ίση μέ τήν τάση κορυφής τής εισόδου.

Βλέπομε λοιπόν, ότι τό κύκλωμα αυτό έπιτυγχάνει, ώστε ή τάση κορυφής τής έξόδου νά είναι μηδέν. Δηλαδή ή έξοδος καθηλώθηκε σέ άρνητικές τιμές, ή δέ τάση κορυφής τής φθάνει τήν τιμή μηδέν.

Αν στό κύκλωμα του σχήματος 7.2α άντιστρέψομε τή φορά τής διόδου, τό κύκλωμα πού προκύπτει — σχήμα 7.2β — έπιτυγχάνει μετάθεση του έπιπέδου ταλαντώσεως τής κυματομορφής έξόδου σέ θετική τιμή.



Σχ. 7.2β.

Κύκλωμα καθηλώσεως καί κυματομορφή έξόδου.

Θεωρούμε ότι στο κύκλωμα του σχήματος 7.2β, ο πυκνωτής είναι αρχικά άφορτιστος 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 τό φαινόμενο της καθήλωσης της κυματομορφής. Καθήλωση της κυματομορφής εκδηλώνεται, όταν η είσοδος αρχίζει να παίρνει αρνητικές τιμές.

Κατά τη διάρκεια της αρνητικής ημιπεριόδου, η δίοδος φέρεται όρθα πολωμένη και συνεπώς ο πυκνωτής φορτίζεται.

Θά 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 καθήλωνεται στην τάση γειώσεως (μηδέν έδω) και ακολουθεί την είσοδο.

Η έξοδος λοιπόν είναι ημιτονοειδής, τό δέ επίπεδο ταλαντώσεώς της έχει μεταθεθεί στο θετικό ημίάξονα και σε απόσταση ίση μέ τό πλάτος της κυματομορφής.

7.3 Κυκλώματα μορφοποιήσεως κυματομορφών.

Σέ πολλές εφαρμογές χρειαζόμαστε κυματομορφές η παλμούς, οι όποιοι νά έχουν όρισμένη χρονική διάρκεια, καθώς και όρισμένη μορφή. Τέτοιοι παλμοί μπορούν νά δημιουργηθούν από άλλους παλμούς διαφορετικής μορφής και διάρκειας μέ χρήση καταλλήλων κυκλωμάτων, γνωστών ως **κυκλωμάτων μορφοποιήσεως** (wave - shaping circuits).

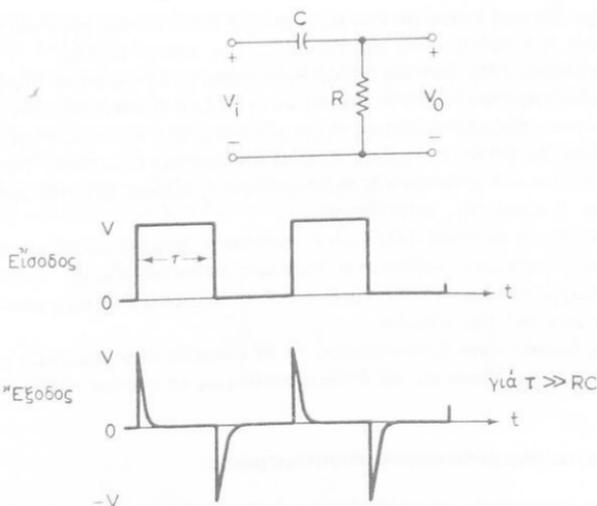
Στή συνέχεια εξετάζομε μερικά συνηθισμένα κυκλώματα μορφοποιήσεως, στά όποια χρησιμοποιούμε συνδυασμούς αντίστάσεων και πυκνωτών. Μέ τούς συνδυασμούς τών R και C στά κυκλώματα μορφοποιήσεως, μπορούμε π.χ. νά έχομε στην έξοδο μία αίχμή (spike), χρησιμοποιώντας ένα τετραγωνικό παλμό στην είσοδο, η νά άνιχνεύσομε τή μέση τιμή ή τήν τιμή κορυφής της κυματομορφής είσοδου.

A. Κυκλώματα παραγωγής αίχμών.

Θεωρούμε τό κύκλωμα του σχήματος 7.3α, στό όποιο εφαρμόζεται ένας τετραγωνικός παλμός στην είσοδο. Ο τετραγωνικός αυτός παλμός, μορφοποιείται σε θετικές και αρνητικές αίχμές μέ τό κύκλωμα μορφοποιήσεως.

Γιά νά κατανοήσομε πώς παίρνομε στην έξοδο τίς αίχμές αυτές, εξετάζομε στή συνέχεια τόν τρόπο λειτουργίας του κυκλώματος αυτού. Αν ο πυκνωτής είναι αρχικά άφορτιστος και η τάση είσοδου στό μηδέν, τότε η έξοδος είναι επίσης μηδέν. Όταν η τάση είσοδου γίνει άποτομα + V, τότε η τάση στά άκρα του πυκνωτή δέν ακολουθεί τήν άποτομη μεταβολή και συνεπώς η τάση αυτή + V μεταβιβάζεται στην έξοδο. Δηλαδή στην άποτομη αυτή στιγμιαία μεταβολή, ο πυκνωτής ένεργεί σαν βραχυκύκλωμα.

Αν τώρα η σταθερή χρόνου του κυκλώματος, δηλαδή τό RC, είναι πολύ μικρή ως προς τή διάρκεια τ του παλμού είσοδου (συνήθως $\tau \geq 5 RC$), τότε ο πυκνωτής φορτίζεται γρήγορα στην τάση είσοδου V και συνεπώς η έξοδος πέφτει γρήγορα στό μηδέν. Όταν στή συνέχεια η είσοδος πέφτει στό μηδέν, η τάση στον πυκνωτή είναι άκόμη + V. Έτσι, η έξοδος μεταβάλλεται άποτομα άπό μηδέν σε



Σχ. 7.3α.

Άπλό κύκλωμα παραγωγής θετικών και αρνητικών αιχμών.

— V . Ο πυκνωτής τώρα εκφορτίζεται γρήγορα, διά μέσου της αντίστασης και συνεπώς η τάση εξόδου γίνεται μηδέν.

Στή συνέχεια, όταν ο τετραγωνικός παλμός επαναληφθεί στην είσοδο, επαναλαμβάνεται ο ίδιος κύκλος λειτουργίας του κυκλώματος.

Θά πρέπει να σημειωθεί, ότι ο πυκνωτής εκφορτίζεται πλήρως και συνεπώς βρίσκεται σε τάση μηδέν, προτού δεχθεί τόν 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 προσθέτουμε ένα κύκλωμα ψαλιδισμού με δίοδο. Τό κύκλωμα αυτό φαίνεται στο σχήμα 7.3β.

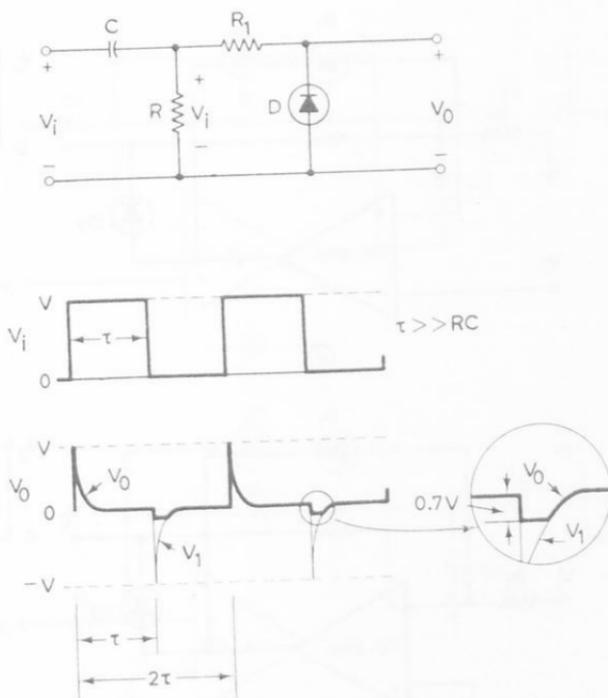
Η λειτουργία του κυκλώματος 7.3β είναι ή ίδια σάν νά λειτουργούν τά δύο κυκλώματα, μορφοποίησης και ψαλιδισμού, ανεξάρτητα τό ένα από τό άλλο.

Αν ή δίοδος είναι συνδεδεμένη, όπως δείχνει τό σχήμα 7.3β, οι αρνητικές αιχμές ψαλιδίζονται και ή έξοδος άποτελείται από θετικές μόνο αιχμές.

Αν ή φορά της δίοδου αντίστραφεί, τότε ή έξοδος θά άποτελείται από αρνητικές αιχμές.

Αν τό ύψος του τετραγωνικού παλμού είναι μικρότερο των 10 V, τότε ή έξοδος περιέχει μικρά μέρη των αρνητικών αιχμών, όπως δείχνει τό σχήμα 7.3β (μέσα στον κύκλο υπό μεγέθυνση). Αυτό οφείλεται στο ότι ή όρθή πτώση τάσεως στα άκρα της δίοδου δέν είναι μηδέν, αλλά 0,7 V περίπου για δίοδο πυριτίου και 0,3 V περίπου για δίοδο γερμανίου. Τό φαινόμενο αυτό έκδηλώνεται κυρίως όταν ή τάση του παλμού εισόδου είναι μερικά βόλτ.

Μπορούμε νά περιορίσουμε τό ανεπιθύμητο αυτό μέρος της κυματομορφής, αν ο ψαλιδιστής δίοδου αντικατασταθεί με άνορθωτή άκρίβειας.



Σχ. 7.3β.
Κύκλωμα παραγωγής θετικών αιχμών.

B. Άνορθωτής ακριβείας.

Στά σχήματα 7.3γ και 7.3δ φαίνονται τὰ κυκλώματα άνορθωτών ακριβείας. Στά κυκλώματα αυτά χρησιμοποιείται ένας τελεστικός ενισχυτής, μέ σκοπό νά περιορίσει τήν όρθή πώση τάσεως τής διόδου.

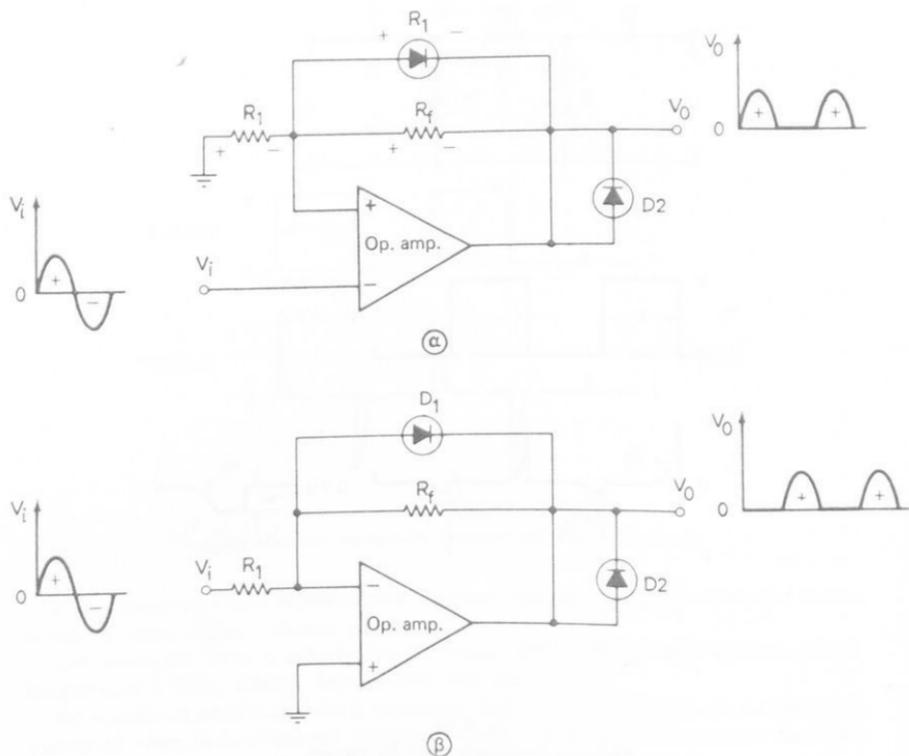
Τά δύο κυκλώματα του σχήματος 7.3γ, δίνουν θετική έξοδο, ενώ τὰ αντίστοιχα του σχήματος 7.3δ άρνητική.

Θεωρούμε τό κύκλωμα του σχήματος 7.3γ(α). 'Η είσοδος εφαρμόζεται στους άκροδέκτες είσοδου του τελεστικού ενισχυτή. 'Όταν ή είσοδος είναι θετική, ή D_1 είναι άνάστροφα πολωμένη καί έκτός του κυκλώματος, ενώ ή D_2 είναι όρθά πολωμένη καί άγει. 'Η άπολαβή του τελεστικού ενισχυτή στην περίπτωση αυτή είναι $(R_1 + R_f)/R_1$.

'Η έξοδος άκολουθεί τήν είσοδο καί έχει τήν παραπάνω άπολαβή.

'Όταν ή είσοδος είναι άρνητική, ή D_1 είναι όρθά πολωμένη καί συνεχώς άγει, ενώ ή D_2 είναι άνάστροφα πολωμένη καί άρα έκτός κυκλώματος.

Μέ τήν D_1 , ή όποία έχει ενεργά βραχυκυκλώσει τήν είσοδο, πού έχει ύποστεί άναστροφή πρός τήν έξοδο, ή άπολαβή είναι περίπου μηδέν.



Σχ. 7.3γ.

Κυκλώματα άνορθωτών άκρικής με τελεστικό ένισχυτή. Έξοδος θετικής κυματομορφής:

α) Όρθός. β) Άνάστροφος τύπος άνορθωτή άκρικής.

Συνεπώς, ή έξοδος είναι μηδέν, όταν ή είσοδος είναι άρνητική.

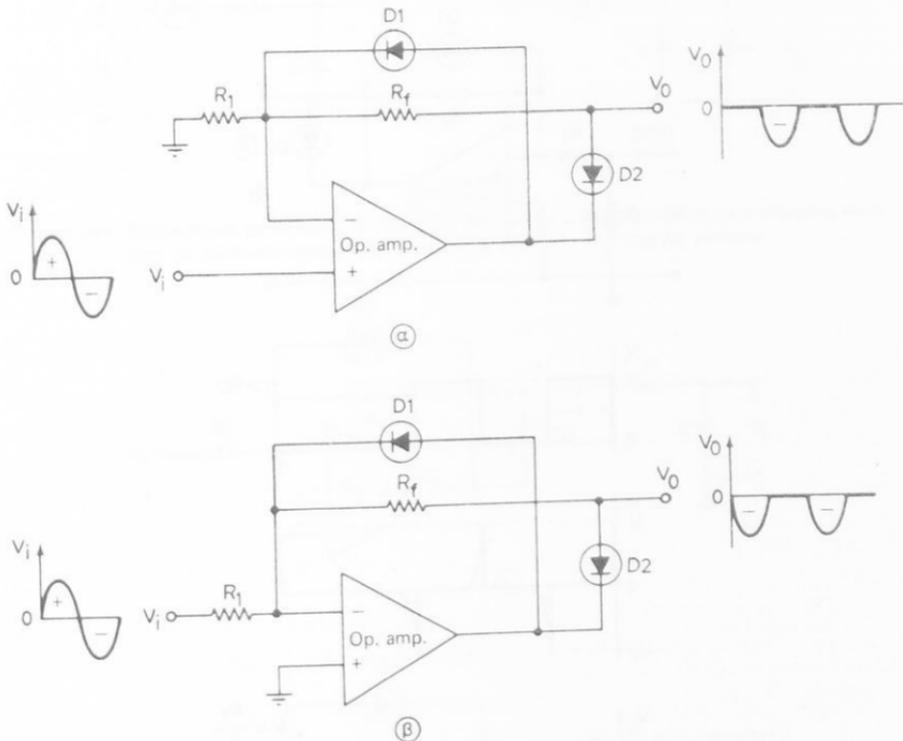
Στό κύκλωμα του σχήματος 7.3γ(β), όταν ή είσοδος είναι θετική, ή D_1 είναι όρθά πολωμένη καί συνεπώς άγει. Ή D_2 είναι άνάστροφα πολωμένη καί συνεπώς έκτός κυκλώματος.

Ή D_1 , έχει ένεργά βραχυκυκλώσει τήν είσοδο, πού έχει ύποστει άναστροφή πρός τήν έξοδο. Ή άπολαβή τότε είναι περίπου μηδέν καί συνεπώς ή έξοδος είναι επίσης στό μηδέν.

Όταν ή είσοδος είναι άρνητική, ή D_1 είναι έκτός κυκλώματος, ενώ ή D_2 έντός κυκλώματος. Σάν άποτέλεσμα αυτού, ή άπολαβή είναι $-\frac{R_f}{R_1}$. Ή έξοδος τότε είναι

θετική καί ίση πρός $-\frac{R_f V_i}{R_1}$ μέ τό V_i άρνητικό.

Στά σχήματα 7.3δ(α), (β) φαίνονται οι άνορθωτές άκρικής με άρνητική έξοδο.



Σχ. 7.36.

Κυκλώματα άνορθωτών άκρίβειας με τελεστικό ένιαχυτή. Έξοδος άρνητικές κυματομορφές:
α) Όρθός, β) Άνάστροφος τύπος άνορθωτή άκρίβειας.

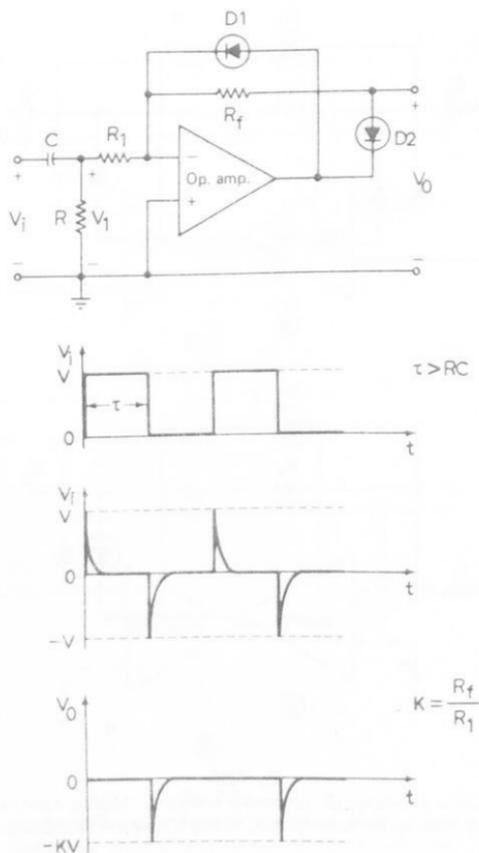
Τά κυκλώματα αυτά μελετώνται με άναλόγο τρόπο. Η μόνη διαφορά στά κυκλώματα 7.3γ και 7.3δ συνίσταται στό ότι και οι δύο δίοδοι έχουν αντίθετη φορά. Έτσι λοιπόν, εκεί πού είχαμε θετική έξοδο, έχομε τώρα άρνητική και αντίστροφως.

Τό σπουδαιότερο πλεονέκτημα τών άνορθωτών άκρίβειας είναι ότι ή άνορθωση πού έπιτυγχάνεται, προσεγγίζει τήν ιδανική (ιδανικής δίοδου).

Πολλές φορές όμως, έχομε νά άνορθώσομε σήματα πλάτους μικρότερου του έ- νός βόλτ. Για τό λόγο αυτό, καταφεύγομε στόν άνορθωτή άκρίβειας και όχι στόν ά- νορθωτή δίοδου. Άς ύποθέσομε π.χ. ότι έχομε ένα παλμό, πλάτους μικρότερου του έ- νός βόλτ στόν είσοδο.

Ό άνορθωτής άκρίβειας μπορεί νά χρησιμοποιηθεί σέ συνδυασμό με ένα RC κύκλωμα μορφοποιήσεως, όπως δείχνει τό σχήμα 7.3ε.

Η έξοδος του κυκλώματος αυτού άποτελείται από άρνητικές αιχμές. Για νά έχο- με θετικές κυματο - αιχμές στόν έξοδο, θά πρέπει νά χρησιμοποιήσομε ένα από τους άνορθωτές άκρίβειας του σχήματος 7.3γ, σέ συνδυασμό με τό κύκλωμα RC.



Σχ. 7.3ε.

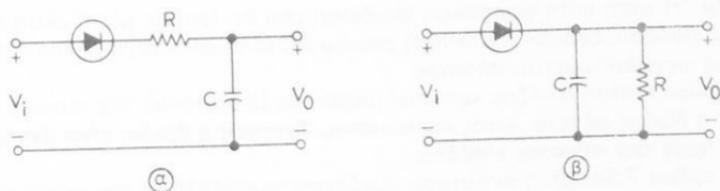
Βελτιωμένο κύκλωμα παραγωγής αρνητικών αιχμών, το οποίο χρησιμοποιεί άνορθωτή άκριβείας.

Όταν $\tau \gg RC$, τότε η τάση V_1 περιέχει θετικές και αρνητικές αιχμές. Ο άνορθωτης άκριβείας στην περίπτωση αυτή περιορίζει τις θετικές αιχμές και αφήνει τις αρνητικές να περάσουν.

Τό πλάτος των αρνητικών αιχμών εξαρτάται από την απολαβή, ή οποία ρυθμίζεται από τις αντιστάσεις R_f και R_1 .

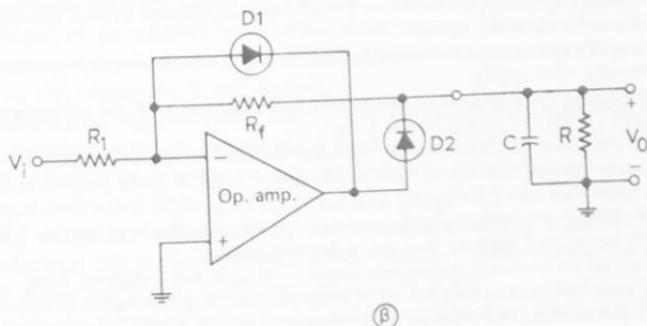
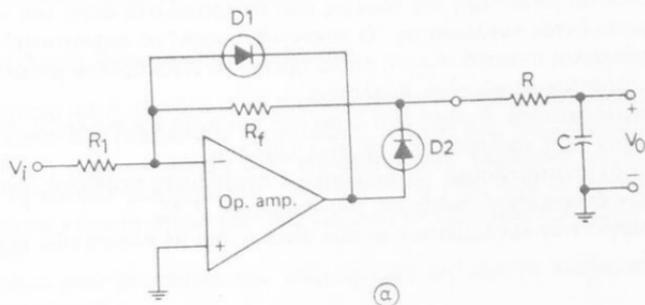
Γ. Κυκλώματα άνηχνεύσεως της κορυφής και της μέσης τιμής κυματομορφών.

Σέ πολλές περιπτώσεις, θέλομε νά γνωρίζομε τήν τιμή κορυφής ή τή μέση τιμή ενός χρονικά μεταβαλλόμενου σήματος. Άν τό σήμα είναι αρκετά μεγάλο, μπορούμε νά χρησιμοποιήσομε τά απλά κυκλώματα των διόδων του σχήματος 7.3στ. Άν



Σχ. 7.30α.

Κυκλώματα άνιχνεύσεως με διόδους: α) Κύκλωμα άνιχνεύσεως τής μέσης τιμής του σήματος εισόδου. β) Κύκλωμα άνιχνεύσεως τής τιμής κορυφής τής τάσεως εισόδου.



Σχ. 7.31.

Κυκλώματα άνιχνευτών με άνορθωτές άκριβείας: α) Άνιχνευτής μέσης τιμής του σήματος εισόδου. β) Άνιχνευτής τής τιμής κορυφής του σήματος εξόδου.

Όμως είναι μικρό, τότε θά πρέπει νά χρησιμοποιήσομε τά κυκλώματα τών άνορθωτών άκριβείας του σχήματος 7.31ζ.

Άρχικά μελετοῦμε τό κύκλωμα του σχήματος 7.31α), στο όποιο ὑποθέτομε ότι ό πυκνωτής είναι άρχικά άφόρτιστος. Όταν ή εισοδος είναι θετική, ή διόδος πολώνεται όρθά καί συνεπώς άγει.

Ό πυκνωτής φορτίζεται σέ κάποια τάση, ή όποία είναι μικρότερη τής τάσεως

είσοδου. Η τάση αυτή φορτίσεως αποδεικνύεται ότι ίσους με τη μέση τιμή της τάσεως εισόδου, έφ'όσον η σταθερή χρόνου RC είναι πολύ μεγαλύτερη της περιόδου του μεταβαλλόμενου σήματος.

Αν τώρα η τάση εισόδου καταστεί μικρότερη (ή άρνητική) της τάσεως του πυκνωτή, η διάδοος φέρεται εκτός κυκλώματος. **Συμπεώς η έξοδος είναι ανάλογη της μέσης τιμής του σήματος εισόδου.**

Στό σχήμα 7.3α(β), η αντίσταση συνδέεται παράλληλα με τον πυκνωτή και το κύκλωμα ένεργεί σαν άνιχνευτής της τάσεως κορυφής. Ο πυκνωτής θεωρείται αρχικά άφορτιστος. Όταν η είσοδος γίνεται θετική, η διάδοος άγει και ο πυκνωτής φορτίζεται γρήγορα, διά μέσου της μικρής αντίστασεως που παρεμβάλλει η όρθά πολωμένη διάδοος. Η τάση έξοδου άκολουθεί τότε την τάση εισόδου. Όταν η τάση εισόδου καταστεί μικρότερη της τάσεως που έπικρατεί στα άκρα του πυκνωτή, η διάδοος φέρεται εκτός κυκλώματος. Ο πυκνωτής μπορεί να έκφορτιστεί κάπως μέσω της παράλληλης αντίστασεως, η όποια πρέπει να είναι αρκετά μεγάλη, ώστε το ποσοστό έκφορτίσεως να είναι άμελητέο.

Στήν πραγματικότητα, η τάση στα άκρα του πυκνωτή και συμπεώς, η έξοδος, άκολουθούν την τιμή κορυφής της τάσεως εισόδου.

Αν τώρα αντικαταστήσουμε τις διόδους με άνορθωτές άκριβείας, έχομε τα κυκλώματα των άνιχνευτών άκριβείας του σχήματος 7.3ζ.

Η λειτουργία των κυκλωμάτων αυτών είναι η ίδια με εκείνη των κυκλωμάτων με διόδους.

Έρωτήσεις.

1. Τι δουλειά κάνουν τα κυκλώματα φαλιδισμού;
2. Ποιά η σημασία της τάσεως άναφοράς σε ένα κύκλωμα φαλιδισμού θετικού μέρους μιάς κυματομορφής, ως προς την τάση έξοδου;
3. Τι έξοδο δίνει ένα κύκλωμα φαλιδισμού θετικού ή άρνητικού μέρους μιάς κυματομορφής, όταν η τάση άναφοράς είναι μηδέν;
4. Ποιά η λειτουργία του κυκλώματος φαλιδισμού του σχήματος 7.1θ; Να μελετήσετε τη λειτουργία, ως προς τό πότε οι διόδοι άγουν ή όχι.
5. Τι διαφορά υπάρχει στη λειτουργία των κυκλωμάτων φαλιδισμού των σχημάτων 7.1θ και 7.1ι;
6. Πώς λειτουργεί το κύκλωμα φαλιδισμού του σχήματος 7.1ια; Τι έξοδο δίνει, αν οι τάσεις άναφοράς είναι ίσες;
7. Τι διαφορά υπάρχει στη λειτουργία των κυκλωμάτων φαλιδισμού των σχημάτων 7.1ια και 7.1ιβ;
8. Τι είναι τα κυκλώματα καθήλωσης και τί δουλειά κάνουν;
9. Πώς λειτουργεί τό κύκλωμα παραγωγής κυματο - αίχμων του σχήματος 7.3α;
10. Τι είναι ο άνορθωτής άκριβείας και σε τί διαφέρει από τό συνηθισμένο άνορθωτή διάοδο;
11. Ποιές είναι οι συνηθές που υπαγαρεύουν την προτίμηση του άνορθωτή άκριβείας και όχι του άνορθωτή διάοδο;
12. Έξηγήστε τη λειτουργία του κυκλώματος άνιχνεύσεως της τιμής κορυφής της τάσεως εισόδου.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΟΓΔΩΟ

ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΚΑΙ ΑΠΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΠΛΑΤΟΥΣ - AM

8.1 Γενικές αρχές διαμορφώσεως πλάτους.

Στήν έννοια αυτή, εξετάζουμε τις βασικές αρχές της διαμορφώσεως ενός σήματος κατά πλάτος AM (Amplitude Modulation). Μέ τον όρο διαμόρφωση, εννοούμε τη μεταβολή ή διαφοροποίηση μιᾶς κυματομορφής, σύμφωνα με κάποια άλλη. Έτσι, για να κάνουμε διαμόρφωση, απαιτούνται οι εξής δύο κυματομορφές:

α) Τό φέρον κύμα (ή σήμα) (carrier), δηλαδή τό κύμα πού πρόκειται να ὑποστεί διαμόρφωση.

β) Τό σήμα πού μεταφέρει τήν πληροφορία, δηλαδή τό διαμορφώνον σήμα (modulating signal).

Όπως ξέρομε, για να μεταδοθεῖ κάποιο σήμα, π.χ. μουσική ἢ φωνή με μορφή ἢ-λεκτρομαγνητικοῦ κύματος μέσω του ἀέρα, ὑφίσταται μεγάλη ἀπόσβεση καί συνεπώς δέν μπορεί να μεταδοθεῖ σε μεγάλες ἀποστάσεις. Παρεμβάλλονται ἐπίσης ἰσχυρά παράσιτα (θόρυβοι), τά ὁποῖα ἔχουν σάν ἀποτέλεσμα τήν πλήρη ἀλλοίωση του σήματος τῆς μουσικῆς ἢ τῆς φωνῆς.

Γιά να ἀποφύγομε τις δυσκολίες αυτές, καταφεύγομε στή διαμόρφωση του σήματος. Στή διαμόρφωση, τό φέρον κύμα εἶναι σε περιοχές ὑψηλῶν συχνοτήτων, ὥστε να ἐπιτυγχάνεται ἡ διάδοσή του σε μεγάλες ἀποστάσεις.

Ἡ διαμόρφωση κατά πλάτος συνίσταται στή μεταβολή του πλάτους του φέροντος κύματος, σύμφωνα με τό πλάτος του διαμορφώνοντος σήματος.

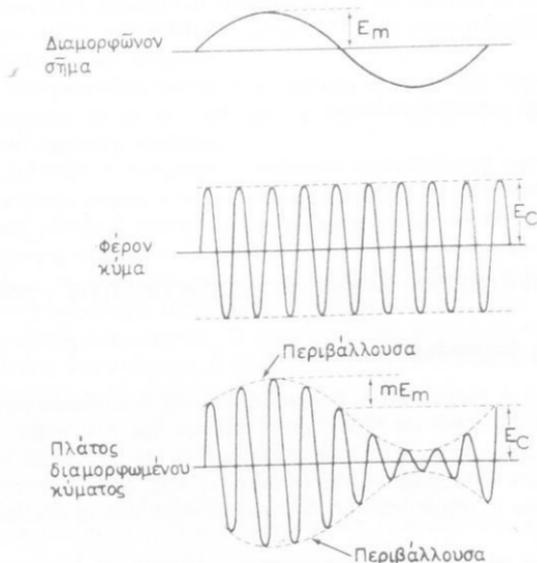
Τό ἀποτέλεσμα τῆς διαμορφώσεως κατά πλάτος - AM - εἶναι ἕνα διαμορφωμένο κύμα, ὅπως αὐτό πού φαίνεται στό σχῆμα 8.1α.

Γιά εὐκολία, ὑποθέτομε ὅτι τό διαμορφώνον σήμα εἶναι ἡμιτονοειδές καί ἔχει πλάτος E_m . Τό φέρον κύμα ἔχει πολύ μεγάλη συχνότητα f_c συγκριτικά με τή συχνότητα f_m του διαμορφώνοντος σήματος, δηλαδή $f_c \gg f_m$.

Τό πλάτος του φέροντος κύματος συμβολίζεται με E_c .

Τό διαμορφωμένο κύμα AM ἔχει συχνότητα ἴση με τή συχνότητα του φέροντος κύματος καί πλάτος, του ὁποῖου ἡ περιβάλλουσα ἀκολουθεῖ τό πλάτος του διαμορφώνοντος σήματος.

Γιά να δοῦμε τήν τάξη μεγέθους τῶν συχνοτήτων στή διαμόρφωση πλάτους, ἀναφέρομε ὅτι ἡ συχνότητα του φέροντος ἑνός συνηθισμένου ραδιοφωνικοῦ κύματος βρίσκεται συνηθῶς μεταξύ μερικῶν ἑκατοντάδων kHz καί μερικῶν δεκάδων MHz, ἐνῶ ἡ συχνότητα του διαμορφώνοντος σήματος εἶναι μικρότερη τῶν 10 kHz, δηλαδή του εὐρους ζώνης πού ἀπαιτεῖ ἡ ὁμιλία ἢ ἡ μουσική.



Σχ. 8.1α.

Κυματομορφές που δείχνουν τις συνιστώσες ενός κύματος διαμορφωμένου κατά πλάτος (AM).

Τό σχήμα 8.1α δείχνει τόν τρόπο, μέ τόν όποιο έπιτυγχάνεται ή διαμόρφωση πλάτους.

Γιά νά κάνομε τή μαθηματική άνάλυση ένός κατά πλάτος διαμορφωμένου κύματος, όρίζομε προηγουμένως τά παρακάτω μεγέθη:

$$\begin{aligned} \text{Στιγμιαία τάση} \\ \text{διαμορφώνοντος σήματος} &= E_m \text{ συν}2\pi f_m t \end{aligned} \quad (8.1.1)$$

$$\begin{aligned} \text{Στιγμιαία τάση} \\ \text{φέροντος κύματος} &= E_c \text{ συν}2\pi f_c t \end{aligned} \quad (8.1.2)$$

$$\begin{aligned} \text{Διαμορφωμένο κύμα} \\ \text{(στιγμιαία τάση} \\ \text{διαμορφωμένου κύματος - AM)} &= E_c (1 + m \text{ συν}2\pi f_m t) \text{ συν}2\pi f_c t \end{aligned} \quad (8.1.3)$$

όπου m ό συντελεστής διαμορφώσεως, ό όποιος έκφράζεται ως πηλίκο τής τάσεως κορυφής τοῦ διαμορφώνοντος σήματος διά τής τάσεως κορυφής τοῦ φέροντος κύματος.

Δηλαδή:

$$m = \frac{E_m}{E_c} \quad (8.1.4)$$

Όπως φαίνεται από τή σχέση (8.1.3) τό διαμορφωμένο κύμα έχει πλάτος $E_c (1 + m \text{ συν}2\pi f_m t)$. Τό πλάτος αυτό μεταβάλλεται σάν συνάρτηση τοῦ 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:

$$AM \text{ κύμα} = E_c \sin 2\pi f_c t + E_c m \sin 2\pi f_m t \sin 2\pi f_c t$$

Ο τελευταίος όρος, ως γινόμενο δύο συνημιτόνων, μπορεί να αναλυθεί σε δύο προσθετούς, με βάση την παρακάτω ταυτότητα:

$$\sin a \sin b = \frac{1}{2} \sin (a + b) + \frac{1}{2} \sin (a - b)$$

Συνεπώς:

$$AM \text{ κύμα} = E_c \sin 2\pi f_c t + \frac{m E_c}{2} \sin 2\pi (f_c + f_m) t + \frac{m E_c}{2} \sin 2\pi (f_c - f_m) t \quad (8.1.5)$$

Από τη σχέση αυτή, βλέπουμε ότι **ένα διαμορφωμένο κατά πλάτος AM κύμα αποτελείται από τρεις συνιστώσες ή άλλως τρία συνιστώμενα 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 $\frac{m E_c}{2}$ 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 $\frac{m E_c}{2}$ και συχνότητα ίση με τη διαφορά των συχνοτήτων φέροντος και διαμορφώνοντος, δηλαδή $(f_c - f_m)$.

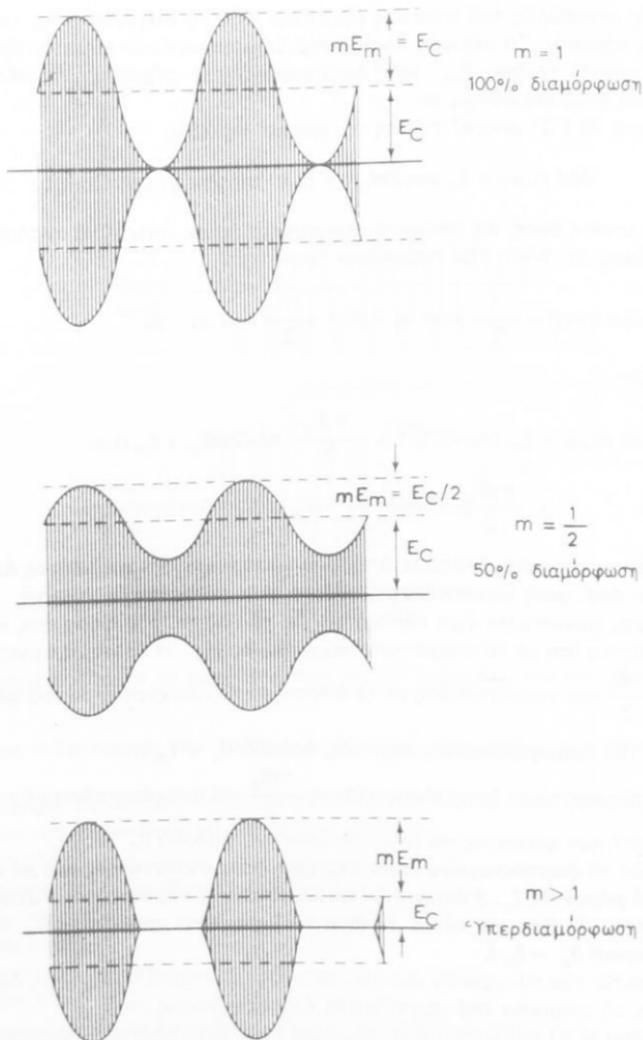
Συνεπώς **το διαμορφωμένο κύμα περιέχει τρεις συνιστώσες, μία με συχνότητα ίση με του φέροντος f_c , η οποία λέγεται και κεντρική συχνότητα και δύο πλευρικές συνιστώσες, την άνω και κάτω. Η άνω πλευρική έχει συχνότητα $(f_c + f_m)$ και η κάτω πλευρική $(f_c - f_m)$.**

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).



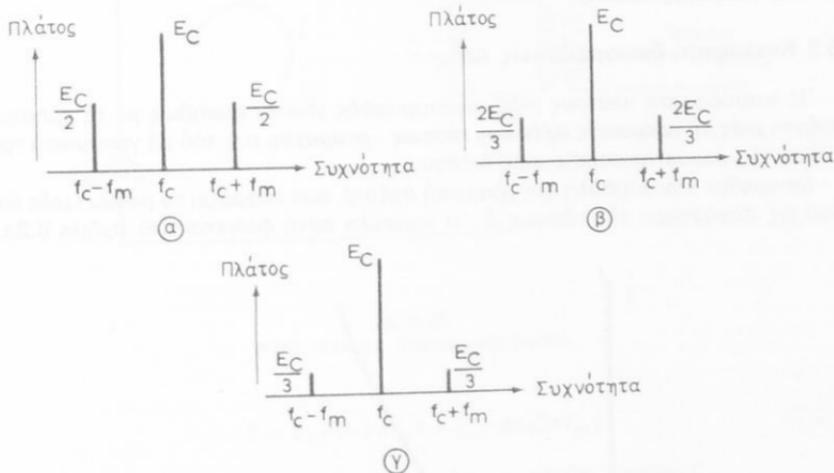
Σχ. 8.1β.

Κυματομορφή διαμορφωμένη κατά πλάτος (AM) με διαφορετικό συντελεστή διαμορφώσεως m .

Αν τό κύμα έχει υποστεί τή μέγιστη έπιτρεπτή διαμόρφωση ($m = 1$), τότε ή σχέση (8.1.5) δίνει ως τάση κορυφής γιά κάθε πλευρική συνιστώσα, τό μισό τής τάσεως κορυφής τής συνιστώσας του φέροντος.

Στό σχήμα 8.1γ φαίνονται τὰ πλάτη τῶν διαφόρων συνιστωσῶν ἑνὸς διαμορφωμένου κύματος γιὰ διάφορους συντελεστὲς διαμορφώσεως.

Ὅταν $m = 1$, τὸ μισό τῆς ὀλικῆς ἰσχύος τοῦ διαμορφωμένου κύματος AM μεταφέρεται ἀπὸ τὴν κεντρικὴ συνιστώσα καὶ τὸ ἓνα τέταρτο αὐτῆς ἀπὸ καθεμιὰ τῶν πλευρικῶν συνιστωσῶν.



Σχ. 8.1γ.

Πλάτη τῶν συνιστωσῶν ἑνὸς διαμορφωμένου κατὰ πλάτος (AM) κύματος, ποῦ ἔχει ὑποστεί διαμόρφωση μὲ διαφορετικὸ m : α) $m = 1$. β) $m = 0,65$. γ) $m = 0,33$.

Ὑπενθυμίζουμε, ὅτι ἡ μεταφερόμενη ἰσχύς εἶναι ἀνάλογη τοῦ τετραγώνου τοῦ πλάτους τῆς τάσεως.

Οἱ δύο πλευρικές συνιστώσες περιέχουν ἐξίσου τὸ ἴδιο σῆμα – πληροφορίας, ἐνῶ ἡ συνιστώσα τοῦ φέροντος δὲν περιέχει σῆμα – πληροφορίας, δηλαδή δὲν περιέχει διαμορφῶνον σῆμα.

Ἔτσι λοιπὸν, μπορούμε νὰ ποῦμε, ὅτι στὸ ἓνα τέταρτο τῆς ὀλικῆς ἰσχύος ἑνὸς πλήρως διαμορφωμένου κύματος AM περιέχεται ἡ ἀπαραίτητη πληροφορία.

Σημείωση.

Στὴ συνέχεια, πολλές φορές ἀντὶ γιὰ τὸν ὄρο φέρον κύμα, θὰ χρησιμοποιοῦμε τὴ λέξη **φέρων** καὶ ἀντὶ τοῦ ὄρου διαμορφῶνον σῆμα, τὴ λέξη **σῆμα**. Ἐπίσης, ἀντὶ τοῦ ὄρου διαμορφῶμένο σῆμα θὰ χρησιμοποιεῖται ὁ ὄρος διαμορφῶμένο **κύμα**.

Γιὰ νὰ κάνουμε οἰκονομία στὴν ἐκπεμπόμενη ἐνέργεια, μπορούμε νὰ χρησιμοποιήσουμε διάφορα συστήματα ἐκπομπῆς. Στὸ σύστημα π.χ. καταργήσεως (ἀποκοπῆς) τῆς συνιστώσας τοῦ φέροντος κύματος (suppressed carrier), μπορούμε νὰ ἔχουμε οἰκονομία 50% σὲ ἐκπεμπόμενη ἰσχύ, γιὰ τὸ παράδειγμά μας διαμορφώσεως μὲ μία συχνότητα. Στὴν περίπτωση αὐτῆ, ἐκπέμπονται οἱ δύο πλευρικές συνιστώσες καὶ κάθε μία μεταφέρει 25% τῆς ὀλικῆς ἰσχύος.

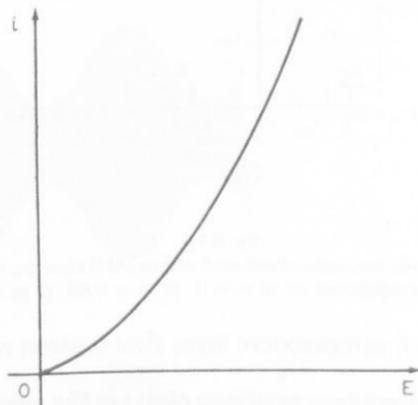
Στό σύστημα μιᾶς πλευρικής ζώνης (single - sideband, SSB) ἐκπέμπεται ἡ μία μόνο πλευρική ζώνη (μία συνιστώσα στήν περίπτωσή μας), ἐνῶ ἡ φέρουσα καί ἡ ἄλλη πλευρική ἀπομονώνονται.

Παρά τό γεγονός ὅμως ὅτι τά συστήματα αὐτά παρουσιάζουν εὐκολία ὡς πρός τή λειτουργία τους, οἰκονομία ἰσχύος καί καλή ἐκμετάλλευση τοῦ φάσματος συχνοτήτων, ἡ ἀνίχνευση (ἀποδιαμόρφωση) τῶν ἐκπεπομένων σημάτων τους ἀπαιτεῖ πολύπλοκους δέκτες.

8.2 Κυκλώματα διαμορφώσεως AM.

Ἡ διαμόρφωση πλάτους μιᾶς κυματομορφῆς γίνεται συνήθως μέ τή χρησιμοποίηση **μιᾶς μὴ γραμμικῆς σχέσεως τάσεως - ρεύματος**, π.χ. τοῦ μὴ γραμμικοῦ τμήματος τῆς χαρακτηριστικῆς μιᾶς διόδου.

Θεωροῦμε τήν καμπύλη (μὴ γραμμική σχέση), πού ἐκφράζει τό ρεῦμα i μιᾶς διόδου ὡς συνάρτηση τῆς τάσεως E . Ἡ καμπύλη αὐτή φαίνεται στό σχῆμα 8.2α.



Σχ. 8.2α.

Ἡ χαρακτηριστική καμπύλη μιᾶς διόδου, μὴ γραμμική σχέση, ρεύματος - τάσεως.

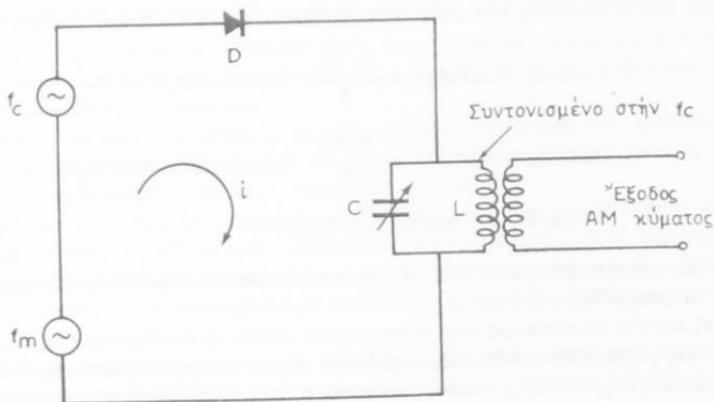
Στό σχῆμα 8.2β φαίνεται ἕνα ἀπλό κύκλωμα διαμορφωτῆ μέ δίοδο.

Τήν καμπύλη τῆς διόδου, μπορούμε νά τήν προσεγγίσουμε ὡς ἄθροισμα μιᾶς εὐθείας γραμμῆς καί μιᾶς παραβολῆς. Δηλαδή μπορούμε μέ προσέγγιση νά γράψουμε:

$$i = a_1 E + a_2 E^2 \quad (8.2.1)$$

ὅπου a_1 καί a_2 σταθερές.

Στό σχῆμα 8.2β, ἔχουμε δύο τάσεις, πού ἐφαρμόζονται στή δίοδο καί στό κύκλωμα φορτίου. Ἡ μία τάση εἶναι τοῦ φέροντος μέ συχνότητα f_c καί ἡ ἄλλη τοῦ σήματος μέ συχνότητα f_m . Ἄν δεχθοῦμε ὅτι οἱ δύο αὐτές τάσεις εἶναι συννημιτονοειδεῖς, τότε ἡ ὅλική τάση E μπορεῖ νά γραφεῖ ὡς ἄθροισμα τῶν τάσεων αὐτῶν:



Σχ. 8.2β.

Άπλο κύκλωμα διαμορφωτή διόδου.

$$E = E_c \text{ συν} 2\pi f_c t + E_m \text{ συν} 2\pi f_m t \quad (8.2.2)$$

Για τά πλάτη και τις συχνότητες τῶν τάσεων αὐτῶν, ἰσχύουν:

$$E_m < E_c \quad \text{καί} \quad f_m \ll f_c.$$

Ἀντικαθιστοῦμε τὴν (8.2.2) στὴν (8.2.1) καὶ ἔχομε:

$$\begin{aligned} i = & a_1 E_c \text{ συν} 2\pi f_c t + a_1 E_m \text{ συν} 2\pi f_m t + \\ & + a_2 E_c^2 \text{ συν}^2 2\pi f_c t + a_2 E_m^2 \text{ συν}^2 2\pi f_m t + \\ & + 2a_2 E_c E_m \text{ συν} 2\pi f_m t \text{ συν} 2\pi f_c t \end{aligned} \quad (8.2.3)$$

Μέ βάση τὴν τριγωνομετρικὴ ταυτότητα:

$$\text{συν}^2 a = \frac{1}{2} \text{συν} 2a + \frac{1}{2}$$

ὁ τρίτος καὶ τέταρτος προσθετέος τῆς (8.2.3) γράφονται ἀντίστοιχα:

$$\begin{aligned} a_2 E_c^2 \text{ συν}^2 2\pi f_c t + & = \frac{a_2 E_c^2}{2} \left[\text{συν} 2\pi (2f_c) t + \frac{1}{2} \right] \\ a_2 E_c^2 \text{ συν}^2 2\pi f_m t + & = \frac{a_2 E_m^2}{2} \left[\text{συν} 2\pi (2f_m) t + \frac{1}{2} \right] \end{aligned}$$

Οἱ προσθετέοι αὐτοὶ ἔχουν διπλασιασμένες συχνότητες ($2f_c$) καὶ ($2f_m$) καί, γιὰ τὸ λόγο αὐτό, λέγονται καὶ ἁρμονικὲς δεύτερης τάξεως.

Με τήν ανάλυση αυτή τῶν δύο προσθετέων, ἡ σχέση (8.2.3) γράφεται:

$$i = \alpha_1 E_c \sin 2\pi f_c t + \frac{\alpha_2 E_c^2}{2} \left[\sin 2\pi (2f_c) t + \frac{1}{2} \right] + \\ + \alpha_1 E_m \sin 2\pi f_m t + \frac{\alpha_2 E_m^2}{2} \left[\sin 2\pi (2f_m) t + \frac{1}{2} \right] + \\ + 2\alpha_2 E_c E_m \sin 2\pi f_m t \sin 2\pi f_c t \quad (8.2.4)$$

Τό ρεῦμα αὐτό περνᾷ μέσα ἀπό τό συντονιζόμενο κύκλωμα τό ὁποῖο ἔχει συντονισθεῖ στή συχνότητα f_c .

Ἐπειδή λοιπόν τό κύκλωμα ἔχει συντονισθεῖ, ὥστε νά ἀναδεικνύει τή συχνότητα f_c καί τίς γύρω ἀπό αὐτήν, συμπεραίνομε ὅτι οἱ τάσεις στίς ἀπομακρυσμένες συχνότητες $2f_c$, f_m καί $2f_m$, καθῶς καί στούς ὅρους τῶν συνεχῶν συνιστωσῶν

(dc), $\frac{\alpha_2 E_c^2}{4}$ καί $\frac{\alpha_2 E_m^2}{4}$ εἶναι ἀμελητέες. Γιατί, ὅπως γνωρίζομε, τό συντονιζόμενο κύκλωμα μέ τά L , C παράλληλα, παρουσιάζει τή μέγιστη σύνθετη ἀντίσταση R_p μόνο γύρω ἀπό τήν f_c .

Συνεπῶς, μόνο ὁ πρῶτος καί τελευταῖος προσθετέος θά δημιουργήσουν ὑπολογίσιμες τάσεις στά ἄκρα τοῦ συντονισμένου κυκλώματος. Ἐτσι, τό κύκλωμα αὐτό ἐνεργεῖ σάν φίλτρο ἀποκοπῆς στίς συχνότητες πού δέν ἐπιθυμοῦμε νά περάσουν στήν ἐξοδὸ τοῦ διαμορφωτῆ.

Συνεπῶς, ἡ ἐνεργὸς τάση ἐξόδου θά εἶναι μέ προσέγγιση:

$$E = \alpha_1 R_p E_c \sin 2\pi f_c t + 2\alpha_2 R_p E_m E_c \sin 2\pi f_m t \sin 2\pi f_c t \quad (8.2.5)$$

ὅπου R_p εἶναι ἡ σύνθετη ἀντίσταση τοῦ κυκλώματος γύρω ἀπό τή συχνότητα συντονισμοῦ f_c .

Ὁ τελευταῖος ὅρος τῆς σχέσεως αὐτῆς περιέχει τό γινόμενο δύο παραγόντων πού εἶναι συνάρτηση τῶν διαφορετικῶν συχνότητων f_m καί f_c . **Ἡ ὑπαρξη τοῦ ὅρου αὐτοῦ ἀποτελεῖ καί τήν ἀναγκαῖα προϋπόθεση δημιουργίας ἐνός κύματος διαμορφωμένου κατὰ πλάτος — AM.**

Ἡ ἐξίσωση (8.2.5) μπορεῖ νά γραφεῖ καί ὡς ἐξῆς:

$$E = \alpha_1 R_p E_c \left(1 + \frac{2\alpha_2}{\alpha_1} E_m \sin 2\pi f_m t \right) \sin 2\pi f_c t \quad (8.2.6)$$

Ἡ σχέση αὐτή ἔχει τήν ἴδια μορφή μέ τή σχέση (8.1.3), ἡ ὁποία, ἀναλυόμενη, καταλήγει στήν (8.1.5).

Ἡ μέθοδος αὐτή διαμορφώσεως ἐνός κύματος κατὰ πλάτος, εἶναι γνωστή ὡς διαμόρφωση μικροῦ σήματος ἢ χαμηλῆς ἰσχύος καί χρησιμοποιεῖται μόνο στίς περιπτώσεις τῶν σημάτων αὐτῶν.

Σύστημα διαμορφώσεως AM μιᾶς πλευρικῆς ζώνης.

Ὅπως εἶδαμε προηγουμένως, ἓνα σημαντικό μέρος τῆς ἐκπεμπόμενης ἰσχύος

περιέχεται στην κεντρική συνιστώσα, ή όποια άλλωστε δέν μεταφέρει καί καμιά πληροφορία. Γιά νά κάνομε οικονομία στην έκπεμπόμενη ισχύ, μπορούμε νά χρησιμοποιήσομε κατάλληλα συστήματα διαμορφώσεως, τά όποια επιφέρουν κατάργηση τής κεντρικής συνιστώσας.

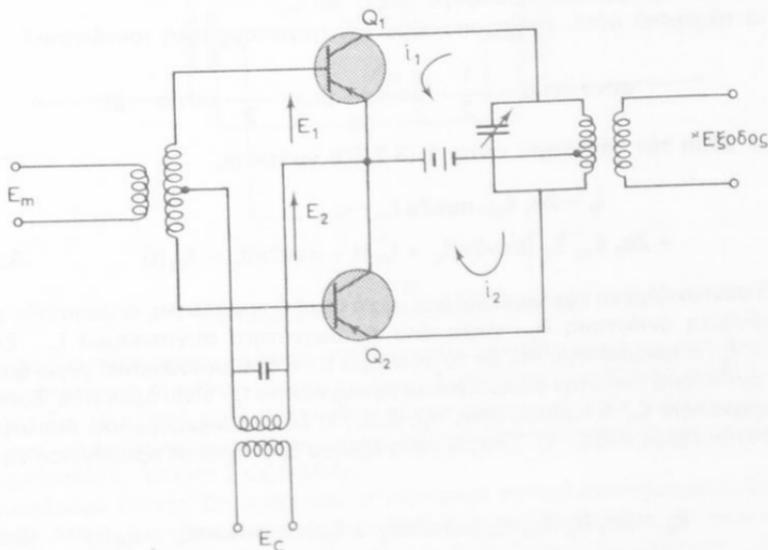
Επειδή καί οι δύο πλευρικές ζώνες θεωρούνται πανομοιότυπες από άποφews μεταφορᾶς πληροφορίας, μπορούμε νά έχομε ακόμη μεγαλύτερη οικονομία σέ Ι-σχύ, μέ τήν κατάργηση μιᾶς τών πλευρικών ζωνών.

Ένα τέτοιο σύστημα διαμορφώσεως AM μιᾶς μόνο πλευρικής ζώνης, φέρεται επίσης μέ τό ὄνομα SSB (single - sideband). Μέ τό σύστημα αυτό επιτυγχάνεται οικονομία σέ Ισχύ, ἄριστη ἐκμετάλλευση τοῦ παρεχόμενου φάσματος τών συχνοτήτων καί ἀποφυγή τής παρεμβολῆς στό δέκτη μας κυμάτων διαφορετικῶν σταθμῶν.

Γιά τή λήψη ἑνός τέτοιου κύματος, θά πρέπει νά ἀναπαράγομε στό δέκτη μας τό φέρον καί μάλιστα ἐπακριβῶς σέ ὄ,τι ἀφορᾶ συχνότητα. Πρέπει δηλαδή ἡ συχνότητα τοῦ φέροντος, πού ἀναπαράγομε στό δέκτη μας, νά εἶναι ἴση μέ τή συχνότητα τοῦ φέροντος, πού ὑφίσταται τή διαμόρφωση, μέ μικρή ἴσως διαφορά μέχρι 20 Hz.

Αν ἡ διαφορά συχνοτήτων Δf τῶν δύο αὐτῶν φερόντων εἶναι μεγάλη, τότε ἐπέρχεται ὀλίσηση τῶν συχνοτήτων ὄλων τῶν σημάτων κατά Δf καί ἔτσι εἰσάγεται παραμόρφωση.

Γιά νά παράγομε ἕνα κύμα AM μέ μία μόνο πλευρική ζώνη, πρέπει πρῶτα νά παράγομε ἕνα κύμα AM χωρίς τήν κεντρική συνιστώσα καί στή συνέχεια νά ἀπομώσωμε τή μία πλευρική ζώνη. Γιά τό σκοπό αὐτό χρησιμοποιοῦμε τό κύκλωμα τοῦ **ἰσοσταθμισμένου διαμορφωτῆ** (balanced modulator) τοῦ σχήματος 8.2γ, μέ τό ὄ-



Σχ. 8.2γ.

Κύκλωμα ἰσοσταθμισμένου διαμορφωτῆ.

ποιο επιτυχάνομε κατάργηση τῆς κεντρικῆς συνιστώσας. Τό κύκλωμα αὐτό τοῦ διαμορφωτῆ ἀποτελεῖ συμμετρική διάταξη (τύπου push - pull).

Στό κύκλωμα τοῦ ἰσοσταθμισμένου διαμορφωτῆ ἐφαρμόζεται ἡ ἴδια τάση φέροντος καί στίς δύο εἰσόδους τῶν τρανζίστορ Q_1 καί Q_2 . Μέ τήν κεντρική ὄμως λήψη τοῦ μετασχηματιστῆ εἰσόδου, ἐπιτυγχάνεται ἡ ἐφαρμογή ἴσων καί ἀντιθέτων τάσεων σήματος στίς εἰσόδους τῶν Q_1 καί Q_2 . Ἐπομένως, οἱ τάσεις εἰσόδου E_1 καί E_2 στά Q_1, Q_2 μποροῦν νά γραφοῦν ὡς ἄθροισμα τῶν ἐφαρμοζομένων τάσεων, ὁπότε:

$$E_1 = E_c \text{ συν}2\pi f_c t + E_m \text{ συν}2\pi f_m t \quad (8.2.7)$$

$$E_2 = E_c \text{ συν}2\pi f_c t - E_m \text{ συν}2\pi f_m t \quad (8.2.8)$$

Ἄς θεωρήσομε τώρα ὅτι γιά κάθε ἐπαφή ἐκπομποῦ - βάσεως τῶν τρανζίστορ, ἰσχύει μέ προσέγγιση ἡ παρακάτω μή γραμμική σχέση τάσεως - ρεύματος:

$$i = \alpha_1 E + \alpha_2 E^2 \quad (8.2.9)$$

ὅπου α_1 καί α_2 σταθερές.

Ἡ γενική αὐτή σχέση μπορεῖ νά ἐφαρμοσθεῖ γιά $i = i_1, i_2$ καί $E = E_1, E_2$ ἀντίστοιχα. Τό ρεῦμα ἐξόδου i_0 τοῦ push - pull δίνεται ἀπό τή διαφορά τῶν i_1 καί i_2 . Ἐπομένως θά ἔχομε:

$$i_0 = i_1 - i_2 = 2\alpha_1 E_m \text{ συν}2\pi f_m t + 4\alpha_2 E_m E_c \text{ συν}2\pi f_m t \text{ συν}2\pi f_c t \quad (8.2.10)$$

Τόν τελευταῖο προσθετό μποροῦμε νά ἀναλύσομε σέ δύο ἄλλους, οἱ ὁποῖοι περιέχουν τό ἄθροισμα καί τή διαφορά τῶν f_c καί f_m .

Γιά τό σκοπό αὐτό, χρησιμοποιοῦμε τήν τριγωνομετρική ταυτότητα:

$$\text{συνα συν}\beta = \frac{1}{2} \text{ συν}(a + \beta) + \frac{1}{2} \text{ συν}(a - \beta)$$

Μέ βάση τήν ταυτότητα αὐτή, ἡ (8.2.10) γράφεται:

$$i_0 = 2\alpha_1 E_m \text{ συν}2\pi f_m t + 2\alpha_2 E_m E_c [\text{συν}2\pi(f_c + f_m)t + \text{συν}2\pi(f_c - f_m)t] \quad (8.2.11)$$

Τό συντονιζόμενο κύκλωμα ἐξόδου μέ τά L καί C παράλληλα, παρουσιάζει μεγάλη σύνθετη ἀντίσταση R_p γύρω ἀπό τή συχνότητα συντονισμοῦ f_c . Ἐπειδή $f_m \ll f_c$, συμπεραίνομε ὅτι, ἄν τό κύκλωμα $L - C$ ἔχει συντονισθεῖ γύρω ἀπό τήν f_c , ἡ ἀντίστασή του στήν ἀπομακρυσμένη συχνότητα f_m εἶναι ἀμελητέα. Συναπῶς, στήν συχνότητα f_m ὁ πρῶτος ὅρος τῆς (8.2.11) δέν θά δημιουργήσει ὑπολογίσιμη τάση στήν ἐξοδό τοῦ $L - C$. Ἐτσι, ἡ τάση ἐξόδου E_0 μπορεῖ μέ προσέγγιση νά γραφεῖ:

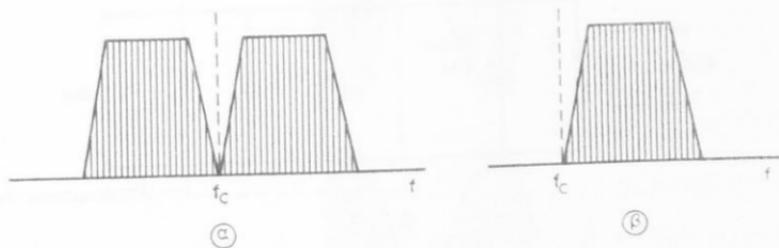
$$E_0 = 2\alpha_2 R_p E_m E_c [\text{συν}2\pi(f_c + f_m)t + \text{συν}2\pi(f_c - f_m)t] \quad (8.2.12)$$

Ἀπό τήν τελευταία αὐτή σχέση, βλέπομε ὅτι **πετύχαμε τήν παραγωγή ἑνός κύ-**

ματος AM, στο οποίο έχει καταργηθεί η κεντρική συνιστώσα και τό οποίο περιέχει μόνο τις δύο πλευρικές ζώνες.

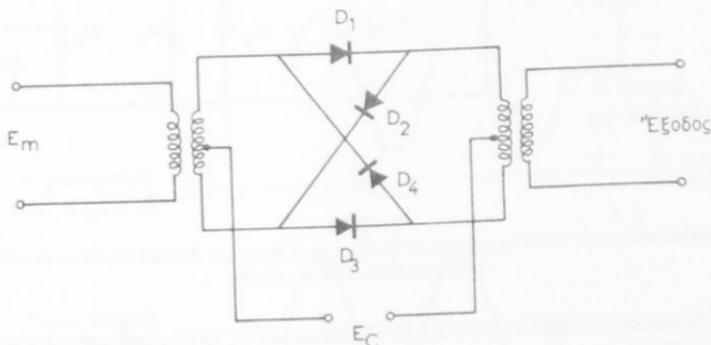
Θά μπορούσαμε νά δώσουμε τή σχηματική παράσταση τῶν δύο αὐτῶν πλευρικών ζωνῶν, οἱ ὁποῖες προέρχονται ἀπό τή διαμόρφωση μέ ἕνα σῆμα, π.χ. μορφῆς ἰσοσκελοῦς τραπεζίου. Στό σχῆμα 8.26 φαίνονται οἱ δύο αὐτές πλευρικές ζώνες, καθώς καί ἡ ἐναπομένουσα μετά τήν ἀποκοπή τῆς μιᾶς ἀπό τό φίλτρο ἀκριβείας.

Γιά νά ἀπομονώσουμε τώρα τή μία πλευρική ζώνη, χρησιμοποιοῦμε μετά τήν ἐξοδό τοῦ διαμορφωτῆ, ἕνα φίλτρο διελεύσεως περιοχῆς.



Σχ. 8.26.

α) Σχηματική παράσταση πλευρικών ζωνῶν, ὕστερα ἀπό διαμόρφωση AM μέ σῆμα μορφῆς ἰσοσκελοῦς τραπεζίου. β) Ἡ ἐναπομένουσα ἀνω πλευρική ζώνη, μετά τήν ἀποκοπή τῆς κάτω πλευρικής.



Σχ. 8.2ε.

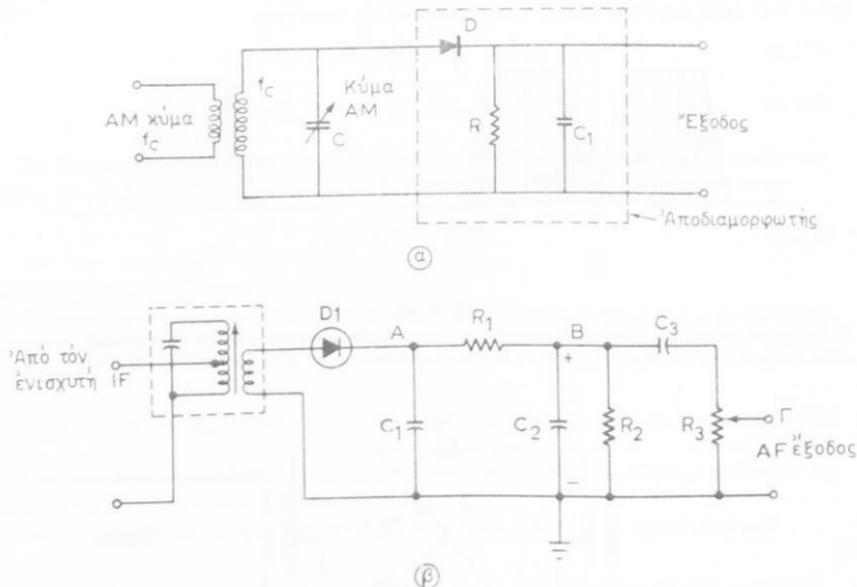
Ἴσοσταθμισμένος διαμορφωτής μέ διόδους.

Τό φίλτρο αὐτό πρέπει νά παρουσιάζει μεγάλη ἐπιλεκτικότητα συχνότητων, καθόσον καλεῖται νά ἀποκόψει συχνότητες πού διαφέρουν μεταξύ τους κατά $2 f_m \approx 400$ Hz. Γιά τό σκοπό αὐτό, χρησιμοποιοῦνται φίλτρα μέ πιεζοηλεκτρικούς κρυστάλλους, τά ὁποῖα παρουσιάζουν μεγάλο συντελεστή ποιότητας Q καί ἐργάζονται σέ συχνότητες f_c , μεταξύ 2 ὄς 5 MHz.

Ἄναφέρομε ἐπίσης, ὅτι μπορούμε νά πετύχομε τά ἴδια ἀποτελέσματα διαμορφώσεως AM, χωρίς τήν κεντρική συνιστώσα, ἀν χρησιμοποιήσουμε τόν ἰσοσταθμισμένο διαμορφωτή μέ διόδους τοῦ σχήματος 8.2ε. Τέτοιοι διαμορφωτές μέ διόδους χρησιμοποιοῦνται κυρίως στήν τηλεφωνία.

8.3 Κυκλώματα άποδιαμορφώσεως AM.

Στό σχήμα 8.3α φαίνεται ή άρχή (α) καί ένα βασικό κύκλωμα άποδιαμορφώσεως (β). Μέ τά κυκλώματα άποδιαμορφώσεως (φωράσεις), άποκωδικοποιούμε καί συνεπιώς άναπαράγομε τό άρχικό σήμα. Οι παρακάτω άποδιαμορφωτές λέγονται καί άποδιαμορφωτές δίοδου.



Σχ. 8.3α.

α) Άρχή λειτουργίας ενός κυκλώματος άποδιαμορφωτή με δίοδο. β) Βασικό κύκλωμα άποδιαμορφωτή ραδιοφώνου AM με δίοδο.

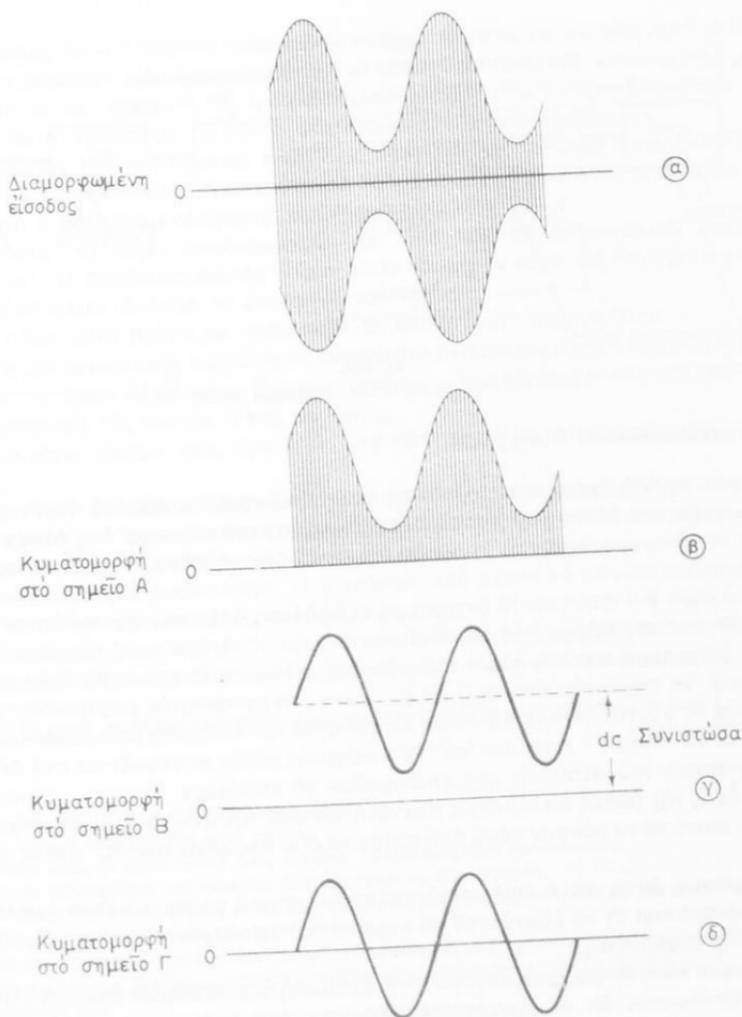
Στό κύκλωμα του σχήματος 8.3α(β) οι πυκνωτές C_1 καί C_2 μαζί μέ την αντίσταση R_1 σχηματίζουν ένα φίλτρο διελεύσεως χαμηλών συχνοτήτων. Τό φίλτρο αυτό άποκόπτει (άπομονώνει) όλα σχεδόν τά σήματα, πού έχουν συχνοτήτες έξω τής περιοχής άκουστικών συχνοτήτων. Ό πυκνωτής C_3 άπομονώνει όποιοσδήποτε συνεχιείς συνιστώσες από την έξοδο. Ό R_3 ρυθμίζει την ένταση τής φωνής στην έξοδο.

Γιά νά καταλάβομε τόν τρόπο λειτουργίας του κυκλώματος αυτού, μελετούμε τής κυματομορφές του σχήματος 8.3β.

Τό διαμορφωμένο κύμα φθάνει στον άποδιαμορφωτή, άφου προηγουμένως έχει ενισχυθεί από τόν ενισχυτή μέσωσν συχνοτήτων IF (Intermediate Frequency). Τό διαμορφωμένο κύμα θεωρείται ότι έχει μία μέση συχνοτήτα 455 kHz.

Τό κύμα αυτό άνορθώνεται από τή δίοδο D_1 καί έτσι ή κυματομορφή στο σημείο A του κυκλώματος 8.3α έχει τή μορφή πού φαίνεται στο σχήμα 8.3β(β).

Τό φίλτρο διελεύσεως χαμηλών συχνοτήτων, πού άποτελούν οι C_1 , C_2 καί R_2 , άπομονώνει τής συνιστώσες πού έχουν ύψηλές συχνοτήτες, όποτε στο σημείο B του



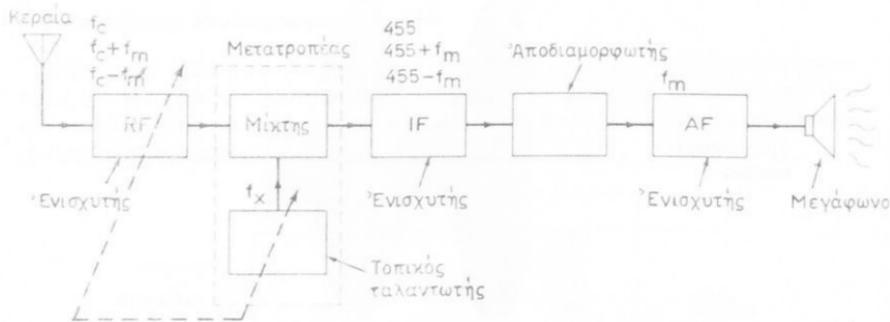
Σχ. 8.3β.

Κυματομορφές στα διάφορα σημεία του άποδιαμορφωτή.

κυκλώματος φθάνει ή κυματομορφή που φαίνεται στο σχήμα 8.3β(γ).

Η κυματομορφή αυτή έχει και συνεχή συνιστώσα, ή όποια απομονώνεται από τον πυκνωτή συζεύξεως C_3 . Έτσι, παίρνουμε 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 υπερετερόδουνου δέκτη AM.

8.4 Ύπερετερόδουνοι 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 υπερετερόδουνος (superheterodyne AM receiver).

Στο διάγραμμα αυτό η λήψη του κύματος γίνεται από μία κατάλληλη κεραία (antenna). Το ηνίο εισόδου μαζί με ένα πυκνωτή μεταβλητής χωρητικότητας, αποτελούν το συντονιζόμενο κύκλωμα εισόδου για τον ένισχυτή ραδιοφωνικών συχνοτήτων RF (Radio - Frequencies). Ο ένισχυτής αυτός συντονίζεται στη φέρουσα συχνότητα του σταθμού που επιθυμούμε να επιλέξουμε.

Το εύρος της ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων από τον ένισχυτή RF είναι αρκετά μεγάλο, ώστε να περάσουν μέσα από αυτόν τα δύο πλευρικά κύματα, καθώς και το φέρον.

Συγχρόνως όμως, και η επιλεκτικότητα του ένισχυτή πρέπει να είναι υψηλή, ώστε να αποκόπει (ή να εξασθενεί) τα κύματα που προέρχονται από σταθμούς με γειτονικές συχνότητες.

Διάφοροι κανονισμοί απαγορεύουν την έκπομπη δύο σταθμών σχετικά γειτονικών αποστάσεων, αν οι συχνότητες φέροντος δεν απέχουν τουλάχιστο κατά 10 kHz.

Ο βασικός ρόλος του ένισχυτή 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 ένδιάμεση (χαμηλότερη) συχνότητα IF (Intermediate - Frequency). Αυτό επιτυγχάνεται με τη βοήθεια του τοπικού ταλαντωτή (local oscillator), ο οποίος συντονίζεται και ταλαντούται σε σταθερή διαφορά συχνότητας από τη συχνότητα του φέροντος.

Τα συντονιζόμενα κυκλώματα στον ένισχυτή RF και στον τοπικό ταλαντωτή, χρησιμοποιούν πυκνωτές προσαρτημένους σε κοινό άξονα, ώστε να συμμαθώνονται, πράγμα που στο σχήμα 8.4, υποδηλώνεται με τα δύο βέλη.

Συνεπώς, όταν ο τοπικός ταλαντωτής ρυθμισθεί έστω και γιά μία φορά στην κατάλληλη διαφορά συχνότητας μεταξύ του έαυτου του και του κέντρου τής ζώνης διελεύσεως του ένισχυτή RF, ή διαφορά αυτή συχνότητων παραμένει ή ίδια, ακόμη και άν συντονίσουμε τό δέκτη στή συχνότητα άλλου σταθμού.

Ή έξοδος του μετατροπέα είναι ένα κύμα AM μέ κεντρική συχνότητα γύρω στους 455 kHz (ένδιάμεση συχνότητα). Τό κύμα αυτό ένισχύεται περαιτέρω στον ένισχυτή ή βαθμίδα ένδιάμεσης συχνότητας.

Κατόπιν, τό κύμα αποδιαμορφώνεται από τον αποδιαμορφωτή (φωρατή) (detector). Ο αποδιαμορφωτής απομονώνει τό φέρον κύμα και παρέχει ως έξοδο τό αρχικό σήμα, δηλαδή τό διαμορφώνον σήμα.

Τό σήμα αυτό βρίσκεται στην περιοχή ακουστικών συχνότητων.

Τό σήμα ακουστικής συχνότητας ένισχύεται περαιτέρω στον ένισχυτή ακουστικών συχνότητων AF (Audio - Frequencies) και τελικά εισάγεται στό μεγάφωνο γιά αναπαραγωγή τής φωνής ή τής μουσικής.

Παρακάτω δίνομε τούς όρισμούς μερικών μεγεθών πού χαρακτηρίζουν ένα δέκτη:

Πιστότητα (fidelity): Ή ικανότητα πού έχει ο δέκτης νά αναπαράγει έπακριβώς τον αρχικό ήχο. "Ενας δέκτης έχει μεγάλη πιστότητα, όσο πιά έπακριβή (πιστή) αναπαραγωγή του ήχου είναι σέ θέση νά κάνει.

Επιλεκτικότητα (selectivity): Ή ικανότητα του δέκτη νά αποκόπτει (απομονώνει) άνεπιθύμητες γειτονικές συχνότητες.

Εύαισθησία (sensitivity): Ή εύαισθησία ενός δέκτη αναφέρεται στην ελάχιστη ένταση του κύματος πού μπορεί νά διεγείρει τό δέκτη και νά οδηγήσει σέ ακρόαση. Ή ένταση αυτή του κύματος εκφράζεται συνήθως σέ mV ανά μέτρο $\left(\frac{\text{mV}}{\text{m}}\right)$.

Έρωτήσεις.

1. Τι έννοούμε μέ τον όρο «διαμόρφωση»;
2. Τι είναι ή διαμόρφωση κατά πλάτος;
3. Ποιές είναι οι συνιστώσες ενός κύματος διαμορφωμένου κατά πλάτος;
4. Ποιές συνιστώσες του κύματος AM μεταφέρουν πληροφορία;
5. Τι μέρος τής όλικης ισχύος μεταφέρει τό φέρον στή διαμόρφωση AM μέ μία μόνο συχνότητα;
6. Πώς λειτουργεί ο αποδιαμορφωτής AM;
7. Νά σχεδιάσετε τό κύκλωμα ενός αποδιαμορφωτή και νά εξηγήσετε τον τρόπο λειτουργίας του.
8. Νά σχεδιάσετε τό κύκλωμα ενός ίσοσταθμισμένου διαμορφωτή και νά εξηγήσετε τον τρόπο λειτουργίας του.
9. Νά σχεδιάσετε τό διάγραμμα ενός ραδιοφωνικού δέκτη AM.
10. Τι πλεονεκτήματα παρουσιάζει τό σύστημα έκπομπής SSB, σέ σύγκριση μέ άλλα συστήματα έκπομπής;

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΝΑΤΟ

ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΚΑΙ ΑΠΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ - FM

Στό 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 άπαλλαγμένο 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 παίρνομε πιστά το αρχικό σήμα.

Τά 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.

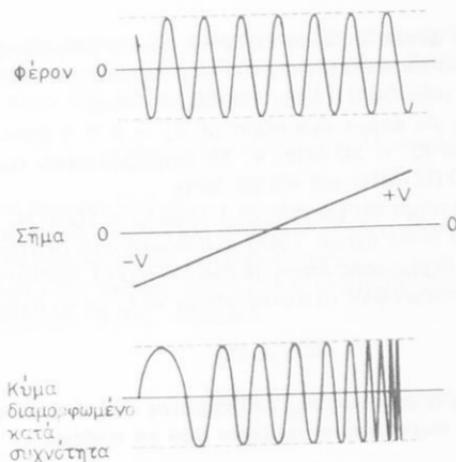
9.1 Βασικές αρχές της διαμορφώσεως συχνότητας.

Στη διαμόρφωση ενός κύματος κατά συχνότητα (FM) ή 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 συχνότητά 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 επιδιώκομε με το σχήμα 9.1.

Όταν το σήμα είναι μηδέν (μέσο της εύθείας), 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 τής διαμορφώσεως συχνότητας.

Άνεπιθύμητα σήματα ή θόρυβοι που μπορούν να μεταβάλλουν το πλάτος του φέροντος δέν αποτελούν κανένα πρόβλημα, καθόσον οι δέκτες FM, για τήν ανάδειξη του σήματος βασίζονται στις μεταβολές συχνότητας και όχι στις μεταβολές του πλάτους του κύματος.

Άς υποθέσουμε τώρα ότι έχουμε ένα σήμα τής μορφής:

$$U_s = V_s \sin 2\pi f_s t \quad (9.1.1)$$

όπου U_s ή στιγμιαία τάση του σήματος, V_s το πλάτος του και f_s ή συχνότητά του.

Γιά να διαμορφώσουμε ένα κύμα κατά συχνότητα, πρέπει ή συχνότητα του κύματος FM να μεταβάλλεται ανάλογα μέ τή στιγμιαία τιμή U_s του σήματος. Γιά τό συνημιτονικό σήμα τής (9.1.1), τό πλάτος τής **απόκλίσεως συχνότητας f_d** ορίζεται από τή σχέση:

$$f_d = K_f V_s \quad (9.1.2)$$

Τό f_d εκφράζεται σε kHz.

Τό K_f λέγεται **βαθμός διαμορφώσεως του κύματος FM** και εκφράζεται **συνήθως σε kHz Volt**.

Τό f_d εκφράζει τή μέγιστη απόκλιση από τή συχνότητα του φέροντος. Τό f_d γιά διάφορες ραδιοφωνικές έκπομπές είναι $f_d \approx 75$ kHz, ενώ γιά ήχο στά κανάλια τηλεοράσεως είναι $f_d \approx 25$ kHz.

Τό K_f συνδέει τή μέγιστη απόκλιση συχνότητας f_d μέ τό πλάτος του σήματος V_s .

Γιά να καταλάβομε τή σημασία του K_f , υποθέτομε ότι ένα σήμα πλάτους 1 V δημιουργεί απόκλιση συχνότητας $f_d = 10$ kHz, όποτε $K_f = 10$ kHz/V. Άν ή

άρχική 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 έχουμε ένα σήμα με $V_s = 2 \text{ V}$ ή 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 έχουμε ένα σήμα της μορφής (9.1.1) με $f_s = 1000 \text{ Hz}$, τότε μεταξύ των 50,02 MHz και 49,98 MHz έχουμε 1000 έναλλαγές στο δευτερόλεπτο.

Έτσι λοιπόν, για να έχουμε καλή λήψη σε ένα δέκτη FM, πρέπει το εύρος της ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων BW να συνδέεται με το f_d με τη σχέση:

$$BW \approx 2f_d \quad (9.1.3)^*$$

Ο συντελεστής διαμορφώσεως m_f του κύματος FM, ο οποίος λέγεται επίσης και λόγος απόκλισεως συχνότητας, 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 άκουστικές συχνότητες έχουμε $f_s = 15 \text{ kHz}$ (μέγιστη). Άρα, για έκπομπή άκουστικών συχνοτήτων από ραδιοφωνικούς σταθμούς, θα έχουμε:

$$m_f = \frac{75 \text{ kHz}}{15 \text{ kHz}} = 5$$

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:

$$U_0 = V_0 \text{ συν}(2\pi f_c t + m_f \eta \mu 2\pi f_s t) \quad (9.1.5)$$

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:

$$f = f_c (1 + K_f \text{ συν} 2\pi f_s t) \quad (9.1.6)$$

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 όποια 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: $BW \approx 2(f_d + f_s)$.

τητα της έπαφης 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:

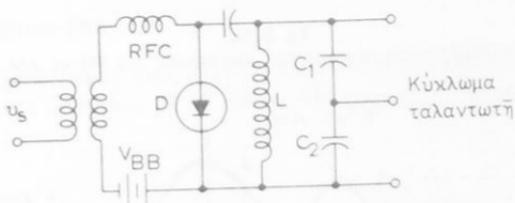
$$U_B = -V_{BB} + U_s = -V_{BB} + V_s \sin 2\pi f_s t \quad (9.2.1)$$

όπου η U_s δίνεται από την (9.1.1).

Τό αρνητικό πρόσημο στην V_{BB} αναφέρεται στην ανάστροφη πόλωση και δέν πρέπει να μās άπασχολεϊ στους ύπολογισμούς.

Η χωρητικότητα της έπαφης της διόδου μεταβάλλεται αντίστροφως 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 τό συντονιζόμενο κύκλωμα του σχήματος 9.2 είχε συχνότητα συντονισμού f_c χωρίς την έφαρμογή της τάσεως U_s , τώρα η συχνότητά του θά μεταβληθεί και θά 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.

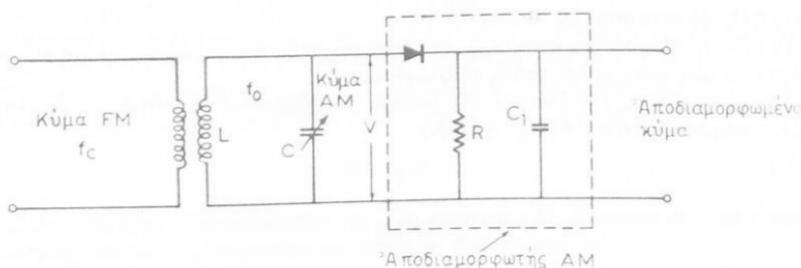
Δηλαδή έδω έχομε $K_f = \frac{V_s}{4 V_{BB}}$. Θα πρέπει να σημειωθεί, ότι οι σχέσεις (9.2.2) και (9.2.3) ισχύουν με προσέγγιση και με την προϋπόθεση ότι τό πλάτος του σήματος V_s είναι άρκετά μικρότερο της τάσεως πολώσεως V_{BB} . Δηλαδή πρέπει $\frac{V_s}{V_{BB}} < 1$.

9.3 Κύκλωμα άποδιαμορφώσεως FM.

Υπάρχουν διάφοροι τρόποι με τούς όποιους μπορούμε να άποδιαμορφώσουμε ένα κύμα FM. Ένας τρόπος είναι να μετατρέψουμε τό κύμα FM σε κύμα AM και με-

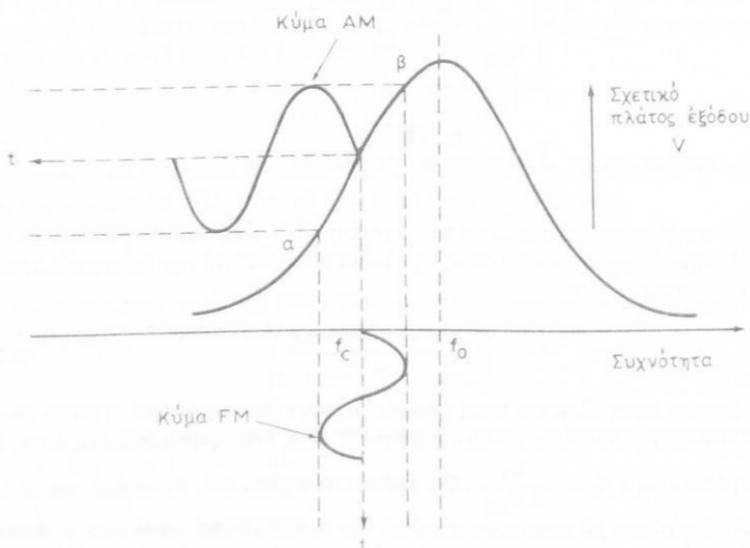
τά να κάνουμε αποδιαμόρφωση του κύματος AM, όπως αναφέραμε στην παράγραφο 8.3.

Γιά τό σκοπό αυτό, θεωρούμε ένα συντονιζόμενο κύκλωμα LC, τό όποιο συντονίζουμε σέ μία συχνότητα f_0 λίγο μεγαλύτερη ή λίγο μικρότερη τής κεντρικής συχνότητας f_c του φέροντος FM. Ένα τέτοιο κύκλωμα φαίνεται στό σχήμα 9.3α.



Σχ. 9.3α.

Αποδιαμόρφωση κύματος FM. Μετατροπή του FM σε AM.



Σχ. 9.3β.

Μετατροπή του κύματος FM σε κύμα AM.

Στήν περίπτωση μας, συντονίζουμε τό LC σέ συχνότητα f_0 , ώστε $f_c < f_0$. Τό σχετικό πλάτος τής τάσεως V θά μεταβάλλεται ως συνάρτηση τής συχνότητας. Μία τέτοια καμπύλη «άποκρίσεως» θά είχε τή μορφή που δείχνει τό σχήμα 9.3β.

Ἄν τώρα στό γραμμικό περίπου τμήμα (α-β) τῆς καμπύλης (ἀποκρίσεως) ἐφάρμοσομε τήν τάση ἑνός κύματος FM, τότε, μετά τό LC θά ἔχομε ἕνα κύμα AM.

Ἡ μορφή τοῦ κύματος AM φαίνεται στό σχῆμα 9.3β.

Ἐπειδή τό πλάτος τοῦ κύματος FM εἶναι σταθερό, οἱ μεταβολές τοῦ πλάτους τῆς ἐναλλασσόμενης τάσεως V , πού λαμβάνονται στά ἄκρα τοῦ συντονισμένου κυκλώματος LC, θά ὀφείλονται στήν ἀπόκλιση συχνότητας $f_0 - f_c$. Συνεπῶς θά ἀναπαράγουν τῆς ἀποκλίσεις συχνότητας τοῦ κύματος FM, οἱ ὁποῖες πραγματοποιῶνται γύρω ἀπό τή φέρουσα συχνότητα f_c :

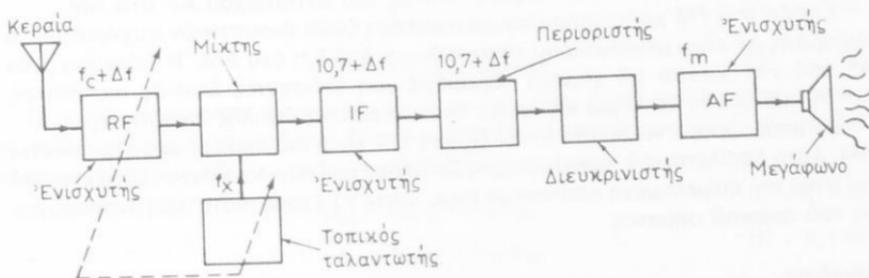
Μέ τόν τρόπο αὐτό, ἐπιτυγχάνομε νά ἔχομε ἕνα κύμα AM, τό πλάτος τοῦ ὁποῖου εἶναι ἀνάλογο τῆς ἀποκλίσεως συχνότητας $f_0 - f_c$.

Ἔτσι, μετατρέψαμε τό FM σέ AM. Γιά νά ἀποδιαμορφώσομε τό κύμα AM, χρησιμοποιοῦμε τόν ἀποδιαμορφωτή τοῦ σχήματος 9.3α, ἡ ὅ,τι μάθαμε στήν παράγραφο 8.3.

Τά κυκλώματα ἀποδιαμορφώσεως FM λέγονται καί διευκρινιστές (discriminators).

9.4 Δέκτες κυμάτων FM.

Τό σχηματικό διάγραμμα ἑνός δέκτη FM φαίνεται στό σχῆμα 9.4. Ὁ δέκτης FM ἔχει πολλές κοινές βαθμίδες μέ τό δέκτη AM τοῦ σχήματος 8.4.



Σχ. 9.4.

Βασικό σχηματικό διάγραμμα ἑνός δέκτη FM.

Οἱ δέκτες AM καί FM ἔχουν ἀπό κοινοῦ ἕνα ἔνισχυτή RF, ἕνα μετατροπέα συχνότητας (μίκτη καί ταλαντωτή) καί ἔνισχυτές μέσης συχνότητας (IF). Ὁ ἔνισχυτής RF τοῦ δέκτη FM λειτουργεῖ ἀνάλογα μέ ἐκεῖνο τοῦ σχήματος 8.4, ἔχει ὁμοῦς συντονισθεῖ σέ περιοχές τοῦ κύματος FM, δηλαδή μεταξύ 88 καί 108 MHz.

Ἡ μετατροπή συχνότητας γίνεται μέ τό διακρότημα, τοῦ κύματος FM πού ἔρχεται ἀπό τόν ἔνισχυτή, μέ τό σῆμα πού παρέχει ὁ τοπικός ταλαντωτής στή βαθμίδα μίξεως.

Ὁ τοπικός ταλαντωτής, ὅπως καί στό δέκτη AM, ρυθμίζεται ὥστε νά δίνει σταθερή διαφορά συχνότητων, δηλαδή τή διαφορά συχνότητων πού χρειαζόμαστε γιά τόν ἔνισχυτή IF. Ἡ συχνότητα αὐτή IF εἶναι 10,7 MHz.

Μία άλλη βασική διαφορά τῶν δεκτῶν AM καὶ FM, εἶναι στὸ εὖρος ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων τῶν ἐνισχυτῶν RF καὶ IF. Στὸ AM, τὸ εὖρος ζώνης πρέπει νὰ εἶναι γύρω στὸς 10 kHz, καθόσον αὐτὸ εἶναι τὸ εὖρος ζώνης ποῦ ἀπασχολοῦν οἱ δύο πλευρικές συχνοτήτες. Στὸ FM, τὸ εὖρος ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων πρέπει νὰ εἶναι πολὺ πῖο μεγάλο. Τὸ εὖρος αὐτὸ γιὰ τὸ FM κυμαίνεται γύρω στὸς 200 kHz.

Τὸ εὖρος ζώνης BW γιὰ τὸ FM ὑπολογίζεται ἀπὸ τὴ σχέση (9.1.3). Ἐν ἑπομένῳ $m_f = 5$ καὶ $f_s = 15$ kHz, τότε $f_d = 75$ kHz καὶ συνεπῶς $BW \approx 2f_d \approx 150$ kHz.

Ὅπως στὸ AM, ἔτσι καὶ στὸ FM ὁ ἐνισχυτὴς IF μπορεῖ νὰ περιλαμβάνει περισσότερες ἀπὸ μία βαθμίδες. Συνήθως ἔχει περισσότερες ἀπὸ δύο. Μία νέα βαθμίδα, εἰδικά γιὰ τὸ δέκτη FM, εἶναι ὁ **περιοριστὴς** (limiter).

Τὸ σήμα ποῦ ἔρχεται ἀπὸ τὸν ἐνισχυτὴ IF ἔχει συχνότητα 10,7 MHz (\pm τὴ συχνότητα τοῦ διαμορφώνοντος σήματος - ἀρχικοῦ σήματος) καὶ εἰσάγεται στὸν περιοριστὴ.

Ὁ περιοριστὴς σκοπὸ ἔχει νὰ καθιστᾷ τὸ πλάτος τοῦ FM σταθερὸ, ὥστε νὰ εἰσέλθει στὸ διευκρινιστὴ κύμα FM σταθεροῦ πλάτους. Ἐπειδὴ τὸ πλάτος τοῦ FM δὲ μεταφέρει καμία πληροφορία, ὁ περιοριστὴς φροντίζει ὥστε καὶ ὅλες οἱ διακυμάνσεις πλάτους ποῦ προκαλοῦνται ἀπὸ διαλείψεις, παράσιτα κλπ., νὰ καταργοῦνται, γιὰτὶ διαφορετικὰ θὰ μόλυαν τὸ σήμα.

Ἡ ἀποδιαμόρφωση γίνεται στὸ διευκρινιστὴ, ὁ ὁποῖος δίνει σήμα ἐξόδου ἀνάλογο μὲ τὴ συχνότητα τοῦ εἰσερχόμενου σὲ αὐτὸν σήματος. Τὸ σήμα ἐνισχύεται στὴ συνέχεια ἀπὸ τὸν ἐνισχυτὴ ἀκουστικῶν συχνοτήτων AF.

Ὁ ἐνισχυτὴς AF στὸ FM διαφέρει κάπως τοῦ ἀντίστοιχου AF στὸ AM.

Ἐπειδὴ στὸ FM χρησιμοποιεῖται μεγαλύτερη ζώνη ἀκουστικῶν συχνοτήτων, ὁ ἐνισχυτὴς AF εἶναι μεγαλύτερου εὗρους ζώνης ἀπὸ ὅ,τι στὸ AM. Ἡ ἐνίσχυση στὸν AF τοῦ FM γίνεται μὲ χαμηλὴ παραμόρφωση (ἐνισχυτὴς ὑψηλῆς πιστότητας, hi - fi) καὶ ἔπειτα τὸ σήμα εἰσάγεται στὰ μεγάφωνα ὑψηλῆς πιστότητας.

Θὰ μπορούσαμε νὰ ποῦμε ὅτι οἱ δέκτες FM εἶναι πῖο ἀκριβοὶ ἀπὸ τοὺς δέκτες AM. Αὐτὸ ὀφείλεται στὶς περισσότερες βαθμίδες ποῦ περιλαμβάνουν οἱ δέκτες FM καὶ στὴν πῖο ἐπιμελημένη κατασκευὴ τους, ὥστε νὰ ἔχομε πιστότερη ἀναπαραγωγὴ τοῦ ἀρχικοῦ σήματος.

Ἐρωτήσεις.

1. Τι ἐννοοῦμε μὲ τὸν ὄρο «διαμόρφωση συχνότητας»;
2. Σὲ τί διαφέρει ἡ διαμόρφωση συχνότητας ἀπὸ τὴ διαμόρφωση πλάτους;
3. Τι περὶπου συχνότητες ἐκπομπῆς χρησιμοποιοῦμε γιὰ τὰ FM;
4. Γιατὶ τὸ εὖρος ζώνης τῶν FM εἶναι πολὺ μεγαλύτερο τοῦ εὗρους ζώνης τῶν AM;
5. Γιατὶ ἡ ἀκουστικὴ ποιότητα (πιστότητα) τῆς μουσικῆς ἀπὸ δέκτη FM εἶναι ἀνωτερὴ ἀπὸ ὅ,τι ἀπὸ δέκτη AM;
6. Νὰ σχεδιάσετε τὸ διάγραμμα ἐνὸς δέκτη FM καὶ νὰ ὑποδείξετε ποιῆς βαθμίδες εἶναι κοινὲς στοὺς δέκτες AM καὶ FM.
7. Τι δουλειὰ κάνουν σὲ γενικὲς γραμμὲς οἱ διάφορες βαθμίδες ἐνὸς δέκτη FM;
8. Ποιὸς ὁ ρόλος τοῦ περιοριστῆ;
9. Στοὺς κοινούς δέκτες FM ποιά εἶναι ἡ τιμὴ τῆς μέσης συχνότητας IF;
10. Πῶς ὁ διευκρινιστὴς ἀποδιαμορφώνει ἓνα κύμα FM;
11. Νὰ ἐξηγήσετε τὸν τρόπο μετατροπῆς ἐνὸς κύματος FM σὲ AM.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

1) Τό Παράρτημα σχετίζεται κυρίως μέ τό πρώτο κεφάλαιο καί ιδιαίτερα μέ τήν παράγραφο 1.1.

Γιά νά έπεξηγήσομε τό άρνητικό πρόσημο τών σχέσεων (1.1.15) καί (1.1.16), χρειαζόμαστε τίς αντίστοιχες τών έξισώσεων (1.1.8) καί (1.1.9) πού νά άναφέρονται στίς συνδεσμολογίες (CB) καί (CC). Άποδεικνύεται ότι γιά τή συνδεσμολογία (CB), οί σχέσεις αυτές είναι:

$$u_{eb} = -h_{ib} i_e + h_{rb} u_{cb} \quad (\text{Π} - 1.1.1)$$

$$i_c = -h_{fb} i_e + h_{ob} u_{cb} \quad (\text{Π} - 1.1.2)$$

Τό άρνητικό πρόσημο φανερώνει ότι τό ρεύμα i_i έχει φορά αντίθετη από τή φορά του ρεύματος έκπομπού στό τρανζίστορ NPN τής συνδεσμολογίας αυτής. Γιά τή συνδεσμολογία (CC) οί σχέσεις αυτές είναι:

$$u_{bc} = h_{ic} i_b + h_{rc} u_{ec} \quad (\text{Π} - 1.1.3)$$

$$-i_e = h_{fc} i_b + h_{oc} u_{ec} \quad (\text{Π} - 1.1.4)$$

Μέ τίς τέσσερες αυτές σχέσεις, έξηγοούνται τά άρνητικά πρόσημα τών σχέσεων (1.1.15) καί (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		
	CE	CC	CB
Σύμβολο	CE	CC	CB
h_{ie}	1,1 kΩ	h_{ic}	$\frac{h_{ib}}{1 + h_{fb}}$
h_{re}	$2,5 \times 10^{-4}$	$1 - h_{fc}$	$\frac{h_{ob} h_{ib}}{1 + h_{fb}} - h_{rb}$
h_{fe}	50	$-(1 + h_{fc})$	$-\frac{h_{fb}}{1 + h_{fb}}$
h_{oe}	$25 \frac{\mu A}{V}$	h_{oc}	$\frac{h_{ob}}{1 + h_{fb}}$
h_{ib}	$\frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}}$	$-\frac{h_{ic}}{h_{fc}}$	21,6 Ω
h_{rb}	$\frac{h_{re} h_{oe}}{1 + h_{fe}} - h_{re}$	$h_{rc} - \frac{h_{ic} h_{oc}}{h_{fc}} - 1$	$2,9 \times 10^{-4}$
h_{fb}	$-\frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}}$	$-\frac{1 + h_{fc}}{h_{fc}}$	-0,98
h_{ob}	$\frac{h_{oe}}{1 + h_{fe}}$	$-\frac{h_{oc}}{h_{fc}}$	$0,49 \frac{\mu A}{V}$
h_{ic}	h_{ie}	1,1 kΩ	$\frac{h_{ib}}{1 + h_{fb}}$
h_{rc}	$1 - h_{re} \approx 1$	1	1
h_{fc}	$-(1 + h_{fe})$	-51	$-\frac{1}{1 + h_{fb}}$
h_{oc}	h_{oe}	$25 \frac{\mu A}{V}$	$\frac{h_{ob}}{1 + h_{fb}}$
α	$\frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}}$	$\frac{1 + h_{fc}}{h_{fc}}$	$-h_{fb} = 0,98$
β	$h_{fe} = 50$	$-(1 + h_{fc})$	$-\frac{h_{fb}}{1 + h_{fb}}$
γ	$1 + (1 + h_{fb})$	$-h_{fc} = 51$	$+\frac{1}{1 + h_{fb}}$

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΠΡΩΤΟ

Βασικές παράμετροι των τρανζίστορ και βασικά κυκλώματα

1.1 Υβριδικές παράμετροι - h	1
1.2 Πόλωση	6
1.3 Επίδραση της πολώσεως στην παραμόρφωση	23
1.4 Ίσοδύναμο κυκλώματα	29
1.5 Ανάλυση του τρανζίστορ ως ενισχυτή με βάση το υβριδικό ίσοδύναμο 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 Άπλά συντονιζόμενοι ενισχυτές	52
2.2 Σύζευξη συντονιζομένων ενισχυτών	62
2.3 Διπλά συντονιζόμενοι ενισχυτές	64

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΡΙΤΟ

Ένισχυτές ισχύος

3.1 Ταξινόμηση και κατηγορίες ενισχυτών ισχύος	70
3.2 Ένισχυτές ισχύος σε τάξη A 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 Ένισχυτές ισχύος σε τάξη A με μετασχηματιστή	85
3.7 Ένισχυτής push - pull με μετασχηματιστή	89
3.8 Ένισχυτής push - pull χωρίς μετασχηματιστή	97
3.9 Ένισχυτές συμπληρωματικής συμμετρίας	99

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΕΤΑΡΤΟ

Ένισχυτές με άρνητική άνατροφοδότηση

4.1 Γενικές αρχές της άνατροφοδότησεως	103
4.2 Ένισχυτές με άνατροφοδότηση τάσεως	104

4.3 Ένισχυτές με άνατροφοδότηση ρεύματος	110
4.4 Έπιδραση της άνατροφοδότησεως στήν άπόκριση συχνότητας	115
4.5 Ένισχυτές με άνατροφοδότηση σειράς	118
4.6 Ένισχυτές με άνατροφοδότηση παράλληλησ διακλαδώσεωσ	121
4.7 Έπιδραση της άνατροφοδότησεωσ στή μή γραμμική παραμόρφωση καί στό θόρυβο	124

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΠΕΜΠΤΟ

Διαφορικοί καί τελεστικοί ένισχυτές

5.1 Γενικά	126
5.2 Βελτιωμένο κύκλωμα διαφορικού ένισχυτή	127
5.3 Τελεστικοί ένισχυτές	135

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΚΤΟ

Ήμιτονοειδής ταλαντωτές

6.1 Συνθήκεσ γιά τήν παραγωγή ταλαντώσεωσ	143
6.2 Ταλαντωτές Hartley	146
6.3 Ταλαντωτές Colpitts	149
6.4 Ταλαντωτές όλισθήσεωσ 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 καί μορφοποιήσεωσ κυματομορφών

7.1 Κυκλώματα ψαλιδισμού	160
7.2 Κυκλώματα καθηλώσεωσ	166
7.3 Κυκλώματα μορφοποιήσεωσ κυματομορφών	169

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΟΓΔΩΟ

Διαμόρφωση καί άποδιαμόρφωση πλάτουσ - AM

8.1 Γενικές άρχέσ διαμορφώσεωσ πλάτουσ	177
8.2 Κυκλώματα διαμορφώσεωσ AM	182
8.3 Κυκλώματα άποδιαμορφώσεωσ AM	188
8.4 Ύπερτεροδύναμοι δέκτεσ AM	190

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΝΑΤΟ

Διαμόρφωση καί άποδιαμόρφωση συχνότητασ - FM

9.1 Βασικές άρχέσ της διαμορφώσεωσ συχνότητασ	192
9.2 Κύκλωμα διαμορφώσεωσ FM	194
9.3 Κύκλωμα άποδιαμορφώσεωσ FM	195
9.4 Δέκτεσ κυμάτων FM	197

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ	199
-----------------	-----

COPYRIGHT ΙΔΡΥΜΑΤΟΣ ΕΥΓΕΝΙΔΟΥ

ΦΩΤΟ-ΟΡΘΕΣΤ | ΔΕΛΦΙΝΑ Κ ΣΤ | ΑΘΗΝΑΙ | ΤΗΛ. 94 24 582



0020558264

ΒΙΒΛΙΟΘΗΚΗ ΒΟΥΛΗΣ

Ψηφιοποιήθηκε από το Ινστιτούτο Εκπαιδευτικής Πολιτικής

ΙΔΡΥΜΑ ΕΥΓΕΝΙΔΟΥ



Ψηφιοποιήθηκε από το Ινστιτούτο Εκπαιδευτικής Πολιτικής