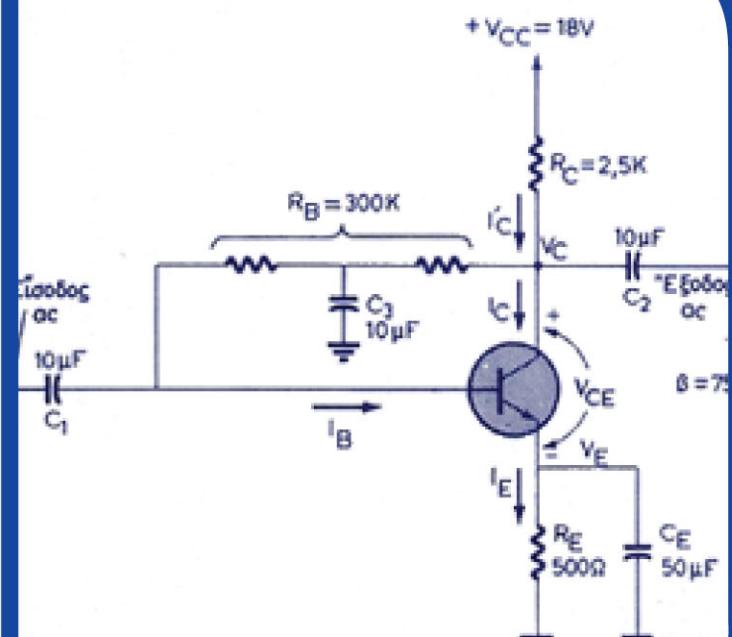




# ΕΦΑΡΜΟΣΜΕΝΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ





1954

ΙΔΡΥΜΑ ΕΥΓΕΝΙΔΟΥ  
ΧΡΥΣΩΝ ΜΕΤΑΛΛΙΟΝ ΑΚΑΔΗΜΙΑΣ ΑΘΗΝΩΝ

## ΠΡΟΛΟΓΟΣ ΙΔΡΥΜΑΤΟΣ ΕΥΓΕΝΙΔΟΥ

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

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

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

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

Μέχρι σήμερα εκδόθηκαν εκατοντάδες τόμοι βιβλίων, που έχουν διατεθεί σε πολλά εκατομμύρια τεύχη. Τα βιβλία αυτά κάλυπταν ή καλύπτουν ανάγκες των Κατωτέρων και Μέσων Τεχνικών Σχολών του Υπ. Παιδείας, των Σχολών του Οργανισμού Απασχολήσεως Εργατικού Δυναμικού (ΟΑΕΔ), των Τεχνικών και Επαγγελματικών Λυκείων, των Τεχνικών Επαγγελματικών Σχολών και των Δημοσίων Σχολών Εμπορικού Ναυτικού.

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

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

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

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

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

**Το Ίδρυμα θεώρησε διάθεση του, σύμφωνα με το πνεύμα του ιδρυτή του, να θέσει στη διάθεση του Κράτους όλη αυτή την πείρα του των 20 ετών, αναλαμβάνοντας το 1978 και την έκδοση των βιβλίων για τις νέες Τεχνικές Επαγγελματικές Σχολές και τα νέα Τεχνικά και Επαγγελματικά Λύκεια, σύμφωνα με τα εγκεκριμένα Αναλυτικά Προγράμματα του Π.Ι.**

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

**Μιχαήλ Αγγελόπουλος, ομ. καθηγητής ΕΜΠ, Πρόεδρος.**

**Αλέξανδρος Σταυρόπουλος, ομ. καθηγητής Πανεπιστημίου Πειραιώς, Αντιπρόεδρος.**

**Ιωάννης Τεγόπουλος, καθηγητής ΕΜΠ.**

**Σταμάτης Παλαιοκρασάς, Ηλεκτρολόγος Μηχανικός, Σύμβουλος Παιδαγωγικού Ινστιτούτου.**

**Χρήστος Σιγάλας, Δ/ντής Σπ. Δευτ. Εκπαιδεύσεως ΥΠΕΠΘ.**

**Σύμβουλος εκδόσεων του Ιδρύματος Κ. Α. Μανάφης, καθηγ. Φιλ. Σχολής Παν/μίου Αθηνών.**

**Γραμματέας της Επιτροπής, Γεώργιος Ανδρεάκος.**

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

**Γεώργιος Κακριδής (1955-1959) Καθηγητής ΕΜΠ, Άγγελος Καλογεράς (1957-1970) Καθηγητής ΕΜΠ, Δημήτριος Νιάνιας (1957-1965) Καθηγητής ΕΜΠ, Μιχαήλ Σπετσιέρης (1956-1959), Νικόλαος Βασιώτης (1960-1967), Θεόδωρος Κουζέλης (1968-1976) Μηχ. Ηλ. ΕΜΠ, Παναγιώτης Χατζηιωάννου (1977-1982) Μηχ. Ηλ. ΕΜΠ, Αλέξανδρος Ι. Παππάς (1955-1983) Καθηγητής ΕΜΠ, Χρυσόστομος Καβουνίδης (1955-1984) Μηχ. Ηλ. ΕΜΠ, Γεώργιος Ρούσσος (1970-1987) Χημ.-Μηχ. ΕΜΠ, Δρ. Θεοδόσιος Παπαθεοδοσίου (1982-1984) Δ/ντής Σπουδών Δευτεροβάθμιας Εκπαιδεύσεως ΥΠΕΠΘ, Ιγνάτιος Χατζηευστρατίου (1985-1988) Μηχανολόγος, Δ/ντής Σπουδών Δευτεροβάθμιας Εκπαιδεύσεως ΥΠΕΠΘ, Γεώργιος Σταματίου (1988-1990) Ηλεκτρολόγος ΕΜΠ, Δ/ντής Σπουδών Δευτεροβάθμιας Εκπαιδεύσεως ΥΠΕΠΘ, Σωτ. Γκλαβάς (1989-1993) Φιλόλογος, Δ/ντής Σπουδών Δευτεροβάθμιας Εκπαιδεύσεως ΥΠΕΠΘ.**





# ΕΦΑΡΜΟΣΜΕΝΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ

ΧΑΡΑΛ. Δ. ΚΑΝΕΛΛΟΠΟΥΛΟΥ  
ΔΡ. ΦΥΣΙΚΟΥ - ΡΑΔΙΟΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΟΥ PH.D

ΓΕΩΡ. Ι. ΓΑΛΙΩΤΟΥ  
ΦΥΣΙΚΟΥ ΗΛΕΚΤΡ. ΜΗΧΑΝΙΚΟΥ

ΑΠΟΣΤΟΛΟΥ Π. ΑΤΜΑΤΖΙΔΗ  
ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΟΥ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΙΣΤΟΥ Η/Υ.

ΣΤΑΜΑΤΙΟΥ Ν. ΠΑΛΑΙΟΚΡΑΣΣΑ  
ΔΡ. ΠΥΡΗΝΙΚΟΥ ΜΗΧΑΝΙΚΟΥ - ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΟΥ ΜΗΧΑΝΙΚΟΥ

ΑΘΗΝΑ  
1993



## **ΠΡΟΛΟΓΟΣ**

*Με την αναμόρφωση τών προγραμμάτων για τα Τεχνικά Λύκεια, το νέο μάθημα Εφαρμοσμένα Ηλεκτρονικά αντικατέστησε τρία μαθήματα του παλαιού προγράμματος, δηλαδή τα: Ηλεκτρονικά Κυκλώματα, Αρχές λειτουργίας υπολογιστών και Βιομηχανικά ηλεκτρονικά - Αυτοματισμοί.*

*Επειδή το χρονικό διάστημα ως την έναρξη του νέου σχολικού έτους δεν επαρκεί για τη συγγραφή βιβλίου με βάση το νέο πρόγραμμα, η αρμόδια επιτροπή του Υπουργείου Παιδείας έκρινε ότι θα μπορούσε να καλύψει το μέγιστο μέρος των διδακτικών αναγκών ένα βιβλίο με επιλογή κεφαλαίων από τα τρία βιβλία που καταργήθηκαν.*

*'Έτσι για φέτος το βιβλίο αυτό σύγκειται από τα εξής κεφάλαια:*

- α) 1-6, από τα αντίστοιχα κεφάλαια του βιβλίου Ηλεκτρονικά Κυκλώματα του κ. Χαραλ. Δ. Κανελλοπούλου, Δρ. Φυσικού - Ραδιοηλεκτρολόγου Ph.D).*
- β) 7-11 από τα κεφάλαια 1-4 και 7-9 του βιβλίου Αρχές λειτουργίας υπολογιστών των κυρίων Γεωργίου Ι. Γαλιώτου, Φυσικού Ηλεκτρ. Μηχανικού και Αποστόλου Π. Ατματζίδη, Μαθηματικού Προγραμματιστού Η/Υ.*
- γ) 12-14 από τα κεφάλαια 1, 2 (παράγρ. 2.2) και 5 (παράγρ. 5.1 και 5.4) του βιβλίου Βιομηχανικά ηλεκτρονικά - Αυτοματισμοί του κ. Σταματίου Ν. Παλαιοκρασσά Δρ. Πυρηνικού Μηχανικού - Ηλεκτρολόγου Μηχανικού.*

*Το Ίδρυμα Ευγενίδου θα ανασυγγράψει το περιεχόμενο του βιβλίου με βάση το νέο πρόγραμμα, ώστε να καλύψει το σύνολο των διδακτικών αναγκών.*

**I.E.**

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΠΡΩΤΟ

### ΒΑΣΙΚΕΣ ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΤΩΝ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΚΑΙ ΒΑΣΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ

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

#### 1.1 Υβριδικές παράμετροι- $h$ .

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

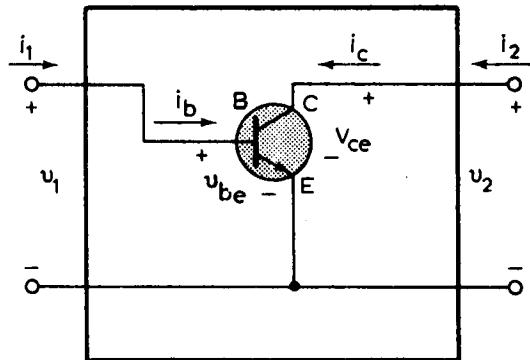
Οι υβριδικές παράμετροι- $h$  συνδέουν τις τάσεις με τα ρεύματα και συνεπώς αποτελούν εκφράσεις των αντιστάσεων αυτεπαγωγών και χωρητικοτήτων του γραμμικού κυκλώματος ή του ενεργού στοιχείου. Για να βρούμε τις υβριδικές παραμέτρους  $h$  ενός τρανζίστορ, θεωρούμε το τετράπολο του σχήματος 1.1, το εσωτερικό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

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

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

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

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



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

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

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

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

Η (1.1.3) πιο συνοπτικά γράφεται υπό μορφή πίνακα:

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

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

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

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

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

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

Όμοια για τη συνδεσμολογία (CC) θα έχουμε:

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

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

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

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

### **Φυσική σημασία των υβριδικών παραμέτρων-h.**

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Γενικά, ισχύει:  $0,9 < \alpha < 1$ .

Στην περίπτωση στατικής λειτουργίας, η αντίστοιχη παράμετρος είναι η  $h_{FB}$  και συμβολίζεται επίσης ως  $\alpha_o$  ή  $\alpha_{dc}$ . Για το λόγο που αναφέραμε προηγουμένως, τα μεγέθη αυτά δεν πρέπει να σχετίζονται με την απολαβή ρεύματος. Γενικά  $\alpha \neq \alpha_o$ , αλλά οι τιμές τους είναι πολλές φορές σχεδόν οι ίδιες και επίσης ισχύει:  $0,9 < \alpha_o < 1$ .

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

Επομένως [βλ. Παράρτημα (1)]:

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

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

### Παρατήρηση.

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

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

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

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

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

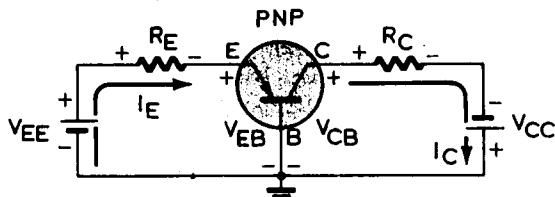
Οι υβριδικές παράμετροι βρίσκουν μεγάλες εφαρμογές στην ανάλυση των κυκλωμάτων με τρανζίστορ, γιατί μέσω αυτών μπορούν να εκφρασθούν όλα τα μεγέθη τα οποία αναφέρονται στη λειτουργία του κυκλώματος. Προτού δημιουργήσουμε με το θέμα αυτό, εξετάζουμε στη συνέχεια τις συνθήκες που πρέπει να εξασφαλίζομε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

## 1.2 Πόλωση.

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

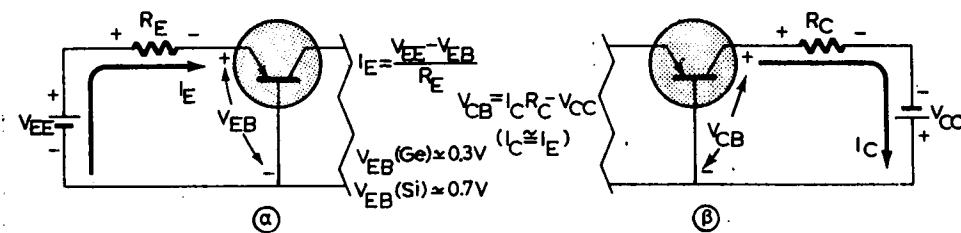
### Κύκλωμα πολώσεως σε συνδεσμολογία (CB).

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



Σχ. 1.2α.  
Βασικό κύκλωμα πολώσεως στη συνδεσμολογία (CB).

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



Σχ. 1.2β.

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

### Ανάλυση του κυκλώματος εισόδου.

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

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

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

Λύνομε ως προς  $I_E$ :

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

Η τάση εκπομπού - βάσεως  $V_{EB}$ , εφόσον αναφέρεται στην ορθή πόλωση της διόδου (επαφής) εκπομπού - βάσεως, είναι πολύ μικρή συγκριτικά με την  $V_{EE}$ . Η τάση  $V_{EB}$  είναι περίπου **0.3 V** για τρανζίστορ γερμανίου (Ge) και περίπου **0.7 V** για τρανζίστορ πυριτίου (Si) για όλες τις συνδεσμολογίες (CB), (CE) και (CC). Η  $V_{EE}$  είναι της τάξεως των 10 V ή και παραπάνω. Επομένως, η (1.2.2) μπορεί να γραφεί με προσέγγιση ως εξής:

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

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

### Ανάλυση του κυκλώματος εξόδου.

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

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

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

Λύνομε ως προς  $V_{CB}$ :

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

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

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

Με την ανάλυση αυτή, 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 επαφές εκπομπού - βάσεως και συλλέκτη - βάσεως.

Η όλη πορεία συνοψίζεται στα εξής βήματα:

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

$$V_{EB} \approx 0.3 \text{ V, για γερμάνιο (Ge)} \quad \text{και}$$

$$V_{EB} \approx 0.7 \text{ V, για πυρίτιο (Si)}$$

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

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

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

$$I_C \approx I_E$$

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

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

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

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

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

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

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

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

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

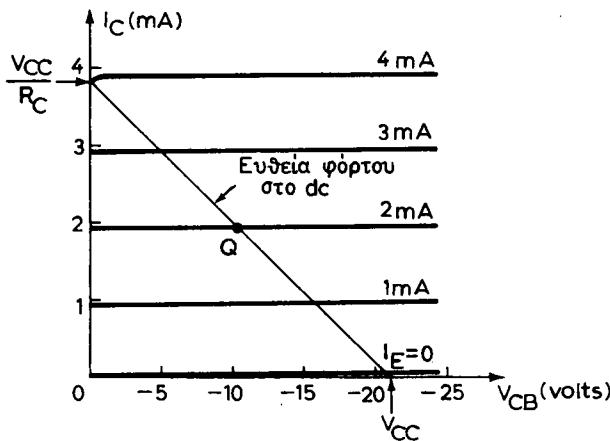
Για να χαράξουμε την ευθεία φόρτου, πρέπει να προσδιορίσουμε δύο σημεία της ή ένα σημείο και την κλίση της,

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

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

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

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



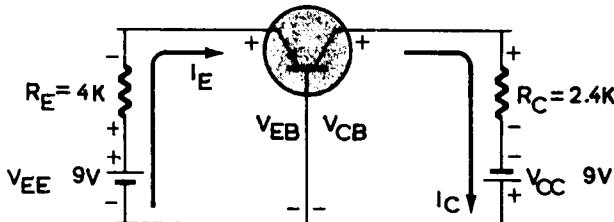
Σχ. 1.2γ.

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

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

### Παράδειγμα 1.

Να υπολογίσετε τις τάσεις πολώσεως  $V_{EB}$  και  $V_{CB}$ , καθώς και τα ρεύματα  $I_E$  και  $I_C$  του κυκλώματος του σχήματος 1.2δ. Το τρανζίστορ πυριτίου είναι τύπου PNP και έχει  $\alpha = 0,99$ .



Σχ. 1.26.

Κύκλωμα πολώσεως σε συνδεσμολογία (CB) του παραδείγματος 1.

### Λύση.

Ακολουθούμε την παραπάνω πορεία και βρίσκομε:

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

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

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

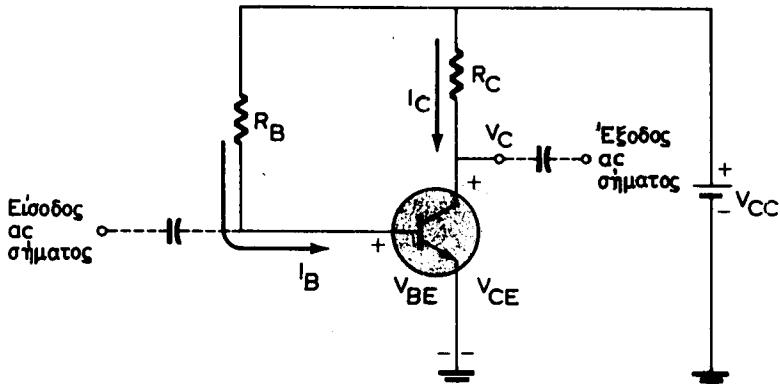
δ)  $V_{CB} = V_{CC} - I_C R_C = -9 - (-2.1 \text{ mA}) (2.4 \text{ k}\Omega) = -3.96 \text{ V}$

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

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

### Κύκλωμα πολώσεως σε συνδεσμολογία (CE).

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



Σχ. 1.2ε.

Κύκλωμα σταθερής πολώσεως σε συνδεσμολογία (CE).

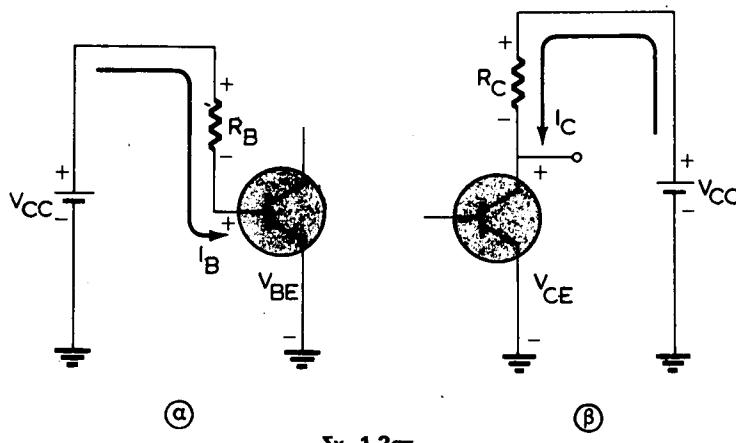
σεως  $V_{BE}$  και  $V_{CE}$  που απαιτούνται για τη σωστή λειτουργία, καθώς και το σημείο ηρεμίας  $Q$ , γύρω από το οποίο πραγματοποιείται η λειτουργία.

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

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

### Ανάλυση του κυκλώματος εισόδου.

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



Σχ. 1.2στ.

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

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

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

Λύνομε ως προς  $I_B$ :

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Από το κύκλωμα εξόδου έχουμε επίσης:

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

ή

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

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

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

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

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

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

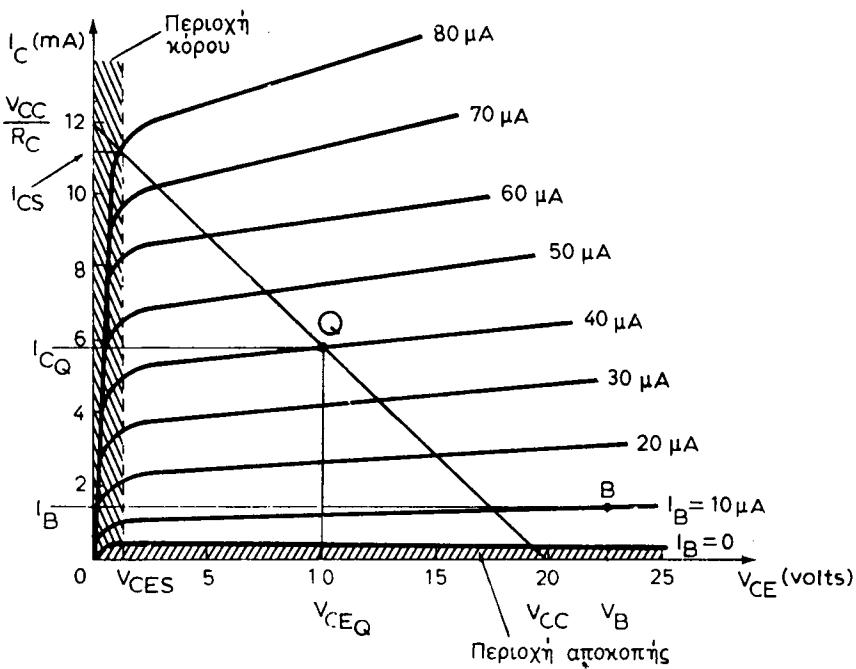
$$I_C = - \frac{V_{CE}}{R_C} + \frac{V_{CC}}{R_C} \quad (1.2.14)$$

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

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

### **Ρεύμα κόρου του τρανζίστορ.**

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



Σχ. 1.2ζ.  
Χαρακτηριστικές της συνδεσμολογίας (CE) και ευθεία φόρτου.

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

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

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

Το ρεύμα αυτό επιτυγχάνεται, όταν:

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

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

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

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

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

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

### Ρεύμα αποκοπής του τρανζίστορ.

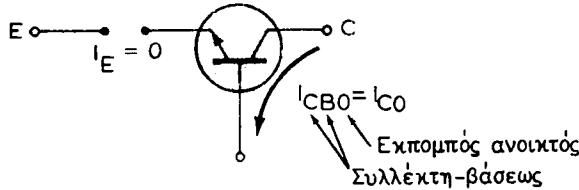
Για να γίνει το ρεύμα συλλέκτη  $I_C$  μηδέν, πρέπει, με βάση τη σχέση (1.2.11), να γίνει και το  $I_B$  μηδέν. Το ρεύμα τότε  $I_B = 0$ , για το οποίο  $I_C \approx 0$ , ονομάζεται **ρεύμα αποκοπής** (cutoff) του τρανζίστορ.

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

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

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

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



Σχ. 1.2η.

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

### Επίδραση της Θερμοκρασίας στην πόλωση.

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

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

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

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

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

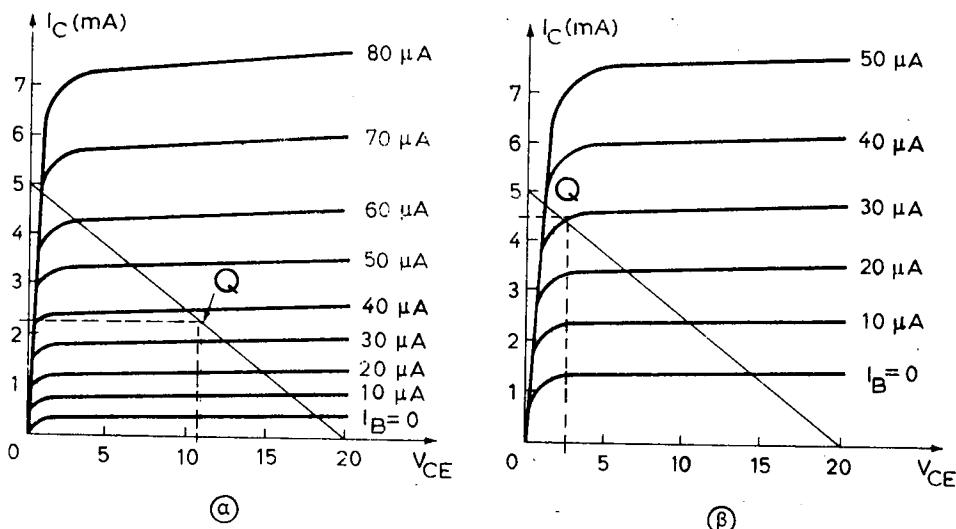
### ΠΙΝΑΚΑΣ 1.2.1.

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

$T \rightarrow {}^{\circ}\text{C}$	$I_{CO} \rightarrow \text{nA}$	$\beta$	$V_{BE} \rightarrow \text{V}$
-65	$0,2 \times 10^{-3}$	20	0,85
25	0,1	50	0,65
100	20	80	0,48
175	$3,3 \times 10^3$	120	0,3

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

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



Σχ. 1.2θ.

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

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

αυξήθηκαν με τη θερμοκρασία. Η αύξηση του  $\beta$  μαζί με τη θερμοκρασία, φαίνεται από την αύξηση των αποστάσεων των χαρακτηριστικών κατά μήκος της ευθείας φόρτου. Για να πιστοποιήσομε αυτό, θεωρούμε το γενικό ορισμό του  $\beta$ , οπότε θα έχουμε:

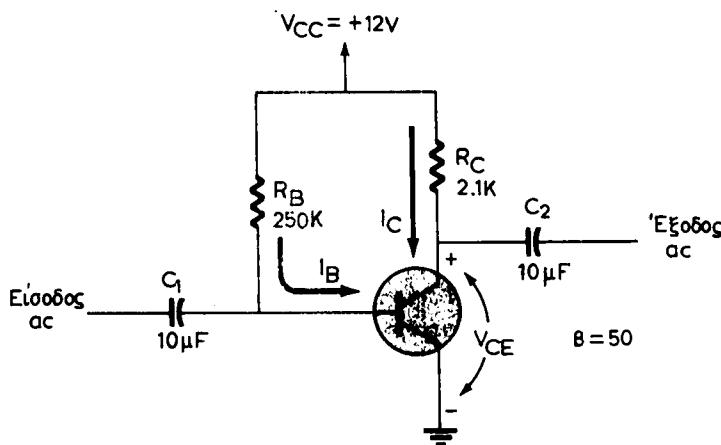
$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

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

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

### Παράδειγμα 2.

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



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

### Λύση.

Ακολουθούμε την πορεία που αναφέραμε προηγουμένως και θα έχομε:

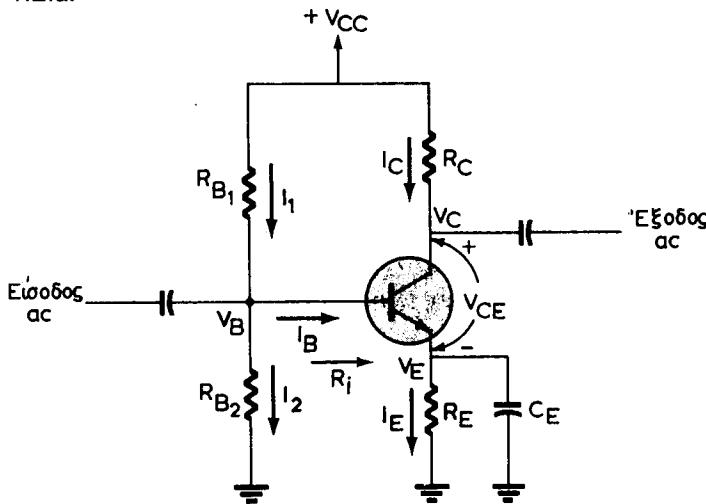
$$\text{a)} I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \approx \frac{V_{CC}}{R_B} = \frac{12 \text{ V}}{250 \text{ k}\Omega} = 48 \mu\text{A}$$

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

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

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

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



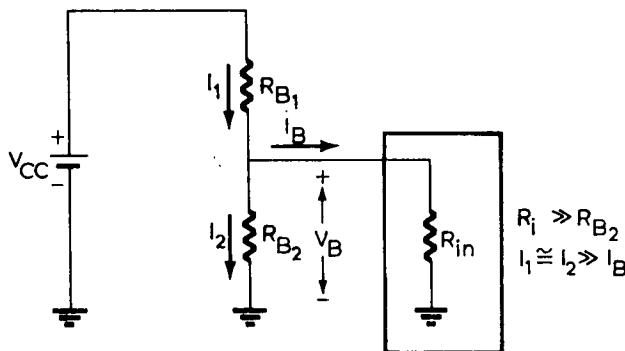
Σχ. 1.2ia.

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

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

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

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



Σχ. 1.2.1β.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

ή

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

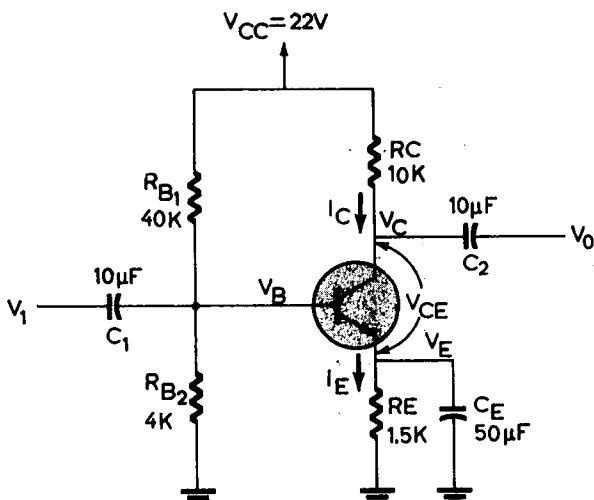
Σε δλη την προηγούμενη ανάλυση δεν χρησιμοποιήθηκε καθόλου το β. Συνεπώς, το κύκλωμα αυτό πολώσεως είναι στην πράξη ανεξάρτητο του τρανζίστορ καθώς και των μεταβολών της θερμοκρασίας. Γιατί, όπως είδαμε, η τάση της βάσεως  $V_B$  καθορίζεται από τις  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$  και από την τάση της πηγής 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

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

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

### Παράδειγμα 3.

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



Σχ. 1.2ιγ.

Κύκλωμα πολώσεως ανεξάρτητο του β σε συνδεσμολογία (CE).

### Λύση.

$$\text{α) } V_B = \frac{R_{B_2}}{R_{B_1} + R_{B_2}} V_{CC} = \frac{4}{40 + 4} \cdot 22 = 2 \text{ V}$$

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

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

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

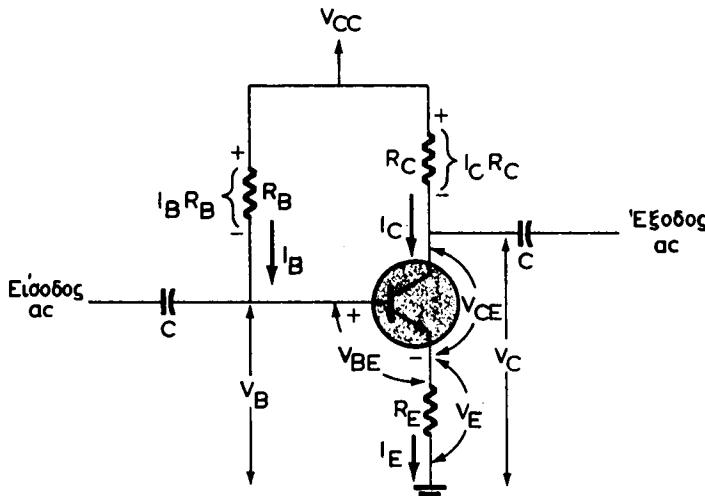
$$\epsilon) V_{CE} = V_C - V_E = 13,3 - 1,3 = 12 \text{ V}$$

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

Υπάρχουν και άλλα κυκλώματα πολώσεως σε συνδεσμολογία (CE), τα οποία βρίσκουν εκτεταμένες εφαρμογές στο πεδίο της ραδιοηλεκτρολογίας. Ένα τέτοιο κύκλωμα που βρίσκει αρκετές εφαρμογές, καθόσον περιορίζει το ρόλο του  $V_{BE}$  στις συνθήκες πολώσεως, είναι το κύκλωμα του γειωμένου εκπομπού, όπου ο εκπομπός γειώνεται μέσω μιας αντιστάσεως  $R_E$ . Το κύκλωμα αυτό φαίνεται στο σχήμα 1.2.1δ 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:

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

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



Σχ. 1.2.16.

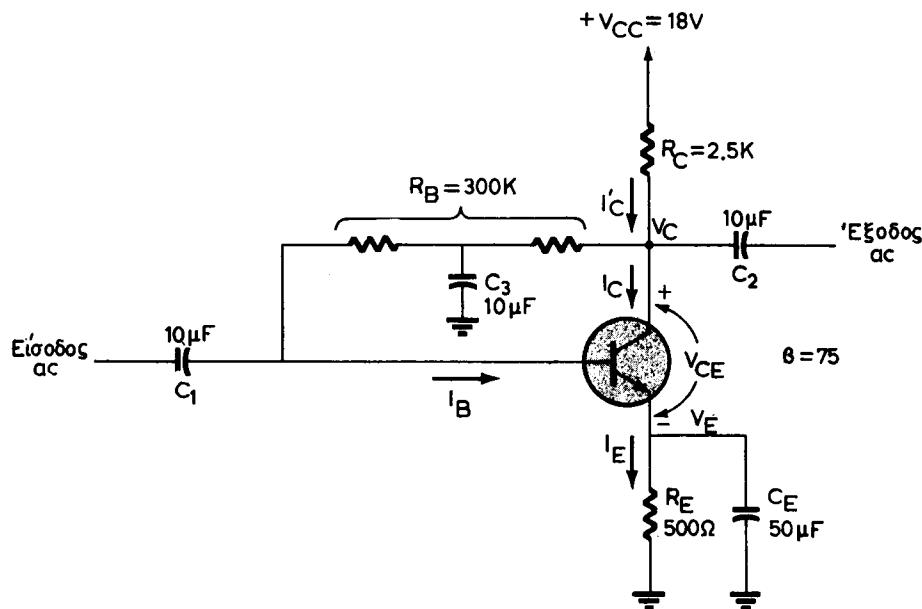
Κύκλωμα πολύτισεως με αντίσταση γειώσεως του εκπομπού σε συνδεσμολογία (CE) ή κύκλωμα πολώσεως με ανατροφοδότηση ρεύματος.

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

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

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

Για περισσότερες λεπτομέρειες θα μιλήσουμε στο Τέταρτο Κεφάλαιο.



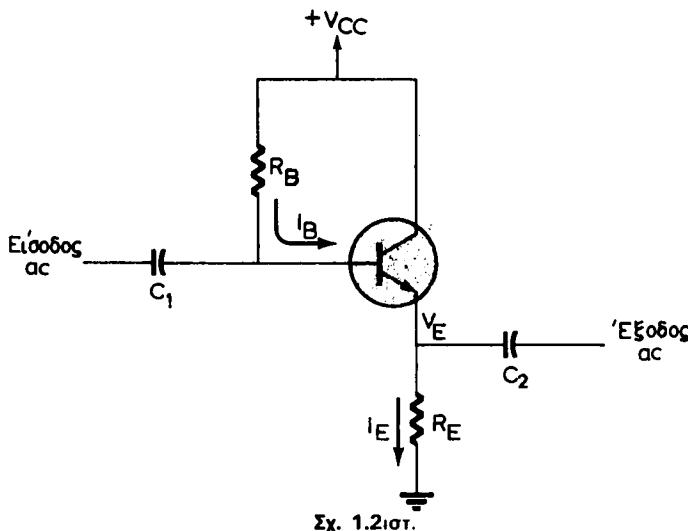
Σχ. 1.2ie.

Κύκλωμα πολώσεως με ανατροφοδότηση τάσεως σε συνδεσμολογία (CC).

### Κύκλωμα πολώσεως σε συνδεσμολογία (CC).

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

Η τάση στο συλλέκτη V<sub>C</sub> είναι σταθερή και ίση με τη σταθερή τάση της πηγής V<sub>CC</sub>. Όταν το κύκλωμα καλείται να εργασθεί ως ενισχυτής, επιζητούμε να έχουμε **μικρή παραμόρφωση** του σήματος εισόδου στην έξοδο. Για να μπορεί λοιπόν το σήμα εξόδου να λαμβάνει μενάλα πλάτη, χωρίς να επέρχεται παραμόρφωση, πρέ-



Σχ. 1.2ιστ.

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

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

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

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

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

Αποδεικνύεται ότι:

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

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

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

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

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

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

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

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

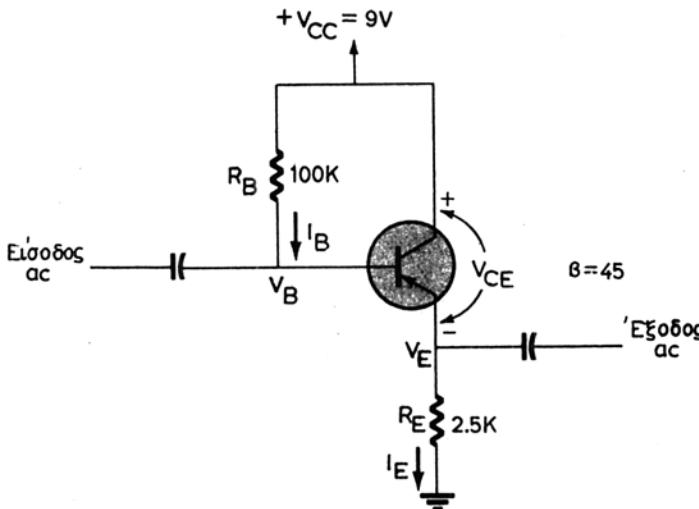
υπολογίζει την τάση  $V_E$ .

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

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

#### Παράδειγμα 4.

Δίνεται το κύκλωμα του σχήματος 1.2iζ και ζητούνται τα ρεύματα και οι τάσεις πολώσεως. Το  $\beta$  του τρανζίστορ είναι  $\beta = 45$ .



Σχ. 1.2iζ.

Κύκλωμα πολώσεως σε συνδεσμολογία (CC).

#### Λύση.

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

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

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

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

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

#### 1.3 Επίδραση της πολώσεως στην παραμόρφωση.

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

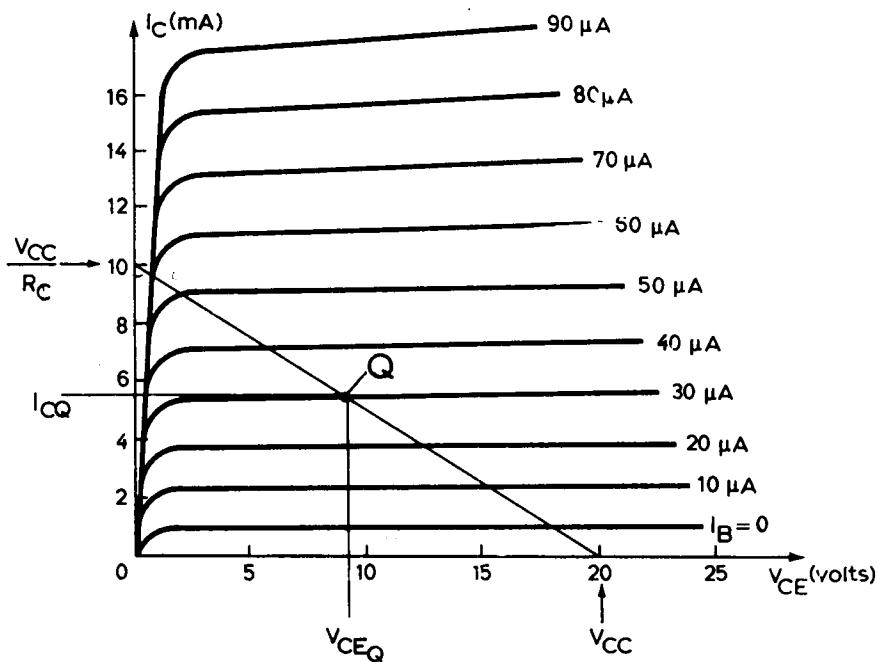
σφάλιση των συνθηκών πολώσεως. Για να είμαστε βέβαιοι ότι το σήμα δεν θα υποστεί παραμόρφωση, πρέπει οι αρχικές συνθήκες πολώσεως να διατηρηθούν σχεδόν αμετάβλητες καθόλη τη διάρκεια της λειτουργίας του ενισχυτή.

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

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

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

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



Σχ. 1.3a.

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

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

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

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

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

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

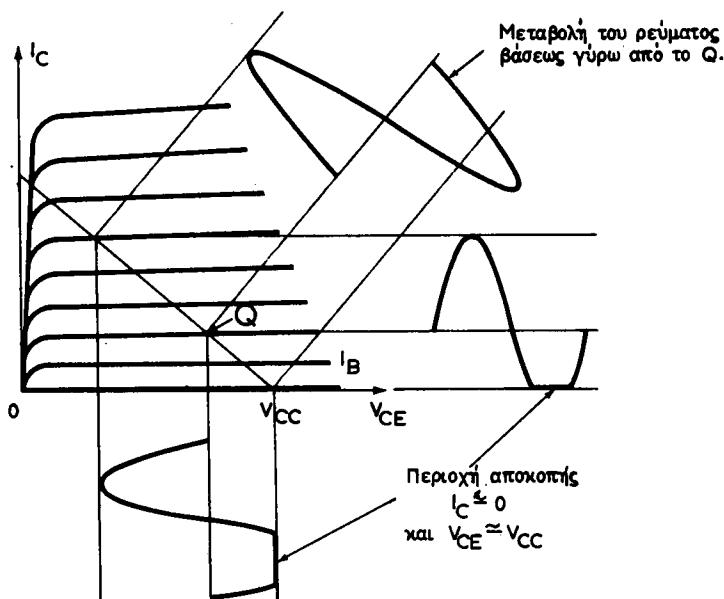
Αν όμως το σημείο ηρεμίας  $Q$  τοποθετηθεί χαμηλά της ευθείας φόρτου (μικρές τιμές του  $I_B$ ) ή μετακινηθεί προς τα εκεί λόγω μεταβολής των αρχικών συνθηκών πολώσεως, τότε, σήματα μεγάλου πλάτους στην είσοδο, ενδέχεται να εμφανισθούν παραμορφωμένα στην έξοδο.

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

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

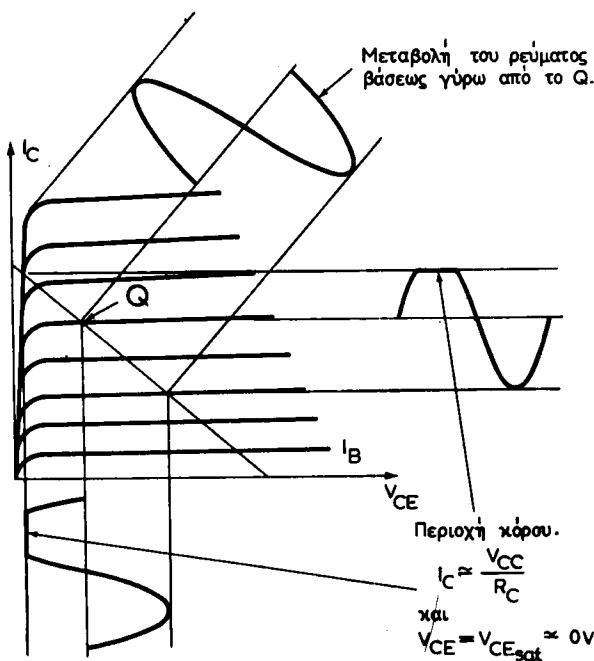
Αν τώρα θεωρήσουμε ότι το  $Q$  έχει τοποθετηθεί κοντά στην **περιοχή κόρου** (μεγάλες τιμές του  $I_B$ ), τότε, όπως φαίνεται στη γραφική μέθοδο του σχήματος 1.3γ, κάθε τάση μικρότερη της  $V_{CE} = V_{CES} \simeq 0$  αποκόπτεται (ψαλιδίζεται). Επομένως, σε όλη τη χρονική αυτή διάρκεια κατά την οποία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

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



Σχ. 1.3β.

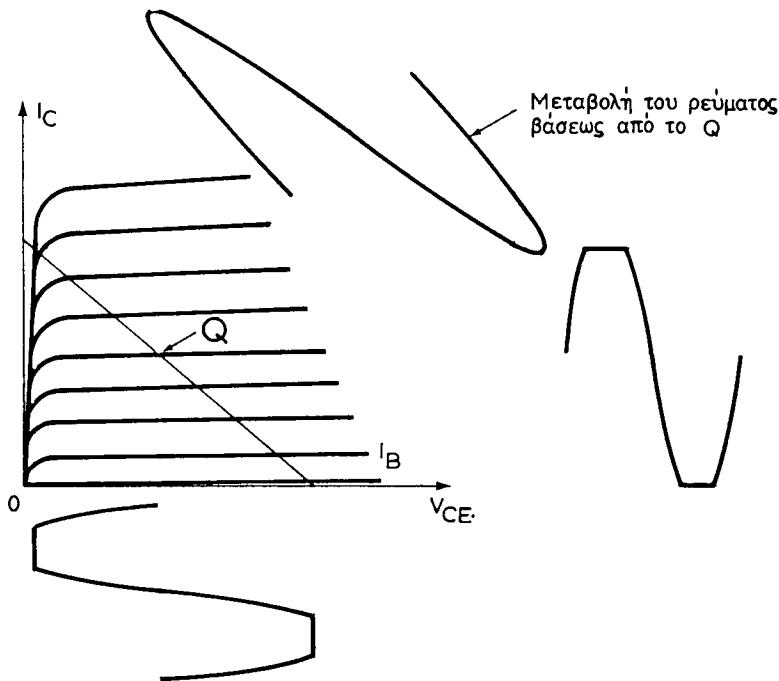
Επίδραση της θέσεως του σημείου ηρεμίας  $Q$  στην παραμόρφωση του σήματος εισόδου. Το  $Q$  κοντά στην περιοχή αποκοπής.



Σχ. 1.3γ.

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

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

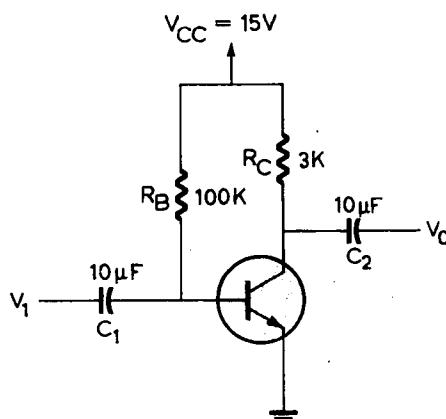


Σχ. 1.3δ.

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

### Παράδειγμα 5.

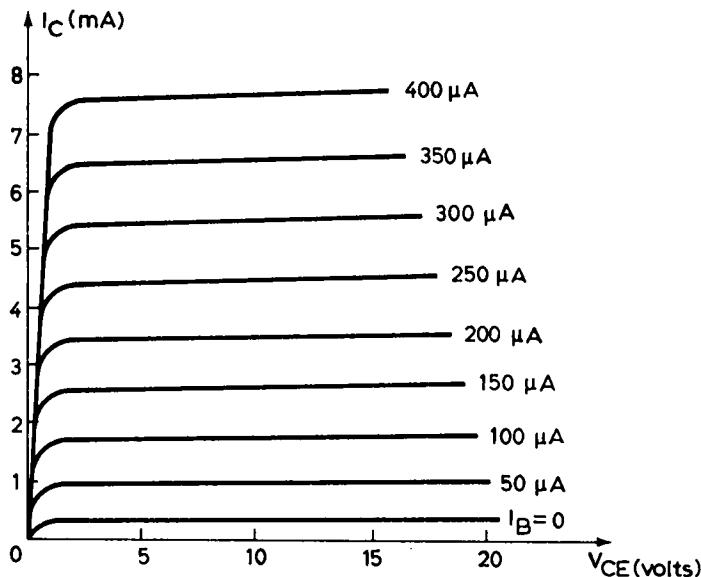
Δίνεται το κύκλωμα του σχήματος 1.3ε και οι χαρακτηριστικές (συλλέκτη) του



Σχ. 1.3ε.

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

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



**Σχ. 1.3στ.**  
Χαρακτηριστικές (συλλέκτη) του τρανζίστορ του σχήματος 1.3ε.

### Λύση.

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

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

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

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

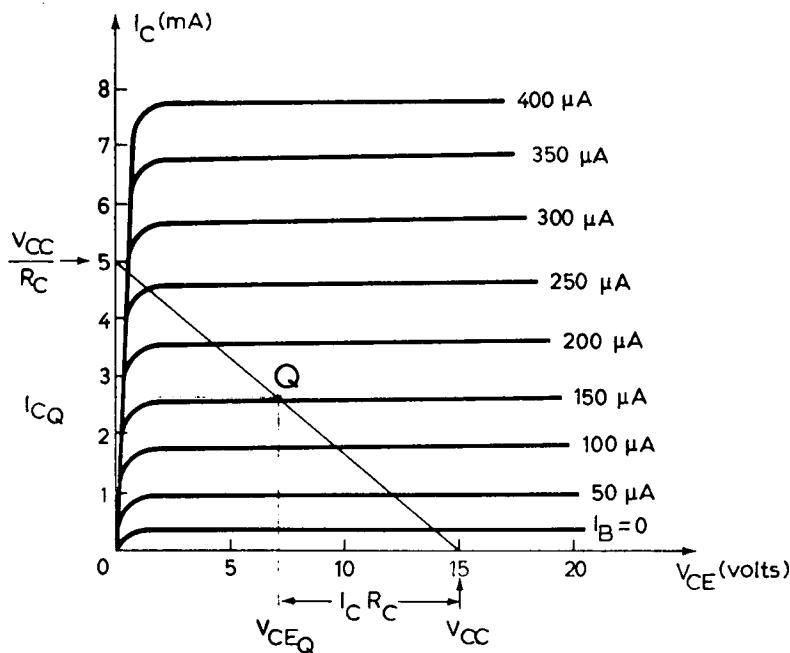
Για να καθορισθεί το σημείο ηρεμίας Q, πρέπει να υπολογισθεί το ρεύμα βάσεως  $I_B$ .

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

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

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

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



Σχ. 1.3ζ.

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

#### 1.4 Ισοδύναμα κυκλώματα.

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

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

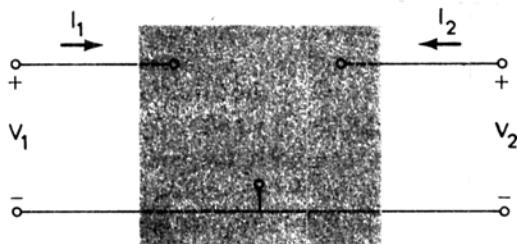
Αν για τη χάραξη του ισοδύναμου κυκλώματος του τρανζίστορ, χρησιμοποιήσουμε τις τέσσερις υβριδικές παραμέτρους, τότε το ισοδύναμο αυτό λέγεται **υβριδικό ισοδύναμο**.

#### Υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα.

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

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

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



Σχ. 1.4a.

Το κύκλωμα ενός τρανζίστορ κάποιας συνδεσμολογίας ως τετράπολο.

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

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

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

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

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

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

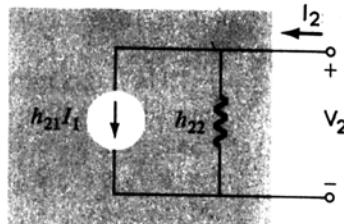
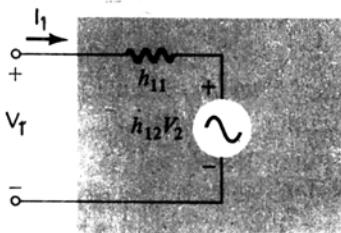
$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2 \quad (1.4.3)$$

**αλλά και να την ικανοποιεί.**

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

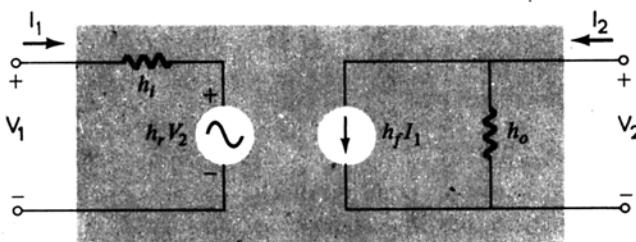
Με ανάλογη σκέψη, βρίσκομε ότι το κύκλωμα αυτό θα αποτελείται από μία πηγή σταθερού ρεύματος  $h_{21}I_1$ , στην οποία είναι παράλληλα συνδεδεμένη η αγωγή μότητα εξόδου  $h_{22}$ .

Τα κυκλώματα εισόδου και εξόδου φαίνονται στο σχήμα 1.4β.



Σχ. 1.4β.

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



Σχ. 1.4γ.

Πλήρες υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα όλων των συνδεσμολογιών.

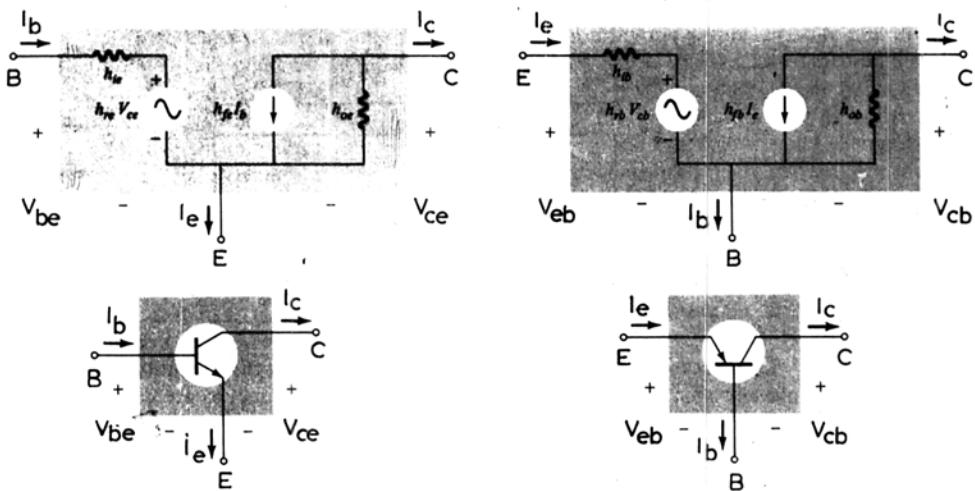
Τα δύο αυτά κυκλώματα μαζί αποτελούν το πλήρες ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 1.4α για όλες τις συνδεσμολογίες, το οποίο φαίνεται στο σχήμα 1.4γ.

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

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

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

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



Σχ. 1.46.

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

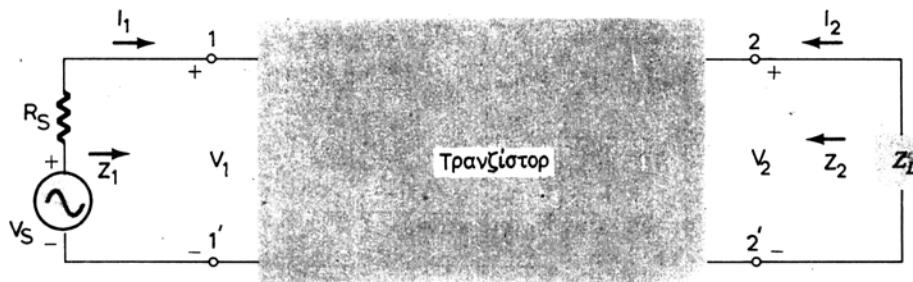
### 1.5 Ανάλυση του τρανζίστορ ως ενισχυτή μέ βάση το υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα.

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

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

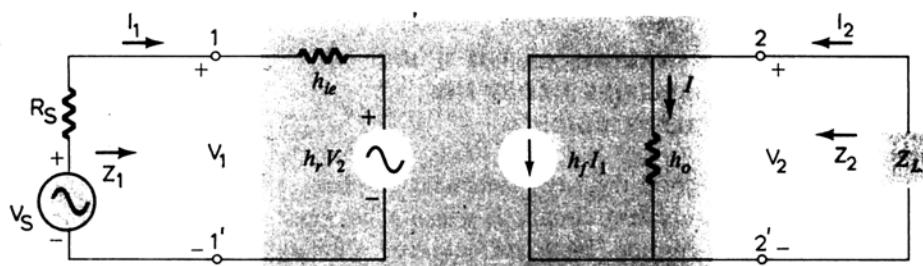
- Την απολαβή ρεύματος  $A_I$ .
- Την απολαβή τάσεως  $A_u$ .
- Την απολαβή ισχύος  $A_p$ .
- Τη σύνθετη αντίσταση εισόδου  $Z_1$ .
- Τη σύνθετη αντίσταση εξόδου  $Z_2$ .
- Τις σχέσεις μεταξύ των φάσεων.

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



Σχ. 1.5α.

Βασικό σχηματικό κύκλωμα ενισχυτή με τρανζίστορ.



Σχ. 1.5β.

Υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή.

### Απολαβή ρεύματος $A_I$ .

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

### **Απολαβή τάσεως $A_u$ .**

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

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

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

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

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

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

Τότε:

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

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

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

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

*Η σύνθετη αντίσταση εισόδου  $Z$ , ορίζεται ως το πηλίκο της τάσεως εισόδου του ενισχυτή  $V$ , προς το ρεύμα εισόδου  $I$ . Δηλαδή:*

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

Από το κύκλωμα εισόδου, θα έχομε:

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

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

Αντικαθιστούμε το  $V_2$  στην προηγούμενη σχέση, οπότε:

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

Στη σχέση αυτή, θέτομε όπου:

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

Επομένως, η (1.5.13) γράφεται:

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

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

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

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

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

### **Σύνθετη αντίσταση εξόδου $Z_2$ .**

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

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

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

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

Λαμβάνομε τώρα υπόψη την εξίσωση (1.5.2):

$$I_2 = h_f I_1 + h_o V_2$$

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

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

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

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

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

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

### Απολαβή ισχύος $A_p$ .

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

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

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

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

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

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

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

Θεωρούμε τώρα τις σχέσεις:

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

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

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

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

### Σχέση μεταξύ των φάσεων.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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 απολαβή  $A_u$  είναι αρνητική.

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

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

### Παράδειγμα 6.

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

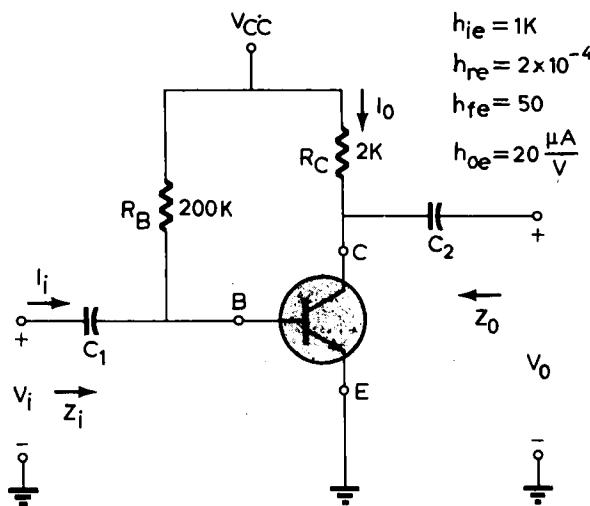
α) Την απολαβή ρεύματος  $A_I = \frac{I_o}{I_i}$ .

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

γ) Τη σύνθετη αντίσταση εισόδου  $Z_i$ .

δ) Τη σύνθετη αντίσταση εξόδου  $Z_o$ .

ε) Την απολαβή ισχύος  $A_p$ .



Σχ. 1.5γ.

Κύκλωμα ενισχυτή του παραδείγματος 6.

### Λύση.

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

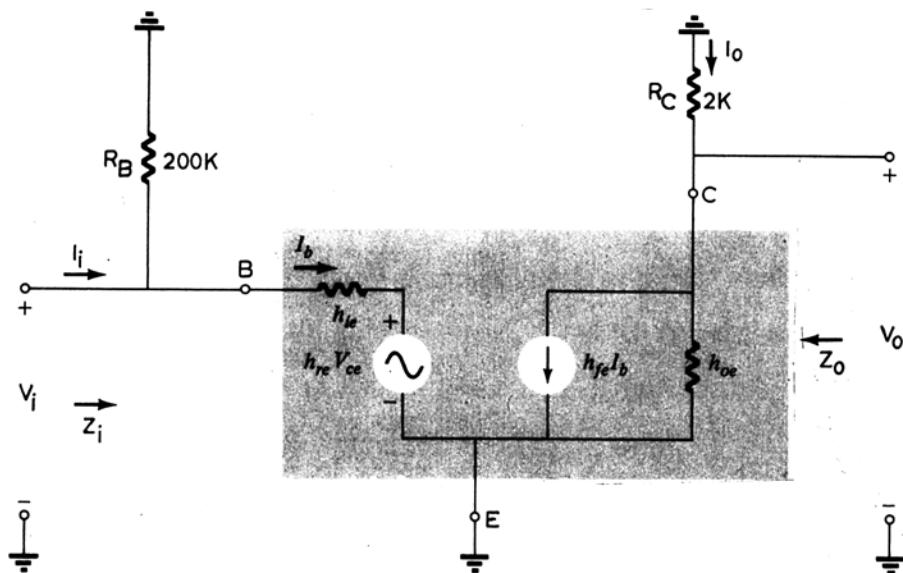
Για να φανεί καλύτερα η αντιστοιχία των διαφόρων μεγεθών στο κύκλωμα του ενισχυτή, ξανασχεδιάζομε λίγο τροποποιημένο το παραπάνω ισοδύναμο κύκλωμα.

Τό νέο αυτό υβριδικό κύκλωμα φαίνεται στο σχήμα 1.5ε, στο οποίο θα εφαρμόσομε τις προηγούμενες σχέσεις, για να υπολογίσομε τα ζητούμενα μεγέθη.

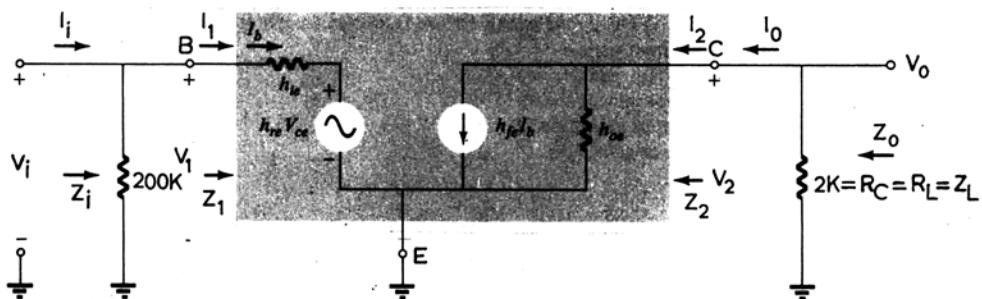
α) Για να υπολογίσομε την απολαβή ρεύματος  $A_I$ , πρέπει πρώτα να υπολογίσομε την  $Z_1$ :

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

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



**Σχ. 1.5δ.**  
Υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα του ενισχυτή του σχήματος 1.5γ.



**Σχ. 1.5ε.**  
Τροποποιημένο υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 1.5δ.

Επειδή  $200 \text{ k}\Omega > 0,981 \text{ k}\Omega$ , έπειται ότι η  $R_B$  δεν διαρρέεται ουσιαστικά από ρεύμα, δηλαδή  $I_1 = I_0$ , οπότε:

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

$$\beta) A_u = \frac{V_0}{V_i} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{-h_{fe} Z_L}{h_{ie} + (h_{ie} h_{oe} - h_{fe} h_{re}) Z_L}$$

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

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

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

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

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

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

Συνεπώς:

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

$$\epsilon) A_{oi} = -A_u A_I = -(-98)(48,1) = 4713,8$$

## 1.6 Μέθοδος προσεγγίσεως των μεγεθών του ενισχυτή.

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

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

$$h_{fe} = 50$$

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

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

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

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

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

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

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

Η αριθμητική τιμή του παρονομαστή υπολογίζεται από τις δεδομένες τιμές:

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

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

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

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

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

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

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

Βρίσκομε την αριθμητική τιμή της παραστάσεως:

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

και του παρονομαστή:

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

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

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

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

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

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

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

Βρίσκομε την αριθμητική τιμή του αριθμητή του κλάσματος:

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

και του παρονομαστή:

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

Συνεπώς, η (1.6.7) γράφεται:

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

Δηλαδή:

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

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

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

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

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

Βρίσκομε τώρα την αριθμητική τιμή του παρονομαστή του κλάσματος:

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

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

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

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

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

Η αποβολή ισχύος  $A_p$  του ενισχυτή δίνεται από τη σχέση (1.5.27), όπου όμως οι σύνθετες αντιστάσεις φορτίου  $Z_L$  και εισόδου  $Z_1$ , 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 λάβομε τώρα υπόψη τις σχέσεις (1.6.4) και (1.6.8), η (1.6.10) γράφεται:

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

Συνεπώς, η απολαβή ισχύος  $A_p$  είναι, με προσέγγιση, ανάλογη του  $\beta^2$  του τρανζίστορ και της ωμικής αντιστάσεως φορτίου  $R_L$  και αντιστρόφως ανάλογη της ωμικής αντιστάσεως εισόδου  $h_{ie}$  του τρανζίστορ.

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

#### **ΠΙΝΑΚΑΣ 1.6.1.**

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

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

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

**ΠΙΝΑΚΑΣ 1.6.2.**

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

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

**Συμπεράσματα από τον Πίνακα 1.6.2.**

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

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

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

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

**Συμπεράσματα από τον Πίνακα 1.6.1.**

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

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

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

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

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

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

### ΠΙΝΑΚΑΣ 1.6.3.

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

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

Οι τιμές των  $A_{I_{max}}$  και  $A_{u_{max}}$  αναφέρονται στις μέγιστες τιμές των απολόγων

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

#### **Σημείωση.**

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

### **ΠΙΝΑΚΑΣ 1.6.4.**

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

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

### **Γενικά συμπεράσματα.**

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

τυγχάνομε μόνο με τον ενισχυτή σε συνδεσμολογία (CE).

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

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

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

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

## 1.7 Μονάδες μετρήσεως των απολαβών – decibels.

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

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

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

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

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

Αριθμός των dB = 10 φορές επί τον αριθμό των bel

Συνεπώς:

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

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

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

Η νέα μονάδα (ουσιαστικά αδιάστατο μέγεθος) αναγράφεται σε πολλές η-λεκτρονικές 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 ι-ισχύος. Ως τέτοια τιμή λαμβάνεται η ισχύς  $P_1 = 1 \text{ mW}$ , δηλαδή θεωρούμε ως βάση αναφοράς των ισχών εξόδου την ισχύ εισόδου  $P_1 = 1 \text{ mW}$ .

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Με ανάλογη σκέψη, αν θεωρήσουμε ότι  $P_2 = I_2^2 R_o$  και  $P_1 = I_1^2 R_o$ , 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 οι σχέσεις (1.7.5) και (1.7.6) ισχύουν μόνο εφόσον αναφερόμαστε σε ίσες ωμικές αντιστάσεις εισόδου και εξόδου (ή φορτίου).

### Παρατήρηση.

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

### Παράδειγμα 7.

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

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

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

#### Λύση.

α) Εφαρμόζομε τη σχέση (1.7.2), οπότε:

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

ή

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

β) Εφαρμόζομε τη σχέση (1.7.5), οπότε:

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

ή

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

Συνεπώς:

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

Άρα:

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

#### Ερωτήσεις.

1. Ποιες εξισώσεις ορίζουν τις υβριδικές παραμέτρους- $h$  γενικά (και για τις τρεις συνδεσμολογίες);
2. Ποια η φυσική σημασία των παραμέτρων  $h_{fe}$ ,  $h_{fb}$  και  $h_{fc}$ ;
3. Τι εκφράζει το αντίστροφο της παραμέτρου  $h_0$  γενικά;
4. Τι εννοούμε με τον όρο «πόλωση»;
5. Να σχεδιάστε ένα κύκλωμα πολώσεως για κάθε συνδεσμολογία.
6. Να σχεδιάστε ένα κύκλωμα πολώσεως ανεξάρτητο του β του τρανζίστορ.
7. Ποια μεγέθη πρέπει να περιλαμβάνει το υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα εισόδου ενός ενισχυτή και ποια το έξοδου;
8. Να υποθέστε 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 τα μεγέθη  $A_I$ ,  $A_u$ ,  $Z_1$ ,  $Z_2$  και  $A_p$  για τις συνδεσμολογίες αυτές.

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

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΔΕΥΤΕΡΟ

### ΣΥΝΤΟΝΙΖΟΜΕΝΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ

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

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

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

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

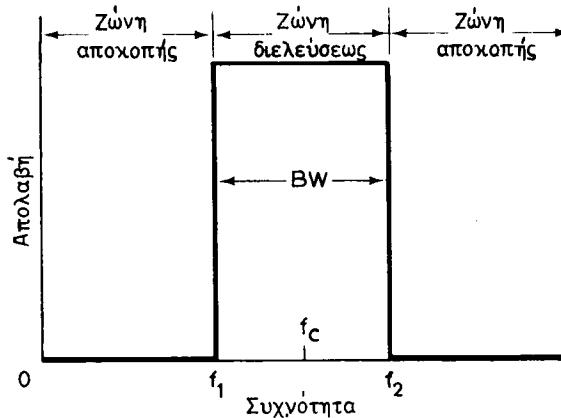
$$f_c = \frac{f_2 + f_1}{2}$$

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

#### 2.1 Απλά συντονιζόμενοι ενισχυτές.

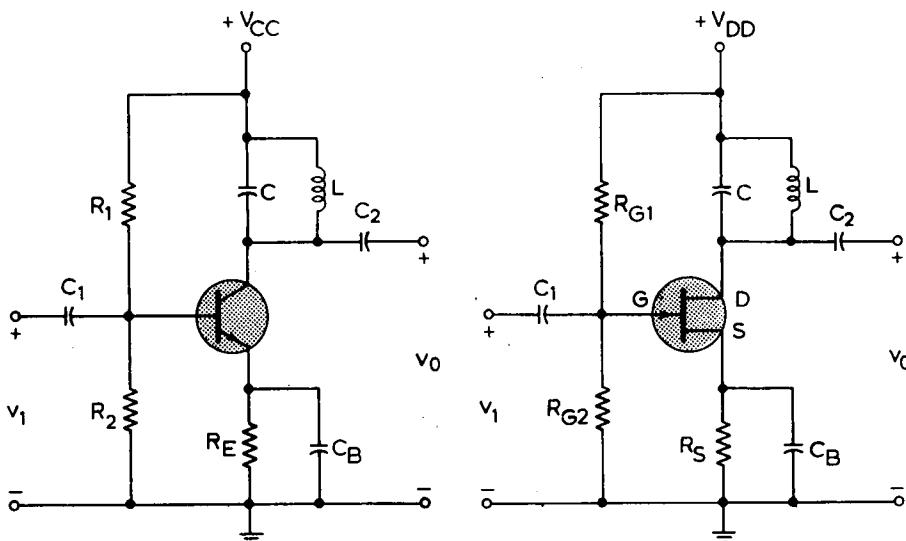
Στο σχήμα 2.1α φαίνεται η απολαβή ενός ιδανικά συντονιζόμενου ενισχυτή ως συνάρτηση της συχνότητας. **Η γραφική αυτή παράσταση λέγεται καμπύλη αποκρίσεως συχνοτήτων**.

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



Σχ. 2.1α.

Η απολαβή ενός ιδανικά συντονιζόμενου ενισχυτή ως συνάρτηση της συχνότητας.



Σχ. 2.1β.

Απλά συντονιζόμενος ενισχυτής με τρανζίστορ.

Σχ. 2.1γ.

Απλά συντονιζόμενος ενισχυτής με FET.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

όπου: j είναι η φανταστική μονάδα.

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

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

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

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

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

### Παράδειγμα 1.

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

Να υπολογισθεί η ωμική αντίσταση του πηνίου.

### Λύση.

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

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

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

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

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

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

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

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

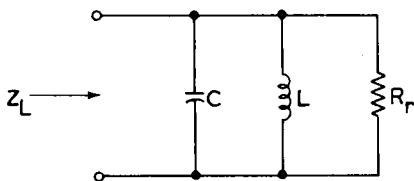
$$Z_{L(\text{res})} = R Q_0^2 \equiv R_r \quad (2.1.8)$$

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

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

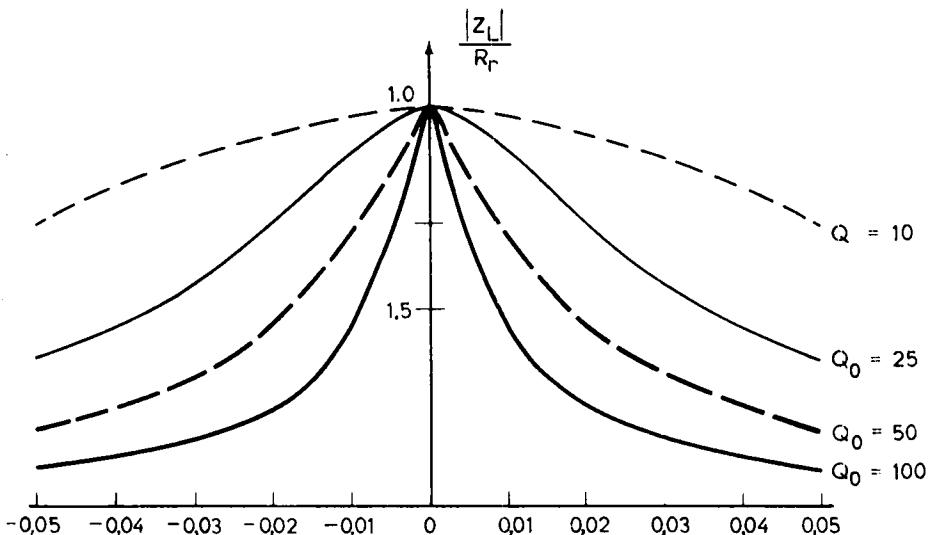
Έτσι λοιπόν, ένα συντονιζόμενο κύκλωμα μπορεί να ξανασχεδιασθεί και να ληφθεί υπόψη η ωμική αντίσταση συντονισμού  $R_r$ . Το ισοδύναμο αυτό κύκλωμα γύρω από τη συχνότητα συντονισμού φαίνεται στο σχήμα 2.1δ. Το ισοδύναμο αυτό κύκλωμα αποτελεί μία καλή προσέγγιση του συντονιζόμενου κυκλώματος L-C γύρω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

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



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  $\delta$  για διάφορα  $Q_0$ .

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

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

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

### Απολαβή του συντονιζόμενου ενισχυτή.

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

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

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

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

όπου έχομε αντικαταστήσει:

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

και

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

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

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

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

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

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

**Η απολαβή  $A_{ur}$  είναι η μέγιστη δυνατή και επιτυγχάνεται στο συντονισμό, όταν δηλαδή ο ενισχυτής ενισχύει τη συχνότητα  $f = f_0$ .** Επειδή πάλι  $\frac{R_p}{R_0} < 1$ , έπειτα ότι  $A_{ur} < A_{uoc}$ . Δηλαδή η απολαβή τάσεως στο συντονισμό είναι μικρότερη της απολαβής τάσεως ανοικτού κυκλώματος, που δίνει η σχέση (2.1.1).

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

### Υπολογισμός των συχνοτήτων αποκοπής.

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

κάθε συχνότητα μικρότερη κάποιας συχνότητας  $f_1$ .

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

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

Τότε από την (2.1.6) 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.

Να αποδειχθούν:

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

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

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

### Λύση.

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

$$A_p = A_u A_i$$

Αν θέσουμε  $A_i = A_u$  τότε:

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

Από τη σχέση αυτή βλέπομε ότι, όταν:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Παίρνουμε την απόλυτη τιμή της (2.1.18):

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

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

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

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

### Παράδειγμα 3.

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

Οι παράμετροι του τρανζίστορ είναι:

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

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

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

### Λύση.

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

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

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

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

Βρίσκομε τώρα την αντίσταση εξόδου  $R_o$ :

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

Εφαρμόζομε τη σχέση (2.1.1):

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

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

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

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

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

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

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

Το εύρος ζώνης υπολογίζεται από την (2.1.15):

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

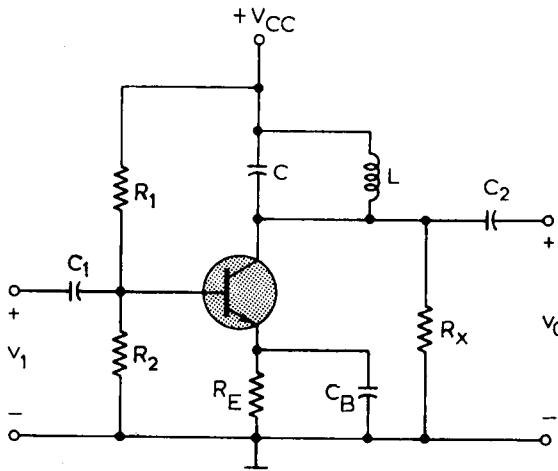
Οι συχνότητες αποκοπής βρίσκονται από το συνδυασμό των σχέσεων (2.1.15) και (2.1.14):

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

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

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

Σε ένα απλά συντονιζόμενο ενισχυτή μπορούμε επίσης να ρυθμίσουμε το εύρος ζώνης. Για να αυξήσουμε το BW, πρέπει να ελαττώσουμε το  $Q_e$ , δημιουργώντας ένα παραλληλό κύκλωμα μεταξύ της επανδρωτής πίνακας και της επανδρωτής βάσης. Το σχήμα που αποτελείται από την συνένωση των σχημάτων 2.1.15 και 2.1.16, είναι το σχήμα 2.1.17.



Σχ. 2.1στ.

Τροποποίηση του κυκλώματος του σχήματος 2.1β για μεγαλύτερο BW.

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

#### Παράδειγμα 4.

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

#### Λύση.

Από τη σχέση (2.1.15) έχομε:

$$Q_e = \frac{f_0}{BW} = \frac{455}{25} \simeq 18,2$$

και από τη (2.1.12):

$$R_p = R_r \frac{Q_e}{Q_0} = (286) \frac{18,2}{100} \simeq 52 \text{ k}\Omega$$

Οι τιμές των  $R_0$ ,  $R_r$  λαμβάνονται από το προηγούμενο παράδειγμα 3. Για να βρούμε την  $R_x$ , εφαρμόζομε τον τύπο:

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

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

## 2.2 Σύζευξη συντονιζομένων ενισχυτών.

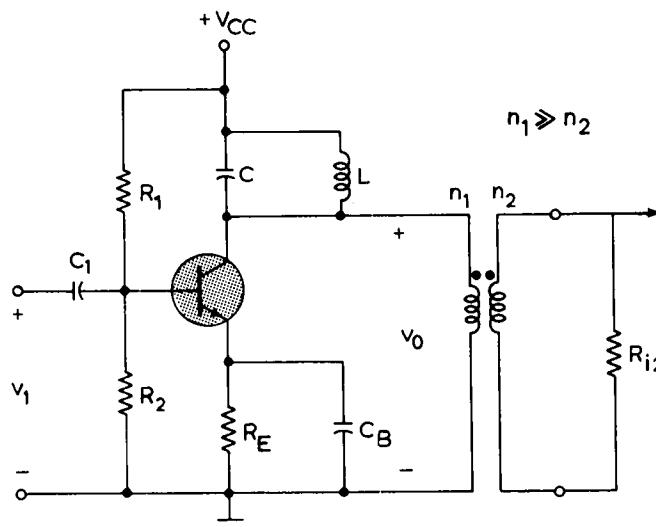
Όταν πρόκειται να κάνομε σύζευξη δύο ενισχυτών, η σύνθετη αντίσταση εισόδου του δεύτερου ενισχυτή εμφανίζεται σαν φορτίο στον πρώτο. Στην περίπτωση των συντονιζομένων ενισχυτών η σύζευξη παρουσιάζει μερικά προβλήματα, κυρίως όταν πρόκειται για ενισχυτές τρανζίστορ (BJT).

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

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

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

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

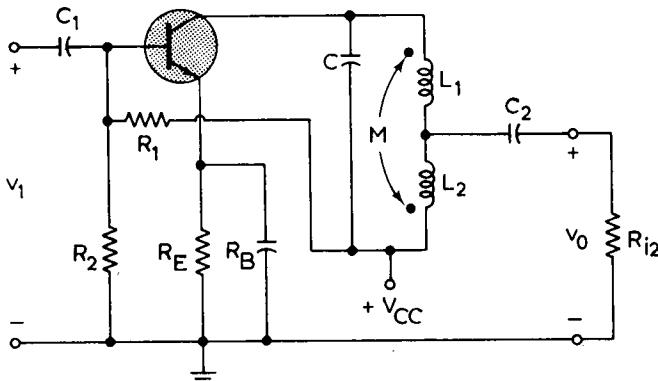


Σχ. 2.2α.

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

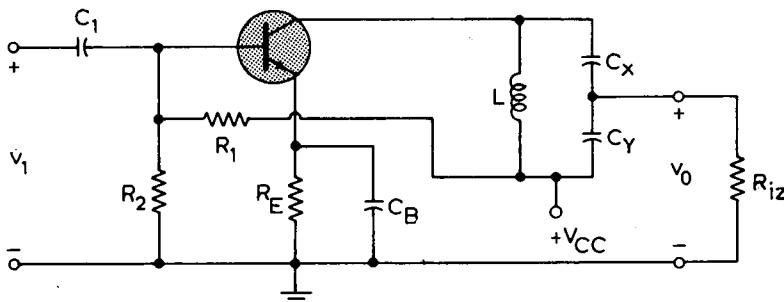
Ο μετασχηματιστής αυξάνει την ενεργό σύνθετη αντίσταση που «βλέπει» το συντονιζόμενο κύκλωμα. Έτσι αποφεύγομε την ανεπιθύμητη φόρτιση και τη διεύρυνση του εύρους ζώνης, την οποία θα είχαμε χωρίς το μετασχηματιστή. Μολονότι η προσαρμογή που κάνει ο μετασχηματιστής είναι επιτυχής, η μέθοδος αυτή δεν χρησιμοποιείται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

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



Σχ. 2.2β.

Κύκλωμα προσαρμογής συνθέτων αντιστάσεων με χρήση πηνίων στην πρώτη βαθμίδα.



Σχ. 2.2γ.

Κύκλωμα προσαρμογής συνθέτων αντιστάσεων με χρήση πυκνωτών στην πρώτη βαθμίδα.

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

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

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

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

### 2.3 Διπλά συντονιζόμενοι ενισχυτές.

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

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

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

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

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

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

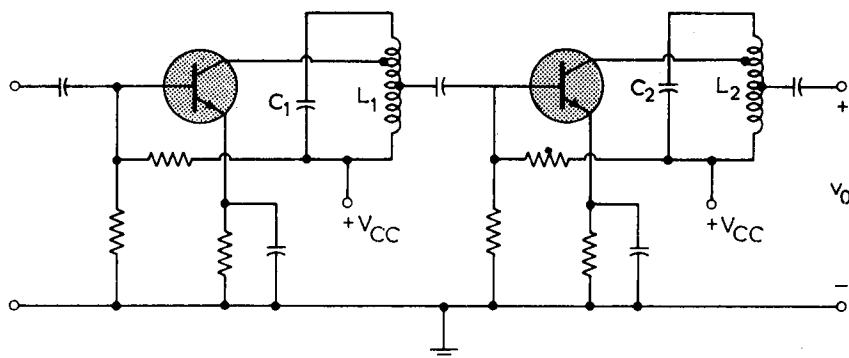
#### Σύγχρονος συντονισμός ενισχυτών.

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

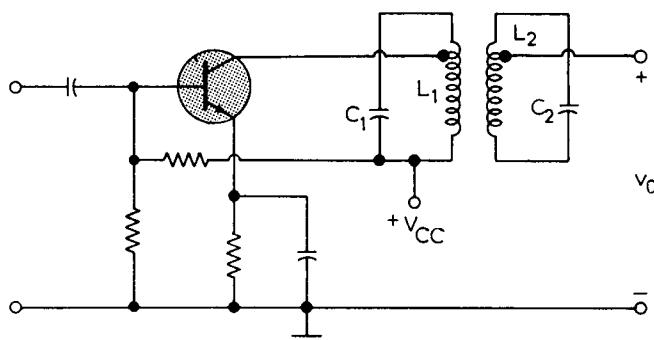
**ΠΙΝΑΚΑΣ 2.3.1.**

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

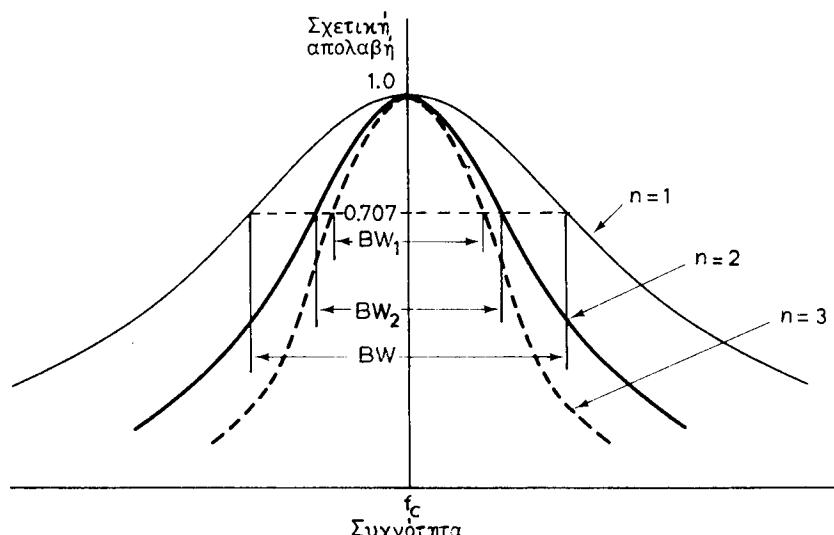
Στο σχήμα 2.3γ φαίνεται η μεταβολή του BW όταν ο αριθμός  $n$  των διπλά συντονιζόμενων ενισχυτών μεταβάλλεται. Οι καμπύλες αυτές λέγονται **καμπύλες αποκρίσεως συχνοτήτων των  $n$  - βαθμίδων**.



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



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



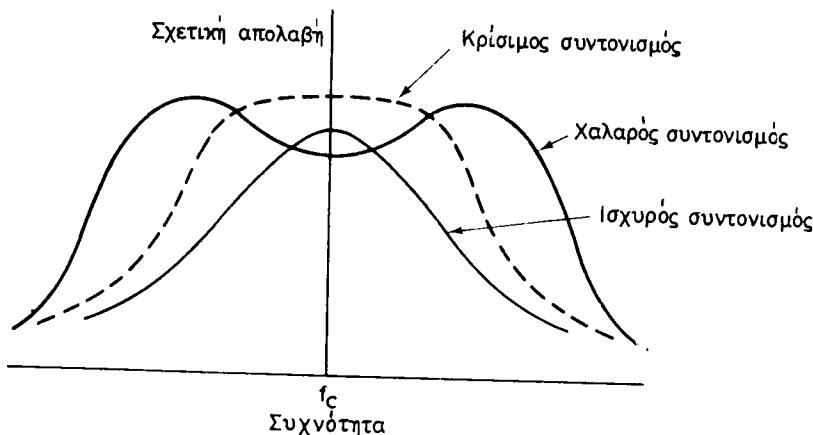
Απόκριση συχνοτήτων  $n$ -βαθμίδων σε σύγχρονο συντονισμό.

### Κλονιζόμενος συντονισμός ενισχυτών.

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

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

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



Σχ. 2.3δ.

Απόκριση συχνοτήτων δύο βαθμίδων διπλά συντονιζομένων. Κλονιζόμενος συντονισμός.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

### **Παράδειγμα 5.**

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

Να βρεθούν οι παράμετροι του ενισχυτή στην περίπτωση κρίσιμης συζεύξεως.

### **Λύση.**

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

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

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

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

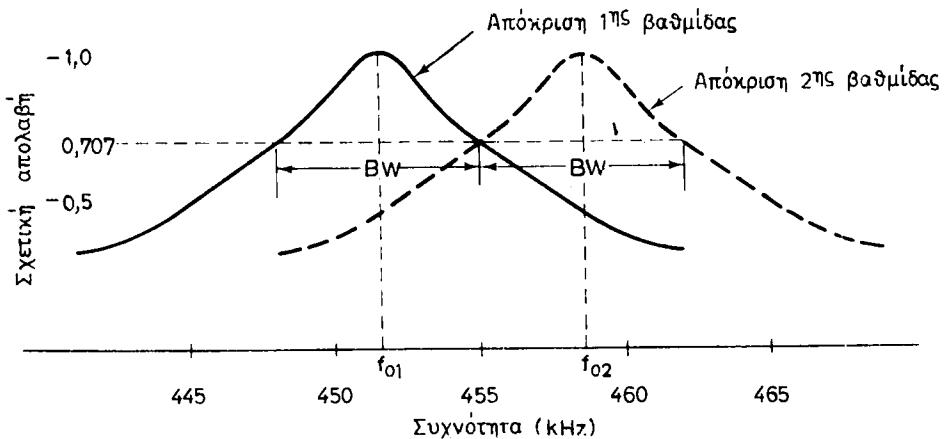
$$\text{BW}_1 = \text{BW}_2 = (0,707)(10) \simeq 7,0 \text{ kHz}$$

Ο ενεργός συντελεστής ποιότητας κάθε βαθμίδας είναι:

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

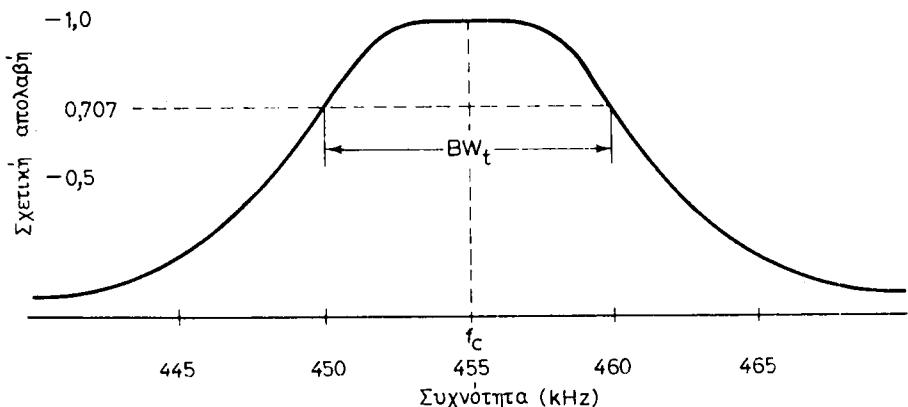
$$Q_{e2} = \frac{f_{02}}{\text{BW}_2} \simeq \frac{458,5}{7} \simeq 65,5$$

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



Σχ. 2.3ε.

Καμπύλες αποκρίσεως κάθε μιας βαθμίδας σε κρίσιμη σύζευξη.



Σχ. 2.3στ.

Καμπύλη ολικής αποκρίσεως του ενισχυτή δύο βαθμίδων σε κρίσιμη σύζευξη.

### Ερωτήσεις:

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

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

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΡΙΤΟ

### ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ ΙΣΧΥΟΣ

#### 3.1 Ταξινόμηση και κατηγορίες ενισχυτών ισχύος.

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

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

Οι ενισχυτές μικρού σήματος λειτουργούν κυρίως σε τάξη Α.

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

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

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

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

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

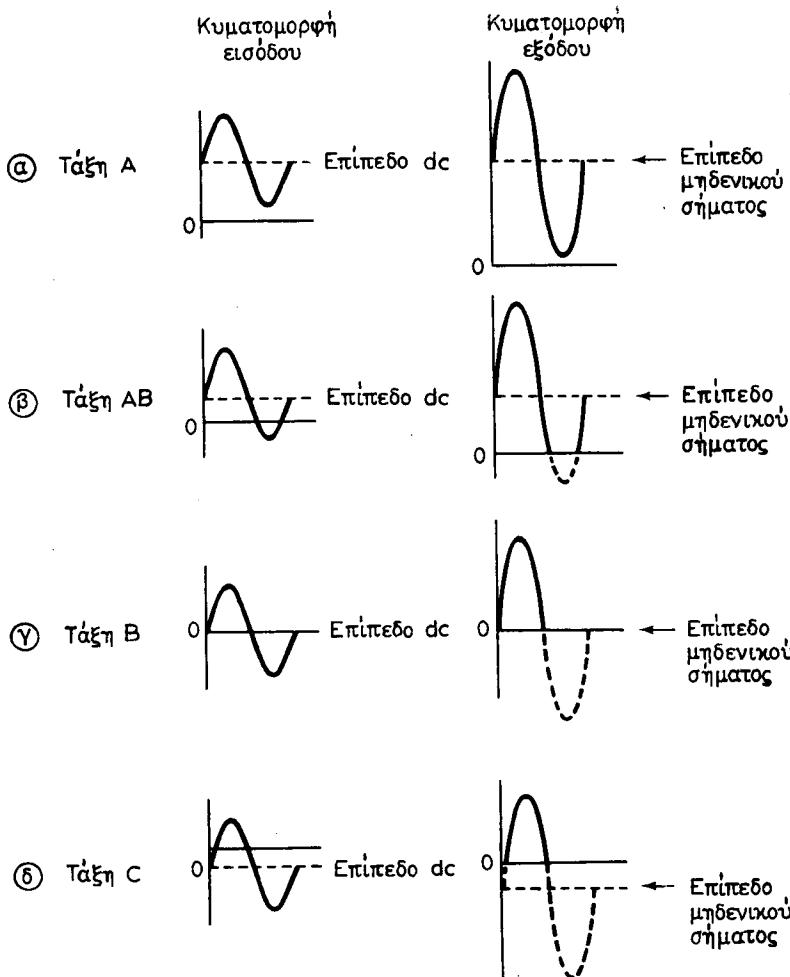
**Οι ενισχυτές που λειτουργούν σε τάξη Σ εμφανίζουν στην έξοδό τους ένα μόνο τμήμα της ημιπεριόδου του σήματος εισόδου και έχουν συνήθως σαν φορτίο ένα συντονιζόμενο κύκλωμα.**

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

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

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

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

**Σχ. 3.1.**

Κυματομορφές εισόδου και εξόδου στις διάφορες τάξεις λειτουργίας.

Οι ενισχυτές ισχύος παρουσιάζουν δύο κοινά χαρακτηριστικά:

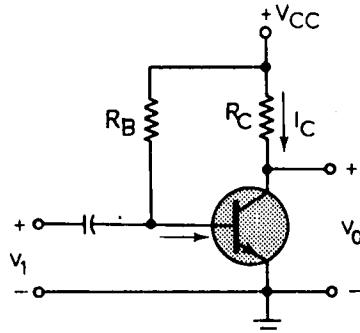
- Είναι όλοι ενισχυτές μεγάλων σημάτων και
- η λειτουργία τους δεν είναι γενικά γραμμική (nonlinear operation).

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

Στη συνέχεια εξετάζομε τη λειτουργία ενισχυτών μεγάλων σημάτων.

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

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



Σχ. 3.2α.

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

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

### Παράδειγμα 1.

Στο κύκλωμα του σχήματος 3.2α δίνονται:

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

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

### Λύση.

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

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

Οι χαρακτηριστικές καμπύλες του τρανζίστορ φαίνονται στο σχήμα 3.2β.

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

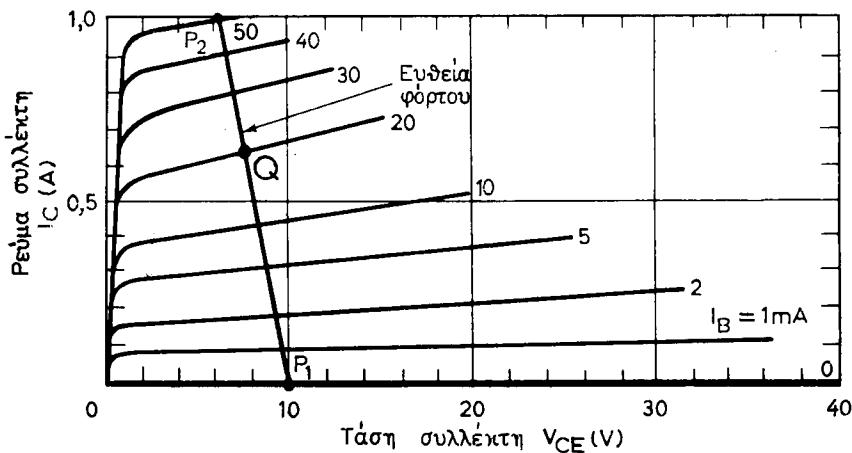
Η πτώση τάσεως τότε στα άκρα της  $R_C$  είναι 4 V. Συνεπώς:

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

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

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

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



Σχ. 3.2β.  
Χαρακτηριστικές του τρανζίστορ TIP29. Ευθεία φόρτου. Σημείο λειτουργίας.

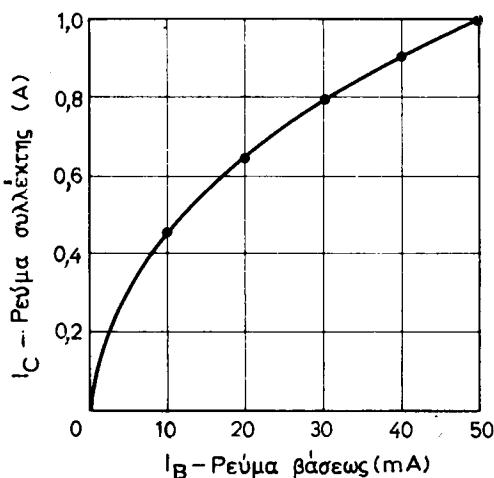
$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \approx \frac{10 - 0,6}{0,47} \approx 20 \text{ mA}$$

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

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

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

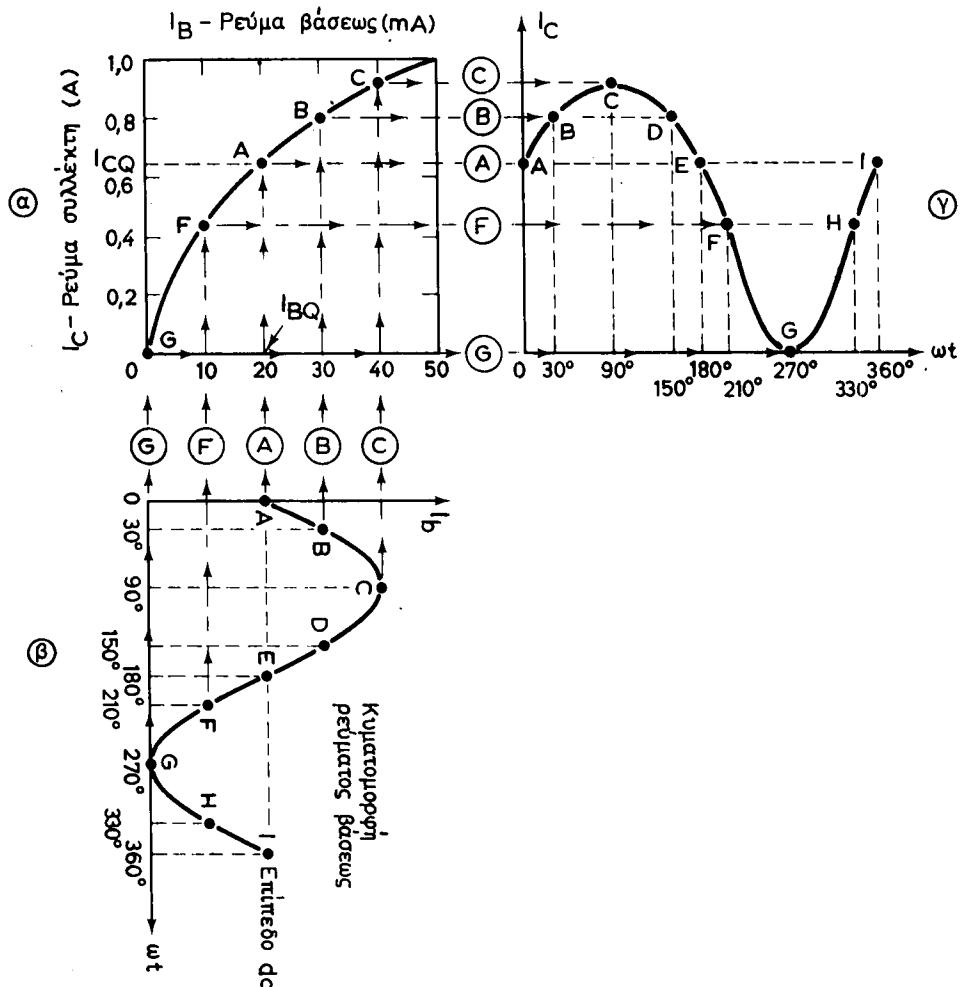
Η ομαλή ένωση όλων αυτών των σημείων σε συντεταγμένες  $I_B$  και  $I_C$  θα μας δώσει την καμπύλη του σχήματος 3.2γ. Η καμπύλη αυτή ονομάζεται **καμπύλη μεταφοράς ρεύματος**.



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

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

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



Σχ. 3.2δ.

Έύρεση 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 A – I της κυματομορφής  $I_b$  μέσω της καμπύλης (χαρακτηριστικής) μεταφοράς στην καμπύλη

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

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

Συνεπώς, η κυματομορφή εξόδου έχει υποστεί παραμόρφωση.

### 3.3 Υπολογισμοί στους ενισχυτές ισχύος.

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

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

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

#### Απόδοση ισχύος $\eta$ .

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

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

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

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

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

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

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

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

Αν το φορτίο αποτελείται από ωμική μόνο αντίσταση, τότε:

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

Η (3.3.3) τότε γίνεται:

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

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

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

### Παράδειγμα 2.

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

### Λύση.

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

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

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

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

Η απόδοση ισχύος είναι:

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

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

### 3.4 Μέγιστη ισχύς καταναλισκόμενη από τρανζίστορ.

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

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

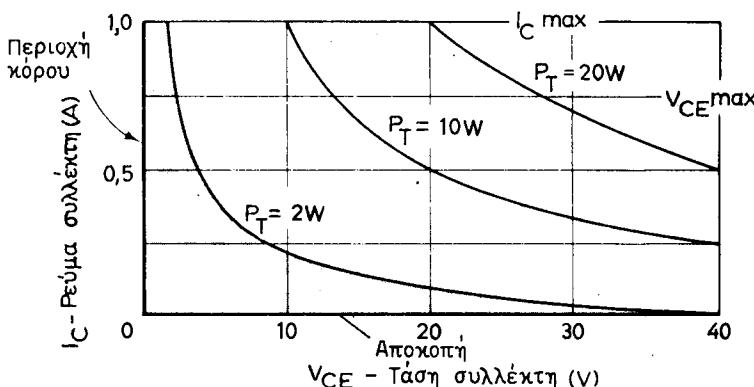
Για να χρησιμοποιήσουμε λοιπόν ένα τρανζίστορ θα πρέπει να εξακριβώσουμε αν είναι κατάλληλο για την εργασία που το προορίζουμε, καθώς και την επίτρεπτή περιοχή λειτουργίας του.

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

παριστάνεται από το γραμμοσκιασμένο εμβαδόν στο σχήμα 3.4a.

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

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



Σχ. 3.4a.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Για το συγκεκριμένο τρανζίστορ TIP29 o κατασκευαστής δίνει  $P_T = 2 W$ .

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

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

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

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

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

Επίσης ισχύει ότι:

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

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

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

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

$I_C$  — Ρεύμα συλλέκτη.

$V_{CE}$  — Τάση συλλέκτη - εκπομπού.

$I_B$  — Ρεύμα βάσεως,

$V_{BE}$  — Τάση βάσεως - εκπομπού.

### Απορροφητής Θερμότητας.

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

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

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

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

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

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

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

### Θερμική αντίσταση $K$ .

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

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

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

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

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

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

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

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

Η θερμική αντίσταση  $K$  μετρείται σε  $^{\circ}\text{C/W}$ , ενώ οι θερμοκρασίες  $T_j$  και  $T_a$  σε βαθμούς  $^{\circ}\text{C}$ .

Συνήθως σαν θερμοκρασία περιβάλλοντος (δωματίου) θεωρούμε τους  $25^{\circ}\text{C}$ , δηλαδή  $T_a = 25^{\circ}\text{C}$ .

**Η θερμική αντίσταση  $K$  αποτελεί ένα χαρακτηριστικό μέγεθος του τρανζίστορ.**

Για το τρανζίστορ TIP29, εφόσον η μέγιστη επιτρεπτή ισχύς που καταναλίσκε-

ταί μέσα στο τρανζίστορ, χωρίς απορροφητή, είναι  $P_T = 2 \text{ W}$ , η τιμή της θερμικής αντιστάσεως θα είναι:

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

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

Συνεπώς, αν το τρανζίστορ απορροφήσει 1 W, τότε η επαφή συλλέκτη θα έχει θερμοκρασία:  $62,5 + 25 = 87,5 \text{ °C}$ .

### **Ανάλυση της θερμικής αντιστάσεως K στις συνιστώσεις της.**

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

α) Τη θερμική αντίσταση της επαφής συλλέκτη και της μεταλλικής βάσεως του τρανζίστορ ( $K_m$ ).

β) Τη θερμική αντίσταση μεταξύ της βάσεως του τρανζίστορ και του απορροφητή θερμότητας – θερμική αντίσταση επαφής και, σε περίπτωση ηλεκτρικής μονώσεως, θερμική αντίσταση του μονωτικού μίκα ( $K_i$ ).

γ) Τη θερμική αντίσταση μεταξύ του απορροφητή θερμότητας και του περιβάλλοντος ( $K_h$ ).

Συνεπώς:

$$K = K_m + K_i + K_h \quad (3.4.9)$$

Η θερμική αντίσταση  $K_m$  εξαρτάται από την κατασκευή του τρανζίστορ και συνεπώς **αποτελεί χαρακτηριστικό μέγεθος του**. Οι κατασκευαστές των τρανζίστορ φροντίζουν, ώστε το  $K_m$  να έχει χαμηλή τιμή.

Η θερμική αντίσταση  $K_i$  εξαρτάται από την ηλεκτρική μόνωση που παρεμβάλλεται μεταξύ του τρανζίστορ και της μεταλλικής βάσεως, καθώς και από την ποιότητα της θερμικής επαφής.

Η θερμική αντίσταση  $K_h$  εξαρτάται από τη μεταλλική βάση, η οποία είναι και ο κύριος απορροφητής θερμότητας.

Συνεπώς το  $K_h$  εξαρτάται από το μέγεθος, τη θέση και το υλικό της μεταλλικής βάσεως.

Οι δύο πρώτες θερμικές αντιστάσεις  $K_m$  και  $K_i$  δίνονται συνήθως στα βιβλία περιγραφής των τρανζίστορ. Η θερμική αντίσταση  $K_h$  υπολογίζεται, αφού πρώτα 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, έπειται ότι και το  $K_h$  εξαρτάται επίσης από την ολική ισχύ.

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

### **Άσκηση.**

Να συμπληρωθεί ο Πίνακας 3.4.1 για το τρανζίστορ OC22.

**ΠΙΝΑΚΑΣ 3.4.1.**  
Θερμικές αντιστάσεις των τρανζίστορ TIP29 και OC22

Tύπος τρανζίστορ	P <sub>T</sub> → W	K → °C W	K <sub>m</sub> → °C W	K <sub>i</sub> → °C W	K <sub>h</sub> → °C W	T <sub>a</sub> → °C	T <sub>j</sub> → °C
TIP29	2	62,5	4,17	1	57,33	25	150
	10	12,5	4,17	1	7,3		
OC22	4	...	3	0,5	...	25	90
	6	...	3	0,5	...		

Με όσα μέχρι τώρα μελετήσαμε, μπορούμε να υπολογίσουμε τις θερμοκρασίες της μονωτικής βάσεως T<sub>C</sub> και της μεταλλικής βάσεως (απορροφητή) T<sub>S</sub> ενός τρανζίστορ. Οι θερμοκρασίες μετρούνται σε βαθμούς Κελσίου (°C). Για το λόγο αυτό σχεδιάζουμε το θερμικό κύκλωμα των τρανζίστορ-απορροφητή. Το θερμικό αυτό κύκλωμα είναι το ανάλογο ενός ηλεκτρικού κυκλώματος όπου όμως αντί για ηλεκτρικές, έχουμε θερμικές αντιστάσεις και, αντί για γεννήτρια, την ισχύ P<sub>T</sub>.

Για καλύτερη κατανόηση παραθέτουμε το πιο κάτω παράδειγμα.

### Παράδειγμα 3.

Για το τρανζίστορ OC22 δίνονται: P<sub>T</sub> = 4 W, T<sub>j</sub> = 90°C και T<sub>a</sub> = 45 °C.

Να υπολογισθούν: α) Οι θερμικές αντιστάσεις K, K<sub>h</sub> και β) οι θερμοκρασίες της μονωτικής βάσεως T<sub>C</sub> και του απορροφητή T<sub>S</sub>.

### Λύση.

$$\text{a)} \quad K = \frac{90 - 45}{4} = 11,25 \frac{\text{°C}}{\text{W}}$$

Από τον Πίνακα 3.4.1 παίρνομε τις τιμές των K<sub>m</sub>, K<sub>i</sub>. Άρα:

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

β) Για να βρούμε τις θερμοκρασίες T<sub>C</sub> και T<sub>S</sub> σχεδιάζουμε το θερμικό κύκλωμα (σχ. 3.4β).

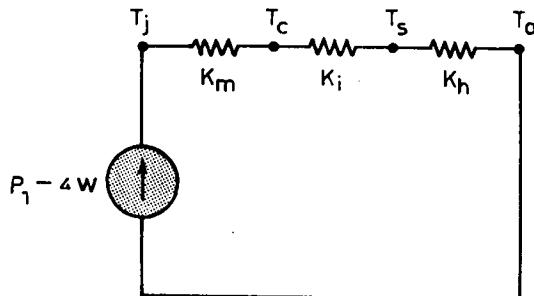
Η θερμοκρασία της μονωτικής βάσεως T<sub>C</sub> του τρανζίστορ είναι:

$$T_j - T_C = K_m P_T$$

ή

$$T_C = T_j - K_m P_T = 90 - 3 \times 4 = 78 \text{ °C}$$

Η θερμοκρασία του απορροφητή T<sub>S</sub> είναι:



**Σχ. 3.4β.**  
Θερμικό κύκλωμα τρανζίστορ - απορροφητή.

$$T_C - T_S = K_i P_T$$

ή επίσης,

$$T_j - T_S = (K_m + K_i) P_T$$

$$T_S = T_j - (K_m + K_i) P_T = 90 - (3 + 0,5) 4 = 76 \text{ } ^\circ\text{C}$$

### 3.5 Υπολογισμός αρμονικών παραμορφώσεων.

Από τη μελέτη μας στην παράγραφο 3.2, σχετικά με τη γραφική μέθοδο ευρέσεως της κυματομορφής εξόδου, διαπιστώσαμε, ότι η κυματομορφή εξόδου δεν έχει την ίδια ακριβώς μορφή με την κυματομορφή εισόδου. Συνεπώς η κυματομορφή εξόδου έχει υποστεί παραμόρφωση. Αν η καμπύλη μεταφοράς ήταν ευθεία γραμμή, τότε δεν θα είχε υποστεί παραμόρφωση η κυματομορφή εισόδου.

Η μη γραμμική παράσταση λοιπόν ή, όπως επίσης λέγεται, η μη γραμμική λειτουργία του κυκλώματος εισάγει την παραμόρφωση.

Η κυματομορφή εξόδου, δηλαδή το ρεύμα συλλέκτη  $I_C$ , μπορεί να παρασταθεί σαν άθροισμα μερικών όρων, που περιέχουν συνημιτονοειδείς συναρτήσεις της γωνιακής συχνότητας. Επειδή όμως οι συνημιτονοειδείς και ημιτονοειδείς συναρτήσεις ονομάζονται **αρμονικές συναρτήσεις**, γι' αυτό και η παραμόρφωση αυτή ονομάζεται **αρμονική παραμόρφωση** (harmonic distortion).

Συνεπώς, το ρεύμα συλλέκτη μπορεί να γραφεί σαν άθροισμα συνημιτονοειδών όρων:

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

όπου:  $\omega$  η γωνιακή συχνότητα της κυματομορφής. Η συχνότητα αυτή ονομάζεται και **θεμελιώδης συχνότητα**.

Το  $M_1$  παριστάνει το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της κυματομορφής εξόδου.

Τα  $M_2$ ,  $M_3$  και  $M_4$  παριστάνουν τα πλάτη των συνιστωσών της δεύτερης, τρίτης και τέταρτης αρμονικής της κυματομορφής εξόδου.

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

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

Τα πιο πάνω μεγέθη συμβολίζουν:

- $I_Q$  – Το ρεύμα συλλέκτη χωρίς σήμα εισόδου – σημείο A στο σχήμα 3.2δ.
- $I_M$  – Το ρεύμα κορυφής του συλλέκτη – σημείο C.
- $I_m$  – Το ελάχιστο ρεύμα του συλλέκτη – σημείο G.
- $I_1$  – Το ρεύμα συλλέκτη που αντιστοιχεί στο μισό της κορυφής του σήματος εισόδου – σημείο B.
- $I_2$  – Το ρεύμα συλλέκτη, που αντιστοιχεί στο μισό του ελάχιστου του σήματος εισόδου – σημείο F.

Αφού λοιπόν αντικαταστήσομε τις τιμές των ρευμάτων, που τις παίρνομε από το σχήμα 3.2δ, στις σχέσεις (3.5.2), μπορούμε, να υπολογίσομε τις συνιστώσες του πλάτους του ρεύματος συλλέκτη. Με γνωστές τις τιμές των  $M_1, \dots, M_4$ , βρίσκομε στη συνέχεια τα εκατοστιαία ποσοστά των αρμονικών παραμορφώσεων, που ορίζονται ως εξής:

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

Τα  $D_2$ ,  $D_3$  και  $D_4$  εκφράζουν τα εκατοστιαία ποσοστά των αρμονικών παραμορφώσεων, δεύτερης, τρίτης και τέταρτης τάξεως αντίστοιχα.

Η ολική αρμονική παραμόρφωση  $D_T$  υπολογίζεται από τη σχέση:

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

#### Παράδειγμα 4.

Για τον ενισχυτή ισχύος της παραγράφου 3.2, που λειτουργεί σε τάξη A με τροφοδότηση σειράς, να υπολογισθεί η ολική αρμονική παραμόρφωση.

### Λύση.

Από το σχήμα 3.2δ παίρνομε τις τιμές των ρευμάτων συλλέκτη, οι οποίες είναι:

$$I_Q \simeq 0,65 \text{ A (σημείο A)}$$

$$I_M \simeq 0,9 \text{ A (σημείο C)}$$

$$I_m \simeq 0,0 \text{ A (σημείο G)}$$

$$I_1 \simeq 0,8 \text{ A (σημείο B)}$$

$$I_2 \simeq 0,45 \text{ A (σημείο F)}$$

Αντικαθιστούμε τις τιμές αυτές στις σχέσεις (3.5.2).

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

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

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

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

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

Τα εκατοστιαία ποσοστά των αρμονικών παραμορφώσεων είναι:

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

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

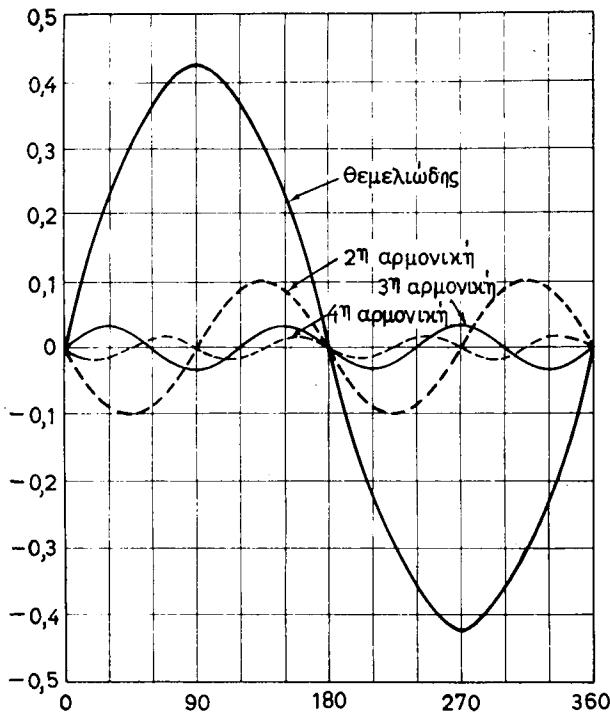
$$D_4 = \frac{0,017}{0,42} \times 100\% \simeq 4\%$$

Συνεπώς, η ολική αρμονική παραμόρφωση είναι:

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

Παρατηρούμε, ότι η ολική αρμονική παραμόρφωση είναι αρκετά μεγάλη στη συγκεκριμένη περίπτωση. Σημαντικό μέρος της ολικής παραμορφώσεως, προέρχεται από την παραμόρφωση που υπεισάγει η δεύτερη αρμονική  $D_2$ . Η πιο πάνω ανάλυση μπορεί να παρασταθεί και γραφικά. Έτσι λοιπόν στο σχήμα 3.5 σχεδιάζομε τις αρμονικές του ρεύματος συλλέκτη. Με άλλα λόγια, σχεδιάζομε τους όρους της εξισώσεως (3.5.1), γνωρίζοντας τις τιμές των  $M_1 \dots M_4$ , τις οποίες μόλις υπολογίσαμε. **To άθροισμα όλων των αρμονικών μαζί με τη θεμελιώδη θα μας δώσει την κυματομορφή εξόδου του σχήματος 3.2δ.**

Πιο συγκεκριμένα θα πάρομε το σχήμα (μορφή) της κυματομορφής του σχήματος 3.2δ. Για να ταυτίζονται οι δύο αυτές κυματομορφές, δηλαδή για να έχομε το  $I_C$  της σχέσεως (3.5.1), πρέπει να προσθέσουμε και το σταθερό όρο  $M_0$ .



Σχ. 3.5.

Αρμονικές του ρεύματος συλλέκτη.

Συμπεραίνομε λοιπόν ότι, για να βρούμε στην πράξη την αρμονική παραμόρφωση, μπορούμε να παρατηρήσουμε σε παλμογράφο το πραγματικό σχήμα της κυματομορφής εξόδου και να εφαρμόσουμε τη γραφική ανάλυση που μόλις μελετήσαμε. Μπορούμε επίσης να βρούμε την αρμονική παραμόρφωση, χρησιμοποιώντας ένα δργανό, που ονομάζεται **αναλυτής κυματομορφών** ή **αναλυτής παραμορφώσεων**.

### 3.6 Ενισχυτές ισχύος σε τάξη Α με μετασχηματιστή.

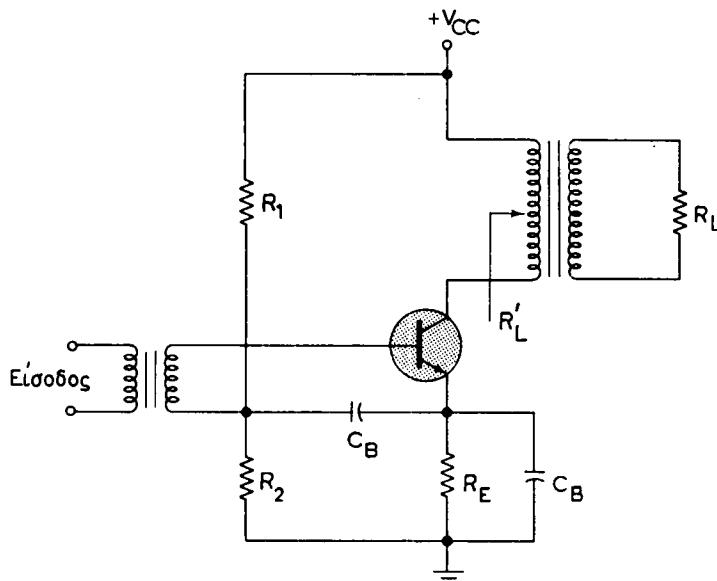
Όπως μάθαμε ως τώρα με τη μελέτη των ενισχυτών ισχύος που λειτουργούν σε τάξη Α με τροφοδότηση σειράς, η απόδοση ισχύος είναι μικρή, ενώ από το άλλο μέρος, η παραμόρφωση είναι μεγάλη.

Για να βελτιώσουμε την απόδοση, αλλά και να περιορίσουμε τη παραμόρφωση, χρησιμοποιούμε στην πράξη πιο βελτιωμένα συστήματα ενισχυτών.

Ένα τέτοιο βελτιωμένο σύστημα ενισχυτή ισχύος χρησιμοποιεί μετασχηματιστή στην έξοδο. Ο ενισχυτής με μετασχηματιστή λειτουργεί σε τάξη Α και φαίνεται στο σχήμα 3.6α.

Η ανάλυση του κυκλώματος αυτού είναι ανάλογη με τον ενισχυτή ισχύος με τροφοδότηση σειράς. Υπάρχουν όμως δύο βασικές διαφορές. Η μία διαφορά είναι, ότι η ευθεία φόρτου στο συνεχές του ενισχυτή με μετασχηματιστή έχει κλίση

ίση με:  $\frac{1}{R_E + R}$ , όπου η  $R$  παριστάνει την ενεργό τιμή της αντιστάσεως του



Σχ. 3.6α.

Ενισχυτής με μετασχηματιστή σε τάξη Α.

πρωτεύοντος του μετασχηματιστή εισόδου. Η άλλη διαφορά συνίσταται στο ότι η ευθεία φόρτου στο εναλλασσόμενο δεν ταυτίζεται με την προηγούμενη ευθεία φόρτου. Η κλίση της ευθείας φόρτου στο εναλλασσόμενο ισούται με  $-\frac{1}{R'_L}$ .  
Όπου:

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

και

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

όπου:  $N_1$  ο αριθμός σπειρών του πρωτεύοντος του μετασχηματιστή εξόδου και  $N_2$  ο αριθμός σπειρών του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή εξόδου.

Θα μπορούσαμε να πούμε ότι η  $R'_L$  είναι η αντίσταση φορτίου που «βλέπει» το πρωτεύον του μετασχηματιστή εξόδου.

Η σχέση (3.6.1) με βάση την (3.6.2) γράφεται:

$$R'_L = \frac{N_1^2}{N_2^2} R_L \quad (3.6.3)$$

ή.

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

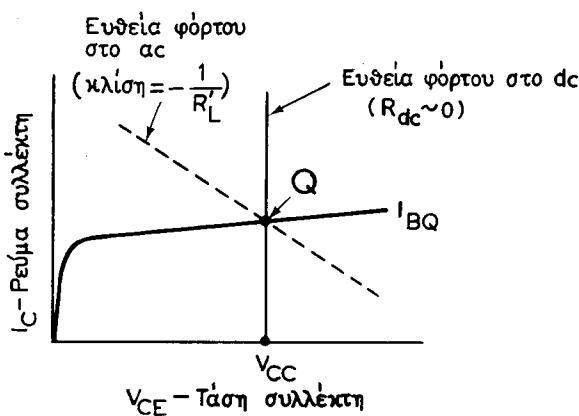
Ο μετασχηματιστής λοιπόν, όπως βλέπουμε από την τελευταία σχέση, χρησιμοποιείται σαν **προσαρμογέας επαγγειακής συζέύξεως**. Συνεπώς, **προσαρμόζει το πραγματικό φορτίο  $R_L$  με την έξοδο του τρανζίστορ**. Το πραγματικό φορτίο  $R_L$  έχει συνήθως τιμές μεταξύ 4 Ω και 8 Ω, π.χ. όταν το  $R_L$  είναι το ηχείο 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 επιτυγχάνομε με την κατάλληλη εκλογή 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 εναλλασσόμενο (ac) σχεδιάζεται, ώστε να περνά από το σημείο λειτουργίας Q και να έχει κλίση  $-\frac{1}{R_L}$ .

Η χάραξη των ευθειών φόρτου στο dc και ac, καθώς και ο προσδιορισμός του σημείου λειτουργίας Q φαίνεται στο σχήμα 3.6β.



Σχ. 3.6β.

Ευθείες φόρτου στο εναλλασσόμενο (ac) και συνεχές (dc) του ενισχυτή ισχύος με μετασχηματιστή σε τάξη A.

Στο εξής μπορούμε να εφαρμόσουμε τη γραφική ανάλυση που μόλις μελετήσαμε. Όταν όμως αναφερόμαστε σε ενισχυτή ισχύος με μετασχηματιστή, **Θα πρέπει να καταφεύγομε στην ευθεία φόρτου του εναλλασσόμενου** και όχι του συνεχούς, καθόσον ο μετασχηματιστής δεν έχει έννοια στο συνεχές.

Στη συνέχεια μελετούμε τις βασικές διαφορές των ενισχυτών ισχύος τάξεως A, με τροφοδότηση σειράς και με μετασχηματιστή.

Οι ενισχυτές με μετασχηματιστή υπεισάγουν μικρότερη παραμόρφωση στη κυματομορφή εξόδου. Η ιδανική απόδοση στην ισχύ εξόδου ανέρχεται στο 50%. Το ποσοστό αυτό αποδόσεως είναι διπλάσιο, συγκριτικά με τους ενισχυτές ισχύος με τροφοδότηση σειράς, στους οποίους η απόδοση ανέρχεται μόλις στο 25%.

### Αιτίες των παραμορφώσεων – Γενικές αρχές.

Με όσα μέχρι τώρα μελετήσαμε, μπορούμε να συνοψίσουμε, ότι οι βασικές πηγές (αιτίες) των παραμορφώσεων ενός ενισχυτή σε τάξη Α είναι:

α) Η άνιση απόσταση μεταξύ των σταθερών - ρεύματος των χαρακτηριστικών καμπύλων ενός τρανζίστορ κατά μήκος της ευθείας φόρτου. Σαν παράδειγμα αναφέρομε τις χαρακτηριστικές του τρανζίστορ TIP29 στο σχήμα 3.2β.

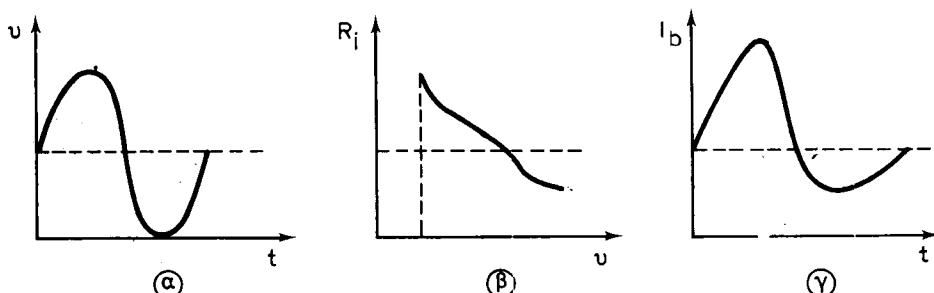
β) Η μη γραμμικότητα της αντιστάσεως εισόδου του ενισχυτή. Με τον όρο «μη γραμμικότητα» εννοούμε ότι η αντίσταση εισόδου μεταβάλλεται, όταν το ρεύμα εισόδου, (ή η τάση), μεταβάλλεται.

γ) Άλλη αιτία παραμορφώσεων οφείλεται στο γεγονός της μετακινήσεως του σημείου λειτουργίας, είτε προς το σημείο κορεσμού, είτε προς το σημείο αποκοπής. Η μετακίνηση αυτή συμβαίνει, ή γιατί κάποιο μεγάλο σήμα πέρασε, ή γιατί το σημείο πολώσεως μεταβλήθηκε, λόγω μεταβολής της θερμοκρασίας του τρανζίστορ.

Τα τρανζίστορ με κοινό - εκπομπό εισάγουν μεγάλη παραμόρφωση, επειδή οι χαρακτηριστικές τους απέχουν άνισα μεταξύ τους. Τα τρανζίστορ με κοινή - βάση εισάγουν μικρότερη παραμόρφωση, γιατί οι χαρακτηριστικές τους απέχουν σε ίση μεταξύ τους απόσταση. Παρά το γεγονός αυτό, στα κυκλώματα ενισχυτών ισχύους προτιμάμε τη συνδεσμολογία του τρανζίστορ με κοινό - εκπομπό. Ο λόγος είναι ότι, σε κυκλώματα κοινού - εκπομπού, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε ανατροφοδότηση (feedback) και έτσι να περιορίσουμε την παραμόρφωση.

Η μη γραμμικότητα της αντιστάσεως εισόδου επιφέρει παραμόρφωση στο σήμα εισόδου, το οποίο στη συνέχεια πρόκειται να ενισχυθεί.

Μια τέτοια μεταβολή της αντιστάσεως εισόδου, σαν συνάρτηση της τάσεως του σήματος, παριστάνει το σχήμα 3.6γ. Στο σχήμα αυτό βλέπομε την παραμόρφωση που παθαίνει το σήμα εισόδου.



Σχ. 3.6γ.

Μεταβολή της αντιστάσεως εισόδου σαν συνάρτηση της τάσεως του σήματος: α) Τάση εισόδου σαν συνάρτηση του χρόνου (μη παραμορφωμένο σήμα). β) Μεταβολή της αντιστάσεως εισόδου με την τάση εισόδου. γ) Παραμορφωμένο ρεύμα εισόδου.

Όπως φαίνεται στο σχήμα 3.6γ, η αντίσταση εισόδου ελαττώνεται, όταν μεγαλώνει η τάση του σήματος. Σαν αποτέλεσμα αυτού έχομε το ότι το ρεύμα της βάσεως, δηλαδή το ρεύμα εισόδου (μετά την αντίσταση εισόδου), υφίσταται παραμόρφωση. Η παραμόρφωση αυτή δημιουργεί μεγαλύτερη κορυφή στην πρώτη η-

μιπερίοδο και διαπλάτυνση στο κάτω μέρος της δεύτερης ημιπεριόδου [σχ. 3.6γ (γ)].

Τέτοια περίπου θα ήταν η μορφή του ρεύματος της βάσεως του τρανζίστορ, όταν στην είσοδο εφαρμόζαμε μια σταθερή τάση εναλλασσόμενου σήματος, με πηγή πολύ χαμηλής εσωτερικής αντιστάσεως (κύκλωμα τρανζίστορ κοινού - εκπομπού).

Αν τη βαθμίδα τροφοδοτούσε μία πηγή μεγάλης εσωτερικής αντιστάσεως, θα εμφανιζόταν σαν πηγή σταθερού ρεύματος στο τρανζίστορ και τότε η παραμόρφωση εισόδου θα ήταν αμελητέα. Στην περίπτωση αυτή θα έπρεπε να μας απασχολήσει μόνο η παραμόρφωση εξόδου.

Η παραμόρφωση εξόδου προκαλείται από το πύκνωμα των καμπύλων  $I_B =$  σταθερό, για μεγάλες τιμές του  $I_C$ . Αυτό παρατηρείται στις περισσότερες χαρακτηριστικές του συλλέκτη σε διάφορα τρανζίστορ. Στην περίπτωση αυτή έχομε το αντίθετο φαινόμενο, από απόψεως παραμορφώσεως, από έκείνο που παριστάνει το σχήμα 3.6γ(γ). Δηλαδή στην πρώτη ημιπερίοδο το ρεύμα υφίσταται διαπλάτυνση σχετικά με το ρεύμα που αντιστοιχεί στη δεύτερη ημιπερίοδο.

Συμπεραίνομε λοιπόν, ότι η παραμόρφωση εξόδου είναι αντίθετη της παραμορφώσεως εισόδου, για την περίπτωση στην οποία αναφερόμαστε. Συνεπώς καταλήγομε στο συμπέρασμα ότι, **για κάποια τιμή της εσωτερικής αντιστάσεως της πηγής η συνολική παραμόρφωση εισόδου - εξόδου γίνεται η ελάχιστη δυνατή.**

### 3.7 Ενισχυτής push - pull με μετασχηματιστή.

Στο σχήμα 3.7α απεικονίζεται το κύκλωμα ενός ενισχυτή push - pull με μετασχηματιστή.

Για να μελετήσομε τον τρόπο λειτουργίας του κυκλώματος αυτού, υποθέτομε ότι εφαρμόζομε ένα ημιτονοειδές σήμα στην είσοδο του μετασχηματιστή εισόδου.

Ο μετασχηματιστής εισόδου διαβιβάζει το σήμα και στα δύο τρανζίστορ. Τα σήματα δύμας αυτά, που εφαρμόζονται στις βάσεις των τρανζίστορ, **εμφανίζουν μεταξύ τους διαφορά φάσεως 180°**.

Ας υποθέσομε ότι τα τρανζίστορ είναι πολωμένα και λειτουργούν σε τάξη B. Θεωρούμε δηλαδή ότι έχει αφαιρεθεί η  $R_1$ , ενώ η  $R_2$  έχει βραχυκυκλωθεί.

Όταν η βάση του τρανζίστορ  $Q_1$  αρχίζει να γίνεται θετική, τότε το τρανζίστορ αυτό άγει και συνεπώς ενισχύει το σήμα εισόδου.

Στον ίδιο χρόνο, η βάση του τρανζίστορ  $Q_2$  αρχίζει να γίνεται αρνητική και επομένως το τρανζίστορ αυτό δεν άγει - θεωρείται σαν να έχει αποκοπεί.

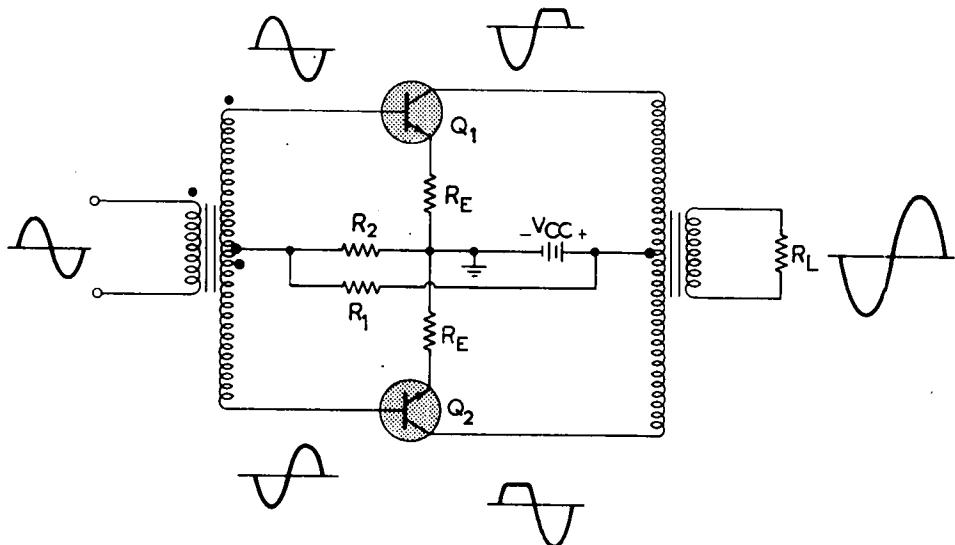
Συνεπώς, στο πρώτο μισό της περιόδου του σήματος, η έξοδος συνίσταται από το ενισχυμένο σήμα του τρανζίστορ  $Q_1$ .

Κατά τη διάρκεια της δεύτερης ημιπεριόδου του σήματος, η βάση της  $Q_1$  αρχίζει να γίνεται αρνητική, ενώ η βάση της  $Q_2$  θετική. Στην περίπτωση αυτή έχομε ακριβώς το αντίθετο φαινόμενο, δηλαδή η  $Q_1$  έχει αποκοπεί και η  $Q_2$  άγει.

Η έξοδος στο μετασχηματιστή εξόδου και συνεπώς στο φορτίο, αποτελείται από το άθροισμα των σημάτων στους δύο συλλέκτες.

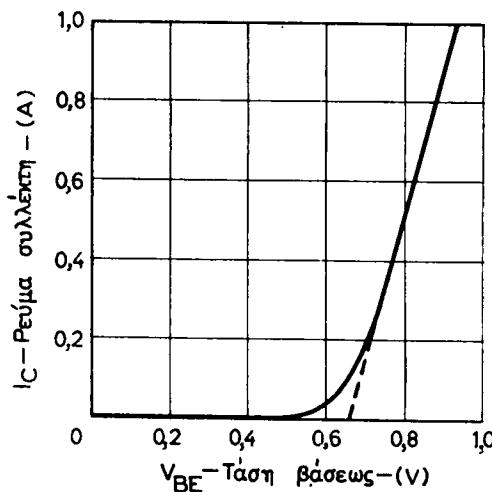
Οι κυματομορφές που απεικονίζονται στο σχήμα 3.7α αντιστοιχούν σε τάξη λειτουργίας AB.

Προτού όμως μελετήσομε τη λειτουργία του push - pull σε τάξη AB, θα εξετά-



Σχ. 3.7α.

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



Σχ. 3.7β.

Χαρακτηριστική καμπύλη μεταφοράς τάσεως - ρεύματος τρανζίστορ.

σομε τα χαρακτηριστικά των τρανζίστορ σε τάξη B. Με τον τρόπο αυτό θα φάνει η ανάγκη λειτουργίας σε τάξη AB.

Ας υποθέσουμε, ότι το σήμα εισόδου προέρχεται από μία πηγή χαμηλής σύνθετης αντιστάσεως. Με αυτό τον τρόπο, μιλούμε σαν να έχομε ένα σήμα τάσεως στην είσοδο.

Θεωρούμε τώρα τη χαρακτηριστική καμπύλη μεταφοράς τάσεως - ρεύματος για

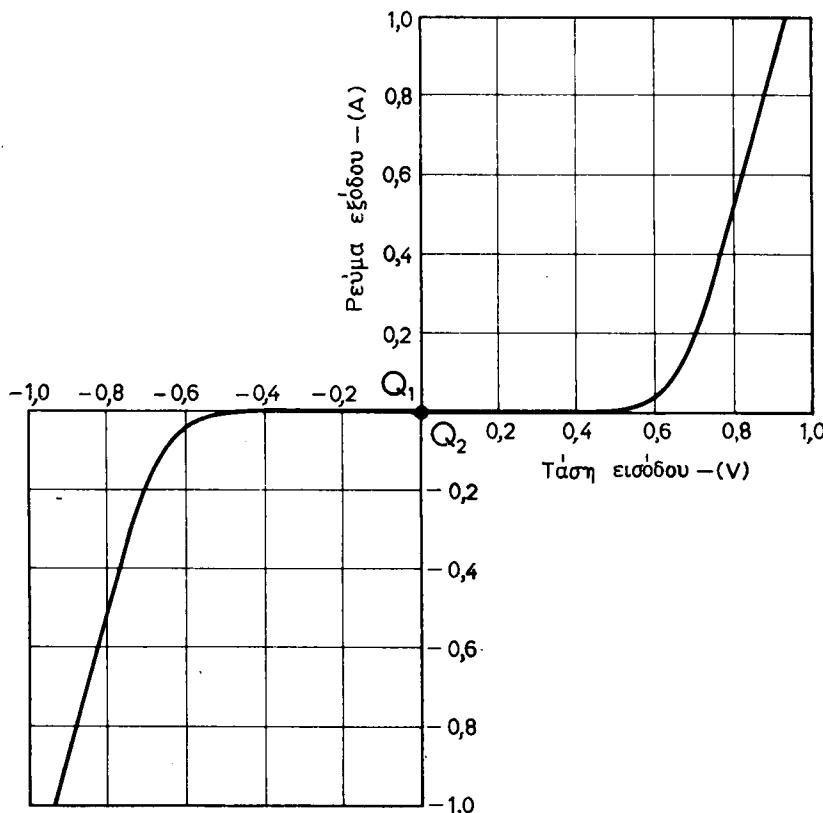
ένα γνωστό τρανζίστορ. Μία τέτοια καμπύλη για κάποιο τρανζίστορ ισχύος φαίνεται στό σχήμα 3.7β.

Υποθέτομε επίσης, ότι και τα δύο τρανζίστορ στο push - pull είναι πανομοιότυπα από απόψεως χαρακτηριστικών καμπυλών και λειτουργίας.

Συνεπώς, αν η πιο πάνω καμπύλη αναφέρεται στο ένα τρανζίστορ, η καθολική τότε καμπύλη μεταφοράς για τα τρανζίστορ του push - pull σαν σύνολο, όταν λειτουργεί σε τάξη B, θα απεικονίζεται από την καμπύλη μεταφοράς του σχήματος 3.7γ.

Η καθολική αυτή χαρακτηριστική καμπύλη μεταφοράς αποτελεί συνδυασμό δύο επί μέρους καμπυλών μεταφοράς του σχήματος 3.7β.

Θα πρέπει να σημειώσουμε ότι ο οριζόντιος άξονας στο σχήμα 3.7β παριστάνει την τάση βάσεως - εκπομπού  $V_{BE}$  του ενός ή του άλλου τρανζίστορ (εφόσον τα τρανζίστορ είναι όμοια). Στο σχήμα όμως 3.7γ ο οριζόντιος άξονας παριστάνει την τάση εισόδου όλου του κυκλώματος, δηλαδή του ενισχυτή push - pull.



**Σχ. 3.7γ.**

Καμπύλη μεταφοράς τάσεως - ρεύματος για τον ενισχυτή push - pull σε τάξη B.

Το θετικό μέρος του κατακόρυφου ημιάξονα στο σχήμα 3.7γ παριστάνει το ρεύμα συλλέκτη του  $Q_1$ , ενώ ο αρνητικός ημιάξονας το ρεύμα συλλέκτη του  $Q_2$ .

Το ρεύμα εξόδου είναι η αλγεβρική διαφορά των δύο ρευμάτων στους συλλέ-

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

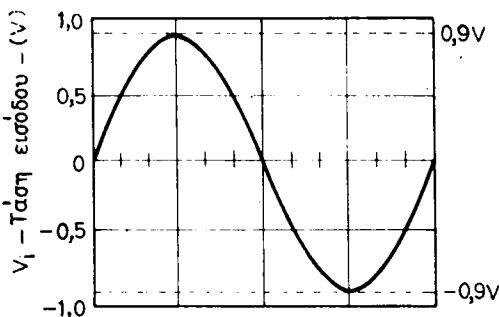
### Πλεονεκτήματα του ενισχυτή push - pull.

Ένα βασικό πλεονέκτημα του ενισχυτή push - pull είναι, ότι οι αρμονικές παραμορφώσεις δεύτερης και τέταρτης τάξεως στα δύο τρανζίστορ  $Q_1$  και  $Q_2$  είναι σε φάση και αλληλοαναιρούνται στο μετασχηματιστή εξόδου. Συνεπώς, το ρεύμα εξόδου περιέχει μόνο την αρμονική παραμόρφωση τρίτης τάξεως. Για το λόγο αυτό θα περιμέναμε ο ενισχυτής push - pull να υπεισάγει μικρή παραμόρφωση στο σήμα εισόδου. Όπως όμως θα δείξει το παράδειγμα που ακολουθεί, η παραμόρφωση δεν είναι και τόσο μικρή.

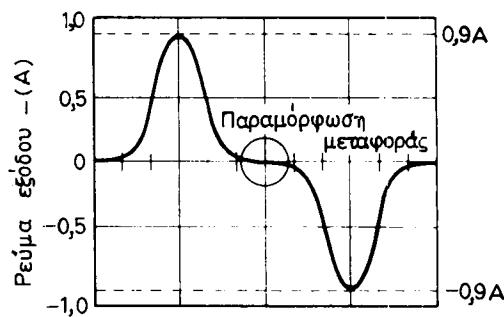
### Παράδειγμα 5.

Υποθέστε ότι ο ενισχυτής ισχύος με μετασχηματιστή push - pull του σχήματος 3.7α λειτουργεί σε τάξη B. Η καμπύλη μεταφοράς τάσεως - ρεύματος φαίνεται στο σχήμα 3.7γ. Την τάση εισόδου αποτελεί ένα ημιτονοειδές σήμα, πλάτους 0,9 V, του οποίου η συνεχής συνιστώσα είναι μηδέν (σχ. 3.7δ).

Να υπολογίσετε (σχεδιάστε) την κυματομορφή εξόδου.



**Σχ. 3.7δ.**  
Ημιτονοειδής τάση εισόδου.



**Σχ. 3.7ε.**  
Κυματομορφή εξόδου του ενισχυτή push - pull.

### Αύση.

Χρησιμοποιούμε τη γραφική μέθοδο, που μελετήσαμε στο παράδειγμα της παραγράφου 3.2: Σχεδιάζομε, δηλαδή την κυματομορφή εισόδου κάτω από την καμπύλη μεταφοράς του push - pull (σχ. 3.7γ). Στη συνέχεια, μέσω της καμπύλης μεταφοράς, προβάλλομε (μεταφέρομε) την κυματομορφή εισόδου, για να πάρομε (πάνω και δεξιά) την κυματομορφή εξόδου.

### Σημείωση.

Η γραφική αυτή διαδικασία αφήνεται σαν άσκηση για τους μαθητές.

Το αποτέλεσμα της γραφικής αυτής διαδικασίας, θα μας δώσει την κυματομορφή εξόδου του σχήματος 3.7ε.

Συγκρίνοντες τις κυματομορφές εισόδου και εξόδου, παρατηρούμε ότι η κυμα-

τομορφή εξόδου δεν έχει το ίδιο σχήμα με την κυματομορφή εισόδου· συνεπώς υπάρχει παραμόρφωση.

Η παραμόρφωση αυτή συνίσταται στη διαπλάτυνση της κυματομορφής εισόδου, η οποία γίνεται στην αρχή και στο τέλος κάθε ημιπεριόδου.

Η παραμόρφωση αυτή ονομάζεται **παραμόρφωση μεταφοράς από το ένα τρανζίστορ στο άλλο (cross - over distortion)**.

Παρατηρούμε λοιπόν ότι, όταν το push - pull λειτουργεί σε τάξη B, υπάρχει παραμόρφωση. Η παραμόρφωση αυτή μεταφοράς αποτελεί την αρμονική παραμόρφωση τρίτης τάξεως. Οι αρμονικές παραμορφώσεις δεύτερης και τέταρτης τάξεως είναι μικρές.

Για να περιορίσουμε την παραμόρφωση αυτή, λειτουργούμε τα τρανζίστορ σε τάξη AB, εφαρμόζοντας μικρή πόλωση. Έτσι, η (dc) τάση στα άκρα της  $R_2$  ρυθμίζεται, ώστε να υπερβαίνει την (dc) τάση στα άκρα της  $R_E$ . Ας υποθέσουμε π.χ. ότι η τάση μεταξύ βάσεως - εκπομπού σε κάθε τρανζίστορ ανυψούται στα 0,65 V στο σημείο λειτουργίας. Οι συνδυασμένες χαρακτηριστικές μεταφοράς (καθολική καμπύλη μεταφοράς) για τη λειτουργία σε τάξη AB βρίσκονται, αφού συνδυάσουμε τις επί μέρους χαρακτηριστικές στην τάση  $V_{BE}$  στο σημείο λειτουργίας.

### **Σημείωση.**

Η τάση πολώσεως βάσεως - εκπομπού  $V_{BE} = 0,65$  V προκύπτει αν φέρομε την ασύμπτωτη της καμπύλης μεταφοράς του σχήματος 3.7β. Η τομή της ασύμπτωτης ευθείας με τον άξονα  $V_{BE}$  μας προσδιορίζει την τιμή 0,65 V.

Για να βρούμε τώρα την **καμπύλη συνδυασμού** (composite curve) της καθολικής καμπύλης μεταφοράς του push - pull σε τάξη AB, υπολογίζομε το αλγεβρικό άθροισμα των επί μέρους καμπυλών μεταφοράς για συγκεκριμένη τιμή της τάσεως εισόδου.

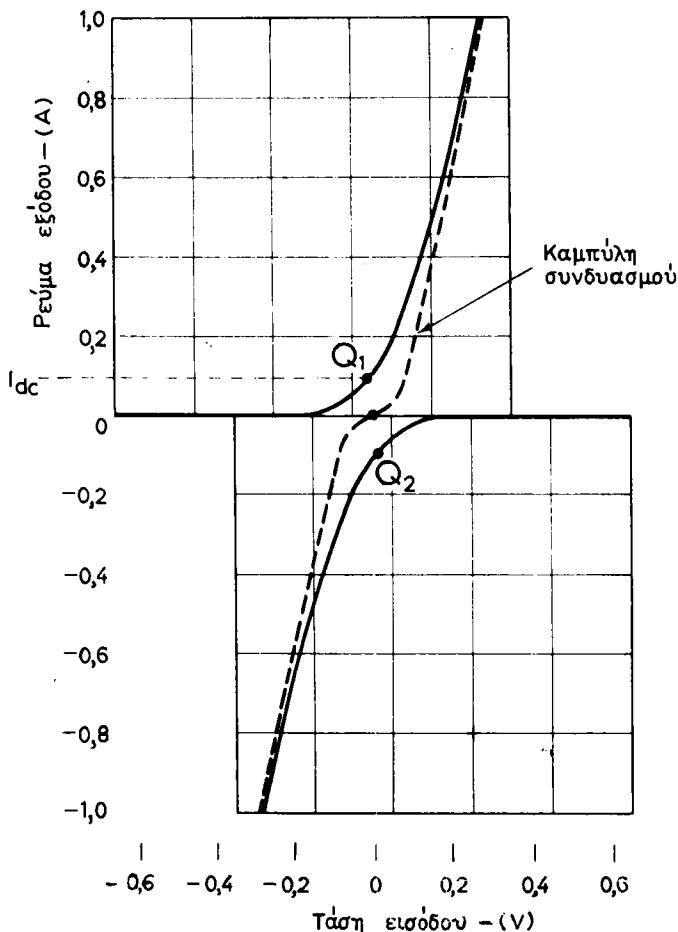
Το αποτέλεσμα του συνδυασμού αυτού φαίνεται στο σχήμα 3.7στ. Η καμπύλη συνδυασμού των δύο επί μέρους καμπυλών μεταφοράς του push - pull, που λειτουργεί σε τάξη AB, παριστάνεται από τη διακεκομμένη καμπύλη. Η καμπύλη αυτή είναι **περίπου ευθεία γραμμή** ή τουλάχιστον προσεγγίζει περισσότερο την ευθεία γραμμή, από ό,τι η καθολική καμπύλη μεταφοράς του σχήματος 3.7γ, η οποία αντιστοιχεί σε τάξη B.

Συνεπώς, όταν το push - pull λειτουργεί σε τάξη AB, η καμπύλη συνδυασμού αποτελεί την καθολική καμπύλη μεταφοράς του push - pull. Στην καμπύλη αυτή πρέπει να αναφερόμαστε (προβάλλομε), όταν θέλομε να βρούμε την κυματομορφή εξόδου.

Αν τώρα πολώσομε τις βάσεις των τρανζίστορ σε ακόμη πιο θετικό δυναμικό, μπορούμε να κάνουμε την καμπύλη συνδυασμού ευθεία γραμμή. Η ειδική αυτή τάξη λειτουργίας της τάξεως AB, ονομάζεται μερικές φορές **τάξη ABB** (σχ. 3.7ζ).

Η εξασφάλιση της γραμμικότητας της καμπύλης συνδυασμού φανερώνει, ότι η παραμόρφωση θα είναι εξαιρετικά μικρή.

Παρατηρούμε όμως ότι, για να πετύχομε καλή γραμμικότητα στην καμπύλη συνδυασμού (μεταφοράς), θα πρέπει να πολώσομε τα τρανζίστορ σε σχετικά μεγάλες τάσεις (dc). Έτσι, τα σημεία λειτουργίας  $Q_1$  και  $Q_2$  βρίσκονται αρκετά υψηλά. Το νεγονός αυτό έχει σαν αποτέλεσμα τη μείωση στην απόδοση·ισχύος.



Σχ. 3.7στ.

Καμπύλη συνδυασμού (composite curve) των καμπυλών μεταφοράς του push - pull σε τάξη AB.

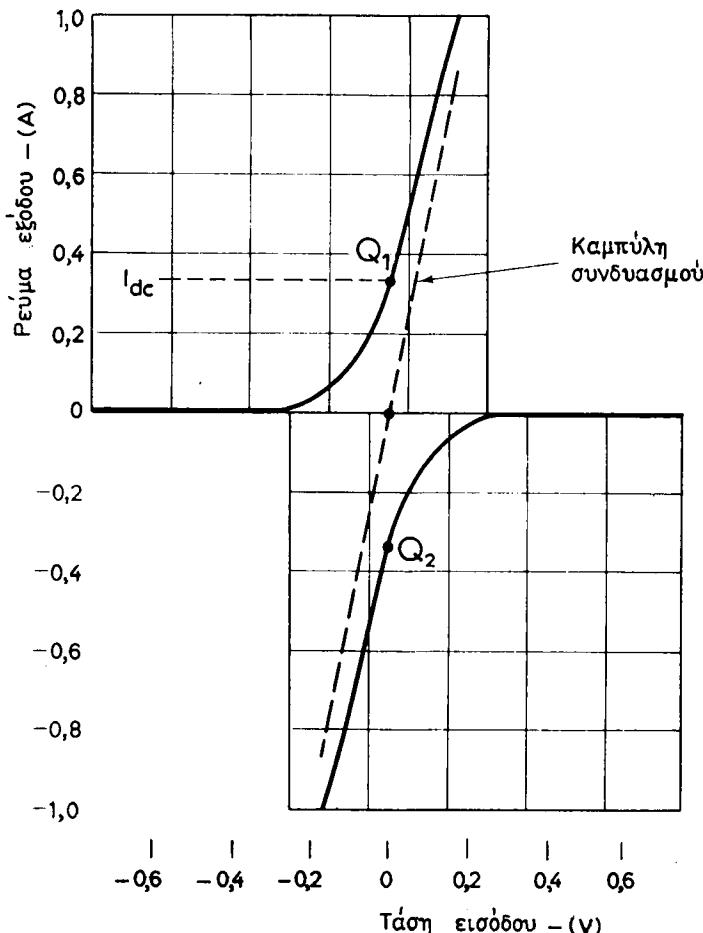
**Γενικά, οι ενισχυτές που λειτουργούν σε τάξη B έχουν την καλύτερη απόδοση ισχύος, αλλά εισάγουν μεγάλη παραμόρφωση.**

**Οι ενισχυτές, που λειτουργούν σε τάξη AB, έχουν αρκετά καλή απόδοση ισχύος μικρότερη βέβαια των ενισχυτών τάξεως B, και εισάγουν πολύ μικρή παραμόρφωση.**

Συμπεραίνομε λοιπόν ότι, ανάλογα με εκείνο που επιζητούμε κάθε φορά, θα πρέπει να κάνομε και την κατάλληλη εκλογή, σε ό,τι αφορά απόδοση ισχύος και παραμόρφωση.

Μία άλλη διαφορά μεταξύ των ενισχυτών τάξεως B και AB είναι η εξής:

Όπως φαίνεται από το σχήμα 3.7στ., όταν η τάση κορυφής εισόδου είναι 0,2 V, προκαλείται ρεύμα εξόδου 0,5 A περίπου. Για να προκαλέσουμε το ίδιο ρεύμα εξόδου, όταν λειτουργούμε σε τάξη B (σχ. 3.7γ), θα πρέπει η τάση κορυφής εισόδου να είναι 0,8 V.



Σχ. 3.7ζ.

Καμπύλη συνδυασμού (composite curve) των καμπυλών μεταφοράς του push - pull σε τάξη ABB - ευθεία γραμμή.

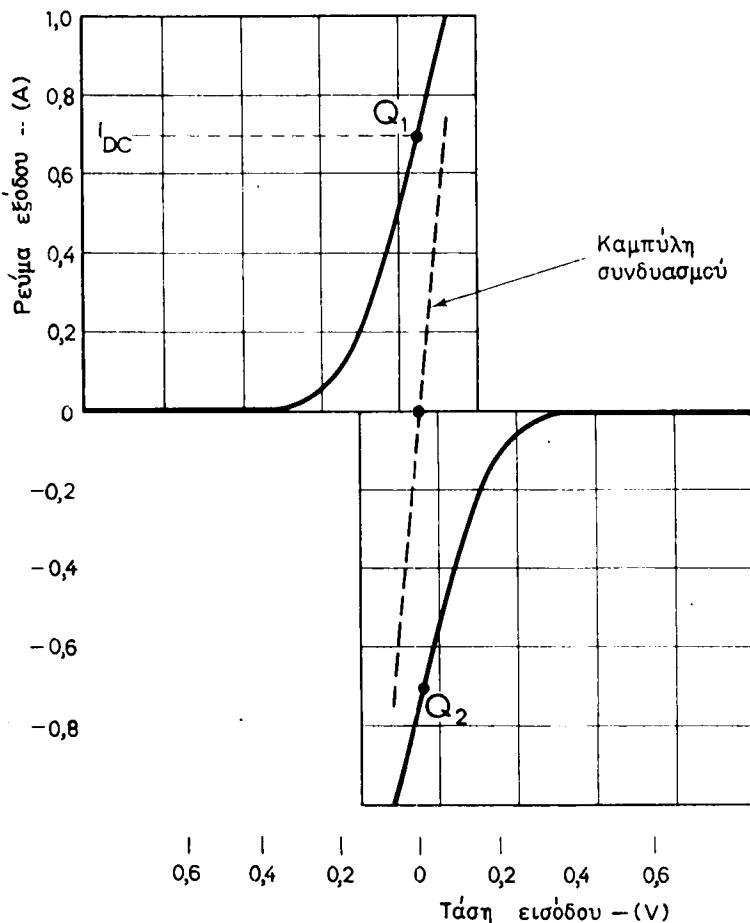
Το γεγονός αυτό συντελεί στην αύξηση της απολαβής. Όσο λοιπόν αυξάνεται η τάση πολώσεως των τρανζίστορ, τόσο η απολαβή αυξάνεται. Μπορούμε ακόμη να πετύχομε μεγαλύτερη απολαβή και να έχομε μικρότερη αρμονική παραμόρφωση, όταν τα σημεία λειτουργίας  $Q_1$  και  $Q_2$  μετατεθούν σε μεγαλύτερη μεταξύ τους απόσταση. Αυτό επιτυγχάνεται, όταν ο ενισχυτής εργάζεται σε τάξη A.

Στην περίπτωση όμως αυτή, η απόδοση ισχύος είναι πολύ μικρή και, συνεπώς, λειτουργία του push - pull σε τάξη A είναι οικονομικά ασύμφορη.

Η καμπύλη συνδυασμού των καμπυλών μεταφοράς του push - pull σε τάξη A φαίνεται στο σχήμα 3.7η.

#### **Συμπεράσματα.**

Από τη μελέτη του push - pull συμπεραίνομε ότι, από τις καμπύλες συνδυα-



Σχ. 3.7η.

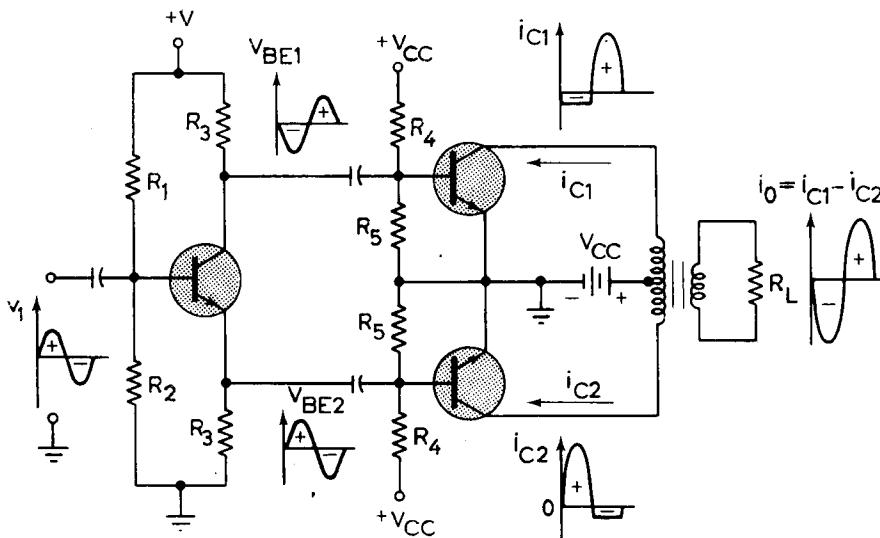
Καμπύλη συνδυασμού των καμπυλών μεταφοράς του push - pull σε τάξη Α.

σμού (των καμπυλών μεταφοράς) των σχημάτων 3.7γ, 3.7στ, 3.7ζ και 3.7η, ο καλύτερος συνδυασμός για αρκετά μεγάλη ισχύ εξόδου και αμελητέα παραμόρφωση απεικονίζεται στο σχήμα 3.7στ.

Συνεπώς όταν το push - pull λειτουργεί σε τάξη ΑΒ, έχομε καλή απολαβή, καλή απόδοση και αμελητέα παραμόρφωση. Για το λόγο αυτό το push - pull σε τάξη ΑΒ βρίσκει αρκετές εφαρμογές, π.χ. σαν στερεοφωνικός ενισχυτής.

Περαιτέρω βελτίωση της λειτουργίας του push - pull μπορούμε να επιφέρουμε χρησιμοποιώντας αρνητική ανατροφοδότηση. Το θέμα της ανατροφοδοτήσεως εξετάζεται στο επόμενο κεφάλαιο.

Ενισχυτές push - pull με μετασχηματιστή παρουσιάζουν βελτιωμένη λειτουργία και μπορούν να χρησιμοποιηθούν σαν τελική βαθμίδα ενισχυτών ακουστικών συχνοτήτων και σέρβο - ενισχυτών. Έχουν όμως ένα μειονέκτημα, καθόσιον απαι-



Σχ. 3.7θ.

Διχασμένος αναστροφέας φάσεως (split - load phase - inverter) σαν κύκλωμα εισόδου του push - pull.

τούνται μεγάλοι μετασχηματιστές, τόσο στην είσοδο, δσο και στην έξοδο. Οι μετασχηματιστές αυτοί είναι συνήθως μεγάλοι σε μέγεθος, βαριοί και ακριβοί.

Υπάρχει όμως τρόπος να απαλλαγούμε από το μετασχηματιστή εισόδου, χρησιμοποιώντας στη θέση του το πιο κάτω κύκλωμα του σχήματος 3.7θ.

Για να μην εισάγει, το **κύκλωμα του διχασμένου αναστροφέα φάσεως** παραμόρφωση στο push - pull, λειτουργούμε το τρανζίστορ του σε τάξη A.

### 3.8 Ενισχυτές push - pull χωρίς μετασχηματιστή.

Υπάρχουν και άλλοι τρόποι, με τους οποίους μπορούμε να απαλλαγούμε από τους μετασχηματιστές εισόδου και εξόδου στο push - pull.

Θα μπορούσαμε να διακρίνομε δύο βασικές κατηγορίες κυκλωμάτων push - pull χωρίς μετασχηματιστή:

α) Ενισχυτές push - pull, που χρησιμοποιούν τον ίδιο τύπο τρανζίστορ στη βαθμίδα εξόδου, δηλαδή και τα δύο τρανζίστορ είναι τύπου NPN ή και τα δύο τύπου PNP.

β) Ενισχυτές push - pull με **συμπληρωματική συμμετρία** (complementary symmetry). Οι ενισχυτές αυτοί έχουν στη βαθμίδα εξόδου δύο διαφορετικούς τύπους τρανζίστορ.

Το σχήμα 3.8α δείχνει δύο βασικά κυκλώματα ενισχυτών push - pull χωρίς μετασχηματιστή της πρώτης κατηγορίας.

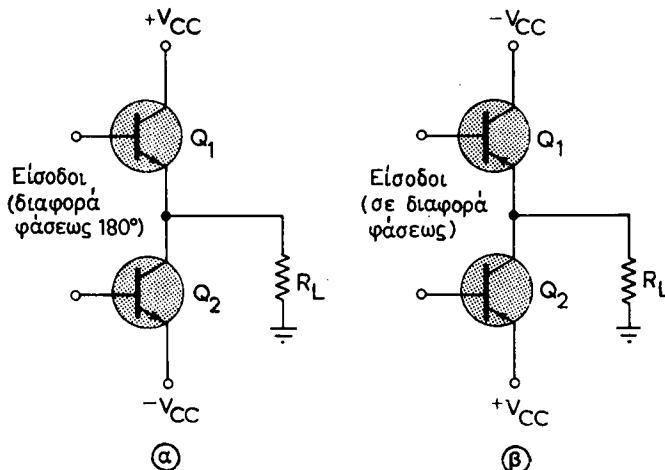
Η λειτουργία των κυκλωμάτων αυτών είναι ανάλογη με εκείνη του ενισχυτή push - pull με μετασχηματιστή.

Υπάρχουν όμως μικρές διαφορές μεταξύ των ενισχυτών push - pull χωρίς μετασχηματιστή και εκείνων με μετασχηματιστή.

Οι ενισχυτές push - pull του σχήματος 3.8α έχουν (dc) σύζευξη φορτίου. Θα υπάρχει δηλαδή συνιστώσα του συνεχούς στο φορτίο μόνο στην περίπτωση που θα διαταραχθεί η ισορροπία λειτουργίας των δύο τρανζίστορ.

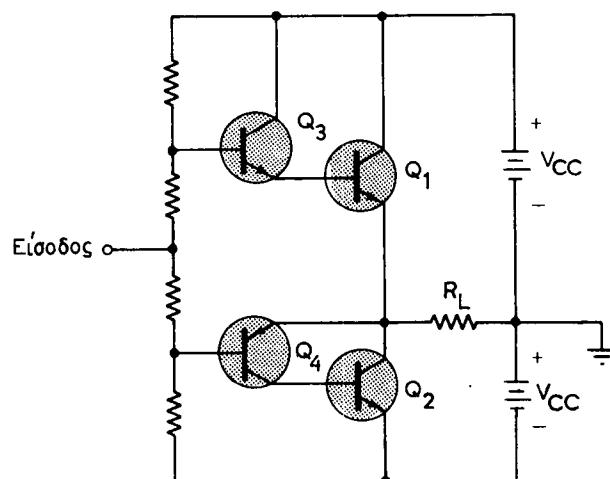
Οι ενισχυτές push - pull χωρίς μετασχηματιστή απαιτούν επίσης ένα διπλό τροφοδοτικό με + και -, ενώ εκείνοι με μετασχηματιστή απαιτούν ένα απλό τροφοδοτικό.

Τα σήματα εισόδου στα δύο τρανζίστορ θα πρέπει να έχουν μεταξύ τους διαφορά φάσεως  $180^\circ$ , δηλαδή 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.

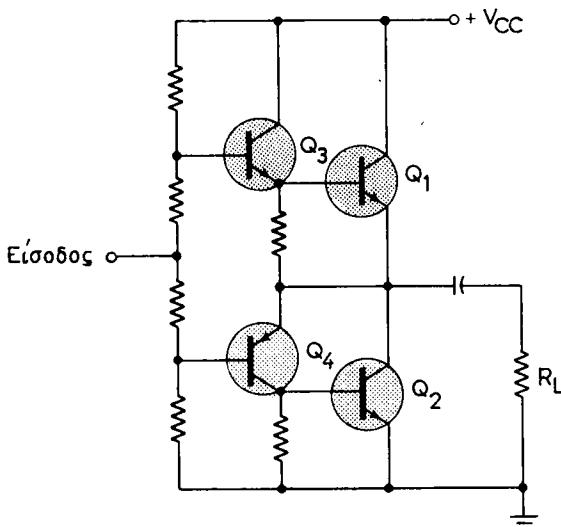
Ενισχυτής push - pull χωρίς μετασχηματιστή.

Σήματα με διαφορά φάσεως  $180^\circ$ , μπορούμε να πετύχουμε, χρησιμοποιώντας ένα μετασχηματιστή με κεντρική λήψη, ή το κύκλωμα του σχήματος 3.8β.

Τα **τρανζίστορ οδηγήσεως** (driver transistors)  $Q_3$  και  $Q_4$  του σήματος εισόδου είναι συμπληρωματικού τύπου, καθόσον το ένα είναι τύπου NPN και το άλλο PNP.

Με τον τρόπο αυτό, το **κύκλωμα οδηγήσεως** της εισόδου χωρίζει το σήμα εισόδου σε δύο ίσα σήματα, τα οποία παρουσιάζουν μεταξύ τους διαφορά φάσεως.

Ένα άλλο κύκλωμα, που βρίσκεται αρκετές εφαρμογές, φαίνεται στο σχήμα 3.8γ. Το κύκλωμα αυτό του ενισχυτή push - pull χωρίς μετασχηματιστή, έχει **χωρητική** (πυκνωτής) **σύζευξη** με το φορτίο και για να λειτουργήσει απαιτείται ένα μόνο απλό τροφοδοτικό.



**Σχ. 3.8γ.**

Ενισχυτής push - pull χωρίς μετασχηματιστή με απλό τροφοδοτικό.

### 3.9 Ενισχυτές συμπληρωματικής συμμετρίας.

Ένας ενισχυτής μπορεί να λειτουργήσει σαν push - pull, χρησιμοποιώντας τρανζίστορ συμπληρωματικής συμμετρίας.

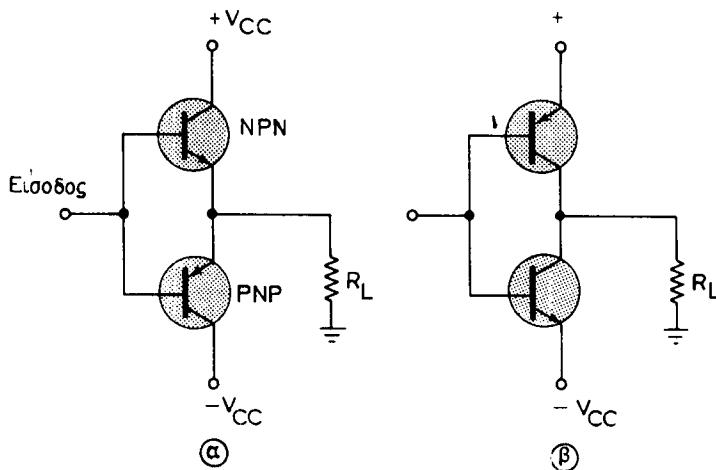
**Η συμπληρωματική συμμετρία συνίσταται στο ότι το ένα τρανζίστορ είναι τύπου NPN και το άλλο PNP.**

Ένας τέτοιος ενισχυτής push - pull φαίνεται στο σχήμα 3.9α.

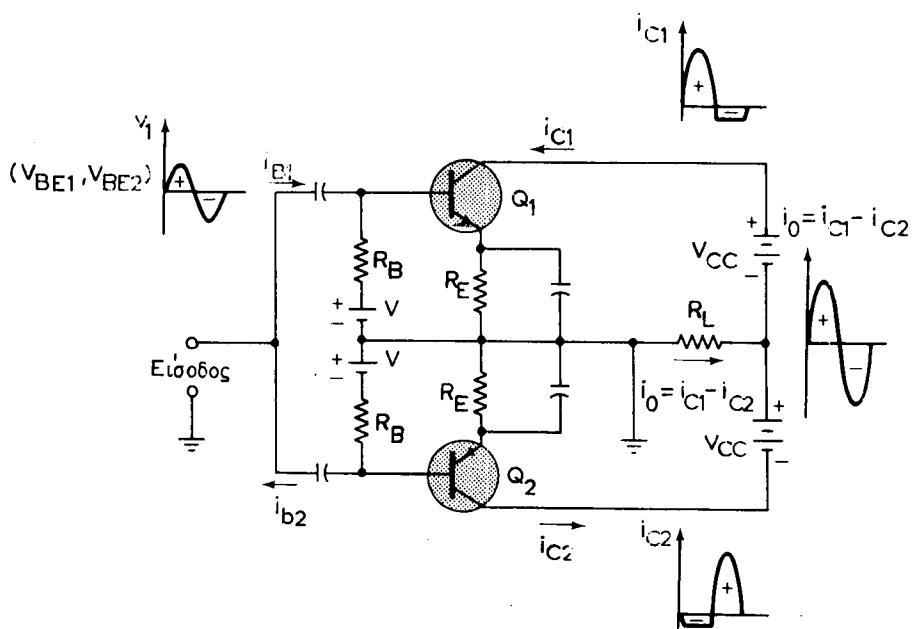
Η συμπληρωματική συμμετρία των τρανζίστορ σε ενισχυτές push - pull μας δίνει τη δυνατότητα να χρειαζόμαστε ένα μόνο σήμα εισόδου.

Όπως όμως αναφέρθηκε προηγουμένως, αν τα τρανζίστορ είναι του ίδιου τύπου, τότε απαιτούνται δύο είσοδοι σημάτων, τα οποία παρουσιάζουν διαφορά φάσεως.

Στους ενισχυτές push - pull συμπληρωματικής συμμετρίας, όταν το σήμα εισόδου πάει να γίνει θετικό, το τρανζίστορ  $Q_1$ , που είναι θετικά πολωμένο, άγει, ενώ



**Σχ. 3.9α.**  
Ενισχυτής push - pull συμπληρωματικής συμμετρίας.



**Σχ. 3.9β.**  
Ενισχυτής push - pull συμπληρωματικής συμμετρίας σε τάξη AB.

το  $Q_2$  είναι ουσιαστικά αποκομμένο. Συνεπώς, παίρνομε το θετικό μέρος; του σήματος εξόδου.

Όταν τώρα εφαρμόζεται το αρνητικό μέρος του σήματος στην είσοδο, το  $Q_2$  άγει, ενώ το  $Q_1$  είναι αποκομμένο. Επομένως το αρνητικό μέρος του σήματος εξόδου προέρχεται από το τρανζίστορ  $Q_2$ .

Με την ολοκλήρωση των βασικών εννοιών των ενισχυτών, θα πρέπει να προσθέσουμε ότι μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τη γραφική μέθοδο για όλα τα είδη ενισχυτών, σχετικά με τον προσδιορισμό της κυματομορφής εξόδου.

Τα διάφορα κυκλώματα ενισχυτών ισχύος παρουσιάζουν πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα. Γι' αυτό κάθε φορά θα πρέπει να διαλέγομε το πιο κατάλληλο ή να κατασκευάζουμε το καλύτερο δυνατό, ανάλογα με τα υλικά που διαθέτουμε.

Βασικοί πάντως παράγοντες για τη μελέτη και κατασκευή ενός ενισχυτή ισχύος είναι η ισχύς εξόδου, η απόδοση ισχύος και η αρμονική παραμόρφωση.

Πρέπει να έχουμε υπόψη ότι η γραφική μέθοδος αναλύσεως ενός ενισχυτή, δίνει τιμές μόνο κατά προσέγγιση, για συγκεκριμένο κύκλωμα και τρανζίστορ.

Τρανζίστορ του ίδιου τύπου δεν δίνουν τις ίδιες πάντοτε χαρακτηριστικές καμπύλες. Για το λόγο αυτό, σε περίπτωση αντικαταστάσεως ενός ή περισσοτέρων τρανζίστορ, μπορεί να μην έχουμε τα ίδια ακριβώς αποτελέσματα.

Ένα βελτιωμένο κύκλωμα ενισχυτή push - pull συμπληρωματικής συμμετρίας, το οποίο λειτουργεί σε τάξη AB, φαίνεται στο σχήμα 3.9β.

### **Ερωτήσεις.**

1. Να αναφέρετε τις διαφορές μεταξύ των ενισχυτών ισχύος και των ενισχυτών μικρών σημάτων.
2. Ποια βασική μέθοδο χρησιμοποιούμε για την ανάλυση των ενισχυτών ισχύος;
3. Πότε λέμε ότι ένας ενισχυτής εργάζεται σε τάξη A; Τι έχετε να παρατηρήσετε σχετικά με το σήμα εισόδου και εξόδου;
4. Τι εννοούμε, όταν λέμε ότι ένας ενισχυτής εργάζεται σε τάξη B;
5. Τι εννοούμε, όταν λέμε ότι ένας ενισχυτής εργάζεται σε τάξη AB;
6. Από τι προέρχεται η αρμονική παραμόρφωση σε ένα ενισχυτή ισχύος;
7. Τι εννοούμε με τον όρο «απόδοση» ενός ενισχυτή ισχύος;
8. Γιατί η απόδοση είναι σημαντικό μέγεθος για τους ενισχυτές ισχύος, ενώ δεν είναι σημαντικό για τους ενισχυτές μικρών σημάτων;
9. Ποιος ο ρόλος ενός μετασχηματιστή, που χρησιμοποιείται στην έξοδο ενός ενισχυτή ισχύος;
10. Σε ένα ενισχυτή ισχύος με τροφοδότηση σειράς, που εργάζεται σε τάξη A, ποια είναι η σχέση μεταξύ της ισχύος εξόδου και της αρμονικής παραμορφώσεως;
11. Ποια είναι η μέγιστη δυνατή απόδοση ισχύος ενός ενισχυτή σε τάξη A;
12. Ποια τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα του ενισχυτή push - pull, συγκριτικά με τον απλό ενισχυτή ισχύος;
13. Σε τι τάξεις λειτουργίας εργάζονται συνήθως οι ενισχυτές push - pull; Γιατί προτιμούμε τις τάξεις αυτές και όχι άλλες;
14. Τι ρόλο παίζουν τα τρανζίστορ σε ένα ενισχυτή push - pull;
15. Η βαθμίδα εισόδου ενός push - pull αποτελείται από ένα μετασχηματιστή με κεντρική λήψη. Σε τι χρειάζεται ο μετασχηματιστής αυτός;
16. Τι άλλα κυκλώματα χρησιμοποιούνται για να τροφοδοτήσουν ένα ενισχυτή push - pull, εκτός από μετασχηματιστή; Δώστε εξηγήσεις.
17. Τι διαφορές και ομοιότητες παρουσιάζουν οι ενισχυτές push - pull, όταν εργάζονται σε τάξεις B και AB;
18. Ποια τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα ενός ενισχυτή push - pull με συμπληρωματική συμμετρία και ενός επίσης ενισχυτή push - pull χωρίς συμπληρωματική συμμετρία;
19. Τι τύπους τρανζίστορ πρέπει να χρησιμοποιούμε σε κυκλώματα ενισχυτών συμπληρωματικής συμμετρίας; Ποιος είναι ο λόγος;

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΕΤΑΡΤΟ

### ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ ΜΕ ΑΡΝΗΤΙΚΗ ΑΝΑΤΡΟΦΟΔΟΤΗΣΗ

Στο κεφάλαιο αυτό εξετάζομε τις βασικές αρχές των ενισχυτών με αρνητική ανατροφοδότηση \* (negative feedback) καθώς και τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματά τους, ως προς τους ενισχυτές χωρίς ανατροφοδότηση.

**Ανατροφοδότηση ονομάζεται το φαινόμενο, κατά το οποίο ένα μέρος του σήματος εξόδου αφήνεται να επιστρέψει από την έξοδο και να εφαρμοσθεί στην είσοδο του ενισχυτή.**

Υπάρχουν δύο τύποι ανατροφοδοτήσεως, η αρνητική και η θετική.

**Αρνητική ανατροφοδότηση** έχομε, όταν όλο ή μέρος του σήματος εξόδου (τάσεως ή ρεύματος) επιστρέφει με κατάλληλη συνδεσμολογία στην είσοδο του ενισχυτή, κατά τρόπο ώστε το σήμα ανατροφοδοτήσεως (επιστροφής) να αφαιρείται από το αρχικό σήμα εισόδου.

Άρα το ολικό σήμα, που εφαρμόζεται κάθε φορά στην είσοδο ενός ενισχυτή με αρνητική ανατροφοδότηση, είναι το αρχικό σήμα εισόδου μείον το σήμα ανατροφοδοτήσεως.

Επειδή το αρχικό σήμα εισόδου μειώνεται με την αρνητική ανατροφοδότηση, ανάλογα μειώνεται και το σήμα εξόδου.

Για το λόγο αυτό, οι ενισχυτές με αρνητική ανατροφοδότηση χαρακτηρίζονται από μικρή απολαβή (κέρδος), σε σχέση με τους ενισχυτές χωρίς αρνητική ανατροφοδότηση.

**Θετική ανατροφοδότηση** έχομε, όταν όλο ή μέρος του σήματος εξόδου (τάσεως ή ρεύματος) επιστρέφει με κατάλληλη συνδεσμολογία στην είσοδο του ενισχυτή κατά τρόπο, ώστε το σήμα ανατροφοδοτήσεως (επιστροφής) να προστίθεται στο αρχικό σήμα εισόδου.

Γενικά στους ενισχυτές η θετική ανατροφοδότηση είναι ανεπιθύμητη, καθόσον ο ενισχυτής καθίσταται ασταθής και εργάζεται τότε σαν ταλαντωτής.

\* Μερικά βιβλία, αντί του όρου ανατροφοδότηση, χρησιμοποιούν για τον ίδιο διεθνή όρο (feedback) τον όρο ανάδραση ή ανασύζευξη.

Η θετική ανατροφοδότηση χρησιμοποιείται σε κυκλώματα ταλαντωτών, τα οποία εξετάζονται σε άλλο κεφάλαιο.

#### 4.1 Γενικές αρχές της ανατροφοδοτήσεως.

Το φαινόμενο της ανατροφοδοτήσεως βρίσκει πολλές πρακτικές εφαρμογές. Μία σημαντική εφαρμογή είναι στα συστήματα αυτομάτου ελέγχου.

Ειδικότερα, η αρνητική ανατροφοδότηση σε ένα ενισχυτή, μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τους εξής λόγους:

- α) Για να επιφέρει σταθεροποίηση στην απολαβή τάσεως ή ρεύματος.
- β) Για να επιφέρει λειτουργία σε μεγαλύτερο γραμμικό μέρος των χαρακτηριστικών καμπυλών.
- γ) Για να διευρύνει τη ζώνη διελεύσεως συχνοτήτων.
- δ) Για να ελαττώσει ή να αυξήσει τη σύνθετη αντίσταση εισόδου.
- ε) Για να ελαττώσει ή να αυξήσει τη σύνθετη αντίσταση εξόδου.
- στ) Για να μειώσει το θόρυβο.

ζ) Για να περιορίσει τη μεταβολή των χαρακτηριστικών μεγεθών λειτουργίας του ενισχυτή από τα θερμικά αποτελέσματα.

Όταν αναφερόμαστε στη σταθεροποίηση της απολαβής, εννοούμε το να καταστήσουμε την απολαβή τάσεως ή ρεύματος λιγότερο εξαρτώμενη από τις παραμέτρους των τρανζίστορ.

Επιζητούμε γραμμικότητα στη λειτουργία των ενισχυτών, καθόσον θέλομε να έχομε στην έξοδο σήματα με μικρή παραμόρφωση.

Σε όλους γενικά τους ενισχυτές δημιουργούνται, λόγω θερμικών φαινομένων, ηλεκτρικά σήματα διαταράχης τυχαίας συμπεριφοράς, τα οποία ονομάζονται **θόρυβοι**.

Ο θόρυβος σε ενισχυτές με πολύ μικρό σήμα εισόδου, δημιουργεί ενοχλητικές καταστάσεις στην εξαγωγή πληροφοριών από το σήμα εξόδου. Η εξαγωγή πληροφοριών καθίσταται πολύ δύσκολη, όταν η τάξη μεγέθους του σήματος εξόδου δεν υπερβαίνει την τάξη μεγέθους του θορύβου. Το σήμα τότε εξόδου καλύπτεται από τους θορύβους.

Στην περίπτωση αυτή η ενίσχυση δεν έχει νόημα, αφού ενισχύοντας το σήμα, ενισχύεται εξίσου και ο θόρυβος. Για να περιορίσουμε τους θορύβους, χρησιμοποιούμε αρνητική ανατροφοδότηση.

Ανάλογα με την επενέργεια της ανατροφοδοτήσεως στην απολαβή, έχομε τους εξής δύο βασικούς τύπους ανατροφοδοτήσεως.

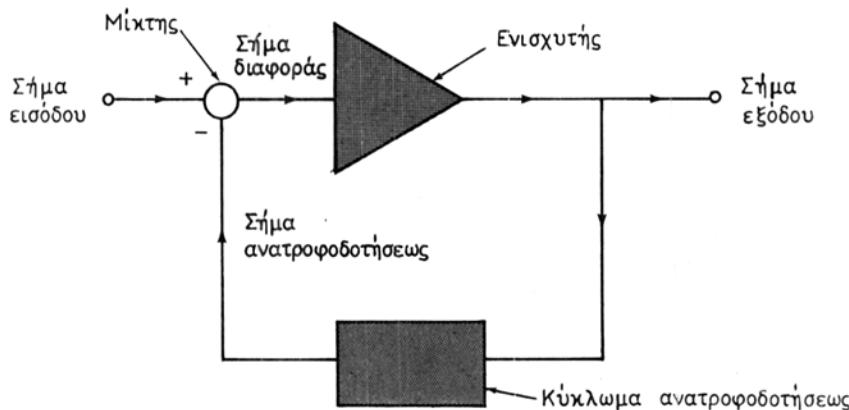
- α) Ανατροφοδότηση ρεύματος (current feedback).
- β) Ανατροφοδότηση τάσεως (voltage feedback).

Το σπουδαιότερο χαρακτηριστικό των δύο αυτών τύπων αρνητικής ανατροφοδοτήσεως είναι ότι έχομε μείωση στην απολαβή.

Μπορούμε επίσης να έχομε και δύο άλλους τύπους ανατροφοδοτήσεως.

Ο ένας ονομάζεται **ανατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως** (shunt feedback) και ο άλλος **ανατροφοδότηση σειράς** (series feedback).

Το παρακάτω σχηματικό διάγραμμα του σχήματος 4.1α παριστάνει έναν ενισχυτή με ανατροφοδότηση. Η ανατροφοδότηση αυτή μπορεί να είναι θετική ή αρνητική και να αναφέρεται σε ρεύμα ή τάση.

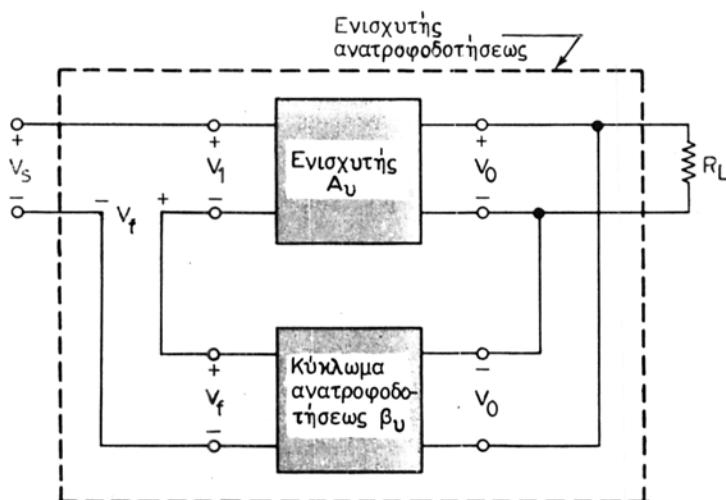


#### 4.2 Ενισχυτές με ανατροφοδότηση τάσεως.

Αν υποθέσουμε ότι όλα τα σήματα του σχήματος 4.1α είναι σήματα τάσεως, τότε το διάγραμμα αυτό παριστάνει ένα ενισχυτή με ανατροφοδότηση τάσεως.

Περισσότερο όμως αναλυτικά μπορούμε να παραστήσουμε ένα ενισχυτή με ανατροφοδότηση τάσεως, στο σχήμα 4.2α.

Η αρνητική ανατροφοδότηση τάσεως επιτυγχάνεται, όταν το μέρος που επιστρέφει από τη τάση εξόδου στην είσοδο του ενισχυτή είναι τέτοιο, ώστε να αφαιρείται από την τάση εισόδου.



Σχ. 4.2α.  
Σχηματικό διάγραμμα ενισχυτή με ανατροφοδότηση τάσεως.

### Απολαβή τάσεως.

Στο σχήμα 4.2α η τάση εισόδου  $V_0$  λαμβάνεται στα áκρα της αντιστάσεως φορτίου  $R_L$ , καθώς και του κυκλώματος ανατροφοδοτήσεως.

Ορίζομε σαν **ανάστροφη απολαβή τάσεως  $\beta_u$**  (reverse voltage gain) του κυκλώματος ανατροφοδοτήσεως τον εξής λόγο:

$$\beta_u = \frac{V_f}{V_0} \quad (4.2.1)$$

όπου:  $V_f$  είναι η τάση του σήματος ανατροφοδοτήσεως ή αλλιώς η τάση του σήματος που επιστρέφει από την έξοδο στην είσοδο του ενισχυτή.

Το  $\beta_u$  ονομάζεται και **συντελεστής ανατροφοδοτήσεως τάσεως**.

Ορίζομε επίσης σαν απολαβή τάσεως  $A_u$  του ανοικτού κυκλώματος του ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση, το λόγο:

$$A_u = \frac{V_0}{V_1} \quad (4.2.2)$$

όπου:  $V_1$  η τάση εισόδου του ενισχυτή.

**Σημείωση.** Ο όρος «ανοικτό κύκλωμα» αναφέρεται στο γεγονός, ότι τα μεγέθη που μετρούνται με ανοικτό κύκλωμα δεν έχουν την  $R_L$  συνδεδεμένη σαν φορτίο. Με προσέγγιση, μπορούμε επίσης να θεωρούμε το κύκλωμα ανοικτό, όταν η  $R_L$  είναι πολύ μεγάλη (άπειρη) και συνεπώς δεν διαρρέεται από ρεύμα.

Όπως φαίνεται στο σχήμα 4.2α, υπάρχουν τρεις τάσεις εισόδου στον ενισχυτή. Εκτός δηλαδή από τις  $V_1$  και  $V_f$ , έχουμε και την τάση του σήματος εισόδου  $V_s$ .

Οι τρεις αυτές τάσεις εισόδου συνδέονται με τη (4.2.3):

$$V_s = V_1 + V_f \quad (4.2.3)$$

Η απολαβή τάσεως  $A_{uf}$  του ενισχυτή ανοικτού κυκλώματος με ανατροφοδότηση, ορίζεται από τη σχέση:

$$A_{uf} = \frac{V_0}{V_s} = \frac{V_0}{V_1 + V_f} = \frac{\frac{V_0}{V_1}}{1 + \frac{V_f}{V_1}} \quad (4.2.4)$$

Αντικαθιστούμε στη σχέση (4.2.4) τις σχέσεις (4.2.1) και (4.2.2). Συνεπώς:

$$A_{uf} = \frac{\frac{V_0}{V_1}}{1 + \frac{V_f}{V_1} \cdot \frac{V_0}{V_0}} = \frac{A_u}{1 + \beta_u A_u} \quad (4.2.5)$$

Η σχέση (4.2.5) είναι γενικής μορφής για κυκλώματα ενισχυτών με ανατροφοδότηση. Πιο συγκεκριμένα, η αρνητική και η θετική ανατροφοδότηση ορίζονται, όταν ικανοποιούνται τα πιο κάτω αντίστοιχα κριτήρια.

### **Κριτήριο για αρνητική ανατροφοδότηση.**

Για να έχουμε αρνητική ανατροφοδότηση (negative feedback), πρέπει με βάση τον ορισμό να ικανοποιείται η σχέση (4.2.6):

$$1 + \beta_u A_u > 1 \quad (4.2.6)$$

Η σχέση (4.2.6) αποτελεί το κριτήριο της αρνητικής ανατροφοδοτήσεως ενός ενισχυτή.

### **Κριτήριο για θετική ανατροφοδότηση.**

Για να έχουμε θετική ανατροφοδότηση (positive feedback) πρέπει να ικανοποιείται η σχέση (4.2.7):

$$1 + \beta_u A_u < 1 \quad (4.2.7)$$

Στην πράξη, η απολαβή τάσεως  $A_u$  του ανοικτού κυκλώματος του ενισχυτή είναι πολύ μεγαλύτερη από τη μονάδα, δηλαδή:

$$|A_u| >> 1.$$

Με την παραδοχή αυτή, μπορούμε να αγνοήσουμε τη μονάδα στον παρονομαστή της σχέσεως (4.2.5). Συνεπώς η (4.2.5) γράφεται:

$$A_{uf} = \frac{A_u}{1 + \beta_u A_u} \approx \frac{A_u}{\beta_u A_u} \approx \frac{1}{\beta_u}, \text{ για } |A_u| >> 1 \quad (4.2.8)$$

### **Αντίσταση εισόδου.**

Η αντίσταση εισόδου (input resistance) ενός ενισχυτή με ανατροφοδότηση  $R_{if}$  ορίζεται από το λόγο της τάσεως του σήματος εισόδου  $V_s$  προς το ρεύμα εισόδου  $I_1$ . Δηλαδή:

$$R_{if} = \frac{V_s}{I_1} \quad (4.2.9)$$

Όπως είναι γνωστό, η αντίσταση εισόδου ενός ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση  $R_i$  ορίζεται από το λόγο της τάσεως εισόδου  $V_1$ , διά του ρεύματος εισόδου  $I_1$ .

Δηλαδή:

$$R_i = \frac{V_1}{I_1} \quad (4.2.10)$$

Για να βρούμε τη σχέση που συνδέει τις αντιστάσεις εισόδου, με ανατροφοδότηση  $R_{if}$  και χωρίς ανατροφοδότηση  $R_i$ , χρησιμοποιούμε την εξίσωση (4.2.3), στην οποία αντικαθιστούμε τις (4.2.1) και (4.2.2).

$$V_s = V_1 + \beta_u V_0 = V_1 + \beta_u A_u V_1 = V_1(1 + \beta_u A_u) \quad (4.2.11)$$

Με βάση την (4.2.10) η (4.2.11) γίνεται:

$$V_s = I_1 R_i (1 + \beta_u A_u) \quad (4.2.12)$$

Αν διαιρέσομε την (4.2.12) με  $I_1$ , και λάβομε υπόψη την (4.2.9), θα έχομε:

$$R_{if} = R_i (1 + \beta_u A_u) \quad (4.2.13)$$

Η σχέση (4.2.13) συνδέει τις αντιστάσεις εισόδου χωρίς ανατροφοδότηση και με ανατροφοδότηση.

**Παρατηρούμε ότι στην περίπτωση αρνητικής ανατροφοδότησεως τάσεως, η αντίσταση εισόδου  $R_{if}$  είναι μεγαλύτερη της αντιστάσεως εισόδου  $R_i$  χωρίς ανατροφοδότηση.** Αυτό οφείλεται στο ότι ικανοποιείται το πιο πάνω κριτήριο της αρνητικής ανατροφοδότησεως και, συνεπώς, η παρένθεση της σχέσεως (4.2.13) είναι μεγαλύτερη της μονάδας.

Όταν ο ενισχυτής λειτουργεί με θετική ανατροφοδότηση, τότε ικανοποιείται το πιο πάνω κριτήριο της θετικής ανατροφοδότησεως και, συνεπώς, η  $R_{if}$  είναι μικρότερη της  $R_i$ .

### Αντίσταση εξόδου.

Η αντίσταση εξόδου (output resistance) ενός ενισχυτή με ανατροφοδότηση, συμβολίζεται με  $R_{of}$ . Στη συνέχεια θα βρούμε τη σχέση που συνδέει τη  $R_{of}$  με την αντίσταση εξόδου  $R_o$ , χωρίς ανατροφοδότηση.

Θεωρούμε το σχήμα 4.2α και υποθέτομε, ότι το ρεύμα που διέρχεται από το κύκλωμα ανατροφοδότησεως είναι αμελητέο. Συνεπώς ισχύει η σχέση:

$$V_0 = A_u V_1 - I_o R_o \quad (4.2.14)$$

Αλλά από την (4.2.3) έχομε:

$$V_1 = V_s - V_f$$

Άρα η (4.2.14) γίνεται:

$$V_0 = A_u (V_s - V_f) - I_o R_o = A_u V_s - A_u V_f - I_o R_o \quad (4.2.15)$$

ή

$$V_0 + A_u V_f = A_u V_s - I_o R_o$$

ή

$$V_0 + \beta_u A_u V_0 = A_u V_s = I_o R_o$$

ή

$$V_0 (1 + \beta_u A_u) = A_u V_s - I_o R_o$$

ή

$$V_0 = \frac{A_u}{1 + \beta_u A_u} V_s - I_o \frac{R_o}{1 + \beta_u A_u} \quad (4.2.16)$$

Με τη βοήθεια της σχέσεως (4.2.5) η (4.2.16) γράφεται:

$$V_0 = A_{uf} V_s - I_o \frac{R_o}{1 + \beta_u A_u} \quad (4.2.17)$$

Για να βρούμε την αντίσταση εξόδου του ενισχυτή με ανατροφοδότηση  $R_{of}$ , θέτομε στην (4.2.17)  $V_s = 0$ .

Αυτό αποτελεί αναγκαία προϋπόθεση ορισμού της αντιστάσεως εξόδου  $R_{of}$ , με ανατροφοδότηση, καθόσον για να μετρηθεί η  $R_{of}$  θα πρέπει να μην εφαρμόζεται σήμα εισόδου.

Δηλαδή  $V_s = 0$ .

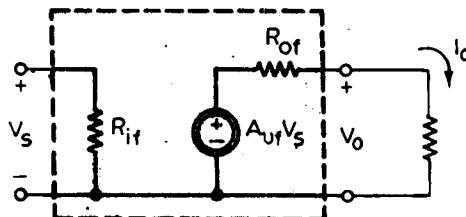
Με την παραδοχή αυτή, η (4.2.17) γράφεται:

$$R_{of} = -\frac{V_0}{I_0} = \frac{R_0}{1 + \beta_u A_u} \quad (4.2.18)$$

Από τη σχέση (4.2.18), βλέπουμε ότι, για την περίπτωση αρνητικής ανατροφοδότησεως, η αντίσταση εξόδου  $R_{of}$  είναι μικρότερη της αντιστάσεως εξόδου  $R_0$  χωρίς ανατροφοδότηση.

### Ισοδύναμο κύκλωμα.

Για να σχεδιάσουμε ένα ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή με ανατροφοδότηση τάσεως, θεωρούμε τη σχέση (4.2.17). Με βάση τη σχέση αυτή, το ισοδύναμο κύκλωμα φαίνεται στο σχήμα 4.2β.



Σχ. 4.2β.

Ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή με ανατροφοδότηση τάσεως.

### Παράδειγμα 1.

Το κύκλωμα του σχήματος 4.2γ απεικονίζει ένα ενισχυτή με ανατροφοδότηση τάσεως. Στο κύκλωμα αυτό οι αντιστάσεις  $R_9$  και  $R_{10}$  ενεργούν σαν διαιρέτες τάσεως. Οι παράμετροι του κυκλώματος χωρίς ανατροφοδότηση είναι:  $A_u = 100$ ,  $R_i = 2 \text{ k}\Omega$  και  $R_o = 5 \text{ k}\Omega$ .

Να βρεθούν οι παράμετροι του κυκλώματος με ανατροφοδότηση τάσεως.

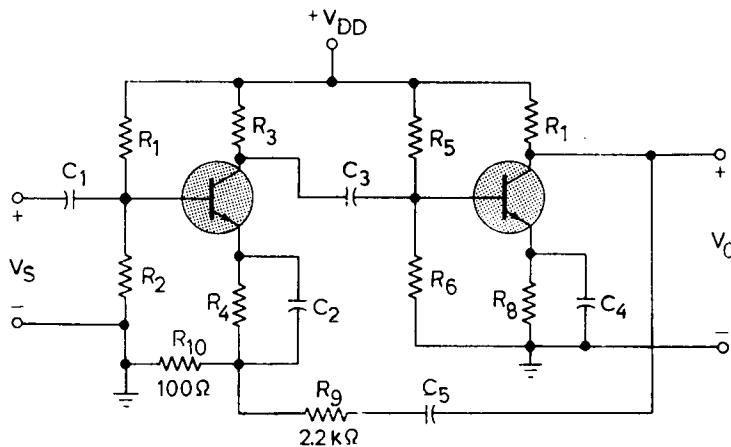
### Λύση.

Ο συντελεστής ανατροφοδότησεως  $\beta_u$  υπολογίζεται από τη σχέση:

$$\beta_u = \frac{V_f}{V_0} = \frac{R_{10}}{R_{10} + R_9} = \frac{100}{100 + 2200} = \frac{1}{23}$$

Βρίσκομε τώρα τη ποσότητα ανατροφοδότησεως:

$$1 + \beta_u A_u = 1 + \frac{1}{23} \cdot 100 = 5,35$$



**Σχ. 4.2γ.**  
Ενισχυτής με ανατροφοδότηση τάσεως.

Συνεπώς, οι παράμετροι του κυκλώματος με ανατροφοδότηση είναι:

$$R_{if} \simeq (5,35) (2) \simeq 10,7 \text{ k}\Omega$$

$$R_{of} \simeq \frac{5}{5,35} \text{ k}\Omega \simeq 0,93 \text{ k}\Omega = 930 \Omega$$

$$A_{uf} \simeq \frac{100}{5,35} \simeq 18,7$$

Παρατηρούμε ότι, για  $A_{uf} = 18,7$  δεν έχομε καλή προσέγγιση στην τιμή που αναμέναμε από τη σχέση (4.2.8), η οποία μας δίνει:

$$A_{uf} \simeq \frac{1}{\beta_u} \simeq 23.$$

Καλή προσέγγιση της πιο πάνω σχέσεως έχομε, όταν  $\beta_u A_u$  είναι μεγαλύτερο του δέκα.

Δηλαδή για:

$$\beta_u A_u > 10, \text{ τότε, } A_{uf} \simeq \frac{1}{\beta_u} \text{ (καλή προσέγγιση)}$$

Πρέπει να σημειωθεί ότι η αντίσταση εισόδου με ανατροφοδότηση  $R_{if}$  είναι η αντίσταση που «βλέπει» το κύκλωμα **μετά τις αντιστάσεις  $R_1$  και  $R_2$**  του σχήματος 4.2γ. Για να υπολογισθεί η ολική αντίσταση εισόδου  $R_{if(ολ)}$  με ανατροφοδότηση, θα πρέπει να ληφθεί υπόψη ο παράλληλος συνδυασμός των  $R_1$  και  $R_2$ . Η αντίσταση αυτή εισόδου είναι εκείνη που «βλέπει» το κύκλωμα **προ των αντιστάσεων  $R_1$  και  $R_2$** .

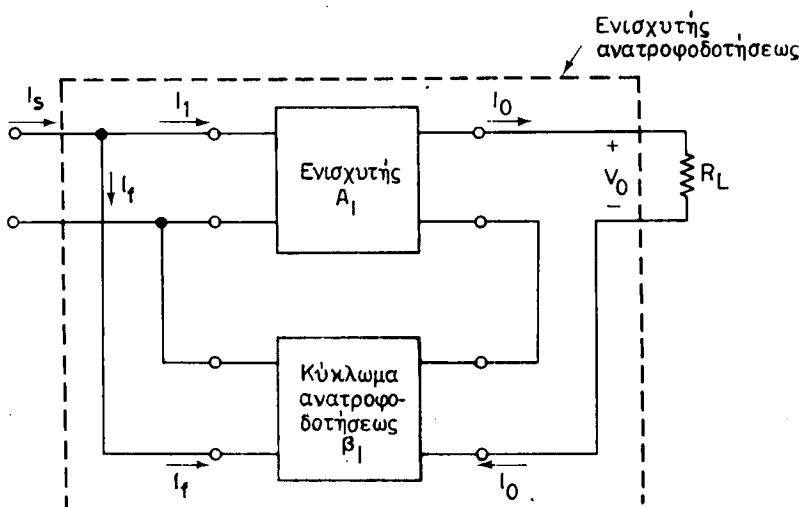
Συνεπώς, η ολική αυτή αντίσταση εισόδου δίνεται από τη σχέση (4.2.19):

$$R_{if(ol)} = \frac{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}{\frac{R_1 R_2}{R_{if} + R_1 + R_2}} := \frac{R_{if} R_1 R_2}{R_{if} (R_1 + R_2) + R_1 R_2} \quad (4.2.19)$$

όπου:  $R_{if}$  η αντίσταση εισόδου με ανατροφοδότηση που «βλέπει» το κύκλωμα μετά τις  $R_1$ ,  $R_2$ .

### 4.3 Ενισχυτές με ανατροφοδότηση ρεύματος.

Αν θεωρήσουμε ότι στο κύκλωμα του σχήματος 4.1a τα σήματα είναι ρεύματα, τότε το κύκλωμα αυτό παριστάνει έναν ενισχυτή με ανατροφοδότηση ρεύματος. Ένα σχηματικό διάγραμμα ενός τέτοιου ενισχυτή, φαίνεται στο σχήμα 4.3a. Για να επιτύχομε αρνητική ανατροφοδότηση ρεύματος, θα πρέπει το ρεύμα που επιστρέφει από την έξοδο στην είσοδο, να αφαιρείται από το ρεύμα εισόδου. Αυτό φαίνεται στο σχήμα 4.3a.



Σχ. 4.3a.  
Σχηματικό διάγραμμα ενισχυτή με ανατροφοδότηση ρεύματος.

#### Απολαβή ρεύματος.

Παρατηρούμε, ότι το ρεύμα εξόδου  $I_0$  τροφοδοτεί και την αντίσταση φορτίου  $R_L$ , και το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως.

Ορίζομε σαν **ανάστροφη απολαβή ρεύματος  $\beta_I$**  (reverse current gain) του κυκλώματος ανατροφοδοτήσεως τον εξής λόγο:

$$\beta_I = \frac{I_f}{I_0} \quad (4.3.1)$$

Το  $I_f$  ονομάζεται και **συντελεστής ανατροφοδοτήσεως** ρεύματος.

Από το σχήμα 4.3α, παρατηρούμε ότι, όταν το ρεύμα εξόδου  $I_0$  διέρχεται μέσα από το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως, τότε η συνιστώσα που φθάνει στην είσοδο του ενισχυτή είναι:

$$I_f = \beta_I I_0 \quad (4.3.2)$$

Το ρεύμα  $I_f$  ονομάζεται **ρεύμα ανατροφοδοτήσεως**.

Συνεπώς το ρεύμα  $I_1$ , που φθάνει στην είσοδο του ενισχυτή, θα είναι:

$$I_1 = I_s - I_f = I_s - \beta_I I_0 \quad (4.3.3)$$

Το  $I_s$  ονομάζεται **ρεύμα του σήματος εισόδου**.

Άρα:

$$I_s = I_1 + \beta_I I_0 \quad (4.3.4)$$

Ορίζομε τώρα την απολαβή ρεύματος  $A_I$  του ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση με βραχυκυκλωμένη την έξοδο, τον εξής λόγο:

$$A_I = \frac{I_0}{I_1} \quad (4.3.5)$$

ή

$$I_0 = A_I I_1 \quad (4.3.6)$$

Με ανάλογο τρόπο ορίζομε την απολαβή ρεύματος  $A_{If}$  του ενισχυτή με ανατροφοδότηση και βραχυκυκλωμένη την έξοδο:

$$A_{If} = \frac{I_0}{I_s} = \frac{A_I I_1}{I_1 + \beta_I A_I I_1} \quad (4.3.7)$$

Απαλείφοντας το  $I_1$ , έχομε:

$$A_{If} = \frac{A_I}{1 + \beta_I A_I} \quad (4.3.8)$$

Η σχέση (4.3.8) μας συνδέει την απολαβή ρεύματος με ανατροφοδότηση και βραχυκυκλωμένη έξοδο, με την απολαβή ρεύματος χωρίς ανατροφοδότηση και βραχυκυκλωμένη έξοδο.

Επειδή στην πράξη  $|A_I| >> 1$ , μπορούμε στην περίπτωση αυτή να παραλείψουμε τη μονάδα στον παρονομαστή της (4.3.8).

Θα έχομε τότε με προσέγγιση τη σχέση:

$$A_{If} \simeq \frac{1}{\beta_I} \quad (4.3.9)$$

Η εξίσωση (4.3.9) είναι πολύ βασική, καθόσον μας εκφράζει ότι **η απολαβή ρεύματος με ανατροφοδότηση και βραχυκυκλωμένη έξοδο μπορεί να καταστεί α-**

**νεξάρτητη από τις παραμέτρους του ενισχυτή και να εξαρτάται μόνο από τα στοιχεία του κυκλώματος ανατροφοδοτήσεως.**

### **Αντίσταση εισόδου.**

Η αντίσταση εισόδου  $R_{if}$  του ενισχυτή ανατροφοδοτήσεως ορίζεται από το λόγο της τάσεως του σήματος εισόδου προς το ρεύμα του σήματος εισόδου  $I_s$ . Δηλαδή:

$$R_{if} = \frac{V_s}{I_s} = \frac{I_1 R_i}{I_1 + I_f} = \frac{R_i}{1 + \frac{I_f}{I_1}} \quad (4.3.10)$$

Αν λάβομε υπ' όψη και τις σχέσεις (4.3.1) και (4.3.6), η (4.3.10) γίνεται:

$$R_{if} = \frac{R_i}{1 + \beta_I A_I} \quad (4.3.11)$$

Για να έχομε αρνητική ανατροφοδότηση, θα πρέπει να ικανοποιείται το κριτήριο  $(1 + \beta_I A_I) > 1$ .

Συνεπώς, η αντίσταση εισόδου ενός ενισχυτή με αρνητική ανατροφοδότηση καθίσταται μικρότερη της αντιστάσεως εισόδου χωρίς ανατροφοδότηση. Δηλαδή η αρνητική ανατροφοδότηση υποβιβάζει την υπάρχουσα αντίσταση εισόδου του ενισχυτή.

### **Αντίσταση εξόδου.**

Η αντίσταση εξόδου ενός ενισχυτή ανατροφοδοτήσεως  $R_{of}$  ορίζεται από το λόγο του  $V_o$  προς το  $-I_0$ , για  $I_s = 0$  (σχ. 4.3a). Αν υποθέσουμε ότι η τάση που αναπτύσσεται στα άκρα της εξόδου του κυκλώματος ανατροφοδοτήσεως είναι αμελητέα, συγκριτικά με το  $V_o$  ή την τάση στα άκρα της  $R_o$ , τότε η  $V_o$  και η τάση στα άκρα της  $R_o$  είναι περίπου ίσες:

$$V_o = (A_I I_1 - I_0) R_o \quad (4.3.12)$$

Αντικαθιστούμε το  $I_1$  από την εξίσωση (4.3.3) στην (4.3.12):

$$V_o = (A_I I_s - \beta_I A_I I_0 - I_0) R_o \quad (4.3.13)$$

Βγάζομε κοινό παράγοντα το  $(1 + \beta_I A_I)$ :

$$V_o = \left[ \left( \frac{A_I}{1 + \beta_I A_I} \right) I_s - I_0 \right] R_o (1 + \beta_I A_I) \quad (4.3.14)$$

Για να βρούμε τώρα την αντίσταση εξόδου  $R_{of}$  του ενισχυτή ανατροφοδοτήσεως, θέτομε  $I_s = 0$  στην (4.3.14):

Άρα:

$$R_{of} = \frac{V_o}{-I_0} = R_o (1 + \beta_I A_I) \quad (4.3.15)$$

Από την εξίσωση αυτή, συμπεραίνομε ότι ο ενισχυτής αρνητικής ανατροφοδοτήσεως έχει την αντίσταση εξόδου του αυξημένη κατά τον παράγοντα  $(1 + \beta_I A_I)$ , συγκριτικά με τον ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση.

### Ισοδύναμο κύκλωμα.

Για να σχεδιάσουμε το ισοδύναμο ενός ενισχυτή αρνητικής ανατροφοδοτήσεως ρεύματος, λαμβάνομε υπ' όψη τα στοιχεία που βρήκαμε μέχρι τώρα. Δηλαδή την επίδραση της αρνητικής ανατροφοδοτήσεως στην απολαβή ρεύματος και τις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου.

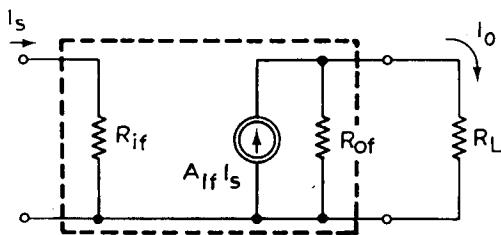
Τα στοιχεία αυτά συνοψίζονται στο ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 4.3β.

Για να διευκολυνθούμε πολύ, γράφομε την εξίσωση (4.3.14) ως εξής:

$$V_0 = (A_{If} I_s - I_o) R_{of} \quad (4.3.16)$$

Από την εξίσωση αυτή συμπεραίνομε ότι το ισοδύναμο κύκλωμα εξόδου του ενισχυτή πρέπει να αποτελείται από γεννήτρια ρεύματος εντάσεως  $A_{If} I_s$  και αντίσταση εξόδου  $R_{of}$ .

Στο ισοδύναμο αυτό κύκλωμα το ρεύμα εισόδου είναι το  $I_s$  και η αντίσταση εισόδου η  $R_{if}$ . Το ισοδύναμο κύκλωμα φαίνεται στο σχήμα 4.3β.



Σχ. 4.3β.

Ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή με ανατροφοδότηση ρεύματος.

### Παράδειγμα 2.

Το σχήμα 4.3γ παριστάνει ένα ενισχυτή με ανατροφοδότηση ρεύματος. Οι παράμετροι του ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση είναι:  $A_I = 800$ ,  $R_i = 1 \text{ k}\Omega$  και  $R_o = 10 \text{ k}\Omega$ . Εφαρμόζομε ανατροφοδότηση με το κύκλωμα το οποίο αποτελούν οι αντιστάσεις  $R_g = 220 \Omega$  και  $R_g = 4,7 \text{ k}\Omega$ .

Να υπολογισθούν οι παράμετροι του ενισχυτή με ανατροφοδότηση ρεύματος.

### Λύση.

Ο συντελεστής ανατροφοδοτήσεως ρεύματος (ανάστροφη απολαβή ρεύματος)  $\beta_I$ , βρίσκεται από το λόγο των αντιστάσεων και είναι:

$$\beta_I \simeq \frac{R_g}{R_g + R_g} \simeq \frac{0,22}{0,22 + 4,7} \simeq \frac{1}{22,4}$$

Η ποσότητα ανατροφοδοτήσεως είναι:

$$1 + \beta_I A_I \simeq 1 + \frac{800}{22,4} \simeq 36,7.$$

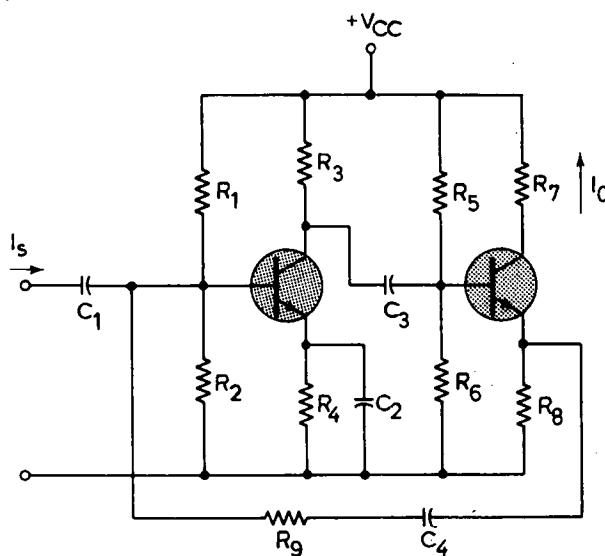
Με τις τιμές αυτές υπολογίζομε τις παραμέτρους του ενισχυτή με ανατροφοδότηση ρεύματος:

$$R_{if} = \frac{R_i}{1 + \beta_I A_I} \simeq \frac{1000}{36,7} \Omega \simeq 27 \Omega$$

$$R_{of} = R_o(1 + \beta_I A_I) \simeq (10)(36,7) k\Omega \simeq 367 k\Omega$$

$$A_{If} = \frac{A_I}{1 + \beta_I A_I} \simeq \frac{800}{36,7} \simeq 21,8$$

Παρατηρούμε ότι η προσέγγιση που έγινε στην εξίσωση (4.3.9) για την απολαβή ρεύματος, είναι αρκετά καλή για την περίπτωσή μας, διότι το  $\beta_I A_I$  είναι μεγαλύτερο του δέκα. Δηλαδή οι τιμές  $A_{If} = 21,8$  και η κατά προσέγγιση  $A_{If} \simeq \frac{1}{\beta_I} \simeq 22,4$  διαφέρουν ελάχιστα.



**Σχ. 4.3γ.**  
Ενισχυτής με ανατροφοδότηση ρεύματος.

Στο παράδειγμα αυτό παρατηρούμε επίσης ότι η απολαβή ρεύματος είναι ανεξάρτητη από τις παραμέτρους των τρανζίστορ και εξαρτάται μόνο από τις αντιστάσεις  $R_8$  και  $R_9$ .

Γενικά, για να υπολογίσουμε τις παραμέτρους ενός ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση, θα πρέπει να είμαστε προσεκτικοί. Έτσι, για να υπολογίσουμε τις παραμέ-

τρους εισόδου, θα πρέπει το ρεύμα εξόδου να είναι μηδέν. Δηλαδή το κύκλωμα στο δεύτερο εκπομπό (του δευτέρου τρανζίστορ) του σχήματος 4.3γ να είναι ανοικτό.

Για να υπολογίσουμε τις παραμέτρους εξόδου, θα πρέπει το ρεύμα εισόδου να είναι μηδέν. Δηλαδή το κύκλωμα στην πρώτη βάση (του πρώτου τρανζίστορ) να είναι ανοικτό. Με τον τρόπο αυτό, περιορίζεται η επίδραση του κυκλώματος ανατροφοδοτήσεως στον υπολογισμό των παραμέτρων του ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση. Συγχρόνως όμως, στον υπολογισμό (μέτρημα) λαμβάνονται υπ' όψη τα στοιχεία που συνθέτουν το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως.

#### 4.4 Επίδραση της ανατροφοδοτήσεως στην απόκριση συχνότητας.

Διαπιστώσαμε ως τώρα ότι η ανατροφοδότηση σε έναν ενισχυτή μεταβάλλει την απολαβή (ρεύματος και τάσεως) καθώς και τις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου. Συνεπώς, θα πρέπει η ανατροφοδότηση να μεταβάλλει και την απόκριση συχνότητας του ενισχυτή.

Η μελέτη που γίνεται στη συνέχεια αναφέρεται χωρίς διάκριση στην απόκριση γενικά. Δηλαδή, όταν πρόκειται για ενισχυτές με ανατροφοδότηση ρεύματος, αναφερόμαστε στην απόκριση ρεύματος. Όταν πρόκειται για ενισχυτές με ανατροφοδότηση τάσεως, αναφερόμαστε στην απόκριση τάσεως.

Για να βρούμε πώς μεταβάλλεται η συχνότητα ενός ενισχυτή, λόγω της ανατροφοδοτήσεως, θεωρούμε δύο βασικές συχνότητες, που αναφέρονται στο κύκλωμα του ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση.

Οι δύο αυτές βασικές συχνότητες ονομάζονται αντίστοιχα **κατώτερη συχνότητα αποκοπής  $f_1$** , και **ανώτερη συχνότητα αποκοπής  $f_2$** . Οι συχνότητες αυτές καθορίζονται από την καμπύλη αποκρίσεως του ενισχυτή για απολαβή 3 dB λιγότερη από τη μέγιστη απολαβή, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.4.

Για τον ίδιο ενισχυτή με ανατροφοδότηση, ονομάζονται αντίστοιχα κατώτερη συχνότητα αποκοπής  $f_{1f}$  και ανώτερη συχνότητα αποκοπής  $f_{2f}$ . Οι συχνότητες αυτές καθορίζονται από την καμπύλη αποκρίσεως του ενισχυτή με ανατροφοδότηση για απολαβή 3 dB λιγότερη από τη μέγιστη απολαβή, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.4.

Οι συχνότητες αυτές αποκοπής, με ανατροφοδότηση και χωρίς ανατροφοδότηση, συνδέονται μεταξύ τους με τις πιο κάτω σχέσεις:

$$f_{1f} = \frac{f_1}{1 + \beta A} \quad (4.4.1)$$

$$f_{2f} = f_2 (1 + \beta A) \quad (4.4.2)$$

Για απλούστευση στο συμβολισμό, έχομε παραλείψει τους δείκτες I και υ στις παραμέτρους  $\beta$  και  $A$ , ανάλογα με το αν αναφερόμαστε σε ανατροφοδότηση ρεύματος ή τάσεως.

Από τις σχέσεις (4.4.1) και (4.4.2), συμπεραίνομε ότι η αρνητική ανατροφοδότηση επιφέρει μείωση στην κατώτερη συχνότητα αποκοπής  $f_1$ , ενώ επιφέρει αύξηση στην ανώτερη συχνότητα αποκοπής  $f_2$ . Δηλαδή:

$$f_{1f} < f_1 \quad \text{και} \quad f_{2f} > f_2, \quad \text{καθόσον } 1 + \beta A > 1$$

Στην περίπτωση θετικής ανατροφοδότησεως, συμβαίνει το αντίθετο. Δηλαδή:

$$f_{1f} > f_1 \quad \text{και} \quad f_{2f} < f_2, \quad \text{καθόσον } 1 + \beta A < 1$$

Συνεπώς, όταν ο ενισχυτής εργάζεται με ανατροφοδότηση αρνητική ή θετική, θα μεταβάλλεται και το εύρος της ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων.

Όπως γνωρίζομε, σαν εύρος της ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων (Band - Width, BW) ορίζεται η διαφορά των συχνοτήτων  $f_2$  μείον  $f_1$ , για απολαβή μέχρι 3 dB κάτω της μέγιστης απολαβής. Δηλαδή:

$$BW = f_2 - f_1 \quad (4.4.3)$$

Όταν ο ενισχυτής εργάζεται με ανατροφοδότηση, τότε το εύρος της ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων προκύπτει από τη διαφορά των σχέσεων (4.4.2) και (4.4.1). Δηλαδή:

$$BW_f = f_{2f} - f_{1f} = f_2(1 + \beta A) - \frac{f_1}{1 + \beta A} = \frac{f_2(1 + \beta A)^2 - f_1}{1 + \beta A} \quad (4.4.4)$$

Η σχέση (4.4.4) μπορεί να γραφεί με προσέγγιση, υποθέτοντας ότι η κατώτερη συχνότητα αποκοπής  $f_1$  είναι πολύ μικρή, σχετικά με την ανώτερη συχνότητα αποκοπής  $f_2$ . Τότε θα έχουμε:

$$BW = f_2 - f_1 \simeq f_2 \quad (4.4.5)$$

Συνεπώς η (4.4.4) γίνεται:

$$BW_f = f_{2f} - f_{1f} \simeq f_2 (1 + \beta A) \quad (4.4.6)$$

Άρα:

$$BW_f \simeq BW(1 + \beta A) \quad (4.4.7)$$

Η σχέση (4.4.7) συνδέει το εύρος της ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων από ένα ενισχυτή, που λειτουργεί με ανατροφοδότηση, με το εύρος της ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων του ίδιου ενισχυτή, που λειτουργεί χωρίς ανατροφοδότηση.

Από την (4.4.7), παρατηρούμε ότι το εύρος της ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων αυξάνεται κατά τον παράγοντα  $(1 + \beta A)$ , όταν ο ενισχυτής εργάζεται με αρνητική ανατροφοδότηση.

Αν ο ενισχυτής εργάζεται με θετική ανατροφοδότηση, τότε έχουμε μείωση του  $BW_f$ , συγκριτικά με το  $BW$  κατά τον παράγοντα  $(1 + \beta A)$ . Το σχήμα 4.4 απεικονίζει την απόκριση συχνότητας ενός ενισχυτή. Δείχνει δηλαδή, τι συχνότητες διέρχονται μέσα από τον ενισχυτή και πώς μεταβάλλεται η απολαβή με τη συχνότητα. Η συμπαγής καμπύλη αναφέρεται στην περίπτωση χωρίς ανατροφοδότηση και η διακεκομμένη με ανατροφοδότηση.

### Παράδειγμα 3.

Ένας ενισχυτής εργάζεται χωρίς ανατροφοδότηση και έχει απολαβή τάσεως

$A_u = 1000$ . Για απολαβή κατά 3 dB μικρότερη της μέγιστης, οι συχνότητες αποκοπής είναι  $f_1 = 100 \text{ Hz}$  και  $f_2 = 100 \text{ kHz}$ .

Ο ενισχυτής αυτός μετατρέπεται σε ενισχυτή ανατροφοδοτήσεως, με ανατροφοδότηση 20 dB.

Να υπολογισθεί η απόκριση συχνότητας του ενισχυτή ανατροφοδοτήσεως.

### Λύση.

Η καμπύλη αποκρίσεως συχνότητας φαίνεται στο σχήμα 4.4.

Το ποσό ανατροφοδοτήσεως  $N$  δίνεται από τη σχέση:

$$\text{dB ανατροφοδοτήσεως} = N = 20 \log(1 + \beta A_u) = 20 \text{ dB}.$$

ή

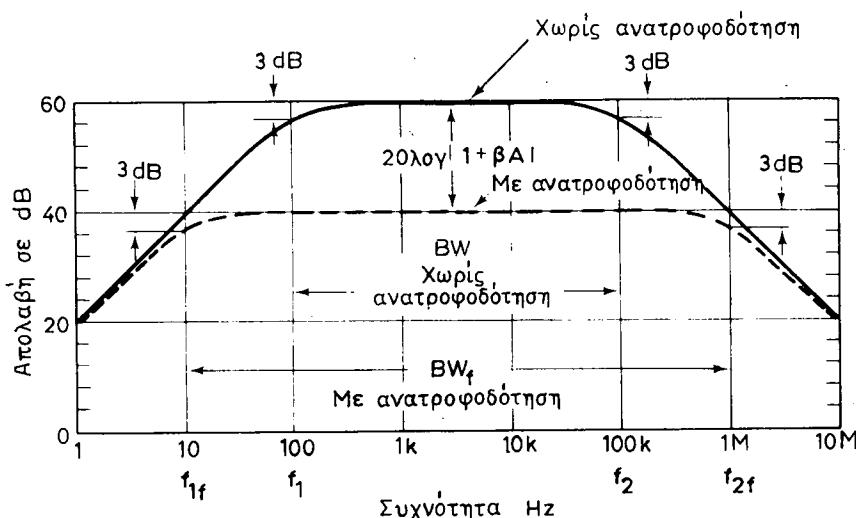
$$\log(1 + \beta A_u) = 1$$

Άρα:

$$1 + \beta A_u = 10$$

Συνεπώς, η απολαβή του ενισχυτή με ανατροφοδότηση  $A_{uf}$  θα είναι:

$$A_{uf} = \frac{A_u}{1 + \beta A_u} = \frac{1000}{10} = 100$$



Σχ. 4.4.

Επίδραση της ανατροφοδοτήσεως στην απόκριση συχνότητας σε ένα ενισχυτή.

Αν θέλομε να μετατρέψουμε την τιμή αυτή του  $A_{uf}$  σε dB, χρησιμοποιούμε την παρακάτω σχέση:

$$A_{uf} \text{ σε dB} = 20 \log(A_{uf}) = 20 \log(10^2) = 40 \text{ dB}$$

Οι συχνότητες αποκοπής με ανατροφοδότηση θα είναι:

$$f_{1f} = \frac{f_1}{1 + \beta A_u} = \frac{100}{10} = 10 \text{ Hz}$$

$$f_{2f} = f_2 (1 + \beta A_u) = (100) (10) = 1000 \text{ kHz} = 1 \text{ MHz}$$

Το εύρος της ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων  $BW_f$  με ανατροφοδότηση θα είναι:

$$BW_f \approx BW(1 + \beta A_u) \approx (100 \text{ kHz} - 100 \text{ Hz}) (10) \approx 1 \text{ MHz}$$

Παρατηρούμε ότι το εύρος της ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων  $BW_f$  με ανατροφοδότηση αυξήθηκε κατά 10 φορές, συγκριτικά με το εύρος  $BW$  χωρίς ανατροφοδότηση.

Αξίζει να σημειωθεί ότι κατά τον ίδιο παράγοντα (10) ελαττώθηκε η απολαβή του ενισχυτή με ανατροφοδότηση, συγκριτικά με την απολαβή χωρίς ανατροφοδότηση.

**Συνεπώς διπλαίσιας διεύρυνσης στο εύρος συχνοτήτων κατά τον ίδιο παράγοντα, το χάνομε σε απολαβή, όταν ο ενισχυτής εργάζεται με ανατροφοδότηση.**

Η πιο πάνω ανάλυση φαίνεται στο σχήμα 4.4.

#### 4.5 Ενισχυτές με ανατροφοδότηση σειράς.

Το σχήμα 4.5a απεικονίζει το διάγραμμα ενός ενισχυτή με ανατροφοδότηση σειράς (series - feedback amplifier). Ο ενισχυτής με ανατροφοδότηση σειράς μεταβάλλει την ενεργό διαγωγιμότητά του, σύμφωνα με την εξίσωση:

$$G_{mf} = \frac{G_m}{1 + \beta_m G_m} \quad (4.5.1)$$

όπου:  $G_{mf}$  και  $G_m$  είναι αντίστοιχα οι διαγωγιμότητες με ανατροφοδότηση σειράς και χωρίς ανατροφοδότηση.

Οι διαγωγιμότητες μετρούνται σε  $\Omega^{-1}$  ή mho.

Οι διαγωγιμότητες  $G_m$ ,  $G_{mf}$  συνδέονται με τις διαντιστάσεις  $R_m$ ,  $R_{mf}$  που αναφέρονται παρακάτω, με τις σχέσεις:

$$G_m = \frac{1}{R_m}, \quad G_{mf} = \frac{1}{R_{mf}}$$

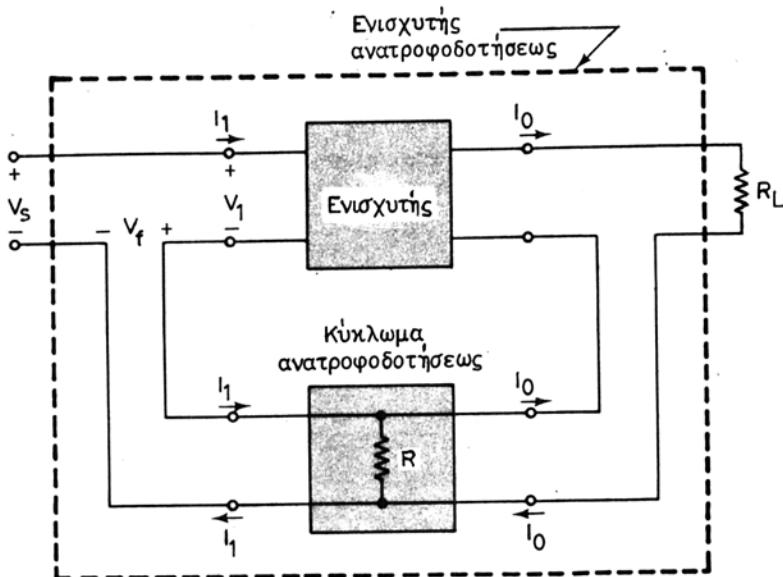
Ο συντελεστής  $\beta_m$  ορίζεται ως εξής:

$$\beta_m = \frac{V_f}{I_o} \quad (4.5.2)$$

όπου:  $V_f$  και  $I_o$  αναφέρονται αντίστοιχα στην τάση ανατροφοδοτήσεως σειράς και στο ρεύμα εξόδου.

Το  $\beta_m$  έχει διαστάσεις αντιστάσεως και μετριέται σε  $\Omega$ .

Γενικά, ωστόντονταν ενισχυτής ανατροφοδοτήσεως σειράς, το ρεύμα, εξόδου αθροί-

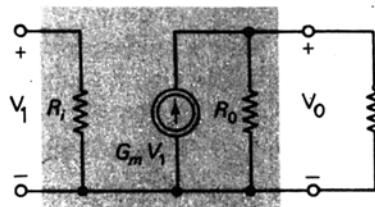


Σχ. 4.5α.

Σχηματικό διάγραμμα ενισχυτή με ανατροφοδότηση σειράς.

ζεται και αφήνεται να επιστρέψει στην είσοδο του ενισχυτή μετατρεπόμενο σε τάση με τη βοήθεια της αντιστάσεως ανατροφοδοτήσεως  $R$ . Για το λόγο αυτό, η συνδεσμολογία αυτή λέγεται και **ενισχυτής ανατροφοδοτήσεως τάσεως σειράς** (voltage - series feedback amplifier).

Στο σχήμα 4.5α φαίνεται το διάγραμμα ενός ενισχυτή με ανατροφοδότηση σειράς, καθώς και το ισοδύναμο κύκλωμα του στο σχήμα 4.5β.



Σχ. 4.5β.

Ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή με ανατροφοδότηση σειράς, ή ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή διαγωγή μότητας.

Με την ολοκλήρωση της μελέτης στους περισσότερους τύπους ανατροφοδοτήσεως ενός ενισχυτή, παραθέτομε τον Πίνακα 4.5.1. Ο πίνακας αυτός μας βοηθά στη σύγκριση μεταξύ των διαφόρων παραμέτρων για ανατροφοδότηση διαφόρων τύπων.

**ΠΙΝΑΚΑΣ 4.5.1.**  
**Ενισχυτή με διάφορους τύπους ανατροφοδοτήσεως.**

Τύπος ανατροφοδοτήσεως	$A_{uf}$ (ανοικτού κυκλώματος)	$A_{lf}$ (βραχυκυκλωμένου)	$R_{if}$	$R_{of}$
Τάσεως (σχ. 4.2.a)	$\frac{A_u}{1 + \beta_u A_u}$	$A_l$	$R_i (1 + \beta_u A_u)$	$\frac{R_o}{1 + \beta_u A_u}$
Ρεύματος (σχ. 4.3a)	$A_u$	$\frac{A_l}{1 + \beta_l A_l}$	$\frac{R_i}{1 + \beta_l A_l}$	$R_o (1 + \beta_l A_l)$
Σειράς (σχ. 4.5a)	$\sim -\frac{R_i^*}{R_m}$	$A_l$	$R_i + R_m (1 - A_l)$	$R_o + R_m (1 - A_u)$
Παράλληλης διακλαδώσεως (σχ. 4.6a)	$A_u$	$\sim -\frac{R_i \dagger}{R_m}$	$(\frac{R_m}{1 - A_u}) \parallel (R_i)$	$(R_o) \parallel (\frac{A_u R_m}{A_u - 1})$

\* Για  $A_u R_m >> (R_o + R_i)$

† Για  $A_l >> (1 - \frac{R_i}{R_m})$ .

#### Παράδειγμα 4.

Το σχήμα 4.5γ παριστάνει ένα ενισχυτή με ανατροφοδότηση σειράς. Οι τιμές των στοιχείων του κυκλώματος είναι:  $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = 2,2 \text{ k}\Omega$  και  $R_E = 1 \text{ k}\Omega$ . Οι υβριδικές παράμετροι του τρανζίστορ είναι:  $h_{ie} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $h_{fe} = 100$ , οι  $h_{re}$  και  $h_{oe}$  θεωρούνται αμελητέες.

Να βρεθούν οι παράμετροι του ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση σειράς και με ανατροφοδότηση.

#### Λύση.

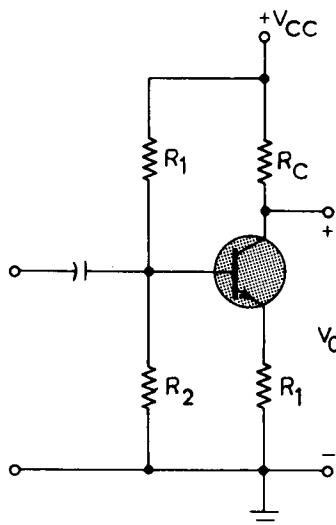
Οι παράμετροι του ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση είναι:

$$R_i = h_{ie} \simeq 1 \text{ k}\Omega - \text{αντίσταση εισόδου}$$

$$A_l = -h_{fe} \simeq -100 - \text{απολαβή ρεύματος}$$

$$A_u = -h_{fe} \frac{R_C}{h_{ie}} \simeq -100 \cdot \frac{2,2}{1} \simeq 220 - \text{απολαβή τάσεως}$$

Μπορούμε να υποθέσουμε ότι η (σύνθετη) αντίσταση εξόδου είναι άπειρη. Δηλαδή  $R_o \simeq \infty$ .



Σχ. 4.5γ.

Ένας ενισχυτής με ανατροφοδότηση σειράς.

Από τον Πίνακα 4.5.1 για τον ενισχυτή με ανατροφοδότηση σειράς έχουμε:

$$R_{if} \simeq 1 + 1(1 + 100) k\Omega = 102 k\Omega$$

$$R_{of} \simeq \infty$$

$$A_{if} \simeq -100$$

$$A_{uf} \simeq -\frac{2,2}{1} = -2,2$$

Θα μπορούσαμε να καταλήξουμε στα ίδια αποτελέσματα, αν θεωρούσαμε το ισόδυναμο κύκλωμα του ενισχυτή ανατροφοδοτήσεως σειράς του σχήματος 4.5β.

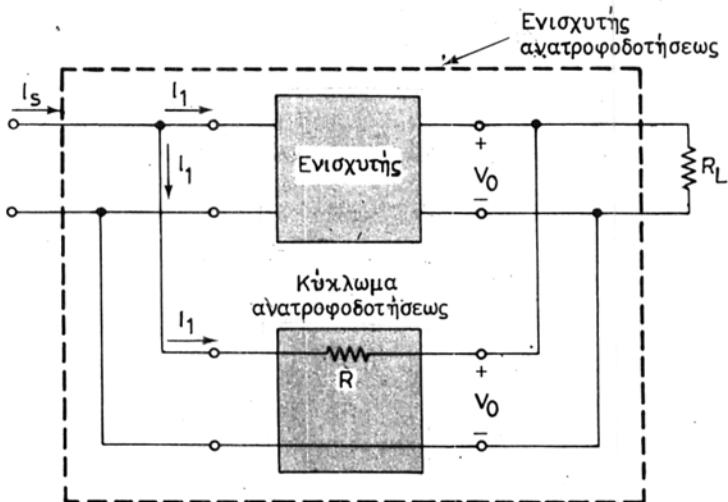
#### 4.6 Ενισχυτές με ανατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως.

Το σχήμα 4.6α απεικονίζει το σχηματικό διάγραμμα ενός ενισχυτή με ανατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως (shunt - feedback amplifier).

Η τάση εξόδου συναθροίζεται με το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως και επιστρέφει στην είσοδο υπό μορφή ρεύματος.

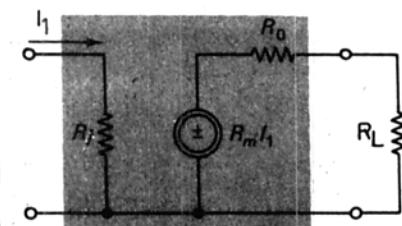
Μπορούμε να σχεδιάσουμε τον ενισχυτή αυτό με ανατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως ή χωρίς ανατροφοδότηση, υπό μορφή ενισχυτή «δια-αντιστάσεως» (transresistance amplifier), όπως φαίνεται στο σχήμα 4.6β.

Ο όρος «δια-αντίσταση» ή για συντομία, «διαντίσταση» υποδηλώνει την (εσωτερική) αντίσταση του συστήματος του ενισχυτή και ισούται με το αντίστροφο της διαγωγιμότητας.



Σχ. 4.6α.

Σχηματικό διάγραμμα ενισχυτή με ανατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως.



Σχ. 4.6β.

Ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή με ανατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως, ή ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή διαντιστάσεως.

Στην περίπτωση που ο ενισχυτής εργάζεται με ανατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως, η διαντίσταση  $R_{mf}$  δίνεται από τη σχέση (4.6.1):

$$R_{mf} = \frac{R_m}{1 + \beta_r R_m} \quad (4.6.1)$$

όπου:  $R_m$  η διαντίσταση του ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση. Η  $R_m$  μετριέται σε  $\Omega$ .

Ο συντελεστής ανατροφοδότησεως  $\beta_r$  ορίζεται ως εξής:

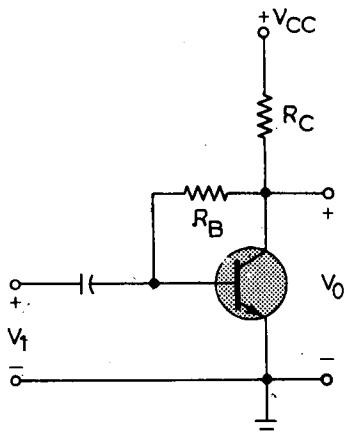
$$\beta_r = \frac{I_f}{V_o} \quad (4.6.2)$$

Ο συντελεστής  $\beta_r$  μετριέται σε  $\Omega^{-1}$  ή mho. Οι πίνακας 4.5.1 καταχωρεί τις παραμέτρους και του ενισχυτή του σχήματος 4.6α.

### Παράδειγμα 5.

Το σχήμα 4.6γ δείχνει ένα απλό ενισχυτή με ανατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως. Οι τιμές των στοιχείων του κυκλώματος είναι:  $R_C = 3,3 \text{ k}\Omega$  και  $R_B = 56 \text{ k}\Omega$ . Οι παράμετροι του τρανζίστορ είναι:  $h_{ie} = 1,5 \text{ k}\Omega$ ,  $h_{fe} = 75$ . Τα  $h_{re}$  και  $h_{oe}$  θεωρούνται αμελητέα.

Να υπολογισθούν οι παράμετροι του ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση και με ανατροφοδότηση.



Σχ. 4.6γ.

Ένας ενισχυτής με ανατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως.

### Λύση.

Για τον ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση, οι παράμετροι είναι:

$$R_i \simeq h_{ie} \simeq 1,5 \text{ k}\Omega$$

$$A_u \simeq - h_{fe} \frac{R_C}{h_{ie}} \simeq - 165$$

$$A_I \simeq - h_{fe} \simeq - 75$$

Η σύνθετη αντίσταση εξόδου μπορεί να θεωρηθεί άπειρη. Δηλαδή,  $R_o \simeq \infty$ .

Για να υπολογίσουμε τις παραμέτρους του ενισχυτή με ανατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως, χρησιμοποιούμε τον πίνακα 4.5.1.

$$R_{if} \simeq \frac{56}{1 + 165} \parallel 1,5 \text{ k}\Omega \simeq 506 \Omega$$

$$R_{of} \simeq R_B \simeq 56 \text{ k}\Omega$$

$$A_{uf} \simeq - 165$$

$$A_{lf} \simeq - \frac{3,3}{56} \simeq - 0,06$$

Τις ίδιες τιμές μπορούμε να βρούμε, αν σχεδιάσομε το ισοδύναμο κύκλωμα μικρών - σημάτων του σχήματος 4.6γ.

Τα αποτελέσματα που αφορούν τους διάφορους τύπους ανατροφοδοτήσεως, συγκεντρώνεται στον Πίνακα 4.6.1.

**ΠΙΝΑΚΑΣ 4.6.1.**  
**Αποτελέσματα ανατροφοδοτήσεως στις παραμέτρους του ενισχυτή.**

Τύπος ανατροφοδοτήσεως	Απολαβή		Αντίσταση	
	Τάσεως (2)	Ρεύματος (3)	Εισόδου	Εξόδου
Τάσεως (σχ. 4.2α)	ελάττωση	αμετάβλητη	αύξηση	ελάττωση
Ρεύματος (σχ. 4.3α)	αμετάβλητη	ελάττωση	ελάττωση	αύξηση
Σειράς (σχ. 4.5α)	(1)	αμετάβλητη	αύξηση	αύξηση
Παράλληλης διακλαδώσεως (σχ. 4.6α)	αμετάβλητη	(1)	α) ελάττωση για μεγάλο $R_i$ β) αμετάβλητη για μικρό $R_i$	α) ελάττωση για μεγάλο $R_o$ β) αμετάβλητη για μικρό $R_o$

1): Βλ. Πίνακα 4.5.1.

2): Απολαβή τάσεως ανοικτού - κυκλώματος.

3): Απολαβή ρεύματος βραχυκυκλωμένου - κυκλώματος.

#### 4.7 Επίδραση της ανατροφοδοτήσεως στη μη γραμμική παραμόρφωση και στο θόρυβο.

Η αρνητική ανατροφοδότηση στους ενισχυτές, έχει σαν αποτέλεσμα τη μείωση της μη γραμμικής παραμορφώσεως. Συγκεκριμένα, η ανατροφοδότηση συμβάλλει στη μείωση του πλάτους του παραμορφωμένου σήματος. Για λεπτομέρειες, μπορούμε να συμβουλευθούμε το τρίτο κεφάλαιο Αρμονική παραμόρφωση.

Αν συμβολίσουμε με  $D_f$  και  $D$  τα πλάτη των παραμορφωμένων σημάτων με ανατροφοδότηση και χωρίς ανατροφοδότηση, τότε η σχέση που τα συνδέει είναι η εξής:

$$D_f = \frac{D}{1 + \beta A} \quad (4.7.1)$$

όπου:  $\beta$  και  $A$  αναφέρονται στην ανατροφοδότηση τάσεως. Επειδή  $1 + \beta A > 1$ , έπειτα ότι  $D_f < D$ .

Γενικά, σε κάθε ενισχυτή με ανατροφοδότηση, επειδή μέρος του σήματος εξόδου επιστρέφει στην είσοδο του ενισχυτή, το πλάτος του σήματος εξόδου είναι

μικρότερο, συγκριτικά με εκείνο χωρίς ανατροφοδότηση. Αυτό έχει σαν συνέπεια, σήματα παραμορφώσεως, καθώς και θόρυβοι που παράγονται στα κυκλώματα του ενισχυτή, να υφίστανται σημαντική μείωση στο πλάτος τους όταν ο ενισχυτής εργάζεται με ανατροφοδότηση. Αυτό άλλωστε φανερώνει και η σχέση (4.7.1).

#### **Ερωτήσεις:**

1. Τι είναι αρνητική ανατροφοδότηση;
  2. Τι είναι θετική ανατροφοδότηση;
  3. Τι τύπο ανατροφοδοτήσεως (θετικό ή αρνητικό) χρησιμοποιούμε στους ενισχυτές; Ποιος είναι ο λόγος;
  4. Ποια η επίδραση της αρνητικής ανατροφοδοτήσεως στη σταθερότητα της απολαβής ενός ενισχυτή; (βλ. και πρώτο κεφάλαιο, Πόλωση).
  5. Ποια η επίδραση της αρνητικής ανατροφοδοτήσεως στο εύρος της ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων του ενισχυτή;
  6. Ποια η επίδραση της αρνητικής ανατροφοδοτήσεως στη μη γραμμική παραμόρφωση και στο θόρυβο του ενισχυτή;
  7. Σε ένα κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως τάσεως, εξηγήστε τον τρόπο, με τον οποίο η απολαβή τάσεως μπορεί να σταθεροποιηθεί από τις μεταβολές των παραμέτρων του τρανζίστορ (βλ. και πρώτο κεφάλαιο).
  8. Ποια η επίδραση της αρνητικής ανατροφοδοτήσεως τάσεως στις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου;
  9. Σε ένα κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως ρεύματος, εξηγήστε τον τρόπο, με τον οποίο η απολαβή ρεύματος μπορεί να σταθεροποιηθεί από τις μεταβολές των παραμέτρων του τρανζίστορ (βλ. και πρώτο κεφάλαιο).
  10. Ποια η επίδραση της αρνητικής ανατροφοδοτήσεως ρεύματος στις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου;
  11. Ποια η επίδραση της αρνητικής ανατροφοδοτήσεως στην απόκριση συχνοτήτων του ενισχυτή;
  12. Ποιο μέγεθος του ενισχυτή μεταβάλλει η ανατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως;
  13. Ποιο μέγεθος του ενισχυτή μεταβάλλει η ανατροφοδότηση σειράς;
  14. Ποια είναι τα σπουδαιότερα πλεονεκτήματα ενός ενισχυτή με αρνητική ανατροφοδότηση, σε σύγκριση με τον ίδιο ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση;
-

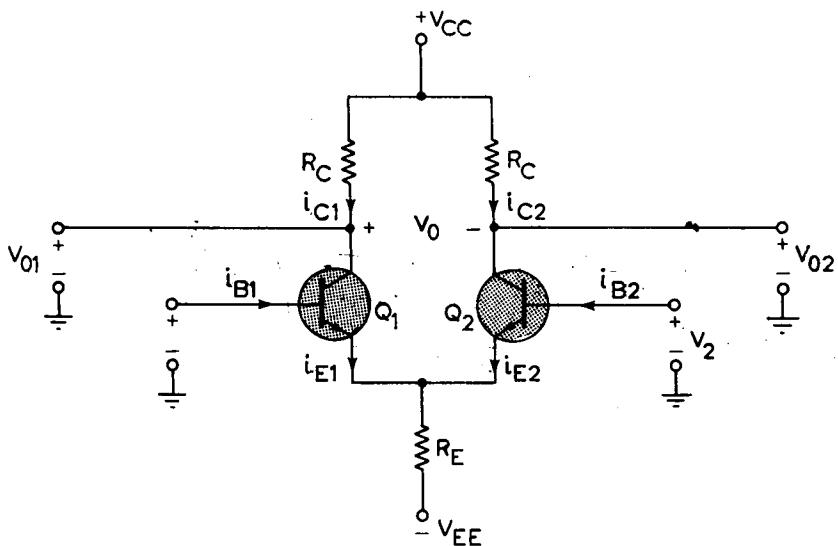
## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΠΕΜΠΤΟ

### ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΙ ΚΑΙ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ

#### 5.1 Γενικά.

Οι διαφορικοί ενισχυτές λέγονται και **ενισχυτές διαφοράς** (differential amplifiers), για τους λόγους που θα δούμε στη συνέχεια. Το βασικό κύκλωμα μιας βαθύδασ των διαφορικών ενισχυτών αποτελείται από δύο τρανζίστορ που έχουν τα ίδια χαρακτηριστικά και των οποίων οι εκπομποί συνδέονται μεταξύ τους.

Οι βαθύδασ ενισχύσεως έχουν απευθείας σύνδεση μεταξύ τους (dc — coupled) και χρειάζονται δύο τροφοδοτικοί τάσεως, ένα θετικό και ένα αρνητικό. Ένα βασικό κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή φαίνεται στο σχήμα 5.1.



**Σχ. 5.1.**  
Βασικό κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή.

Στο κύκλωμα αυτό, οι εκπομποί είναι συνδεδεμένοι μαζί και τα σήματα εισόδου  $V_1$  και  $V_2$  εφαρμόζονται στις βάσεις των τρανζίστορ.

Οι έξοδοι του ενισχυτή  $V_{01}$  και  $V_{02}$  λαμβάνονται από τους συλλέκτες των τρανζίστορ  $Q_1$ ,  $Q_2$ .

Στην ιδανική περίπτωση, η αντίσταση  $R_E$  πρέπει να είναι άπειρη. Έτσι, και η

σύνθετη αντίσταση εισόδου θα είναι άπειρη, με σκοπό το κύκλωμα να λειτουργεί σαν ιδανικός διαφορικός ενισχυτής. Αν  $R_E \rightarrow \infty$ , τότε  $i_{E1} = -i_{E2}$  και συνεπώς  $i_{C1} = -i_{C2}$  και  $V_{01} = -V_{02}$ .

Οι βασικές ιδιότητες ενός διαφορικού ενισχυτή είναι:

a) Όταν τα σήματα εισόδου είναι ίδια, τότε η έξοδος  $V_0$  είναι μηδέν. Δηλαδή,

$$V_{01} = -V_{02} \text{ ή:}$$

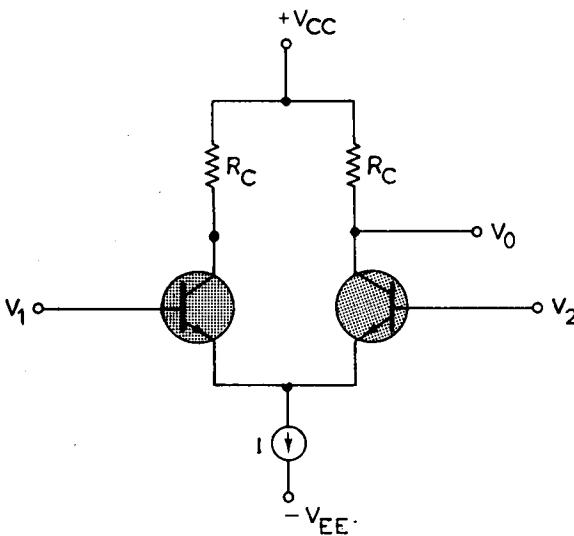
$$V_0 = V_{01} + V_{02} = 0$$

b) Όταν τα σήματα εισόδου είναι διαφορετικά, τότε η έξοδος είναι ανάλογη της διαφοράς των σημάτων εισόδου.

Για τους λόγους αυτούς ο διαφορικός ενισχυτής (DIFF - AMP), επειδή έχει να κάνει με διαφορές σημάτων, λέγεται και **ενισχυτής διαφοράς**.

## 5.2 Βελτιωμένο κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή.

Θεωρούμε το κύκλωμα του σχήματος 5.2a, στο οποίο έχομε αντικαταστήσει την αντίσταση  $R_E$  από μία ιδανική πηγή σταθερού ρεύματος  $I$ .



Σχ. 5.2a.

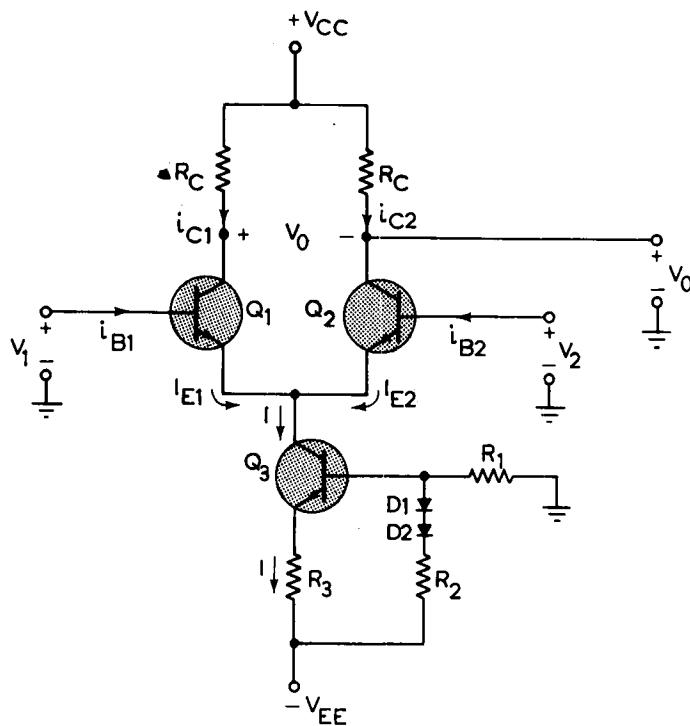
Κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή με πηγή σταθερού ρεύματος.

Η πηγή αυτή παρέχει και τη συνεχή πόλωση που χρειάζεται το κύκλωμα και παρεμβάλλει άπειρη αντίσταση μεταξύ των δύο εκπομπών και της γειώσεως.

Γενικά, μια γεννήτρια ρεύματος μπορεί να θεωρηθεί με προσέγγιση ότι ενεργεί σαν ένα τρανζίστορ, όπως φαίνεται στο σχήμα 5.2β.

Στη διάταξη αυτή μπορούμε να ρυθμίσουμε το ρεύμα  $I$ , μεταβάλλοντας τις αντιστάσεις  $R_1$ ,  $R_2$  και  $R_3$ . Οι κρυσταλλοδίοδοι ενεργούν σαν ρυθμιστές της θερμοκρασίας του τρανζίστορ  $Q_3$ .

Αν υποθέσουμε ότι η ορθή τάση πολώσεως κάθε διόδου είναι 0,6 V και οι μελη-



Σχ. 5.2β.

Πρακτικό κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή, όπου η πηγή σταθερού ρεύματος έχει αντικατασταθεί από τρανζίστορ.

Τέο το ρεύμα βάσεως του τρανζίστορ  $Q_3$ , τότε η τάση βάσεως του  $Q_3$ , σε σχέση με τη γη, θα είναι:

$$V_{B3} = \frac{-(V_{EE} - 1,2)R_1}{R_1 + R_2} \quad (5.2.1)$$

Το ρεύμα πολώσεως  $I$  μπορεί να υπολογισθεί από την τάση στα άκρα της  $R_3$ :

$$V_{R3} = V_{B3} - V_{BE3} - (-V_{EE}) = IR_3 \quad (5.2.2)$$

όπου:  $V_{BE3} \approx 0,6$  V.

Αν  $R_1 = R_2$ , τότε η (5.2.1) δίνει:

$$V_{B3} = -\frac{V_{EE}}{2} + 0,6 \text{ V} \quad (5.2.3)$$

Αντικαθιστούμε τώρα την (5.2.3) στην (5.2.2) και έχουμε:

$$V_{R3} = -\frac{V_{EE}}{2} + 0,6 - 0,6 + V_{EE} = \frac{V_{EE}}{2} = IR_3$$

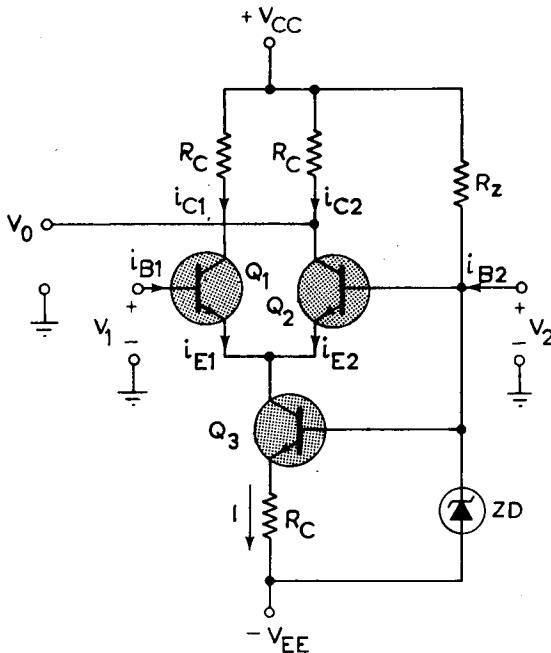
Δηλαδή:

$$I = \frac{V_{EE}}{2R_3} \quad (5.2.4)$$

Από τη σχέση αυτή, βλέπομε ότι το **ρεύμα πολώσεως / είναι ανεξάρτητο της τάσεως βάσεως - εκπομπού**.

Για το λόγο αυτό δεν είναι ευαίσθητο στις μεταβολές της θερμοκρασίας αλλά παραμένει σταθερό και υπολογίζεται από την τάση πολώσεως  $V_{EE}$  και την αντίσταση  $R_3$ .

Ένας άλλος τρόπος για να έχουμε ρεύμα πολώσεως ανεξάρτητο της θερμοκρασίας, φαίνεται στο σχήμα 5.2γ.



Σχ. 5.2γ.

Κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή με Zener.

Στο κύκλωμα αυτό χρησιμοποιείται μία δίοδος Zener για να επιφέρει πόλωση στην πηγή ρεύματος του τρανζίστορ  $Q_3$ .

Η αντίσταση  $R_z$  ενεργεί σαν αντίσταση περιορισμού του ρεύματος, ώστε το ρεύμα που περνά μέσα από τη δίοδο Zener, να μην υπερβαίνει την τιμή ασφάλειας.

Αν οι χαρακτηριστικές θερμοκρασίας της διόδου Zener ταιριάζουν με τις χαρακτηριστικές της διόδου βάσεως - εκπομπού του τρανζίστορ  $Q_3$ , τότε το ρεύμα πολώσεως / παραμένει ανεξάρτητο της θερμοκρασίας και δίνεται από τη σχέση (5.2.5):

$$I = \frac{V_z - V_{BE3}}{R_3} \quad (5.2.5)$$

όπου:  $V_z$  είναι η τάση (αναφοράς) της διόδου Zener.

Το κύκλωμα με Zener φαίνεται στο σχήμα 5.2γ.

Η λειτουργία στο εναλλασσόμενο των δύο παραπάνω βελτιωμένων κυκλωμάτων των διαφορικών ενισχυτών είναι παρεμφερής.

### Απολαβή διαφοράς $A_d$ .

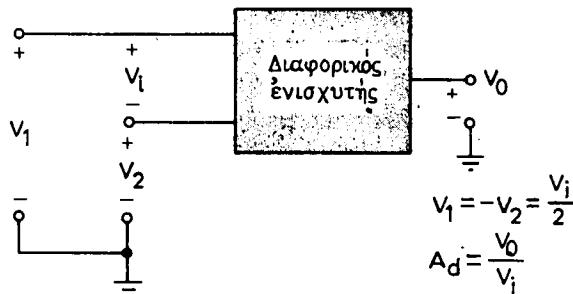
Η απολαβή διαφοράς, η οποία λέγεται και **διαφορική απολαβή** (difference gain) υπολογίζεται στη συνέχεια.

Θεωρούμε το κύκλωμα των διαφορικών ενισχυτών του σχήματος 5.2β ή 5.2γ. Αν τώρα εφαρμόσομε τα σήματα  $V_1$  και  $V_2$  (σχ. 5.2δ), ώστε να ισχύει:

$$V_1 = -V_2 = \frac{V_i}{2} \quad (5.2.6)$$

τότε η τάση εξόδου  $V_0$  διαιρούμενη δια της τάσεως εισόδου  $V_i$ , που ορίζει η (5.2.6), ονομάζεται απολαβή διαφοράς,  $A_d$ . Συνεπώς:

$$A_d \simeq \frac{V_0}{V_i} = \frac{V_0}{V_1 - V_2} \quad (5.2.7)$$



Σχ. 5.2δ.

Σχηματική παράσταση για τον υπολογισμό της απολαβής διαφοράς  $A_d$ .

Η απολαβή διαφοράς των διαφορικών ενισχυτών (σχ. 5.2β και 5.2γ) δίνεται με προσέγγιση από τη σχέση:

$$A_d \simeq -\frac{h_{fe} R_C}{2 h_{ie}} \quad (5.2.8)$$

όπου: τα  $h_{fe}$  και  $h_{ie}$  είναι οι υβριδικές παράμετροι των τρανζίστορ  $Q_1$ ,  $Q_2$  που χρησιμοποιούμε και μπορούν να βρεθούν από τους καταλόγους των τρανζίστορ.

Από την τελευταία εξίσωση, βρίσκουμε ότι η απολαβή διαφοράς  $A_d$  δεν είναι πολύ μεγάλη.

### Απολαβή κοινού - τύπου, $A_C$ .

Η απολαβή κοινού - τύπου (common - mode gain) συμβολίζεται μέ το  $A_C$ .

Άς υποθέσουμε ότι τα σήματα τάσεως που εφαρμόζομε στην είσοδο του διαφορικού ενισχυτή, είναι ίσα. Δηλαδή,  $V_1 = V_2 = V_i$  (σχ. 5.2ε). Στην περίπτωση αυτή,

εφ' όσον ο διαφορικός ενισχυτής είναι ιδανικός, θα πρέπει η τάση εξόδου να είναι μηδέν.

Στην πράξη όμως, η τάση εξόδου έχει κάποια τιμή  $V_0$ . Μπορούμε, συνεπώς, να ορίσουμε ως απολαβή κοινού - τύπου  $A_C$ , το πηλίκο της τάσεως εξόδου  $V_0$  δια της τάσεως εισόδου  $V_i$ , όταν οι επί μέρους τάσεις εισόδου είναι ίσες.

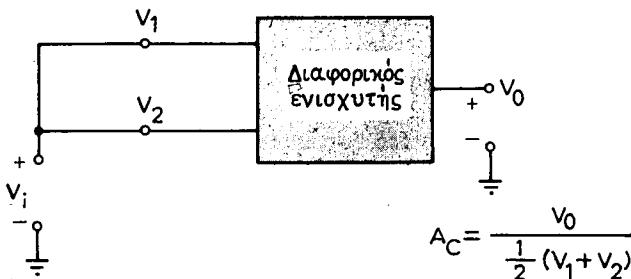
Δηλαδή:

$$A_C \simeq \frac{V_0}{V_i} = \frac{V_0}{\frac{1}{2} (V_1 + V_2)} \quad (5.2.9).$$

Από το κύκλωμα του σχήματος 5.2γ, μπορεί να αποδειχθεί ότι η απολαβή κοινού - τύπου  $A_C$  δίνεται από τη σχέση:

$$A_C \simeq -\frac{R_C}{2 R_E} \quad (5.2.10)$$

όπου:  $R_E = R_3 + h_{oe3}$ . Το  $h_{oe}$  είναι η υβριδική παράμετρος του τρανζίστορ  $Q_3$  και βρίσκεται από τους καταλόγους των κατασκευαστών των τρανζίστορ.



Σχ. 5.2ε.

Σχηματική παράσταση για τον υπολογισμό της απολαβής κοινού - τύπου  $A_C$ .

Από τη σχέση (5.2.10), συμπεραίνομε ότι, όταν το  $R_E$  είναι πολύ μεγάλο, η απόλυτη τιμή του  $A_C$  είναι πολύ μικρή.

### Λόγος αποβολής κοινού - τύπου, CMRR.

Ο λόγος αποβολής κοινού - τύπου συμβολίζεται με CMRR (common - mode rejection ratio).

Ο λόγος αυτός αποτελεί ένδειξη της ποιότητας των διαφορικών ενισχυτών, καθώς και των τελεστικών ενισχυτών, τους οποίους εξετάζομε παρακάτω.

Ο λόγος αποβολής κοινού - τύπου εκφράζεται με το πηλίκο της απολαβής διαφοράς  $A_d$  δια της απολαβής κοινού - τύπου  $A_C$ . Δηλαδή:

$$CMRR \simeq \left| \frac{A_d}{A_C} \right| \quad (5.2.11)$$

**Ο λόγος CMRR μετρά την ικανότητα του ενισχυτή να αποβάλλει (απορρίπτει)**

**ανεπιθύμητα σήματα, τα οποία είναι κοινά και στις δύο εισόδους. Τέτοια σήματα μπορεί να είναι θόρυβοι ή άλλα.**

Όσο μεγαλύτερος είναι ο λόγος CMRR, τόσο περισσότερο το σήμα εξόδου θα προσεγγίζει τη διαφορά των δύο σημάτων έισόδου.

Το λόγο CMRR μπορούμε να τον χρησιμοποιήσουμε για να εκφράσουμε σε γενική μορφή την τάση εξόδου  $V_o$  του διαφορικού ενισχυτή. Η έκφραση αυτή παρέχεται από την εξίσωση (5.2.12):

$$V_o = A_d V_d \left( 1 + \frac{1}{CMRR} \cdot \frac{V_C}{V_d} \right) \quad (5.2.12)$$

όπου:  $V_d$  η διαφορά των σημάτων εισόδου,  $V_d = V_1 - V_2$ . Το  $V_C$  παριστάνει το σήμα εισόδου κοινού - τύπου:

$$V_C = \frac{1}{2} (V_1 + V_2)$$

Ο λόγος CMRR για τα κυκλώματα των σχημάτων 5.2β και 5.2γ μπορεί να υπολογισθεί διαιρώντας τις εξισώσεις (5.2.8) και (5.2.10). Συνεπώς:

$$CMRR \approx \frac{h_{fe} R_E}{h_{ie}} \quad (5.2.13)$$

όπου:  $R_E = R_3 + h_{oe}$ . Το  $h_{oe}$  είναι η υβριδική παράμετρος του τρανζίστορ  $Q_3$  και δίνεται στους καταλόγους των κατασκευαστών τρανζίστορ.

### Παράδειγμα 1.

Το κύκλωμα του διαφορικού ενισχυτή του σχήματος 5.2γ περιέχει τα εξής στοιχεία:

$$R_C = 1 \text{ k}\Omega, R_3 = 560 \Omega, R_z = 1,8 \text{ k}\Omega, V_{CC} = V_{EE} = 12 \text{ V}$$

Υποθέτομε ότι όλα τα τρανζίστορ έχουν τις ίδιες παραμέτρους και έχουν τιμές:  $\beta = 100$ ,  $h_{ie} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $h_{fe} = 50$  και  $h_{oe} = 1/50 \text{ k}\Omega$ .

Η δίοδος Zener είναι τύπου 1N754 (6,8 V).

Ζητούνται να υπολογισθούν:

- α) Οι συνεχείς τάσεις και τα συνεχή ρεύματα του διαφορικού ενισχυτή.
- β) Η απολαβή διαφοράς και η απολαβή κοινού - τύπου του κυκλώματος.
- γ) Ο λόγος CMRR.

### Λύση.

Επειδή το  $\beta$  των τρανζίστορ έχει μεγάλη τιμή,  $\beta = 100$ , μπορούμε να θεωρήσουμε αμελητέα όλα τα ρεύματα των βάσεων των τρανζίστορ, συγκριτικά με τα ρεύματα των εκπομπών και των συλλεκτών.

- a) Από τη σχέση (5.2.5) έχομε:

$$I \simeq \frac{6,8 - 0,6}{0,56} \text{ mA} \simeq 11 \text{ mA}$$

Εφ' όσον το τρανζίστορ  $Q_1$ , και  $Q_2$  είναι όμοια, τότε το ρεύμα  $I$  διχάζεται σε δύο ρεύματα μεταξύ των εκπομπών τους. Δηλαδή:

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{I}{2} \simeq 5,5 \text{ mA}$$

Αν υποθέσουμε ότι δεν εφαρμόζεται καμία συνεχής τάση στους ακροδέκτες εισόδου, τότε  $V_{B1} = V_{B2} = 0 \text{ V}$ . Συνεπώς, οι εκπομποί των  $Q_1$ , και  $Q_2$  πρέπει να είναι σε τάση  $-0,6 \text{ V}$ .

Επειδή το  $\beta$  είναι μεγάλο, μπορούμε να πούμε ότι τα ρεύματα συλλέκτη και εκπομπού στα τρανζίστορ  $Q_1$ ,  $Q_2$  και  $Q_3$  είναι ίσα.

Οι πτώσεις τάσεως στα άκρα των αντιστάσεων συλλέκτη είναι:

$$V_{RC} \simeq (5,5 \text{ mA}) (1 \text{ k}\Omega) \simeq 5,5 \text{ V}$$

Οι συλλέκτες των  $Q_1$ , και  $Q_2$  πρέπει τότε να είναι σε τάση  $5,5 \text{ V}$  κάτω της τάσεως  $V_{CC}$ , δηλαδή σε τάση:

$$12 - 5,5 = 6,5 \text{ V, σχετικά με τη γη.}$$

Οι τάσεις συλλέκτη - εκπομπού για τα τρία τρανζίστορ είναι αντίστοιχα:

$$V_{CE1} = V_{CE2} = 6,5 - (-0,6) = 7,1 \text{ V, και}$$

$$V_{CE3} = -0,6 + 12 - (11 \text{ mA}) (0,56 \text{ k}\Omega) \simeq 5,2 \text{ V}$$

β) Οι απολαβές διαφοράς διαφοράς και κοινού - τύπου, μπορούν να υπολογισθούν από τις σχέσεις (5.2.8) και (5.2.10) αντίστοιχα:

$$A_d \simeq -\frac{50(1)}{2(1)} \simeq -25 \quad \text{και}$$

$$A_C \simeq -\frac{1}{2(50)} \simeq -0,01$$

γ) Ο λόγος αποβολής CMRR είναι:

$$\text{CMRR} \simeq \frac{A_d}{A_C} \simeq \frac{25}{0,01} = 2500$$

Ο λόγος αυτός μπορεί να εκφρασθεί σε decibels (dB) και είναι:

$$\text{CMRR σε dB} = 20 \text{ λογ}(2500) = 20 \text{ λογ}(25 \times 10^2) = 20 \{2 + \text{λογ}25\} = 68 \text{ dB.}$$

Αν στο παράδειγμα αυτό, οι τάσεις εισόδου ήσαν διαφορετικές, π.χ.  $2 \text{ mV}$  και  $5 \text{ mV}$ , τότε, με βάση τη σχέση (5.2.12), η έξοδος θα ήταν:

$$V_o = (-25)(3) \left(1 + \frac{7}{7500}\right) = -75(1,001) \text{ mV}$$

Η τιμή αυτή είναι περίπου  $-25$  φορές μεγαλύτερη της διαφοράς των σημάτων εισόδου ( $5 - 2 = 3 \text{ mV}$ ).

Αν το τρανζίστορ  $Q_3$  έχει μεγαλύτερη σύνθετη αντίσταση εξόδου, π.χ. μικρότερο  $h_{oe}$ , τότε ο λόγος αποβολής CMRR θα ήταν ακόμη μεγαλύτερος. Με τον τρόπο αυτό, το σφάλμα στην τάση εξόδου θα ήταν ακόμη μικρότερο του 0,1%, που είναι για το παράδειγμά μας.

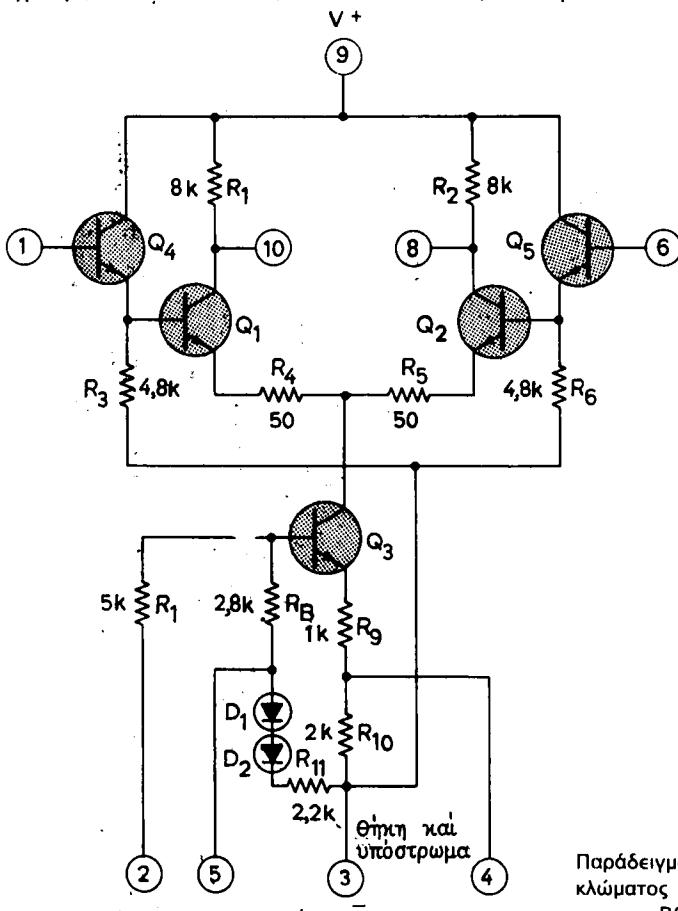
### Ολοκληρωμένα κυκλώματα διαφορικών ενισχυτών.

Τα ολοκληρωμένα κυκλώματα των διαφορικών ενισχυτών στη διεθνή βιβλιογραφία συμβολίζονται ως «IC - DIFF - AMPS» από τα αρχικά των λέξεων «Integrated circuits differential amplifiers».

Τα ολοκληρωμένα κυκλώματα έχουν τα ηλεκτρονικά τους στοιχεία συσσωματωμένα πάνω σε κοινό υπόστρωμα κρυστάλλου. Τα κυκλώματα αυτά καταλαμβάνουν μικρό χώρο και είναι επικολλημένα πάνω σε μικρές μονωτικές πλάκες.

Τα ολοκληρωμένα κυκλώματα (ή συσσωματωμένα) κυκλώματα κατασκευάζονται με διάφορους βιομηχανικούς τρόπους, ώστε να εξασφαλίζεται μικρό κόστος και να είναι πανομοιότυπα.

Σαν παράδειγμα αναφέρομε το ολοκληρωμένο κύκλωμα του διαφορικού ενισχυτή (IC - DIFF AMP) RCA - CA3000, που φαίνεται στο σχήμα 5.2στ.



Όλες οι αντιστάσεις σε  $\Omega$

**Σχ. 5.2στ.**  
Παράδειγμα ολοκληρωμένου κυκλώματος διαφορικού ενισχυτή — RCA — CA3000.

Μερικές εφαρμογές που αναφέρουν οι κατασκευαστές για το κύκλωμα αυτό είναι:

Ενισχυτής ανατροφοδοτήσεως με σύζευξη RC, κρυσταλλικός ταλαντωτής, διαμορφωτής κλπ.

Το κύκλωμα αυτό είναι πιο πολύπλοκο από εκείνο του σχήματος 5.2γ. Μπορούμε όμως σ' αυτό να αναγνωρίσουμε τα τρανζίστορ  $Q_1$  και  $Q_2$  που είναι συνδεδεμένα σε διαφορικό - τύπο. Το τρανζίστορ  $Q_3$ , μαζί με τις αντιστάσεις του και τις διόδους  $D_1$  και  $D_2$ , ενεργούν σαν πηγή σταθερού ρεύματος. Τα τρανζίστορ  $Q_4$  και  $Q_5$  είναι συνδεδεμένα σε μορφή ενισχυτή εκπομπού και αποτελούν τα τρανζίστορ εισόδου.

Ο κατασκευαστής καταχωρεί τις εξής παραμέτρους για το ολοκληρωμένο κύκλωμα του διαφορικού ενισχυτή CA3000:

$$A_d = 32 \text{ dB} \text{ (τιμή μεγέθους 40)}$$

$$\text{CMRR} = 98 \text{ dB} \text{ (τιμή μεγέθους } \sim 10^5)$$

$$R_i = 195 \text{ k}\Omega$$

Από τις τιμές αυτές, μπορούμε να πάρομε μια ιδέα για να συγκρίνουμε το ολοκληρωμένο κύκλωμα του διαφορικού ενισχυτή με εκείνο του παραδείγματος της παραγράφου 5.2, το οποίο έχει διακεκριμένα ηλεκτρονικά στοιχεία.

Σαν παράδειγμα, αναφέρομε ότι μπορούμε να βρούμε την τάξη μεγέθους της απολαβής κοινού - τύπου του ενισχυτή CA3000, η οποία είναι  $4 \times 10^{-4}$ .

### 5.3 Τελεστικοί ενισχυτές.

Οι τελεστικοί ενισχυτές στη διεθνή ορολογία συμβολίζονται ως «OP – AMPS» από τα αρχικά των λέξεων «Operational Amplifiers». Ένας τελεστικός ενισχυτής είναι ουσιαστικά ένας διαφορικός ενισχυτής μεγάλης απολαβής. Ο τελεστικός ενισχυτής έχει πολύ μεγάλη σύνθετη αντίσταση εισόδου και πολύ μικρή σύνθετη αντίσταση εξόδου.

Η απολαβή ανοικτού κυκλώματος βρόγχου των τελεστικών ενισχυτών είναι μεγαλύτερη του 1000. Η απολαβή αυτή ανοικτού κυκλώματος μπορεί να φθάσει και το ένα εκατομμύριο.

Οι σύγχρονες μέθοδοι κατασκευής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων τελεστικών ενισχυτών και η μεγάλη ποσότητα στην οποία ζητούνται στην αγορά, έχουν σαν αποτέλεσμα τη βελτίωση της ποιότητας των κυκλωμάτων αυτών και τη μείωση του κόστους παραγωγής τους.

#### **Χαρακτηριστικές ιδιότητες του ιδανικού τελεστικού ενισχυτή.**

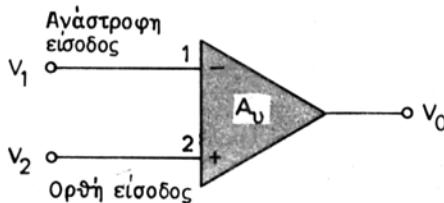
Οι βασικές ιδιότητες του ιδανικού τελεστικού ενισχυτή είναι:

- α) Απολαβή άπειρη.
- β) Αντίσταση εισόδου άπειρη.
- γ) Αντίσταση εξόδου μηδέν.
- δ) Εύρος ζώνης διελεύσεως συχνοτήτων άπειρο.

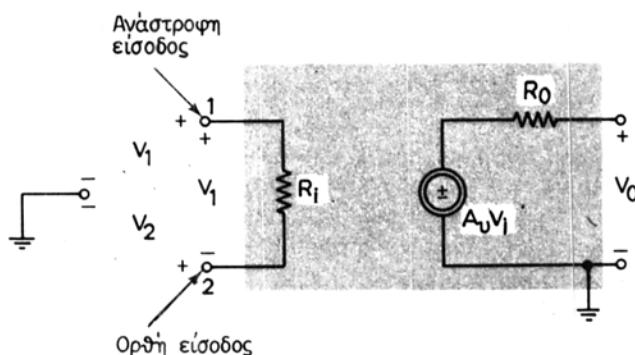
ε) Λόγος CMRR άπειρος.

Ο τελεστικός ενισχυτής παρίσταται (συμβολίζεται), όπως φαίνεται στο σχήμα 5.3α.

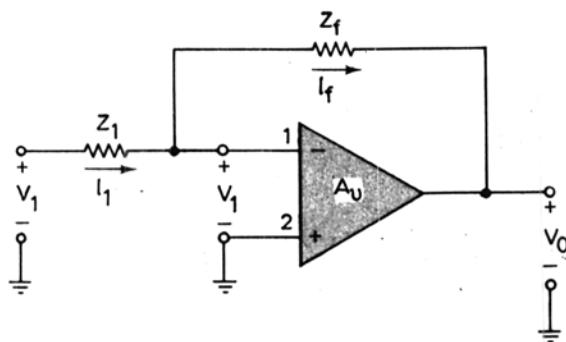
Οι δύο είσοδοι, η ανάστροφη (inverting) και η ορθή (ή μη ανάστροφη) (non-inverting) συμβολίζονται αντίστοιχα με (−) και (+). Το ισοδύναμο κύκλωμα του τελεστικού ένισχυτή φαίνεται στο σχήμα 5.3β.



Σχ. 5.3α.  
Συμβολισμός τελεστικού ενισχυτή.



Σχ. 5.3β.  
Ισοδύναμο κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή.



Σχ. 5.3γ.

Σχηματικό κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή με διακλάδωση ανατροφοδοτήσεως.

Στο κύκλωμα αυτό, παρατηρούμε ότι η αντίσταση εισόδου  $R_i$  ορίζεται μεταξύ των εισόδων και όχι μεταξύ μιας των εισόδων και της γης. Η τάση εξόδου έχει σαν σημείο αναφοράς τη γη.

Θεωρούμε τώρα το κύκλωμα του σχήματος 5.3γ με διακλάδωση ανατροφοδοτήσεως.

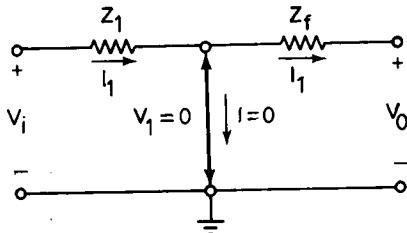
Το κύκλωμα αυτό είναι το βασικό κύκλωμα **ανάστροφου τελεστικού ενισχυτή** με την ορθή είσοδο γειωμένη.

Επειδή η σύνθετη αντίσταση εισόδου του τελεστικού ενισχυτή είναι άπειρη και οι σύνθετες αντιστάσεις  $Z_f$  και  $Z_1$  έχουν ορισμένη τιμή, έπειτα ότι τα ρεύματα  $I_f$  και  $I_1$ , που διαρρέουν αντίστοιχα τις αντιστάσεις αυτές, πρέπει να είναι ίσα, επειδή και η  $R_i$  είναι άπειρη.

Αν τώρα η τάση εξόδου έχει ορισμένη τιμή και η απολαβή είναι άπειρη, τότε η τάση εισόδου  $V_i$ , του τελεστικού ενισχυτή πρέπει να είναι μηδέν.

**To γεγονός αυτό συμφωνεί με τη διαπίστωση, ότι ο τελεστικός ενισχυτής δεν τραβά ρεύμα.**

Με βάση την παραπάνω ανάλυση, σχεδιάζομε το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 5.3γ, όπως φαίνεται στο σχήμα 5.3δ.



Σχ. 5.3δ.

Ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 5.3γ με «φανταστική» γείωση.

Η είσοδος του τελεστικού ενισχυτή δεν τραβά ρεύμα και συνεπώς στα άκρα εισόδου η πώση τάσεως είναι μηδέν. Μπορούμε λοιπόν να πούμε ότι **η είσοδος του ιδανικού τελεστικού ενισχυτή ενεργεί σαν βραχυκύκλωμα σε ό,τι αφορά την τάση και σαν ανοικτό κύκλωμα, σε ό,τι αφορά το ρεύμα.**

Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα η είσοδος να θεωρείται σαν μία **φανταστική** (virtual) γείωση.

Η «φανταστική» γείωση ονομάζεται επίσης και **υποθετική**.

Επειδή:  $I_1 = I_f$  και  $V_1 = 0$ , έπειτα:

$$I_1 = \frac{V_1}{Z_1} = I_f = -\frac{V_o}{Z_f} \quad (5.3.1)$$

Στην περίπτωση αυτή, η απολαβή τάσεως θα είναι:

$$A_u = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{Z_f}{Z_1} \quad (5.3.2)$$

Το αποτέλεσμα αυτό είναι σημαντικό, καθόσον μας φανερώνει ότι **η απολαβή είναι ανεξάρτητη των παραμέτρων του ενισχυτή** και εξαρτάται από τις σύνθετες αντιστάσεις που συνδέσαμε στο κύκλωμα.

Αυτό όμως ισχύει, εφ' όσον εκπληρώνονται οι εξής τρεις συνθήκες:

a) Η σύνθετη αντίσταση εισόδου είναι πολύ μεγάλη.

- β) Η απολαβή ανοικτού κυκλώματος (βρόγχου) είναι μεγάλη.  
 γ) Η σύνθετη αντίσταση εξόδου είναι πολύ μικρή.

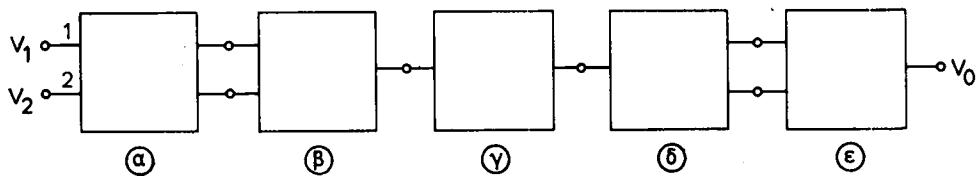
### Πρακτικά ολοκληρωμένα κυκλώματα τελεστικών ενισχυτών.

Στη συνέχεια εξετάζομε ολοκληρωμένα κυκλώματα τελεστικών ενισχυτών που βρίσκουν πρακτική εφαρμογή και των οποίων η λειτουργία δεν διαφέρει ουσιαστικά από τη λειτουργία των ιδανικών ενισχυτών.

Συνήθως, ένα πρακτικό ολοκληρωμένο κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή περιλαμβάνει μία ή δύο βαθμίδες με διαφορικούς ενισχυτές, μία βαθμίδα ενισχυτή εκπομπού (emitter-follower) με προσαρμογή σύνθετης αντιστάσεως, μία βαθμίδα μεταθέσεως του επιπέδου του συνεχούς (dc level - translator) και μία οδηγητική βαθμίδα εξόδου (output driver stage).

Σχηματικά, παριστάνομε τα στάδια αυτά στο σχήμα 5.3ε.

Από την ανάλυση αυτή, βλέπομε ότι ο διαφορικός ενισχυτής, ο οποίος έχει και πολλές εφαρμογές σαν αυτοτελής μονάδα, αποτελεί επίσης και βασική μονάδα των ολοκληρωμένων τελεστικών ενισχυτών.



**Σχ. 5.3ε.**

Σχηματικό διάγραμμα ολοκληρωμένου κυκλώματος τελεστικού ενισχυτή.

### Μεταθέτης του επιπέδου του συνεχούς.

Στη συνέχεια μελετούμε τον τρόπο λειτουργίας του μεταθέτη του επιπέδου του συνεχούς (dc level - translator). Ένα τέτοιο κύκλωμα μεταθέτη, φαίνεται στο σχήμα 5.3στ.

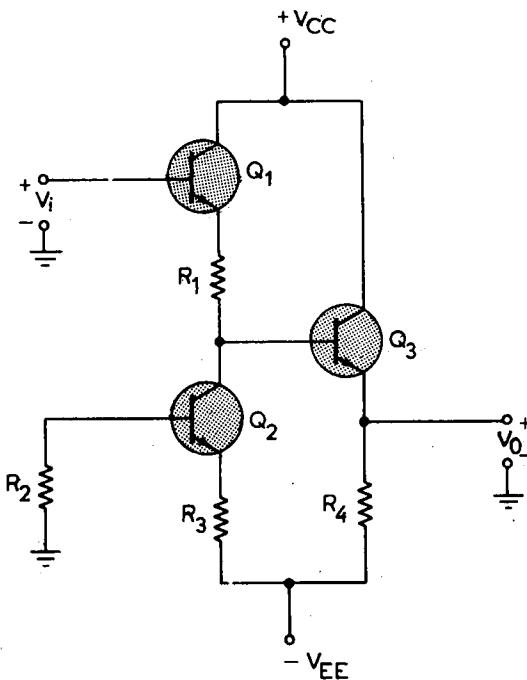
Το είδος αυτό του κυκλώματος έχει μεγάλη σημασία στους ενισχυτές με σύζευξη συνεχούς, καθόσον το κύκλωμα αυτό κάνει περίπου την ίδια δουλειά, που κάνει ο πυκνωτής συζεύξεως. Δηλαδή απομονώνει τη συνεχή συνιστώσα του σήματος.

Για να καταλάβομε τον τρόπο που επιτυγχάνεται αυτό, θεωρούμε ότι η τάση  $V_i$ , που εφαρμόζεται στην είσοδο του μεταθέτη, αποτελείται από εναλλασσόμενη και συνεχή συνιστώσα. Η εναλλασσόμενη συνιστώσα επικάθεται πάνω στη συνεχή συνιστώσα.

Στην περίπτωση αυτή, η έξοδος είναι ένα εναλλασσόμενο σήμα, το οποίο μεταβάλλεται (εναλλάσσεται) γύρω από την τάση γειώσεως.

Το σήμα αυτό δεν έχει συνεχή συνιστώσα. Τα στοιχεία του κυκλώματος στο σχήμα 5.3στ ρυθμίζονται, ώστε η βάση του  $Q_3$  να είναι πολωμένη σε 0,6 V πάνω από το σημείο (τάση) γειώσεως.

Έτσι, έπιτυγχάνομε, ώστε η μέση τιμή ή το επίπεδο του συνεχούς στην τάση



**Σχ. 5.3στ.**  
Κύκλωμα μεταθέτη επιπέδου του συνεχούς.

$V_0$  να συμπίπτει με το σημείο γειώσεως. Συνεπώς, **δεν υπάρχει συνεχής συνιστώσα ρεύματος στην έξοδο.**

Η λειτουργία του μεταθέτη καθίσταται περισσότερο κατανοητή, από το παράκατω παράδειγμα.

### Παράδειγμα 2.

Δίνεται το κύκλωμα του σχήματος 5.3ζ, το οποίο παριστάνει το κύκλωμα ενός μεταθέτη του επιπέδου του συνεχούς. Τα τρανζίστορ πυριτίου είναι συσσωματωμένα (ολοκληρωμένο κύκλωμα) στο ίδιο υπόστρωμα και έχουν τα ίδια χαρακτηριστικά στοιχεία με  $\beta = 100$ . Η συνιστώσα του συνεχούς στην είσοδο είναι  $+ 6 \text{ V}$ .

Ζητείται να δειχθεί ότι δεν υπάρχει συνεχής συνιστώσα στην έξοδο.

### Λύση.

Επειδή όλα τα τρανζίστορ είναι πυριτίου, μπορούμε να υποθέσουμε ότι όλες οι τάσεις μεταξύ βάσεως — εκπομπού είναι  $0,6 \text{ V}$ .

Το ρεύμα βάσεως του  $Q_2$  είναι:

$$I_{B2} \simeq \frac{12 - 0,6}{40 + (\beta + 1)2} \text{ mA} \simeq 0,048 \text{ mA}$$

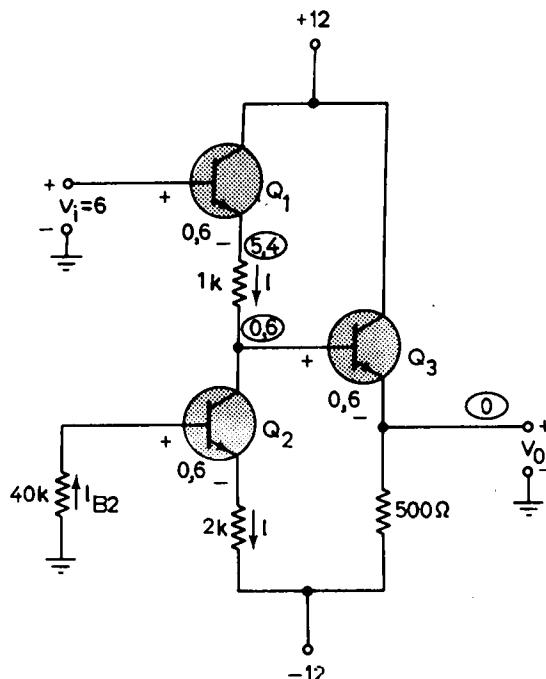
Το ρεύμα συλλέκτη του  $Q_2$  είναι:

$$I_{C2} = \beta I_{B2} \approx 4,8 \text{ mA}$$

Επειδή το ρεύμα βάσεως του  $Q_2$  και  $Q_1$  μπορεί να θεωρηθεί αμελητέο, συγκριτικά με το ρεύμα συλλέκτη, έπειτα ότι το ρεύμα εκπομπού των  $Q_2$  και  $Q_1$  ισούται με το ρεύμα συλλέκτη.

Η τάση στα άκρα της  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  είναι:

$$V_{R1} \approx 4,8 \text{ V}$$



Σχ. 5.3ζ.

Παράδειγμα κυκλώματος μεταθέτη τού επιπέδου του συνεχούς.

Αλλά η βάση του  $Q_1$  βρίσκεται σε τάση 6 V, θα πρέπει τότε ο εκπομπός να βρίσκεται σε τάση  $6 - 0,6 = 5,4$  V.

Η βάση του  $Q_3$ , καθώς επίσης και ο συλλέκτης του  $Q_2$  θα πρέπει να είναι σε τάση:

$$V_{B3} = V_{C2} = V_{E1} - V_{R1} = 5,4 - 4,8 = 0,6 \text{ V}$$

Επειδή μεταξύ βάσεως – εκπομπού έχομε 0,6 V, τότε ο εκπομπός του  $Q_3$  θα πρέπει να βρίσκεται σε τάση **μηδέν βόλτ συνεχούς**.

Συνεπώς, ο εκπομπός του  $Q_3$ , ο οποίος αποτελεί και την έξοδο του μεταθέτη,

βρίσκεται σε μηδέν τάση συνεχούς. Δηλαδή το κύκλωμα αυτό έκανε μετάθεση της συνεχούς τάσεως εισόδου από τα 6 V σε μηδέν τάση συνεχούς στην έξοδο.

Το κύκλωμα αυτό μπορεί να κατασκευασθεί με σκοπό την πειραματική επαλήθευση των παραπάνω τιμών, αρκεί να μην επέλθει κορεσμός των τρανζίστορ.

Η λειτουργία στο εναλλασσόμενο του κυκλώματος «μεταθέτη του επιπέδου του συνεχούς», μπορεί να μελετηθεί, με σκοπό να φανεί ότι η εξασθένηση του εναλλασσομένου σήματος είναι ελάχιστη.

Το κύκλωμα του μεταθέτη βρίσκει εφαρμογή σε ενισχυτές ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, καθόσον η προσθήκη μερικών ακόμη τρανζίστορ, που αποτελούν το μεταθέτη, δεν επιβαρύνει τη δαπάνη του όλου ενισχυτή.

### **Μεγέθη πού καθορίζουν τη λειτουργία ενός πρακτικού ολοκληρωμένου κυκλώματος τελεστικού ενισχυτή.**

Τα πρακτικά ολοκληρωμένα κυκλώματα των τελεστικών ενισχυτών διαφέρουν σε πολλά χαρακτηριστικά ως προς τα ιδανικά κυκλώματα.

Για να καθορισθούν οι ιδιότητες ενός πρακτικού κυκλώματος, χρησιμοποιούνται τα παρακάτω μεγέθη, τα οποία συνήθως δίνονται από τους κατασκευαστές:

1) **Απολαβή τάσεως μεγάλου σήματος – Large – signal voltage gain:** Το πηλίκο μεταβολής της τάσεως εξόδου προς την αντίστοιχη μεταβολή της τάσεως εισόδου.

2) **Μέγιστη μεταβολή τάσεως εξόδου – Output voltage swing:** Η μέγιστη μεταβολή της τάσεως που μπορούμε να έχομε στην έξοδο, χωρίς να έχει υποστεί ψαλίδιση και η οποία έχει σημείο αναφοράς τη γη. (γείωση).

3) **Τάση εισόδου για μηδενισμό τάσεως εξόδου - Input offset voltage:** Η τάση που πρέπει να εφαρμοσθεί, δια μέσου δύο ίσων αντιστάσεων, στις δύο εισόδους, ώστε η τάση εξόδου να είναι μηδέν.

4) **Ρεύμα εισόδου για μηδενισμό τάσεως εξόδου – Input offset current:** Η διαφορά μεταξύ των δύο ρευμάτων εισόδου, που διαρρέουν τους ακροδέκτες εισόδου, ώστε η τάση εξόδου να είναι μηδέν.

5) **Ρεύμα πολώσεως εισόδου – Input bias current:** Η μέση τιμή των δύο ρευμάτων εισόδου.

6) **Περιοχή (μέγεθος) τάσεως εισόδου – Input voltage gain:** Η περιοχή (ή τάξη μεγέθους) μεγίστων τάσεων εισόδου που επιτρέπεται να εφαρμοσθούν στους ακροδέκτες εισόδου, ώστε ο ενισχυτής να λειτουργεί μέσα σε προκαθορισμένα όρια.

7) **Αντίσταση εισόδου – Input resistance:** Το πηλίκο της μεταβολής της τάσεως εισόδου προς τη μεταβολή του ρεύματος σε ένα από τους ακροδέκτες εισόδου, με τον άλλο ακροδέκτη εισόδου γειωμένο.

8) **Ρεύμα τροφοδοτήσεως – Supply current:** Το ολικό ρεύμα πόσιμο τραβά ο ενι-

σχυτής από το τροφοδοτικό για να λειτουργήσει, όταν η αντίσταση φορτίου είναι μηδέν και η τάση εξόδου μηδέν.

**9) Λόγος αποβολής κοινού - τύπου – CMRR - Common - Mode rejection ratio:**

Το πηλίκο της τάσεως εισόδου μιας ορισμένης περιοχής προς τη μεταβολή (από κορυφή σε κορυφή) της τάσεως εισόδου, που απαιτείται για μηδενισμό της τάσεως εξόδου.

**10) Λόγος απορρίψεως μεταβολής τάσεως τροφοδοσίας – Power supply rejection ratio:** Το πηλίκο της μεταβολής της τάσεως εισόδου, που απαιτείται για μηδενισμό της τάσεως εξόδου, προς τη μεταβολή της τάσεως του τροφοδοτικού, γ. οποία συντελεί, ώστε να γίνει ο μηδενισμός αυτός της τάσεως εξόδου.

**11) Ρυθμός μεταβατικής μεταβολής – Slew rate:** Ο ρυθμός μεταβολής της τάσεως εξόδου, στη μεταβατική χρονική περίοδο, όταν μία βηματική τάση μεγάλου σήματος εφαρμόζεται στην είσοδο.

**Ερωτήσεις.**

1. Τι δουλειά κάνει ο διαφορικός ενισχυτής;
2. Αν οι δύο τάσεις εισόδου σε ένα διαφορικό ενισχυτή είναι ίσες, ποια είναι η τάση εξόδου στην ιδανική περίπτωση; Εξηγήστε το γιατί.
3. Τι πρέπει να είναι η σύνθετη αντίσταση εισόδου ενός διαφορικού ενισχυτή; Ποιος ο λόγος;
4. Τι βελτίωση επέρχεται στη λειτουργία του διαφορικού ενισχυτή, όταν, αντί για πηγή σταθερού ρεύματος, χρησιμοποιηθεί το τρανζίστορ Q<sub>3</sub>; (σχ. 5.2β);
5. Τι είναι η απολαβή διαφοράς ενός διαφορικού ενισχυτή;
6. Τι είναι η απολαβή κοινού - τύπου ενός διαφορικού ενισχυτή;
7. Τι μετρά ο λόγος αποβολής κοινού - τύπου σε ένα διαφορικό ενισχυτή;
8. Τι πρέπει να είναι ο λόγος CMRR, για ένα ιδανικό διαφορικό ενισχυτή; Τι για ένα πρακτικό ολοκληρωμένο κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή;
9. Τι πλεονέκτημα παρουσιάζουν τα ολοκληρωμένα κυκλώματα διαφορικών ενισχυτών, συγκριτικά με εκείνα που έχουν διακεκριμένα ηλεκτρονικά στοιχεία;
10. Ποιες είναι οι διαφορές και ομοιότητες μεταξύ διαφορικών και τελεστικών ενισχυτών;
11. Ποιες ιδιότητες έχει ο ιδανικός τελεστής ενισχυτής; Να συγκρίνετε τις ιδιότητες αυτές με εκείνες ενός πρακτικού ολοκληρωμένου τελεστικού ενισχυτή.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΚΤΟ

### ΗΜΙΤΟΝΟΕΙΔΕΙΣ ΤΑΛΑΝΤΩΤΕΣ

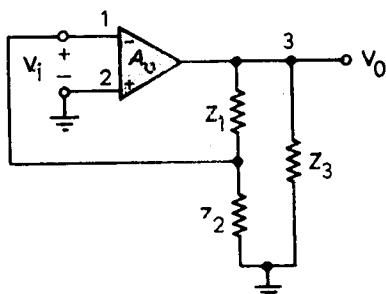
Με τον όρο **ταλαντωτές** χαρακτηρίζομε κάθε κύκλωμα, στο οποίο δεν εφαρμόζεται εναλλασσομένη τάση εισόδου και το οποίο δίνει εναλλασσόμενο σήμα στην έξοδο. Η μόνη είσοδος που απαιτείται στο κύκλωμα ενός ταλαντωτή είναι η συνεχής τάση τροφοδοτήσεως, η οποία χρειάζεται για να πολώσει τα ενεργά στοιχεία.

Σε γενικές γραμμές, οι ταλαντωτές είναι **ενισχυτές με θετική ανατροφοδότηση**.

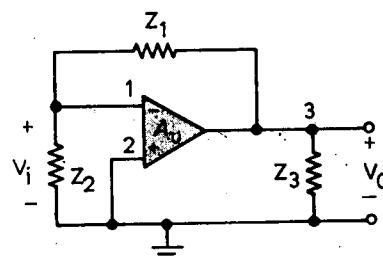
Οι ημιτονοειδείς ταλαντωτές λέγονται επίσης και **αρμονικοί ταλαντωτές**.

#### 6.1 Συνθήκες για την παραγωγή ταλαντώσεων.

Θεωρούμε το γενικό κύκλωμα ενός ταλαντωτή (σχ. 6.1α). Ο ενισχυτής αυτός, ο οποίος δεν είναι απαραίτητο να είναι τελεστικός, χαρακτηρίζεται από μία αρνητική απολαβή τάσεως  $A_u$ , μία σύνθετη αντίσταση εξόδου  $R_o$  και μία εξαιρετικά μεγάλη σύνθετη αντίσταση εισόδου  $R_i$ .



**Σχ. 6.1α.**  
Γενικό κύκλωμα ταλαντωτή.



**Σχ. 6.1β.**  
Τροποποιημένο γενικό κύκλωμα ταλαντωτή  
του σχήματος 6.1α.

Στο σχήμα 6.1β έχομε ξανασχεδιάσει το κύκλωμα του σχήματος 6.1α, για να φανεί καλύτερα το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως, το οποίο αποτελούν οι αντιστάσεις  $Z_1$  και  $Z_2$ .

Το κύκλωμα αυτό αναφέρεται σε ανατροφοδότηση τάσεως.

Η απολαβή του κυκλώματος αυτού είναι:

$$G = -\frac{A}{1 + \beta A} \quad (6.1.1)$$

όπου:  $\beta$  ο συντελεστής ανατροφοδοτήσεως και  $A$  η απολαβή του ενισχυτή χωρίς ανατροφοδότηση.

Η αναγκαία συνθήκη για να γίνει το κύκλωμα ένας ταλαντωτής, είναι να τείνει η απολαβή στο άπειρο. **Θεωρητικά δηλαδή τό  $G = \infty$ .**

Για να γίνει όμως η απολαβή άπειρη, θα πρέπει ο παρονομαστής της (6.1.1) να γίνει μηδέν. Δηλαδή:

$$|1 + \beta A| = 0$$

ή

$$|\beta A| = 1 \text{ και η φασική γωνία του } (\beta A) = 0 \quad (6.1.2)$$

Το γινόμενο  $\beta A$  ονομάζεται **απολαβή βρόγχου**.

Το  $\beta$  ή το  $A$ , είτε και τα δύο, είναι συναρτήσεις της συχνότητας και συνεπώς μιγαδικοί αριθμοί.

Η συνθήκη 6.1.2 ονομάζεται **συνθήκη του Barkhausen**.

Με τη συνθήκη αυτή καθορίζονται οι προϋποθέσεις για να εκτελεί το κύκλωμα συντηρούμενες ταλαντώσεις.

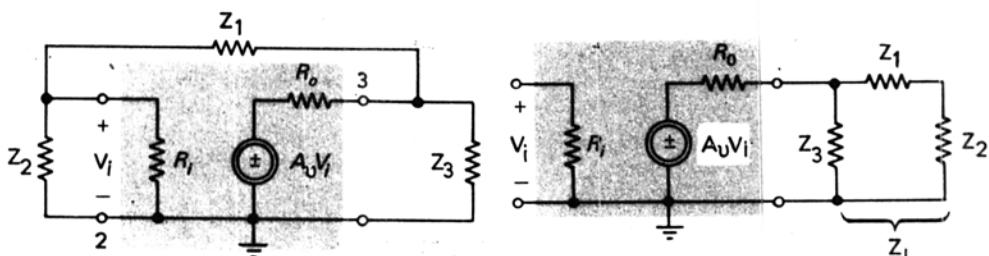
Σύμφωνα με τη συνθήκη του Barkhausen, η συχνότητα ταλαντώσεως είναι εκείνη, με την οποία το σήμα μεταφέρεται γύρω από το βρόγχο.

Όπως φαίνεται στο σχήμα 6.1β, το σήμα ταλαντώσεως αρχίζει από τους ακροδέκτες εισόδου, διατηρεί την ίδια φάση (για να εξασφαλισθεί θετική ανατροφοδότηση) και το πλάτος του παραμένει αμείωτο κατά τη διαδρομή του γύρω από το βρόγχο. Η συχνότητα ταλαντώσεως υπολογίζεται από την κατάλληλη **ολισθηση φάσεως** (phase shift) του βρόγχου ανατροφοδοτήσεως.

**Η ταλάντωση αυτή καθαυτή εξασφαλίζεται εφ' όσον η απολαβή του βρόγχου αποκτήσει επαρκή τιμή.** Αν όμως η απολαβή είναι πολύ μεγαλύτερη της μονάδας, τότε επέρχεται παραμόρφωση του σήματος και η έξοδος δεν είναι ημιτονοειδής.

Αν αντικαταστήσουμε τον ενισχυτή με το ισοδύναμο κύκλωμά του, καταλήγομε στο κύκλωμα του σχήματος 6.1γ.

Για να υπολογίσουμε την απολαβή  $A$  του κυκλώματος αυτού χωρίς ανατροφοδότηση, ξανασχεδιάζομε το κύκλωμα του σχήματος 6.1γ. Το νέο κύκλωμα απεικονίζει το σχήμα 6.1δ.



**Σχ. 6.1γ.**

Ισοδύναμο κύκλωμα του ταλαντωτή του σχήματος 6.1β.

**Σχ. 6.1δ.**

Ισοδύναμο κύκλωμα για τον υπολογισμό της απολαβής χωρίς ανατροφοδότηση.

Από το κύκλωμα αυτό, βρίσκομε την απολαβή Α χωρίς ανατροφοδότηση. Συνεπώς:

$$A = A_u \frac{Z_L}{Z_L + R_o} \quad (6.1.3)$$

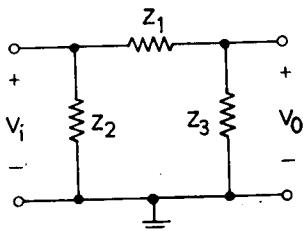
Το  $Z_L$  ορίζεται ως η ενεργός σύνθετη αντίσταση φορτίου χωρίς ανατροφοδότηση. Η αντίσταση αυτή δίνεται ως συνάρτηση των στοιχείων του κυκλώματος από τη σχέση:

$$Z_L = \frac{(Z_1 + Z_2) Z_3}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \quad (6.1.4)$$

Δηλαδή η  $Z_L$  αποτελεί την ολική αντίσταση του δεξιά δικτυώματος με τις  $Z_1$  και  $Z_2$  συνδεδεμένες σε σειρά, ενώ η ισοδύναμή τους θεωρείται συνδεδεμένη παράλληλα με τη  $Z_3$ .

Τα άλλα στοιχεία της εξισώσεως (6.1.3), δηλαδή το  $A_u$  και  $R_o$ , φαίνονται στο σχήμα 6.1δ.

Το συντελεστή ανατροφοδοτήσεως  $\beta$  μπορούμε να υπολογίσουμε από το κύκλωμα του σχήματος 6.1ε.



Σχ. 6.1ε.  
Κύκλωμα για τον υπολογισμό του συντελεστή ανατροφοδοτήσεως  $\beta$ .

Από το κύκλωμα αυτό βρίσκεται ο συντελεστής ανατροφοδοτήσεως  $\beta$ , ο οποίος είναι:

$$\beta = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (6.1.5)$$

Αν αντικαταστήσουμε τις σχέσεις (6.1.3), (6.1.4) και (6.1.5) στην (6.1.2) (συνθήκη Barkhausen), μπορούμε να βρούμε τη συχνότητα ταλαντώσεως, καθώς και την απολαβή του ενισχυτή, που απαιτείται για να λειτουργεί το κύκλωμα σαν ταλαντωτής. Και, για να γίνει αυτό πιο κατανοητό, θεωρούμε την ειδική περίπτωση, κατά την οποία όλες οι σύνθετες αντιστάσεις έχουν μηδέν ωμικό μέρος.

Δηλαδή:

$$Z_1 = jX_1, \quad Z_2 = jX_2, \quad Z_3 = jX_3 \quad (6.1.6)$$

Σχηματίζομε τώρα το γινόμενο  $\beta A$ , λαμβάνοντας υπ' όψη τις (6.1.3), (6.1.4), (6.1.5) και (6.1.6). Το γινόμενο αυτό είναι:

$$\beta A = A_u \frac{-X_2 X_3}{X_3 X_1 - X_2 X_3 + jR_Q (X_1 + X_2 + X_3)} \quad (6.1.7)$$

*Για να είναι η φασική γωνία του βΑ μηδέν, θα πρέπει το φανταστικό μέρος του παρονομαστή της (6.1.7) να είναι μηδέν.*

Δηλαδή:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad (6.1.8)$$

Οι χωρητικές ή επαγωγικές αντιστάσεις  $X_1$ ,  $X_2$  και  $X_3$  εξαρτώνται από τη συχνότητα ταλαντώσεως. Αν όμως οι αντιστάσεις αυτές για κάποιο κύκλωμα έχουν δοθεί, τότε η σχέση (6.1.8) μπορεί να μας προσδιορίσει και τη συχνότητα ταλαντώσεως.

Για να βρούμε το μέτρο της απολαβής  $|A_u|$  του ενισχυτή, θέτομε ίσο με τη μονάδα το μέτρο της (6.1.7) και, αφού λάβομε υπ' όψη και την (6.1.8), έχομε:

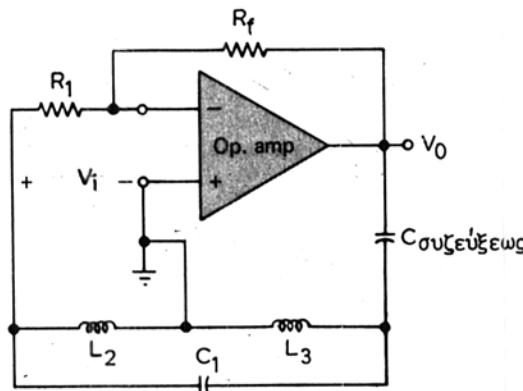
$$|A_u| = \frac{X_3}{X_2} \quad (6.1.9)$$

*Η σχέση αυτή καθορίζει την οριακή τιμή του μέτρου της απολαβής του ενισχυτή που απαιτείται, ώστε να καταστεί αυτός ταλαντωτής. Δηλαδή η ταλαντωση αρχίζει, όταν  $|A_u| \geq X_3/X_2$*

Θα πρέπει επίσης να σημειώσουμε, ότι στην πραγματικότητα η απολαβή του ενισχυτή είναι αρνητική.

## 6.2 Ταλαντωτές Hartley.

Ένας ταλαντωτής Hartley που περιλαμβάνει τελεστικό ενισχυτή φαίνεται στο σχήμα 6.2a.



**Σχ. 6.2a:**  
Ταλαντωτής Hartley με τελεστικό ενισχυτή.

Το κύκλωμα αυτό είναι του ίδιου βασικά τύπου με εκείνο του σχήματος 6.1a. Ο τελεστικός ενισχυτής στον ταλαντωτή Hartley φέρει συνδεσμολογημένες και τις αντιστάσεις  $R_1$  και  $R_f$ , οι οποίες καθορίζουν την απολαβή  $A_u$ .

Η απολαβή τάσεως  $A_u$  από την είσοδο  $V_i$  μέχρι την έξοδο  $V_o$  δίνεται από τη σχέση:

$$A_U = - \frac{R_f}{R_1} \quad (6.2.1)$$

Στο σχήμα 6.2α μπορούμε να διαλέξουμε τις αυτεπαγωγές και τη χωρητικότητα, ώστε να ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις με τις σύνθετες αντιστάσεις του σχήματος 6.1α. Δηλαδή να ισχύει:

$$X_1 = \frac{-1}{\omega C_1}, \quad X_2 = \omega L_2, \quad X_3 = \omega L_3 \quad (6.2.2)$$

Για να βρούμε τώρα την κυκλική συχνότητα ταλαντώσεως  $\omega$ , αντικαθιστούμε την (6.2.2) στην (6.1.8) και έχομε:

$$\frac{-1}{\omega C_1} + \omega (L_2 + L_3) = 0 \quad (6.2.3)$$

Λύνομε ως προς  $\omega$ :

$$\omega^2 = \frac{1}{C_1 (L_2 + L_3)}$$

Συνεπώς, η συχνότητα ταλαντώσεως  $f_0$  είναι:

$$f_0 = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_2 + L_3) C_1}} \quad (6.2.4)$$

Η συχνότητα  $f_0$ , που δίνει η (6.2.4), καθορίζει τη συχνότητα ταλαντώσεως του ταλαντωτή και συμπίπτει με τη συχνότητα του συντονιζομένου κυκλώματος Hartley. Η συχνότητα αυτή εξαρτάται μόνο από τα στοιχεία  $L_2$ ,  $L_3$  και  $C_1$ .

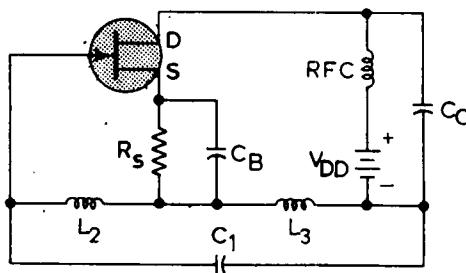
**Η ελάχιστη απολαβή που απαιτείται, ώστε το κύκλωμα να λειτουργεί σαν ταλαντωτής, είναι:**

$$|A_U| = \frac{L_3}{L_2} \quad (6.2.5)$$

Αντί του τελεστικού ενισχυτή, στο κύκλωμα του ταλαντωτή Hartley μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε ένα FET. Η λειτουργία του ταλαντωτή Hartley με FET είναι ίδια, όπως και με τελεστικό ενισχυτή, με τη διαφορά ότι η απολαβή του κυκλώματος με FET δίνεται από το γινόμενο  $g_m \cdot r_d$ , όπου  $g_m$  είναι διαγωγιμότητα του FET, η οποία ορίζεται από τη μεταβολή του ρεύματος εξόδου 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 **εσωτερική αντίσταση καταβόθρας** (internal drain resistance).

Στο σχήμα 6.2β,  $C_C$  είναι ο πυκνωτής συζεύξεως. Ο πυκνωτής αύτός επενεργεί σαν βραχυκύκλωμα για τη συχνότητα ταλαντώσεως. Απομονώνει επίσης τη συνέχη τάση καταβόθρας, η οποία διαφορετικά θα τροφοδοτούσε την πύλη, δια μέσου



Σχ. 6.2β.  
Κύκλωμα ταλαντωτή Hartley με FET.

των πηνίων  $L_2$  και  $L_3$ , τα οποία παρουσιάζουν χαμηλή ωμική αντίσταση στο συνεχές.

Το φίλτρο RFC (Radio – Frequency Choke) που θα επιλεγεί, πρέπει να έχει πολύ μεγάλη σύνθετη αντίσταση για τη συχνότητα ταλαντώσεως, καθόσον αφήνει να περνά το συνεχές από τη μπαταρία στην καταβόθρα (drain). Η πόλωση του FET επιτυγχάνεται με την αντίσταση  $R_s$ , η οποία διακλαδίζεται από τον πυκνωτή διελεύσεως  $C_B$  στη συχνότητα ταλαντώσεως.

Οι προηγούμενες εξισώσεις (6.2.4) και (6.2.5), που αφορούν τη συχνότητα και την απολαβή, ισχύουν και για το κύκλωμα του ταλαντωτή Hartley με FET.

### Παράδειγμα 1.

Επιζητούμε να κατασκευάσομε ένα ταλαντωτή, όπως εκείνο του σχήματος 6.2α με  $L_3 = 0,4 \text{ mH}$ ,  $L_2 = 0,1 \text{ mH}$  και  $C_1 = 0,002 \mu\text{F}$ .

Ζητείται να υπολογισθεί η συχνότητα ταλαντώσεως και οι τιμές των  $R_1$  και  $R_f$ , ώστε να έχομε ταλάντωση.

### Λύση.

Η συχνότητα ταλαντώσεως δίνεται από τη σχέση (6.2.4):

$$f_o = \frac{1}{2\pi [(0,4 + 0,1)(2 \times 10^{-12})]^{1/2}} \text{ Hz} \approx 160 \text{ kHz}$$

Η ελάχιστη απολαβή, η οποία απαιτείται για να επενεργεί το κύκλωμα σαν ταλαντωτής, είναι:

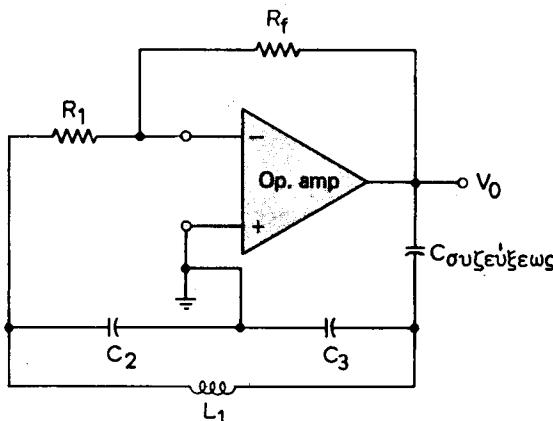
$$|A_v| = \frac{L_3}{L_2} = \frac{0,4}{0,1} = 4$$

Αν τώρα διαλέξομε την  $R_1$  να είναι, π.χ  $100 \text{ k}\Omega$ , τότε μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε για  $R_f = 430 \text{ k}\Omega$ . Με τον τρόπο αυτό, θα έχομε μία απολαβή τάσεως 4,3, η οποία είναι λίγο μεγαλύτερη της ελάχιστης επιτρεπτής και, συνεπώς, εξασφαλίζεται η ταλάντωση.

### 6.3 Ταλαντωτές Colpitts.

Αν στο βασικό κύκλωμα του ταλαντωτή Hartley του σχήματος 6.2α εναλλάξουμε στον κάτω βρόγχο τα πηνία με πυκνωτές και αντιστρόφως, τότε θα προκύψει ο ταλαντωτής Colpitts του σχήματος 6.3α.

Βλέπομε λοιπόν, ότι οι ταλαντωτές Hartley και Colpitts είναι αντίστοιχοι ο ένας του αλλού. Συνεπώς, μπορούμε να αναλύσουμε τον ταλαντωτή Colpitts, βασιζόμενοι στη μελέτη του ταλαντωτή Hartley.



**Σχ. 6.3α.**

Κύκλωμα ταλαντωτή Colpitts με τελεστικό ενισχυτή.

Άρα θα έχουμε:

$$X_1 = \omega L_1, \quad X_2 = \frac{-1}{\omega C_2}, \quad X_3 = \frac{-1}{\omega C_3} \quad (6.3.1)$$

Για να υπολογίσουμε τη συχνότητα ταλαντώσεως, χρησιμοποιούμε τη σχέση (6.1.8), δηλαδή θέτομε το άθροισμα των φανταστικών αντιστάσεων ίσο με το μηδέν. Δηλαδή:

$$\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_2} - \frac{1}{\omega C_3} = 0$$

ή

$$\omega = \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{L_1 C_2 C_3}} \quad (6.3.2)$$

Για ευκολία θέτομε όπου:

$$\frac{C_2 + C_3}{C_2 C_3} \equiv \frac{1}{C_s}$$

Άρα:

$$f_0 = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_s}} \quad (6.3.3)$$

Η χωρητικότητα  $C_s$  ονομάζεται **ενεργός ή ισοδύναμη χωρητικότητα** του συνδυασμού των  $C_2$  και  $C_3$  που βρίσκονται συνδεδεμένες σε σειρά.

Η ελάχιστη απολαβή υπολογίζεται από την (6.1.9):

$$A_u = \frac{C_2}{C_3} \quad (6.3.4)$$

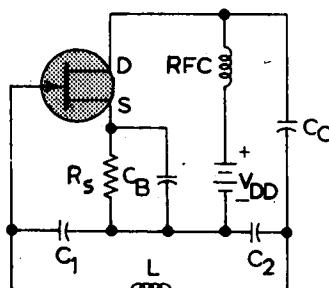
Επειδή η απολαβή είναι μεγαλύτερη της μονάδας, θα πρέπει και η  $C_2$  να είναι μεγαλύτερη της  $C_3$ .

Από τη σχέση (6.3.3), φαίνεται ότι η συχνότητα ταλαντώσεως του ταλαντωτή Colpitts δεν είναι άλλη από τη συχνότητα του συντονιζομένου κυκλώματος.

### Παράδειγμα 2.

Ο ταλαντωτής Colpitts με τελεστικό ενισχυτή του σχήματος 6.3a κατασκευάζεται με τα εξής εξαρτήματα:  $L_1 = 0,1 \text{ mH}$ ,  $C_2 = 800 \text{ pF}$  και  $C_3 = 400 \text{ pF}$ .

Ζητείται να υπολογισθεί η συχνότητα ταλαντώσεως και η ελάχιστη απολαβή, για να ενεργεί το κύκλωμα σαν ταλαντωτής.



**Σχ. 6.38.**  
Κύκλωμα ταλαντωτή Colpitts με FET.

### Λύση.

Η ισοδύναμη χωρητικότητα  $C_s$  είναι:

$$C_s = \frac{(800)(400)}{800 + 400} \text{ pF} \simeq 270 \text{ pF}$$

Εφαρμόζομε τώρα τη σχέση (6.3.3), για να βρούμε τη συχνότητα ταλαντώσεως:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{26 \times 10^{-15}}} \text{ Hz} \simeq 0.97 \text{ MHz}$$

Η ελάχιστη απολαβή που απαιτείται για να ενεργεί το κύκλωμα σαν ταλαντωτής, είναι:

$$A_u = \frac{800}{400} = 2$$

Μπορούμε λοιπόν να διαλέξουμε  $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$  και  $R_f$  λίγο μεγαλύτερη από ό,τι απαιτείται ( $200 \text{ k}\Omega$ ), π.χ.  $220 \text{ k}\Omega$ .

Το σχήμα 6.3β παριστάνει ένα ταλαντωτή Colpitts με FET.

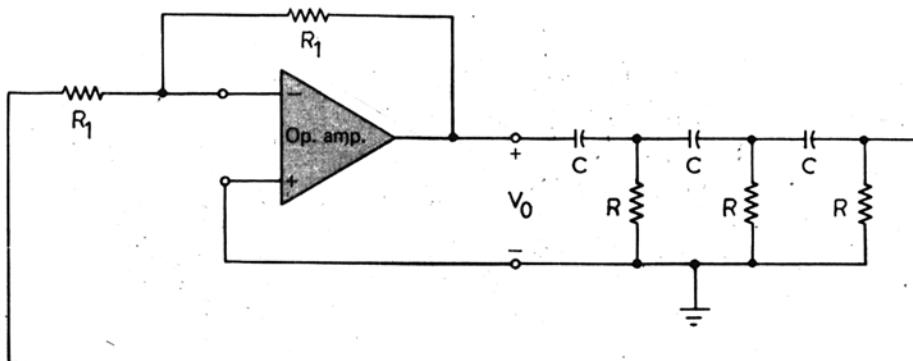
Συγκρίνοντας το κύκλωμα αυτό με εκείνο του σχήματος 6.2β, μπορούμε να εξακριβώσουμε τις ομοιότητες μεταξύ τους.

Οι εξισώσεις που βρήκαμε για τον ταλαντωτή Colpitts με τελεστικό ενισχυτή, ισχύουν και για τον ταλαντωτή με FET, με τη διαφορά ότι η απολαβή με FET δίνεται από το γινόμενο  $g_m \cdot r_d$ .

#### 6.4 Ταλαντωτές ολισθήσεως φάσεως με σύζευξη RC.

Οι ταλαντωτές ολισθήσεως φάσεως με σύζευξη RC λέγονται και **ταλαντωτές μεταθέσεως φάσεως με σύζευξη RC** (RC phase-shift oscillators).

Οι ταλαντωτές Hartley και Colpitts λειτουργούν κατά τέτοιο τρόπο, ώστε στη συχνότητα συντονισμού, το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως να επιφέρει ολίσθηση (μετάθεση ή αλλαγή) της φάσεως κατά  $180^\circ$ . Ο ενισχυτής επίσης, έπιφέρει ολίσθηση κατά άλλες  $180^\circ$ . Με τον τρόπο αυτό, εξασφαλίζεται μηδέν ολίσθηση φάσεως ή, γενικά, ολίσθηση φάσεως που είναι πολλαπλάσιο των  $360^\circ$ .



Σχ. 6.4α.

Ταλαντωτής ολισθήσεως φάσεως με σύζευξη RC και τελεστικό ενισχυτή.

Μπορούμε όμως να έχομε ανάλογη λειτουργία με ένα δικτύωμα RC ολισθήσεως φάσεως, όπως του σχήματος 6.4α. Για να πραγματοποιηθεί όμως η επιθυμητή ολίσθηση φάσεως κατά  $180^\circ$ , απαιτούνται τρία τουλάχιστον κυκλώματα RC. Το κύκλωμα αυτό ολισθήσεως φάσεως μπόρει να κατασκευασθεί και με περισσότερα από τρία δικτύωμα RC. Εφ' όσον τα τρία δικτύωμα RC του σχήματος 6.4α είναι τα ίδια, μπορούμε να διαπιστώσουμε ότι το κύκλωμα επιφέρει ολίσθηση φάσεως κατά  $180^\circ$  στη συχνότητα  $f_0$ . Η συχνότητα αυτή δίνεται από τη σχέση:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6} RC} \approx \frac{1}{2\pi(2,45) RC} \quad (6.4.1)$$

Στη συχνότητα αυτή, ο συντελεστής ανατροφοδοτήσεως είναι:  $\beta = \frac{1}{29}$ .

Θα πρέπει τότε και η απολαβή του ενισχυτή να είναι τουλάχιστον 29, για να ενεργεί το κύκλωμα σαν ταλαντωτής.

Συνεπώς, η εξίσωση:

$$|A_u| = 29 = \frac{R_f}{R_i} \quad (6.4.2)$$

μας επιτρέπει να υπολογίσομε τις αντιστάσεις. Μπορούμε να διαλέξουμε  $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$  και  $R_f = 3,3 \text{ M}\Omega$ . Έτσι,  $A_u = 33$ .

### Παράδειγμα 3.

Να σχεδιασθεί το κύκλωμα του σχήματος 6.4a για συχνότητα ταλαντώσεως 10 kHz.

### Λύση.

Επειδή οι πυκνωτές έχουν την ίδια χωρητικότητα, διαλέγομε τρεις πυκνωτές με τιμή χωρητικότητας για τον καθένα  $C = 0,001 \mu\text{F}$ . Για να υπολογίσομε την τιμή καθεμίας των αντιστάσεων  $R$ , χρησιμοποιούμε τη σχέση (6.4.1) και λύνομε ως προς  $R$ :

$$R = \frac{1}{2\pi(2,45)(0,01 \times 10^{-3})} \approx 6,54 \text{ k}\Omega$$

Για να έχουμε κατάλληλη απολαβή, αλλά και για να αποφύγουμε υπερβολική φόρτιση στο κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως, διαλέγομε  $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$  και  $R_f = 3,3 \text{ M}\Omega$ . Έτσι,  $A_u = 33$ .

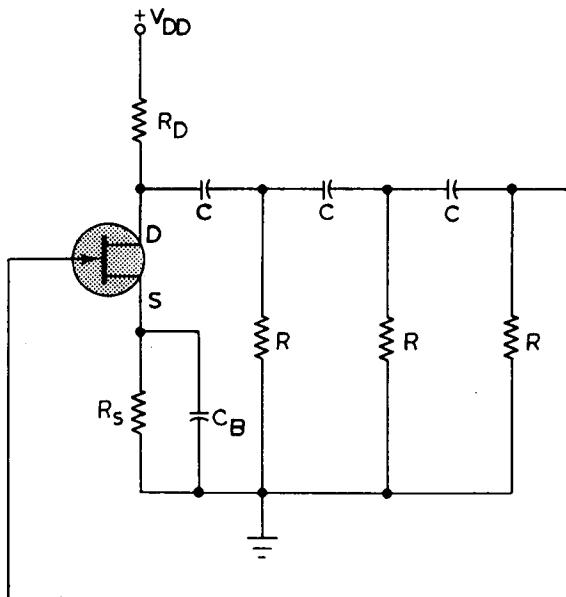
Το σχήμα 6.4β παριστάνει ένα ταλαντωτή ολισθήσεως φάσεως με FET. Η λειτουργία του κυκλώματος αυτού είναι η ίδια, όπως και με τελεστικό ενισχυτή, με τη διαφορά ότι η απολαβή του FET δίνεται από το γινόμενο  $g_m \cdot R_L$ , όπου  $R_L$  είναι η ολική ενεργός αντίσταση φορτίου, η οποία «φαίνεται» από την έξοδο του FET. Συνεπώς:

$$R_L = \frac{R_D \cdot r_d}{R_D + r_d}$$

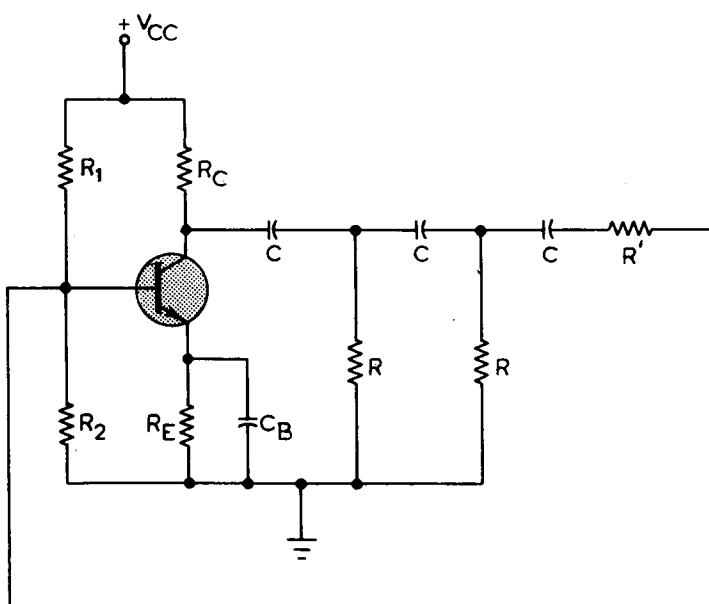
όπου:  $r_d$  έχει ήδη ορισθεί προηγουμένως και η  $R_D$  φαίνεται στο σχήμα 6.4β. Οι εξισώσεις που βρήκαμε για τον ταλαντωτή με τελεστικό ενισχυτή, ως προς τη συχνότητα ταλαντώσεως και την ελάχιστη απολαβή, ισχύουν και για τον ταλαντωτή με FET.

### Ταλαντωτής ολισθήσεως φάσεως με RC και τρανζίστορ διπλής επαφής.

Το σχήμα 6.4γ παριστάνει ένα ταλαντωτή ολισθήσεως φάσεως με σύζευξη RC και τρανζίστορ διπλής επαφής (BJT).



**Σχ. 6.4β.**  
Ταλαντωτής ολισθήσεως φάσεως με FET.

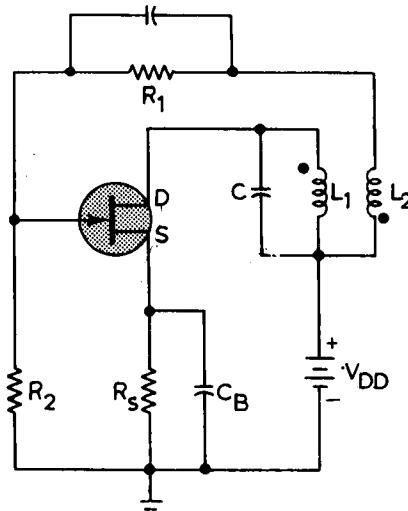


**Σχ. 6.4γ.**  
Ταλαντωτής ολισθήσεως φάσεως με σύζευξη RC και τρανζίστορ διπλής επαφής.

## 6.5 Ταλαντωτές με συντονιζόμενη έξοδο.

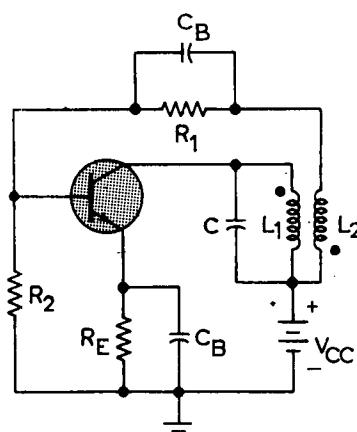
Για να επιτύχουμε θετική ανατροφοδότηση, μπορούμε επίσης να χρησιμοποιήσουμε ένα συντονιζόμενο μετασχηματιστή, όπως δείχνουν τα σχήματα 6.5α και 6.5β.

Οι πυκνωτές διακλαδώσεως  $C_B$  ενεργούν σαν βραχυκύκλωμα στη συχνότητα ταλαντώσεως και γι' αυτό έχουν μεγάλη χωρητικότητα. Η πόλωση στο FET ή στο τρανζίστορ επιτυγχάνεται με τις αντιστάσεις  $R_1$  και  $R_2$  και, ανάλογα με το κύκλωμα στο οποίο αναφερόμαστε, με μία ακόμη από τις  $R_s$ ,  $R_E$ .



Σχ. 6.5α.

Ταλαντωτής FET με συντονιζόμενη έξοδο.



Σχ. 6.5β.

Ταλαντωτής τρανζίστορ με συντονιζόμενη έξοδο.

Θα πρέπει να σημειωθεί ότι η σύζευξη του μετασχηματιστή σχεδιάζεται κατά τέτοιο τρόπο, ώστε να επέρχεται ολίσθηση φάσεως κατά  $180^\circ$ . Την κατάλληλη συχνότητα επιλέγομε συντονίζοντας το κύκλωμα  $L_1$ ,  $C$ . Στην πραγματικότητα έχομε ένα συντονιζόμενο ενισχυτή και ένα κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως με μετασχηματιστή, που επιτυγχάνει την αναγκαία ολίσθηση φάσεως. Ο ενισχυτής έχει τη μέγιστη απολαβή στη συχνότητα συντονισμού.

Η συχνότητα δίνεται από τη σχέση:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C}} \quad (6.5.1)$$

Η απολαβή τάσεως  $A_{uoc}$  του ταλαντωτή με FET – ανοικτού κυκλώματος (open - circuit, oc) – δίνεται από τη σχέση:

$$A_{uoc} = g_m r_d (= \mu) \quad (6.5.2)$$

όπου:  $\mu$  ο συντελεστής ενισχύσεως.

Η απολαβή  $A_{uoc}$  του ταλαντωτή με τρανζίστορ — ανοικτού κυκλώματος — δίνεται από τη σχέση:

$$A_{uoc} = \frac{h_{fe}}{h_{ie} h_{oe}} \quad (6.5.3)$$

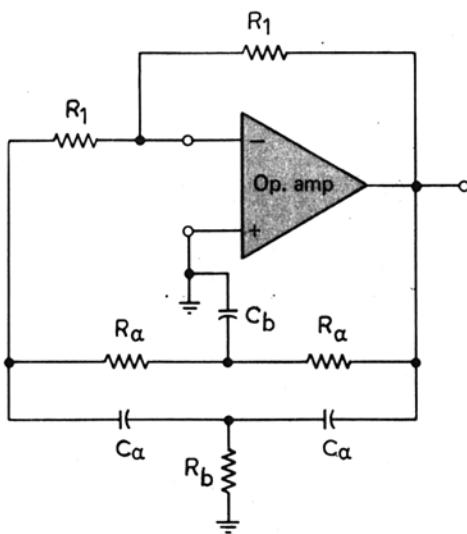
Οι υβριδικές παράμετροι- $h$  δίνονται στους καταλόγους των κατασκευαστών τρανζίστορ.

Στην περίπτωση αυτή, η αντίσταση εξόδου  $R_o$  ισούται με:

$$R_o = \frac{1}{h_{oe}} \quad (6.5.4)$$

## 6.6 Ταλαντωτές διδύμου — T.

Στο σχήμα 6.6 απεικονίζεται το κύκλωμα ενός διδύμου — T ταλαντωτή με τελεστικό ενισχυτή. Το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως εδώ συνίσταται από το δίδυμο (διπλό) φίλτρο τύπου T. Η σύνθετη αντίσταση του φίλτρου T είναι πολύ μικρή. Στην περιοχή όμως γύρω από τη συχνότητα συντονισμού, η σύνθετη αντίσταση είναι πολύ μεγάλη.



**Σχ. 6.6.**  
Τελεστικός ταλαντωτής διδύμου — T.

Στη συχνότητα συντονισμού η ολίσθηση φάσεως από το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως είναι  $180^\circ$ . Αν τώρα η απολαβή του ενισχυτή ρυθμίζεται, ανάλογα με τις απώλειες του σήματος στο κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως, τότε η συχνότητα ταλαντώσεως είναι:

$$f_0 \simeq \frac{1}{2\pi RC\sqrt{8}} \simeq \frac{1}{17,8 RC} \quad (6.6.1)$$

$$\text{όπου: } R_a = 4 R_b = R \quad \text{και} \quad C_a = \frac{1}{2} C_b = C$$

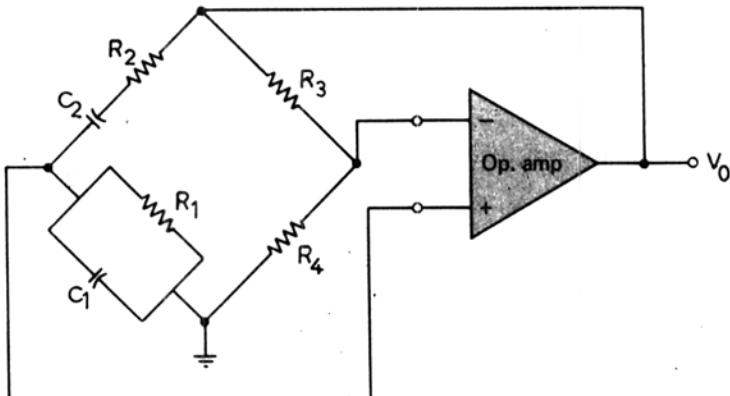
Η απολαβή που απαιτείται για να έχομε ταλάντωση, μπορεί να υπολογισθεί πειραματικά, με τη ρύθμιση του λόγου των αντιστάσεων  $R_f$  προς  $R_1$ .

Mία συνηθισμένη τιμή για την ελάχιστη απολαβή είναι περίπου 25. Δηλαδή θα πρέπει:

$$R_f \geq 25 R_1$$

### 6.7 Ταλαντωτές γέφυρας τύπου Wien.

Στο σχήμα 6.7a απεικονίζεται το κύκλωμα ενός ταλαντωτή γέφυρας τύπου Wien με τελεστικό ενισχυτή.



Σχ. 6.7a.

Ταλαντωτής γέφυρας τύπου Wien με τελεστικό ενισχυτή.

Το δικτύωμα θετικής ανατροφοδοτήσεως αποτελείται από συνδυασμούς αντιστάσεων και πυκνωτών. Έτσι η αντίσταση  $R_1$  είναι συνδεδεμένη παράλληλα με τον  $C_1$ , και η  $R_2$  σε σειρά με τον  $C_2$ .

Οι αντιστάσεις  $R_3$  και  $R_4$  ρυθμίζουν την απολαβή του τελεστικού ενισχυτή.

Στο σχήμα 6.7β έχομε ξανασχεδιάσει το κύκλωμα 6.7a, για να φανεί καλύτερα η ανάλυση. Τα κυκλώματα 6.7a και 6.7β είναι τα ίδια, με τη διαφορά ότι το 6.7β μας βοηθά να αναγνωρίσουμε καλύτερα τα διάφορα μέρη του κυκλώματος.

Το κύκλωμα ενεργεί σαν ταλαντωτής, όταν η ολίσθηση φάσεως διά μέσου του κυκλώματος ανατροφοδοτήσεως έχει μηδέν και η απολαβή που καθορίζεται από το συνδυασμό των  $R_3$  και  $R_4$  αρκετά μεγάλη, ώστε να αντισταθμίζει τις απώλειες του σήματος από το δικτύωμα ανατροφοδοτήσεως.

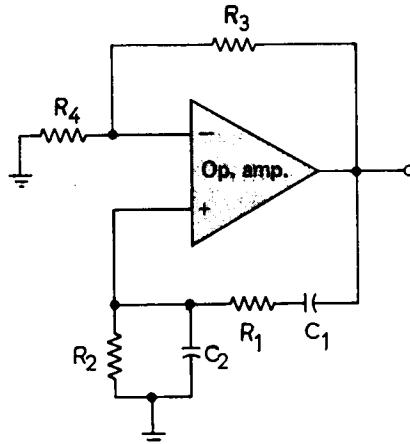
Η συχνότητα ταλαντώσεως καθορίζεται από τη συνθήκη ισότητας των συνθέτων αντιστάσεων των κλάδων  $R_1 - C_1$  και  $R_2 - C_2$ .

Συνεπώς, με βάση την ισότητα των συνθέτων αντιστάσεων των κλάδων  $R_1 - C_1$  και  $R_2 - C_2$ , για τη συχνότητα συντονισμού θα έχομε:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (6.7.1)$$

Για να έχομε στη συχνότητα αυτή απολαβή βρόγχου ίση με τη μονάδα, θα πρέπει η απολαβή  $K$  του ενισχυτή να ικανοποιεί την παρακάτω σχέση:

$$K \geq \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + 1 \quad (6.7.2)$$



Σχ. 6.7β.

Τροποποιημένο κύκλωμα ταλαντωτή γέφυρας τύπου Wien με τελεστικό ενισχυτή.

Πρέπει λοιπόν οι αντιστάσεις  $R_1$  και  $R_2$ , καθώς και οι χωρητικότητες  $C_1$  και  $C_2$  να διαλεχθούν κατά τρόπο που να δίνουν τη ζητούμενη συχνότητα συντονισμού, την οποία εκφράζει η σχέση (6.7.1) και το ζητούμενο  $K$  της (6.7.2). Από την επιλογή επίσης των αντιστάσεων  $R_3$  και  $R_4$  πρέπει να ικανοποιείται η σχέση (6.7.2). Ειδικότερα, η απολαβή  $K$  του ενισχυτή εκφράζεται ως συνάρτηση των αντιστάσεων αυτών και δίνεται από τη σχέση:

$$K = \frac{R_3 + R_4}{R_4} = 1 + \frac{R_3}{R_4} \quad (6.7.3)$$

Από τις σχέσεις (6.7.2) και (6.7.3), μπορούμε να βρούμε πώς εξαρτώνται οι αντιστάσεις και οι πυκνωτές:

$$\frac{R_3}{R_4} \geq \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \quad (6.7.4)$$

Στην ειδική περίπτωση που  $R_1 = R_2 \equiv R$  και  $C_1 = C_2 \equiv C$ , η συχνότητα ταλαντώσεως  $f_0$  δίνεται από τη σχέση:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R C} \quad (6.7.5)$$

Στην περίπτωση αυτή, η ελάχιστη απολαβή για να ενεργεί το κύκλωμα σαν ταλαντωτής, προκύπτει από τη σχέση (6.7.2) και είναι  $K = 3$ .

Συνεπώς, με βάση τη σχέση (6.7.4), οι αντιστάσεις  $R_3$  και  $R_4$  πρέπει να ικανοποιούν τη συνθήκη  $R_3 \geq 2R_4$ , ώστε το κύκλωμα να ενεργεί σαν ταλαντωτής.

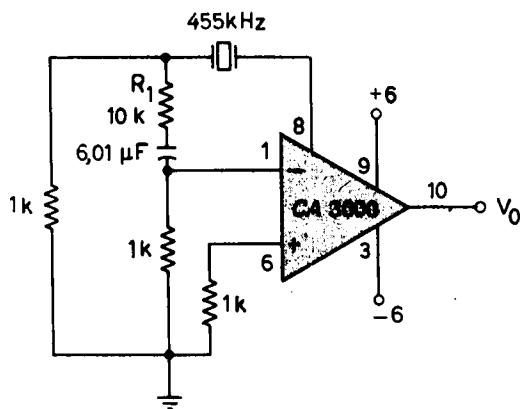
## 6.8 Κρυσταλλικοί ταλαντωτές.

Στους κρυσταλλικούς ταλαντωτές, μπορούμε να προκαθορίσουμε τη συχνότητα ταλαντώσεως, παρεμβάλλοντας ειδικούς κρυστάλλους.

Τέτοιοι κρύσταλλοι φέρονται στο εμπόριο και επάνω τους αναγράφεται η συχνότητα ταλαντώσεως τους. Η συχνότητα αυτή εξαρτάται από το πάχος του κρυστάλλου, από την τομή του ως προς τους κρυσταλλογραφικούς του άξονες, καθώς και από το υλικό.

Για μεγάλο χρονικό διάστημα και αρκετά μεγάλη περιοχή θερμοκρασίας, η συχνότητα ταλαντώσεως του κρυστάλλου παραμένει σταθερή.

Ένας κρυσταλλικός ταλαντωτής, που χρησιμοποιεί ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή φαίνεται στο σχήμα 6.8.



Σχ. 6.8.

Κρυσταλλικός ταλαντωτής με ολοκληρωμένο διαφορικό ενισχυτή. Συχνότητα ταλαντώσεως  $f_0 = 455$  kHz.

Ο κρύσταλλος συνδέεται στο κύκλωμα κατά τρόπο, ώστε να επιτυγχάνεται η θετική ανατροφοδότηση και, συνεπώς, το κύκλωμα ενεργεί σαν ταλαντωτής. Το ποσοστό της ανατροφοδοτήσεως ελέγχεται από τη μεταβλητή αντίσταση  $R_1$ .

Το κύκλωμα μπορεί επίσης να ρυθμισθεί, ώστε να έχομε έξοδο ημιτονοειδή. Η συχνότητα ταλαντώσεως ρυθμίζεται στα 455 kHz. Μπορεί όμως ο διαφορικός ενισχυτής – CA3000 DIFF - AMP – να χρησιμοποιηθεί με κρυσταλλικό ταλαντωτή και να δώσει συχνότητες μέχρι 1 MHz.

### Ερωτήσεις.

1. Τι δουλειά κάνει ο ταλαντωτής; Ποια είναι η είσοδος στον ταλαντωτή; Ποια είναι η έξοδος στον ταλαντωτή;
2. Τι συνθήκες πρέπει να εξασφαλίζονται, ώστε να διατηρείται η ταλάντωση;
3. Από τι υπολογίζεται (εξαρτάται) η συχνότητα ταλαντώσεως;
4. Από τι αποτελείται το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως στον ταλαντωτή Hartley;

5. Τι στοιχεία του κυκλώματος καθορίζουν τη συχνότητα ταλαντώσεως στον ταλαντή Hartley;
  6. Από τι αποτελείται το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως στον ταλαντωτή Colpitts;
  7. Από τι στοιχεία καθορίζεται η συχνότητα ταλαντώσεως ενός ταλαντωτή Colpitts;
  8. Από τι αποτελείται το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως σε ένα ταλαντωτή ολισθήσεως φάσεως με σύζευξη RC;
  9. Τι στοιχεία καθορίζουν τη συχνότητα ταλαντώσεως ενός ταλαντωτή ολισθήσεως φάσεως;
  10. Από τι αποτελείται το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως ενός συντονιζόμενου ταλαντωτή;
  11. Τι στοιχεία καθορίζουν τη συχνότητα ταλαντώσεως ενός συντονιζόμενου ενισχυτή;
  12. Από τι αποτελείται το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως σε ένα ταλαντωτή διδύμου — T;
  13. Τι στοιχεία καθορίζουν τη συχνότητα ταλαντώσεως ενός ταλαντωτή διδύμου — T;
  14. Από τι αποτελείται το κύκλωμα ανατροφοδοτήσεως ενός ταλαντωτή γέφυρας τύπου Wien;
  15. Τι στοιχεία καθορίζουν τη συχνότητα ταλαντώσεως ενός ταλαντωτή γέφυρας τύπου Wien;
  16. Ποιος ο ρόλος του κρυστάλλου στους κρυσταλλικούς ταλαντωτές;
  17. Τι συνθήκες πρέπει να ικανοποιούνται, ώστε η έξοδος ενός ταλαντωτή να είναι ημιτονοειδής και με ελάχιστη παραμόρφωση;
-

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΒΔΟΜΟ

### ΔΥΑΔΙΚΟ ΣΥΣΤΗΜΑ ΑΡΙΘΜΗΣΕΩΣ – ΑΛΓΕΒΡΑ ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ

#### 7.1 Αριθμητικά συστήματα (προσθήκες).

Από την προηγούμενη τάξη του Λυκείου μας είναι γνωστά τα ακόλουθα:

- Τα διάφορα σύστηματα αριθμήσεως (δεκαδικό, δυαδικό, οκταδικό, δεκαεξαδικό κλπ.).
- Οι βασικές ιδιότητες των συστημάτων αυτών.
- Οι αριθμητικές πράξεις στα συστήματα αυτά.

Στη συνέχεια, αφού δώσομε μερικά παραδείγματα, με τις τέσσερεις πράξεις στο δυαδικό σύστημα, για να επαναφέρομε τα παραπάνω στη μνήμη μας, θα ολοκληρώσομε το κεφάλαιο του δυαδικού συστήματος με την εισαγωγή της έννοιας του συμπληρώματος ενός αριθμού. Η έννοια αυτή μας είναι απαραίτητη για την παράσταση των προσημασμένων αλγεβρικών αριθμών.

**Παραδείγματα των 4 πράξεων του δυαδικού συστήματος.**

**a) Πρόσθεση.**

<u>Δυαδικός</u>	<u>Δεκαδικός</u>	<u>Δυαδικός</u>	<u>Δεκαδικός</u>
$001101$	$\Leftrightarrow$	$1010$	$\Leftrightarrow$
$+ 100101$	$\Leftrightarrow$	$+ 101$	$\Leftrightarrow$
$110110$	$\left( \begin{array}{c} 13 \\ + 37 \\ \hline 50 \end{array} \right)$	$1111$	$\left( \begin{array}{c} 10 \\ + 5 \\ \hline 15 \end{array} \right)$

**β) Άφαίρεση.**

<u>Δυαδικός</u>	<u>Δεκαδικός</u>	<u>Δυαδικός</u>	<u>Δεκαδικός</u>
$10110$	$\Leftrightarrow$	$1011$	$\Leftrightarrow$
$- 01010$	$\Leftrightarrow$	$- 1000$	$\Leftrightarrow$
$01100$	$\left( \begin{array}{c} 22 \\ - 10 \\ \hline 12 \end{array} \right)$	$0011$	$\left( \begin{array}{c} 11 \\ - 8 \\ \hline 3 \end{array} \right)$

**γ) Πολλαπλασιασμός.**

Δυαδικός

$$\begin{array}{r} 11011 \\ \times 101 \\ \hline 11011 \\ 00000 + \\ \hline 11011 \\ \hline 10000111 \end{array}$$

Δεκαδικός

$$\left( \begin{array}{r} 27 \\ \times 5 \\ \hline 135 \end{array} \right)$$

**δ) Διαίρεση.**

Δυαδικός

$$\begin{array}{c} 11110 \\ - \quad 101 \\ \hline 0101 \\ - \quad 101 \\ \hline 00000 \end{array} \quad \left| \begin{array}{r} 101 \\ 110 \end{array} \right. \Leftrightarrow \begin{array}{c} 30 \\ - \quad 00 \\ \hline 6 \end{array}$$

Δεκαδικός

Στα παραπάνω παραδείγματα παρατηρούμε ότι η πράξη του πολλαπλασιασμού γίνεται από διαδοχικές ολισθήσεις \* και προσθέσεις, και η διαίρεση από διαδοχικές ολισθήσεις και αφαίρεσεις. Με την εισαγωγή της έννοιας του συμπληρώματος και την αναπαράσταση των αρνητικών αριθμών με τα συμπληρώματά τους, η αφαίρεση μετατρέπεται σε πρόσθεση. Έτσι καταλήγομε να εκτελούμε και τις 4 πράξεις μέσω της προσθέσεως.

**7.2 Συμπλήρωμα Αριθμού.**

**7.2.1 Συμπλήρωμα ψηφίου.**

Καλούμε συμπλήρωμα ψηφίου  $a_i$  ενός αριθμητικού συστήματος βάσεως  $\beta$  και το συμβολίζουμε με  $\bar{a}_i$ , το ψηφίο  $\bar{a}_i = (\beta - 1) - a_i$  (1.1)

Επειδή το  $(\beta - 1)$  είναι το μεγαλύτερο ψηφίο του συστήματος βάσεως  $\beta$  ο ορισμός μπορεί να διατυπωθεί ως εξής: «Καλούμε συμπλήρωμα ψηφίου  $a_i$  συστήματος βάσεως  $\beta$  τη διαφορά του ψηφίου  $a_i$  από το μεγαλύτερο ψηφίο του συστήματος βάσεως  $\beta$ ».

**Παραδείγματα.**

1) Το συμπλήρωμα του ψηφίου 6 στο δεκαδικό σύστημα είναι:

$$\bar{6} = (10 - 1) - 6 = 9 - 6 = 3$$

- Ολίσθηση είναι η μετακίνηση ενός δυαδικού αριθμού προς τα δεξά ή αριστερά.

2) Το συμπλήρωμα των ψηφίων 1 και 0 στο δυαδικό σύστημα είναι:

$$\begin{aligned}\overline{1} &= (2 - 1) - 1 = 0 \\ \overline{0} &= (2 - 1) - 0 = 1\end{aligned}$$

Δηλαδή τα δύο ψηφία του δυαδικού συστήματος είναι το ένα συμπλήρωμα του άλλου.

### 7.2.2 Συμπλήρωμα αριθμού $N$ βάσεως $\beta$ , ( $N_\beta$ ), ως προς $\beta$ .

Έστω ο αριθμός  $N_\beta$  με η ακέραια ψηφία και τη κλασματικά. Ονομάζομε συμπλήρωμα του αριθμού  $N_\beta$  ως προς  $\beta$  και το συμβολίζομε με  $\overline{N}_\beta$  τον αριθμό:

$$\overline{N}_\beta = \beta^n - N_\beta \quad (1.2)$$

**Παραδείγματα.**

1) Το συμπλήρωμα του αριθμού  $N_{10} = 219,25$  ως προς 10 είναι:

$$\overline{N}_{10} = 10^3 - 219,25 = 780,75$$

2) Το συμπλήρωμα του αριθμού  $N_2 = 110111$  ως προς 2 είναι:

$$\overline{N}_2 = 2^6 - 110111 = 64^* - 110111 = 1000000 - 110111 = 001001$$

3) Το συμπλήρωμα του αριθμού  $N_2 = 11011$  ως προς 2 είναι:

$$\overline{N}_2 = 2^5 - 11011 = 32^{**} - 11011 = 100000 - 11011 = 00101$$

4) Το συμπλήρωμα του αριθμού  $N_2 = 110101,0110$  ως προς 2 είναι:

$$\overline{N}_2 = 2^6 - 110101,0110 = 1000000 - 110101,0110 = 001010,1010$$

Από τον παραπάνω ορισμό και τα παραδείγματα συνεπάγεται εύκολα ο εξής κανόνας συμπληρώσεως αριθμού  $N_2$  ως προς 2.

«Προχωρούμε αρχίζοντας από το λιγότερο σημαντικό ψηφίο του αριθμού  $N_2$ , μέχρις ότου συναντήσομε για πρώτη φορά ψηφίο 1 αφήνοντας τα ψηφία αυτά του  $N_2$  όπως έχουν (συμπεριλαμβάνεται και το πρώτο 1). Τα ψηφία τα οποία ακολουθούν τα συμπληρώνομε, δηλαδή γράφομε 0 όπου 1 και 1 όπου 0».

### 7.2.3 Συμπλήρωμα του αριθμού $N_\beta$ ως προς $(\beta - 1)$ .

Έστω ο αριθμός  $N_\beta$  με η ακέραια και τη κλασματικά ψηφία. Ονομάζομε συμπλήρωμα του αριθμού  $N_\beta$  ως προς  $(\beta - 1)$  και το συμβολίζομε με  $\underline{N}_\beta$  τον αριθμό:

$$\underline{N}_\beta = \beta^n - N_\beta - \beta^{-m} \quad (1.3)$$

\* Μετατρέπομε τον αριθμό 64 κατά τα γνωστά σε δυαδικό αριθμό.

\*\* Μετατρέπομε τον αριθμό 32 κατά τα γνωστά σε δυαδικό αριθμό.

### Παραδείγματα.

1) Το συμπλήρωμα του αριθμού  $N_{10} = 219,25$  ως προς 9, δηλαδή  $(10 - 1)$  είναι:

$$\underline{N_{10}} = 10^3 - 219,25 - 10^{-2} = 780,74.$$

2) Το συμπλήρωμα του αριθμού  $N_2 = 110101,0110$  ως προς 1 είναι:

$$\underline{N_2} = 2^6 - 110101,0110 - 2^{-4} = 001010,1001$$

3) Το συμπλήρωμα του αριθμού  $N_2 = 110101$  ως προς 1 είναι:

$$\underline{N_2} = 2^6 - 110101 - 10^0 = 64 - 110101 - 1 = 1000000 - 110100 = 001010$$

4) Το συμπλήρωμα του αριθμού  $N_2 = 110110101$  ως προς 1 είναι:

$$\underline{N_2} = 2^9 - 110110101 - 10^0 = 1000000000 - 110110101 - 1 = 001001010$$

Από τον παραπάνω ορισμό (1.3) για το συμπλήρωμα ενός αριθμού ως προς 1 συνεπάγεται ο παρακάτω πρακτικός κανόνας: «Τα ψηφία του  $\underline{N_\beta}$  είναι τα συμπληρώματα των αντιστοίχων ψηφίων του αριθμού  $N_\beta$ ».

Με άλλα λόγια, όπου ο αριθμός  $\underline{N_\beta}$  έχει το ψηφίο «1» ο  $N_\beta$  θα έχει το ψηφίο «0» και όπου  $\underline{N_\beta}$  έχει ψηφίο το «0» ο  $N_\beta$  θα έχει «1».

### Παραδείγματα.

$$1) N_2 = 0110110101 \iff \underline{N_2} = 1001001010$$

$$2) N_2 = 1001010 \iff \underline{N_2} = 0110101$$

και παραστατικά:

$$\begin{array}{ccccccccc} \text{Αριθμός } N_2 & = & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ & & \uparrow \\ \text{Συμπλήρωμα } \underline{N_2} & = & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ & & (\text{ως προς } 1) & & & & & & \end{array}$$

Από τις σχέσεις (1.2) και (1.3) συνεπάγεται ότι:

$$\begin{aligned} \overline{N_\beta} &= \underline{N_\beta} + 1 & (1.4) \\ \text{ή } \overline{N_2} &= \underline{N_2} + 1 \text{ στο δυαδικό σύστημα} \end{aligned}$$

Από τη σχέση (1.4) έχομε ότι το συμπλήρωμα ως προς 2 είναι μεγαλύτερο από το συμπλήρωμα ως προς 1 κατά μία μονάδα της τελευταίας τάξεως. Από την παρατήρηση αυτή οδηγούμασθε στην εξής μέθοδο ευρέσεως του συμπληρώματος ως προς 2.

Στην αρχή βρίσκομε το συμπλήρωμα του αριθμού ως προς 1 και μετά αυξάνομε το αποτέλεσμα κατά μία μονάδα προσθέτοντάς το στο ψηφίο της τελευταίας τάξεως αυτού σύμφωνα με τη σχέση (1.4).

**Παραδείγματα.**

- 1) Να υπολογισθεί το συμπλήρωμα του αριθμού  $N_2 = 110111$  ως προς 2.

$$\underline{N}_2 = 001000 \text{ και } \overline{N}_2 = \underline{N}_2 + 1 = 001000 + 1 = 001001$$

άρα  $\boxed{\overline{N}_2 = 001001}$

- 2) Να υπολογισθεί το συμπλήρωμα του αριθμού  $N_2 = 0110110101$  ως προς 2.

$$\underline{N}_2 = 1001001010 \text{ και}$$

$$\overline{N}_2 = \underline{N}_2 + 1 = 1001001010 + 1 = 1001001011$$

άρα  $\boxed{\overline{N}_2 = 1001001011}$

- 3) Να υπολογισθεί το συμπλήρωμα του συμπληρώματος του αριθμού  $N_2 = 1010101010$  ως προς 2.

$$\underline{N}_2 = 0101010101 \text{ και}$$

$$\overline{N}_2 = \underline{N}_2 + 1 = 0101010101 + 1 = 0101010110$$

(  $\overline{N}_2 = 1010101001$  συμπλήρωμα του  $\underline{N}_2$  ως προς 2 )

ή σύμφωνα με την (1.4)

$$\overline{\overline{N}}_2 = \overline{N}_2 + 1 = 1010101001 + 1 = 1010101010 = N_2$$

άρα  $\overline{\overline{N}}_2 = N_2$

Ωστε: «Το συμπλήρωμα του συμπληρώματος ενός αριθμού είναι ο ίδιος ο αριθμός».

Από τα παραπάνω παραδείγματα παρατηρούμε ότι ο υπολογισμός του συμπληρώματος ενός αριθμού  $N_B$  ως προς 1 είναι πάρα πολύ εύκολος όπως το συμπλήρωμα ως προς 2.

### 7.3 Παράσταση προσημασμένων αριθμών.

Στα προηγούμενα εξετάσθηκε η παράσταση της απόλυτης τιμής καθώς και οι πράξεις στις απόλυτες τιμές των δυαδικών αριθμών.

Η παράσταση προσημασμένων αριθμών, όπως είναι γνωστό, γίνεται στην περίπτωση των δεκαδικών αριθμών, με τη χρησιμοποίηση του προσήμου + για τους θετικούς αριθμούς και του προσήμου – για τους αρνητικούς αριθμούς. Η παράσταση των προσημασμένων δυαδικών αριθμών μπορεί ασφαλώς να γίνει με παρόμοιο τρόπο. Στους ηλεκτρονικούς όμως υπολογιστές η παράσταση προσημασμένων αριθμών γίνεται όπως θα δούμε παρακάτω.

#### 7.3.1 Λέξη υπολογιστή.

Στους ηλεκτρονικούς υπολογιστές οι αριθμοί παριστάνονται με ένα πλήθος ψηφίων το οποίο είναι καθορισμένο για κάθε τύπο υπολογιστή.

Ένας αριθμός που εκφράζεται με το πλήθος αυτό των ψηφίων λέμε ότι αποτε-

λεί μία ΛΕΞΗ του υπολογιστή. Ο αριθμός των ψηφίων μιας λέξεως λέγεται ΜΗ-ΚΟΣ της λέξεως (Μ.Λ.).

Όταν σε έναν υπολογιστή εισάγεται αριθμός με πλήθος ψηφίων μικρότερα από το μήκος της λέξεως του υπολογιστή συμπληρώνομε τον αριθμό κατάλληλα με μηδενικά. Π.χ. σε έναν υπολογιστή μήκους 6 δεκαδικών ψηφίων ο αριθμός 1543 γράφεται ως 001543.

### 7.3.2 Παράσταση Προσημασμένου Μεγέθους (ΠΠΜ).

Κατά την ΠΠΜ χρησιμοποιούμε ως πρόσημο το πλέον σημαντικό ψηφίο της λέξεως του υπολογιστή. Τα υπόλοιπα ψηφία της λέξεως παριστάνουν την απόλυτη τιμή του αριθμού.

#### Παραδείγματα

- a) Οι αριθμοί  $N_{10} = -28$  παριστάνονται σε υπολογιστή μήκους λέξεως 8 δυαδικών ψηφίων υπό ΠΠΜ ως:

$$N_{10} = +28 \iff 00011100$$

$$N_{10} = -28 \iff 10011100$$

- β) Ο αριθμός  $N_{10} = 0$  παριστάνεται σε υπολογιστή Μ.Λ. 8 δυαδικών ψηφίων υπό ΠΠΜ ως:

$$N_{10} = 0 \iff 00000000$$

$$N_{10} = 0 \iff 10000000,$$

δηλαδή στην ΠΠΜ έχομε δύο παραστάσεις του 0, το -0 και το +0.

### 7.3.3 Παράσταση Προσημασμένου Συμπληρώματος του 2 (ΠΠΣ2).

Κατά την ΠΠΣ2 λέξη υπολογιστή η οποία έχει μήκος ο δυαδικών ψηφίων χρησιμοποιείται για να παραστήσουμε  $2^{n-1}$  θετικούς αριθμούς στους οποίους περιλαμβάνεται και το 0 και  $2^{n-1}$  αρνητικούς αριθμούς. Οι θετικοί αριθμοί εκφράζονται με την απόλυτη τιμή τους και οι αρνητικοί αριθμοί εκφράζονται με το συμπλήρωμα ως προς 2 της απόλυτης τιμής τους.

Υστέρα από αυτό όλοι οι θετικοί αριθμοί έχουν το πλέον σημαντικό ψηφίο της λέξεως του υπολογιστή, το 0, ενώ όλοι οι αρνητικοί αριθμοί έχουν το ψηφίο 1. Επομένως κατά την ΠΠΣ2 το πλέον σημαντικό ψηφίο της λέξεως του υπολογιστή παίζει το ρόλο «ψηφίο πρόσημο».

#### Παραδείγματα

- a) Οι αριθμοί  $N_{10} = +27$  και  $N_{10} = -27$  παριστάνονται σε υπολογιστή μήκους λέξεως 8 δυαδικών ψηφίων υπό ΠΠΣ2 ως:

$$N_{10} = +27 \iff \text{ΠΠΣ2} = \underline{0} \underline{0011011}$$

$$N_{10} = -27 \iff \text{ΠΠΣ2} = \underline{1} \underline{1100101}$$

Η πάρασταση του  $N_{10} = -27$  προκύπτει δια συμπληρώσεως ως προς 2 του  $N_{10} = +27$ .

β) Ομοίως των αριθμών  $N_{10} = +35$  και  $N_{10} = -35$ .

$$N_{10} = +35 \iff \text{ΠΠΣ2} = \underline{\underline{0}} \underline{\underline{0100011}}$$

$$N_{10} = -35 \iff \text{ΠΠΣ2} = \underline{\underline{1}} \underline{\underline{1011101}}$$

γ) Οι αριθμοί ΠΠΣ2  $N_2 = 01101011$  και  $\text{ΠΠΣ2 } N_2 = 10101101$  να τραπούν σε δεκαδικούς.

Επειδή ο ΠΠΣ2  $N_2 = \underline{\underline{0}} \underline{\underline{1101011}}$  είναι θετικός γιατί, το πλέον σημαντικό ψηφίο του είναι το 0, η μετατροπή του σε δεκαδικό γίνεται εύκολα κατά τα γνωστά:

$$\begin{aligned} N_2 = \underline{\underline{0}} \underline{\underline{1101011}} &= + (1 \cdot 2^6 + 1 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0) = \\ &= + (64 + 32 + 8 + 2 + 1) = + 107 \end{aligned}$$

Αλλά ο αριθμός  $\text{ΠΠΣ2 } N_2 = \underline{\underline{1}} \underline{\underline{0101101}}$  είναι αρνητικός, γιατί το πλέον σημαντικό ψηφίο είναι το 1, την απόλυτη τιμή του βρίσκομε συμπληρώνοντας το N ως προς 2.

$$\begin{aligned} N_2 = \underline{\underline{1}} \underline{\underline{0101101}} &= \underline{\underline{1}} \underline{\underline{1010011}} = - (1 \cdot 2^6 + 0 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + \\ &\quad + 1 \cdot 2^0) = - (64 + 16 + 2 + 1) = - 83 \end{aligned}$$

### 7.3.4 Παράσταση Προσημασμένου Συμπληρώματος του 1 (ΠΠΣ1).

Κατά την ΠΠΣ1 η λέξη υπολογιστή μήκους η δυαδικών ψηφίων χρησιμοποιείται για την παράσταση  $2^n$  θετικών αριθμών και  $2^n$  αρνητικών αριθμών. Οι θετικοί αριθμοί εκφράζονται με την απόλυτη τιμή τους, ενώ οι αρνητικοί αριθμοί εκφράζονται με το συμπλήρωμα του 1 της απόλυτης τιμής. Όλοι οι θετικοί αριθμοί έχουν ως πλέον σημαντικό ψηφίο της λέξεως του υπολογιστή το 0 και όλοι οι αρνητικοί αριθμοί το 1. Και εδώ, όπως παρατηρούμε, το πλέον σημαντικό ψηφίο της λέξεως του υπολογιστή παίζει το ρόλο «ψηφίο πρόσημο».

#### Παραδείγματα.

α) Οι αριθμοί  $N_{10} = +27$  και  $N_{10} = -27$  παριστάνονται σε υπολογιστή μήκους λέξεως 8 δυαδικών ψηφίων από ΠΠΣ1 ως

$$N_{10} = +27 \iff \text{ΠΠΣ1 } N_2 = \underline{\underline{0}} \underline{\underline{0011011}}$$

$$N_{10} = -27 \iff \text{ΠΠΣ1 } N_2 = \underline{\underline{1}} \underline{\underline{1100100}}$$

Η παράσταση του  $N_{10} = -27$  προκύπτει με συμπλήρωση ως προς 1 του  $N_{10} = +27$ .

β) Ομοίως των αριθμών  $N_{10} = +35$  και  $N_{10} = -35$ .

$$N_{10} = +35 \iff \text{ΠΠΣ1 } N_2 = \underline{\underline{0}} \underline{\underline{0100011}}$$

$$N_{10} = -35 \iff \text{ΠΠΣ1 } N_2 = 1 \underline{\underline{1011100}}$$

γ) Οι αριθμοί ΠΠΣ1  $N_2 = 01101011$  και ΠΠΣ1  $N_2 = 10101101$  να τραπούν σε δεκαδικούς.

Επειδή ο  $N_2 = 0 \underline{\underline{1101011}}$  είναι θετικός τότε ο αντίστοιχος δεκαδικός βρίσκεται κάτα τα γνωστά:

$$N_2 = 0 \underline{\underline{1101011}} = + (1.2^6 + 1.2^5 + 0.2^4 + 1.2^3 + 0.2^2 + 1.2^1 + 1.2^0) = + (64 + 32 + 8 + 2 + 1) = + 107$$

Ο  $N_2 = 10101101$  είναι αρνητικός γιατί το πλέον σημαντικό ψηφίο του είναι το 1. Την απόλυτη τιμή του βρίσκομε συμπληρώνοντάς τον προς 1.

$$N_2 = 1 \underline{\underline{0101101}} = 1 \underline{\underline{1010010}} = - (1.2^6 + 0.2^5 + 1.2^4 + 0.2^3 + 0.2^2 + 1.2^1 + 0.2^0) = - (64 + 16 + 2) = - 82$$

### 7.3.5 Πράξεις στους προσημασμένους δυαδικούς αριθμούς.

Στην προηγούμενη τάξη του Λυκείου έχομε διδαχθεί την εκτέλεση των τεσσάρων αριθμητικών πράξεων πάνω στις απόλυτες τιμές των δυαδικών αριθμών.

Από τις 4 αυτές πράξεις οι σπουδαιότερες είναι η πρόσθεση και η αφαίρεση. Ο πολλαπλασιασμός δυαδικών αριθμών μπορεί να θεωρηθεί, όπως έχομε αναφέρει και στην αρχή του κεφαλαίου αυτού, ως σύνολο προσθέσεων και ολισθήσεων, ενώ η διαίρεση ως σύνολο αφαίρεσεων, προσθέσεων και ολισθήσεων. Η πρόσθεση και η αφαίρεση απολύτων τιμών δυαδικών αριθμών είναι πράξεις τελείως διαφορετικές μεταξύ τους. Και όμως, όπως θα δούμε παρακάτω, με τη χρησιμοποίηση των προσημασμένων αριθμών υπό μορφή ΠΠΣ2 ή ΠΠΣ1 δεν απαιτείται αφαίρεση απολύτων τιμών. Όλες οι αριθμητικές πράξεις εκτελούνται μέσω προσθέσεων, συμπληρώσεων και ολισθήσεων.

### 7.3.6 Εφαρμογές με δυαδικούς αριθμούς υπό ΠΠΣ2.

α) Δίνονται οι αριθμοί  $X_{10} = + 27$  και  $Y_{10} = - 43$  και ζητείται να βρεθεί ο αριθμός  $X_{10} + Y_{10}$  σε οκταψήφιο υπολογιστή με ΠΠΣ2.

$$X_{10} = + 27 \iff \text{ΠΠΣ2 } X_2 = 0 \underline{\underline{0011011}}$$

$$Y_{10} = - 43 \iff \text{ΠΠΣ2 } Y_2 = 1 \underline{\underline{1010101}}$$

$$X_{10} + Y_{10} = - 16 \iff \text{ΠΠΣ2 } (X_2 + Y_2) = 1 \underline{\underline{1110000}}$$

Η παράσταση  $1 \underline{\underline{1110000}}$  προκύπτει με συμπλήρωση ως προς 2 του  $Y_{10} = +43$ .

Το εξαγόμενο έχει σημαντικό ψηφίο 1, δηλαδή είναι αρνητικός αριθμός. Για να βρούμε την απόλυτή του τιμή βρίσκομε το συμπλήρωμά του ως προς 2.

Έτσι έχομε:

00010000, δηλαδή το αποτέλεσμα είναι ο δυαδικός αριθμός - 16.

β) Δίνονται οι αριθμοί  $X_{10} = -27$  και  $Y_{10} = +43$  και ζητείται ο αριθμός

$X_{10} + Y_{10}$  σε οκταψήφιο υπολογιστή με ΠΠΣ2.

$$X_{10} = -27 \Leftrightarrow \text{ΠΠΣ2}$$

$$X_2 = \underline{\underline{1}} \underline{\underline{1100101}}$$

+

$$Y_{10} = +43 \Leftrightarrow \text{ΠΠΣ2}$$

$$Y_2 = \underline{\underline{0}} \underline{\underline{0101011}}$$

κρατούμενο 1 ←  
τελευτ. βαθμίδας

$$X_{10} + Y_{10} = +16 \Leftrightarrow \text{ΠΠΣ2 } (X_2 + Y_2) = \underline{\underline{0}} \underline{\underline{0010000}}$$

Η παραπάνω παράσταση  $X_2 = \underline{\underline{1}} \underline{\underline{1100101}}$  προκύπτει με συμπλήρωση ως προς 2 του  $X_{10} = +27$ . Όπως γίνεται η πρόσθεση το κρατούμενο της τελευταίας βαθμίδας δεν λαμβάνεται υπόψη και παραλείπεται από τον υπολογιστή.

γ) Δίνονται οι αριθμοί  $X_{10} = -27$  και  $Y_{10} = -43$  και ζητείται ο αριθμός

$X_{10} + Y_{10}$  σε οκταψήφιο υπολογιστή με ΠΠΣ2.

$$X_{10} = -27 \Leftrightarrow \text{ΠΠΣ2 :}$$

$$X_2 = \underline{\underline{1}} \underline{\underline{1100101}}$$

+

$$Y_{10} = -43 \Leftrightarrow \text{ΠΠΣ2 :}$$

$$Y_2 = \underline{\underline{1}} \underline{\underline{1010101}}$$

κρατούμενο 1 ←  
τελευταίας βαθμίδας

$$X_{10} + Y_{10} = -70 \Leftrightarrow \text{ΠΠΣ2 } (X_2 + Y_2) = \underline{\underline{1}} \underline{\underline{0111010}}$$

Όπως και παραπάνω το κρατούμενο της τελευταίας βαθμίδας δεν λαμβάνεται υπόψη. Το αποτέλεσμα είναι αρνητικό, γιατί έχει το πλέον σημαντικό ψηφίο, 1. Η απόλυτη τιμή του είναι κατά τα γνωστά 01000110. Δηλαδή το αποτέλεσμα είναι ο δεκαδικός αριθμός - 70.

### 7.3.7 Εφαρμογές με δυαδικούς αριθμούς υπό ΠΠΣ1.

α) Δίνονται οι αριθμοί  $X_{10} = +27$  και  $Y_{10} = -43$  και ζητείται ο αριθμός  $X_{10} + Y_{10}$  σε οκταψήφιο υπολογιστή με ΠΠΣ1.

$$X_{10} = +27 \Leftrightarrow \text{ΠΠΣ1 : } X_2 = \underline{\underline{0}} \underline{\underline{0011011}}$$

+

$$Y_{10} = -43 \Leftrightarrow \text{ΠΠΣ1 : } Y_2 = \underline{\underline{1}} \underline{\underline{1010100}}$$

$$X_{10} + Y_{10} = -16 \Leftrightarrow \text{ΠΠΣ1 : } (X_2 + Y_2) = \underline{\underline{1}} \underline{\underline{1101111}}$$

Η παράσταση  $Y_2 = \underline{11010100}$  προκύπτει δια συμπληρώσεως ως προς 1 του  $Y_{10} = + 43$ .

Το εξαγόμενο  $11101111$  έχει το πλέον σημαντικό ψηφίο 1. Δηλαδή είναι αρνητικός. Για να βρούμε την απόλυτή του τιμή βρίσκομε το συμπλήρωμά του ως προς 1. Έτσι έχομε: 00010000, δηλαδή το αποτέλεσμα είναι ο δεκαδικός αριθμός  $- 16$ .

β) Δίνονται οι αριθμοί  $X_{10} = - 27$  και  $Y_{10} = + 43$  και ζητείται το άθροισμά των  $(X_{10} + Y_{10})$  σε οκταψήφιο υπολογιστή υπό ΠΠΣ1.

$$X_{10} = - 27 \Leftrightarrow \text{ΠΠΣ1 : } X_2 = \underline{1} \underline{1100100}$$

+

$$Y_{10} = + 43 \Leftrightarrow \text{ΠΠΣ1 : } Y_2 = \underline{0} \underline{0101011}$$

$$X_{10} + Y_{10} = + 16 \Leftrightarrow \begin{array}{c} \text{κρατούμενο } 1 \\ \text{τελευτ. βαθμίδας} \end{array} \begin{array}{c} \leftarrow 00001111 \\ | \\ 1 \end{array} + \\ 00010000$$

Το κρατούμενο της τελευταίας βαθμίδας το προσθέτομε στο λιγότερο σημαντικό ψηφίο του αποτελέσματος οπότε έχομε ως αποτέλεσμα το 00010000, δηλαδή το δεκαδικό αριθμό 16.

γ) Δίνονται οι αριθμοί  $X_{10} = - 27$  και  $Y_{10} = - 50$  και ζητείται το άθροισμά τους σε οκταψήφιο υπολογιστή υπό ΠΠΣ1.

$$X_{10} = - 27 \Leftrightarrow \text{ΠΠΣ1 : } X_2 = \underline{1} \underline{1100100}$$

$$Y_{10} = - 50 \Leftrightarrow \text{ΠΠΣ1 : } Y_2 = \underline{1} \underline{1001101}$$

$$X_{10} + Y_{10} = - 77 \Leftrightarrow \text{ΠΠΣ1 : } (X_2 + Y_2) = \underline{1} \quad \begin{array}{c} \leftarrow 10110001 \\ | \\ 1 \end{array} + \\ 10110010$$

Όπως και παραπάνω το κρατούμενο της τελευταίας βαθμίδας το προσθέτομε στό λιγότερο σημαντικό ψηφίο του αποτελέσματος, για να βρούμε το τελικό εξαγόμενο.

Από τα παραπάνω είναι φανερό ότι, όταν προσθέτομε αριθμούς στο ΠΠΣ1 κάθε φορά που υπάρχει κρατούμενο στην τελευταία βαθμίδα (υπερχείλιση – over – flow) το προσθέτομε στο λιγότερο σημαντικό ψηφίο του αποτελέσματος για να βρούμε το τελικό εξαγόμενο.

Η διαδικασία αυτή λέγεται «ανακύκλωση της υπερχειλίσεως» (end around carry) και γίνεται αυτόματα από τον υπολογιστή.

### 7.3.8 Πολλαπλασιασμός και Διαίρεση δυαδικών αριθμών.

Ο πολλαπλασιασμός των προσημασμένων αριθμών γίνεται με διαδοχικές προσθέσεις και ολισθήσεις και το αποτέλεσμα βγαίνει με το σωστό πρόσημο. Εν-

νοείται ότι όταν εργαζόμασθε στο ΠΠΣ2 κάθε υπερχείλιση κατά την εκτέλεση της προσθέσεως ενδέξει μερικού γινομένου δεν λαμβάνεται υπόψη, ενώ όταν εργαζόμασθε στο ΠΠΣ1 κάνομε ανακύκλωση της υπερχείλισεως. Η πρόσθεση των μερικών γινομένων γίνεται καθώς αυτά δημιουργούνται με τις διαδοχικές ολισθήσεις. Αυτό γίνεται γιατί ο υπολογιστής εκτελεί την πρόσθεση μόνο δύο αριθμών.

Ανάλογα ισχύουν και για τη διαίρεση.

#### 7.4 Άλγεβρα Boole.

Στους Ηλεκτρονικούς Υπολογιστές οι αριθμοί παριστάνονται με στοιχεία που έχουν δύο καταστάσεις. Τα στοιχεία αυτά καλούνται «Δίτιμα στοιχεία». Οι δύο καταστάσεις των στοιχείων αυτών αντιστοιχούν προς τα ψηφία 1 και 0 του δυαδικού συστήματος. Χρησιμοποιούνται ως δίτιμα στοιχεία, οι ηλεκτρονόμοι, οι κρυσταλλοδίδοι και κρυσταλλοτρίδοι λυχνίες.

Γενικά μπορούμε να πούμε ότι ο Ηλεκτρονικός Υπολογιστής αποτελείται από κυκλώματα διτίμων στοιχείων. Γιά τήν κατανόηση των λειτουργιών των παραπάνω κυκλωμάτων χρησιμοποιείται η άλγεβρα του Boole (Άγγλος Μαθηματικός ο οποίος γεννήθηκε το 1815 και πέθανε το 1864), η άλγεβρα των συνόλων και η άλγεβρα της λογικής.

#### 7.5 Αξιώματα της άλγεβρας του Boole.

Για να μπορέσουμε να αναπτύξουμε την άλγεβρα του Boole, χρησιμοποιούμε ως σύμβολα τις πράξεις «+», «.» και «-», το σύμβολο «=», και την κλάση E, που την θεωρούμε ότι περιέχει τα στοιχεία A, B, Γ, ... Τα αξιώματα της Άλγεβρας του Boole είναι γνωστά ως αξιώματα του Huntington και είναι τα εξής:

##### **Αξιώματα Πρώτο.**

1a) Αν A και B είναι δύο στοιχεία που ανήκουν στην κλάση E, τότε και το στοιχείο (A + B) ανήκει στην κλάση E

1β) Αν A και B ανήκουν στο E, τότε και το στοιχείο (A . B) ανήκει στο E.

##### **Αξιώματα Δεύτερο.**

2a) Υπάρχει ένα στοιχείο 0 που ανήκει στο E. Το στοιχείο αυτό ονομάζεται μηδενικό στοιχείο και είναι τέτοιο ώστε:

$$A + 0 = A \text{ για κάθε } A \text{ της } E$$

2β) Υπάρχει ένα στοιχείο 1 που ανήκει στο E, καλούμενο μοναδιαίο στοιχείο, τέτοιο ώστε:

$$A . 1 = A \text{ για κάθε } A \text{ της } E$$

### **Aξίωμα Τρίτο.**

3α) Για κάθε ζεύγος στοιχείων A και B που ανήκουν στο E έχομε:

$$A + B = B + A$$

3β) Για κάθε ζεύγος στοιχείων A και B που ανήκουν στο E έχομε:

$$A \cdot B = B \cdot A$$

### **Aξίωμα Τέταρτο.**

4α) Για κάθε τριάδα στοιχείων A, B, Γ που ανήκουν στο E έχομε:

$$A + (B \cdot \Gamma) = (A + B) \cdot (A + \Gamma)$$

4β) Για κάθε τριάδα στοιχείων A, B, Γ που ανήκουν στο E έχομε:

$$A \cdot (B + \Gamma) = A \cdot B + A \cdot \Gamma$$

### **Aξίωμα Πέμπτο.**

Για κάθε στοιχείο A της E υπάρχει πάντοτε ένα στοιχείο  $\bar{A}$  της E τέτοιο ώστε:

5α)  $A + \bar{A} = 1$

5β)  $A \cdot \bar{A} = 0$

### **Aξίωμα Εκτο.**

Στο E υπάρχουν τουλάχιστον δύο στοιχεία A και B τέτοια ώστε:

$$A \neq B$$

Παρατηρούμε ότι μεταξύ τους τα αξιώματα που τα χαρακτηρίζομε με δείκτη α και β υπάρχει ένας «δυισμός» αν αντικαταστήσομε την πράξη (+) με τη δυική της (.) και το στοιχείο 1 (ή 0) με το δυικό του 0 (ή 1).

Π.χ.-στο αξίωμα 5α ( $A + \bar{A} = 1$ ) αν αντικαταστήσομε το «+» με το «.» και το 1 με το 0, βρίσκομε ότι:

$A \cdot \bar{A} = 0$  που είναι ακριβώς το 5β.

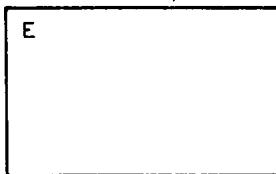
Η ιδιότητα αυτή της δυικότητας είναι χρήσιμη για την κατασκευή και απόδειξη των θεωρημάτων.

## **7.6 Άλγεβρα συνόλων.**

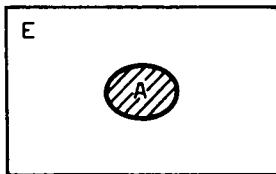
### **7.6.1 Διαγράμματα Venn.**

Στην άλγεβρα των συνόλων η κλάση E παριστάνει ένα βασικό σύνολο και τα στοιχεία A, B, Γ... παριστάνουν υποσύνολα του βασικού συνόλου E.

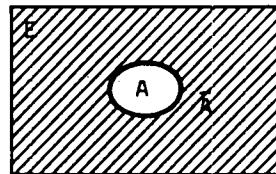
Το σύνολο «+» της άλγεβρας του Boole παριστάνει την «ένωση» συνόλων, το σύμβολο «.» την «τομή» συνόλων, το σύμβολο «—» το «συμπλήρωμα δοθέντος συνόλου ως προς το βασικό σύνολο Ε» και το «==>» την «ισότητα» συνόλων. Επίσης το μοναδιαίο στοιχείο παριστάνει το βασικό σύνολο Ε και το μηδενικό στοιχείο το κενό σύνολο. Το βασικό σύνολο Ε μπορεί επίσης να παριστάνει ένα σύνολο σημείων του επιπέδου τα οποία στοιχεία βρίσκονται μέσα σε ένα ορθογώνιο [σχ. 7.6(a)]. Το υποσύνολο A ή B μπορεί να παρασταθεί ως ένα σύνολο σημείων του Ε τα οποία περικλείονται μέσα σε μια κλειστή γραμμή [σχ. 7.6(a)(β)]. Αν A είναι ένα



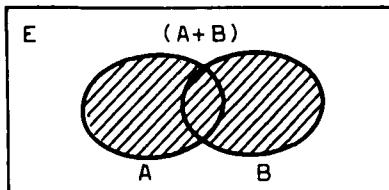
(a) Σύνολο Ε



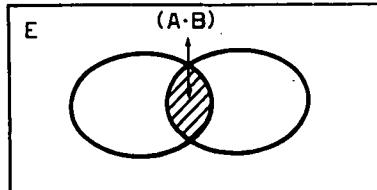
(b) Υποσύνολο A



(γ) Συμπλήρωμα A



(δ) A + B



(ε) A · B

### Σχ. 7.6.

υποσύνολο του Ε, τότε με A παριστάνομε το γραμμοσκιασμένο μέρος του Ε που δεν κατέχει το A [σχ. 7.6(β)]. Με A + B παριστάνομε το γραμμοσκιασμένο τμήμα που αποτελείται από τη συνένωση των δυο συνόλων A και B [σχ. 7.6(δ)]. Τέλος με A · B παριστάνομε το κοινό μέρος των δυο συνόλων [σχ. 7.6(ε)]. Δηλαδή την τομή των δυο συνόλων.

#### ΠΙΝΑΚΑΣ 7.6.1.

*Αντιστοιχία της άλγεβρας Boole και της άλγεβρας Συνόλων*

Άλγεβρα Boole	Άλγεβρα Συνόλων
0	Ø (Κενό σύνολο)
1	Ε (Βασικό σύνολο)
+	∪ (Ένωση συνόλων)
·	∩ (Τομή συνόλων)
̄	ρ' (Συμπλήρωμα συνόλου)

Τα παραπάνω διαγράμματα του σχήματος καλούνται «διαγράμματα Νεπο». Στα διαγράμματα Νεπο δύο σύνολα A και B είναι ίσα όταν κατέχουν ακριβώς την ίδια περιοχή του E.

### 7.6.2 Σχέση μεταξύ άλγεβρας του Boole και άλγεβρας συνόλων.

Ο πίνακας 2.3.1 μας δίνει την αντιστοιχία των συμβόλων μεταξύ της άλγεβρας του Boole και της άλγεβρας των συνόλων.

### 7.7. Άλγεβρα Λογικής – Πίνακες Αληθείας.

Στην άλγεβρα της λογικής η κλάση Ε παριστάνει το σύνολο όλων των δυνατών προτάσεων και τα A, B, Γ, ... παριστάνουν τις προτάσεις. Κάθε πρόταση, όπως π.χ. «Το χιόνι είναι δάπρο», «Το άθροισμα των γωνιών παντός τριγώνου είναι 180°», «Το 5 είναι άρτιος» θεωρείται ότι μπορεί να είναι αληθής ή ψευδής.

Αν μια πρόταση «A» είναι αληθής, λέμε ότι έχει τιμή 1 και γράφομε  $A = 1$ , αντίθετα αν είναι ψευδής λέμε ότι έχει τιμή 0 και γράφομε  $A = 0$ . Όταν έχομε δύο προτάσεις A και B είναι δυνατόν και οι δύο να είναι αληθείς ή και οι δύο ψευδείς ή η A αληθής και η B ψευδής ή η A ψευδής και η B αληθής.

Όταν και οι δύο προτάσεις είναι αληθείς ή ψευδείς τότε λέμε ότι οι προτάσεις είναι ίσες.

Οι τέσσερεις αυτές περιπτώσεις δίνονται παραστατικά από τον πίνακα 7.7.1.

**ΠΙΝΑΚΑΣ 7.7.2.**

Προτάσεις		
A	B	Γ
0	0	0
0	0	1
0	1	0
0	1	1
1	0	0
1	0	1
1	1	0
1	1	1

**ΠΙΝΑΚΑΣ 7.7.1.**

Προτάσεις	
A	B
0	0
0	1
1	0
1	1

Από τον τελευταίο αυτόν συνδυασμό είναι προφανές ότι αν έχομε τρεις προτάσεις A, B, Γ θα έχομε 8 δυνατές περιπτώσεις (πίνακας 7.7.2). Γενικά για n προτάσεις θα έχομε  $2^n$  δυνατές περιπτώσεις συνδυασμών των τιμών των.

Στην άλγεβρα της λογικής το σύμβολο «+» παριστάνει το λογικό «Η», το σύμβολο «.» παριστάνει το λογικό «ΚΑΙ», το σύμβολο «—» το λογικό «ΟΧΙ» και το σύμβολο «=» την ισότητα των προτάσεων.

Η πρόταση  $(A + B)$  είναι ψευδής μόνον όταν και οι δυο προτάσεις είναι ψευδείς (πίνακας 7.7.3). Η πρόταση  $(A \cdot B)$  (πίνακας 7.7.4) είναι αληθινή όταν και οι δυο προτάσεις είναι αληθινές. Τέλος η πρόταση  $A$  είναι αληθής όταν η  $A$  είναι ψευδής και ψευδής όταν η  $A$  είναι αληθής (πίνακας 7.7.5).

Όταν σε έναν πίνακα που περιλαμβάνονται όλοι οι δυνατοί συνδυασμοί τιμών για ένα αριθμό προτάσεων και δίνεται για κάθε συνδυασμό η τιμή μιας παραστάσεως η οποία περιλαμβάνει μία ή περισσότερες από αυτές τις προτάσεις καλείται «ΠΙΝΑΚΑΣ ΑΛΗΘΕΙΑΣ» αυτών των προτάσεων.

**ΠΙΝΑΚΑΣ 7.7.3.**

A	B	$A + B$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

**ΠΙΝΑΚΑΣ 7.7.4.**

A	B	$A \cdot B$
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

**ΠΙΝΑΚΑΣ 7.7.5.**

A	$\bar{A}$
0	1
0	1
1	0
1	0

Η αντιστοιχία μεταξύ των συμβόλων της άλγεβρας του Boole και άλγεβρας της λογικής δίνεται από τον πίνακα 7.7.6.

**ΠΙΝΑΚΑΣ 7.7.6.**

Άλγεβρα Boole	Άλγεβρα λογικής
«+»	«Η»
«.»	«ΚΑΙ»
«—»	«ΟΧΙ»

### Θεωρήματα άλγεβρας Boole.

Μετά την εισαγωγή των αξιωμάτων που έχομε ήδη αναφέρει στην παράγραφο 7.5 υπάρχουν πολλά είδη θεωρημάτων τα οποία προέρχονται από αυτά, μερικά των οποίων αναφέρομε παρακάτω.

Η απόδειξη των θεωρημάτων αυτών είναι δυνατόν να γίνει με τα προαναφερθέντα αξιώματα, με τα διαγράμματα Venn, με τους πίνακες αληθείας και με τα κυκλώματα των διακοπών.

Τα σπουδαιότερα από τα θεωρήματα αυτά είναι:

**1. Θεώρημα μοναδικότητας.**

- α) Το στοιχείο 1 είναι μοναδικό.
- β) Το στοιχείο 0 είναι μοναδικό.
- γ) Τό  $\bar{A}$  του A είναι μοναδικό.

**2. Θεώρημα διπλής αρνήσεως.**

$$\overline{\overline{A}} = \bar{\bar{A}} = A$$

**3. Θεώρημα του De Morgan.**

- α)  $\overline{(A + B)} = \bar{A} \cdot \bar{B}$
- β)  $\overline{(A \cdot B)} = \bar{A} + \bar{B}$

**4. Θεώρημα συμπληρώματος.**

- α)  $A + \bar{A} = 1$
- β)  $A \cdot \bar{A} = 0$

**5. Θεώρημα αυτοενώσεως και αυτοτομής.**

- α)  $A + A = A$
- β)  $A \cdot A = A$

**6. Θεώρημα κυριαρχικότητας.**

- α)  $A + 1 = 1$
- β)  $A \cdot 0 = 0$

**7. Θεώρημα απορροφητικότητας.**

- α)  $A \cdot (A + B) = A$
- β)  $A + (A \cdot B) = A$

**8. Θεώρημα αντιμεταθέσεως.**

- α)  $A + B = B + A$
- β)  $A \cdot B = B \cdot A$

**9. Θεώρημα προσεταιρισμού.**

- α)  $A + (B + \Gamma) = (A + B) + \Gamma$
- β)  $A \cdot (B \cdot \Gamma) = (A \cdot B) \cdot \Gamma$

**10. Θεώρημα επιμερισμού.**

- α)  $A \cdot (\bar{A} + B) = A \cdot B$
- β)  $A + \bar{A} \cdot B = A + B$

## 11. Θεωρήματα μηδενός και μονάδας.

a)  $A + 0 = A$

β)  $A \cdot 1 = A$

και

a)  $A + 1 = A$

β)  $A \cdot 0 = 0$

Στα παραπάνω θεωρήματα τα α και β αποτελούν δυικά θεωρήματα.

Πράγματι, αν αποδείξουμε ένα θεώρημα, αμέσως μπορούμε να κατασκευάσουμε το δυικό του θεώρημα, αν αντικαταστήσουμε την πράξη «+» με την πράξη «·» και αντίστροφα καθώς και το 0 (ή 1) με το 1 (ή 0) καθώς και αν αντικαταστήσουμε κάθε στοιχείο με το συμπλήρωμά του.

### 7.7.1 Αποδείξεις των θεωρημάτων με τη βοήθεια των αξιωμάτων.

#### Θεώρημα Πρώτο.

α) Έστω ότι υπάρχουν δύο στοιχεία  $y_1$  και  $y_2$  για τα οποία ισχύουν:  $A \cdot y_1 = A$  και  $A \cdot y_2 = A$  για κάθε  $A$ . Αν στην πρώτη θέσουμε όπου  $A = y_2$  και στη δεύτερη όπου  $A = y_1$ , τότε έχουμε:

$$y_2 \cdot y_1 = y_2 \quad \text{και} \quad y_1 \cdot y_2 = y_1$$

Αλλά με βάση το αξίωμα 3β της παραγράφου 2.2 έχουμε:  $y_2 = y_1$ .

β) Έστω ότι υπάρχουν δύο στοιχεία  $x_1$  και  $x_2$  για τα οποία ισχύουν  $A + x_1 = A$  και  $A + x_2 = A$ . Αν θέσουμε όπου  $A = x_2$  στην πρώτη και  $A = x_1$  στη δεύτερη ισότητα, τότε έχουμε:

$$x_2 + x_1 = x_2 \quad \text{και} \quad x_1 + x_2 = x_1$$

Αλλά με βάση το αξίωμα 3β της παραγράφου 2.2 έχουμε:  $x_2 = x_1$ .

γ) Έστω ότι το  $A$  έχει δύο συμπληρώματα το  $\bar{A}_1$  και  $\bar{A}_2$  ώστε  $A + \bar{A}_1 = A + \bar{A}_2 = 1$  και  $A \cdot \bar{A}_1 = A \cdot \bar{A}_2 = 0$ . Τότε θα έχουμε:

$$\begin{aligned} \bar{A}_2 &= 1 - \bar{A}_1 = (A + \bar{A}_1) \cdot \bar{A}_2 = A\bar{A}_2 + \bar{A}_1 \cdot \bar{A}_2 \\ &= 0 + \bar{A}_1 \cdot \bar{A}_2 = \bar{A}_1 \cdot A + \bar{A}_1 \cdot \bar{A}_2 \\ &= \bar{A}_1 (A + \bar{A}_2) = \bar{A}_1 \cdot 1 = \bar{A}_1 \end{aligned}$$

Άρα  $\bar{A}_2 = \bar{A}_1$ .

Από την τελευταία σχέση συνάγεται ότι υπάρχει ένα μόνο συμπλήρωμα του  $A$ .

#### Θεώρημα Δεύτερο.

Από τις γνωστές σχέσεις  $A + \bar{A} = 1$  και  $A \cdot \bar{A} = 0$  συνεπάγεται ότι ένα συμπλήρωμα του  $\bar{A}$  ισούται με το  $A$ . Δηλαδή  $(\bar{A}) = A$ .

### Θεώρημα Τρίτο.

Για την απόδειξη του θεωρήματος του De Morgan αρκεί να δείξουμε ότι:

$$(A + B) + \bar{A} \cdot \bar{B} = 1 \text{ καὶ } (A + B) \cdot (\bar{A} \cdot \bar{B}) = 0$$

a)  $(A + B) + \bar{A} \cdot \bar{B} = [(A + B) + \bar{A}] \cdot [(A + B) + \bar{B}] = [(A + \bar{A}) + B] \cdot$

$$[(B + \bar{B}) + A] = (1 + B) \cdot (1 + A) = 1 \cdot 1 = 1.$$

b)  $(A + B) \cdot (\bar{A} \cdot \bar{B}) = A \cdot (\bar{A} \cdot \bar{B}) + B \cdot (\bar{A} \cdot \bar{B}) = (A \cdot \bar{A}) \cdot \bar{B} + (B \cdot \bar{B}) \cdot$

$$\bar{A} = 0 \cdot \bar{B} + 0 \cdot \bar{A} = 0 + 0 = 0$$

### Θεώρημα Τέταρτο.

a)  $A + A \cdot B = A$ .

Έχουμε:  $A + A \cdot B = A \cdot 1 + A \cdot B = A \cdot (1 + B) = A \cdot 1 = A$

b)  $A \cdot (A + B) = A$ .

Έχουμε:  $A \cdot (A + B) = A \cdot A + A \cdot B = A + A \cdot B = A$

### Θεώρημα Πέμπτο.

a)  $A + A = A$ .

Έχουμε:  $A + A = (A + A) \cdot 1 = (A + A) \cdot (A + \bar{A}) = A + A \cdot \bar{A} = A + 0 = A$

b)  $A \cdot A = A$ .

Ομοίως:  $A \cdot A = A \cdot A + 0 = A \cdot A + A \cdot \bar{A} = A (A + \bar{A}) = A \cdot 1 = A$

### Θεώρημα Εκτο.

a)  $A + 1 = 1$ .

Έχουμε:  $A + 1 = (A + 1) \cdot 1 = (A + 1) \cdot (A + \bar{A}) = A + \bar{A} + 1 = A + \bar{A} = 1$

b)  $A \cdot 0 = 0$ .

Ομοίως:  $A \cdot 0 = A \cdot (A \cdot \bar{A}) = (A \cdot A) \cdot \bar{A} = A \cdot \bar{A} = 0$

Αν χρησιμοποιήσουμε τα αξιώματα της παραγράφου 2.2 μπορούμε να αποδείξουμε και τα υπόλοιπα θεωρήματα.

#### Άσκηση.

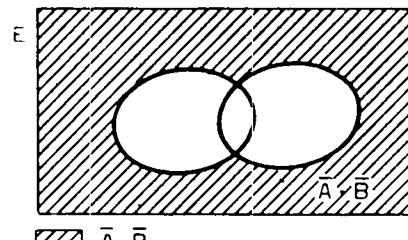
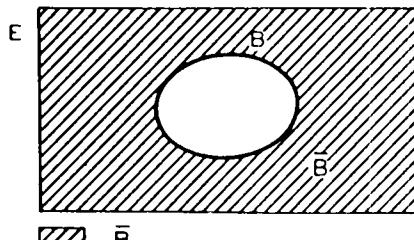
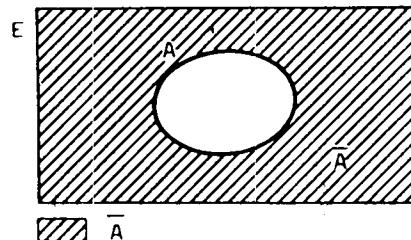
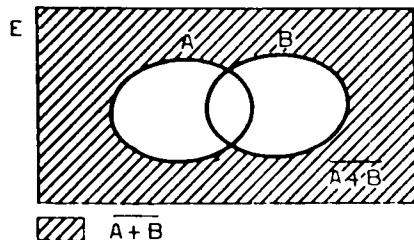
Να αποδειχθούν τα υπόλοιπα θεωρήματα με τη βοήθεια των αξιωμάτων.

#### 7.7.2 Απόδειξη θεωρημάτων με τα διαγράμματα του Venn.

Η απόδειξη ενός θεωρήματος με τη βοήθεια του διαγράμματος Venn επιτυγχάνεται με την ταύτιση των επιφανειών που καλύπτουν οι παραστάσεις κάθε μέλους μιας ισότητας.

#### a) Θεώρημα του De Morgan.

Από τα διαγράμματα του σχήματος 7.7α διαπιστώνεται ότι οι γραμμοσκιασμέ-



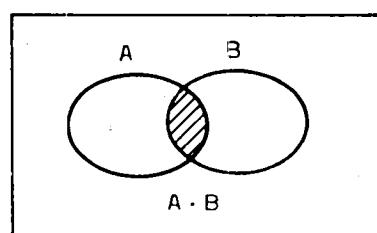
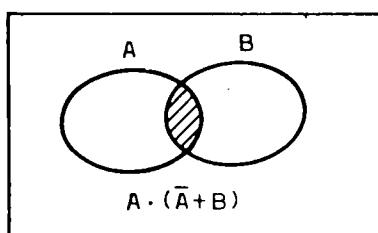
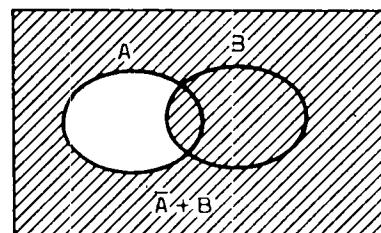
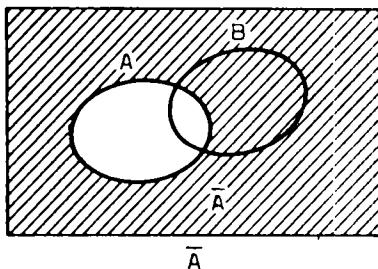
Σχ. 7.7α.

νες επιφάνειες  $\bar{A} + B$  και  $\bar{A} \cdot \bar{B}$  είναι ίδιες.

Άρα  $\bar{A} + B = \bar{A} \cdot \bar{B}$

### Β) Θεώρημα του επιμερισμού.

Από τα διαγράμματα του σχήματος 7.7β διαπιστώνομε ότι οι γραμμοσκιασμένες επιφανειες  $A \cdot (\bar{A} + B)$  και  $A \cdot B$  ταυτίζονται.

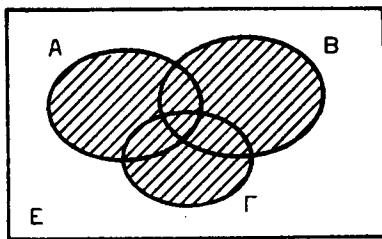


Σχ. 7.7β.

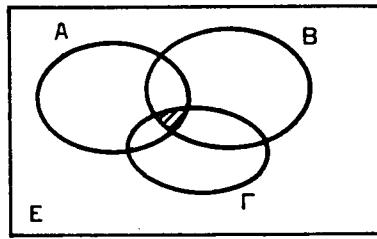
$$\text{Άρα } A \cdot (\bar{A} + B) = A \cdot B$$

γ) Θεώρημα του προσεταιρισμού (σχ. 7.7γ).

Η ένωση και η τομή τριών συνόλων είναι ανεξάρτητος από τη σειρά της ενώσεως ή τομής των συνόλων. Η απόδειξη θεωρημάτων με τους πίνακες αληθείας και με τα κυκλώματα των διακοπών αναφέρεται στο κεφάλαιο 3.



$$A + (B + \Gamma) = (A + B) + \Gamma$$



$$A \cdot (B \cdot \Gamma) = (A \cdot B) \cdot \Gamma$$

Σχ. 7.7γ.

### 7.8 Άλγεβρα διακοπών.

Στην άλγεβρα των διακοπών ως κλάση Ε θεωρούμε το σύνολο των διακοπών  $A, B, \Gamma, \dots$  ενός συστήματος.

Στην αρχή η άλγεβρα του Boole αφορούσε περιγραφές προτάσεων των οποίων οι απαντήσεις ήταν αληθινές ή ψεύτικες.

Αργότερα όμως ο E. Shannnon (1916) την εχρησιμοποίησε στην ανάλυση των ηλεκτρικών κυκλωμάτων πολλών επαφών όπως π.χ. στα τηλεφωνικά κυκλώματα τα οποία ήταν δύνατό να είναι ανοικτά ή κλειστά.

Η άλγεβρα του Boole βρίσκει μεγάλη εφαρμογή στους Η/Υ. Συγκρινόμενη με τη συνηθισμένη (κλασική) άλγεβρα είναι πολύ απλή. Όπως είδαμε στην άλγεβρα, οι μεταβλητές λαμβάνουν μόνοι δύο τιμές 0 ή 1. Τέτοιες μεταβλητές λέγονται **δίπτυχα στοιχεία ή λογικές μεταβλητές του Boole**.

Με τους αριθμούς 0 και 1 μπορεί να γίνει μια αντιστοιχία με κύκλωμα ανοικτό ή κλειστό, ή ακόμα με εσφαλμένη ή αληθινή κατάσταση ενός κυκλώματος, γιατί οι καταστάσεις αυτές από τη φύση τους είναι δυαδικές.

Για να αποδείξουμε μερικά βασικά θεωρήματα στην άλγεβρα του Boole, θα χρησιμοποιήσουμε ορισμένα κυκλώματα με διακόπτες.

Όταν σε ένα κύκλωμα ο διακόπτης  $A$  π.χ. είναι ανοικτός, τότε λέμε ότι έχει τιμή  $A = 0$ , αν όμως είναι κλειστός, τότε λέμε ότι έχει τιμή  $A = 1$ . Όπως γνωρίζουμε υπάρχουν κυκλώματα που έχουν τους διακόπτες σε παράλληλη θέση και κυκλώματα που έχουν τους διακόπτες σε σειρά.

Όταν θα έχομε ένα κύκλωμα με διακόπτες σε παράλληλη θέση, τότε το κύκλωμα θα καλείται και κύκλωμα «Η» και θα το συμβολίζουμε με την πράξη «+», ενώ το κύκλωμα με διακόπτες σε σειρά θα καλείται κύκλωμα «ΚΑΙ» και θα το συμβολίζουμε με την πράξη «·».

Στη συνέχεια περιγράφομε συνδυασμούς τέτοιων διακοπών.

## 7.9 Κυκλώματα διακοπών.

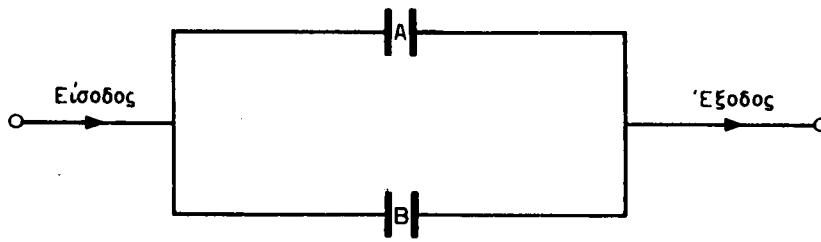
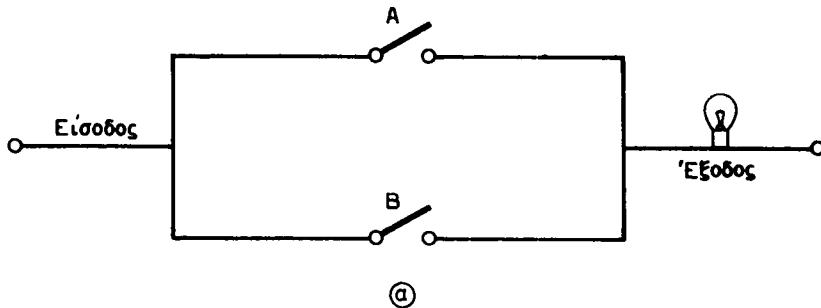
### 7.9.1 Κύκλωμα «Η» ή κύκλωμα εν παραλλήλω.

Από το σχήμα 7.9α διαπιστώνομε ότι:

- α) Αν και οι δυο διακόπτες A και B είναι ανοικτοί, τότε η λάμπα δεν ανάβει (σχ. 7.9β).

$$\text{Α ανοικτός} + \text{Β ανοικτός} = \text{Λάμπα δεν ανάβει}$$

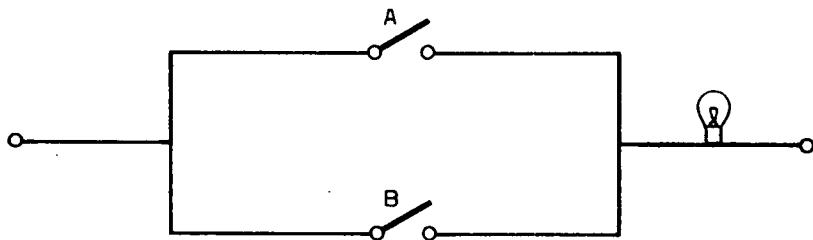
$$0 + 0 = 0$$



Ⓑ

**Σχ. 7.9α.**

Παράσταση του κυκλώματος «Η». Τα (a) και (b) συμβολίζουν το ίδιο κύκλωμα. Μπορούμε να χρησιμοποιήσομε το ένα ή το άλλο?



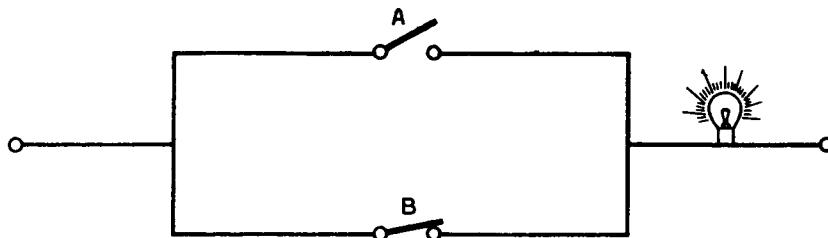
**Σχ. 7.9β.**

\* Στο σχήμα 7.9α οι διακόπτες παριστάνονται κατά γενικό τρόπο ανεξάρτητα αν αυτοί είναι ανοικτοί ή κλειστοί. Με A συμβολίζομε διακόπτη κλειστό και με Β διακόπτη ανοικτό ή και αντιστρόφως.

β) Αν Α διακόπτης ανοικτός και Β διακόπτης κλειστός, τότε η λάμπα ανάβει (σχ. 7.9γ).

$$\text{Α ανοικτός} + \text{Β κλειστός} = \text{Λάμπα ανάβει}$$

$$0 + 1 = 1$$

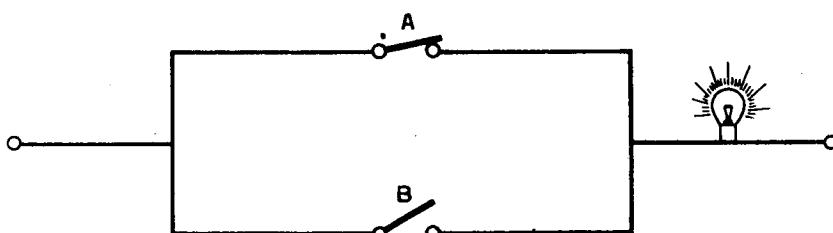


Σχ. 7.9γ.

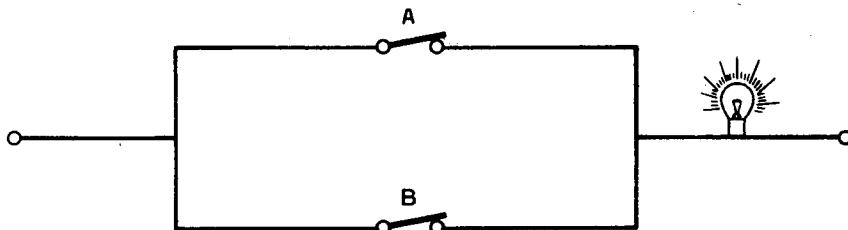
γ) Αν Α διακόπτης κλειστός και Β διακόπτης ανοικτός, τότε η λάμπα ανάβει (σχ. 7.9δ).

$$\text{Α κλειστός} + \text{Β ανοικτός} = \text{Λάμπα ανάβει}$$

$$1 + 0 = 1$$



Σχ. 7.9δ.



Σχ. 7.9ε.

δ) Αν και οι δυο διακόπτες κλειστοί, τότε η λάμπα ανάβει (σχ. 7.9ε).

$$\text{Α κλειστός} + \text{Β κλειστός} = \text{Λάμπα ανάβει}$$

$$1 + 1 = 1$$

Επομένως στο κύκλωμα «Η» έχουμε:

$$0 + 0 = 0$$

$$0 + 1 = 1$$

$$1 + 0 = 1$$

$$1 + 1 = 1$$

Παρατηρούμε ότι οι συνδυασμοί αυτοί των τιμών είναι οι ίδιοι με τον πίνακα αληθείας 7.7.1 της παραγράφου 7.7.

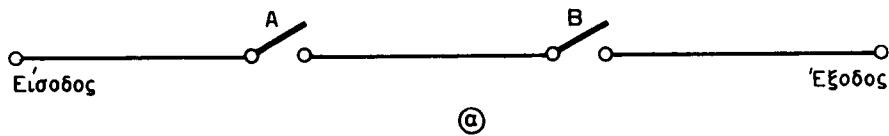
### 7.9.2 Κύκλωμα «ΚΑΙ» – Διακόπτες σε σειρά.

Από το σχήμα 7.9ζ διαπιστώνομε ότι:

- α) Αν και οι δύο διακόπτες A και B είναι ανοικτοί, τότε η λάμπα δεν ανάβει (σχ. 7.9ζ).

**A ανοικτός      B ανοικτός = Λάμπα δεν ανάβει**

$$0 \quad 0 \quad = \quad 0$$



Ⓐ



Ⓑ

Σχ. 7.9στ.

Παράσταση του κυκλώματος «ΚΑΙ». Τα (α) και (β) είναι συμβολισμοί για το ίδιο κύκλωμα. Μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε το ένα ή το άλλο.



Σχ. 7.9ζ.

- β) Αν διακόπτης A ανοικτός και B κλειστός τότε η λάμπα δεν ανάβει (σχ. 7.9η).

**A ανοικτός . B κλειστός = Λάμπα δεν ανάβει**

$$0 \quad \cdot \quad 1 \quad = \quad 0$$



Σχ. 7.9η.

γ) Αν διακόπτης Α κλειστός και Β ανοικτός, η λάμπα δεν ανάβει (σχ. 7.9θ).

Α κλειστός      Β ανοικτός =      Λάμπα δεν ανάβει

$$1 \quad 0 \quad = \quad 0$$



Σχ. 7.9θ.

δ) Αν και οι δυο διακόπτες Α και Β είναι συγχρόνως κλειστοί, τότε η λάμπα ανάβει (σχ. 7.9ι).

Α κλειστός      Β κλειστός =      Λάμπα ανάβει

$$1 \quad 1 \quad = \quad 1$$



Σχ. 7.9ι.

Συνεπώς στο κύκλωμα «ΚΑΙ» έχομε:

$$\begin{aligned} 0 \cdot 0 &= 0 \\ 0 \cdot 1 &= 0 \\ 1 \cdot 0 &= 0 \\ 1 \cdot 1 &= 1 \end{aligned}$$

## 7.10 Πίνακες Αληθείας.

Τα αξιώματα και θεωρήματα της άλγεβρας του Boole αποδεικνύονται με τη βοήθεια των πινάκων αληθείας (βλέπε παράγραφο 7.7) στους οποίους ελέγχομε όλες τις δυνατές περιπτώσεις τιμών των μεταβλητών.

### **Παραδείγματα.**

$$\text{a) } A + B = B + A, \quad A \cdot B = B \cdot A$$

Από τον πίνακα 7.10.1 φαίνεται ότι οι στήλες  $A + B$ ,  $B + A$ ,  $A \cdot B$ ,  $B \cdot A$  σε όλες τις περιπτώσεις είναι:

$$A + B = B + A \text{ καὶ } A \cdot B = B \cdot A.$$

**ΠΙΝΑΚΑΣ 7.10.1.**

A	B	$A + B$	$B + A$	$A \cdot B$	$B \cdot A$
0	0	0	0	0	0
1	1	1	1	0	0
1	0	1	1	0	0
1	1	1	1	1	1

$$\text{β) } A + (B + \Gamma) = (A + B) + \Gamma$$

$$A \cdot (B \cdot \Gamma) = (A \cdot B) \cdot \Gamma$$

**ΠΙΝΑΚΑΣ 7.10.2.**

A	B	$\Gamma$	$B + \Gamma$	$A + (B + \Gamma)$	$A + B$	$(A + B) + \Gamma$
0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	1	0	1
0	1	0	1	1	1	1
0	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	1
1	0	1	1	1	1	1
1	1	0	1	1	1	1
1	1	1	1	1	1	1

Από τον πίνακα 7.10.2 διαπιστώνεται ότι  $A + (B + \Gamma) = (A + B) + \Gamma$ .

**ΠΙΝΑΚΑΣ 7.10.3.**

A	B	$\Gamma$	$B \cdot \Gamma$	$A \cdot (B \cdot \Gamma)$	$A \cdot B$	$(A \cdot B) \cdot \Gamma$
0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	0
0	1	0	0	0	0	0
0	1	1	1	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0
1	1	0	0	0	1	0
1	1	1	1	1	1	1

Από τον πίνακα 7.10.3 διαπιστώνεται ότι  $A \cdot (B \cdot \Gamma) = (A \cdot B) \cdot \Gamma$ .

$$\text{γ) } A + (B \cdot \Gamma) = (A + B) \cdot (A + \Gamma)$$

$$A \cdot (B + \Gamma) = (A \cdot B) + (A \cdot \Gamma)$$

**ΠΙΝΑΚΑΣ 7.10.4.**

A	B	$\Gamma$	$B \cdot \Gamma$	$A + (B \cdot \Gamma)$	$A + B$	$A + \Gamma$	$(A + B) \cdot (A + \Gamma)$
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	1	0
0	1	0	0	0	1	0	0
0	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	1	1
1	0	1	0	1	1	1	1
1	1	0	0	1	1	1	1
1	1	1	1	1	1	1	1

**ΠΙΝΑΚΑΣ 7.10.5.**

A	B	G	B + G	A · (B + G)	A · B	A · G	(A · B) + (A · G)
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0	0	0
0	1	1	1	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	1	1	0	1	1
1	1	0	1	1	1	0	1
1	1	1	1	1	1	1	1

Από τους πίνακες 7.10.4 και 7.10.5 διαπιστώνεται ότι σε όλες τις περιπτώσεις έχομε:

$$A + (B \cdot G) = (A + B) \cdot (A + G)$$

$$A \cdot (B + G) = (A \cdot B) + (A \cdot G)$$

$$\delta) A + 0 = A$$

$$A \cdot 1 = A$$

$$A + 1 = 1$$

$$A \cdot 0 = 0$$

**ΠΙΝΑΚΑΣ 7.10.6.**

A	0	A + 0
0	0	0 (= A)
1	0	1 (= A)

A	1	A · 1
0	1	0 (= A)
1	1	1 (= A)

A	1	A + 1
0	1	1
1	1	1

A	0	A · 0
0	0	0
1	0	0

ε)

$$A + \bar{A} = 1$$

$$A \cdot \bar{A} = 0$$

**ΠΙΝΑΚΑΣ 7.10.7.**

A	$\bar{A}$	$A + \bar{A}$
0	1	1
1	0	1

A	$\bar{A}$	$A \cdot \bar{A}$
0	1	0
1	0	0

$$\text{στ)} \quad (\overline{A + B}) = \overline{A} \cdot \overline{B}$$

$$(\overline{A \cdot B}) = \overline{A} + \overline{B}$$

ΠΙΝΑΚΑΣ 7.10.8.

A	B	A + B	$\overline{A + B}$	$\overline{A}$	$\overline{B}$	$\overline{A} \cdot \overline{B}$	A · B	$\overline{A} \cdot \overline{B}$	$\overline{A + B}$
0	0	0	1	1	1	1	0	1	1
0	0	0	1	1	1	1	0	1	1
0	1	1	0	1	0	0	0	1	1
0	1	1	0	1	0	0	0	1	1
1	0	1	0	0	1	0	0	1	1
1	0	1	0	0	1	0	0	1	1
1	1	1	0	0	0	0	1	0	0
1	1	1	0	0	0	0	1	0	0

Από τον πίνακα 7.10.8 έχουμε:

$$(\overline{A + B}) = \overline{A} \cdot \overline{B} \text{ και } (\overline{A \cdot B}) = \overline{A} + \overline{B}$$

#### Ασκήσεις.

Με τη βοήθεια των πινάκων αληθείας, να αποδείξετε την αλήθεια των παρακάτω παραστάσεων.

- $AB + \bar{A}B + A\bar{B} = \bar{A} + B$
- $AB\Gamma + A\Gamma + B\Gamma = A + B + \Gamma$
- $AB + \Gamma\bar{B} + A\Gamma = AB + \bar{B}\Gamma$

#### 7.11 Απλοποίησεις Λογικών Παραστάσεων.

Δίνεται ο πίνακας 7.11.1.

ΠΙΝΑΚΑΣ 7.11.1.

A	B	$\bar{A}$	$\bar{A} \cdot B$	$A + \bar{A} \cdot B$	$A + B$
0	0	1	0	0	0
0	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1
1	1	0	0	1	1

Από τον πίνακα 7.11.1 που μας δίνει την ισότητα  $A + \bar{A} \cdot B = A + B$  (1) διαπιστώνομε ότι σε κάθε αλγεβρική παράσταση αντιστοιχεί και ένας πίνακας αληθείας. Από τον πίνακα διαπιστώνομε ότι κάθε παράσταση μπορεί να δοθεί με απλούστερη μορφή και να είναι ισοδύναμη με την αρχική της παράσταση. Για να βρούμε την απλοποιημένη μορφή μιας αλγεβρικής παραστάσεως χρησιμοποιούμε εκτός από τους πίνακες αληθείας τα αξιώματα και θεωρήματα της άλγεβρας του Boole.

Η μέθοδος αυτή απλοποιήσεως καλείται αλγεβρική.

Με την απλοποίηση αυτή η άλγεβρα του Boole γίνεται απαραίτητο εφόδιο για την κατασκευή απλουστέρων λογικών κυκλωμάτων.

Παρακάτω δίνομε απλοποιήσεις ορισμένων παραστάσεων με τη βοήθεια των αξιωμάτων και των θεωρημάτων της άλγεβρας του Boole. Εκτός από την παραπάνω μέθοδο, υπάρχουν και άλλοι τρόποι απλοποιήσεως παραστάσεων όπως π.χ. οι πίνακες Karnaugh με τους οποίους δεν θα ασχοληθούμε τώρα.

### **Ασκήσεις.**

#### **A' ομάδα.**

a) Να απλοποιηθούν οι παραστάσεις  $A + \bar{A} \cdot B$

#### **Απόδειξη.**

$$\text{Έχομε } A + \bar{A} \cdot B = (A + \bar{A}) (A + B) = \text{Θεώρημα επιμερισμού.}$$

$$= 1 \cdot (A + B) = \text{Θεώρημα συμπληρώματος}$$

$$= A + B$$

$$\text{Άρα η παράσταση } A + \bar{A} \cdot B \text{ έλαβε την ισοδύναμη μορφή } A + B$$

b) Να απλοποιηθεί η παράσταση  $A \cdot B + \Gamma \cdot \bar{B} + A \cdot \Gamma$

$$A \cdot B + \Gamma \cdot \bar{B} + A \cdot \Gamma = (A \cdot B) \cdot 1 + (\Gamma \cdot \bar{B}) \cdot 1 + (A \cdot \Gamma) \cdot 1 =$$

$$= (A \cdot B) (\Gamma + \bar{\Gamma}) + (\Gamma \cdot \bar{B}) (A + \bar{A}) + (A \cdot \Gamma) (B + \bar{B})$$

$$= AB\Gamma + AB\bar{\Gamma} + A\bar{B}\Gamma + A\bar{B}\bar{\Gamma} + AB\Gamma + A\bar{B}\Gamma$$

$$= AB\Gamma + AB\bar{\Gamma} + A\bar{B}\Gamma + A\bar{B}\bar{\Gamma}$$

$$= AB (\Gamma + \bar{\Gamma}) + \bar{B}\Gamma (A + \bar{A})$$

$$= AB \cdot 1 + \bar{B} \cdot \Gamma \cdot 1$$

$$= A \cdot B + \bar{B} \cdot \Gamma$$

c)  $AB + \Gamma\bar{B}$

$$AB + \Gamma\bar{B} = AB + \Gamma\bar{B} + A\Gamma \text{ (με βάση το παράδειγμα β)}$$

$$AB + \Gamma\bar{B} + A\Gamma + \bar{B}\bar{B} \text{ διότι } B \cdot \bar{B} = 0 \text{ (παράγρ. 7.5, αξιώμα 5).}$$

$$= A (B + \Gamma) + \bar{B} (B + \Gamma)$$

$$= (A + \bar{B}) (B + \Gamma)$$

d)  $(A + B) (B + \Gamma) (\Gamma + A) =$

$$(A + B) (B + \Gamma) (\Gamma + A) = [(A + B) (B + \Gamma)] (\Gamma + A)$$

$$= (B + A\Gamma) (\Gamma + A)$$

$$= B\Gamma + BA + A\Gamma\Gamma + AA\Gamma =$$

$$= B\Gamma + BA + A\Gamma + A\Gamma$$

$$= B\Gamma + BA + A\Gamma$$

$$= B\Gamma + AB + A\Gamma$$

$$\begin{aligned}
 e) (\overline{AB} + \overline{\bar{A}\bar{B}}) &= (\overline{A} \cdot \overline{\bar{B}}) \cdot (\overline{\bar{A}} \cdot \overline{B}) = (\overline{A} + \overline{\bar{B}}) \cdot (\overline{\bar{A}} + \overline{B}) \\
 &= (\overline{A} + B) \cdot (A + \bar{B}) \\
 &= A\bar{A} + \overline{A}\bar{B} + BA + B\bar{B} = \\
 &= 0 + \overline{A}\bar{B} + AB + 0 \\
 &= \overline{A}\bar{B} + AB
 \end{aligned}$$

**B' ομάδα.**

a) Να απλοποιήσετε τη λογική παράσταση:

$$(A + \overline{AB})(A + B)$$

β) Ομοίως την παράσταση:

$$\overline{A}(B + \Gamma) \cdot (A + \bar{B} + \Gamma) \cdot (\overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \Gamma)$$

γ) Ομοίως  $\overline{A}\bar{B} + AB \cdot (A + B)$

δ) Ομοίως  $\overline{A}B\Gamma + AB\bar{\Gamma} + AB\Gamma + \overline{A}B$

ε) Ομοίως  $(\overline{A} + AB)(\overline{A} + B)$

στ) Ομοίως  $(\overline{A}\bar{B} + \overline{A}\bar{B})$

## 7.12 Εύρεση της Λογικής παραστάσεως όταν δίνεται το κύκλωμα διακοπών.

Έχουμε ήδη εξετάσει κυκλώματα διακοπών της μορφής «H» (διακόπτες εν παραλλήλω) και κυκλώματα της μορφής «KAI» (διακόπτες σε σειρά). Στους Η/Υ χρησιμοποιούμε εκτός από τα απλά κυκλώματα «H», «KAI» και σύνθετα κυκλώματα τα οποία είναι συνδυασμός των απλών κυκλωμάτων «H, KAI» ακριβώς ίδια με εκείνα που χρησιμοποιούνται για τη λειτουργία τηλεφώνων.

Θεωρούμε ότι κάθε διακόπτης αποτελεί μια μεταβλητή του Boole και μάλιστα όπως έχουμε αναφέρει σε προηγούμενο κεφάλαιο, ορίζουμε ότι ο κλειστός διακόπτης (διακόπτης που επιτρέπει τη διέλευση ρεύματος) έχει την τιμή 1 και ο ανοικτός διακόπτης (διακόπτης που δεν επιτρέπει τη διέλευση ρεύματος) την τιμή 0. Άρα κάθε συνδύασμός διακοπών αντιστοιχεί σε μια παράσταση της άλγεβρας του Boole. Παρακάτω αναφέρομε παραδείγματα με τα οποία φαίνεται αυτή η αντιστοιχία.

**Ασκήσεις.****A' ομάδα.**

α) Δίνεται το κύκλωμα διακοπών του σχήματος 7.12α. Να γραφεί η αλγεβρική παράσταση του Boole.

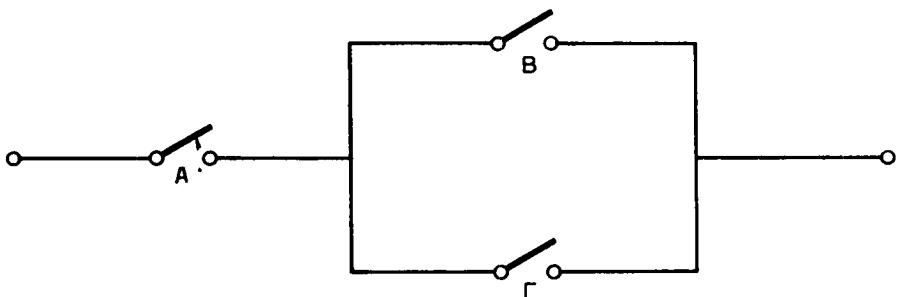
**Απάντηση.**

Επειδή οι διακόπτες B και Γ βρίσκονται σε παράλληλη θέση και αποτελούν κύκλωμα «H», συνδέονται μεταξύ τους ως  $(B + \Gamma)$ . Τέλος ο διακόπτης Α και ο όρος  $(B + \Gamma)$  βρίσκονται σε σειρά, αποτελούν το κύκλωμα «KAI» και συνδέονται μεταξύ τους ως  $A \cdot (B + \Gamma)$ . Άρα η ζητούμενη αλγεβρική παράσταση του κυκλώματος είναι  $A \cdot (B + \Gamma)$ .

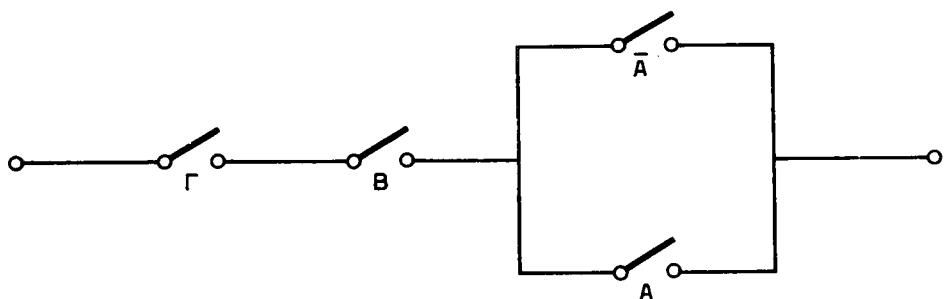
β) Δίνεται το κύκλωμα του σχήματος 7.12β. Να γραφεί η αλγεβρική του παράσταση.

**Απάντηση.**

Οι διακόπτες Α και  $\bar{A}$  αποτελούν το κύκλωμα «H». Άρα συνδέονται μεταξύ τους με την πράξη



Σχ. 7.12α.



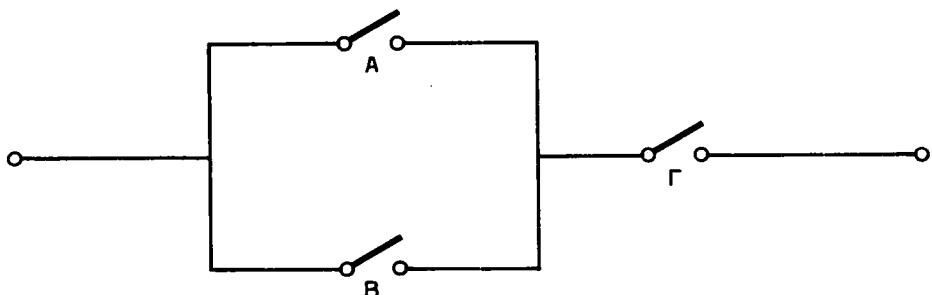
Σχ. 7.12β.

$+ (A + \bar{A})$ . Οι διακόπτες  $Γ$ ,  $B$  και  $(\bar{A} + A)$  αποτελούν κύκλωμα «ΚΑΙ» και συνδέονται με την πράξη «». Συνεπώς έχουμε  $Γ \cdot B \cdot (\bar{A} + A)$  που είναι και η ζητούμενη αλγεβρική παράσταση.

γ) Δίνεται το κύκλωμα του σχήματος 7.12γ. Να γραφεί η αλγεβρική του παράσταση.

#### Απάντηση.

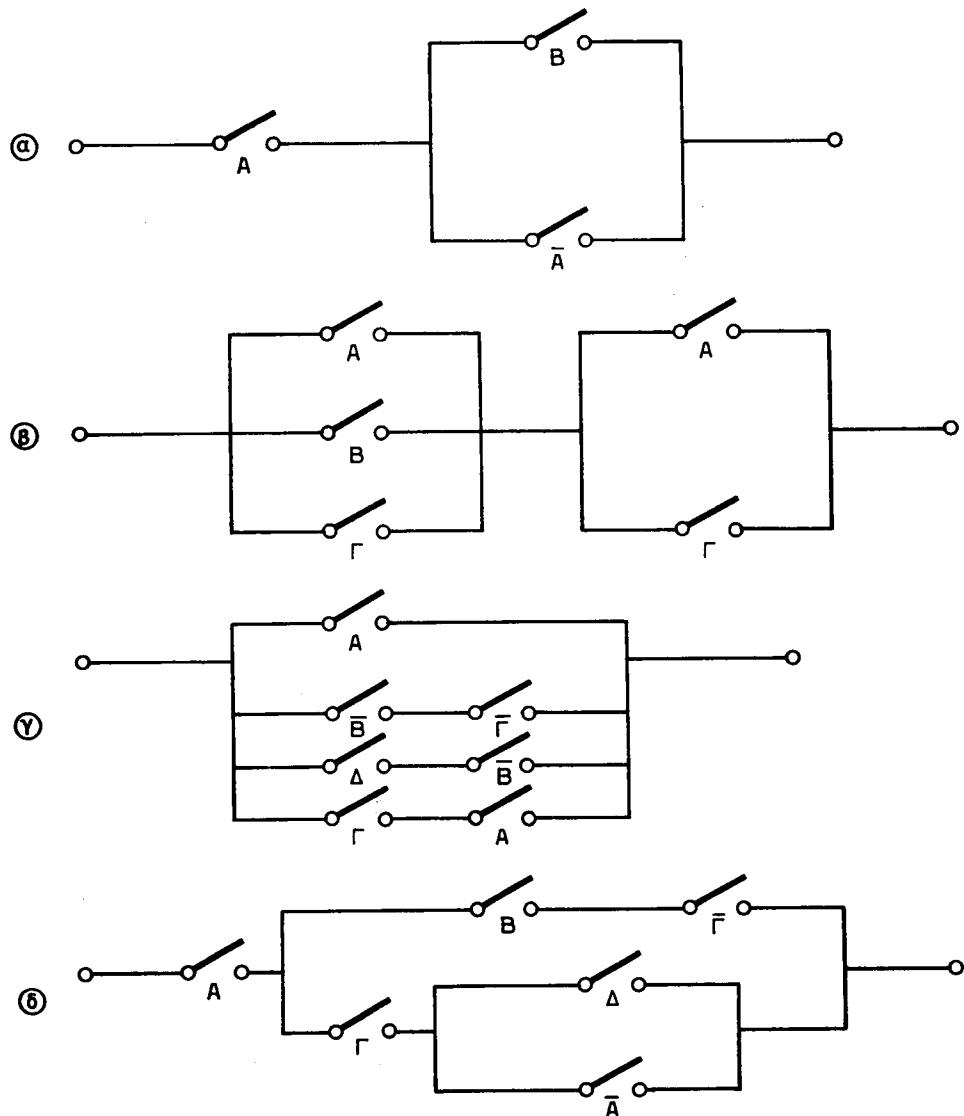
Οι διακόπτες  $A$ ,  $B$  αποτελούν το κύκλωμα «Η». Συνεπώς συνδέονται μεταξύ τους με την πράξη  $(A + B)$ . Ο διακόπτης  $Γ$  με τους διακόπτες  $(A + B)$  αποτελεί κύκλωμα «ΚΑΙ». Επομένως θα έχουμε  $(A + B) \cdot Γ$  που αποτελεί και τη ζητούμενη αλγεβρική εξίσωση του Boole.



Σχ. 7.12γ.

**Ασκήσεις.****B' ομάδα.**

Να γραφούν οι αλγεβρικές παραστάσεις του Boole των κυκλωμάτων του σχήματος 7.12δ.



Σχ. 7.12δ.

### 7.13 Κατασκευή κυκλώματος διακοπών από τη Λογική παράσταση.

Έχομε εξετάσει στην προηγούμενη παράγραφο πως μπορούμε από το κύκλωμα

να κατασκευάσομε την αλγεβρική παράσταση. Στην παράγραφο αυτή θα εξετάσουμε ακριβώς το αντίστροφο. Δηλαδή πώς από την αλγεβρική παράσταση μπορούμε να κατασκευάσομε το κύκλωμα διακοπών.

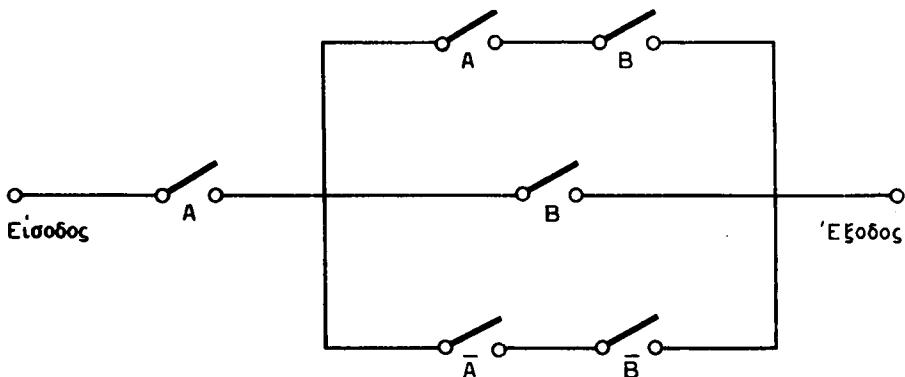
### Παράδειγμα.

Δίνεται η παράσταση:

$$A \cdot [(A \cdot B) + B + (\bar{A} \cdot \bar{B})]$$

Να κατασκευασθεί το κύκλωμα της.

Παρατηρούμε ότι στους όρους  $(A \cdot B)$  και  $(\bar{A} \cdot \bar{B})$  οι μεταβλητές  $A, B, \bar{A}, \bar{B}$  συνδέονται μεταξύ τους με την πράξη «.». Συνεπάγεται ότι αποτελούν απλά κυκλώματα «ΚΑΙ». Επίσης οι όροι  $(A \cdot B), B, (\bar{A} \cdot \bar{B})$  συνδέονται μεταξύ τους με την πράξη «+». Άρα αποτελούν κύκλωμα «ΗΙ». Τέλος ο διακόπτης  $A$  και ο όρος  $[(A \cdot B) + B + (\bar{A} \cdot \bar{B})]$  συνδέονται μεταξύ τους με την πράξη «.». Συνεπάγεται ότι αποτελούν νέο κύκλωμα «ΚΑΙ». Επομένως θα έχομε τη μορφή του σχήματος 7.13.



Σχ. 7.13.

### Ασκήσεις.

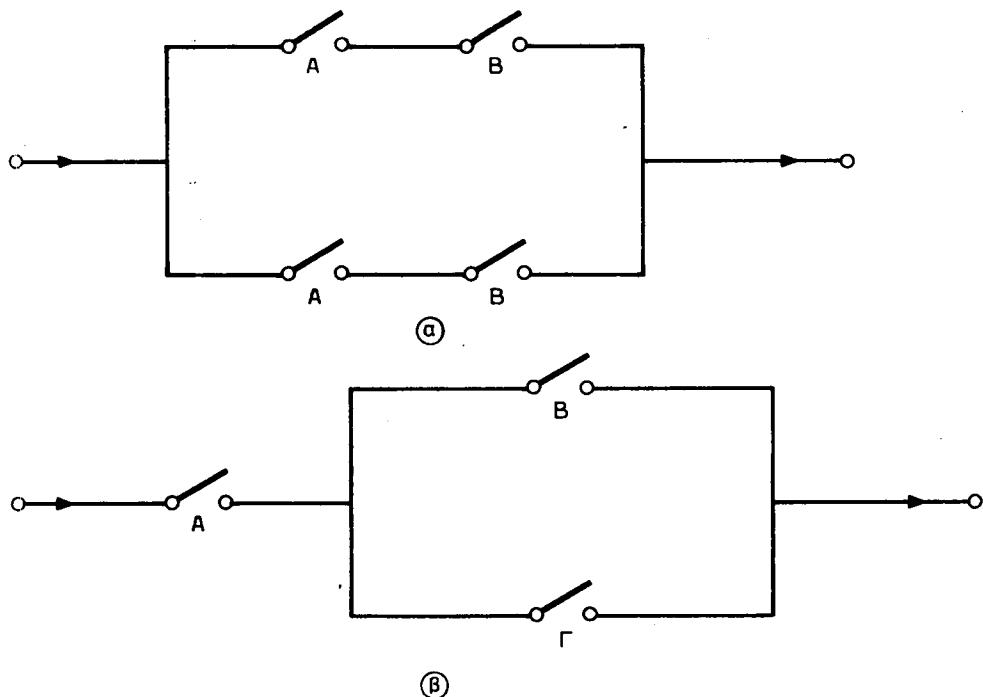
Να κατασκευασθούν τα κυκλώματα των παρακάτω αλγεβρικών παραστάσεων του Boole:

- a)  $(A \cdot B) + [(\Gamma + B) \cdot \bar{B}]$
- β)  $A + (B \cdot \bar{A}) + (\Gamma \cdot \bar{B} \cdot A) + \bar{\Gamma}$
- γ)  $A \cdot [B + \Gamma + \Delta] \cdot [E + (\bar{\Gamma} \cdot \bar{A})]$

### 7.14 Απλοποίηση κυκλωμάτων διακοπών.

Θεωρούμε ότι έχομε τα δυο επόμενα κυκλώματα (σχ. 7.14a).

Παρατηρούμε ότι όταν οι διακόπτες  $A$  και  $B$  είναι κλειστοί, τότε το ρεύμα ρέει και στα δύο κυκλώματα. Το δεύτερο όμως κύκλωμα έχει λιγότερους διακόπτες από το πρώτο. Συνεπώς το δεύτερο κύκλωμα σε σύγκριση με το πρώτο μπορεί να θεωρηθεί ως απλοποιημένο κύκλωμα γιατί λειτουργεί με λιγότερους διακόπτες.



Σχ. 7.14α.

Έχομε ήδη μάθει στο κεφάλαιο περί απλοποιήσεως αλγεβρικών παραστάσεων, πώς με βάση τα αξιώματα και θεωρήματα του Boole απλοποιούμε μια αλγεβρική παράσταση. Επειδή οι αλγεβρικές παραστάσεις παριστάνουν και ένα κύκλωμα διακοπών, μπορούμε χρησιμοποιώντας τις μέθόδους εκείνες να αναπτύξουμε και να εφαρμόσουμε και τη μέθοδο της απλοποιήσεως και στα κυκλώματα των διακοπών. Η μέθοδος της απλοποιήσεως έχει μεγάλη σπουδαιότητα, γιατί έχει σχέση με τον περιορισμό των διακοπών μέσα σε ένα κύκλωμα και κατά συνέπεια χαμηλό κόστος κατασκευής των κυκλωμάτων.

Για να απλοποιήσουμε ένα κύκλωμα που μας δίνεται εργαζόμασθε ως εξής:

- Γράφουμε την αλγεβρική παράσταση του Boole για το κύκλωμα.
- Απλοποιούμε την προηγούμενη παράσταση με τη χρησιμοποίηση των αξιωμάτων και θεωρημάτων του Boole.
- Προσδιορίζουμε το κύκλωμα των διακοπών σε συνδυασμό με τον απλοποιημένο τύπο.

### **Παράδειγμα.**

- a) Δίνεται το κύκλωμα διακοπών του σχήματος 7.14β. Ζητείται η σχεδίαση του απλοποιημένου κυκλώματος.

### **Απάντηση.**

Η αλγεβρική παράσταση του δοθέντος κυκλώματος είναι:

$$(A + B) \cdot (\bar{A} + \Gamma) \cdot (B + \Gamma)$$

Απλοποιούμε την παράσταση που βρήκαμε ως εξής:

$$(A + B) \cdot (\bar{A} + \Gamma) \cdot (B + \Gamma) =$$

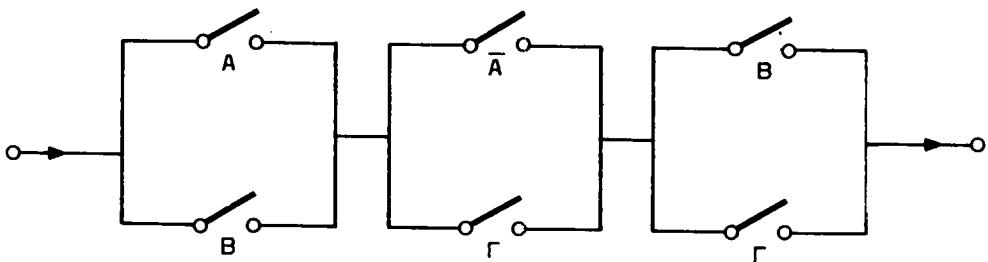
$(A + B) \cdot (B + \Gamma) \cdot (\bar{A} + \Gamma) =$  Αξίωμα αντιμεταθέσεως [παράγρ. 7.5 (3o)]

$(B + A) \cdot (B + \Gamma) \cdot (\bar{A} + \Gamma) =$  Αξίωμα αντιμεταθέσεως [παράγρ. 7.5 (3o)]

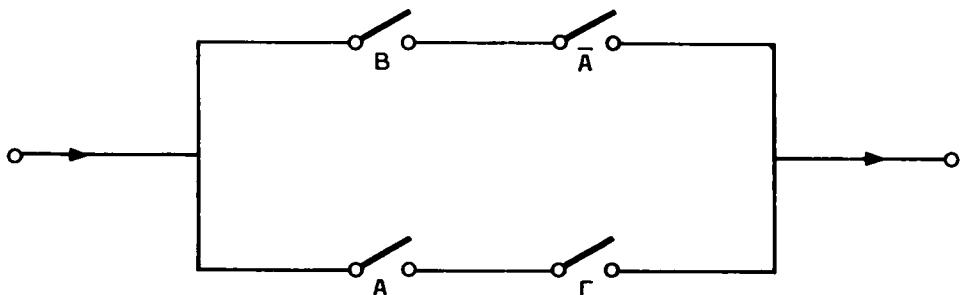
$(B + A) \cdot (B + \Gamma) \cdot (\bar{A} + \Gamma) \cdot (\bar{A} + A) =$  Θεώρημα συμπληρώματος [παράγρ. 7.7(4o)]

$[B + (A \cdot \Gamma)] \cdot [\bar{A} + (A \cdot \Gamma)] =$  Θεώρημα επιμερισμού [παράγρ. 7.7 (10o)]

$(B \cdot \bar{A}) + (A \cdot \Gamma) =$  Θεώρημα επιμερισμού [παράγρ. 7.7 (10o)]



Σχ. 7.14β.



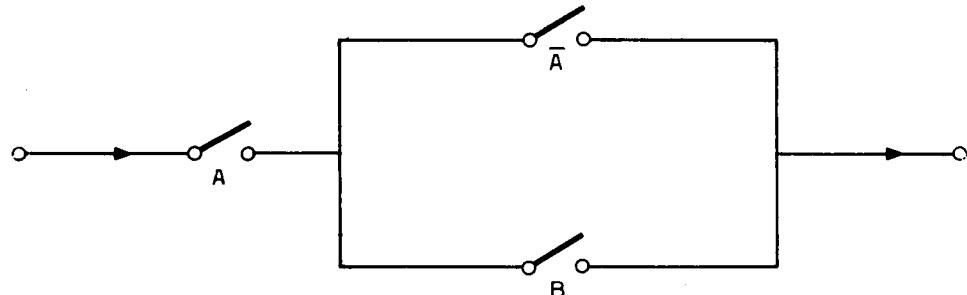
Σχ. 7.14γ.

Από την τελευταία παράσταση κατασκευάζομε το ζητούμενο κύκλωμα. Ο όρος  $B \cdot \bar{A}$  είναι το απλό κύκλωμα «ΚΑΙ». Ομοίως ο όρος  $A \cdot \Gamma$  είναι το απλό κύκλωμα «ΚΑΙ», ενώ το  $(B \cdot \bar{A}) + (A \cdot \Gamma)$  είναι το κύκλωμα «Η» του οποίου η κατασκευή του είναι αυτή που φαίνεται στο σχήμα 7.14γ.

Το τελευταίο κύκλωμα είναι το ζητούμενο απλοποιημένο κύκλωμα. Συγκρινόμενο με το αρχικό παρατηρούμε ότι έχει δυο διακόπτες λιγότερους.

β) Δίνεται το κύκλωμα του σχήματος 7.14δ.

Ζητείται να σχεδιάσετε την απλοποιημένη μορφή του κυκλώματος.

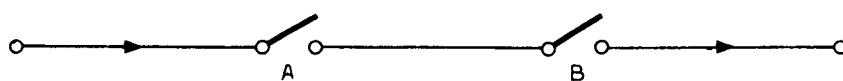


Σχ. 7.14δ.

**Απάντηση.**

$$\begin{aligned}
 A \cdot (A + B) &= (A \cdot A) + (A \cdot B) \quad \text{Θεώρημα επιμερισμού [παράγρ. 7.7 (10o)]} \\
 &= 0 + (A \cdot B) \quad \text{Θεώρημα αυτοτομής [παράγρ. 7.7(5o)]} \\
 &= A \cdot B
 \end{aligned}$$

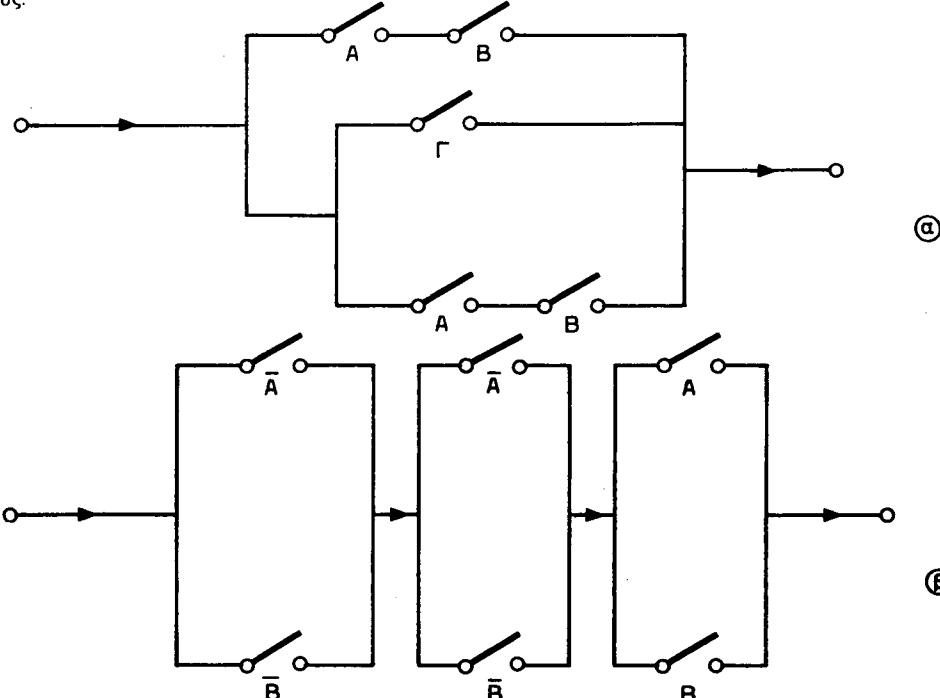
και συνεπώς η απλοποιημένη μορφή του ζητούμενου κυκλώματος είναι ένα κύκλωμα με δυο διακόπτες A και B σε σειρά (σχ. 7.14ε).

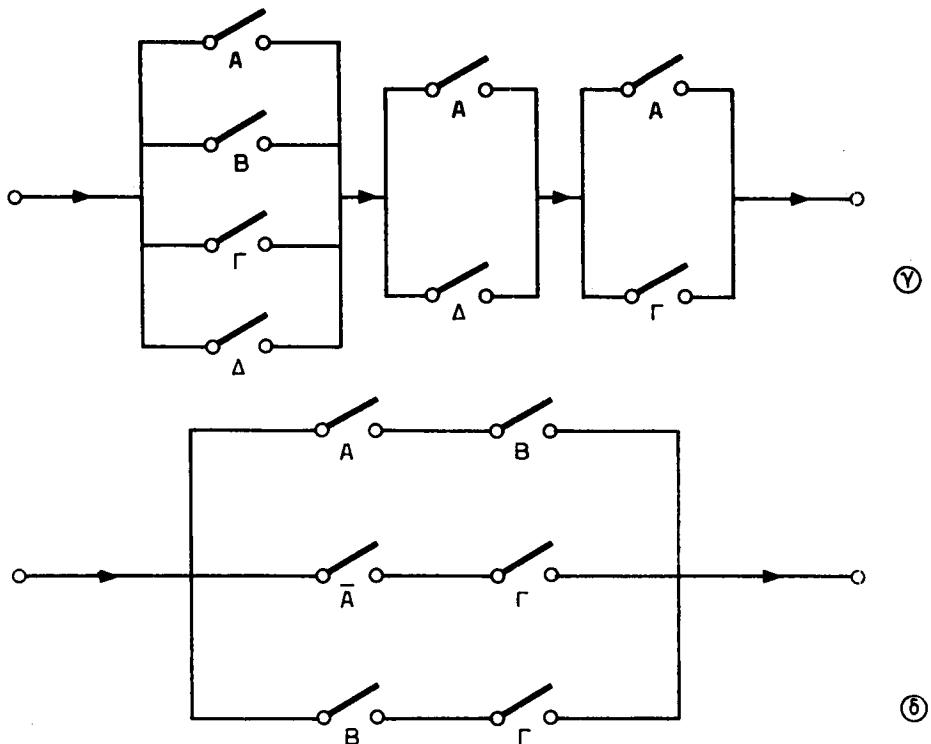


Σχ. 7.14ε.

**Ασκήσεις.**

Δίνονται τα παρακάτω κυκλώματα (σχ. 7.14στ) διακοπών και ζητούνται οι απλοποιημένες μορφές τους.





Σχ. 7.14στ.

## 7.15 Ασκήσεις.

1. Να βρεθούν τα συμπληρώματα ως προς 2 και 1 των δυαδικών αριθμών:

$$1010101, 1,110101, 011100, 000001$$

2. Δίνονται οι αρνητικοί αριθμοί:

$$-1001, -00111, 0,1101, -10,00101$$

Να γραφούν με τη μορφή ΠΠΣ2 και ΠΠΣ1.

3. Δίνονται οι δυαδικοί αριθμοί:

$$X_2 = 01010 \text{ και } Y_2 = 10010 \text{ υπό } \Pi\Sigma 2.$$

Να υπολογισθεί το άθροισμα  $X_2 + Y_2$  και να ελεγχεί το αποτέλεσμα των αντιστοίχων δεκαδικών αριθμών. Το ίδιο νά γίνει για τα ζεύγη αριθμών:

a)  $X_2 = 11010, Y_2 = 10010$

b)  $X_2 = 11010, Y_2 = 00010$

c)  $X_2 = 01010, Y_2 = 00010$

Να επαναληφθεί η δίκηση 3 αν θεωρηθεί ότι οι αριθμοί  $X_2$  και  $Y_2$  είναι υπό ΠΠΣ1.

4. Δίνονται οι αριθμοί  $X_{10} = -29$  και  $Y_{10} = -52$  και ζητείται το άθροισμά των σε οκταωνήφιο υπολογιστή υπό ΠΠΣ2 και υπό ΠΠΣ1.

5. Με τη βοήθεια των αξιωμάτων της παραγράφου 7.5 και των θεωρημάτων της παραγράφου 7.7 να αποδειχθούν οι παρακάτω λογικές ταυτότητες.
  6. Με τη βοήθεια του αξιώματος 3 της παραγράφου 7.5 και του θεωρήματος 6 της παραγράφου 7.7 να αποδείξετε τις παρακάτω ταυτότητες πάνω στα στοιχεία 0 και 1:
  7. Με τη βοήθεια του διαγράμματος *Venn* να αποδειχθεί η αλήθεια των θεωρημάτων της παραγράφου 7.7.
-

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΟΓΔΟΟ

### ΛΟΓΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ

#### 8.1 Γενικά.

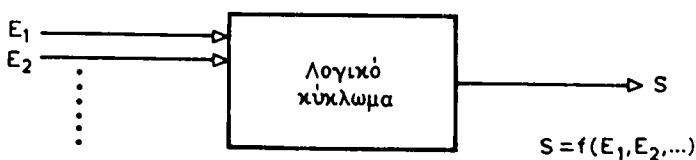
Στο προηγούμενο κεφάλαιο εξετάσαμε τις βασικές αρχές της άλγεβρας του Boole. Θεωρήσαμε ως λογική συνάρτηση τη συνάρτηση εκείνη της οποίας οι μεταβλητές μπορούν να πάρουν μόνο δύο τιμές, τις 0 και 1. Θεωρήσαμε επίσης ότι οι τιμές που μπορεί να πάρει η συνάρτηση είναι μόνο η τιμή 0 ή η τιμή 1.

Αν με  $E_1, E_2, \dots$  παραστήσουμε τις μεταβλητές και με  $S$  τη συνάρτηση θα έχουμε:

$$S = f(E_1, E_2, \dots) \quad (8.1)$$

Στο κεφάλαιο αυτό θα εξετάσουμε ηλεκτρονικά κυκλώματα, τα οποία πραγματοποιούν λογικές συναρτήσεις.

Οι μεταβλητές  $E_1, E_2, \dots$  της συναρτήσεως (4.1) θα είναι είσοδοι του λογικού κυκλώματος και η  $S$  θα είναι η έξοδος του κυκλώματος. Στο σχήμα 4.1 δίνεται συμβολικά ένα λογικό κύκλωμα.



Σχ. 8.1.  
Λογικό κύκλωμα.

Φυσικά οι είσοδοι του κυκλώματος μπορούν να πάρουν μόνον τις τιμές 0 ή 1 και η έξοδος επίσης μπορεί να πάρει την τιμή 0 ή 1. Ένας πίνακας στον οποίο περιλαμβάνονται όλοι οι δυνατοί συνδυασμοί των τιμών των εισόδων ενός λογικού κυκλώματος μαζί με τις αντίστοιχες τιμές της εξόδου του λέγεται Πίνακας Αληθείας του λογικού κυκλώματος.

Τα διάφορα στοιχεία που αποτελούν ένα λογικό κύκλωμα θα τα εξετάζουμε σε δύο χαρακτηριστικές οριακές καταστάσεις στις οποίες μπορούν να λειτουργήσουν, αδιαφορώντας για τις ενδιάμεσες καταστάσεις λειτουργίας τους.

### **Παραδείγματα.**



Περισσότερες λεπτομέρειες για τις οριακές αυτές καταστάσεις λειτουργίας αναφέρονται στην παράγραφο 8.4.1.

### **8.2 Βασικά λογικά κυκλώματα.**

Τα λογικά κυκλώματα που μπορούν να εκτελέσουν βασικές λογικές πράξεις της άλγεβρας του Boole τα ονομάζομε ΠΥΛΕΣ (GATES).

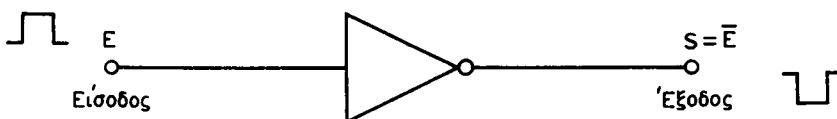
Τέτοιες βασικές λογικές πράξεις είναι:

- Η πράξη της αντιστροφής ή συμπληρώματος.
- Η πράξη του λογικού «ΚΑΙ» (λογικός πολλαπλασιασμός).
- Η πράξη του λογικού «Η» (λογική πρόσθεση).

Οι πύλες αποτελούν τα βασικότερα λογικά κυκλώματα, συνδυασμός των οποίων μας επιτρέπει την κατασκευή πολυπλοκοτέρων λογικών κυκλωμάτων. Μερικά από αυτά θα μελετήσουμε παρακάτω.

#### **8.2.1 Αντιστροφέας (Inverter) ή πύλη OXI (NOT GATE).**

Το κύκλωμα αυτό εκτελεί την πράξη της αντιστροφής και το λογικό του σύμβολο απεικονίζεται στο σχήμα 8.2a.



Σχ. 8.2a.

Λογικό σύμβολο αντιστροφέα.

Ο Πίνακας 8.2.1 είναι ο πίνακας αληθείας του αντιστροφέα.

**ΠΙΝΑΚΑΣ 8.2.1.**  
**Πίνακας αληθείας του αντιστροφέα**

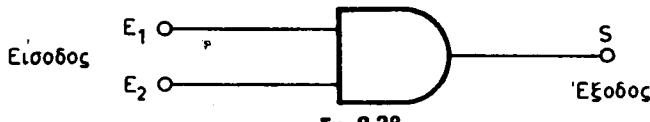
E	S
1	0
0	1

$$\Rightarrow S = \bar{E}, \quad \bar{S} = E$$

Από τον πίνακα αληθείας φαίνεται ότι όταν η είσοδος E του κυκλώματος έχει την τιμή 1, η έξοδος έχει την τιμή 0 και αντίστροφα.

### 8.2.2 Πύλη «KAI» (AND GATE).

Το κύκλωμα αυτό εκτελεί την πράξη του λογικού πολλαπλασιασμού (λογικό KAI) και το λογικό του σύμβολο απεικονίζεται στο σχήμα 8.2β.



Σχ. 8.2β.

Λογικό σύμβολο πύλης «KAI».

Ο πίνακας 8.2.2 είναι ο πίνακας αληθείας της πύλης «KAI».

**ΠΙΝΑΚΑΣ 8.2.2.**  
Πίνακας αληθείας της πύλης «KAI»

E <sub>1</sub>	E <sub>2</sub>	S
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

$$\Rightarrow S = E_1 \cdot E_2$$

Από τον πίνακα αληθείας φαίνεται ότι η έξοδος έχει τιμή 1 μόνο όταν και οι δύο οι είσοδοι έχουν την τιμή 1. Αν έστω και μία είσοδος παίρνει τιμή 0, τότε η έξοδος παίρνει και αυτή τιμή 0.

Στο παραπάνω κύκλωμα θεωρήσαμε ότι υπάρχουν δύο μόνον είσοδοι, οι E<sub>1</sub> και E<sub>2</sub>. Τα ίδια πράγματα ισχύουν αν είχαμε περισσότερες εισόδους. Δηλαδή αν υποθέσουμε ότι οι είσοδοι μιας Πύλης «KAI» είναι οι είσοδοι E<sub>1</sub>, E<sub>2</sub>... E<sub>n</sub>, τότε η έξοδος θα παίρνει την τιμή 1 μόνον όταν όλες οι είσοδοι παίρνουν την τιμή 1 (σχ. 8.2γ).

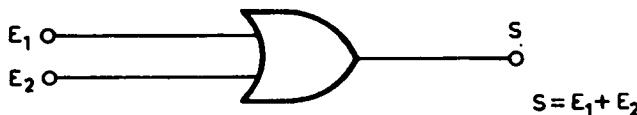


Σχ. 8.2γ.

Πύλη «KAI» με n εισόδους.

### 8.2.3 Πύλη «H» (OR GATE).

Το κύκλωμα αυτό εκτελεί την πράξη της λογικής προσθέσεως (λογικό H) και το λογικό του σύμβολο παριστάνεται στο σχήμα 8.2δ.



Σχ. 8.26.

Λογικό σύμβολο πύλης «H».

Ο πίνακας 8.2.3 είναι ο πίνακας αληθείας του κυκλώματος «H».

ΠΙΝΑΚΑΣ 8.2.3.

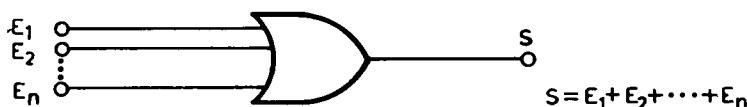
Πίνακας αληθείας πύλης «H»

$E_1$	$E$	$S$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

$$\implies S = E_1 + E_2$$

Από τον πίνακα αληθείας φαίνεται ότι η έξοδος έχει τιμή 1, όταν τουλάχιστον μία είσοδος έχει τιμή 1. Δηλαδή αν η μία είσοδος ή και οι δύο παίρνουν τιμή 1, τότε η έξοδος παίρνει επίσης τιμή 1.

Και στην περίπτωση της πύλης «H» θεωρήσαμε ότι το κύκλωμα έχει δύο εισόδους. Τα ίδια πράγματα ισχύουν αν το κύκλωμα είχε περισσότερες εισόδους. Δηλαδή αν θεωρήσουμε ένα κύκλωμα με n εισόδους τις  $E_1, E_2, \dots, E_n$ , τότε η έξοδος θα έχει την τιμή 1, όταν τουλάχιστον μια είσοδος έχει τιμή 1. Στο σχήμα 8.2ε απεικονίζεται ένα τέτοιο κύκλωμα.



Σχ. 8.2ε.

Πύλη «H» με n εισόδους.

### Παραπήρηση.

Ο αριθμός των εισόδων μιας πύλης δεν μπορεί να είναι απεριόριστος αλλά κυ-

μαίνεται συνήθως μεταξύ 2-5 και εξαρτάται από τα στοιχεία που αποτελούν την πύλη και τα άλλα λογικά κυκλώματα με τα οποία συνεργάζεται η πύλη.

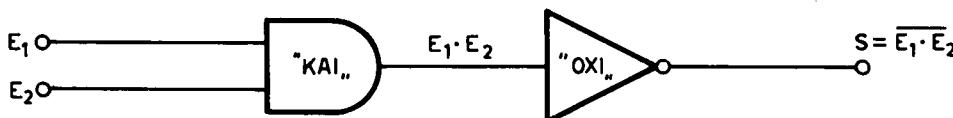
### 8.3 Άλλα λογικά κυκλώματα.

Τα λογικά κυκλώματα που εξετάσαμε προηγουμένως, εκτελούν τις βασικές λογικές πράξεις της άλγεβρας του Boole, δηλαδή τις πράξεις της αντιστροφής, της λογικής προσθέσεως και λογικού πολλαπλασιασμού.

Μπορούμε να συνδεσμολογήσουμε κατάλληλα τα παραπάνω βασικά λογικά κυκλώματα και να κατασκευάσουμε άλλα λογικά κυκλώματα, πολύ χρήσιμα και με πολλές εφαρμογές στους ηλεκτρονικούς υπολογιστές. Τέτοια κυκλώματα είναι τα παρακάτω.

#### 8.3.1 Πύλη «OXI KAI» (NAND GATE).

Το κύκλωμα αυτό αποτελεί συνδυασμό μιας πύλης «KAI» και μιας πύλης «OXI». Συγκεκριμένα, αν στην έξοδο μιας πύλης «KAI» συνδέσουμε μια πύλη «OXI» τότε το κύκλωμα που προκύπτει (σχ. 8.3a), το ονομάζομε πύλη «OXI KAI».



Σχ. 8.3a.

Συνδεσμολογία πύλης «KAI» και πύλης «OXI» (Nand).

Το λογικό σύμβολο της πύλης «OXI KAI» δίνεται στο σχήμα 4.3β. Ο πίνακας αληθείας της πύλης είναι ο πίνακας 8.3.1 και η αντίστοιχη λογική συνάρτηση είναι η:

$$S = \overline{E_1 \cdot E_2}$$

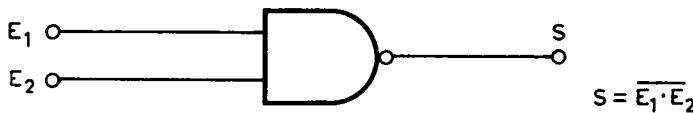
**ΠΙΝΑΚΑΣ 8.3.1.**

**Πίνακας αληθείας πύλης «OXI KAI»**

E <sub>1</sub>	E <sub>2</sub>	S = $\overline{E_1 \cdot E_2}$
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

$$\Rightarrow S = \overline{E_1 \cdot E_2} = \overline{E}_1 + \overline{E}_2$$

Αν συγκρίνομε τους πίνακες αληθείας 8.2.2 και 8.3.1 των πυλών «KAI» και «OXI KAI» διαπιστώνομε ότι η έξοδος της πύλης «OXI KAI» είναι το συμπλήρωμα της έξοδου της πύλης «KAI».

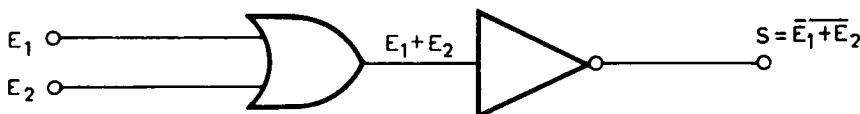


Σχ. 8.3β.

Λογικό σύμβολο πύλης «ΟΧΙ ΚΑΙ».

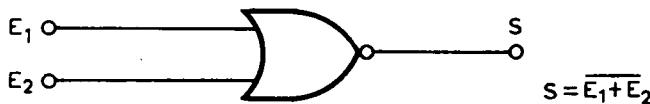
**8.3.2 Πύλη «ΟΧΙ Η» (NOR GATE).**

Το κύκλωμα αυτό αποτελεί συνδυασμό μιας πύλης «Η» και μιας πύλης «ΟΧΙ». Συγκεκριμένα, αν στην έξοδο μιας πύλης «Η» συνδέσουμε μια πύλη «ΟΧΙ» τότε το κύκλωμα που προκύπτει (σχ. 8.3γ), το ονομάζομε πύλη «ΟΧΙ Η».



Σχ. 8.3γ.

Συνδεσμολογία πύλης «Η» και πύλης «ΟΧΙ» (Nand).



Σχ. 8.3δ.

Λογικό σύμβολο πύλης «ΟΧΙ Η».

Το λογικό σύμβολο της πύλης «ΟΧΙ Η» δίνεται στο σχήμα 8.3δ. Ο πίνακας αληθείας της πύλης είναι ο πίνακας 8.3.2.

**ΠΙΝΑΚΑΣ 8.3.2.***Πίνακας αληθείας πύλης «ΟΧΙ Η»*

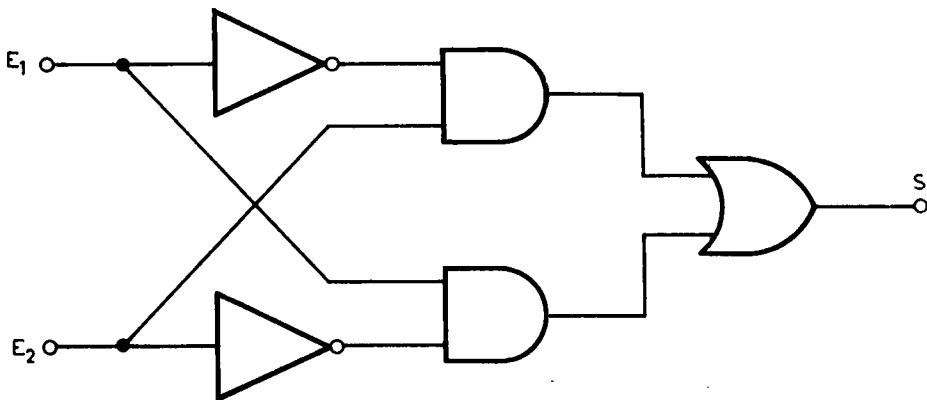
$E_1$	$E_2$	$S = \overline{E_1 + E_2}$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

$$\Rightarrow S = \overline{E_1 + E_2} = \overline{E_1} \cdot \overline{E_2}$$

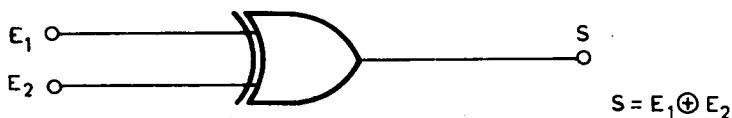
Αν συγκρίνομε τους πίνακας αληθείας 4.2.3 και 4.3.2 των πυλών «Η» και «ΟΧΙ Η», διαπιστώνομε ότι η έξοδος της πύλης «ΟΧΙ Η» είναι το συμπλήρωμα της εξόδου της πύλης «Η».

### 8.3.3 Πύλη αποκλειστικού «Η» (EXCLUSIVE OR GATE).

Το κύκλωμα αυτό αποτελεί συνδυασμό των τριών βασικών πυλών. Δηλαδή των πυλών «ΚΑΙ», «ΟΧΙ» και «Η». Η συνδεσμολογία παριστάνεται στο σχήμα 8.3ε.



Σχ. 8.3ε.  
Πύλη «ΑΠΟΚΛΕΙΣΤΙΚΟΥ Η».



Σχ. 8.3στ.  
Λογικό σύμβολο πύλης «ΑΠΟΚΛΕΙΣΤΙΚΟΥ Η».

Το λογικό σύμβολο «ΑΠΟΚΛΕΙΣΤΙΚΟΥ Η» δίνεται στο σχήμα 8.3στ. Ο πίνακας αληθείας της πύλης είναι ο πίνακας 8.3.3.

**ΠΙΝΑΚΑΣ 8.3.3.**  
**Πίνακας αληθείας πύλης «ΑΠΟΚΛΕΙΣΤΙΚΟΥ Η»**

$E_1$	$E_2$	$S = E_1 \oplus E_2$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

$$\Rightarrow S = E_1 \oplus E_2 = E_1 \cdot \bar{E}_2 + \bar{E}_1 \cdot E_2$$

Από τον πίνακα αληθείας φαίνεται ότι η έξοδος της πύλης «ΑΠΟΚΛΕΙΣΤΙΚΟΥ Η» παίρνει την τιμή 1 στην περίπτωση που μόνο μία από τις εισόδους έχει την τιμή 1. Με άλλα λόγια η έξοδος είναι 1, όταν οι είσοδοι είναι διαφορετικές, δηλαδή:

$E_1 = 0, E_2 = 1$  ή  $E_1 = 1, E_2 = 0$ . Όταν οι δύο είσοδοι είναι ίδιες, δηλαδή  $E_1 = E_2 = 0$  ή  $E_1 = E_2 = 1$ , η έξοδος είναι 0.

## 8.4 Πραγματοποίηση λογικών κυκλωμάτων.

### 8.4.1 Γενικά.

Όπως έχομε αναφέρει, τα λογικά κυκλώματα πραγματοποιούνται με παθητικά ή ενεργά ηλεκτρονικά στοιχεία (αντιστάσεις, πυκνωτές, δίοδοι, τρανζίστορ κλπ.). Στην είσοδο των κυκλωμάτων αυτών εφαρμόζονται ηλεκτρικές τάσεις ή ρεύματα και η έξοδός τους είναι επίσης ηλεκτρική τάση ή ρεύμα. Δηλαδή στην πράξη οι μεταβλητές μας είναι τάσεις ή ρεύματα. Στο κείμενό μας θα θεωρούμε ως μεταβλητές τις ηλεκτρικές τάσεις. Επειδή οι μεταβλητές πρέπει να είναι δίτιμες (γιατί είναι λογικές μεταβλητές) θα θεωρούμε ότι η τάση στις εισόδους και στην έξοδο των κυκλωμάτων αυτών παίρνει μόνο δύο δυνατές τιμές\*, π.χ. + 5 Volt, - 5 Volt ή 0 Volt, + 3 Volt. Τις τιμές αυτές τις αντιστοιχούμε στο 0 και 1. Συνήθως το λογικό 1 αντιστοιχούμε στο μεγαλύτερο δυναμικό και το λογικό 0 στο χαμηλότερο.

Παράδειγμα:

$$\begin{array}{ll} + 5 \text{ Volt} \Rightarrow «1» & 3 \text{ Volt} \Rightarrow «1» \\ & \vdots \\ - 5 \text{ Volt} \Rightarrow «0» & 0 \text{ Volt} \Rightarrow «0» \end{array}$$

Αν ορίσομε με τον τρόπο αυτό την αντιστοιχία δυναμικών (τάσεων) και λογικών 0 και 1, τότε λέμε ότι εργαζόμασθε με ΘΕΤΙΚΗ ΛΟΓΙΚΗ.

Αντίθετα, αν αντιστοιχήσουμε το λογικό 0 στο υψηλότερο δυναμικό και το λογικό 1 στο χαμηλότερο, π.χ.:

$$\begin{array}{ll} + 5 \text{ Volt} \Rightarrow «0» & + 3 \text{ Volt} \Rightarrow «0» \\ & \vdots \\ - 5 \text{ Volt} \Rightarrow «1» & 0 \text{ Volt} \Rightarrow «1» \end{array}$$

τότε λέμε ότι εργαζόμασθε με ΑΡΝΗΤΙΚΗ ΛΟΓΙΚΗ.

Μερικές φορές το μεγαλύτερο δυναμικό το συμβολίζομε με το γράμμα H (High Level) και το χαμηλότερο με το L (Lower Level).

Όταν μιλάμε για θετικά ή αρνητικά δυναμικά (ή τάσεις), πάντοτε αναφερόμασθε ως προς μία στάθμη δυναμικού, π.χ. της γης που θεωρείται 0 Volt.

Τα διαγράμματα του σχήματος 8.4 απεικονίζουν παραστατικά τις έννοιες της θετικής και αρνητικής λογικής.

Τα λογικά κυκλώματα μπορούν να κατασκευασθούν, από ηλεκτρονικά στοιχεία, (αντιστάσεις, πυκνωτές, διόδους, τρανζίστορς) συνδεσμολογημένα είτε ως διακρι-

(\*) Οι τιμές αυτές καθορίζονται από τον κατασκευαστή και αναφέρονται στις προδιαγραφές των κυκλωμάτων.

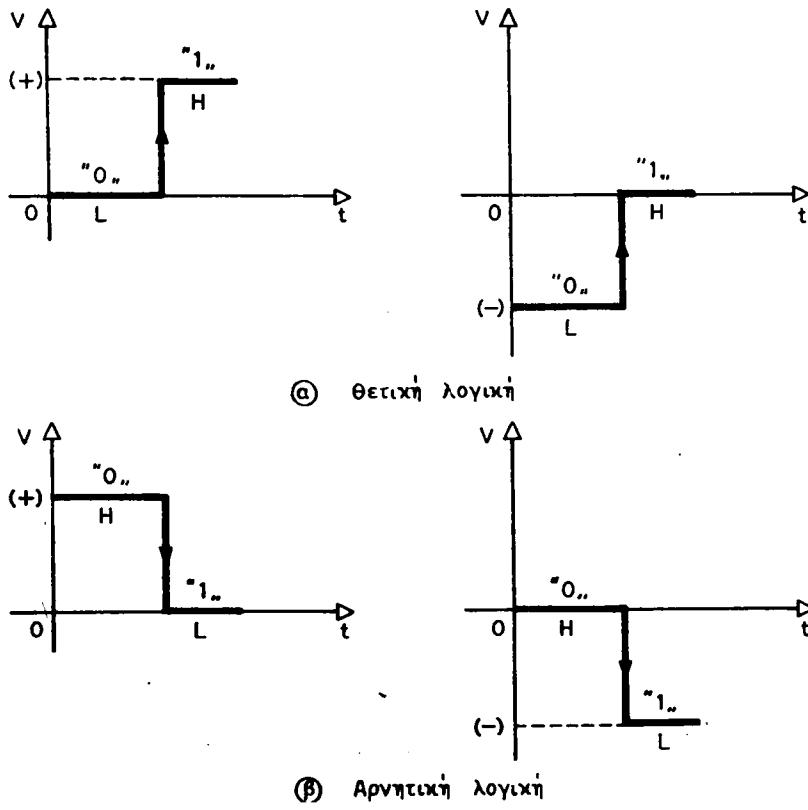
τα στοιχεία είτε ως ολοκληρωμένα κυκλώματα (πάνω σε ένα πολύ μικρό κομμάτι κρυστάλλου πυριτίου). Τα τελευταία παρουσιάζουν αρκετά πλεονεκτήματα και γι' αυτό το λόγο σήμερα χρησιμοποιούνται σχεδόν κατ' αποκλειστικότητα για την πραγματοποίηση των λογικών κυκλωμάτων.

Πριν εξετάσουμε πώς μπορούμε να πραγματοποιήσουμε τα βασικά λογικά κυκλώματα (πύλες) με διακριτά ηλεκτρονικά στοιχεία ή ολοκληρωμένα κυκλώματα, θα εξετάσουμε βασικά στοιχεία για τη λειτουργία των ημιαγωγών. Αυτό θα μας βοηθήσει πολύ στο να καταλάβομε γρήγορα και σωστά την πραγματοποίηση και λειτουργία των πυλών και γενικότερα των λογικών κυκλωμάτων.

#### 8.4.2 Βασικές ιδιότητες ημιαγωγών.

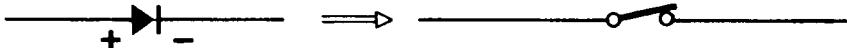
##### α) Δίοδος (DIODE).

Όταν η τάση της ανόδου είναι θετικότερη από την τάση της καθόδου, η δίοδος είναι πολωμένη κατά την «օρθή φορά» (Forward Biased) και άγει. Στην περίπτωση αυτή η δίοδος παρουσιάζει πρακτικά μηδενική αντίσταση και έτσι ουσιαστικά ενεργεί ως ένας κλειστός διακόπτης [σχ. 8.4β(a)].

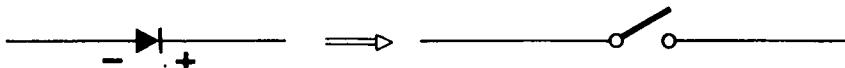


Σχ. 8.4a.  
Διαγράμματα ΘΕΤΙΚΗΣ και ΑΡΝΗΤΙΚΗΣ Λογικής.

Όταν η τάση ανόδου είναι μικρότερη από την τάση καθόδου, τότε η δίοδος είναι πολωμένη κατά την «ανάστροφη φορά» (Reserve Biased) και δεν άγει. Στην περίπτωση αυτή η δίοδος παρουσιάζει πολύ μεγάλη αντίσταση (θεωρητικά άπειρη — ιδανική δίοδος) και ενεργεί ως ανοικτός διακόπτης [σχ. 8.4β(β)].



Ⓐ Πόλωση κατά την ορθή φορά — Διακόπτης κλειστός



Ⓑ Πόλωση κατά την ανάστροφη φορά — Διακόπτης ανοικτός

#### Σχ. 8.4β.

Δίοδος. α) Πόλωση κατά την ορθή φορά. β) Πόλωση κατά την αντίστροφη φορά.

### β) Τρανζίστορ.

Τα τρανζίστορ με εφαρμογή καταλλήλων τάσεων στην είσοδό τους, μπορούν να λειτουργήσουν ως διακόπτες, όπως η δίοδος πάνω είδαμε προηγουμένως.

Τα τρανζίστορ όταν χρησιμοποιούνται σε λογικά κυκλώματα φροντίζομε ώστε να λειτουργούν σε δύο περιοχές :

- Την περιοχή αποκοπής (μη αγώγιμο) ή
- την περιοχή κόρου (αγώγιμη).

Έτσι συμπεριφέρονται ως δικατάστατα στοιχεία και μπορούμε να κάνομε παρόμοια αντιστοιχία με αυτή της διόδου. Αμέσως παρακάτω θα εξετάσομε λεπτομερέστερα τους δύο τύπους τρανζίστορ PNP και NPN.

### **Transistor PNP.**

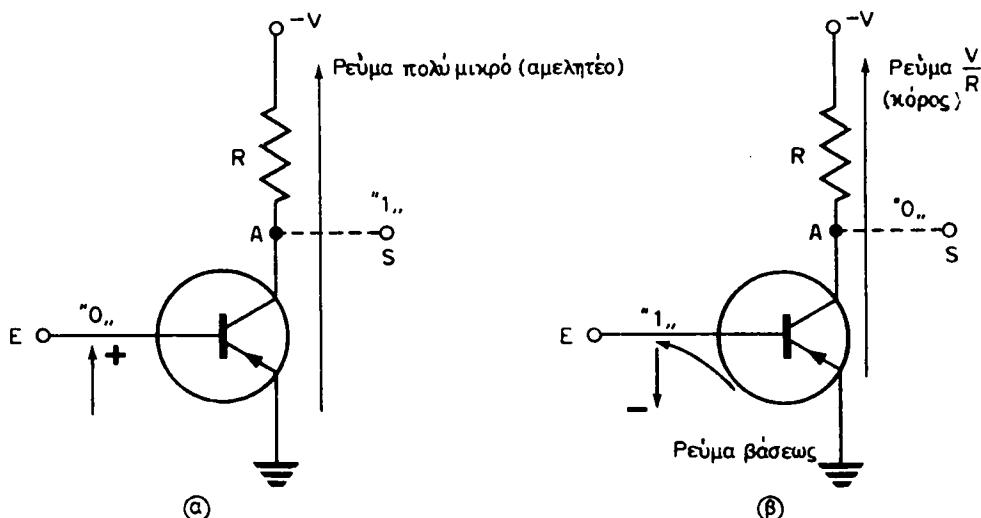
Έστω ένα τρανζίστορ τύπου PNP το οποίο είναι συνδεσμολογημένο όπως φαίνεται στο σχήμα 8.4γ.

Οι δύο καταστάσεις λειτουργίας που αναφέραμε προηγουμένως και που μας ενδιαφέρουν είναι:

α) Όταν η βάση είναι στο ίδιο ή θετικότερο δυναμικό με εκείνο του εκπομπού [σχ. 8.4γ(α)] μεταξύ εκπομπού και συλλέκτη κυκλοφορεί ένα πολύ μικρό ρεύμα της τάξεως των  $\mu\text{A}$ . Το ρεύμα αυτό είναι πρακτικά αμελητέο και λέμε ότι το τρανζίστορ βρίσκεται στην κατάσταση αποκοπής και συμπεριφέρεται ως ανοικτός διακόπτης. Επομένως το δυναμικό στο συλλέκτη (σημείο A) θα είναι το δυναμικό της πηγής, δηλαδή  $-V$  volt.

Άρα

$$S = -V \text{ volt} \Rightarrow \text{«1»}$$



Κατάσταση αποχοπής - Διαχόπτης ανοιχτός  
(δεν άγει)

Σχ. 8.4γ.

Κατάσταση χώρου - Διαχόπτης κλειστός  
(άγει)

Transistor τύπου PNP.

β) Όταν η βάση οδηγηθεί σε δυναμικό αρνητικότερο από εκείνο του εκπομπού μεταξύ εκπομπού και συλλέκτη κυκλοφορεί ρεύμα  $I$  του οποίου η τιμή καθορίζεται μόνο από την τιμή του δυναμικού της πηγής  $-V$  volt και από την αντίσταση  $R$  ( $I = \frac{V}{R}$ ). Τότε λέμε ότι το τρανζίστορ βρίσκεται στην κατάσταση κόρου. Το δυναμικό στο σημείο  $A$  γίνεται πρακτικά 0 Volt.

Άρα

$$S = 0 \text{ Volt} \Rightarrow \text{«}0\text{»}$$

Παρόμοια είναι και η συμπεριφορά του τρανζίστορ τύπου NPN που παριστάνεται στο σχήμα 8.4δ.

#### 8.4.3 Πραγματοποίηση πυλών.

##### α) Πύλη «KAI» με δίδδους.

Το κύκλωμα στο σχήμα 4.4ε παριστάνει μια πύλη «KAI».

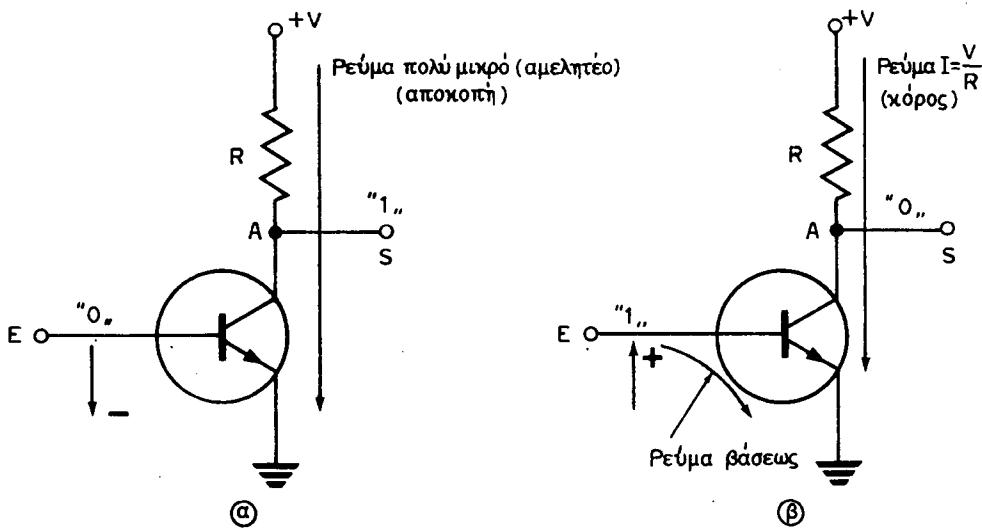
Εύκολα διαπιστώνομε ότι το κύκλωμα αυτό λειτουργεί ως πύλη «KAI». Θεωρούμε ότι:

- Η αντιστοιχία είναι  $+ 5 \text{ Volt} \Rightarrow \text{«}1\text{»}$ ,  $- 5 \text{ Volt} \Rightarrow \text{«}0\text{»}$  (θετική λογική).
- Οι δίδοι είναι ιδανικές και
- η τάση τροφοδοτήσεως του κυκλώματος είναι  $+ 5 \text{ Volt}$ .

Δεδομένου ότι το κύκλωμα έχει δύο εισόδους, είναι δυνατόν να εμφανισθούν σε αυτές 4 συνδυασμοί τάσεων (σημάτων εισόδου):

$$E_1 = - 5 \text{ V}, E_2 = - 5 \text{ V} \quad E_1 = + 5 \text{ V}, E_2 = - 5 \text{ V}$$

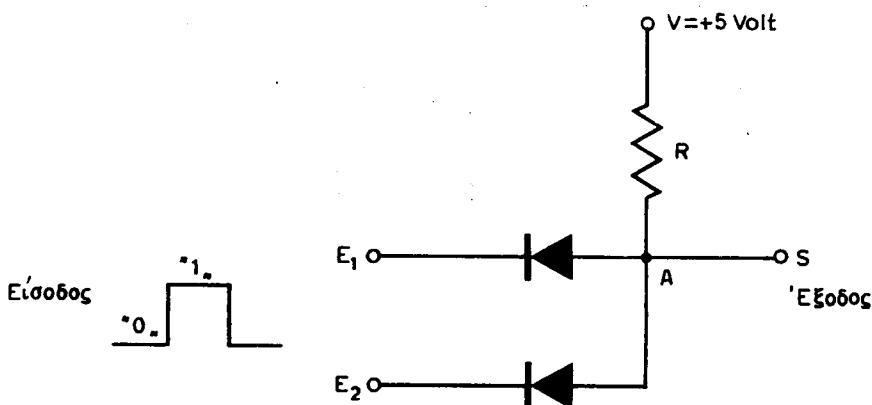
$$E_1 = - 5 \text{ V}, E_2 = + 5 \text{ V} \quad E_1 = + 5 \text{ V}, E_2 = + 5 \text{ V}$$



Κατάσταση αποκοπής - Διακόπτης ανοικτός

Κατάσταση κόρου - Διακόπτης κλειστός

**Σχ. 8.46.**  
Transistor τύπου NPN.



**Σχ. 8.4ε.**  
Πύλη «ΚΑΙ» με δίοδους.

**Περίπτωση Πρώτη ( $E_1 = -5 \text{ V}$ ,  $E_2 = -5 \text{ V}$ ).**

Στην περίπτωση αυτή οι δίοδοι (κύκλωμα του σχήματος 8.4ε) είναι πολωμένες κατά την ορθή φορά. Συνεπώς άγουν και συμπεριφέρονται ως κλειστοί διακόπτες. Άρα η τάση των  $-5 \text{ V}$  εμφανίζεται στο σημείο A, δηλαδή στην έξοδο.

Επομένως:  $S = -5 \text{ V}$ .

**Περίπτωση Δεύτερη ( $E_1 = -5 \text{ V}$ ,  $E_2 = +5 \text{ V}$ ).**

Στην περίπτωση αυτή η μία δίοδος είναι πολωμένη κατά την ορθή φορά (δίοδος

εισόδου  $E_1$ ). Συνεπώς άγει και συμπεριφέρεται ως κλειστός διακόπης. Άρα η τάση πάλι των  $-5$  V εμφανίζεται στο σημείο A, δηλαδή στην έξοδο.

Επομένως:  $S = -5$  V.

### Περίπτωση Τρίτη ( $E_1 = +5$ V, $E_2 = -5$ V).

Στην περίπτωση αυτή πάλι η μία δίοδος άγει (δίοδος εισόδου  $E_2$ ). Συνεπώς έχουμε τα ίδια αποτελέσματα όπως προηγουμένως.

Επομένως:  $S = -5$  V.

### Περίπτωση Τέταρτη ( $E_1 = +5$ V, $E_2 = +5$ V).

Στην περίπτωση αυτή και οι δύο δίοδοι δεν άγουν (έχουν το ίδιο δυναμικό και στην άνοδο και στην κάθοδο) και συμπεριφέρονται ως ανοικτοί διακόπτες. Άρα η τάση τροφοδοτήσεως των  $+5$  V εμφανίζεται στο σημείο A, δηλαδή στην έξοδο.

Επομένως:  $S = +5$  V.

Από τα παραπάνω μπορούμε να φτιάξουμε τους πίνακες τάσεων και αληθείας (σχ. 8.4στ.).

$E_1$	$E_2$	$S$
$-5$ V	$-5$ V	$-5$ V
$-5$ V	$+5$ V	$-5$ V
$+5$ V	$-5$ V	$-5$ V
$+5$ V	$+5$ V	$+5$ V

a) Πίνακας τάσεων

$$\begin{aligned} -5 \text{ V} &\equiv «0» \\ +5 \text{ V} &\equiv «1» \end{aligned}$$

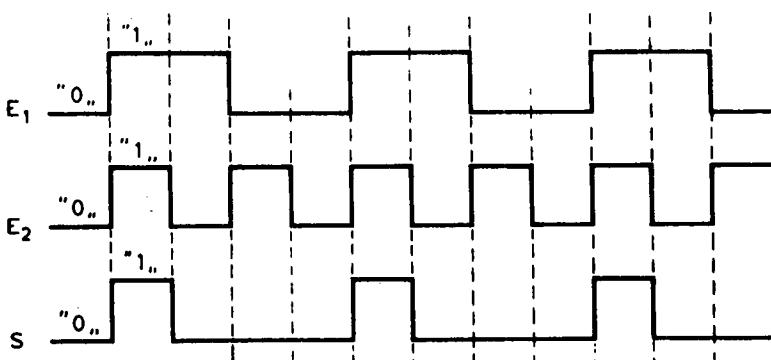
$E_1$	$E_2$	$S$
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

b) Πίνακας αληθείας

Σχ. 8.4στ.

Πίνακες τάσεων και αληθείας πύλης «KAI» με δίόδους.

Πράγματι από τον πίνακα αληθείας του σχήματος 8.4στ διαπιστώνεται ότι το ύκλωμα του σχήματος 8.4ε είναι μια πύλη «KAI».



Σχ. 8.4ε.

Κυματομορφές εισόδου - έξοδου πύλης «KAI».

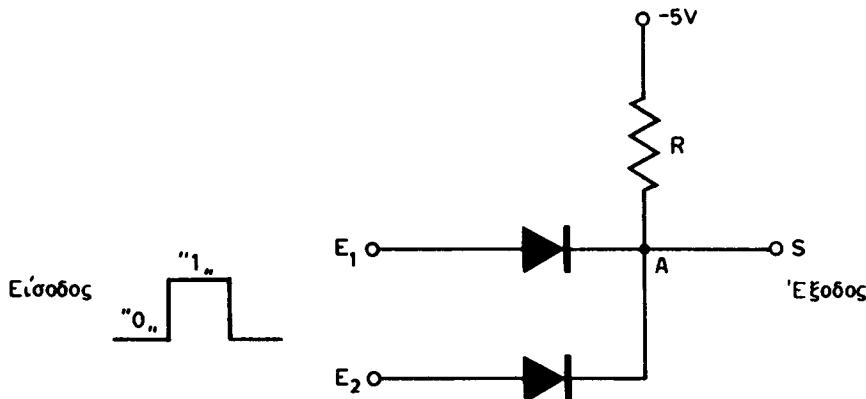
Έστω ότι στις εισόδους  $E_1$  και  $E_2$  του κυκλώματος «ΚΑΙ», εφαρμόζονται οι κυματομορφές  $E_1$  και  $E_2$ . Τότε η κυματομορφή στην έξοχή θα έχει τη μορφή  $S$  (σχ. 8.4ζ) γιατί, αφού το κύκλωμά μας είναι πύλη «ΚΑΙ» θα έχομε στην έξοδο  $S \Rightarrow \langle 1 \rangle$  μόνον όταν και στις δύο εισόδους έχομε ταυτόχρονα «1».

### β) Πύλη «Η» με διόδους.

Το κύκλωμα του σχήματος 8.4η παριστάνει μια πύλη «Η».

Μπορούμε εύκολα να διαπιστώσουμε ότι το κύκλωμα αυτό λειτουργεί ως πύλη «Η», αν όπως και στην πύλη «ΚΑΙ» θεωρήσουμε ότι:

- Η αντιστοιχία είναι  $+ 5 V \Rightarrow \langle 1 \rangle$ ,  $- 5 V \Rightarrow \langle 0 \rangle$ .
- Οι δίοδοι είναι ιδανικές και
- η τάση τροφοδοτήσεως είναι  $- 5 V$ .



Σχ. 8.4η.

Πύλη «Η» με διόδους.

Δεδομένου ότι το κύκλωμα έχει δύο εισόδους είναι δυνατόν να εμφανισθούν σε αυτές 4 συνδυασμοί τάσεων (σημάτων εισόδου):

$$E_1 = - 5 V, E_2 = - 5 V \quad E_1 = + 5 V, E_2 = - 5 V$$

$$E_1 = - 5 V, E_2 = + 5 V \quad E_1 = + 5 V, E_2 = + 5 V$$

**Περίπτωση Πρώτη ( $E_1 = - 5 V, E_2 = - 5 V$ ).**

Στην περίπτωση αυτή, οι δίοδοι (κύκλωμα σχήματος 8.4η) είναι πολωμένες κατά την ανάστροφη φορά. Συνεπώς δεν άγουν και συμπεριφέρονται ως ανοικτοί διακόπτες. Άρα η τάση τροφοδοτήσεως  $- 5 V$ , έμφανιζεται στο σημείο A, δηλαδή στην έξοδο.

Επομένως:  $S = - 5 V$ .

**Περίπτωση Δεύτερη ( $E_1 = - 5 V, E_2 = + 5 V$ ).**

Στην περίπτωση αυτή η μία δίοδος είναι πολωμένη κατά την ορθή φορά (δίοδος

εισόδου  $E_2$ ). Συνεπώς άγει και συμπεριφέρεται ως κλειστός διακόπης. Άρα η τάση πάλι των + 5 V εμφανίζεται στο σημείο A, δηλαδή στην έξοδο.

Επομένως:  $S = + 5 \text{ V}$ .

### Περίπτωση Τρίτη ( $E_1 = + 5 \text{ V}$ , $E_2 = - 5 \text{ V}$ ).

Στην περίπτωση αυτή πάλι η μία δίοδος άγει (δίοδος εισόδου  $E_1$ ). Συνεπώς έχομε τα ίδια αποτελέσματα όπως προηγουμένως.

Επομένως:  $S = + 5 \text{ V}$ .

### Περίπτωση Τέταρτη ( $E_1 = + 5 \text{ V}$ , $E_2 = + 5 \text{ V}$ ).

Στην περίπτωση αυτή και οι δύο οι δίοδοι είναι πολωμένες κατά την ορθή φορά. Συνεπώς άγουν και συμπεριφέρονται ως κλειστοί διακόπτες.

Επομένως:  $S = + 5 \text{ V}$ .

Από τα παραπάνω μπορούμε να φτιάξουμε τους πίνακες τάσεων και αληθείας (σχ. 8.4θ).

$E_1$	$E_2$	$S$
- 5 V	- 5 V	- 5 V
- 5 V	+ 5 V	+ 5 V
+ 5 V	- 5 V	+ 5 V
+ 5 V	+ 5 V	+ 5 V

a) Πίνακας τάσεων

- 5 V ≡ «0»  
+ 5 V ≡ «1»  
→

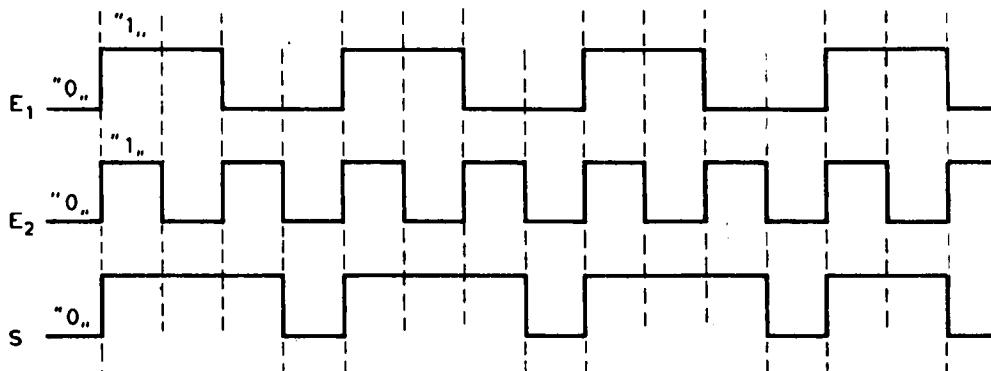
$E_1$	$E_2$	$S$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

b) Πίνακες αληθείας

Σχ. 8.4θ.

Πίνακες τάσεως και αληθείας τύπου «Η» με δίοδους.

Πράγματι από τον πίνακα αληθείας του σχήματος 8.4θ διαπιστώνεται ότι το κύκλωμα του σχήματος 8.4η είναι μια πύλη «Η».



Σχ. 8.4η.

Κυματομορφές εισόδου - έξδου πύλης «Η».

Έστω ότι στις εισόδους  $E_1$  και  $E_2$  του κυκλώματος «KAI», εφαρμόζονται οι κυματομορφές  $E_1$  και  $E_2$ . Τότε η κυματομορφή στην έξοδο θα έχει τη μορφή  $S$  (σχ. 8.4ζ) γιατί, αφού το κύκλωμα μας είναι πύλη «KAI» θα έχουμε στην έξοδο  $S \Rightarrow «1»$  μόνον όταν και στις δύο εισόδους έχουμε ταυτόχρονα «1».

### Παρατηρήσεις.

α) Στα δύο κυκλώματα που εξετάσαμε παραπάνω, θεωρήσαμε ότι είχαμε δύο εισόδους. Τα ίδια ακριβώς ισχύουν σε περίπτωση που είχαμε τρεις ή περισσότερες εισόδους. Π.χ. σε κύκλωμα «KAI» με τρεις εισόδους θα είχαμε διαφορετικούς συνδυασμούς όπως φαίνεται στους πίνακες τάσεων και αληθείας του σχήματος 8.4ια, που αντιστοιχούν σε κύκλωμα «KAI» με τρεις εισόδους.

$E_1$	$E_2$	$E_3$	$S$		$E_1$	$E_2$	$E_3$	$S$
- 5 V	- 5 V	- 5 V	- 5 V		0	0	0	0
- 5 V	- 5 V	+ 5 V	- 5 V		0	0	1	0
- 5 V	+ 5 V	- 5 V	- 5 V		0	1	0	0
- 5 V	+ 5 V	+ 5 V	- 5 V		0	1	1	0
+ 5 V	- 5 V	- 5 V	- 5 V		1	0	0	0
+ 5 V	- 5 V	+ 5 V	- 5 V		1	0	1	0
+ 5 V	+ 5 V	- 5 V	- 5 V		1	1	0	0
+ 5 V	+ 5 V	+ 5 V	+ 5 V		1	1	1	1

→  $- 5 V \equiv «0»$   
            $+ 5 V \equiv «1»$

Σχ. 8.4ια.

Πίνακες τάσεων και αληθείας κυκλώματος «KAI» με τρεις εισόδους.

β) Τα λογικά κυκλώματα με διόδους που εξετάσαμε μπορούν να λειτουργήσουν κατά τον ίδιο τρόπο, αν χρησιμοποιούσαμε τις τάσεις  $E_1 = + 5$  Volt και  $E_2 = 0$  Volt. Η τάση τροφοδοσίας στην περίπτωση αυτή πρέπει να είναι για την πύλη «KAI» + 5 Volt και για την πύλη «Η» 0 Volt.

### γ) Αντιστροφέας (Inverter).

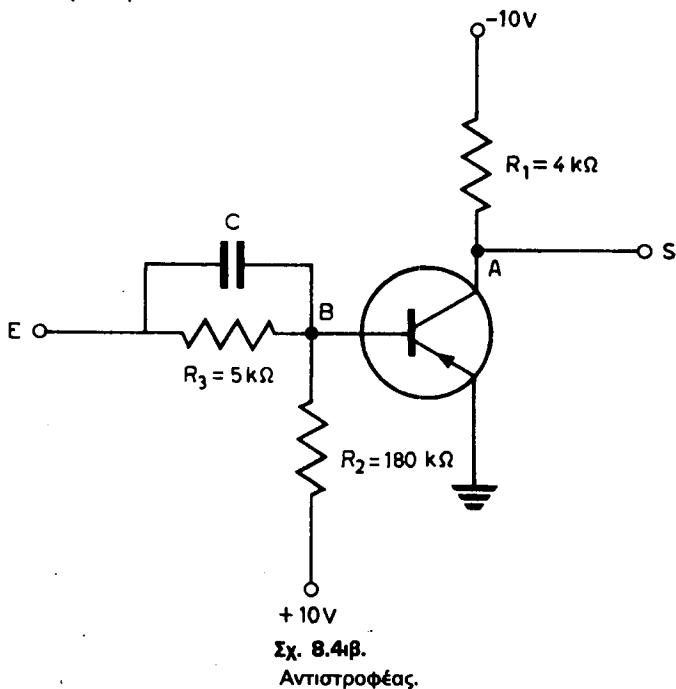
Το κύκλωμα που φαίνεται στο σχήμα 8.4ιβ εκτελεί την πράξη της αντιστροφής και ονομάζεται πύλη «OXI» ή αντιστροφέας (Inverter).

Μπορούμε εύκολα να διαπιστώσουμε ότι το κύκλωμα αυτό εκτελεί την πράξη της αντιστροφής αν θεωρήσουμε την αντιστοιχία 0 Volt  $\Rightarrow «0»$  και - 10 Volt  $\Rightarrow «1»$ .

### Περίπτωση Πρώτη ( $E = 0$ Volt).

Αν στην είσοδο εφαρμόσουμε μια τάση 0 Volt, οι αντιστάσεις  $R_2$  και  $R_3$  ενερ-

γούν ως διαιρέτες τάσεως μεταξύ των 0 και + 10 Volt και η τάση στη βάση (σημείο B) θα είναι ελαφρώς θετική. Με αυτές τις συνθήκες το τρανζίστορ βρίσκεται στην κατάσταση αποκοπής. Συνεπώς δεν άγει και το σημείο A οδηγείται στην τάση των -10 Volt δηλαδή  $S = \text{«1»}$ .



### Περίπτωση Δεύτερη ( $E = -10\text{ Volt}$ ).

Αν στην είσοδο εφαρμόσουμε μια τάση -10 Volt, η τάση στη βάση του τρανζίστορ (σημείο B) γίνεται αρνητική ως προς τον εκπομπό και το τρανζίστορ οδηγείται στην κατάσταση κόρου. Το δυναμικό του σημείου A θα είναι 0 Volt (δηλαδή εκείνο του εκπομπού). Άρα  $S = \text{«0»}$ . Συνεπώς για τους πίνακες τάσεων και αληθείας θα έχουμε (σχ. 8.4γ).

$E$	$S$
0 V	-10 V
-10 V	0 V

$$\begin{array}{l} 0\text{ V} = \text{«0»} \\ -10\text{ V} = \text{«1»} \end{array} \quad \Rightarrow$$

$E$	$S$
0	1
1	0

Σχ. 8.4γ.

Πίνακες τάσεων και αληθείας αντιστροφέα.

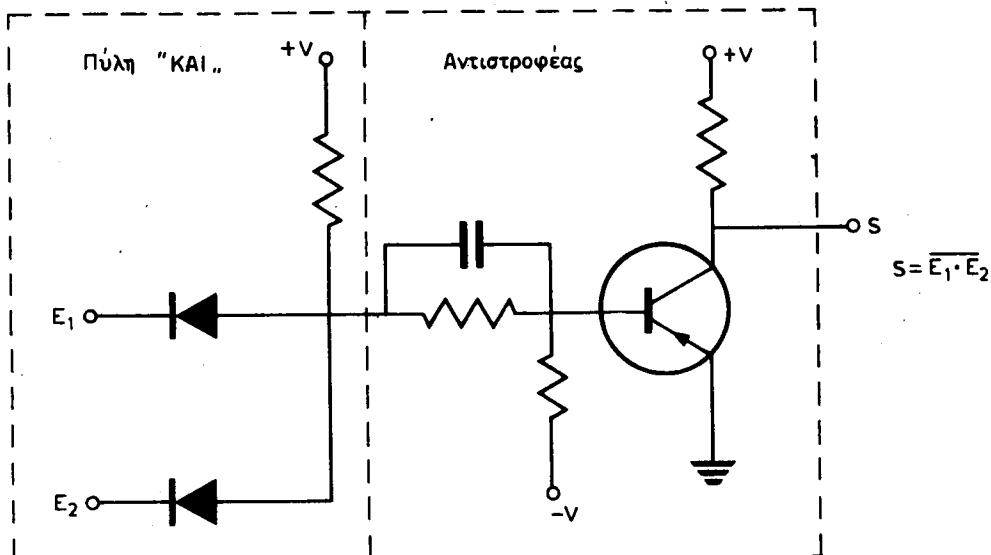
Από τους παραπάνω πίνακες διαπιστώνομε ότι η έξοδος είναι πάντοτε συμπλήρωμα της εισόδου ( $S = \bar{E}$ ). Δηλαδή το κύκλωμά μας έκτελεί τη λογική πράξη της αντιστροφής.

### Παρατήρηση.

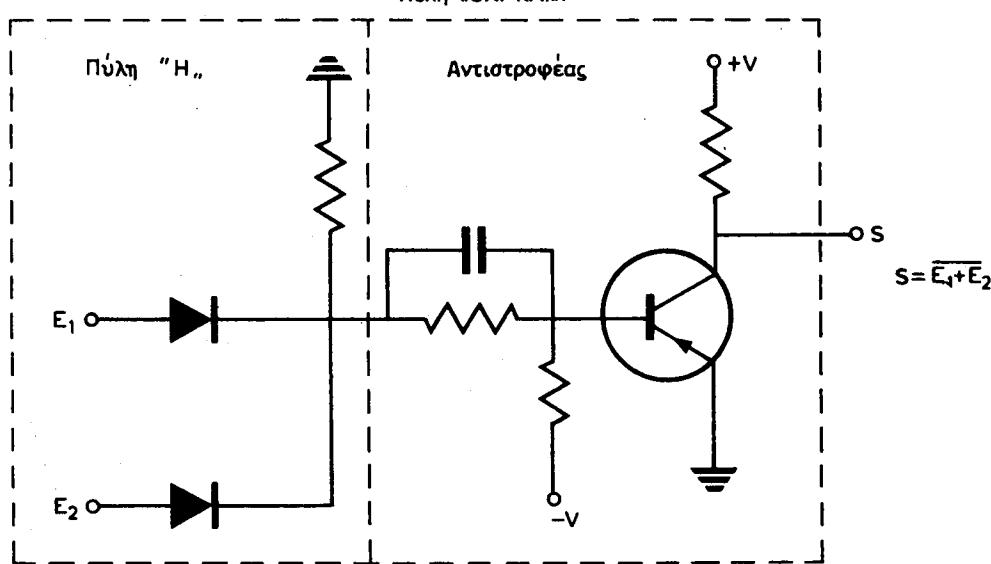
Ο πυκνωτής C δίνει στο κύκλωμα τη δυνατότητα να ανταποκρίνεται σε γρήγορες εναλλαγές 0 και 1 στην είσοδο του (η τιμή του πυκνωτή κυμαίνεται μεταξύ 40-200 pF).

### δ) Πύλες «OXI KAI» και «OXI H».

Αν στην έξοδο μιας πύλης «KAI» συνδέσουμε έναν αντιστροφέα, τότε το κύκλωμα που προκύπτει είναι μια πύλη «OXI KAI» (σχ. 8.4ιδ).



Σχ. 8.4ιδ.  
Πύλη «OXI KAI».



Σχ. 8.4ιε.  
Πύλη «OXI H».

Επίσης, αν συνδέσομε έναν αντιστροφέα στην έξοδο μιας πύλης «Η», το κύκλωμα που προκύπτει είναι μια πύλη «ΟΧΙ Η» (σχ. 8.4ιε).

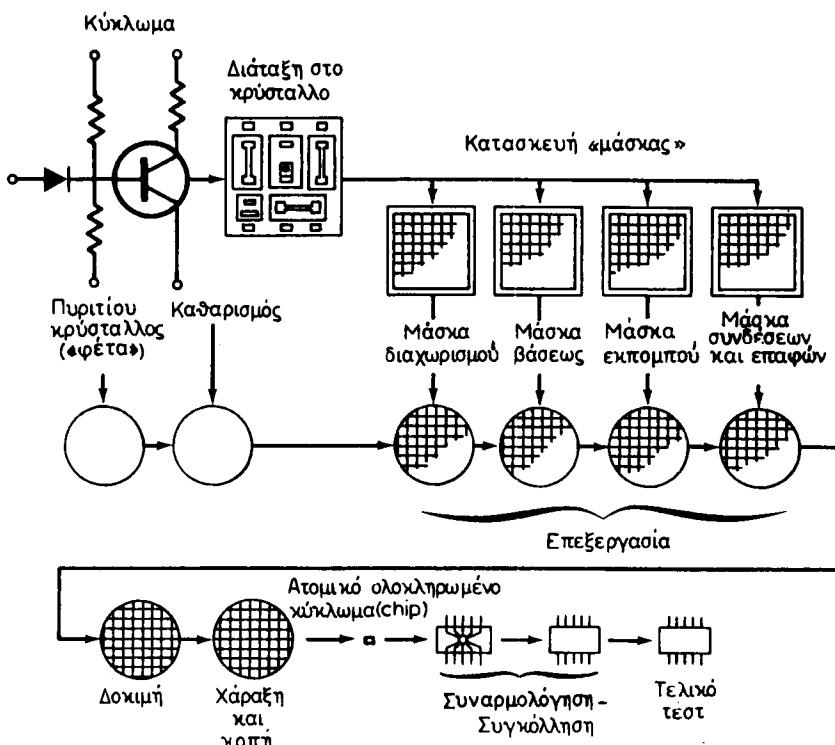
#### 8.4.4 Πραγματοποίηση με ολοκληρωμένα κυκλώματα.

Μέχρι πριν από μερικά χρόνια, όλα τα κυκλώματα που αναφέραμε προηγουμένως κατασκευάζονταν από διακριτά ηλεκτρονικά στοιχεία, όπως π.χ. είναι οι αυγήστασεις, πυκνωτές, τρανζίστορ, δίοδοι κλπ.

Σήμερα, τα κυκλώματα αυτά καθώς και πολλά άλλα, πιο πολύπλοκα ακόμα, κατασκευάζονται με την τεχνική των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (Integrated Circuits ή απλώς I.C.). Ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα αποτελείται από ένα κομμάτι (φέτα) ημιαγωγού (Chip) στο οποίο με κατάλληλη επεξεργασία έχουν κατασκευασθεί όλα τα επί μέρους στοιχεία του κυκλώματος (αυγήστασεις, πυκνωτές, δίοδοι, τρανζίστορ) καθώς και οι συνδέσεις μεταξύ τους.

Για να κατασκευάσουμε ένα κύκλωμα υπό ολοκληρωμένη μορφή, πρώτα το σχεδιάζουμε με μεγάλες διαστάσεις. Το σχέδιο αυτό αποτυπώνεται επάνω στο κρύσταλλο (συνήθως κρύσταλλο πυριτίου) και ταυτόχρονα σμικρύνεται (η επιφάνεια του κρυστάλλου είναι μερικά τετραγωνικά χιλιοστά). Η αποτύπωση γίνεται με ειδικές φωτοχημικές διαδικασίες.

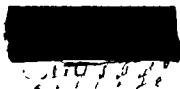
Στο σχήμα 8.4ιστ δίνεται παραστατικά η διαδικασία κατασκευής ενός ολοκληρωμένου κυκλωμάτος. Στο σχήμα 8.4ιζ δίνεται η τυπική μορφή ενός ολοκληρωμένου κυκλωμάτου.



Σχ. 8.4ιστ.

Διαδικασία κατασκευής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (αρχή).

νου κυκλώματος στο τέλος της πιο πάνω διαδικασίας. Δηλαδή όπως το αγοράζομε σήμερα στο εμπόριο (διαστάσεις  $0,5 \times 1,5$  cm περίπου).



**Σχ. 8.4ι.**

Ολοκληρωμένο κύκλωμα (τελική μορφή).

### a) Πλεονεκτήματα.

Τα σπουδαιότερα πλεονεκτήματα είναι η μεγάλη μείωση διαστάσεων και βάρους, σημαντική αύξηση της πιστότητας (Reliability) και της ταχύτητας, χαμηλή κατανάλωση ισχύος και το σημαντικότερο πολύ χαμηλή τιμή.

### β) Οικογένειες ολοκληρωμένων κυκλωμάτων.

Για την κατασκευή των κυκλωμάτων των πυλών «ΟΧΙ ΚΑΙ» και «ΟΧΙ Ή» που αναφέραμε προηγουμένως, χρησιμοποιούνται δίοδοι και τρανζίστορ. Γι αυτό το λόγο λέμε ότι τα κυκλώματα αυτά ανήκουν στην οικογένεια των κυκλωμάτων «Διόδων – Τρανζίστορ» (Diode Transistor Logic ή DTL). Πύλες «ΟΧΙ ΚΑΙ» και «ΟΧΙ Ή» καθώς και διάφορες άλλες πύλες μπορούμε να κατασκευάσουμε και με άλλους συνδυασμούς στοιχείων (αντιστάσεις, διόδους, τρανζίστορ κλπ). Με αυτό τον τρόπο δημιουργούμε διάφορες «οικογένειες» κυκλωμάτων, μερικές από τις οποίες θα αναφέρομε παρακάτω.

#### 1) Λογικά Κυκλώματα Αντιστάσεων – Τρανζίστορ (Resistor Transistor Logic – RTL).

Τα λογικά κυκλώματα της οικογένειας αυτής κατασκευάζονται αποκλειστικά από αντιστάσεις και τρανζίστορ. Είναι απλά στο σχεδιασμό και στην κατασκευή τους και επιπλέον έχουν μικρό κόστος. Το σχήμα 8.4ιη παριστάνει μια πύλη «ΟΧΙ ΚΑΙ» της οικογένειας RTL με δυο εισόδους.

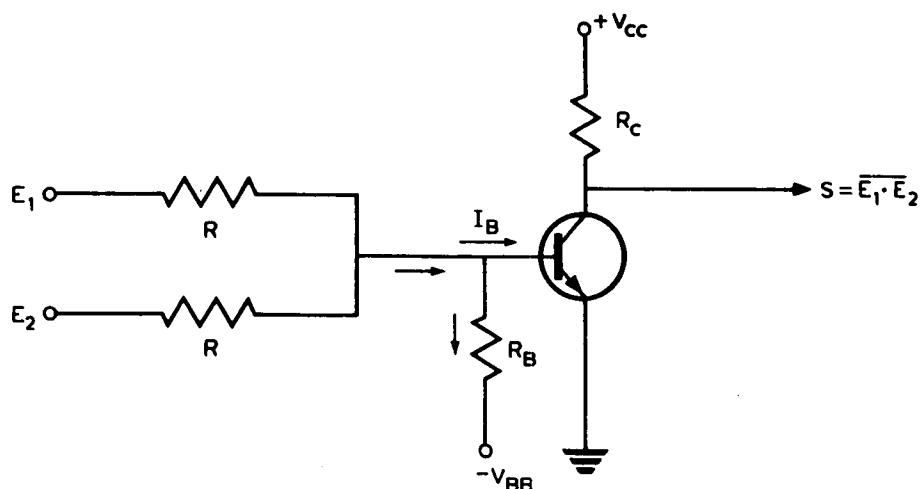
Η τιμή των αντιστάσεων  $R$  εκλέγεται με τέτοιο τρόπο ώστε μόνον όταν η τιμή και των δύο εισόδων  $E_1$  και  $E_2$  είναι 1, να οδηγείται το τρανζίστορ στον κόρο. (Τα ρεύματα που διαρρέουν τις αντιστάσεις  $R$  προστίθενται).

#### 2) Λογικά Κυκλώματα Διόδων – Τρανζίστορ (Diode Transistor Logic – DTL).

Τα λογικά κυκλώματα της οικογένειας αυτής κατασκευάζονται από διόδους και τρανζίστορ και είναι λιγότερο ευαίσθητα στους θορύβους από τα RTL. Οι πύλες «ΟΧΙ ΚΑΙ» και «ΟΧΙ Ή» που παριστάνονται στα σχήματα 8.4ιδ και 8.4ιε είναι κυκλώματα της οικογένειας DTL.

#### 3) Λογικά κυκλώματα με μεγάλο κατώφλιο (High Threshold Logic – HTL).

Τα λογικά κυκλώματα της οικογένειας αυτής έχουν ικανοποιητική «αναισθησία» στο θόρυβο (της τάξεως των 7 Volt) και είναι κατάλληλα μόνο για χαμηλές συχνό-

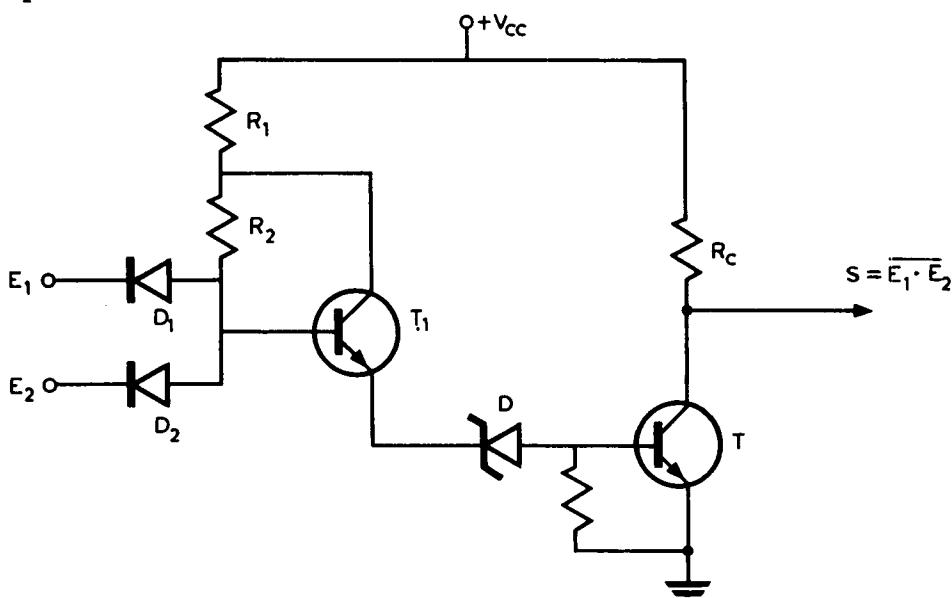


Σχ. 8.4η.

Πύλη «ΟΧΙ ΚΑΙ» της οικογένειας RTL με δύο εισόδους.

τητες. Τα κυκλώματα αυτά χρησιμοποιούνται σε βιομηχανικές εφαρμογές όπου η ύπαρξη κινητήρων, αυτοματισμών κλπ. δημιουργούν υψηλή στάθμη θορύβου.

Το σχήμα 8.4ιθ παριστάνει μια πύλη «ΟΧΙ ΚΑΙ» της οικογένειας HTL με δύο εισόδους. Από το σχήμα μπορούμε εύκολα να καταλάβουμε ότι πρόκειται ουσιαστικά για μια πύλη DTL στην οποία έχει προστεθεί η δίοδος Zener D για να καθορίσει το κατώφλιο και το τρανζίστορ  $T_1$ , και για να ενισχύσει την έξοδο την διόδων  $D_1$  και  $D_2$ .

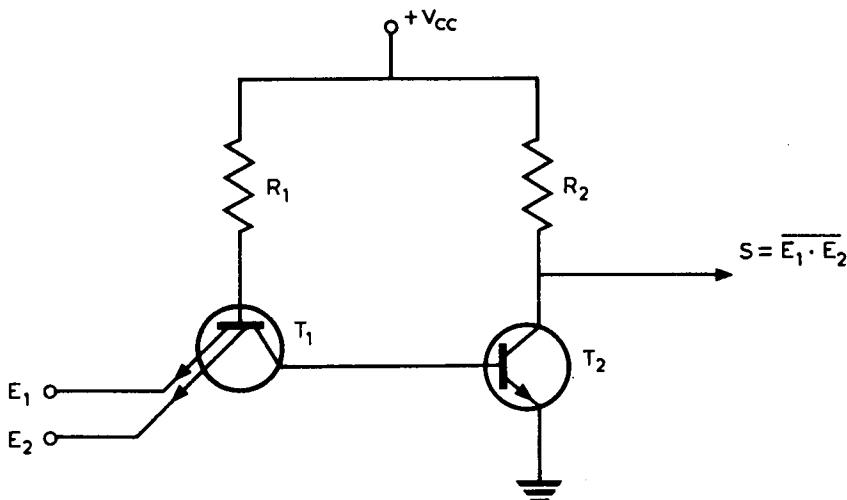


Σχ. 8.4θ.

Πύλη «ΟΧΙ ΚΑΙ» της οικογένειας HTL με δύο εισόδους.

#### 4) Λογικά κυκλώματα Τρανζίστορ – Transistor – Transistor Logic – TTL ή $I^2L$ .

Τα λογικά κυκλώματα της οικογένειας αυτής είναι παρόμοια με τα κυκλώματα της οικογένειας DTL με τη διαφορά ότι είναι ταχύτερα. Τούτο επιτυγχάνεται αν αντί για τις διόδους (σχ. 8.4ιδ και 8.4ιε) χρησιμοποιήσουμε ένα τρανζίστορ με πολλαπλό εκπομπό, του οποίου η κατασκευή είναι εύκολη υπό ολοκληρωμένη μορφή. Το σχήμα 8.4κ παριστάνει μια πύλη «KAI» της οικογένειας TTL με δύο εισόδους. Τα λογικά κυκλώματα TTL είναι σήμερα τα πιο διαδεδομένα.



Σχ. 8.4κ.

Πύλη «KAI» της οικογένειας TTL με δύο εισόδους.

#### γ) Άλλες Οικογένειες Λογικών Κυκλωμάτων.

Στα προηγούμενα εξετάσαμε στοιχειωδώς τις κυριότερες οικογένειες λογικών κυκλωμάτων. Εκτός από αυτές υπάρχουν και οι παρακάτω:

- Λογικά κυκλώματα με συνδεδεμένο εκπομπό (Emitter Coupled Logic - ECL ή Current Mode Logic - CML).
- Λογικά κυκλώματα Μετάλλου – Οξειδίου – Ημιαγωγού (Metal – Oxide Semiconductor Logic – MOS).
- Λογικά κυκλώματα εγχύσεως ρεύματος (Integrated Injection Logic - I<sup>2</sup>L).
- Λογικά κυκλώματα Μετάλλου – Οξειδίου – Ημιαγωγού με συμπληρωματικά στοιχεία (Complementary Metal – Oxide – Semiconductor Logic – CMOS).

Για να χρησιμοποιήσουμε τα λογικά κυκλώματα που αναφέραμε παραπάνω, σε μία εφαρμογή δεν πρέπει να αναμίξουμε τις οικογένειες γιατί συνήθως δεν υπάρχει μεταξύ τους συμβιβαστότητα στα χαρακτηριστικά της λειτουργίας τους. Τα χαρακτηριστικά αυτά είναι:

- Ταχύτητα λειτουργίας.
- Αναισθησία στο θόρυβο.
- Ικανότητα ενός κυκλώματος να οδηγήσει άλλα (Fan – In, Fan' – Out).

- Τάση τροφοδοτήσεως.
- Ισχύς καταναλώσεως του κυκλώματος.
- Περιοχή θερμοκρασίας για ασφαλή λειτουργία.
- Κόστος.

Η εκλογή της κατάλληλης οικογένειας για κάθε εφαρμογή γίνεται με βάση τα παραπάνω χαρακτηριστικά. Στον πίνακα 8.4.1 σύνοψίζονται τα κυριότερα χαρακτηριστικά των βασικών οικογενειών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων.

Σήμερα κατασκευάζονται και παρουσιάζονται στο εμπόριο πολύπλοκα λογικά κυκλώματα όπως π.χ. αθροιστές, αποκωδικοποιητές, καταχωρητές, απαριθμητές κλπ. (μερικά από αυτά θα μελετήσουμε στα παρακάτω κεφάλαια) ως ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα, η μορφή του οποίου δίνεται στο σχήμα 4.4ιστ(β). Τα ολοκληρωμένα αυτά κυκλώματα ονομάζονται **μέσης κλίμακας ολοκληρώσεως** και είναι γνωστά ως **MSI** από τα αρχικά των λέξεων **Medium Scale Integration**.

Λογικά κυκλώματα περισσότερο πολύπλοκα όπως π.χ. το κύκλωμα που υπάρχει μέσα στο μικρό επιτραπέζιο ή τσέπης υπολογιστή λέγονται λογικά κυκλώματα **μεγάλης κλίμακας ολοκληρώσεως** και είναι γνωστά ως **LSI** από τα αρχικά των λέξεων **Large Scale Integration**.

**ΠΙΝΑΚΑΣ 8.4.1.**  
**Χαρακτηριστικά ολοκληρωμένων κυκλωμάτων**

ΟΙΚΟΓΕΝΕΙΑ	RTL	DTL	HTL	TTL	ECL	MOS	CMOS
Βασική πύλη	NOR	NAND	NAND	NAND	OR-NOR	NAND	NOR ή NAND
Καθυστέρηση ανά πύλη σε ns	10	30	100	6-12	1-4	300	70
Συχνότητα λειτουργίας Flip-Flop σε MHZ	10	12-30	44	15-60	60-500	2	5
Αναισθησία στο θόρυβο	μικρή	καλή	εξαιρετική	αρκετά καλή	μικρή	μικρή	πολύ καλή
Ισχύς ανά πύλη σε mW	10	8-12	50	10-20	40-50	0,2-10	0,01 για στατική λειτουργία σε 1MHZ

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΝΑΤΟ

### ΚΑΤΑΧΩΡΗΤΕΣ – ΑΠΑΡΙΘΜΗΤΕΣ

#### **9.1 Γενικά.**

Όπως είναι γνωστό, οι πολυδονητές διακρίνονται σε:

- Πολυδονητές δύο σταθερών καταστάσεων (ή Φλιπ - Φλοπ).
- Πολυδονητές μιας σταθερής καταστάσεως και
- πολυδονητές ασταθείς ή ελεύθερης ταλαντώσεως.

Και οι τρεις τύποι των πολυδονητών χρησιμοποιούνται στα κυκλώματα που συγκροτούν έναν ηλεκτρονικό υπολογιστή. Συγκεκριμένα: οι πολυδονητές δύο σταθερών καταστάσεων χρησιμοποιούνται στα κυκλώματα που αποθηκεύουν πληροφορίες (καταχωρητές). Οι πολυδονητές μιας σταθερής καταστάσεως χρησιμοποιούνται για την παραγωγή σημάτων ή μορφοποίηση σημάτων και οι ασταθείς ή ελεύθερης ταλαντώσεως πολυδονητές χρησιμοποιούνται για την παραγωγή σημάτων χρονισμού τα οποία είναι απαραίτητα για τη λειτουργία όλων σχεδόν των κυκλωμάτων που συγκροτούν έναν ηλεκτρονικό υπολογιστή.

Στο κεφάλαιο αυτό θα εξετάσουμε διάφορους τύπους καταχωρητών.

#### **9.2 Καταχωρητές (Registers).**

Όταν θέλομε να αποθηκεύσουμε ένα δυαδικό ψηφίο (bit) μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε το δικατάστατο στοιχείο Φλιπ - Φλοπ. Όταν θέλομε να αποθηκεύσουμε πληροφορία που περιλαμβάνει περισσότερα από ένα δυαδικά ψηφία χρειαζόμαστε τόσα Φλιπ - Φλοπ όσα είναι και τα δυαδικά ψηφία της πληροφορίας. Το σύνολο των Φλιπ - Φλοπ που χρησιμοποιούμε για την αποθήκευση της πληροφορίας αυτής λέμε ότι αποτελεί έναν «καταχωρητή». Το πλήθος των Φλιπ - Φλοπ που περιλαμβάνει ένα καταχωρητής, δηλαδή το πλήθος των δυαδικών ψηφίων που μπορεί να αποθηκεύσει λέγεται μήκος του καταχωρητή. Ένας ηλεκτρονικός υπολογιστής έχει πάντοτε μεγάλο πλήθος από καταχωρητές, των οποίων το μήκος είναι συνήθως ίσο με το μήκος (πλήθος δυαδικών ψηφίων) της λέξεως του υπολογιστή.

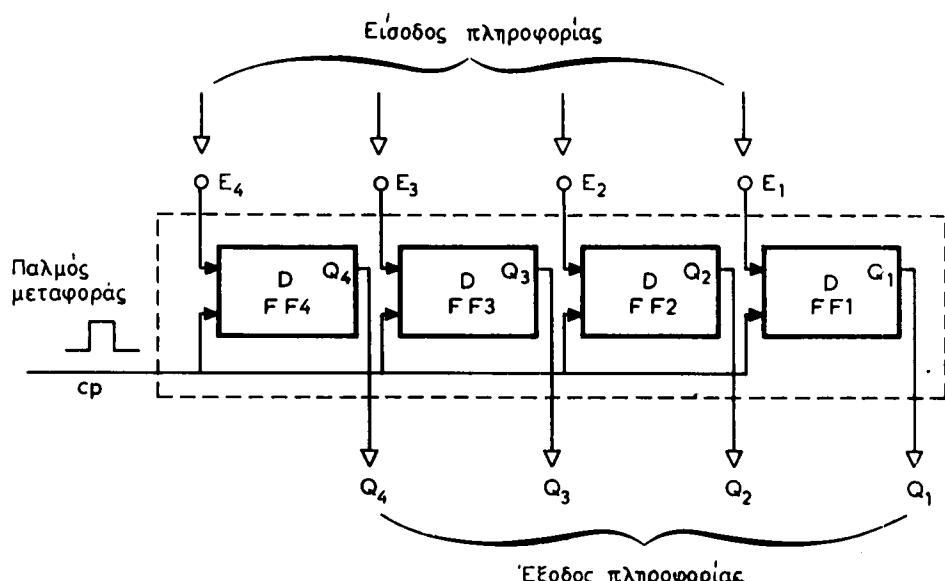
Τους καταχωρητές τους διακρίνομε συνήθως στις εξής κατηγορίες:

##### **9.2.1 Στατικός καταχωρητής.**

Ο στατικός καταχωρητής είναι ένας καταχωρητής στον οποίο αποθηκεύομε μία πληροφορία την οποία μπορούμε να την πάρομε αργότερα.

Στο σχήμα 9.2α απεικονίζεται ένας στατικός καταχωρητής ο οποίος αποτελείται από 4 Φλιπ - Φλοπ τύπου D. Στη συγκεκριμένη περίπτωση ο καταχωρητής αποτελείται από 4 Φλιπ - Φλοπ, δηλαδή έχει μήκος 4.

Η πληροφορία που θέλουμε να αποθηκεύσουμε 4 Bit στην προκειμένη περίπτωση, εφαρμόζεται στην είσοδο του καταχωρητή, δηλαδή στα  $E_1, E_2, E_3, E_4$  αντιστοίχως. Όπως ήδη γνωρίζομε από τη λειτουργία του D Flip - Flop (παράγρ. 6.2) η πληροφορία που εφαρμόσαμε στα  $E_1, E_2, E_3, E_4$  θα εμφανισθεί στα  $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$  όταν εφαρμοσθεί ο ωρολογιακός παλμός CP. Ο παλμός αυτός λέγεται στην περίπτωσή μας «παλμός μεταφοράς», γιατί μεταφέρει την κατάσταση της εισόδου κάθε Φλιπ - Φλοπ του καταχωρητή στην αντίστοιχη έξοδο.

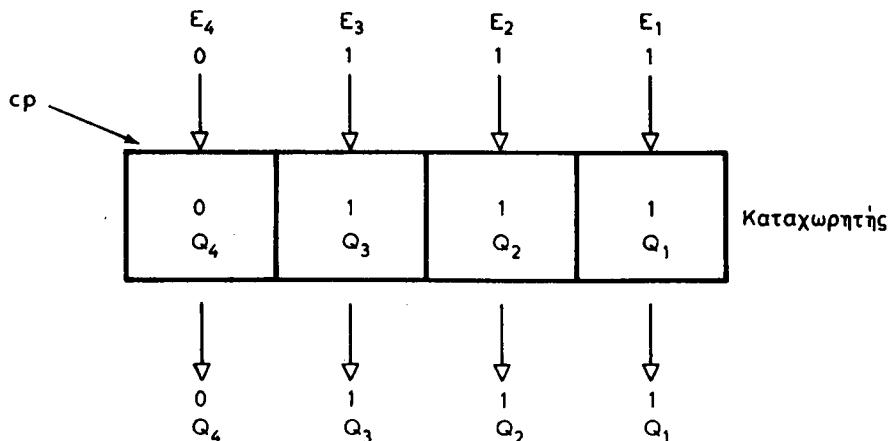


Σχ. 9.2α.  
Στατικός καταχωρητής 4 Bit.

Αν υποθέσουμε ότι στην είσοδο του καταχωρητή εφαρμόζεται η πληροφορία 0111, δηλαδή  $E_4 = 0, E_3 = 1, E_2 = 1$  και  $E_1 = 1$ , τότε το περιεχόμενο του καταχωρητή μετά την εφαρμογή των παλμών μεταφοράς θα είναι 0111, δηλαδή  $Q_4 = 0, Q_3 = 1, Q_2 = 1, Q_1 = 1$ . Τούτο φαίνεται παραστατικά στό διάγραμμα του σχήματος 9.2β.

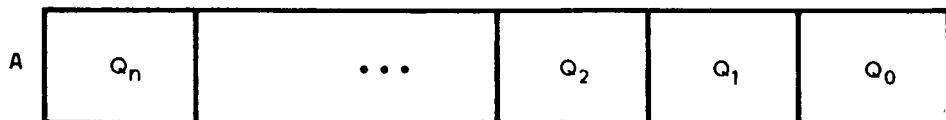
Για να ονομάσουμε τους καταχωρητές, χρησιμοποιούμε γράμματα του ελληνικού ή λατινικού αλφαριθμητού, π.χ. Α, Β, Γ; κλπ. ή Α, Β, C, κλπ. Συμβολικά ένας καταχωρητής παριστάνεται με μία σειρά τετραγώνων ή ορθογωνίων παραλληλογράμμων. Π.χ. ένας καταχωρητής Α που μπορεί να αποθηκεύσει μία πληροφορία ή δυαδικών ψηφίων παριστάνεται συμβολικά όπως στο διάγραμμα του σχήματος 9.2γ.

Επίσης χρησιμοποιούμε την έκφραση ότι το περιεχόμενο του καταχωρητή Α είναι  $a_{n-1} \dots a_2 a_1 a_0$  όταν στο πρώτο από δεξιά ( $a_0$  – λιγότερο σημαντικό ψηφίο)



Σχ. 9.2β.

Αποθήκευση της πληροφορίας 0111 στον καταχωρητή.



Σχ. 9.2γ.

Συμβολικό διάγραμμα καταχωρητή n Bit.

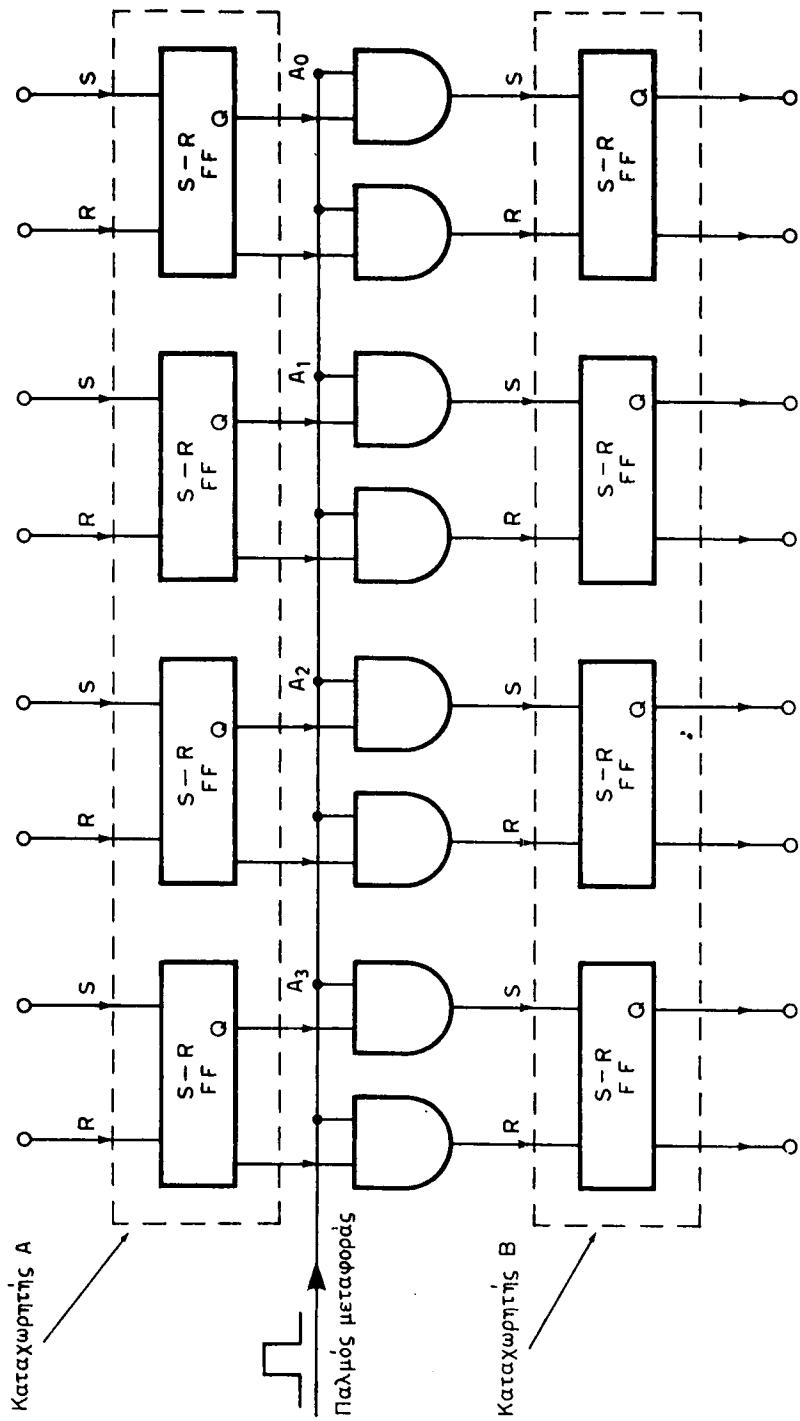
**Φλιπ - Φλοπ** του καταχωρητή είναι αποθηκευμένο το ψηφίο  $a_0$ , στο αμέσως επόμενο το  $a_1$  κ.ο.κ.

Ένας καταχωρητής μπορεί να κατασκευασθεί όχι μόνο από D Φλιπ - Φλοπ, αλλά και από R - S ή J - K Φλιπ - Φλοπ.

Στο σχήμα 9.2δ απεικονίζονται δυο καταχωρητές A και B κατασκευασμένοι από R-S Φλιπ - Φλοπ και συνδεσμολογημένοι κατά τέτοιο τρόπο ώστε το περιεχόμενο του καταχωρητή A να μεταφέρεται στον καταχωρητή B με την εφαρμογή του παλμού μεταφοράς.

Όταν δεν υπάρχει παλμός μεταφοράς όλες οι είσοδοι του καταχωρητή B είναι «Ο» και συνεπώς κάθε καταχωρητής διατηρεί το περιεχόμενό του. Όταν εφαρμοσθεί ο παλμός μεταφοράς, τότε το περιεχόμενο κάθε Φλιπ - Φλοπ του καταχωρητή A εμφανίζεται στην είσοδο του αντίστοιχου Φλιπ - Φλοπ του καταχωρητή B και αποθηκεύεται σε αυτόν.

Ένας ηλεκτρονικός υπολογιστής περιέχει ένα μεγάλο αριθμό στατικών καταχωρητών όπως οι καταχωρητές που εξετάσαμε στο κεφάλαιο αυτό. Βρίσκονται στην αριθμητική μονάδα του υπολογιστή όπου χρησιμοποιούνται για την αποθήκευση ενδιαμέσων αποτελεσμάτων επεξεργασίας. Σε αυτή την περίπτωση οι καταχωρητές αυτοί είναι γνωστοί ως καταχωρητές γενικής χρήσεως (General Purpose Registers). Στους νεώτερους ηλεκτρονικούς υπολογιστές μπορούμε να πούμε ότι ολόκληρη η μνήμη τους αποτελείται από ένα σύνολο στατικών καταχωρητών (υπολογιστές με ημιαγωγική μνήμη — Κεφάλαιο 10).



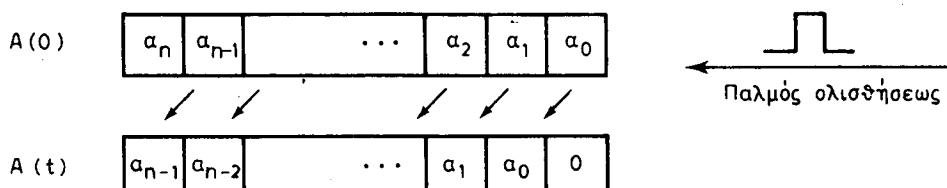
**Σχ. 9.26.**  
Μεταφορά του περιεχομένου του καταχωρτή Α στο Β.

### 9.2.2 Ολισθητής (Shift Register).

Ολισθητής είναι ένας καταχωρητής που μπορεί να ολισθήσει (να μετακινήσει) το περιεχόμενό του κατά μία θέση, κάθε φορά που εφαρμόζεται σε αυτόν ένας εξωτερικός παλμός τον οποίο ονομάζομε παλμό ολισθήσεως.

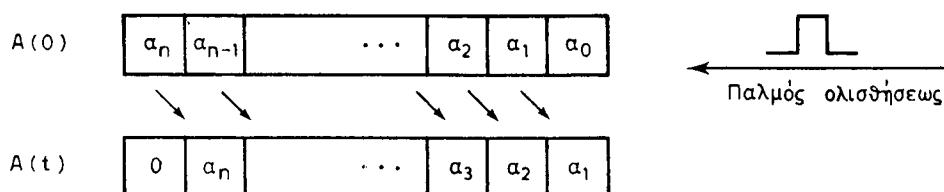
Η ολίσθηση μπορεί να γίνει ανάλογα με την κατασκευή του, προς τα αριστερά ή προς τα δεξιά ή και προς τις δύο κατευθύνσεις. Όταν ο ολισθητής μπορεί να ολισθάνει το περιεχόμενό του και προς τις δύο κατευθύνσεις λέγεται «αμφίδρομος».

Όταν η ολίσθηση γίνεται προς τα αριστερά, το τελευταίο προς τα αριστερά ψηφίο του ολισθητή χάνεται ενώ το πρώτο προς τα δεξιά ψηφίο αντικαθίσταται με μηδέν (σχ. 9.2ε).



**Σχ. 9.2ε.**

Ολίσθηση προς τα αριστερά μία θέση.



**Σχ. 9.2στ.**

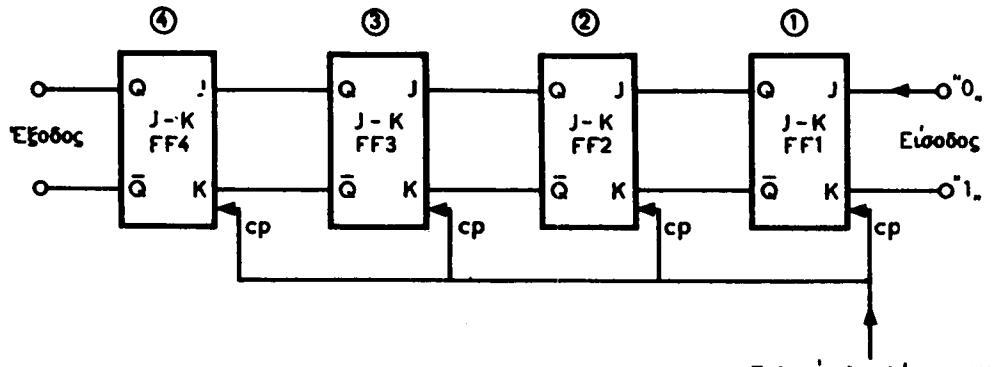
Ολίσθηση προς τα δεξιά μία θέση.

Όταν η ολίσθηση γίνεται προς τα δεξιά, το τελευταίο προς τα δεξιά ψηφίο του ολισθητή χάνεται ενώ το τελευταίο προς τα αριστερά ψηφίο αντικαθίσταται με 0 (σχ. 9.2στ.).

Ένας τύπος ολισθητή κατασκευασμένος από J - K Φλιπ - Φλοπ απεικονίζεται στο σχήμα 9.2ζ.

Όπως φαίνεται στο σχήμα 9.2ζ στις εισόδους του FF1 Φλιπ-Φλοπ εφαρμόζομε  $J = 0$  και  $K = 1$ . Είναι φανερό ότι με τον πρώτο παλμό ολισθήσεως το περιεχόμενο του κάθε Φλιπ - Φλοπ θα μεταφερθεί στο διπλανό του, ενώ το περιεχόμενο του FF1 θα γίνει «0» και το περιεχόμενο του FF4 θα χαθεί. Προφανώς μετά την εφαρμογή 4 παλμών ολισθήσεως το περιεχόμενο όλων των Φλιπ - Φλοπ θα γίνει 0.

Στον πίνακα 9.2.1 δίνονται τα διαδοχικά στάδια ολισθήσεως του αριθμού 1101 που υποθέτομε ότι υπήρχε αρχικά στον καταχωρητή.



Σχ. 9.2ζ.

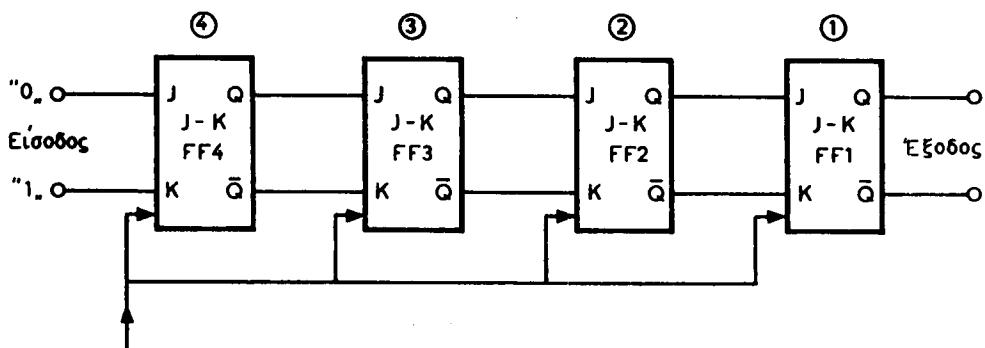
Ολισθητής με J - K Φλιπ - Φλοπ [ Ολισθηση - παλμοί ολισθήσεως (4)].

#### ΠΙΝΑΚΑΣ 9.2.1.

*Πίνακας λειτουργίας ολισθητή (ολισθηση προς τα αριστερά)*

Παλμός ολισθήσεως	(4)	(3)	(2)	(1)
0	1	1	0	1
1ος	1	0	1	0
2ος	0	1	0	0
3ος	1	0	0	0
4ος	0	0	0	0

Με τον ίδιο ακριβώς τρόπο λειτουργεί και ο ολισθητής που πραγματοποιεί ολίσθηση προς τα δεξιά. Ένας τέτοιος ολισθητής απεικονίζεται στο σχήμα 9.2η.



Σχ. 9.2η.

Ολισθητής με J - K Φλιπ - Φλοπ (ολισθηση προς τα δεξιά).

Αν υποθέσουμε ότι το αρχικό ιοιλμό, πριν από την εφαρμογή του παλμού ολισθήσεως) περιεχόμενο του ολισθητή είναι 1101, η λειτουργία θα είναι όπως αυτή που περιγράφεται στον πίνακα 9.2.2.

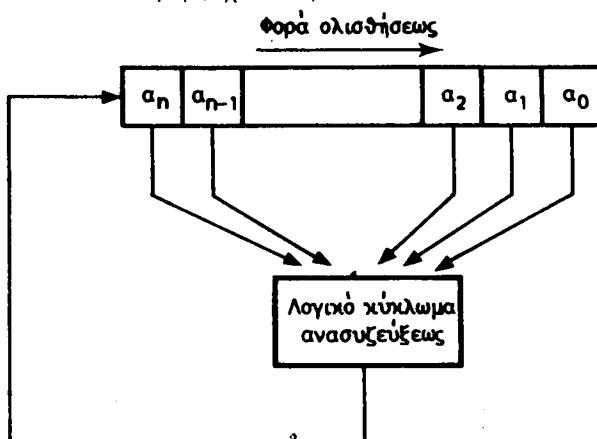
ΠΙΝΑΚΑΣ 9.2.2.

Πίνακας λειτουργίας ολισθητή (αλλαγής προς τα δεξιά)

Παλμός ολισθήσεως	④	③	②	①
0	1	1	0	1
1ος	0	1	1	0
2ος	0	0	1	1
3ος	0	0	0	1
4ος	0	0	0	0

Όταν ο ολισθητής είναι κατασκευασμένος έτσι ώστε το ψηφίο που χάνεται κατά την ολίσθηση (αριστερά ή δεξιά) να αντικαθιστά το ψηφίο που μηδενίζεται, τότε ο ολισθητής λέγεται «κυκλικός ολισθητής» (Shift Around Register).

Ο κυκλικός ολισθητής αποτελεί μία ειδική περίπτωση των «ολισθητών με ανασύζευξη», στους οποίους το ψηφίο που μηδενίζεται αντικαθίσταται από την έξοδο ενός λογικού κυκλώματος οι είσοδοι του οποίου τροφοδοτούνται από ένα ή περισσότερα ψηφία του ολισθητή (σχ. 9.2θ).

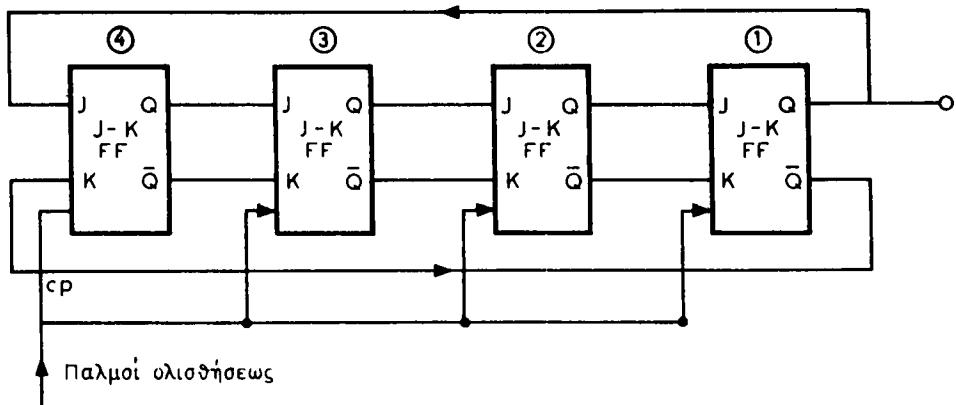


Σχ. 9.2θ.

Ολισθητής με ανασύζευξη.

Στο σχήμα 9.2ι φαίνεται ένας κυκλικός ολισθητής που αποτελείται από J-K Φλιπ - Φλοπ.

Στον πίνακα 9.2.3 δίνονται τα διαδοχικά περιεχόμενα ενός κυκλικού ολισθητή με αρχικό περιεχόμενο 1101.



Σχ. 9.2i.

Κυκλικός ολισθητής (ολίσθηση προς τα δεξιά και κυκλική).

### ΠΙΝΑΚΑΣ 9.2.3.

#### Πίνακας λειτουργίας κυκλικού ολισθητή

Παλμοί ολισθήσεως	④	③	②	①
0	1	1	0	1
1ος	1	1	1	0
2ος	0	1	1	1
3ος	1	0	1	1
4ος	1	1	0	1

Είναι φανερό ότι μετά τον τέταρτο παλμό, το περιεχόμενο του ολισθητή είναι το ίδιο με το αρχικό.

Το αρχικό περιεχόμενο ενός ολισθητή μπορεί να τοποθετηθεί στα Φλιπ - Φλοπ από τα οποία αποτελείται όπως μπούς στατικούς καταχωρητές, δηλαδή ταυτόχρονη είσοδος σε όλα τα Φλιπ - Φλοπ. Σε αυτή την περίπτωση λέμε ότι έχουμε παράλληλη είσοδο της πληροφορίας (Parallel Input). Μπορεί επίσης να τοποθετηθεί με διαδοχικές ολισθήσεις, όπως φαίνεται στο σχήμα 9.2ia όπου δίνεται η είσοδος που εφαρμόζομε στο Φλιπ - Φλοπ ανώτερης τάξεως και το αντίστοιχο κάθε φορά (για κάθε ολίσθηση) περιεχόμενο του ολισθητή για την εισαγωγή του αριθμού 1011. Είναι φανερό ότι το τελικό περιεχόμενο του ολισθητή θα είναι 1011, ανεξάρτητα από το αρχικό του περιεχόμενο. Στην περίπτωση αυτή λέμε ότι έχουμε διαδοχική είσοδο (Serial Input) της πληροφορίας στον ολισθητή.

	0	0	0	0	Αρχικό περιεχόμενο
1	→ 1	0	0	0	Περιεχόμενο μετά τον 1 <sup>ο</sup> παλμό ολισθήσεως
0	→ 0	1	0	0	Περιεχόμενο μετά τον 2 <sup>ο</sup> παλμό ολισθήσεως
1	→ 1	0	1	0	Περιεχόμενο μετά τον 3 <sup>ο</sup> παλμό ολισθήσεως
1	→ 1	1	0	1	Περιεχόμενο μετά τον 4 <sup>ο</sup> παλμό ολισθήσεως (Τελικό περιεχόμενο)

### Σχ. 9.2ia.

Διαδοχική εισαγωγή πληροφορίας στον ολισθητή.

Το περιεχόμενο ενός ολισθητή το παίρνουμε με τους εξής τρόπους:

- Ταυτόχρονη λήψη του περιεχομένου όλων των Φλίπ-Φλοπ του ολισθητή. Σε αυτή την περίπτωση λέμε ότι έχομε παράλληλη έξοδο (Parallel Output).
- Λήψη του περιεχομένου διαδοχικά από ένα Φλίπ - Φλόπ του ολισθητή (συνήθως του τελευταίου). Σε αυτή την περίπτωση λέμε ότι έχομε διαδοχική έξοδο (Serial Output).

Είναι φανερό ότι σε ένα ολισθητή μπορούμε να έχομε:

- Παράλληλη είσοδο – παράλληλη έξοδο.
- Παράλληλη είσοδο – διαδοχική έξοδο.
- Διαδοχική είσοδο – παράλληλη έξοδο.
- Διαδοχική είσοδο – διαδοχική έξοδο.

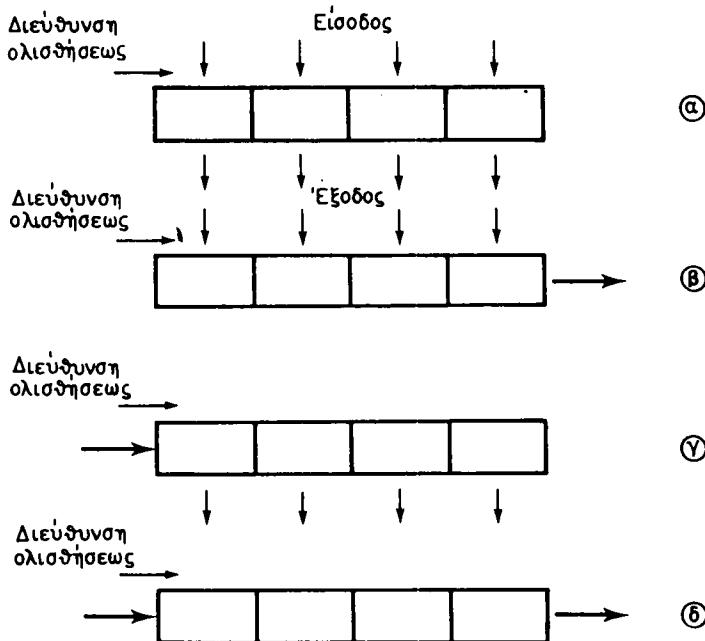
Ολισθητές με παράλληλη είσοδο = παράλληλη έξοδο χρησιμοποιούνται στην αριθμητική μονάδα των υπολογιστών (ολίσθηση ενός δυαδικού αριθμού προς τα δεξιά ισοδυναμεί σε διάρεση δια 2, ενώ ολίσθηση προς τα αριστερά ισοδυναμεί με πολλαπλασιασμό επί 2).

Ολισθητές με παράλληλη είσοδο – διαδοχική έξοδο χρησιμοποιούνται όταν θέλουμε να διαβιβάσουμε μία πληροφορία πολλών διαδοχικών ψηφίων από ένα καλώδιο, π.χ. εκπομπή στην τηλευτιά.

Ολισθητές με διαδοχική είσοδο – παράλληλη έξοδο χρησιμοποιούνται για τη λήψη πληροφορίας πολλών διαδοχικών ψηφίων που διαβιβάσθηκε μέσα από ένα καλώδιο, π.χ. λήψη στην τηλευτιά.

Ολισθητές με διαδοχική είσοδο – διαδοχική έξοδο χρησιμοποιούνται για την εισαγωγή καθυστερήσεως σε μετάδοση μιας πληροφορίας ή κυματομορφής στις μονάδες ελέγχου των υπολογιστών και σε άλλες περιπτώσεις. Την εισαγωγή καθυστερήσεως τη βλέπομε από το σχήμα 9.2ia όπου είναι φανερό ότι το περιέχομενο του τελευταίου Φλίπ - Φλόπ του ολισθητή γίνεται ίδιο με το περιεχόμενο του πρώτου μετά από 4 παλμούς ολισθήσεως.

Στο σχήμα 9.2ib δίνονται τα σύμβολα του ολισθητή για τις διάφορες περιπτώσεις που εξετάσαμε.



Σχ. 9.2iβ.

Σύμβολα ολισθητών. α) Με παράλληλη είσοδο - παράλληλη έξοδο. β) Παράλληλη είσοδο - διαδοχική έξοδο. γ) Διαδοχική είσοδο - παράλληλη έξοδο. δ) Διαδοχική είσοδο - διαδοχική έξοδο.

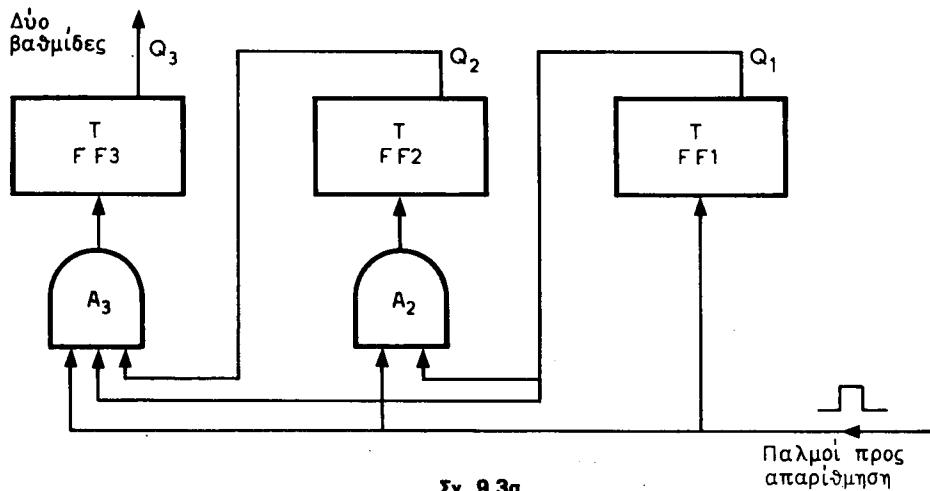
### 9.3 Απαριθμητές (Counters).

Απαριθμητής είναι ένας καταχωρητής ο οποίος μπορεί να μεταβάλλει το περιεχόμενό του κατά μία μονάδα, κάθε φορά που στην είσοδό του δέχεται ένα κατάλληλο παλμό. Όταν ο απαριθμητής αυξάνει το περιεχόμενό του, λέμε ότι απαριθμεί κατά την ορθή φορά ή ότι απαριθμεί προς τα πάνω (Up Counter). Όταν ελαττώνει το περιεχόμενό του, λέμε ότι απαριθμεί κατά την ανάστροφη φορά ή ότι απαριθμεί προς τα κάτω (Down Counter). Όταν ο απαριθμητής μπορεί να μετράει και προς τα πάνω και προς τα κάτω (με εξωτερική επιλογή) λέγεται «αμφίδρομος απαριθμητής» (Up-Down Counter). Είναι επίσης δυνατόν ένας απαριθμητής κατά τη διάρκεια της απαριθμήσεως το περιεχόμενό του να μη μεταβάλλεται κατά μία μονάδα, αλλά κατά ένα μεγαλύτερο αριθμό. Ο απαριθμητής αυτός λέγεται «απαριθμητής άλματος».

Είναι δυνατόν ένας απαριθμητής να μετράει στο δυαδικό σύστημα, οπότε ο απαριθμητής λέγεται «δυαδικός», είναι όμως δυνατόν να μετράει στο δεκαδικό σύστημα με κωδικοποίηση BCD, οπότε ο απαριθμητής λέγεται «δεκαδικός απαριθμητής» ή «απαριθμητής BCD».

#### 9.3.1 Παράλληλος δυαδικός απαριθμητής.

Στο σχήμα 9.3a παριστάνεται ένας απαριθμητής τριών βαθμίδων. Η κάθε βαθμίδα αποτελείται από ένα T Φλιπ - Φλοπ. Οι παλμοί προς απαρίθμηση εφαρμόζον-



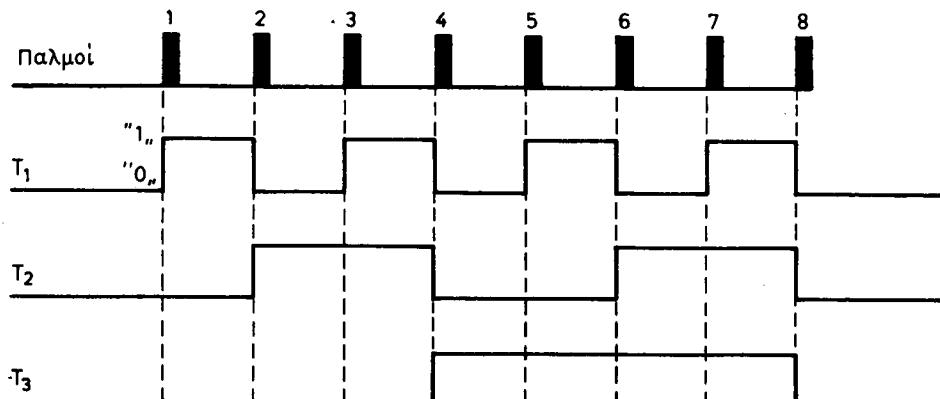
Σχ. 9.3α.

Παράλληλος δυαδικός απαριθμητής (σύγχρονος).

ται απ' ευθείας στην είσοδο της πρώτης βαθμίδας, δηλαδή στο πρώτο Φλιπ - Φλοπ και μέσω των αντιστοίχων πυλών A<sub>2</sub>, A<sub>3</sub> στις άλλες δύο βαθμίδες.

'Εστω ότι το αρχικό περιεχόμενο και των τριών Φλιπ - Φλοπ είναι «Ο», δηλαδή Q<sub>1</sub> = Q<sub>2</sub> = Q<sub>3</sub> = «Ο». Κατά την εφαρμογή του πρώτου παλμού στην είσοδό του το T<sub>1</sub>, θα αλλάξει κατάσταση και θα γίνει T<sub>1</sub> = «1» (δηλαδή Q<sub>1</sub> = 1), ενώ τα T<sub>2</sub> και T<sub>3</sub> θα παραμείνουν όπως έχουν λόγω της παρουσίας των πυλών KAI, A<sub>2</sub> και A<sub>3</sub> των οπίσων η μια είσοδός τους είναι «Ο». Κατά την εφαρμογή του δεύτερου παλμού, τα T<sub>1</sub> και T<sub>2</sub> θα αλλάξουν κατάσταση, δηλαδή θα γίνουν T<sub>1</sub> = «Ο» και T<sub>2</sub> = «1», ενώ το T<sub>3</sub> θα παραμείνει στην αρχική του κατάσταση, δηλαδή T<sub>3</sub> = «Ο» (λόγω της πύλης KAI A<sub>3</sub>).

Συνεχίζοντας την εφαρμογή των παλμών, θα πάρομε διαδοχικά όλους τους τριψήφιους δυαδικούς αριθμούς όπως φαίνεται στον πίνακα 9.3.1.



Σχ. 9.3β.

Χρονική παράσταση της μεταβολής των καταστάσεων των T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub>, T<sub>3</sub> του απαριθμητή.

**ΠΙΝΑΚΑΣ 9.3.1.****Πίνακας λειτουργίας παράλληλου απαριθμητή τριών βαθμίδων**

Χρόνος	Παλμοί	$Q_1$	$Q_2$	$Q_3$
$t_0$	0	0	0	0
$t_1$	1ος	0	0	1
$t_2$	2ος	0	1	0
$t_3$	3ος	0	1	1
$t_4$	4ος	1	0	0
$t_5$	5ος	1	0	1
$t_6$	6ος	1	1	0
$t_7$	7ος	1	1	1
$t_8$	8ος	0	0	0

Όταν φθάσομε στον αριθμό 111 και εφαρμοσθεί ο επόμενος παλμός και τα τρία Φλιπ - Φλοπ θα αλλάξουν κατάσταση, δηλαδή θα πάρομε τον αριθμό 000.

Στον παραπάνω απαριθμητή ο παλμός εισόδου (παλμός προς απαριθμηση) εφαρμόζεται σε όλες τις βαθμίδες του και γι' αυτό ονομάζεται «παράλληλος απαριθμητής». Ο απαριθμητής αυτός ονομάζεται και «σύγχρονος απαριθμητής».

Η χρονική μεταβολή των καταστάσεων  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  των Φλιπ - Φλοπ του απαριθμητή δίνεται στον πίνακα 9.3.1 και στο διάγραμμα του σχήματος 9.3β.

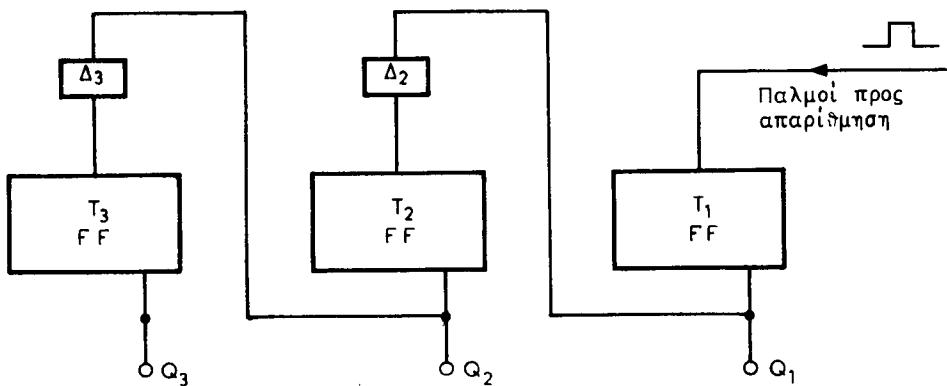
Όπως είναι φανέρω από το σχήμα 9.3β η έξοδος κάθε Φλιπ - Φλοπ είναι μια κυματομορφή «τετραγωνικών παλμών». Η συχνότητα των παλμών αυτών υποδιπλασιάζεται από βαθμίδα σε βαθμίδα γι' αυτό και ο δυαδικός απαριθμητής λέγεται και κλίμακα των δύο (Scale of Two).

**9.3.2 Δυαδικός απαριθμητής διαδοχικού κρατουμένου (Binary Ripple Counter).**

Στο σχήμα 9.3γ παριστάνεται ένας δυαδικός απαριθμητής διαδοχικού κρατουμένου τριών βαθμίδων. Η κάθε βαθμίδα απότελείται από ένα  $J$  Φλιπ - Φλοπ. Οι παλμοί προς απαριθμηση εφαρμόζονται στην είσοδο της πρώτης βαθμίδας, δηλαδή στο πρώτο Φλιπ - Φλοπ.

Τα κυκλώματα  $\Delta_2$  και  $\Delta_3$  παράγουν ένα παλμό, όταν η είσοδος τους μεταβληθεί από «1» σε «0». Τέτοια κυκλώματα είναι τα γνωστά ηλεκτρονικά κυκλώματα διαφοριστών με ψαλίδιση. Στον απαριθμητή του σχήματος 9.3γ τα  $\Delta_2$  και  $\Delta_3$  παριστάνονται ως ιδιαίτερα κυκλώματα. Στην πράξη όμως κάθε  $T$  Φλιπ - Φλοπ περιέχει ενσωματωμένα τα κυκλώματα αυτά γι' αυτό και στο εξής θα τα παραλείπουμε.

Έστω ότι το αρχικό περιεχόμενο και των τριών Φλιπ - Φλοπ είναι μηδέν, δηλαδή  $Q_1 = Q_2 = Q_3 = «0»$ . Κατά την εφαρμογή του πρώτου παλμού, το  $T_1$  θα αλλάξει



Σχ. 9.3γ.

Δυαδικός απαριθμητής διαδοχικού κρατουμένου.

κατάσταση από 0 σε 1 οπότε τα κυκλώματα  $\Delta_2$  και  $\Delta_3$  δε θα δώσουν παλμούς και τα Φλιπ - Φλοπ  $T_2$  και  $T_3$  θα παραμείνουν όπως έχουν.

Κατά την εφαρμογή του δεύτερου παλμού το  $T_1$  θα αλλάξει κατάσταση από 1 σε 0, το  $\Delta_2$  θα δώσει παλμό ο οποίος θα μεταβάλλει την κατάσταση του  $T_2$  από 0 σε 1 και το  $T_3$  θα παραμείνει όπως έχει, δηλαδή 0. Συνεχίζοντας κατά τον τρόπο αυτό θα λάβομε διαδοχικά όλους τους τριψήφιους δυαδικούς αριθμούς. Όταν λάβομε τον αριθμό 111, η εφαρμογή του επόμενου παλμού θα οδηγήσει το  $T_1$  από την κατάσταση 1 στην κατάσταση 0, το  $\Delta_2$  θα δώσει παλμό που θα οδηγήσει το  $T_2$  από 1 σε 0 και τέλος το  $\Delta_3$  θα οδηγήσει το  $T_3$  στην κατάσταση 0.

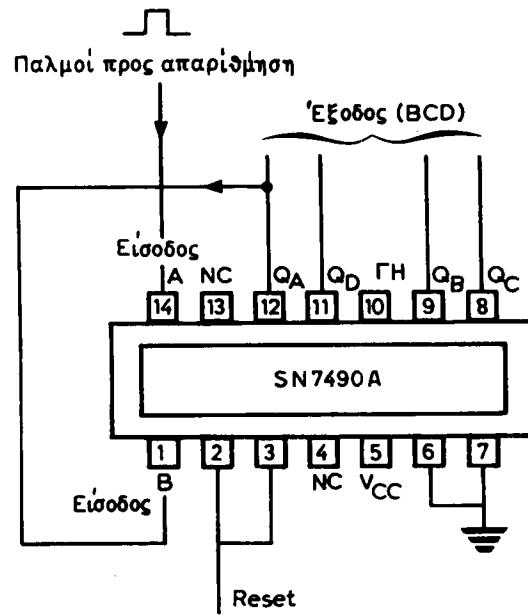
Παρατηρούμε ότι το κρατούμενο που προέκυψε μετά τον τελευταίο παλμό δημιούργησε νέο κρατούμενο στη δεύτερη βαθμίδα το οποίο διήνειρε την τρίτη βαθμίδα. Για το λόγο αυτό απαριθμητές όπως του σχήματος 9.3γ λέγονται «απαριθμητές διαδοχικού κρατουμένου». Οι απαριθμητές του τύπου αυτού λέγονται και «ασύγχρονοι απαριθμητές».

Είναι φανερό ότι μεταξύ της στιγμής της εφαρμογής ενός παλμού και της αυξήσεως του αριθμού που περιέχει ο απαριθμητής κατά 1 μεσολαβεί ένα χρονικό διάστημα που είναι τόσο μεγαλύτερο όσο μεγαλύτερο είναι το πλήθος των βαθμίδων μέσα από τις οποίες πρέπει να προωθηθεί το κρατούμενο.

#### 9.4 Απαριθμητές από ολοκληρωμένα κυκλώματα.

Σήμερα διατίθενται στο εμπόριο υπό μορφή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (IC Chips) απαριθμητές πολλών βαθμίδων που μπορούν να απαριθμούν στο δυαδικό ή σε BCD κώδικα.

Στο σχήμα 9.4 δίνεται το συμβολικό διάγραμμα ενός δεκαδικού ασύγχρονου απαριθμητή διαδοχικού κρατουμένου που διατίθεται στο εμπόριο με την ονομασία SN7490A. Οι αριθμοί στο διάγραμμα αντιστοιχούν στην είσοδο και στις εξόδους (ποδάρακια) του απαριθμητή αυτού.



Σχ. 9.4.

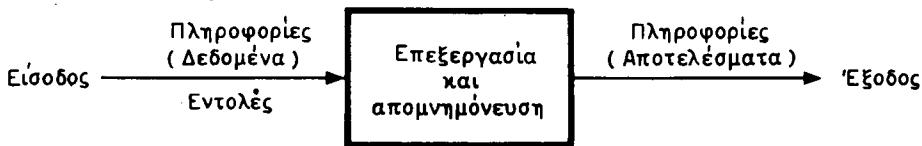
## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΔΕΚΑΤΟ

### Ο ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΚΑΙ ΟΙ ΜΟΝΑΔΕΣ ΤΟΥ

#### 10.1 Βασικές μονάδες και αρχιτεκτονική ηλεκτρονικών υπολογιστών.

Όπως ήδη έχομε αναφέρει στην εισαγωγή, ο ηλεκτρονικός υπολογιστής είναι ένα σύστημα επεξεργασίας αλφαριθμητικών δεδομένων. Εκτός από τα δεδομένα αυτά εισάγονται στον υπολογιστή και οι εντολές με βάση τις οποίες θα γίνει η επεξεργασία των δεδομένων. Τα αποτελέσματα της επεξεργασίας των δεδομένων δίνονται από τον υπολογιστή με αλφαριθμητική ή άλλη (π.χ. γραφική) μορφή. Η όλη επεξεργασία μετά την εισαγωγή των δεδομένων και των εντολών στον υπολογιστή γίνεται αυτόματα. Αυτό μας λέει ότι ο υπολογιστής εκτός από την ικανότητα επεξεργασίας (π.χ. εκτελέσεως πράξεων) διαθέτει και την ικανότητα να απομνημονεύει τα δεδομένα και τις εντολές που εισάγονται σ' αυτόν.

Στο σχήμα 10.1α φαίνεται ένα συνοπτικό διάγραμμα της αρχής λειτουργίας ενός ηλεκτρονικού υπολογιστή.

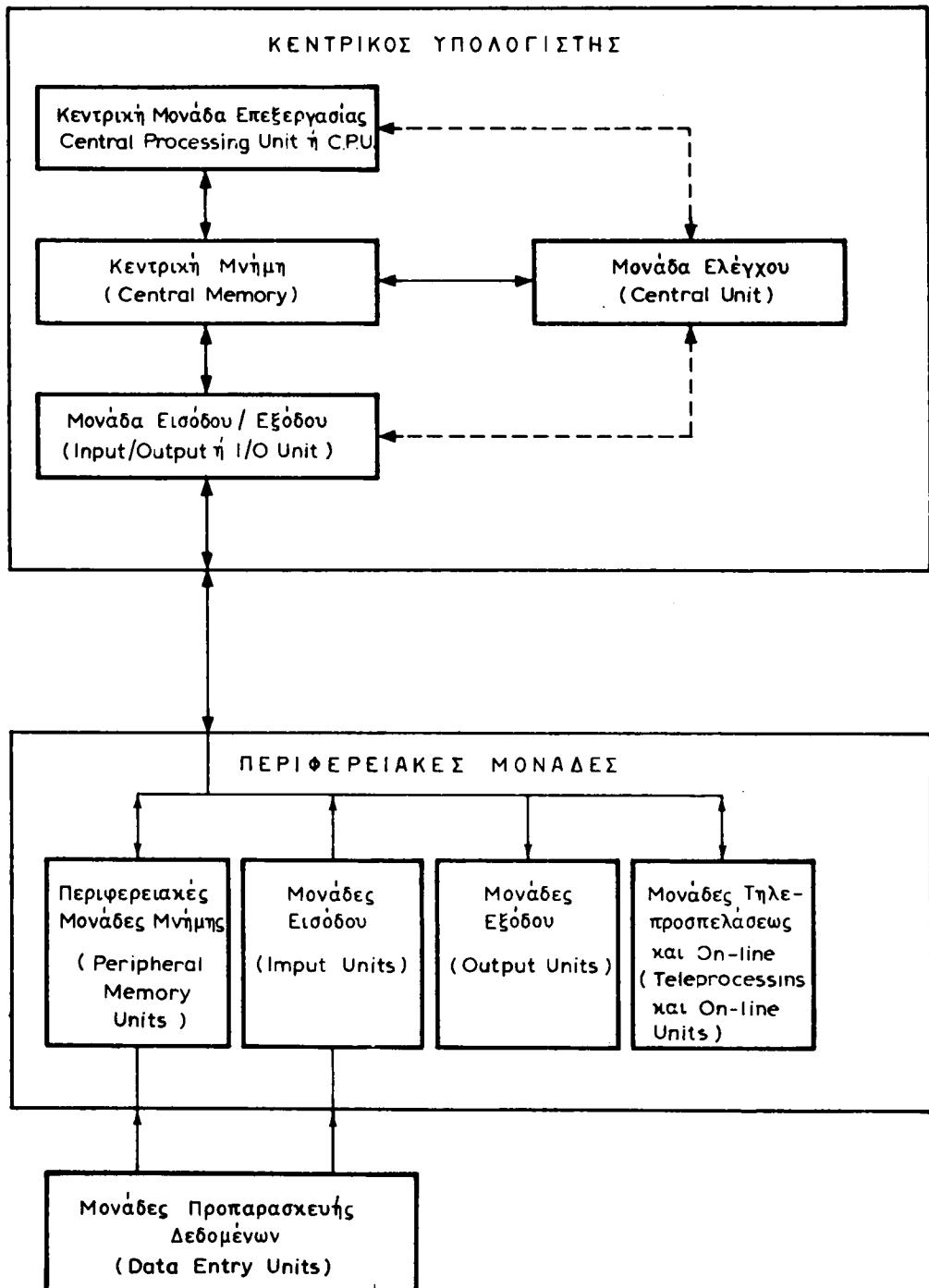


Σχ. 10.1α.

Συνοπτικό διάγραμμα λειτουργίας ηλεκτρονικού υπολογιστή.

Ένας ηλεκτρονικός υπολογιστής αποτελείται από έναν αριθμό μονάδων η καθεμία από τις οποίες αναλαμβάνει την εκτέλεση καθορισμένης εργασίας. Έτσι λοιπόν για την επεξεργασία των δεδομένων χρειάζονται μονάδες που χρησιμεύουν για να εισάγομε στον υπολογιστή πληροφορίες (δεδομένα και εντολές), μονάδες που χρησιμεύουν για να αποθηκεύουμε αυτές τις πληροφορίες, μονάδες για την εκτέλεση αριθμητικών και λογικών πράξεων, μονάδες που να ελέγχουν τη διακίνηση και επεξεργασία των πληροφοριών και μονάδες στις οποίες μπορούμε να πάρομε και να δώσομε στον άνθρωπο τα αποτελέσματα της επεξεργασίας σε εύχρηστη και επιθυμητή μορφή.

Στο σχήμα 10.1β φαίνεται ένα διάγραμμα της γενικής οργανώσεως ενός ηλεκτρονικού υπολογιστή. Στο σχήμα βλέπομε τις βασικές μονάδες από τις οποίες αποτελείται ο ηλεκτρονικός υπολογιστής και πώς αυτές συνδέονται μεταξύ τους. Οι ιπλές συνεχείς γραμμές δείχνουν διακίνηση πληροφοριών, ενώ οι διακεκομένες



**Σχ. 10.18.**  
Γενική οργάνωση ενός ηλεκτρονικού υπολογιστή.

διακίνηση σημάτων ελέγχου. Τα βέλη δείχνουν γενικά τη φορά διακινήσεως των πληροφοριών και των σημάτων ελέγχου.

Τα στοιχεία που πρόκειται να επεξεργασθεί ο υπολογιστής και οι εντολές εισέρχονται σ' αυτόν από τη μονάδα εισόδου-εξόδου και καταλήγουν στη μνήμη του. Η επεξεργασία των στοιχείων γίνεται στη μονάδα επεξεργασίας με βάση τις εντολές. Οι εντολές από τη μνήμη διαβιβάζονται στη μονάδα ελέγχου που ρυθμίζει τη διακίνηση των πληροφοριών μέσα στον υπολογιστή και τη λειτουργία των διαφόρων μονάδων του. Τα αποτελέσματα της επεξεργασίας αποθηκεύονται στη μνήμη του υπολογιστή απ' όπου στέλνονται μέσω της μονάδας εισόδου - εξόδου στην έξοδο ή χρησιμοποιούνται ως ενδιάμεσα στοιχεία για παραπέρα επεξεργασία.

Οι περιφερειακές μονάδες μνήμης συμπληρώνουν την κεντρική μνήμη της οποίας το κόστος είναι υψηλό και η χωρητικότητα περιορισμένη. Οι πιο συνήθεις περιφερειακές μονάδες μνήμης είναι οι μαγνητικοί δίσκοι, μαγνητικές δισκέττες (μίνι-δίσκοι), μαγνητικές ταινίες, μαγνητικές κασέτες, μαγνητικά τύμπανα κλπ. Το περιεχόμενο των περιφερειακών μονάδων μνήμης μπορεί να είναι δεδομένα ή εντολές ή και τα δύο. Οι περιφερειακές μονάδες μνήμης μπορούν να αποθηκεύουν μεγάλες ποσότητες δεδομένων, π.χ. μερικές δεκάδες ή εκατοντάδες εκατομμύρια λέξεων, αλλά είναι βραδύτερες από την κεντρική μνήμη.

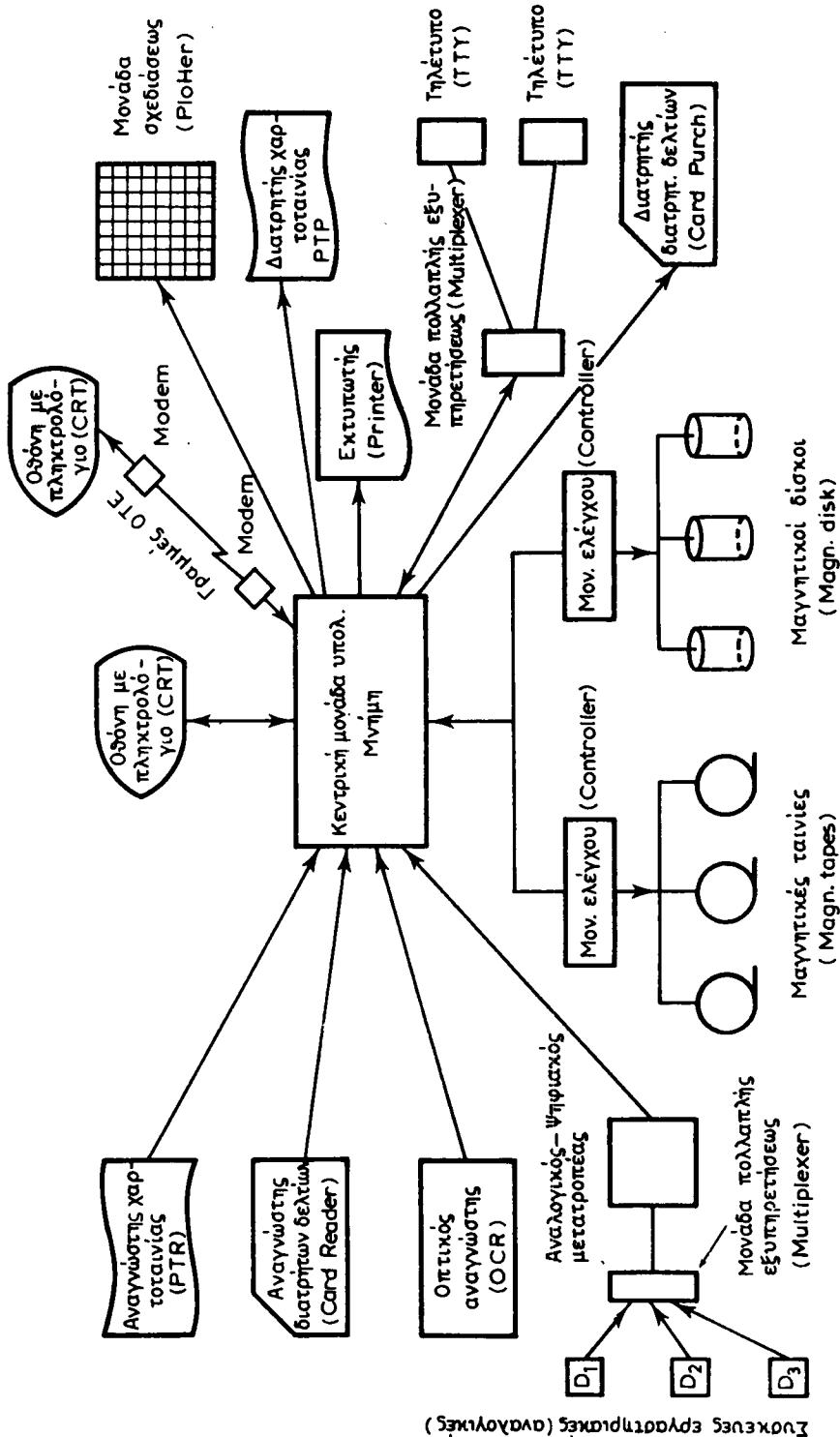
Οι μονάδες εισόδου είναι συνήθως μηχανές αναγνώσεως διατρήτων δελτίων (Card Reader), διατρητής χαρτοταινίας (Paper Tape Reader), πληκτρολόγια (Keyboards) απλά ή σε συνδυασμό με γραφομηχανή ή τελέτυπο (TTY) ή οθόνη (Cathode Ray Tube - CRT), οπτικοί αναγνωστές (Optical Character Reader - OCR), μονάδες αναγνώσεως συντεταγμένων (Digitizers), αναλογοψηφιακοί μετατροπείς (Analog to Digital Converter - ADC) κλπ.

Τα δεδομένα εισάγονται με τις μονάδες αυτές στην κεντρική μνήμη του υπολογιστή μέσω της μονάδας εισόδου-εξόδου, αφού προηγουμένως τα κωδικοποιήσομε σε μορφή κατάλληλη για τον υπολογιστή.

Οι μονάδες εξόδου είναι συνήθως εκτυπωτές (Printer), μηχανές διατρήσεως δελτίων (Card Punch) ή διατρήσεως χαρτοταινίας (Paper Tape Punch), γραφομηχανές (Typewriter), τηλέτυπα (TTY), μηχανές σχεδιάσεως (Plotter), οθόνες κλπ.

Μπορεί οι μονάδες εισόδου-εξόδου να βρίσκονται κοντά στον υπολογιστή, οπότε συνδέονται με αυτόν με ένα σύνολο απλών καλωδίων ή να βρίσκονται μακριά, οπότε συνδέονται με αυτόν με τηλεγραφική, τηλεφωνική, ασύρματη ή άλλη γραμμή. Σ' αυτή την περίπτωση λέμε ότι έχομε τηλεπροσπέλαση του υπολογιστή (Remote Access). Όταν έχομε τηλεπροσπέλαση μεταξύ των μονάδων εισόδου - εξόδου και του υπολογιστή, μεσολαβούν ειδικές τηλεπικοινωνιακές μονάδες γνωστές ως διαμορφωτές - αποδιαμορφωτές (Modem). Οι μονάδες αυτές μετατρέπουν τα δεδομένα σε μορφή κατάλληλη για διαβίβαση από τον υπολογιστή σε τηλεπικοινωνιακές γραμμές και αντίστροφα.

Εκτός από τη σύνδεση των μονάδων εισόδου-εξόδου και των μονάδων μαζικής μνήμης με έναν υπολογιστή, είναι δυνατόν να έχουμε σύνδεση υπολογιστών μεταξύ τους. Οι υπολογιστές αυτοί μπορούν να ανταλλάσσουν μεταξύ τους πληροφορίες (δεδομένα ή εντολές) ή να χρησιμοποιεί ο ένας τις περιφερειακές μονάδες του άλλου. Πολλοί υπολογιστές συνδέονται μεταξύ τους με αυτό τον τρόπο λέμε ότι αποτελούν ένα δίκτυο υπολογιστών (Computer Network).



Διάγραμμα ενός ηλεκτρονικού υπολογιστή με τις βασικές του περιφερειακές μονάδες.

Γιά την προετοιμασία των δεδομένων για εισαγωγή τους στον υπολογιστή, χρησιμοποιούμε μηχανές προπαρασκευής δεδομένων (ή προετοιμασίας δεδομένων) όπως είναι διατρητική μηχανή δελτίου (Card Punch) ή διατρητική μηχανή χαρτοταινίας (Paper Tape Punch) ή μηχανές απ' ευθείας εγγραφής σε μαγνητικό δίσκο ή μαγνητική ταινία (Key to Disk, Key to Tape). Οι τελευταίες είναι οι πιο διαδομένες σήμερα και εκτοπίζουν συνεχώς τις διατρητικές μηχανές. Οι μηχανές απ' ευθείας εγγραφής μπορεί να είναι συνδεδεμένες με τον υπολογιστή και να χρησιμοποιούν έναν από τους μαγνητικούς δίσκους ή μια από τις μαγνητικές ταινίες του.

Στο σχήμα 10.1γ φαίνεται το διάγραμμα ενός ηλεκτρονικού υπολογιστή με τις βασικές του περιφερειακές μονάδες.

## 10.2 Μονάδα κεντρικής μνήμης.

### 10.2.1 Γενικά.

Η κεντρική μνήμη διαθέτει έναν αριθμό (συνήθως μερικές δεκάδες χιλιάδες) θέσεων στις οποίες αποθηκεύονται δεδομένα ή εντολές. Σε καθεμιά θέση μπορεί να αποθηκευθεί ένας χαρακτήρας ή λέξη. Κάθε θέση χαρακτηρίζεται από έναν αριθμό που λέγεται διεύθυνση της θέσεως. Όταν πρόκειται να εισαχθεί ένας χαρακτήρας ή λέξη στη μνήμη, πρέπει να καθορισθεί η διεύθυνση στην οποία θα γραφεί. Επίσης όταν πρόκειται να πάρομε από τη μνήμη (δηλαδή να διαβάσουμε από τη μνήμη) πρέπει να καθορίσουμε τη διεύθυνση στην οποία βρίσκεται το δεδομένο.

Η κεντρική μνήμη ενός υπολογιστή χαρακτηρίζεται με βάση:

α) **Τά φυσικά στοιχεία** στα οποία αποθηκεύονται τα δεδομένα. Τα πιο συνηθισμένα στοιχεία είναι οι μαγνητικοί δακτύλιοι (ή πυρήνες) και οι ημιαγωγοί με τη μορφή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Τελευταία έχουν αναπτυχθεί μνήμες μαγνητικών φυσαλίδων (Magnetic Bubble Memories) και μνήμες φορτισμένων στοιχείων (Charge Coupled Devices – CCD).

β) **To χρόνο** που απαιτείται για την εγγραφή ή την ανάγνωση δεδομένων. Ο χρόνος αυτός ονομάζεται κύκλος μνήμης (Memory Cycle) και είναι της τάξεως του εκατομμυριοστού του δευτερολέπτου (usec).

γ) **Tη χωρητικότητα.** Χωρητικότητα μιας μνήμης είναι ο αριθμός των θέσεων που διαθέτει η μνήμη. Μονάδα χωρητικότητας είναι το Kilo-Byte (Κ-Byte ή KB) ή η Kilo-λέξη (K-Word ή KW).  $1KB = 2^{10}$  Byte = 1024 Byte. Επίσης  $1 KW = 2^{10}$  Word = 1024 Word.

Π.χ. όταν λέμε ότι η χωρητικότητα της μνήμης ενός υπολογιστή είναι 64KB, σημαίνει ότι η μνήμη του υπολογιστή αυτού διαθέτει  $64 \times 1024 = 65.536$  Byte. Χρησιμοποιείται επίσης η μονάδα Mega-Byte =  $2^{20}$  Byte =  $2^{10}$  K Byte (ομοίως και για Mega-word).

### 10.2.2 Μνήμη μαγνητικών δακτυλίων (Core Memory).

Ο τύπος αυτός της μνήμης εξετάσθηκε στο βιβλίο Ηλεκτρονικοί Υπολογιστές (σσ. 74 – 80).

Μια μνήμη μαγνητικών δακτυλίων συγκρατεί το περιεχόμενό της και όταν διακοπεί το ρεύμα με το οποίο τροφοδοτείται ο υπολογιστής. Δηλαδή η μνήμη των

μαγνητικών δακτυλίων είναι μία «μη πιθηκή» (*non Volatile*) μνήμη. Αυτό είναι σημαντικό πλεονέκτημα, γιατί οι μικροδιακοπές (βιθίσεις) του ηλεκτρικού δικτύου οι οποίες συμβαίνουν συχνά κατά τη διάρκεια λειτουργίας του υπολογιστή, δεν επηρεάζουν το περιεχόμενο της μνήμης του.

Παρ' όλο που στην κατασκευή μνημών μαγνητικών δακτυλίων έχει σημειωθεί σημαντική πρόοδος, το μέγεθός τους είναι σχετικά μεγάλο. Επίσης απαιτούν μεγάλα ρεύματα για τη μαγνήτιση και απομαγνήτιση των δακτυλίων και έχουν σχετικά μικρή ταχύτητα λειτουργίας και μεγάλο κόστος κατασκευής. Γι' αυτό στους ηλεκτρονικούς υπολογιστές τελευταίου τύπου η μνήμη μαγνητικών δακτυλίων έχει πρακτικά εγκαταλειφθεί.

### **10.2.3 Μνήμη από ημιαγωγούς.**

Η μνήμη από ημιαγωγούς χρησιμοποιείται σήμερα ευρύτατα σε όλους σχεδόν τους τύπους των ηλεκτρονικών υπολογιστών. Τα κύρια χαρακτηριστικά της είναι οι πολύ μικρές διαστάσεις της, π.χ. 16.000 θέσεις (16 KByte) μνήμης βρίσκονται σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα διαστάσεων περίπου 2 mm x 2 mm, το χαμηλό της κόστος και η μεγάλη ταχύτητά του, 20 - 200 n/sec.

Υπάρχουν διάφοροι τύποι μνήμης ημιαγωγών από τους οποίους οι βασικότεροι είναι:

- α) Μνήμη τυχαίας προσπελάσεως (Random Access Memory – RAM).
- β) Μνήμη μόνο αναγνώσεως (Read Only Memory – ROM).
- γ) Προγραμματιζόμενη μνήμη μόνο αναγνώσεως (Programmable Read Only Memory – PROM).
- δ) Επαναπρογραμματιζόμενη μνήμη μόνο αναγνώσως (Erasable Programmable Read Only Memory – EPROM).

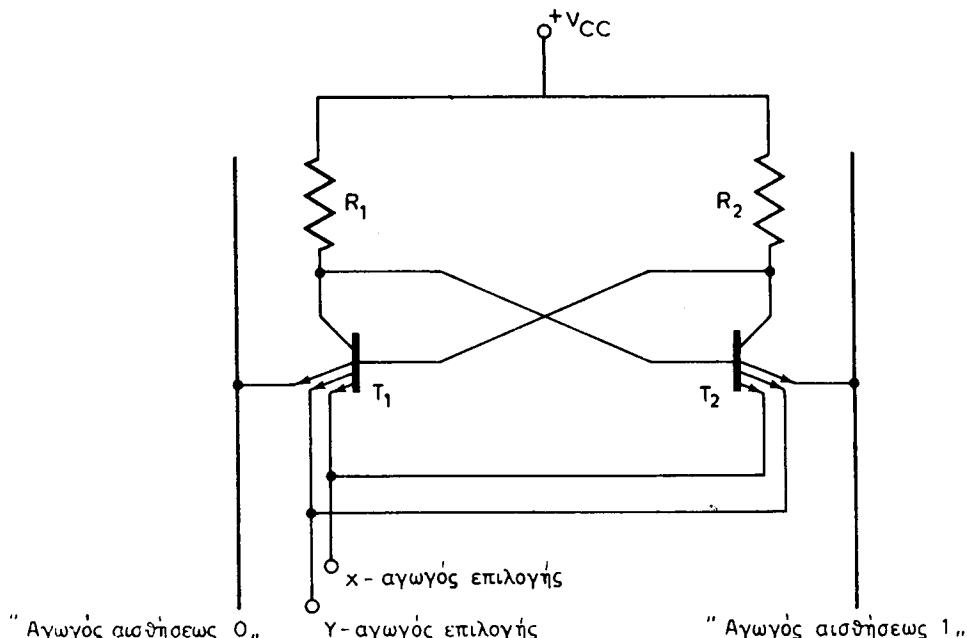
#### **a) Μνήμη τυχαίας προσπελάσεως (RAM).**

Μνήμη τυχαίας προσπελάσεως λέγεται η μνήμη στην οποία μπορούμε να γράψουμε σε οποιαδήποτε διεύθυνση της και να διαβάσουμε το περιεχόμενο οποιασδήποτε διευθύνσεως της. Πολλές φορές η μνήμη αυτή στη βιβλιογραφία αναφέρεται ως μνήμη αναγνώσεως και εγγραφής (Read and Write Memory).

Αυτή η μνήμη των ημιαγωγών διακρίνεται σε **στατική (Static)** και **δυναμική (Dynamic)**.

Η **στατική RAM** χρησιμοποιεί ένα Φλίπ - Φλόπ, για την αποθήκευση ενός δυαδικού ψηφίου (Bit). Δηλαδή μια στατική ημιαγωγική μνήμη RAM αποτελείται από τόσα Φλίπ-Φλόπ όσα είναι τα δυαδικά ψηφία που μπορεί να αποθηκεύσει. Στο σχήμα 10.2α παριστάνεται ένα Φλίπ-Φλόπ της οικογένειας TTL που χρησιμοποιεί δύο τρανζίστορ T<sub>1</sub> και T<sub>2</sub> πολλαπλού εκπομπού και δύο αντιστάσεις R<sub>1</sub> και R<sub>2</sub>. Το Φλίπ-Φλόπ αυτό αποτελεί «το κύτταρο» (Cell) της στατικής μνήμης και όπως αναφέραμε παραπάνω, μπορούμε να απομνημονεύσουμε σε αυτό ένα δυαδικό ψηφίο.

Έστω ότι οι αγωγοί επιλογής x και y (σχ. 10.2a) είναι σε χαμηλό δυναμικό (δυναμικό 0 Volt). Αν το Φλίπ-Φλόπ έχει αποθηκευμένη την πληροφορία 1 το τρανζίστορ T<sub>2</sub> θα άγει και το τρανζίστορ T<sub>1</sub> θα βρίσκεται σε αποκοπή, δηλαδή θα περνάει ρεύμα μόνο μέσα από το τρανζίστορ T<sub>2</sub> προς τη γη μέσα από τους αγωγούς επιλογής. Αντίθετα αν στα Φλίπ-Φλόπ είναι αποθηκευμένη η πληροφορία 0 θα περνάει ρεύμα μέσα από το τρανζίστορ T<sub>1</sub>, προς τη γη μέσα από τους αγωγούς επιλογής.



Σχ. 10.2α.

Στατική μνήμη RAM για την αποθήκευση ενός δυαδικού ψηφίου (Bit).

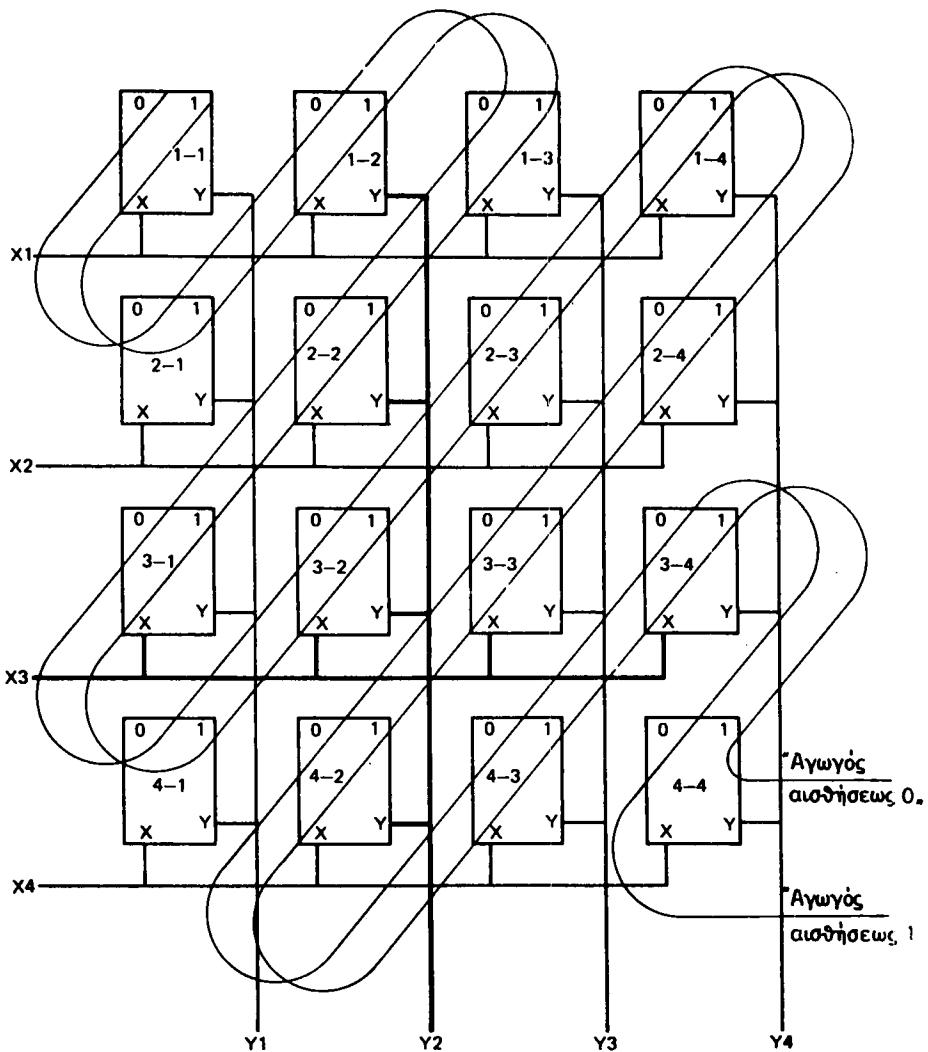
Έστω τώρα ότι οι αγωγοί επιλογής x και y είναι και οι δύο σε θετικό δυναμικό (+V<sub>CC</sub> Volt) και οι αγωγοί αισθήσεως για το 1 και 0 είναι και οι δύο σε δυναμικό 0. Αν στα Φλιπ-Φλοπ είναι αποθηκευμένη η πληροφορία 1 θα περνάει ρεύμα μέσα από το T<sub>2</sub> προς τη γη μέσω του αγωγού αισθήσεως 1. Αν είναι αποθηκευμένη η πληροφορία 0 θα περνάει ρεύμα μέσα από το T<sub>1</sub> προς τη γη μέσω του αγωγού αισθήσεως 0. Άρα για την ανάγνωση του περιεχομένου του Φλιπ-Φλοπ φέρομε τους αγωγούς επιλογής σε θετικό δυναμικό και εξετάζομε σε ποιον από τους αγωγούς αισθήσεως υπάρχει ρεύμα.

Έστω ότι θέλομε να εγγράψουμε στο Φλιπ-Φλοπ την πληροφορία 1. Φέρομε τους δύο αγωγούς επιλογής και τον αγωγό αισθήσεως για το 0 σε θετικό δυναμικό, ενώ τον αγωγό αισθήσεως για το 1 σε χαμηλό δυναμικό (0 Volt).

Τότε περνάει ρεύμα μόνο από το τρανζίστορ T<sub>2</sub> και τον αγωγό «αισθήσεως 1». Αν θέλομε το Φλιπ-Φλοπ να γράψει την πληροφορία 0, φέρομε σε θετικό δυναμικό τους δύο αγωγούς επιλογής και τον αγωγό αισθήσεως 1.

Στο σχ. 10.2β φαίνεται ένα σύνολο από  $4 \times 4 = 16$  Φλιπ-Φλοπ που σχηματίζουν μία μνήμη 16 Bit. Με χοντρές γραμμές απεικόνιζεται πως επιλέγομε με τους αγωγούς x<sub>1</sub>, y<sub>1</sub> ένα συγκεκριμένο Φλιπ-Φλόπ. Είναι φανερό ότι αν φέρομε τους αγωγούς επιλογής x<sub>2</sub> και ψ<sub>2</sub> σε θετικό δυναμικό, θα εμφανισθεί το περιεχόμενο του Φλιπ-Φλοπ 3 - 2 σε έναν από τους δύο αγωγούς αισθήσεως.

Στατικές μνήμες κατασκευάζονται και με Φλιπ-Φλοπ που περιέχουν τρανζίστορ άλλων οικογενειών, π.χ. της οικογένειας μετάλλου ημιαγωγού (Metal Oxide Surface MOS).

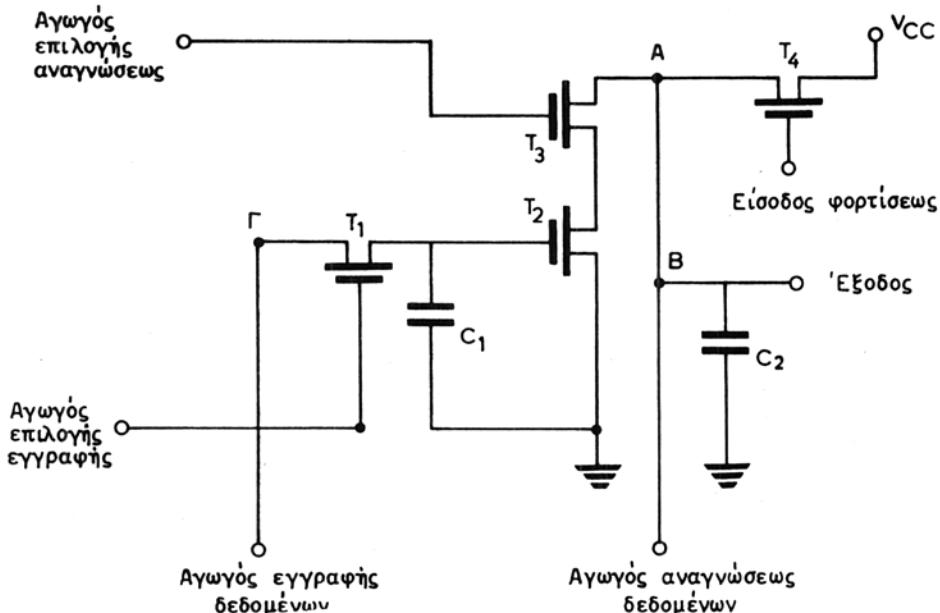


Σχ. 10.2θ.

Οι στατικές μνήμες που κατασκευάζονται με τον τρόπο που αναφέραμε, έχουν το χαρακτηριστικό ότι διατηρούν το περιεχόμενό τους δύο χρόνο εφαρμόζεται σε αυτές η τάση τροφοδοτήσεως. Όταν διακοπεί η τάση τροφοδοτήσεως τα δεδομένα χάνονται. Όταν μια μνήμη έχει την ιδιότητα αυτή λέμε ότι είναι «πιπητική» (Volatile) μνήμη.

Όταν σε ένα υπολογιστή δεν θέλομε να χάνομε το περιεχόμενο της μνήμης του κατά τις διακοπές του ηλεκτρικού δικτύου, χρησιμοποιούμε συσσωρευτές οι οποίοι τροφοδοτούν αυτόματα τον υπολογιστή διατηρώντας την τάση του δικτύου.

**Στη δυναμική RAM** η πληροφορία αποθηκεύεται ως φορτίο σε έναν πυκνωτή. Επειδή οι πυκνωτές δεν μπορούν να συγκρατήσουν το φορτίο τους επί άπειρον



Σχ. 10.2γ.

Στοιχείο δυναμικής μνήμης.

χρειάζεται ανανέωση (Refresh) των φορτίων κατά περιοδικά διαστήματα, συνήθως 1 - 3 msec.

Στο σχ. 10.2γ παριστάνεται ένα κύκλωμα στοιχείου δυναμικής μνήμης στο οποίο μπορούμε να αποθηκεύσουμε ένα δυαδικό ψηφίο. Σε αυτό φαίνεται ο πυκνωτής  $C_1$  στον οποίο αποθηκεύεται το φορτίο. Τα τρανζίστορ  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  και  $T_4$  είναι τύπου μετάλλου - ημιαγωγό� (MOS).

Για να διαβάσουμε το περιεχόμενο του στοιχείου της δυναμικής αυτής μνήμης, φορτίζουμε τον πυκνωτή  $C_2$  εφαρμόζοντας κατάλληλη τάση στην είσοδο φορτίσεως (τρανζίστορ  $T_4$ ). Το δυναμικό στο σημείο Α είναι τώρα  $V_{CC}$  Volt. Εφαρμόζομε στον άγωγό επιλογής αναγνώσεως κατάλληλο δυναμικό, ώστε το τρανζίστορ  $T_3$  να μπορεί να άγει. Αν έχομε αποθηκεύσει στο στοιχείο το Bit 0 (πυκνωτής μη φορτισμένος), το  $T_2$  δεν άγει και το δυναμικό του σημείου Β (έξοδος) θα συνεχίζει να είναι  $V_{CC}$ , δηλαδή «1». Αν έχομε αποθηκεύσει στο στοιχείο το Bit



(a)



(B)

Σχ. 10.2δ.

Μνήμη RAM.

α) Στατική RAM τύπος MM 74C930 χωρητικότητας 1024 Bit (1K). Ταχύτητα προσπελάσεως 240 nanosec. β) Δυναμική RAM τύπος MM 5280 χωρητικότητας 4096 Bit (4K). Ταχύτητα προσπελάσεως 200 nanosec.

1 (πυκνωτής φορτισμένος), το  $T_2$  άγει, ο πυκνωτής  $C_2$  θα εκφορτίζεται και το δυναμικό στο σημείο  $B$  έναι περίπου 0 Volt, δηλαδή «0».

Για να αποθηκεύσουμε μία πληροφορία στο στοιχείο αντί της μνήμης, εφαρμόζομε κατάλληλη τάση στον αγωγό εγγραφής δεδομένων και στη συνέχεια ενεργοποιούμε με κατάλληλο παλμό τον αγωγό επιλογής εγγραφής. Έτσι το  $T_1$  άγει και ο πυκνωτής φορτίζεται στο δυναμικό του αγωγού εγγραφής δεδομένων.

Στο σχήμα 10.2δ απεικονίζεται μια μνήμη RAM. Η πρώτη [σχ. 8.2δ(α)] έναι στατική και η δεύτερη [σχ. 10.2δ(β)] δυναμική.

### β) Μνήμη αναγνώσεως (ROM).

Στον τύπο αυτό της μνήμης μπορούμε μόνο να διαβάσουμε το περιεχόμενο των διαφόρων διευθύνσεών της. Το περιεχόμενό της τοποθετείται στο στάδιο της κατασκευής της και δεν αλλιώνεται κάτω από ομαλές συνθήκες λειτουργίας του υπολογιστή ούτε σε διακοπές της τάσεως τροφοδοσίας του. Μνήμες του τύπου αυτού έναι γνωστές ως μνήμες προγραμματισμένες με «μάσκα» (Mask Programmingble ROM).

Στις μνήμες ROM αποθηκεύομε συνήθως μικροπρογράμματα, σταθερές, πίνακες και άλλες πληροφορίες που χρησιμοποιούνται συχνά από τον υπολογιστή κατά τη διάρκεια της επεξεργασίας. Στους νεώτερους υπολογιστές το πρόγραμμα αρχικής φορτίσεως (Bootstrap), δηλαδή του προγράμματος που επιτρέπει τη μεταφορά στη μνήμη του επιπτεύοντος (λειτουργικού) συστήματος του υπολογιστή, έναι πάντοτε γραμμένο σε ROM.

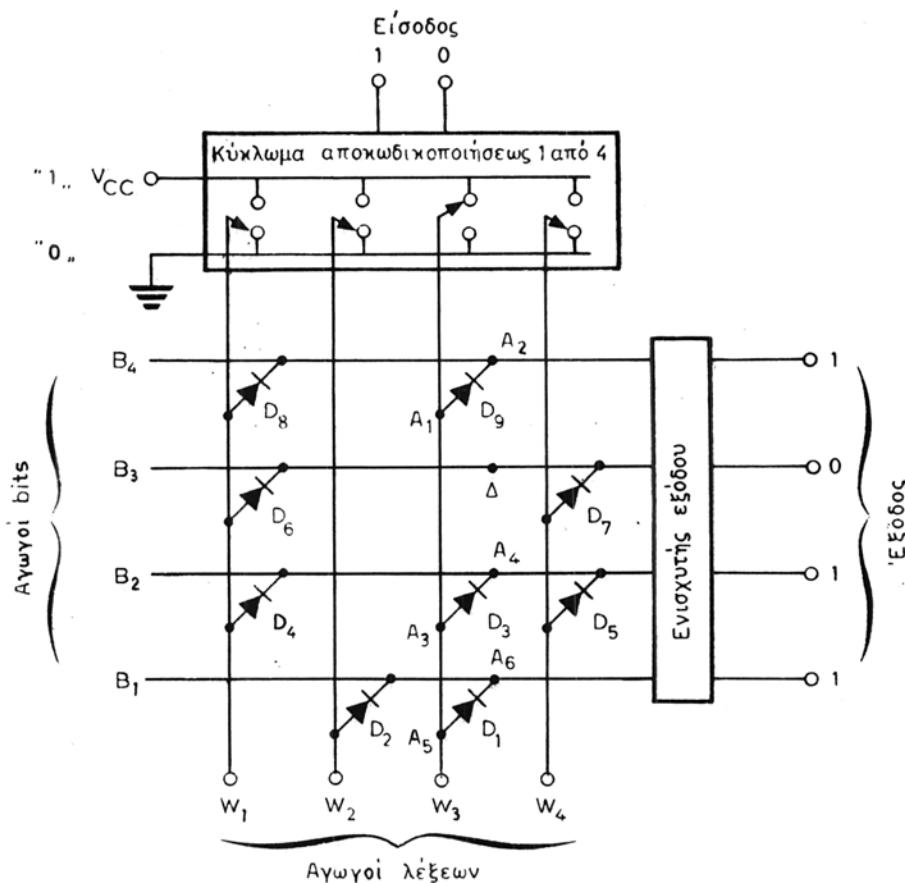
Στο σχήμα 10.2ε παριστάνεται η δομή μιας ROM με διόδους.

Η ROM του προηγούμενου σχήματος έναι μια μνήμη τεσσάρων λέξεων  $W_1$ ,  $W_2$ ,  $W_3$ ,  $W_4$  και κάθε λέξη έχει 4 ψηφία (Bit)  $B_1$ ,  $B_2$ ,  $B_3$ ,  $B_4$ . Η μνήμη έναι κατασκευασμένη έτσι, ώστε το περιεχόμενό της να έναι:

Bit λέξεων	$B_4 \rightarrow 1$	0	1	0
	$B_3 \rightarrow 1$	0	0	1
	$B_2 \rightarrow 1$	0	1	1
	$B_1 \rightarrow 0$	1	1	0
	↑	↑	↑	↑
	$W_1$	$W_2$	$W_3$	$W_4$
	Λέξεις			

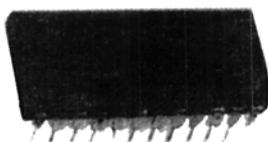
Για να διαβάσουμε το περιεχόμενο μιας λέξεως της ROM ενεργοποιούμε μέσω του κωδικοποιητή τον αγωγό που αντιστοιχεί στη λέξη αυτή. Π.χ. για να διαβάσουμε τη λέξη  $W_3$ , εφαρμόζομε στην είσοδο τη δυαδική μορφή 1 0 που αποκωδικοποιείται και ενεργοποιεί τον αγωγό της λέξεως  $W_3$  (το δυναμικό του αγωγού γίνεται  $V_{CC} \rightarrow «1»$ ). Έτσι οι δίοδοι  $D_9$ ,  $D_3$  και  $D_1$  έναι πολωμένες κατά την ορθή φορά, άρα ενεργούν ως κλειστοί διακόπτες και τα δυναμικά στα σημεία  $A_2$ ,  $A_4$  και  $A_6$  ισούνται με  $V_{CC}$  Volt, δηλαδή «1». Προφανώς το δυναμικό του σημείου  $\Delta$  έναι 0 Volt, δηλαδή «0». Άρα στην έξοδο διαβάζουμε 1 0 1 1, που έναι το περιεχόμενο της λέξεως  $W_3$ .

Οι δίοδοι του σχήματος μπορούν να αντικατασταθούν με τρανζίστορ είτε κοινά (διπολικά) είτε τρανζίστορ μετάλλου-ημιαγωγού (MOS).



Σχ. 10.2ε.

Μνήμη ROM με διόδους 16 Bit (4 λέξεις × 4 Bit).



Σχ. 10.2στ.

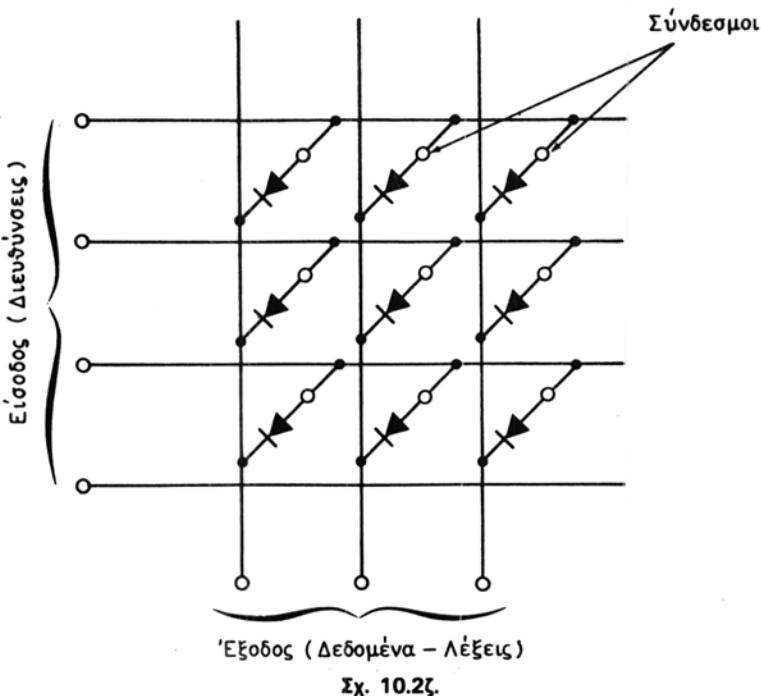
Μνήμη ROM τύπου MM 52116 χωρητικότητας 16384 Bit (16K).

Σήμερα κατασκευάζονται ημιαγωγικές ROM με χωρητικότητα μέχρι 64KB σε ένα κρύσταλλο διαστάσεων περίπου 2 mm x 2 mm. Στο σχ. 10.2στ απεικονίζεται μία μνήμη ROM. Η μνήμη είναι χωρητικότητας 16.384 Bit (16K). Οι εξωτερικές διαστάσεις της είναι μεγαλύτερες από 2 mm x 2 mm, γιατί πρέπει να υπάρχει χώρος για τους αγωγούς (ποδαράκια) για τη σύνδεσή τους με άλλα κυκλώματα. Η ταχύτητα προσπελάσεως της μνήμης αυτής είναι 300 nanosec και είναι οργανωμένη σε 2048 λέξεις των 8 Bit η καθεμιά (2048 x 8).

### γ) Προγραμματιζόμενη μνήμη μόνο αναγνώσεως (PROM).

Ο τύπος αυτός της μνήμης είναι μερική περίπτωση της ROM. Είναι μια ROM την οποία ο κατασκευαστής την παρέχει «λευκή», δηλαδή χωρίς να έχει αποθηκευθεί σ' αυτή οποιαδήποτε πληροφορία. Η μνήμη αυτή μπορεί, με ειδική συσκευή, που ονομάζεται προγραμματιστής (Programmer), να προγραμματισθεί από το χρήστη της (User) και γι' αυτό το λόγο λέγεται και προγραμματιζόμενη ROM.

Στο σχήμα 10.2ζ παριστάνεται η δομή μιας μνήμης PROM με διόδους που περιλαμβάνει τρεις λέξεις των 3 ψηφίων (Bit).



Μνήμη PROM με διόδους ( $E \times 3$  Bit).



Σχ. 10.2η.

Μνήμη PROM τύπος DM 74S573 χωρητικότητας 4096 Bit (4K).

Στη φάση του προγραμματισμού της με την ειδική συσκευή, οι σύνδεσμοι καταστρέφονται (καίγονται), οπότε αποθηκεύεται το 0 ή παραμένουν, οπότε αποθηκεύεται το 1. Οι δίοδοι του σχήματος μπορούν να αντικατασταθούν με τρανζίστορ κυρίως τύπου MOS.

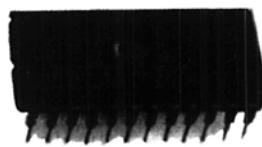
Στο σχήμα 10.2η απεικονίζεται μια μνήμη PROM. Η μνήμη είναι χωρητικότητας 4096 Bit (4K). Ο μέγιστος χρόνος προσπελάσεως αυτής της μνήμης είναι

60 nanosec και είναι οργανωμένη σε 1024 λέξεις των 4 Bit η καθεμιά ( $1024 \times 4$ ). Η μνήμη προγραμματίζεται ηλεκτρικά.

### **δ) Επαναπρογραμματίζομενη μνήμη μόνο αναγνώσεως (EPROM).**

Ο τύπος αυτός της μνήμης είναι μία PROM στην οποία μπορούμε να «σβήσουμε» (Erase → Erasable) το περιεχόμενό της και να γράψουμε (αποθηκεύσομε) νέο. Το σβήσιμο αυτό μπορεί να γίνει ανάλογα με τον τύπο της με υπεριώδη ακτινοβολία ή ηλεκτρικά αν εφαρμόσουμε στην είσοδο της υψηλή τάση. Στην πρώτη περίπτωση η ROM λέγεται EPROM και στη δεύτερη EAROM (Electrically Alterable ROM), δηλαδή μνήμη της οποίας, το περιεχόμενο μπορεί να αλλοιωθεί ηλεκτρικά. Το EAROM ονομάζεται στη βιβλιογραφία μνήμη κυρίως αναγνώσεως (Read Mostly Memory — RMN). Εννοείται ότι ο έπαναπρογραμματισμός και όταν ακόμα γίνεται με ηλεκτρικό τρόπο, απαιτεί πολύ περισσότερο χρόνο από την ανάγνωσή της.

Στο σχήμα 10.2θ απεικονίζεται μια μνήμη EPROM χωρητικότητας 4096 Bit (4K). Ο μέγιστος χρόνος προσπελάσεως της μνήμης αυτής είναι 1,25 μsec και είναι οργανωμένη σε 512 λέξεις των 8 Bit η καθεμιά ( $512 \times 8$ ). Η μνήμη προγραμματίζεται ηλεκτρικά.



**Σχ. 10.2θ.**

Μνήμη EPROM τύπου MM 4204 με χωρητικότητα 4096 Bit (4K).

### **10.3 Μονάδα επεξεργασίας.**

Στη μονάδα επεξεργασίας μεταφέρονται από τη μνήμη του υπολογιστή δεδομένα για να εκτελεσθούν με αυτά πράξεις. Οι πράξεις αυτές μπορεί να είναι:

- Αριθμητικές, όπως πρόσθεση, αφαίρεση, πολλαπλασιασμός, διαίρεση, προσαύξηση (αύξηση ενός αριθμού κατά 1).
- Λογικές πράξεις, πράξεις μεταξύ αντιστοίχων ψηφίων λέξεων, όπως «ΚΑΙ», «Η» και «ΟΧΙ».
- Πράξεις μετασχηματισμού και ανακατατάξεως λέξεων, όπως π.χ. η ολίσθηση.

Οι πράξεις αυτές εκτελούνται με διαδοχική εκτέλεση απλουστέρων θεμελιώδων λειτουργιών, όπως είναι η πρόσθεση, η ολίσθηση και οι βασικές λογικές πράξεις «ΚΑΙ», «Η» και «ΟΧΙ». Π.χ. ο πολλαπλασιασμός δύο αριθμών εκτελείται με διαδοχικές ολισθήσεις, συγκρίσεις και προσθέσεις. Η αφαίρεση ενός αριθμού από έναν άλλο έκτελείται με συμπλήρωση του δεύτερου και πρόσθεση. Για το λόγο αυτό στην αριθμητική μονάδα υπάρχουν μονάδες οι οποίες μπορούν να εκτελέσουν τις θεμελιώδεις αυτές λειτουργίες. Έτσι:

α) Η πρόσθεση εκτελείται στο «Συσσωρευτή». Ο συσσωρευτής είναι ένας καταχωρητής ο οποίος προσθέτει τους αριθμούς που του δίνονται διαδοχικά και συγκρατεί το εκάστοτε άθροισμα.

β) Η ολίσθηση εκτελείται με τους ολισθητές. Ο ολισθητής, όπως ήδη έχομε αναφέρει στο κεφάλαιο 7, είναι ένας καταχωρητής ο οποίος μπορεί να ολισθήσει (μετακινήσει δεξιά ή αριστερά) το περιεχόμενό του κατά μία θέση.

γ) Οι λογικές πράξεις εκτελούνται με μεταφορά των αριθμών σε καταχωρητές που επικοινωνούν μεταξύ τους μέσω λογικών κυκλωμάτων, των οποίων η έξοδος δίνει το αποτέλεσμα.

Γενικά μπορούμε να πούμε ότι η αριθμητική μονάδα αποτελείται από έναν αριθμό καταχωρητών που επικοινωνούν μεταξύ τους μέσω ελεγχομένων οδών. Ένας ή περισσότεροι από τους καταχωρητές αυτούς μπορούν να δεχθούν απ' ευθείας δεδομένα από τον καταχωρητή δεδομένων της μνήμης, αλλά και να δώσουν σ' αυτόν αριθμούς οι οποίοι είναι το αποτέλεσμα πράξεων. Η επικοινωνία των καταχωρητών μεταξύ τους καθώς επίσης και η επικοινωνία τους με τον καταχωρητή δεδομένων της μνήμης καθορίζεται και ελέγχεται από τη μονάδα ελέγχου του υπολογιστή. Π.χ. για την εκτέλεση της προσθέσεως αριθμών η μονάδα ελέγχου δίνει τις παρακάτω εντολές:

1) Μεταφορά του πρώτου αριθμού από την αντίστοιχη θέση της μνήμης στο συσσωρευτή.

2) Μεταφορά του δεύτερου αριθμού από τη μνήμη στο συσσωρευτή, οπότε γίνεται και πρόσθεση του αριθμού στον αριθμό ο οποίος ήδη υπάρχει.

3) Συνέχιση της προσθέσεως καί άλλων αριθμών ή μεταφορά του περιεχομένου του συσσωρευτή στη μνήμη.

Σημειώνεται ότι εκτός από τους απαραίτητους καταχωρητές (συσσωρευτής, ολισθητές) και τα λογικά κυκλώματα, η αριθμητική μονάδα ενός υπολογιστή μπορεί να περιλαμβάνει έναν αριθμό καταχωρητών οι οποίοι είναι γνωστοί ως καταχωρητές γενικής χρήσεως (General Purpose Registers) και οι οποίοι χρησιμεύουν για την αποθήκευση αριθμών που εξάγονται ως ενδιάμεσα αποτελέσματα διαφόρων πράξεων. Με αυτό τον τρόπο η εκτέλεση των πράξεων επιταχύνεται σημαντικά, γιατί τα ενδιάμεσα αποτελέσματα δεν χρειάζεται να αποθηκευθούν στη μνήμη της οποίας η ταχύτητα προσπελάσεως είναι πολύ μικρότερη από την ταχύτητα των καταχωρητών.

## 10.4 Μονάδα ελέγχου και χρονισμού.

Η μονάδα ελέγχου ρυθμίζει τη λειτουργία όλων των τμημάτων του υπολογιστή. Στη μονάδα ελέγχου μεταφέρονται από τη μνήμη διαδοχικά οι εντολές του προγράμματος που πρόκειται να εκτελεσθεί. Ανάλογα με την εντολή που διαβιβάζεται στη μονάδα ελέγχου, ενεργοποιούνται τα κυκλώματα εκείνα της μονάδας τα οποία καθορίζουν τη διαδοχή των λειτουργιών των διαφόρων τμημάτων του υπολογιστή έτσι, ώστε να εκτελεσθεί η εντολή. Στη μονάδα ελέγχου περιλαμβάνονται τα εξής:

### a) Καταχωρητής εντολών.

Όπως ήδη αναφέραμε στην παράγρ. 10.1 στη μνήμη του υπολογιστή διαβιβάζονται και αποθηκεύονται δεδομένα και εντολές. Με τις εντολές καθορίζεται ο τρόπος επεξεργασίας των δεδομένων και οι θέσεις στις οποίες βρίσκονται τα δεδομένα που πρόκειται να επεξεργασθούν. Στον καταχωρητή εντολών καταχωρεί-

τα το τμήμα εκείνο της εντολής το οποίο καθορίζει τον τρόπο επεξεργασίας, π.χ. εκτέλεση αριθμητικής ή άλλης πράξεως, δηλαδή ο κώδικας εντολής.

### **β) Καταχωρητής διευθύνσεων εντολών.**

Στον καταχωρητή αυτό καταχωρείται η διεύθυνση της εντολής που πρόκειται να εκτελεσθεί. Συνήθως ο καταχωρητής αυτός είναι ένας απαριθμητής έτσι, ώστε αυξάνοντας το περιεχόμενό του κατά 1 να βρίσκεται η διεύθυνση της επόμενης εντολής. Η διεύθυνση αυτή μεταφέρεται στον καταχωρητή διευθύνσεων της μνήμης για να κληθεί η επόμενη εντολή. Υπάρχουν όμως περιπτώσεις που η επόμενη εντολή έχει διεύθυνση η οποία δεν ακολουθεί τη διεύθυνση της εκτελούμενης εντολής. Αυτό συμβαίνει όταν εκτελούνται εντολές ελέγχου, οι οποίες καθορίζουν ένα άλμα που τις περισσότερες φορές εξαρτάται από το αποτέλεσμα μιας συγκρίσεως. Στις περιπτώσεις αυτές το περιεχόμενο του καταχωρητή διευθύνσεων εντολών αυξάνεται ή ελαττώνεται όσο καθορίζει η εντολή ελέγχου, δηλαδή όσο είναι το απαιτούμενο άλμα.

### **γ) Αποκωδικοποιητής εντολών.**

Ο αποκωδικοποιητής εντολών είναι ένα λογικό κύκλωμα το οποίο αποκωδικοποιεί τον κώδικα της εντολής. Κάθε εντολή ενεργοποιεί μια ή περισσότερες από τις εξόδους του αποκωδικοποιητή. Κατά αυτό τον τρόπο καθορίζονται τα κυκλώματα της μονάδας ελέγχου που πρέπει να λειτουργήσουν για να εκτελεσθεί η εντολή.

### **δ) Καταχωρητές δεικτών.**

Το περιεχόμενο των καταχωρητών αυτών καθορίζει μία μεταβολή διευθύνσεως. Η διεύθυνση αυτή είναι διεύθυνση δεδομένου ή εντολής.

### **ε) Κυκλώματα χρονισμού.**

Για να εκτελεσθεί μια εντολή χρειάζεται μετακίνηση λέξεων από έναν καταχωρητή σε έναν άλλο. Π.χ. για την πρόσθεση δύο αριθμών, χρειάζεται η διαδοχική μεταφορά τους στο συσσωρευτή, για τον πολλαπλασιασμό δύο αριθμών χρειάζεται να πραγματοποιηθεί ένας αριθμός διαδοχικών ολισθήσεων και προσθέσεων.

Η διαδοχή των λειτουργιών οι οποίες είναι απαραίτητο να πραγματοποιηθούν για την εκτέλεση κάθε εντολής και ο καθορισμός της χρονικής στιγμής στην οποία κάθε λειτουργία θα πραγματοποιηθεί, καθορίζεται από ειδικά κυκλώματα χρονισμού, δηλαδή κυκλώματα τα οποία δίνουν ηλεκτρικούς παλμούς σε ακριβώς προκαθορισμένες χρονικές στιγμές.

Τα κυκλώματα χρονισμού οδηγούνται από μία κεντρική πηγή ωρολογιακών παλμών η οποία ονομάζεται «ρολόι του υπολογιστή» (Computer Clock). Συνήθως το ρολόι αυτό είναι ένας ταλαντωτής του οποίου η συχνότητα διατηρείται σταθερή με τη χρήση κρυστάλλου. Τα κυκλώματα χρονισμού περιλαμβάνουν απαριθμητές μέ τους οποίους πετυχαίνομε υποπολλαπλασιασμό της συχνότητας του ρολογιού (βλέπε παράγραφο 9.3) και μονοδονητές για τον καθορισμό χρονικών διαστημάτων.

## στή Κυκλώματα ελέγχου.

Τα κυκλώματα αυτά είναι, συνήθως, απαριθμητές ή συγκριτές με τους οποίους παρακολουθείται ο αριθμός των στοιχειωδών βημάτων για να καθορισθεί το τέλος διαφόρων λειτουργιών.

### 10.5 Μονάδα εισόδου - εξόδου.

Ο ηλεκτρονικός υπολογιστής επικοινωνεί με το περιβάλλον του με τη μονάδα εισόδου-εξόδου. Το περιβάλλον ενός υπολογιστή είναι ο πηγές από τις οποίες ο υπολογιστής δέχεται πληροφορίες ή οι αποδέκτες στους οποίους ο υπολογιστής δίνει πληροφορίες. Πηγές και αποδέκτες πληροφοριών μπορούν να είναι ο άνθρωπος, ένας άλλος υπολογιστής, ένα σύστημα του οποίου τη λειτουργία ελέγχει ο υπολογιστής, π.χ. ένα μηχάνημα παραγωγής χαρτιού σε ένα εργοστάσιο.

Επειδή η ταχύτητα λειτουργίας του υπολογιστή είναι πολύ μεγαλύτερη από την ταχύτητα λειτουργίας των περιφερειακών μονάδων (1 - 20 φορές περίπου), η απ' ευθείας επικοινωνία υπολογιστή - περιφερειακών είναι ασύμφορη, γιατί σ' αυτή θα χρησιμοποιούσαμε μόνο μικρό μέρος από τις δυνατότητες του υπολογιστή. Γι' αυτό το λόγο στη μονάδα εισόδου - εξόδου του υπολογιστή περιλαμβάνονται ειδικά κυκλώματα που ονομάζονται **διόρυγες ή δίαυλοι** (Channeis). Τα κυκλώματα αυτά εξόμαλύνουν τη διαφορά ταχύτητας μεταξύ υπολογιστή και περιφερειακών. Όταν ο υπολογιστής πρόκειται να επικοινωνήσει με μία περιφερειακή μονάδα, αναθέτει σε μια από τις διώρυγες την εκτέλεση της εργασίας, ενώ ο υπολογιστής απασχολείται με την εκτέλεση άλλων εργασιών. Μπορούμε να πούμε ότι οι διώρυγες οι ίδιες αποτελούν μικρούς υπολογιστές, οι οποίοι έχουν αποστολή τη μεταφορά πληροφοριών από και προς τις περιφερειακές μονάδες και τον έλεγχο της λειτουργίας τους. Μια διώρυγα μπορεί να εξυπηρετεί πολλές περιφερειακές μονάδες.

Εκτός από τις διώρυγες που αναφέραμε παραπάνω και που κατασκευάζονται για να εξυπηρετήσουν τις περιφερειακές μονάδες, υπάρχουν και διώρυγες για ειδικούς σκοπούς, π.χ. διώρυγες για άμεση προσπέλαση της μνήμης (Direct Memory Access - DMA), οι διώρυγες τηλεπικοινωνίας κλπ. Οι πρώτες χρησιμοποιούνται όταν η ταχύτητα λήψεως ή αποστολής πληροφοριών από τον υπολογιστή θέλομε να είναι πολύ μεγάλη και οι δεύτερες για την επικοινωνία του υπολογιστή με περιφερειακές μονάδες ή άλλους υπολογιστές μέσω τηλεπικοινωνιακών γραμμών (τηλεφωνικές, τηλεγραφικές, ασύρματες κλπ.).

Όπως ήδη έχομε αναφέρει, οι περιφερειακές μονάδες χρησιμεύουν για την εισαγωγή και λήψη πληροφοριών από τον άνθρωπο, καθώς και για την αποθήκευση ενδιαμέσων αποτελεσμάτων (περιφερειακή μνήμη, όπως π.χ. μαγνητικοί δίσκοι, ταινίες κλπ.).

Η συνεργασία κάθε περιφερειακής μονάδας με τη μονάδα εισόδου-εξόδου του υπολογιστή πραγματοποιείται με μια ειδική μονάδα η οποία ονομάζεται μονάδα ελέγχου (Controller) της περιφερειακής μονάδας. Π.χ. η συνεργασία ενός εκτυπωτή με τη μονάδα εισόδου-εξόδου πραγματοποιείται με μια μονάδα που ονομάζεται **μονάδα ελέγχου** του εκτυπωτή. Η μονάδα ελέγχου ενός περιφερειακού πληροφορεί τον υπολογιστή για την κατάσταση του περιφερειακού, π.χ. αν αυτό είναι ελεύθερο να δώσει ή να πάρει πληροφορίες.

## **10.6 Περιφερειακές μονάδες.**

Όπως αναφέραμε στα προηγούμενα, ένας ηλεκτρονικός υπολογιστής είναι ένα σύστημα που δέχεται πληροφορίες στην είσοδό του, τις επεξεργάζεται και μας δίνει τα αποτελέσματά τους στην έξοδο.

Οι εισαγόμενες πληροφορίες, αφού προηγουμένως εγγραφούν σε κωδικοποιημένη μορφή πάνω σε κάποιο φορέα, π.χ. διάτρητο δελτίο ή χαρτοταινία, μαγνητικό δίσκο ή ταινία κλπ., εισάγονται στον υπολογιστή μέσω ειδικών μονάδων τις οποίες ονομάζομε **μονάδες εισόδου**.

Μετά την επεξεργασία τα αποτελέσματα τα παίρνομε σε ειδικές επίσης μονάδες, π.χ. σε ένα φύλλο χαρτί (εκτυπωτής), σε ένα χαρτί σχεδίου (Plotter) κλπ. Τις μονάδες αυτές τις ονομάζομε **μονάδες εξόδου**.

Τις μονάδες εισόδου και τις μονάδες εξόδου τις ονομάζομε γενικά **περιφερειακές μονάδες** ή με μία λέξη **περιφερειακά του ηλεκτρονικού υπολογιστή**.

Λεπτομέρειες για τις μονάδες αυτές, περιγράφονται στο βιβλίο Ηλεκτρονικοί Υπολογιστές (σσ. 29 - 74).

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΝΔΕΚΑΤΟ

### ΣΤΟΙΧΕΙΑ ΑΝΑΛΟΓΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

#### 11.1 Γενικά.

Όπως ήδη αναφέραμε, τους ηλεκτρονικούς υπολογιστές τους κατατάσσομε σε δύο βασικές κατηγορίες: τους Αναλογικούς (Analogue) και τους ψηφιακούς (Digital). Οι μικτοί ή υβριδικοί (Hybrid) δεν αποτελούν παρά συνδυασμό των δύο αυτών κατηγοριών.

Οι αναλογικοί υπολογιστές χρησιμοποιούνται βασικά για τη λύση διαφορικών εξισώσεων και γενικότερα για την επίλυση διαφόρων μαθηματικών προβλημάτων. Επίσης χρησιμοποιούνται για τη μελέτη διαφόρων φυσικών συστημάτων\* με τη μέθοδο της εξομοιώσεως (Simulation). Στη δεύτερη περίπτωση κατασκευάζομε το μοντέλο του συστήματος που θέλομε να μελετήσουμε και που μπορεί να είναι π.χ. ένα απλό ηλεκτρικό κύκλωμα. Οι εξισώσεις που περιγράφουν το μοντέλο συμπίπτουν ή έχουν την ίδια μορφή με το υπό μελέτη φυσικό σύστημα. Έτσι μελετούμε το μοντέλο του συστήματος αντί το ίδιο το φυσικό σύστημα, δεδομένου ότι τις περισσότερες φορές είναι πολύ δύσκολη, αν όχι αδύνατη η απ' ευθείας μελέτη του ίδιου του συστήματος.

Εδώ θα αναφέρομε δύο παραδείγματα που θα μας βοηθήσουν να κατανοήσουμε καλύτερα τη σπουδαιότητα των αναλογικών κυκλωμάτων από τα οποία αποτελείται ένας αναλογικός υπολογιστής και επίσης τη σπουδαιότητα της μεθόδου της εξομοιώσεως.

#### Παράδειγμα 1.

Θεωρούμε το ηλεκτρικό κύκλωμα του σχήματος 11.1a, όπου  $V_1$ ,  $V_2$  είναι οι τάσεις εισόδου του,  $V_S$  η τάση εξόδου και  $G$  η ενίσχυση του ενισχυτή της τάσεως  $V_0$  στο σημείο  $B$ .

Από το νόμο του Ohm έχομε:

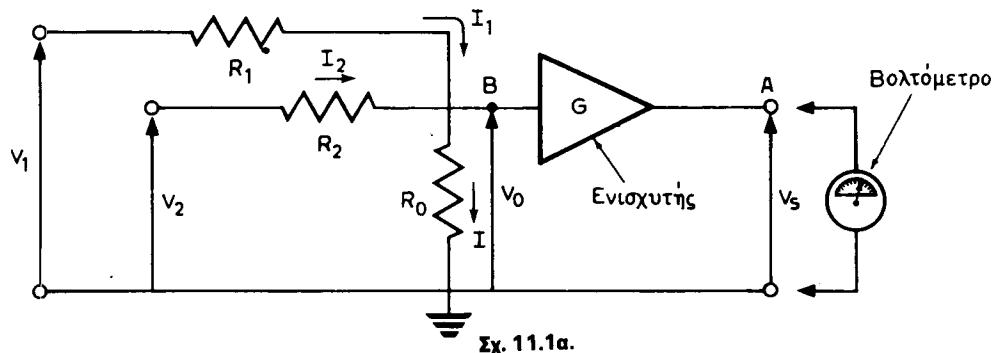
$$I_1 = \frac{V_1 - V_0}{R_1} \quad I_2 = \frac{V_2 - V_0}{R_2} \quad \text{και} \quad I = \frac{V_0}{R_0}$$

Επειδή όμως  $I = I_1 + I_2$ , έχομε:

$$\frac{V_0}{R_0} = \frac{V_1 - V_0}{R_1} + \frac{V_2 - V_0}{R_2}$$

---

\* Όταν λέμε φυσικό σύστημα εννοούμε ένα οποιοδήποτε υπαρκτό σύστημα, π.χ. ένας πυρηνικός αντιδραστήρας, ένας κινούμενος πύραυλος, ένα αεροπλάνο, μια εγκατάσταση ραντάρ κλπ.



Σχ. 11.1α.

Ηλεκτρικό κύκλωμα που κάνει πρόσθεση.

$$\text{ή} \quad V_0 \left( 1 + \frac{R_0}{R_1} + \frac{R_0}{R_2} \right) = \frac{R_0}{R_1} V_1 + \frac{R_0}{R_2} V_2 \quad (11.1)$$

Αν δεχθούμε ότι οι αντιστάσεις \$R\_1\$, \$R\_2\$ είναι πολύ μεγαλύτερες από την \$R\_0\$, δηλαδή \$R\_0/R\_1 \ll 1\$ και \$R\_0/R\_2 \ll 1\$, η ποσότητα \$R\_0/R\_1 + R\_0/R\_2\$ είναι επίσης πολύ μικρότερη από τη μονάδα (δηλαδή: \$R\_0/R\_1 + R\_0/R\_2 \ll 1\$) και συνεπώς αμελητέα ως προς τη μονάδα, τότε η σχέση (11.1) γίνεται:

$$V_0 = \frac{R_0}{R_1} V_1 + \frac{R_0}{R_2} V_2 \quad (11.1\alpha)$$

Δεδομένου ότι λόγω ενισχυτή έχομε: \$V\_S = GV\_0\$, άρα \$V\_0 = V\_S/G\$ όπου \$G\$ η πραγματοποιούμενη ενίσχυση η (11.1α) γράφεται:

$$V_S = \frac{GR_0}{R_1} V_1 + \frac{GR_0}{R_2} V_2 \quad (11.2)$$

Αν διαλέξουμε έτσι τις αντιστάσεις \$R\_0\$, \$R\_1\$, \$R\_2\$ και τον ενισχυτή, ώστε να έχομε \$GR\_0/R\_1 = GR\_0/R\_2 = 1\$ (π.χ. \$R\_0 = 100 \Omega\$, \$R\_1 = R\_2 = 1 M\Omega\$ και \$G = 10^4\$), η σχέση (11.2) γράφεται:

$$V_S = V_1 + V_2$$

Δηλαδή, αν στην είσοδο του κυκλώματός μας (σχ. 11.1α) θέσουμε \$V\_1 = 5\$ Volt και \$V\_2 = 8\$ Volt, η ένδειξη στην έξοδο, δηλαδή η τάση εξόδου \$V\_S\$ θα ισούται με 13 Volt, που είναι το άθροισμα των τάσεων \$V\_1\$ και \$V\_2\$. Με άλλα λόγια το κύκλωμα του σχήματος 11.1α είναι ένα κύκλωμα που πραγματοποιεί την αριθμητική πράξη της προσθέσεως.

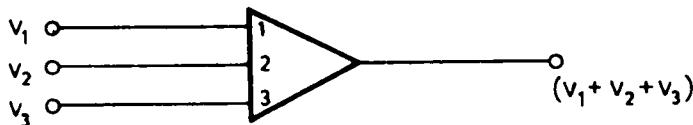
### Παρατήρηση.

Στην πράξη, το παραπάνω κύκλωμα είναι πιο πολύπλοκο, αλλά στο παράδειγμά μας δεν θα μπούμε σε λεπτομέρειες, γιατί δεν μας ενδιαφέρουν τη στιγμή αυτή.

### Παράδειγμα 2.

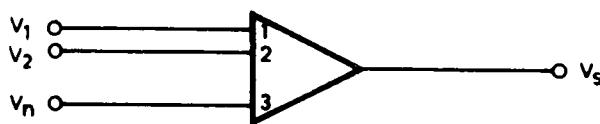
Θεωρούμε έναν πύραυλο μάζας \$m = 5\$ μονάδες μάζας [σχ. 11.1β(a)] κινούμενο

Δηλαδή η τάση εξόδου είναι ίση και αντίθετου σημείου με το άθροισμα των τάσεων εισόδου. Συνεπώς το κύκλωμα του σχήματος 11.3γ είναι ένα κύκλωμα που πραγματοποιεί την αριθμητική πράξη της προσθέσεως. Είναι ένας αθροιστής. Στο σχήμα 11.3δ δίνεται το συμβολικό διάγραμμα ενός αθροιστή με τρεις εισόδους.



Σχ. 11.3δ.

Συμβολικό διάγραμμα αθροιστή με τρεις εισόδους.



Σχ. 11.3ε.

Συμβολικό διάγραμμα αθροιστή με n εισόδους.

### Παρατήρηση.

Στο κύκλωμά μας θεωρήσαμε τρεις μόνο αντιστάσεις εισόδου. Με τον ίδιο τρόπο θα μπορούσαμε να εργασθούμε με τέσσερις ή περισσότερες αντιστάσεις. Π.χ. αν θεωρήσομε η αντιστάσεις εισόδου τις  $R_1, R_2 \dots R_n$  και έστω  $V_1, V_2 \dots V_n$  οι αντίστοιχες τάσεις εισόδου, θα έχομε:

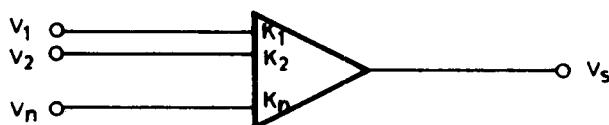
$$V_s = -\left(\frac{R_F}{R_1} V_1 + \frac{R_F}{R_2} V_2 + \dots + \frac{R_F}{R_n} V_n\right)$$

ή αν

$$R_1 = R_2 = \dots = R_n = R_F$$

$$V_s = -(V_1 + V_2 + \dots + V_n) \quad (11.13)$$

Το συμβολικό διάγραμμα του αθροιστή φαίνεται στο σχήμα 11.3ε. Εάν το κύκλωμα πραγματοποιεί και ενίσχυση, τότε το συμβολικό διάγραμμα του αθροιστή θα είναι το διάγραμμα του σχήματος 11.3στ, όπου  $K_1, K_2 \dots K_n$  είναι οι συντελεστές ενισχύσεως.



Σχ. 11.3στ.

Συμβολικό διάγραμμα αθροιστή με ενίσχυση.

### 11.3.3 Κύκλωμα πολλαπλασιασμού με σταθερά $K \leq 1$ . Ποτενσιόμετρα.

Στο κύκλωμα του αθροιστή είδαμε ότι για τη τάση εξόδου είχαμε:

$$V_S = -(K_1 \cdot V_1 + K_2 \cdot V_2 + K_3 \cdot V_3),$$

όπου  $K_1$ ,  $K_2$  και  $K_3$  είναι σταθερές (συντελεστές) ίσες αντίστοιχα με  $R_F / R_1$ ,  $R_F / R_2$  και  $R_F / R_3$ .

Παρουσιάζεται δώρις το ερώτημα: πώς μπορούμε να δημιουργήσουμε συντελεστές μιας οποιασδήποτε επιθυμητής τιμής, αφού οι αντιστάσεις που κυκλοφορούν στο εμπόριο έχουν καθορισμένες τιμές;

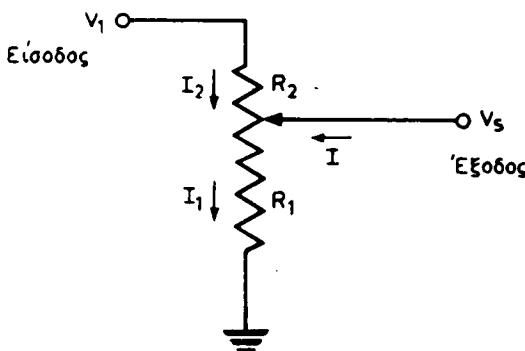
Αυτό το πετυχαίνουμε με τη χρήση ποτενσιόμετρων. Ας θεωρήσουμε το ποτενσιόμετρο του σχήματος 11.3ζ. Αν δεχθούμε ότι το ρεύμα εξόδου  $I$  είναι μηδέν, τότε έχουμε:

$$I_1 = I_2$$

$$\frac{V_1 - V_S}{R_2} = \frac{V_S}{R_1}$$

$$V_S = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_1$$

$$V_S = K \cdot V_1, \quad \text{όπου} \quad K = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \leq 1$$



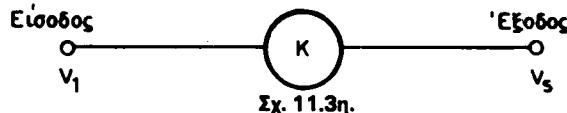
Σχ. 11.3ζ

Ποτενσιόμετρο για δημιουργία συντελεστή.

Παρατηρούμε συνεπώς ότι με τη χρησιμοποίηση ενός ποτενσιόμετρου μπαρούμε να δημιουργήσουμε μια σταθερά (ένα συντελεστή) μιας επιθυμητής τιμής. Η πίμή της σταθεράς εξαρτάται από τις τιμές των αντιστάσεων  $R_1$ ,  $R_2$  και είναι μικρότερη ή ίση με τη μονάδα:  $K \leq 1$ .

Το συμβολικό διάγραμμα του κυκλώματος πολλαπλασιασμού με μία σταθερά  $K < 1$  παριστάνεται στο σχήμα 11.3η.

Στην περίπτωση που θέλομε η τιμή της σταθεράς  $K$  να είναι μεγαλύτερη από τη



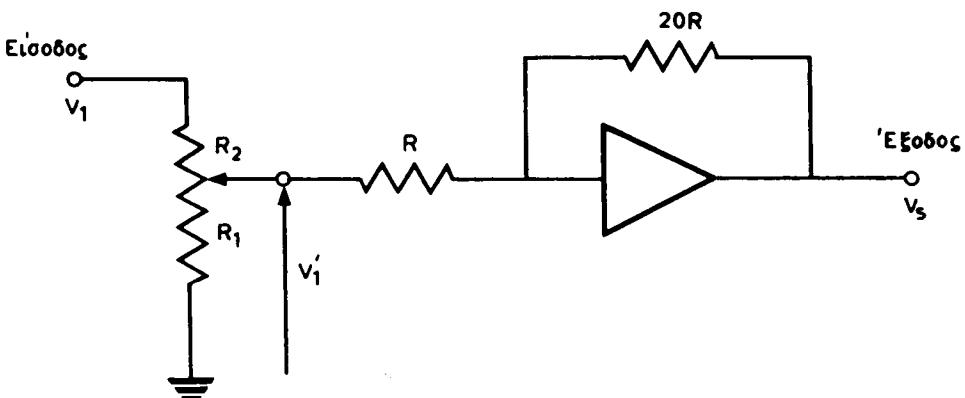
Σχ. 9.3η.

Συμβολικό διάγραμμα κυκλώματος πολλαπλασιασμού με σταθερά  $K \leq 1$ .

μονάδα,  $K \geq 1$ , χρησιμοποιούμε ένα ποτενσιόμετρο, όπως προηγουμένως, σε συνδυασμό με ένα κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή, όπως φαίνεται στο σχήμα 11.3θ.

Από το κύκλωμα του σχήματος 11.3θ έχομε:

$$V_S = -20 V_1' = -KV_1, \quad \text{όπου} \quad 0 \leq K \leq 20$$



Σχ. 11.3θ.

Ποτενσιόμετρο με τελεστικό ενισχυτή για  $K > 1$ .

#### 11.3.4 Κύκλωμα ολοκληρώσεως ή ολοκληρωτής (Integrator).

Θεωρούμε το κύκλωμα του σχήματος 11.3ι. Αν.  $V_1$  και  $V_S$  είναι αντίστοιχα οι τάσεις εισόδου και εξόδου, τότε εφαρμόζοντας τον κανόνα του Kirchhoff στον κόμβο A, θα έχομε:

$$I_1 = I_F + I$$

Επειδή  $I = 0$ , τότε:

$$I_1 = I_F$$

$$\frac{V_1 - V_A}{R_1} = C_F \frac{d(V_A - V_S)}{dt}$$

$$\text{ή αφού} \quad V_S = -GV_A \rightarrow V_A = -\frac{V_S}{G}$$

$$\text{ή} \quad V_1 + \frac{V_S}{G} = - R_1 C_F \frac{d}{dt} (V_S + \frac{V_S}{G})$$

ή αφού το G έχει μεγάλες τιμές, θα έχουμε:

$$V_1 = - R_1 C_F \frac{dV_S}{dt} \quad (11.14)$$

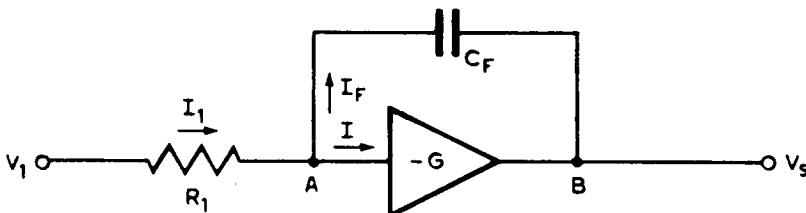
ή αν ολοκληρώσουμε την (9.14) από  $t = 0$  ως  $t = t$  τότε :

$$V_S(t) = - \frac{1}{R_1 C_F} \int_0^t V_1(t) dt + V_S(0) \quad (11.15)$$

όπου  $V_S(0)$  η σταθερά ολοκληρώσεως. Η σταθερά αυτή είναι η αρχική τιμή της τάσεως εξόδου. Αν δεχθούμε  $V_S(0) = 0$ , η προηγούμενη σχέση (11.15) γίνεται:

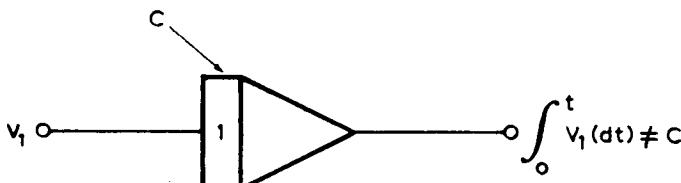
$$V_S(t) = - \frac{1}{R_1 C_F} \int_0^t V_1(t) dt \quad (11.16)$$

Δηλαδή η τάση εξόδου  $V_S$  του κυκλώματος του σχήματος 11.3θ είναι ίση με το ολοκλήρωμα της τάσεως εισόδου πολλαπλασιασμένο με τη σταθερά  $-1 / R_1 C_F$ . Γι' αυτό το λόγο το κύκλωμα του σχήματος 11.3ι το λέμε κύκλωμα ολοκληρώσεως ή απλά ολοκληρωτή.



Σχ. 11.3i.

Κύκλωμα ολοκληρώσεως ή ολοκληρωτής.



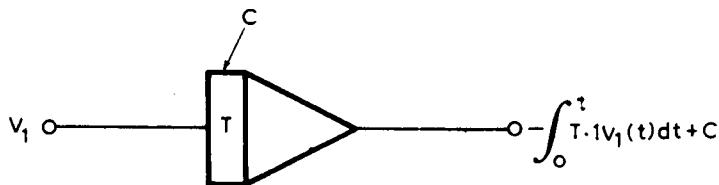
Σχ. 11.3ia.

Συμβολικό διάγραμμα ολοκληρωτή.

Στο σχήμα 11.3ια δίνεται το συμβολικό διάγραμμα ενός ολοκληρωτή και στο σχήμα 11.3ιβ δίνεται το συμβολικό διάγραμμα ενός ολοκληρωτή με ενίσχυση, όπου C είναι η σταθερά ολοκληρώσεως και χαρακτηρίζει τις αρχικές συνθήκες.

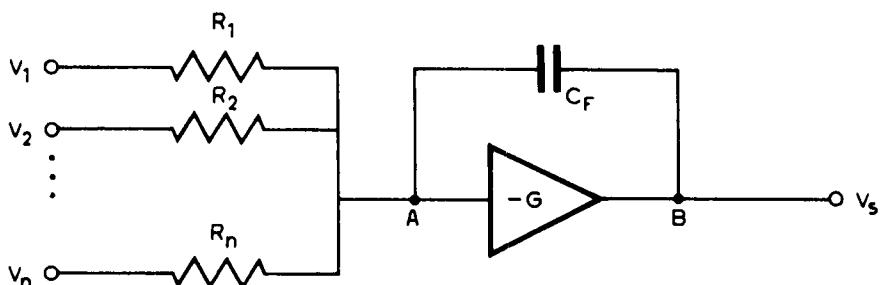
Αν στην είσοδο του παραπάνω κυκλώματος ολοκληρώσεως συνθέσουμε περισσότερες ωμικές αντιστάσεις (σχ. 11.3ιγ), τότε η σχέση (11.16) γίνεται:

$$V_S(t) = -\frac{1}{R_1 C_F} \int_0^t V_1(t) dt - \frac{1}{R_2 C_F} \int_0^t V_2(t) dt - \dots - \frac{1}{R_n C_F} \int_0^t V_n(t) dt + V_S(0)$$



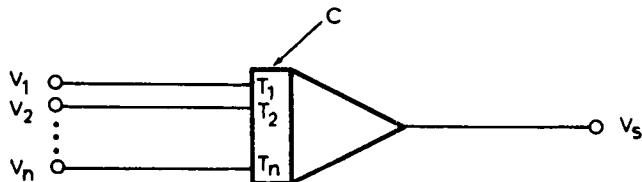
Σχ. 11.3iβ.

Συμβολικό διάγραμμα ολοκληρωτή με ενίσχυση.



Σχ. 11.3ig.

Κύκλωμα ολοκληρώσεως και αθροίσεως ή ολοκληρωτής και αθροιστής.



Σχ. 11.3iδ.

Συμβολικό διάγραμμα αθροιστικού ολοκληρωτή.

Δηλαδή το κύκλωμά μας (σχ. 11.3ig) δεν κάνει μόνο ολοκλήρωση αλλά και άθροιση γι' αυτό και χαρακτηρίζεται ως αθροιστικός ολοκληρωτής.

Το συμβολικό διάγραμμα του αθροιστικού ολοκληρωτή φαίνεται στο σχήμα 11.3iδ.

όπου  $T_1 = -\frac{1}{R_1 C_F}$ ,  $T_2 = -\frac{1}{R_2 C_F}$  ...,  $T_n = -\frac{1}{R_n C_F}$  είναι σταθερές (συντελεστές)

που χαρακτηρίζουν τη λαμβανόμενη ενίσχυση και  $C$  η σταθερά ολοκληρώσεως  $V_S(0)$  που χαρακτηρίζει τις αρχικές συνθήκες.

### 11.3.5 Κύκλωμα διαφορίσεως ή διαφοριστής (Differentiator).

Θεωρούμε το κύκλωμα του σχήματος 11.3ιε. Αν  $V_1$  και  $V_S$  είναι αντίστοιχα οι τάσεις εισόδου και εξόδου και εφαρμόσομε τον κανόνα του Kirchhoff στον κόμβο A, θα έχομε:

$$I_1 = I + I_F$$

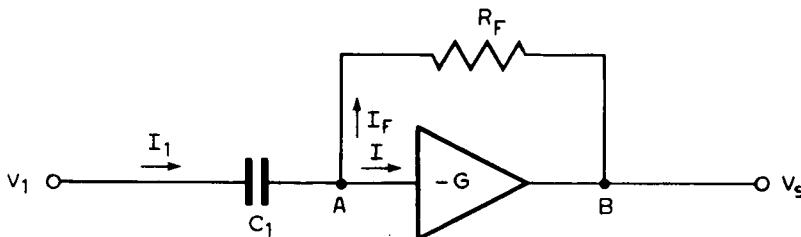
Αφού,  $I = 0$ , έχομε:

$$I_1 = I_F$$

$$\text{η} \quad C_1 \frac{d(V_1 - V_A)}{dt} = \frac{V_A - V_S}{R}$$

ή αφού  $V_S = -GV_A$  και  $G$  πολύ μεγάλο, θα έχομε:

$$V_S = -RC_1 \frac{dV_1}{dt} \quad (11.17)$$



Σχ. 11.3ιε.

Κύκλωμα διαφοριστή.

Δηλαδή η τάση εξόδου του κυκλώματος του σχήματος 11.3ιε είναι ίση με την παράγωγο της τάσεως εισόδου, πολλαπλασιασμένη με τη σταθερά  $-RC_1$ . Γι αυτό το λόγο το κύκλωμα αυτό το λέμε κύκλωμα διαφορίσεως ή απλά διαφοριστή.

Αν θεωρήσουμε ότι η  $V_1$  στην είσοδο είναι μία ημιτονική τάση, δηλαδή

$$V_1 = V_m \text{ ημωτ},$$

έχομε

$$V_S = -RC \text{ ω συνωτ}$$

Παρατηρούμε ότι το πλάτος της εξόδου αυξάνει με τη συχνότητα. Γι' αυτό το κύκλωμα αυτό ένισχυει τις απότομες μεταβολές και είναι πολύ ευπαθές στο θόρυβο. Έτσι στην πράξη χρησιμοποιείται σπάνια.

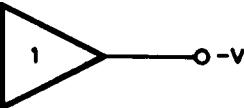
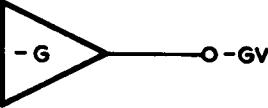
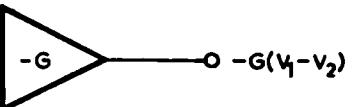
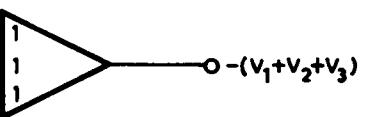
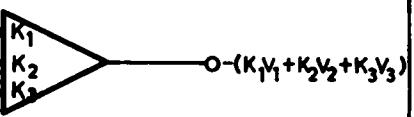
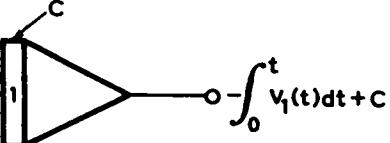
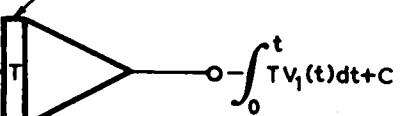
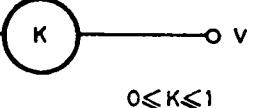
Αν στην είσοδο του κυκλώματος διαφορίσεως (σχ. 9.3ιε) συνδέσουμε περισσότερες χωρητικές αντιστάσεις (περισσότερους πυκνωτές), έστω  $C_1, C_2, \dots, C_n$  τότε θα έχομε:

$$V_S(t) = -R_1 C_1 \frac{dV_1}{dt} - R_2 C_2 \frac{dV_2}{dt} - \dots - R_n C_n \frac{dV_n}{dt}$$

Στον Πίνακα 11.3.1 δίνονται τα σύμβολα των βασικών αναλογικών κυκλωμάτων που εξετάσαμε στο κεφάλαιο αυτό.

## ΠΙΝΑΚΑΣ 11.3.1.

**ΣΥΜΒΟΛΙΚΩΝ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΩΝ (Η ΑΠΛΟΣ ΣΥΜΒΟΛΩΝ) ΤΩΝ ΒΑΣΙΚΩΝ ΑΝΑΛΟΓΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ**

ΣΥΜΒΟΛΟ	ΑΝΑΛΟΓΙΚΟ ΚΥΚΛΩΜΑ
	Αναστροφέας
	Τελεστικός ενισχυτής
	Τελεστικός ενισχυτής δύο εισόδων
	Αθροιστής
	Αθροιστής με ενίσχυση
	Ολοκληρωτής
	Ολοκληρωτής με ενίσχυση
	Πολλαπλασιαστής με σταθερά (συντελεστή) που είναι μικρότερη από τη μονάδα

## 11.4 Ειδικά αναλογικά κυκλώματα.

Όπως ήδη αναφέραμε στα προηγούμενα, ο τελεστικός ενισχυτής αποτελεί το κυριότερο κύκλωμα ενός αναλογικού υπολογιστή. Εκτός όμως από το βασικό αυτό κύκλωμα ένας αναλογικός υπολογιστής χρησιμοποιεί και άλλα ειδικά κυκλώματα, π.χ. κυκλώματα που μπορούν να πραγματοποιούν τις πράξεις του πολλαπλασιασμού, της διαιρέσεως, εξαγωγής τετραγωνικής ρίζας κλπ. Επίσης χρησιμοποιεί κυκλώματα παραγωγής συναρτήσεων.

Στα επόμενα θα αναφέρουμε μερικές βασικές έννοιες για τα κυκλώματα πολλαπλασιασμού (ή απλώς πολλαπλασιαστές) και τις εφαρμογές τους, κυκλώματα διαιρέσεως (ή διαιρέτες) και κυκλώματα εξαγωγής τετραγωνικής ρίζας.

### 11.4.1 Πολλαπλασιαστές (Multipliers).

Υπάρχουν βασικά δύο τύποι πολλαπλασιαστών: Οι ηλεκτρονικοί (Electronic Multipliers) και οι σερβοπολλαπλασιαστές (Servo Multipliers).

Οι ηλεκτρονικοί πολλαπλασιαστές είναι περισσότερο γρήγοροι και περισσότερο ακριβείς από τους σερβοπολλαπλασιαστές. Το συμβολικό διάγραμμα ενός πολλαπλασιαστή φαίνεται στο σχήμα 11.4a.



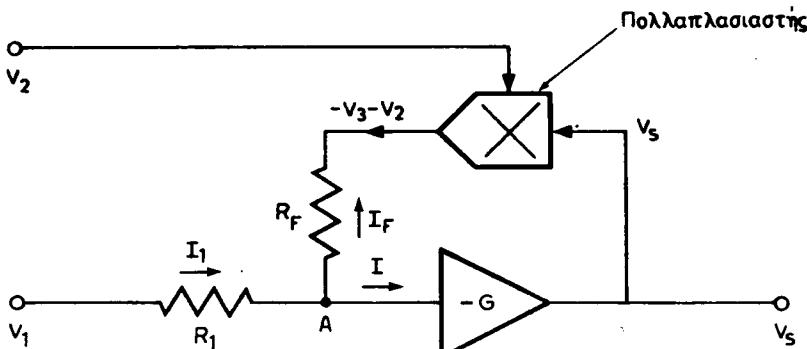
Σχ. 11.4a.

Συμβολικό διάγραμμα πολλαπλασιαστή.

Τον πολλαπλασιαστή μπορούμε να τον χρησιμοποιήσουμε σε συνδυασμό με εναν τελεστικό ενισχυτή και να κατασκευάσουμε άλλα κυκλώματα όπως το κύκλωμα διαιρέσεως ή εξαγωγής τετραγωνικής ρίζας.

### 11.4.2 Κύκλωμα διαιρέσεως.

Θεωρούμε το κύκλωμα του σχήματος 11.4β όπου στον κλάδο ανασυζεύξεως έ-



Σχ. 11.4β.

Κύκλωμα διαιρέσεως.

### 11.5.3 Πίνακας προγραμματισμού.

Όπως ήδη αναφέραμε, στον πίνακα προγραμματισμού καταλήγουν οι ακροδέκτες των στοιχείων που αποτελούν έναν αναλογικό υπολογιστή, δηλαδή οι ακροδέκτες των τελεστικών ενισχυτών, αντιστάσεων, πυκνωτών, ποτενσιομέτρων κλπ. Στον πίνακα αυτό γίνονται με τα καλώδια όλες οι συνδέσεις μεταξύ των διαφόρων στοιχείων του υπολογιστή για τη λύση ενός συγκεκριμένου προβλήματος. Η εργασία αυτή λέγεται προγραμματισμός του αναλογικού υπολογιστή και γι' αυτό και ο πίνακας ονομάσθηκε πίνακας προγραμματισμού.

### 11.5.4 Μονάδα ελέγχου.

Στη μονάδα αυτή γίνονται μερικές βασικές λειτουργίες και ρυθμίσεις όπως π.χ. ρύθμιση των ποτενσιομέτρων, τοποθέτηση και ρύθμιση των αρχικών συνθηκών (ολοκλήρωση) κλπ. Στη μονάδα αυτή υπάρχουν επίσης και λυχνίες υπερφορτίσεως των ενισχυτών με τις οποίες ελέγχομε αν οι τελεστικοί ενισχυτές βρίσκονται στο δυναμικό κόρου. Γενικά με τη μονάδα αυτή καθορίζομε και ελέγχομε τις διάφορες λειτουργίες τις οποίες μπορεί να πραγματοποιήσει ένας αναλογικός υπολογιστής.

### 11.5.5 Μονάδα τροφοδοσίας.

Η μονάδα αυτή παρέχει στους τελεστικούς ενισχυτές και στις υπόλοιπες μονάδες τις τάσεις που απαιτούνται για τη λειτουργία του αναλογικού υπολογιστή.

Στο σχήμα 11.4δ απεικονίζεται ένας αναλογικός υπολογιστής ο οποίος κατασκευάστηκε στο Κ.Π.Ε. Δημόκριτος.

### 11.6 Παραδείγματα.

#### Παράδειγμα 1.

Δίνεται το κύκλωμα του σχήματος 11.6α όπου  $V_1 = 1,0 \text{ Volt}$ ,  $V_2 = 0,5 \text{ Volt}$ ,  $V_3 = -1,0 \text{ Volt}$ ,  $V_4 = 1,2 \text{ Volt}$  και  $V_5 = -0,9 \text{ Volt}$ . Επίσης  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = 2 \text{ k}\Omega$ . Να υπολογισθεί η τάση εξόδου  $V_S$ .

Εφαρμόζοντας τον κανόνα του Kirchhoff στον κόμβο A, θα έχομε:

$$I_1 + I_2 + I_3 + I_4 + I_5 = I_6$$

$$\text{ή } \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} + \frac{V_4}{R_4} + \frac{V_5}{R_5} = \frac{V_S}{R_6}$$

$$\text{ή } V_S = -V_1 \frac{R_6}{R_1} + V_2 \frac{R_6}{R_2} + V_3 \frac{R_6}{R_3} + V_4 \frac{R_6}{R_4} + V_5 \frac{R_6}{R_5}$$

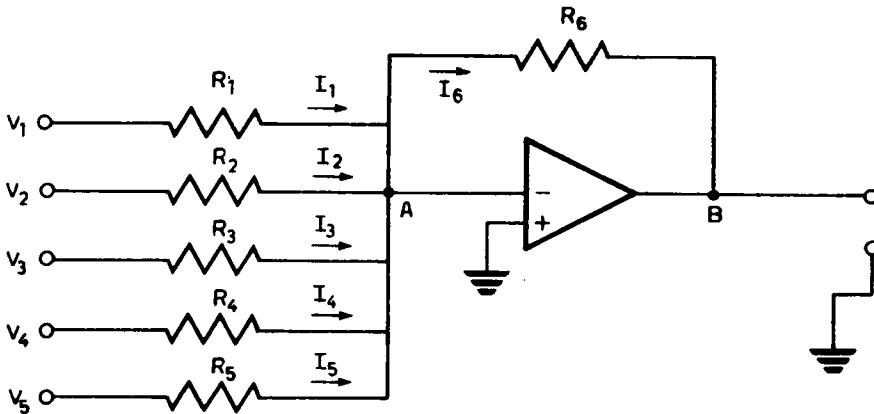
ή αντικαθιστώντας τις παραπάνω τιμές.

$$V_S = -[5 + 2,5 - 5 + 6 - 4,5] = 4,0 \text{ Volt}$$

#### Παράδειγμα 2.

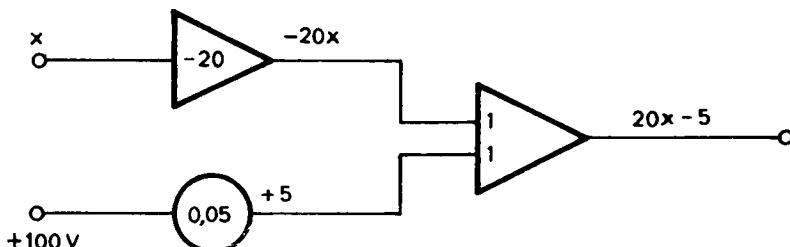
Να σχεδιασθεί ένα αναλογικό κύκλωμα για την επίλυση της εξισώσεως  $y = 20x - 5$ .

Το δεύτερο μέλος της εξισώσεως μας, δηλαδή το  $20x - 5$  περιέχει τους όρους



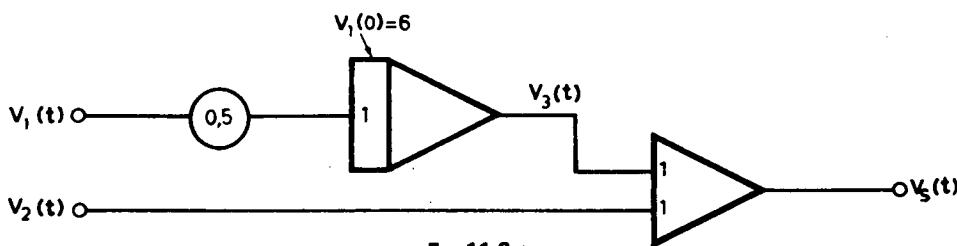
Σχ. 11.6α.

Κύκλωμα για παράδειγμα 1.



Σχ. 11.6β.

Κύκλωμα για παράδειγμα 2.



Κύκλωμα για παράδειγμα 3.

$20x$  και  $-5$ , οι οποίοι προστιθέμενοι μας δίνουν την τιμή της  $y$ . Θα πρέπει λοιπόν να δημιουργήσουμε τους όρους  $20x$  και  $-5$  και στη συνέχεια να τους προσθέσουμε. Το κύκλωμα που μας ζητείται όπως εύκολα μπορεί να αντιληφθεί κανείς, είναι το κύκλωμα του σχήματος 11.6β.

### Παράδειγμα 3.

Δίνεται το αναλογικό κύκλωμα του σχήματος 11.6γ. Εάν  $V_1(t) = 5 \text{ Volt}$  με αρχική συνθήκη  $V_1(0) = 6 \text{ Volt}$  και  $V_2(t) = 3t$  με αρχική συνθήκη  $V_2(t) = 0 \text{ Volt}$ , ζητείται να υπολογισθεί η έξοδος  $V_S$  της κυκλώματος.

Η τάση στην έξοδο του ολοκληρωτή θα είναι:

$$V_3(t) = -0.5 \int_0^t V_1(t) dt - V_1(0) = -2.5t - 6$$

Η τάση στην έξοδο του αθροιστή θα είναι:

$$V_S(t) = -[V_3(t) + V_2(t)] = +2.5t + 6 - 3t = 0.5t + 6$$

$$V_S(t) = -0.5t + 6$$

#### Παράδειγμα 4.

Δίνεται το κύκλωμα του σχήματος 11.6δ. Να υπολογισθεί η τάση εξόδου. Τί συμπεραίνετε για το κύκλωμα;

Η τάση στις εξόδους των πολλαπλασιαστών 1 και 2 αντίστοιχα θα είναι  $z^2$  και  $z^3$ .

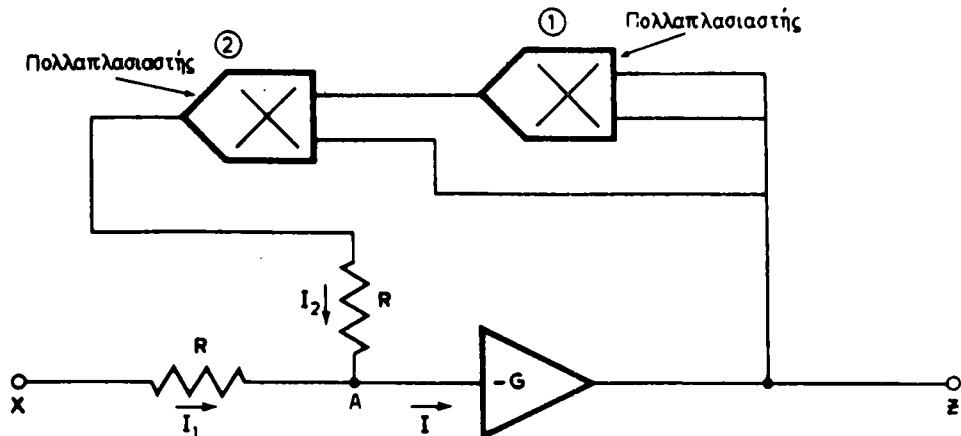
Αν εφαρμόσουμε το νόμο του Kirchhoff στον κόμβο A, θα έχουμε:

$$I_1 + I_2 = I$$

$$\text{ή } I_1 = -I_2 \quad \text{ή } \frac{x}{R} = \frac{z^3}{R} \quad (\text{αφού } I = 0)$$

$$\text{ή } z^3 = x \quad \text{ή } z = \sqrt[3]{x}$$

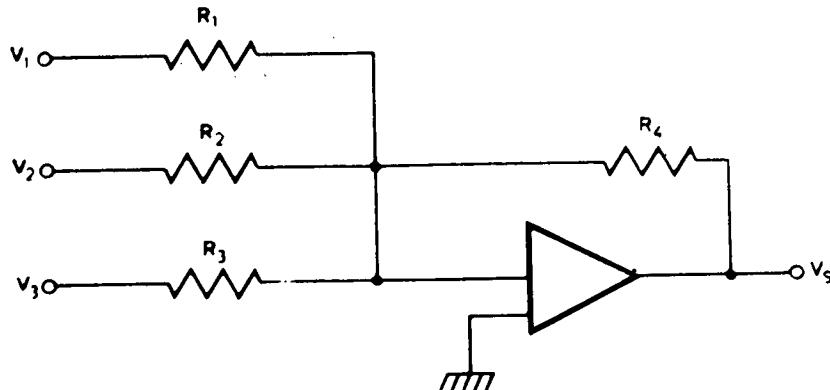
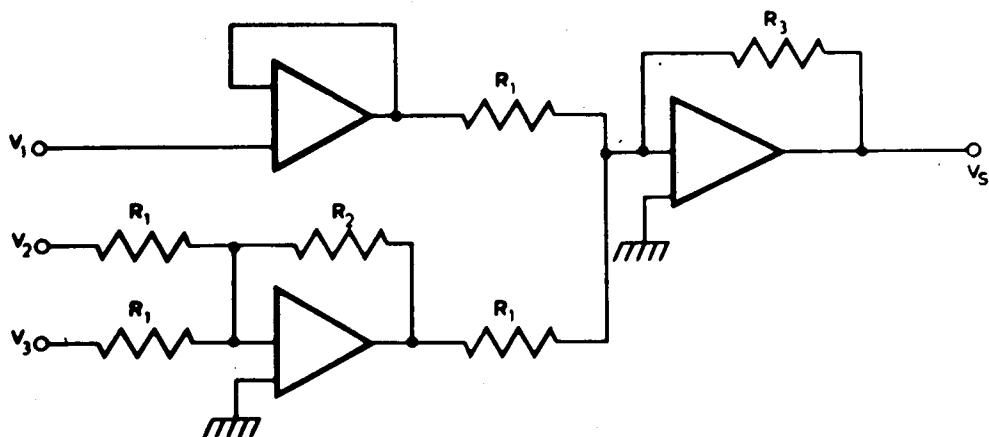
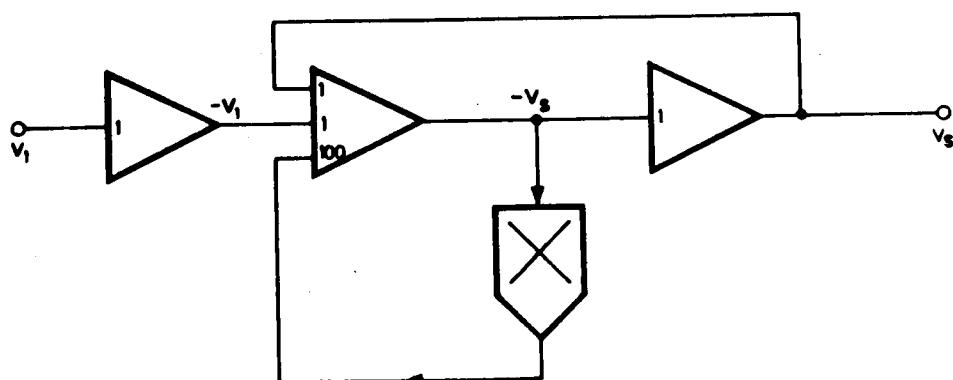
Το κύκλωμα προφανώς υπολογίζει την κυβική ρίζα της τάσεως εισόδου.



Σχ. 11.6δ.

#### 11.7 Ασκήσεις.

1. Να υπολογισθεί η τάση εξόδου  $V_S$  στο κύκλωμα του σχήματος 9.7α. Δίνεται  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 20 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4 = 20 \text{ k}\Omega$ ,  $V_1 = 0.02 \text{ Volt}$ ,  $V_2 = 0.22 \text{ Volt}$  και  $V_3 = 1.0 \text{ Volt}$ .
2. Να υπολογισθεί η τάση εξόδου  $V_S$  στο κύκλωμα του σχήματος 9.7β. Δίνεται  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 50 \text{ k}\Omega$  και  $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $V_1 = 2.2 \text{ Volt}$ ,  $V_2 = 0.05 \text{ Volt}$  και  $V_3 = 0.1 \text{ Volt}$ .
3. Δίνεται το άναλογικό κύκλωμα του σχήματος 9.7γ. Να ευρεθεί η  $V_S$ . Τι συμπεραίνετε για το κύκλωμα;

 $\Sigma\chi. 11.7\alpha.$  $\Sigma\chi. 11.7\beta.$  $\Sigma\chi. 11.7\gamma.$

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΔΩΔΕΚΑΤΟ

### ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΑΥΤΟΜΑΤΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ

#### **12.1 Γενικά.**

Ο όρος **αυτοματισμός** έχει διπλή σημασία: χρησιμοποιείται για μηχανές, οι οποίες «**καυτοελέγχονται**», έχουν δηλαδή την ικανότητα να διορθώνουν αυτόματα τη συμπεριφορά της λειτουργίας τους σύμφωνα με κάποια επιθυμητή συνθήκη και επίσης χαρακτηρίζει τις μεθόδους κατασκευής αυτομάτων μηχανών. Όπως ο όρος **μηχανοποίηση**, έτσι και ο όρος αυτοματισμός χρησιμοποιείται συχνά για να περιγράψει μια νέα διαδικασία της βιομηχανικής παραγωγής. Όπως η μηχανοποίηση απάλλαξε τον εργάτη του εργοστασίου από τη μεγάλη φυσική καταπόνηση, έτσι και ο αυτοματισμός τον απάλλαξε από την επίμονη απασχόληση του χειρισμού και του περιοδικού ελέγχου των μηχανών.

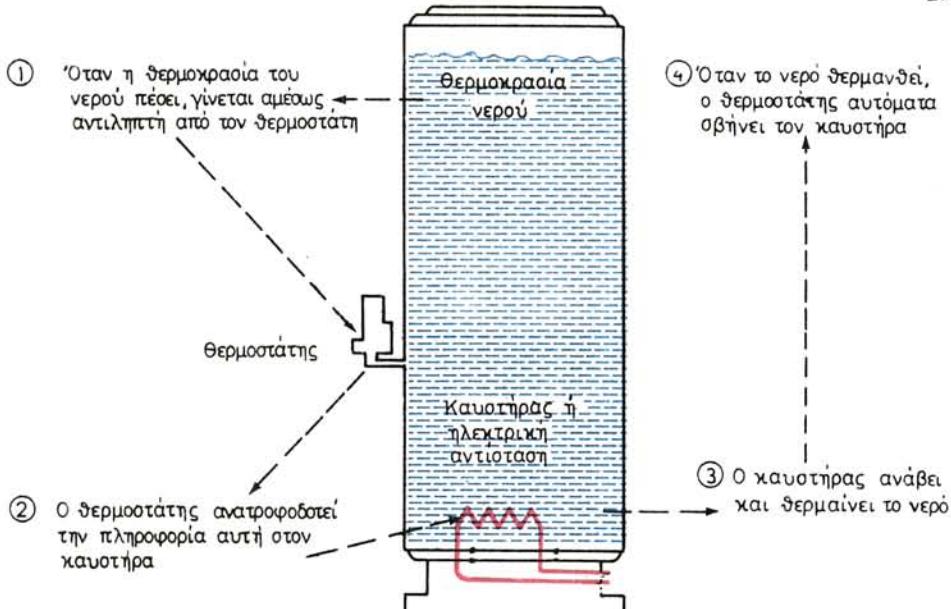
Πολλοί θεωρούν τον αυτοματισμό τόσο σημαντικό επίτευγμα, ώστε τον χαρακτηρίζουν ως «**Δεύτερη Βιομηχανική Επανάσταση**». Και αυτό επειδή ο αυτοματισμός, εκτός από το ότι αυξάνει την παραγωγική αποδοτικότητα των εργοστασίων, όπως έγινε κατά την πρώτη βιομηχανική επανάσταση, τροποποιεί επίσης ριζικά και τη σχέση του ανθρώπου με τις μηχανές.

#### **12.2 Η έννοια της ανατροφοδοτήσεως.**

Η βασικότερη διαφορά μεταξύ κοινών και αυτομάτων μηχανών είναι η **ανατροφοδότηση** (**feedback**). Ανατροφοδότηση επιτυγχάνεται όταν ένας μετρητής - επόπτης παρακολουθεί συνεχώς τη λειτουργία της μηχανής και τη συγκρίνει με την επιθυμητή λειτουργία.

Η πληροφορία που προκύπτει από τη σύγκριση αυτή, **ανατροφοδοτείται** δια μέσου κάποιου ελεγκτή στη μηχανή και επιφέρει τις απαραίτητες μεταβολές για τη βελτίωση της λειτουργίας της.

Ένα απλό παράδειγμα ανατροφοδοτήσεως είναι ο συνήθης θερμοστάτης του συστήματος θερμάνσεως ενός σπιτιού. Έστω ότι έχομε ρυθμίσει το θερμοστάτη σε  $23^{\circ}\text{C}$ . Όταν η θερμόκρασία του δωματίου ξεπεράσει τους  $23$  βαθμούς, ο θερμοστάτης, που είναι μετρητής - επόπτης της θερμοκρασίας, αντιλαμβάνεται τη διαφορά των δύο θερμοκρασιών και αυτόματα διακόπτει τη λειτουργία του καυστήρα. Ο καυστήρας παραμένει σβηστός, μέχρις ότου ο θερμοστάτης ανατροφοδοτήσει την πληροφορία ότι η θερμόκρασία τού δωματίου έπεσε κάτω από τούς επιθυμητούς  $23$  βαθμούς, οπότε ανάβει και πάλι αυτόματα.



Σχ. 12.2.

Η αυτόματη λειτουργία του Θερμοσίφωνα.

Ένα άλλο παράδειγμα ανατροφοδοτήσεως είναι ο Θερμοσίφωνας. Η αυτόματη λειτουργία του συστήματος αυτού φαίνεται παραστατικά στο σχήμα 12.2.

### 12.3 Κατηγορίες αυτομάτων μηχανών.

Οι αυτόματες μηχανές κατατάσσονται στις εξής τέσσερις βασικές κατηγορίες:

#### *α) Αυτόματα ελεγχόμενες εργαλειομηχανές.*

Στην κατηγορία αυτή ανήκουν εργαλειομηχανές, όπως τόρνοι, δράπανα κ.ά., οι οποίες «προγραμματίζονται» για τη μαζική κατασκευή ενός εξαρτήματος, με μεγάλη ακρίβεια και σε πολύ σύντομο χρονικό διάστημα. Ο έλεγχος επιτυγχάνεται με ψηφιακό τρόπο με υπολογιστή, και η διαδικασία ονομάζεται **αριθμητικός έλεγχος** (numerical control).

#### *β) Αυτόματα συστήματα χειρισμού και μετακίνησεως υλικών και εξαρτημάτων.*

Στην κατηγορία αυτή ανήκουν οι μηχανές που μετακινούν εξαρτήματα και συναρμόλωγούν αντικείμενα.

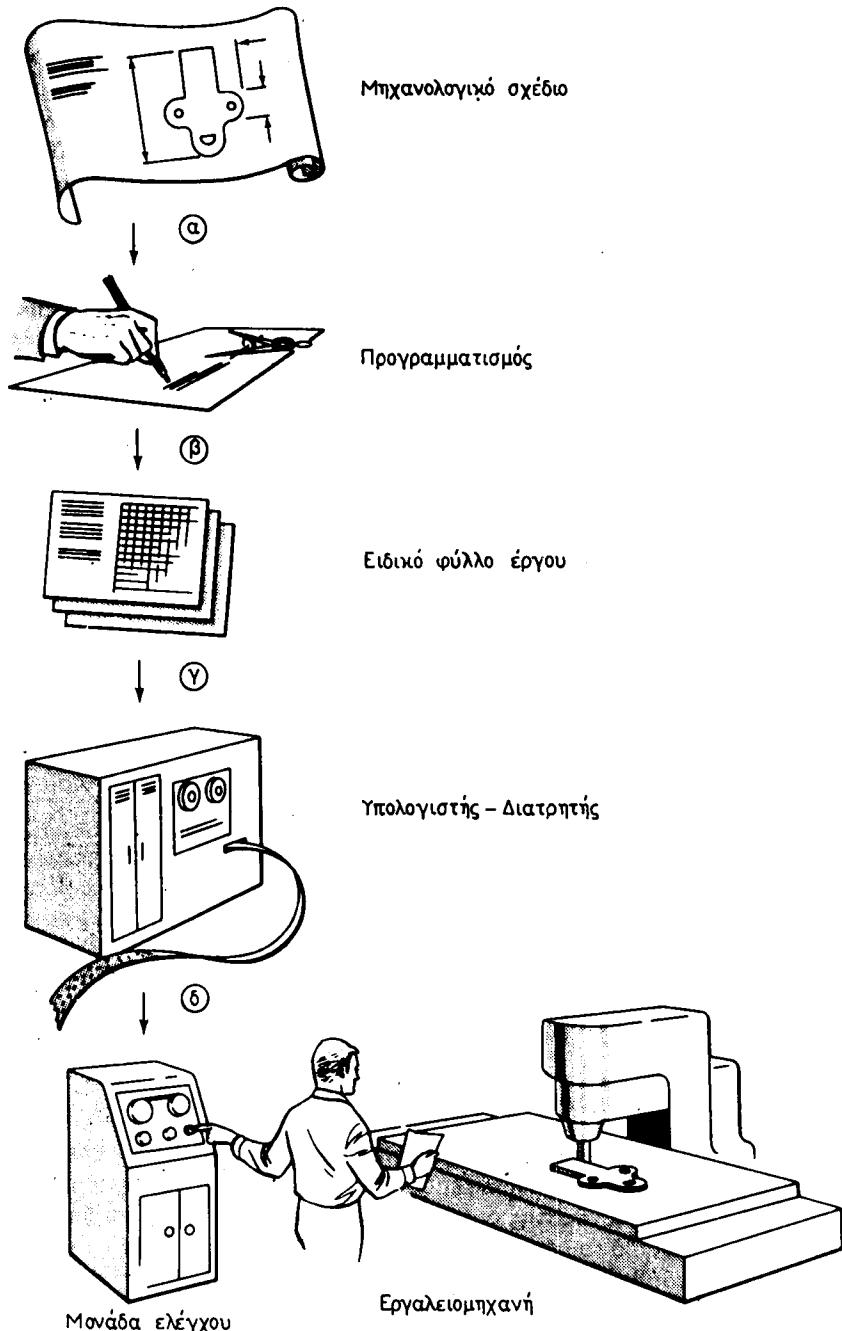
#### *γ) Αυτόματα συστήματα ελέγχου που χρησιμοποιούνται στη χημική και πετροχημική βιομηχανία.*

Τα συστήματα αυτά χρησιμοποιούνται για το συνεχή ή περιοδικό έλεγχο των φυσικών ιδιοτήτων των υλικών στα διάφορα στάδια της επεξεργασίας τους.

#### *δ) Αυτόματες μηχανές ή αυτόματα συστήματα επεξεργασίας πληροφοριών.*

Είναι οι ηλεκτρονικοί υπολογιστές, μικροϋπολογιστές και μικροεπεξεργαστές.

Στο σχήμα 12.3 δίνονται τα κύρια στάδια της διαδικασίας του αριθμητικού ελέγχου (πρώτη κατηγορία των αυτομάτων μηχανών). Η διαδικασία αρχίζει από το μηχανολογικό σχέδιο που θα κατασκευασθεί. Στο σχέδιο προδια-



**Σχ. 12.3.**  
Διαδικασία αριθμητικού ελέγχου.

γράφονται όλες οι λεπτομέρειες και οι ακριβείς διαστάσεις του αντικειμένου για την επιθυμητή κατασκευή (α). Ο προγραμματικός εξαρτημάτων (part program-mater), ο οποίος διαθέτει πείρα στις εργαλειομηχανές, προγραμματίζει τις διάφορες φάσεις κατεργασίας του υλικού που θα μορφοποιηθεί, προσδιορίζει την ταχύτητα των επεμβάσεων των εργαλειομηχανών στα διάφορα στάδια της επεξεργασίας, και καθορίζει τα κοπτικά εξαρτήματα. Από τα παραπάνω διαφαίνεται ότι ο ρόλος του τεχνίτη αυτού είναι το κλειδί της αποδοτικότητας της διαδικασίας του αριθμητικού ελέγχου. Όταν ο προγραμματιστής εξαρτημάτων (β) συλλέξει όλες τις απαραίτητες πληροφορίες από το μηχανολογικό σχέδιο, τις μεταφέρει, μαζί με τις δικές του συμπληρώσεις, σε ειδικό φύλλο έργου (γ), στο οποίο οι πληροφορίες σημειώνονται με κωδική μορφή. Τα στοιχεία που συλλέγονται στο ειδικό αυτό φύλλο έργου τροφοδοτούνται σε ηλεκτρονικό υπολογιστή (δ), ο οποίος τα αναλύει μαθηματικά, τα ταξινομεί και τα διαμορφώνει σε συγκεκριμένες κοπτικές οδηγίες για την επέμβαση της εργαλειομηχανής. Οι οδηγίες αυτές καταγράφονται σε χάρτινη ταινία υπό μορφή κωδικών μικρών οπών από διατρητικό μηχάνημα που συνδέεται με τον υπολογιστή. Η διάτρητη ταινία μεταφέρεται στη μονάδα ελέγχου τής εργαλειομηχανής (ε), στην οποία οι πληροφορίες μετατρέπονται σε κοπτικές κινήσεις της εργαλειομηχανής. Πριν αρχίσει η μαζική παραγωγή, γίνεται πάντοτε μια δοκιμή για να εντοπισθούν τυχόν λάθη.

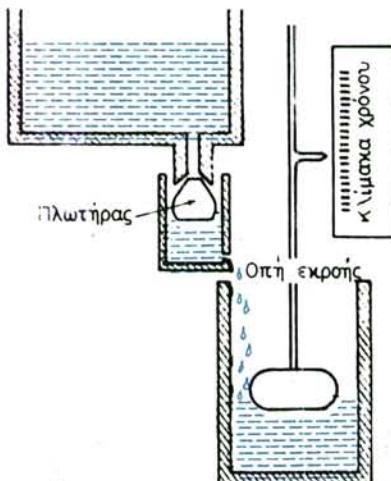
Η δεύτερη κατηγορία αυτομάτων μηχανών έχει πολλές βιομηχανικές εφαρμογές και συναντάται συχνά στη χώρα μας. Στα εργοστάσια μας χρησιμοποιούνται για πολλά χρόνια αυτόματες μηχανές για την επιτάχυνση της παραγωγής και την ελάττωση του κόστους. Αυτόματες μηχανές π.χ. γεμίζουν τα τσιγάρα με καπνό, τα «κρολάρουν» και τα τοποθετούν σε κουτιά. Με αυτόματες μηχανές αποστειρώνονται, γεμίζονται, σφραγίζονται και «σταμπάρονται» με αναγνωριστικές ταινίες τα μπουκάλια του κρασιού. Όλα τα σύγχρονα εργοστάσια χρησιμοποιούν τέτοιου είδους αυτόματες μηχανές για τη μαζική παραγωγή και συσκευασία των προϊόντων τους.

Η τρίτη κατηγορία συστημάτων αυτομάτου ελέγχου ίσως είναι λιγότερο γνωστή, επειδή συναντάται στις χημικές βιομηχανίες. Οι διατάξεις αυτές αποτελούνται κυρίως από πνευματικά και υδραυλικά συστήματα ελέγχου, τα οποία ρυθμίζουν διεργασίες μεταλλαγής των φυσικοχημικών ιδιοτήτων των πρώτων υλών στα διάφορα στάδια επεξεργασίας.

Η τέταρτη κατηγορία αφορά τις συσκευές επεξεργασίας πληροφοριών σε μορφή ηλεκτρονικών σημάτων. Οι συσκευές αυτές αναπτύσσονται διαρκώς και έχουν υπεισέλθει σε κάθε είδους βιομηχανικές εφαρμογές. Τέτοιες συσκευές είναι οι ηλεκτρονικοί υπολογιστές, οι μικρούπολογιστές, και οι μικροεπεξεργαστές.

#### 12.4 Σύντομη ιστορική αναδρομή.

Η χρησιμοποίηση του μηχανισμού της ανατροφοδοτήσεως για τον έλεγχο της λειτουργίας συστημάτων έχει μια ενδιαφέρουσα ιστορία. Οι πρώτες εφαρμογές ξεκίνησαν από το μηχανισμό αυτόματης ρυθμίσεως της στάθμης νερού σε δεξαμενές που χρησιμοποιήθηκαν από τους αρχαίους Έλληνες. Η χρήση του μηχανισμού αυτού πιστεύεται ότι διαδόθηκε σε μεγάλη κλίμακα κατά την Αλεξανδρινή και Ρωμαϊκή εποχή. Ο Αλεξανδρεύς (γ' αιώνα π.Χ.) χρησιμοποίησε το μηχανισμό αυτό, για να κατασκευάσει το περίφημο υδάτινο ρολόι του (σχ. 12.4a). Τον ίδιο μηχανισμό χρη-



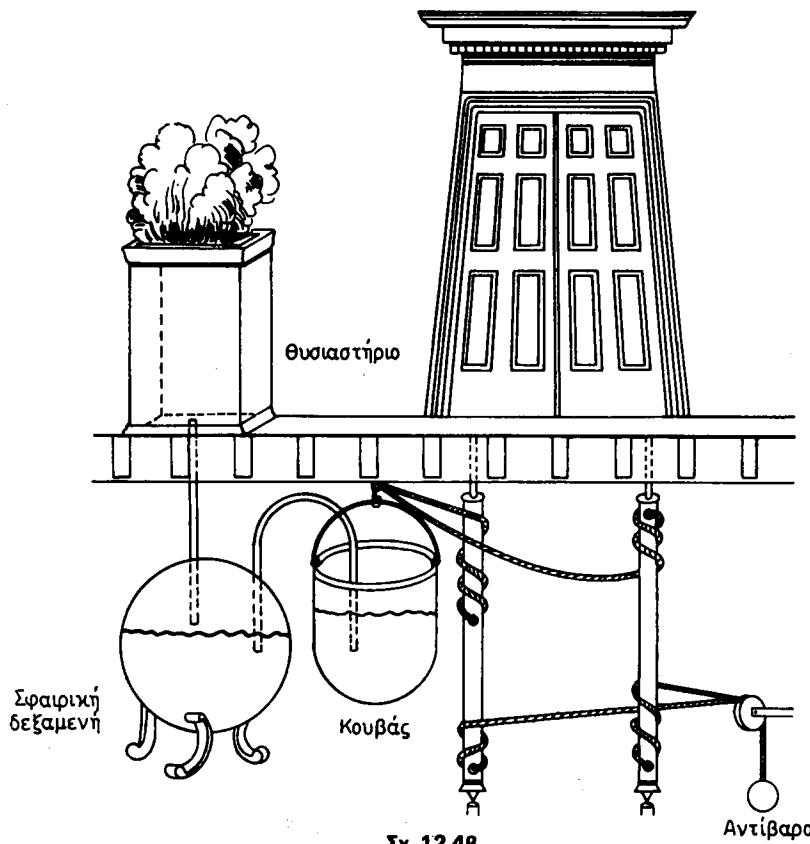
Σχ. 12.4α.

Αρχαίος μηχανισμός ρυθμίσεως της στάθμης του νερού στη δεξαμενή με τον πλωτήρα. Η σταθερή στάθμη εξασφάλιζε σταθερή εκροή νερού, με αποτέλεσμα η στάθμη στην τελευταία δεξαμενή να ανυψώνεται σταθερά και ομαλά. Έτσι ο δείκτης μετρούσε το χρόνο με σχετική ακρίβεια.

σιμοποίησε και ο Φίλων (25 π.Χ. - 40 μ.Χ.) για την κατασκευή μιας λάμπας λαδιού στην οποία η στάθμη του λαδιού ρυθμίζόταν αυτόματα. Ο Ήρων ο Αλεξανδρινός που ζησε κατά τον πρώτο αιώνα μ.Χ. στο βιβλίο του «Πνευματικά» περιγράφει διάφορα είδη μηχανισμών αυτομάτου ελέγχου, η λειτουργία των οπίσιων βασιζόταν σε φαινόμενα υδραυλικής πιέσεως. Ένα από τα πιο γνωστά συστήματα του Ήρωνα είναι ο αυτόματος μηχανισμός ανοίγματος και κλεισίματος των θυρών ενός ναού. Η διάταξη αυτή φαίνεται στο σχήμα 12.4β. Με το άναμμα της φωτιά στό θυσιαστήριο, θερμαινόταν ο αέρας της σφαιρικής δεξαμενής και διαστελλόμενος, έσπρωχνε με πίεση το νερό μέσω του σωλήνα σ' ένα διπλανό μεγάλο κουβά. Όταν ο κουβάς γέμιζε με νερό γύριζε με το αυξημένο βάρος του τις κυλινδρικές τροχαλίες και άνοιγε τις θύρες ενώ, παράλληλα σήκωνε και το αντίβαρο. Για να κλείσουν τις θύρες έριχναν νερό στη φωτιά του θυσιαστηρίου, οπότε, με τη μείωση της πιέσεως στη σφαιρική δεξαμενή το νερό επέστρεφε από τον κουβά σ' αυτή. Έτσι το αντίβαρο, που γινόταν πια βαρύτερο από τον κουβά, γύριζε τις κυλινδρικές τροχαλίες προς την αντίθετη φορά και έκλεινε τις θύρες.

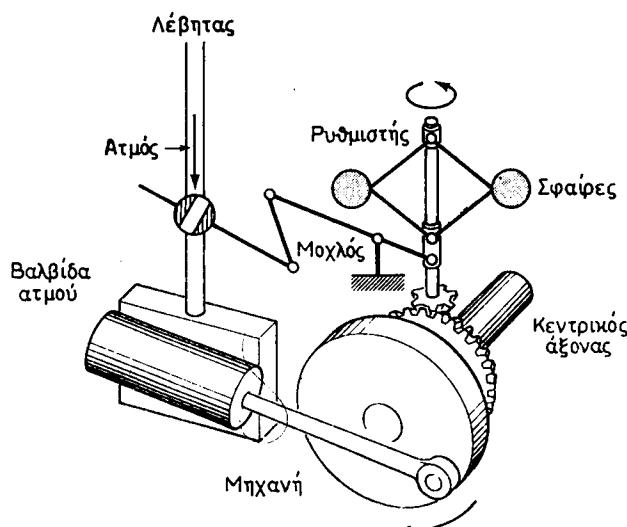
Ένα από τα πιο γνωστά συστήματα των νεωτέρων χρόνων στο οποίο χρησιμοποιήθηκε η ανατροφοδότηση, εφευρέθηκε από τον Ολλανδό Κορνήλιο Ντρέμπελ (1572 - 1633). Ήταν ένας αυτόματος ρυθμιστής θερμοκρασίας που λειτουργεί με επιπυχία. Το 1681 ο Ντέννις Πάπεν (Papin) επινόησε τον αυτόματο ρυθμιστή πιέσεως για ατμολέβητες.

Το πρώτο σύστημα αυτομάτου ελέγχου που χρησιμοποιήθηκε σε βιομηχανικές εφαρμογές και στην παραγωγή ήταν ο «κρυθμιστής με τις σφαίρες» (flyball gearmotor), που κατασκευάσθηκε από τον James Watt το 1769, για να ρυθμίζει αυτόματα την ταχύτητα των ατμομηχανών. Ο μηχανισμός αυτός (σχ. 12.4γ) μετράει τη ταχύτητα του κεντρικού άξονα μεταδόσεως της κινήσεως και αξιοποιεί τη φυγόκεντρη κίνηση των σφαιρών, για να ρυθμίζει το άνοιγμα της βαλβίδας και επομένως και την ποσότητα ατμού που εισέρχεται στη μηχανή. Όταν η ταχύτητα του



Σχ. 12.4β.

Οι αυτόματες θύρες του Ἡρωνα του Αλεξανδρινού.



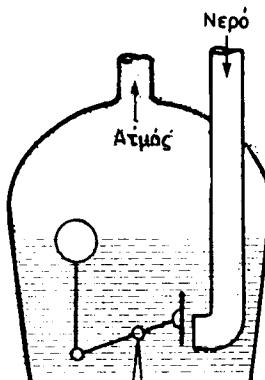
Σχ. 12.4γ.

Η αυτόματη ατμομηχανή του Watt.

κεντρικού άξονα αυξάνεται, οι σφαίρες απομακρύνονται από τον άξονα περιστροφής τους και σηκώνουν το μοχλό, οποίος με τη σειρά του κλείνει τη βαλβίδα ατμού.

Το πρώτο σύστημα ανατροφοδοτήσεως που εφευρέθηκε από Σοβιετικό μηχανικό, ήταν το σύστημα ρυθμίσεως της στάθμης νερού σε ατμολέβητα (σχ. 12.4δ).

**Εφευρέτης** του ήταν ο **Ιβάν Πολζούνωβ**, ο οποίος τελειοποίησε το μηχανισμό αυτό το 1765. Με τη μετατροπή του νερού σε ατμό η στάθμη του νερού κατέρχεται. Ταυτόχρονα ο πλωτήρας κινεί το μοχλό προς τα κάτω, με αποτέλεσμα το πώμα να απομακρύνεται από το στόμιο του τροφοδοτικού σωλήνα, γεγονός που επιτρέπει την εισροή νερού στο λέβητα.



Σχ. 12.4δ.

Αυτόματος ρυθμιστής στάθμης νερού σε ατμολέβητα.

Μέχρι το 1868, οι διάφορες καινοτομίες στον τομέα του Αυτοματισμού γίνονταν εμπειρικά, τους δε εφευρέτες δεν απασχολούσε καθόλου η μαθηματική περιγραφή της λειτουργίας των κατασκευών τους. Αυτό είχε ως αποτέλεσμα το ότι δύλες οι προσπάθειες τελειοποίησεως των συστημάτων οδηγούσαν σε προβλήματα αστάθειας. Η λειτουργία δηλαδή του συστήματος κατέληγε να γίνει ασταθής, με αποτέλεσμα την καταστροφή της μηχανής όταν δεν επενέβαινε ο χειριστής. Έτσι οι μηχανικοί συνειδητοποίησαν ότι έπρεπε να ασχοληθούν συστηματικά με την ανάπτυξη της θεωρίας των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου. Την περίοδο όμως ο **Βισνεγκράντσκι** (Vysnogradskii) ανάπτυξε τη μαθηματική θεωρία για αυτόματους ρυθμιστές.

Πριν από το Β' Παγκόσμιο Πόλεμο σημαντική πρόδοδος σημειώθηκε σ' αυτό τον τομέα στις ΗΠΑ χάρη στους πασίγνωστους επιστήμονες των εργαστηρίων της εταιρείας Bell Telephone, Μπόντι (Bode), Νάικουϊστ (Nyquist) και Μπλακ (Black). Αργότερα για να τιμηθεί η επιστημονική προσφορά τους δόθηκαν τα ονόματα τους σε ορισμένες θεωρίες που σχετίζονται με την ανάλυση συστημάτων αυτομάτου ελέγχου.

Οι επιστήμονες αυτοί ανάπτυξαν τις θεωρίες τους κατά τη δημιουργία του σύγχρονου τηλεφωνικού συστήματος, και των ηλεκτρονικών ενισχυτών με ανατροφοδότηση. Παράλληλα, διακεκριμένοι Ρώσοι μαθηματικοί συνέβαλαν στη θεωρία των συστημάτων ελέγχου. Σε αντίθεση με τους Αμερικανούς, οι οποίοι ασχολή-

θηκαν με μαθηματικές αναλύσεις των συστημάτων στη περιοχή της συχνότητας, οι Ρώσοι επιστήμονες εργάσθηκαν με συναρτήσεις στην περιοχή του χρόνου.

Στη διάρκεια του Β' Παγκόσμιου πόλεμου, ο τομέας των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου προωθήθηκε σχεδόν κατακόρυφα με εφαρμογές στις πολεμικές μηχανές. Από τις πιο γνωστές εφαρμογές είναι ο αυτόματος πιλότος στα αεροπλάνα, ο αυτόματος σκοπευτής στα πυροβόλα και το περίφημο αυτόματο σύστημα ανιχνεύσεως κινούμενων στόχων με το ραντάρ.

Στη δέκαετία του '50, με την εισαγωγή των αναλογικών και ψηφιακών υπολογιστών, τα συστήματα αυτομάτου ελέγχου άρχισαν να χρησιμοποιούν τους υπολογιστές ως βασικά στοιχεία ελέγχου, γεγονός που συνέβαλε στην ακρίβεια της λειτουργίας τους.

Η έξοδος του ανθρώπου στο διάστημα έδωσε πολύ μεγάλη ώθηση στον τομέα αυτό με αποτέλεσμα να σχεδιάζονται εξαιρετικά πολύπλοκα και μεγάλης ακρίβειας συστήματα αυτομάτου ελέγχου. Ένα από τα πιο δύσκολα προβλήματα ήταν η ελαχιστοποίηση του πηλίκου «βάρος/εμβέλεια» στους πυραύλους και τα διαστημόπλοια. Έπρεπε δηλαδή να σχεδιασθούν διαστημόπλοια που θα ήταν πρώτο ελαφρότερα και δεύτερο θα μπορούσαν να αποθηκεύσουν περισσότερα καύσιμα για να πραγματοποιήσουν μεγαλύτερα ταξίδια. Στα προβλήματα αυτά, οι επιστήμονες του αυτομάτου ελέγχου ανταποκρίθηκαν αποδοτικά, με αποτέλεσμα να αναπτυχθεί μια νέα θεωρία: Η θεωρία της *αριστοποιήσεως* (optimization) του αυτομάτου ελέγχου. Η θεωρία αυτή που βασίζεται σε μαθηματικές αναλύσεις στην περιοχή του χρόνου, είχε θεμελιωθεί παλαιότερα (1892) από το επιστημονικό έργο των Λιαπούνων (Liapunov) και Μινόρσκι (Minorski). Η εφαρμογή της δύναται σε πραγματικά προβλήματα έγινε δυνατή μόνο μετά την τελειοποίηση μεγάλων και πολύ γρήγορων υπολογιστών, που χρησιμοποιήθηκαν για τις αριθμητικές λύσεις των πολύπλοκων μαθηματικών εξισώσεων. Οι τελευταίες εξελίξεις της θεωρίας της αριστοποιήσεως του αυτομάτου ελέγχου είναι κυρίως αποτέλεσμα της προσφοράς δύο μεταγενέστερων διακεκριμένων επιστημόνων, του Ρώσου Ποντρυάκιν (Pontryagin) και του Αμερικανού Μπέλμαν (Bellman).

Κλείνοντας την ιστορική αναδρομή των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου, σημειώνομε ότι σήμερα τα τελειότερα συστήματα χρησιμοποιούνται στα διαστημόπλοια, και στα επιβατικά και πολεμικά αεροσκάφη.

Η αυτόματη προσελήνωση του αμερικανικού διαστημόπλοιου το 1969 αποτελεί ένα πάρα πολύ μεγάλο επίτευγμα στον τομέα των συστημάτων ελέγχου.

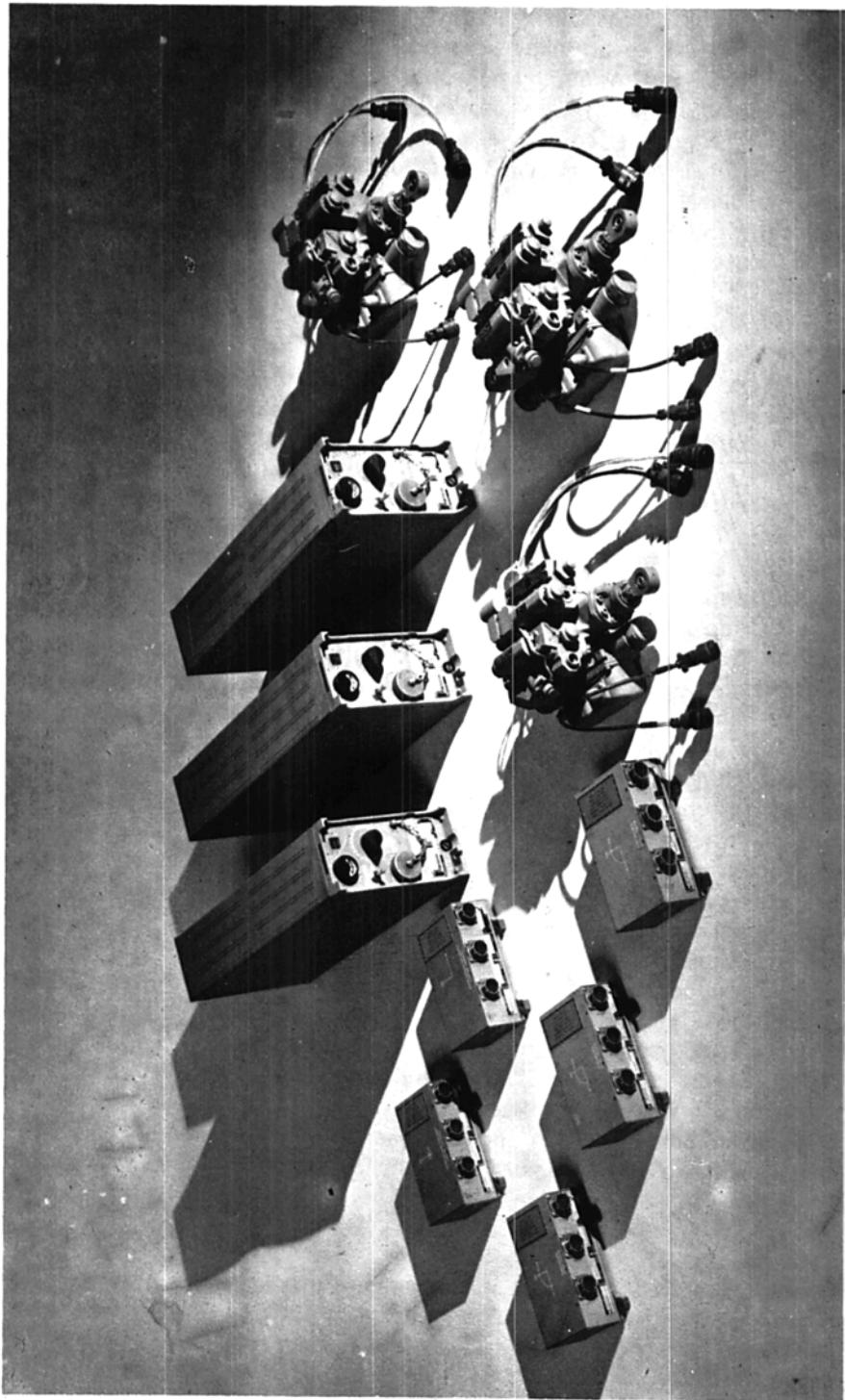
Στο σχήμα 12.4ε φαίνεται το αυτόματο σύστημα πλοηγήσεως του αεροσκάφους F - 111. Στο σχήμα 12.4στ φαίνεται πρόσφατο πειραματικό σύστημα αυτόματης πλοηγήσεως για το αεροσκάφος της BOEING 737.

Το αμερικανικό διαστημικό λεωφορείο (Space Shuttle) χρησιμοποιεί σήμερα τα πιο τέλεια συστήματα αυτόματης πλοηγήσεως. Έτσι ο πιλότος του επεμβαίνει μό-



Σχ. 12.4ε.

Πειραματικό σύστημα αυτόματης πλοηγήσεως  
για το αεροσκάφος Boeing 737.



Σχ. 12.4αστ.  
Αυτόματο σύστημα πλοηγήσεως για το αεροστάφος F-111.

λις στα τελευταία δέκα δευτερόλεπτα με χειροκίνητο έλεγχο για να προσγειώσει το διαστημόπλοιο.

### 12.5 Γενική περιγραφή συστημάτων αυτομάτου ελέγχου.

Το σύστημα αυτομάτου ελέγχου είναι ένα σύνθλο αλληλοσυνδεόμενων μηχανισμών και εξαρτημάτων που αποσκοπεί να πετύχει ένα επιθυμητό αποτέλεσμα (απόκριση).

Η βάση για την ανάλυση των συστημάτων ελέγχου είναι η θεωρία γραμμικών συστημάτων\* η οποία προϋποθέτει ότι υπάρχει η σχέση «αιτίου - απότελέσματος» μεταξύ των διαφόρων στοιχείων που αποτελούν το σύστημα. Η σχέση αυτή, είναι δυνατό να κατανοθεί ευκολότερα με τη βοήθεια του σχήματος 12.5α. Η **διεργασία** (process) που εκτελείται από ένα στοιχείο του συστήματος παριστάνεται συμβολικά με ένα κουτάκι (block). Αν π.χ. το σύστημα είναι ο θερμοσίφωνας, με το κουτάκι συμβολίζομε τη διεργασία που επιτελείται από το θερμοσίφωνα. Το αίτιο που ενεργοποιεί το θερμοσίφωνα ή **είσοδος του συστήματος** (system input) είναι η εντολή να θερμανθεί το νερό. Το σύστημα στη συνέχεια διεργάζεται αυτή την εντολή, με αποτέλεσμα να δουλέψει ο καυστήρας (που είναι ένα στοιχείο της διεργασίας) για κάποιο χρονικό διάστημα και να μας δώσει ως **έξοδο του συστήματος** (system output) ζεστό νερό.



Σχ. 12.5α.

Σχηματικό διάγραμμα διεργασίας που θα αποτελέσει αντικείμενο ελέγχου.

Τα συστήματα ελέγχου διακρίνονται σε **ανοικτού βρόχου** (open loop) (χωρίς ανατροφοδότηση). Στο σχήμα 12.5β φαίνεται σχηματικά ένα σύστημα ανοικτού ανατροφοδότησης. Στο σχήμα 1.5β φαίνεται σχηματικά ένα σύστημα ανοικτού βρόχου, το οποίο χρησιμοποιεί ένα **ελεγκτή** (controller). Ο ελεγκτής ελέγχει τη διεργασία για να διατηρείται η επιθυμητή έξοδος. Σε ένα σύστημα ελέγχου, η είσοδος που εφαρμόζεται είναι η επιθυμητή έξοδος. Στο παράδειγμα του θερμοσίφωνα, η επιθυμητή έξοδος (είσοδος) του συστήματος είναι το ζεστό νερό μιας ορισμένης θερμοκρασίας. Ο ελεγκτής είναι ένας θερμοστάτης, ο οποίος ρυθμίζει τη λειτουργία του καυστήρα (διεργασία).

Το σύστημα ελέγχου **κλειστού βρόχου** (σχ. 12.5γ) χρησιμοποιεί δύο νέα στοιχεία: το **μετρητή** (detector), που μετράει την έξοδο, και το **συγκριτή** (comparator) ο οποίος συγκρίνει το σήμα του μετρητή με την είσοδο (ή αλλιώς) την επιθυμητή έ-

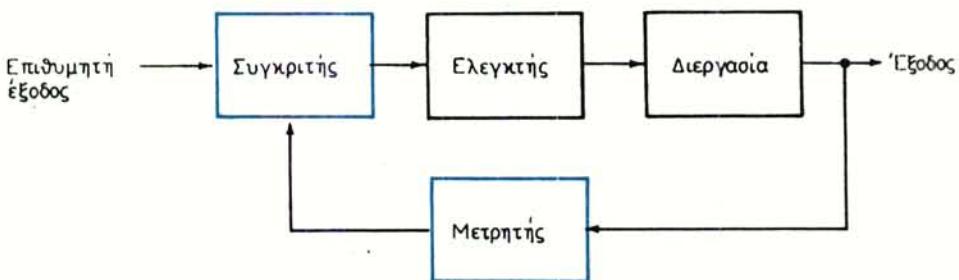
\* Ένα σύστημα λέγεται γραμμικό, όταν η έξοδός του ακολουθεί την είσοδο του συστήματος με την εξής συνέπεια: α) όταν η είσοδος διπλασιάζεται ή τριπλασιάζεται, διπλασιάζεται ή τριπλασιάζεται επίσης και η έξοδος κ.ο.κ., και β) όταν η είσοδος αποτελείται από το άθροισμα δύο σημάτων τότε η έξοδος αποτελείται από το άθροισμα των εξόδων που αντιστοιχούν όταν τα σήματα εφαρμόζονται στο σύστημα ως ξεχωριστές είσοδοι. Ένα εξάρτημα που συμπεριφέρεται γραμμικά είναι η κοινή ηλεκτρική αντίσταση. Η ηλεκτρική δίοδος είναι ένα μη γραμμικό εξάρτημα.

**Ξόδο.** Το αποτέλεσμα της συγκρίσεως, ενεργοποιεί τον ελεγκτή, ο οποίος ρυθμίζει τη διεργασία ώστε να επιτευχθεί το επιθυμητό αποτέλεσμα. Είναι φανερό, ότι **ένα σύστημα ελέγχου κλειστού βρόχου χρησιμοποιεί ανατροφοδότηση για την επίτευξη του ελέγχου.** Επιστρέφοντας στο παράδειγμα του θερμοσίφωνα, αναγνωρίζομε ότι η είσοδος του συστήματος (επιθυμητή έξοδος) είναι η εντολή να παραχθεί ζεστό νερό 80°C. Άν η έξοδος (η θερμοκρασία του νερού μέσα στο θερμοσίφωνα) είναι 50°C ο μετρητής (θερμόμετρο ενσωματωμένο στο θερμοστάτη), μετράει αυτή τη θερμοκρασία, μετατρέπει την πληροφορία σε ηλεκτρικό σήμα και την ανατροφοδοτεί στο συγκριτή, όπου είναι καταγραμμένη, σε μορφή ηλεκτρικού σήματος η επιθυμητή θερμοκρασία των 80°C και ενεργοποιείται ο ελεγκτής (ένας διακόπτης σ' αυτή την περίπτωση) για να ανάψει τον καυστήρα ή την ηλεκτρική αντίσταση και να αρχίσει η παραγωγή θερμότητας μέχρις ότου η έξοδος φτάσει στους 80°C. Όταν αυτό συμβεί, το διαπιστώνει ο μετρητής, και ανατροφοδοτεί την πληροφορία στο συγκριτή. Το αποτέλεσμα της συγκρίσεως με την επιθυμητή έξοδο θα είναι 0 ( $80^{\circ}\text{C} - 80^{\circ}\text{C} = 0$ ). Τη στιγμή αυτή δίνεται αυτόματα η εντολή στον ελεγκτή να διακόψει την παραγωγή θερμότητας.



Σχ. 12.5β.

Σύστημα ελέγχου ανοικτού βρόχου.



Σχ. 12.5γ.

Σύστημα ελέγχου κλειστού βρόχου.

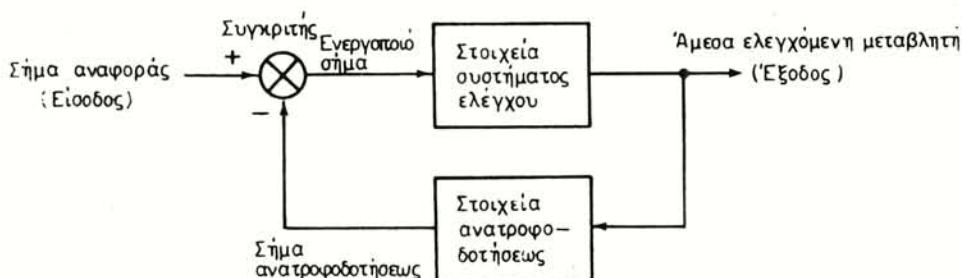
Έχει επικρατήσει διεθνώς τα συστήματα ελέγχου κλειστού βρόχου να λέγονται **συστήματα ελέγχου με ανατροφοδότηση** (feedback control systems).

**Το σύστημα κλειστού βρόχου, όπου η έξοδος ανατροφοδοτείται και συγκρίνεται με την είσοδο, ώστε να μπορεί να παρακολουθεί κάθε φορά της αλλαγές της είσοδου λέγεται σύστημα ελέγχου με ανατροφοδότηση ή σερβομηχανισμός\***.

Στα σχήματά 12.5δ και 12.5ε φαίνονται δύο λειτουργικά διαγράμματα, τα οποία παριστάνουν με συμβολικό τρόπο κάθε σύστημα ελέγχου με ανατροφοδότηση (εί-

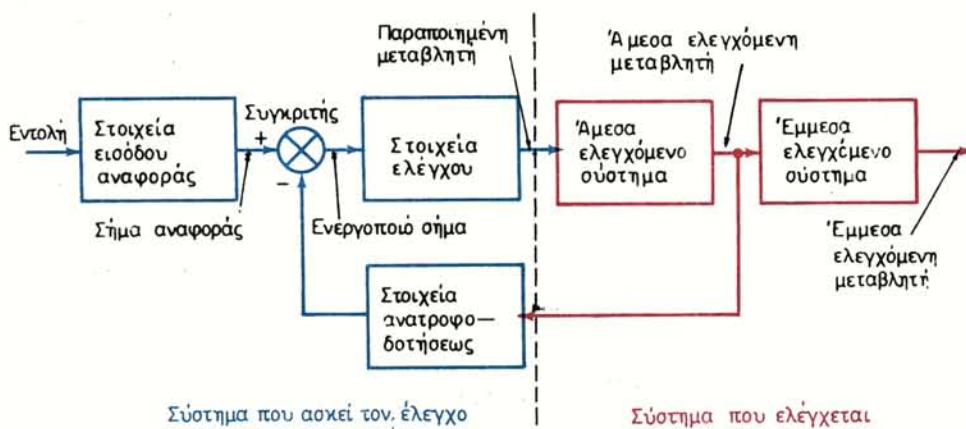
\* Ο όρος σερβομηχανισμός χρησιμοποιείται κυρίως για συστήματα αυτομάτου ελέγχου, των οπίων η έξοδος είναι κάποια μετατόπιση, ταχύτητα ή επιτάχυνση.

τε αυτό είναι απλό είτε πολύπλοκο). Το σχήμα 12.5δ εικονίζει το γενικό λειτουργικό διάγραμμα ενός απλουστευμένου συστήματος ελέγχου με ανατροφοδότηση. Το παράδειγμα του σχήματος 12.5γ μπορεί να αναχθεί σ' αυτό του σχήματος 12.5δ. Στο σχήμα 12.5δ ο ελεγκτής και η διεργασία του συστήματος συμπύσσονται σε ένα κουτί, ενώ το κουτί που συμβολίζει τη σύγκριση στο σχήμα 12.5γ, έχει αντικατασταθεί από το σύμβολο του συγκριτή. Όπως βλέπομε, ο συγκριτής συγκρίνει αλγεβρικά (+ και -) το σήμα της εισόδου με το σήμα ανατροφοδοτήσεως. Το λειτουργικό διάγραμμα του σχήματος 12.5δ περιγράφει ένα σύστημα με **αρνητική ανατροφοδότηση** (negative feedback), επειδή το σήμα της ανατροφοδοτήσεως **αφαιρείται** κατά τη σύγκριση του από το σήμα της εισόδου. Το αποτέλεσμα της συγκρίσεως είναι το **ενεργοποιό σήμα** (actuating signal), το οποίο ενεργοποιεί τον ελεγκτή της υπό έλεγχο διεργασίας. Η είσοδος ονομάζεται και **σήμα αναφοράς** (reference signal) ή δε έξοδος λέγεται **άμεσα ελεγχόμενη μεταβλητή** (directly controlled variable).



Σχ. 12.5δ.

Γενική σχηματική περιγραφή συστήματος ελέγχου με ανατροφοδότηση.



Σχ. 12.5ε.

Γενική, αναλυτική σχηματική περιγραφή συστήματος ελέγχου με αρνητική ανατροφοδότηση.

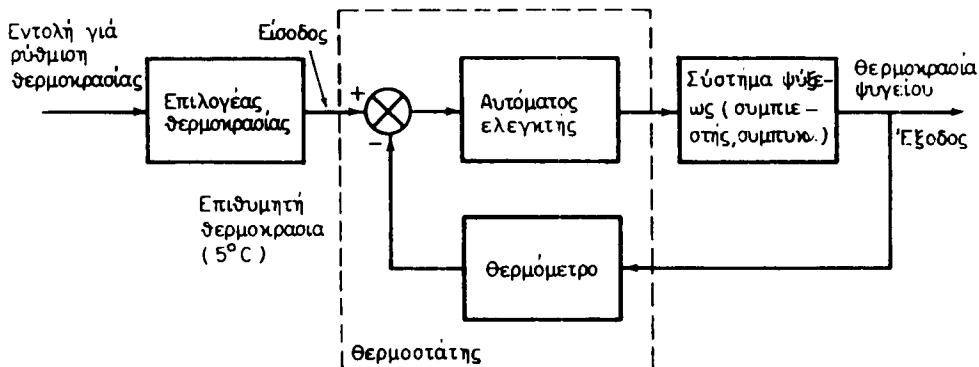
Αναλυτικότερα, το λειτουργικό διάγραμμα ενός συστήματος ελέγχου με αρνητική ανατροφοδότηση παρουσιάζεται στο σχήμα 12.5€. Το σύστημα χωρίζεται σε δύο βασικά μέρη: στο μέρος όπου γίνεται ο έλεγχος και στο μέρος της ελεγχόμενης εγκαταστάσεως.

Όπως περιγράφηκε προηγουμένως, υπάρχει ενιαίος τρόπος περιγραφής των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου (σχ. 12.5δ και σχ. 12.5€). Βέβαια για τα διάφορα στοιχεία και σήματα του διαγράμματος αυτού, χρησιμοποιούνται διάφορες ονομασίες.

Για να αποφευχθεί τυχόν σύγχυση, στα επόμενα κεφάλαια θα περιορισθούμε σε μία μόνο ονομασία για κάθε στοιχείο και σήμα.

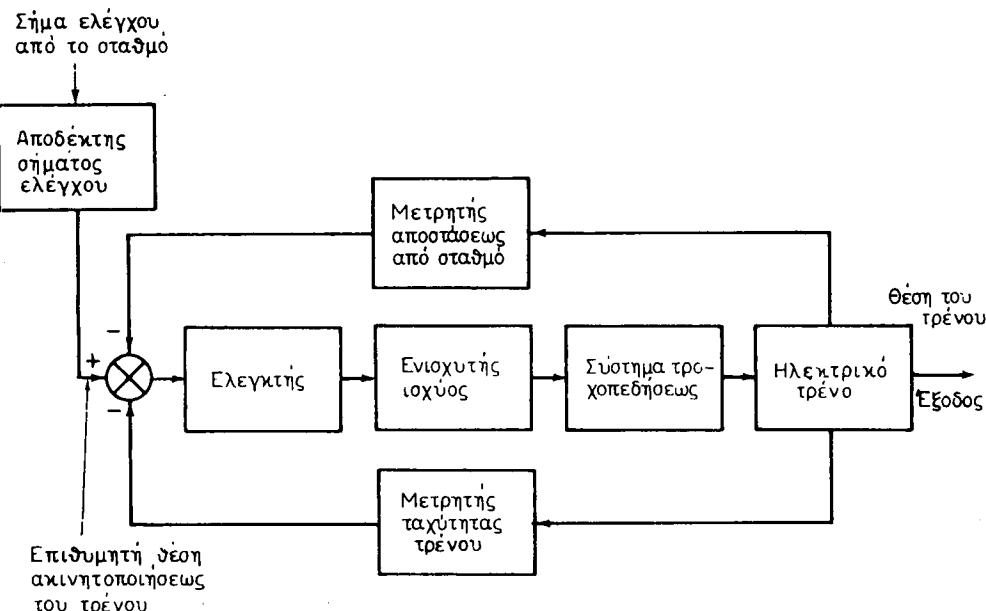
## 12.6 Παραδείγματα συστημάτων ελέγχου.

Οι εφαρμογές του αυτομάτου ελέγχου, που συναντάμε καθημερινά στο άμεσο περιβάλλον μας είναι πολλές. Μέσα στο σπίτι μας π.χ. υπάρχουν το ηλεκτρικό ψυγείο, ο ηλεκτρικός φούρνος, το θερμοσίφωνο, το σύστημα θερμάνσεως κ.ά. Τα συστήματα αυτά χρησιμοποιούν αρνητική ανατροφοδότηση. Στο σχήμα 12.6α περιγράφεται διαγραμματικά το ηλεκτρικό ψυγείο. Στο διάγραμμα αυτό μπορούμε να αναγνωρίσομε όλα τα στοιχεία που ήδη περιγράψαμε στα λειτουργικά διαγράμματα των σχημάτων 12.5δ και 12.5€.



Σχ. 12.6α.  
Λειτουργικό διάγραμμα ηλεκτρικού ψυγείου.

Ένα άλλο ενδιαφέρον παράδειγμα αυτομάτου ελέγχου είναι εκείνο που σχεδιάσθηκε για την αυτόματη (χωρίς οδηγό) κίνηση των τρένων του μετρό της πόλης Σαν Φρανσίσκο των ΗΠΑ. Η διακίνηση των συρμών ελέγχεται από ένα κεντρικό σταθμό ελέγχου, στον οποίο έχει γίνει προγραμματισμός της κινήσεως των τρένων με μεγάλες ταχύτητες, ενώ διατηρείται μια χρονική απόσταση δύο λεπτών της ώρας μεταξύ τους. Ο αυτόματος έλεγχος στην περίπτωση αυτή εξασφαλίζει τη διατήρηση σταθερής ροής των τρένων, την άνετη επιτάχυνση, επιβράδυνση και ακινητοποίηση τους στους σταθμούς. Το σχετικό λειτουργικό διάγραμμα φαίνεται στο σχήμα 12.6β. Το σύστημα χρησιμοποιεί διπλή αρνητική ανατροφοδότηση στο συγκριτή, στον οποίο παρέχει πληροφορίες σχετικές με την ταχύτητα του τρένου



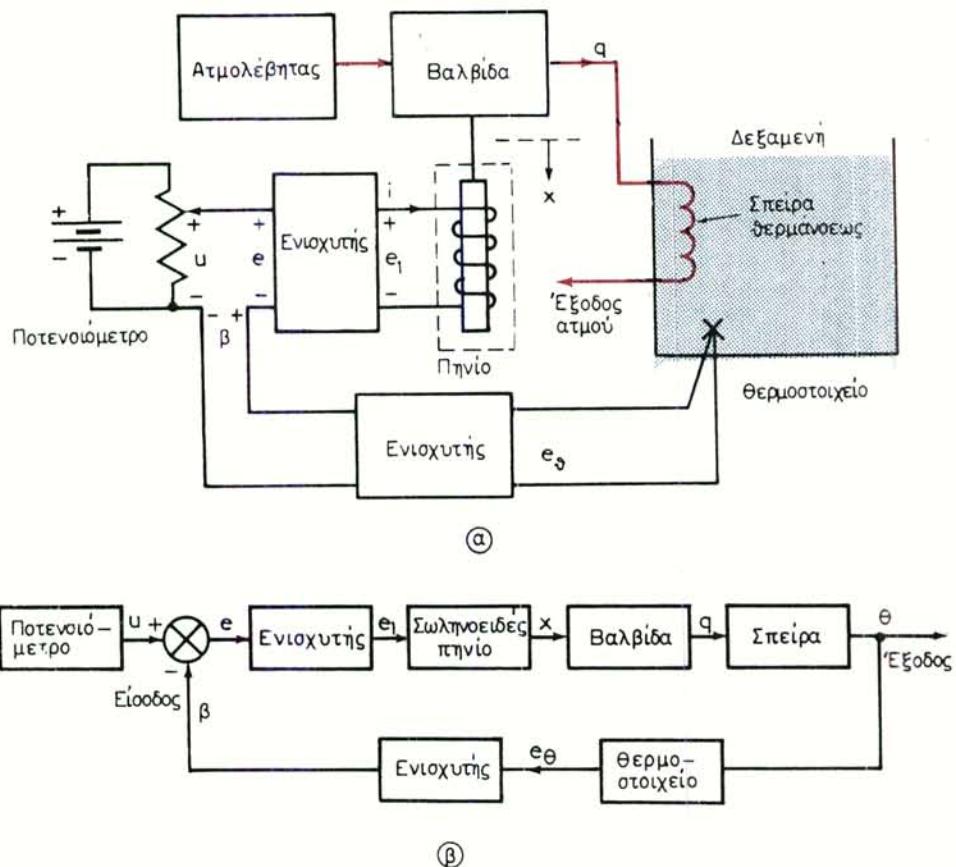
Σχ. 12.6β.

Σύστημα ελέγχου τροχοπέδης τρένου χωρίς οδηγό.

και την απόστασή του από το σταθμό. Οι ποσότητες αυτές συγκρίνονται με τις αντίστοιχες επιθυμητές τιμές της θέσεως, που πρέπει να έχει το τρένο στα διάφορα στάδια επιβραδύνσεως. Το αποτέλεσμα της συγκρίσεως δημιουργεί το ενεργοποιό σήμα, δια μέσου του ελεγκτή και του ενισχυτή ισχύος, το οποίο δρά στο σύστημα τροχοπεδήσεως.

Ένα άλλο παράδειγμα συστήματος αυτομάτου ελέγχου αποτελεί ο έλεγχος της θερμοκρασίας υγρού μέσα σε δεξαμενή μιας βιομηχανικής διεργασίας. Το σύστημα αυτό φαίνεται στο σχήμα 12.6γ(α) και (β). Η τάση υ που παράγεται από το ποτενσιόμετρο, αντιπροσωπεύει την επιθυμητή θερμοκρασία  $\theta_e$  του ρευστού της δεξαμενής. Η τάση αυτή είναι η είσοδος του συστήματος ελέγχου. Έξοδος του συστήματος είναι η πραγματική θερμοκρασία  $\theta$  του υγρού της δεξαμενής, η οποία μετράται από θερμοστοιχείο που βρίσκεται μέσα στη δεξαμενή. Η τάση  $\theta$  στην έξοδο του θερμοστοιχείου ενισχύεται στην τιμή  $\beta$  και ανατροφοδοτείται στον ενισχυτή. Στο σημείο αυτό γίνεται αλγεβρική σύγκριση των τάσεων  $u$  και  $\beta$ , με αποτέλεσμα να παραχθεί το ενεργοποιό σήμα  $\theta = u - \beta$ . Η τάση  $\theta$  ενισχύεται σε  $\theta_1$  και τροφοδοτείται στο σωληνοειδές πηνίο, δημιουργώντας ένταση  $\tau$  του πηνίου παράγει δυνάμεις μαγνητικού πεδίου που επιδρούν στο σιδερένιο πυρήνα του πηνίου και τον κινούν. Ο πυρήνας συνδέεται με τη βαλβίδα ρυθμίσεως της παροχής του ατμού από τον ατμολέβητα, κατά συνέπεια η κίνησή του ελέγχει ανάλογα τη ροή ατμού πρός τη σπείρα θερμάνσεως της δεξαμενής. Η θερμοκρασία  $\theta$  του υγρού στη δεξαμενή είναι ανάλογη προς τη ροή του ατμού μέσα στη σπείρα, με κάποια καθυστέρηση, της οποίας η διάρκεια εξαρτάται από την ειδική θερμότητα του υγρού και την ταχύτητα αναμίξεώς του.

Στό σχήμα 12.6δ(α) και (β) φαίνονται τα λειτουργικά διαγράμματα του ενισχυτή

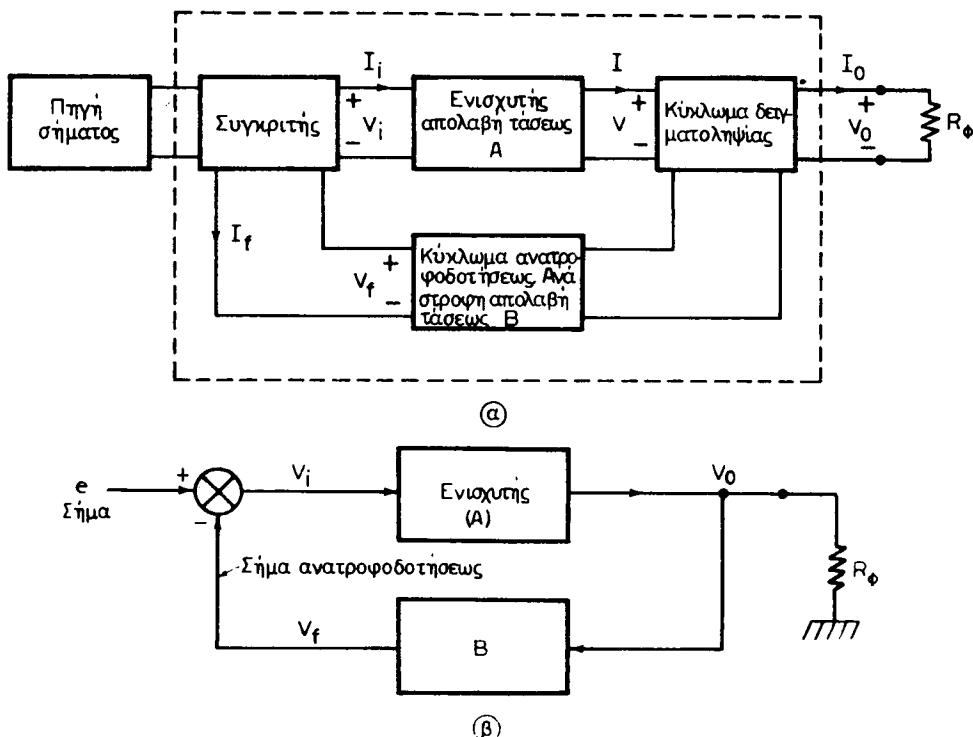


Σχ. 12.6γ.  
Βιομηχανική διεργασία ελέγχου θερμοκρασίας.

με ανατροφοδότηση, ο οποίος αποτελεί ηλεκτρονικό σύστημα αυτομάτου ελέγχου\*.

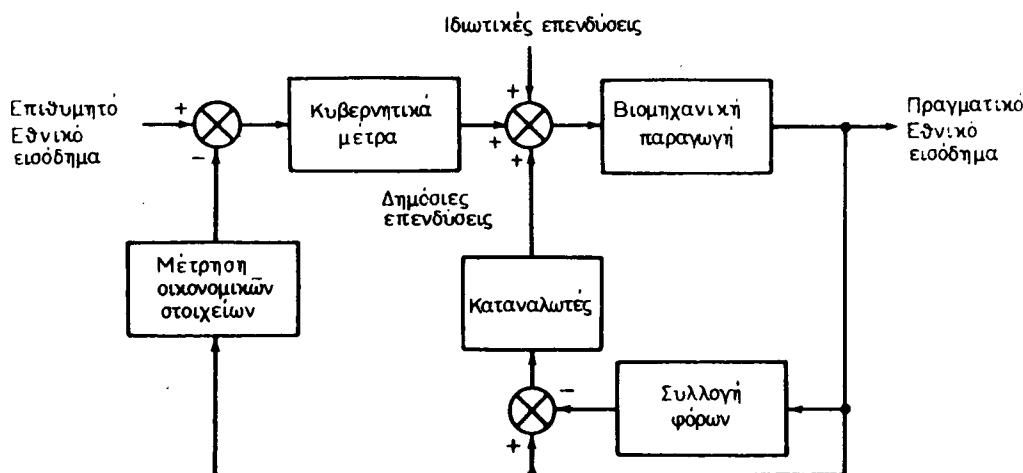
Αξίζει να σημειωθεί ότι, η θεωρία αναλύσεως των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου εφαρμόζεται και σε περιοχές μη τεχνικές, όπως στη γεωργία, στην ιατρική βιολογία, στην οικολογία καθώς και σε κοινωνικό - οικονομικά συστήματα. Στο σχήμα 12.6ε φαίνεται το λειτουργικό διάγραμμα της οικονομίας μιας χώρας. Το διάγραμμα αυτό επιτρέπει τη μελέτη των αλληλεπιδράσεων των διαφόρων παραγόντων στην οικονομία, όπως είναι π.χ. ο κυβερνητικός έλεγχος, καθώς και οι δυναμικές επιδράσεις των δημόσιων επενδύσεων. Παρά το ότι το σύστημα του σχήματος είναι υπεραπλουστευμένο, περιέχει τα βασικά χαρακτηριστικά της δυναμικής δομής του οικονομικού αυτού συστήματος.

\* Βλέπε περιγραφή του συστήματος αυτού στο βιβλίο «Ηλεκτρονικά Κυκλώματα» σελ. 109.



Σχ. 12.66.

Ηλεκτρονικός ενισχυτής με ανατροφοδότηση.



Σχ. 12.6e.

Μοντέλο συστήματος ελέγχου της εθνικής οικονομίας με ανατροφοδότηση.

## 12.7 Ασκήσεις.

1. Χάραξε το λειτουργικό διάγραμμα ενός πρακτικού συστήματος αυτομάτου ελέγχου και αναγνώρισε το κάθε στοιχείο του.
  2. Εξήγησε τι εννοούμε με τον όρο «επιθυμητή έξοδος». Ποια είναι η διαφορά της επιθυμητής εξόδου από την πραγματική έξοδο ενός συστήματος αυτομάτου ελέγχου με ανατροφοδότηση;
  3. Εξήγησε τι εννοούμε με τον όρο «αρνητική ανατροφοδότηση».
  4. Ποιός είναι ο ρόλος του συγκριτή σε ένα σύστημα αυτομάτου ελέγχου;
  5. Να βρεις ένα παράδειγμα συστήματος αυτομάτου ελέγχου χωρίς ανατροφοδότηση και ένα παράδειγμα με ανατροφοδότηση και να περιγράψεις τη λειτουργία τους.
  6. Να περιγράψεις με συντομία τη διαδικασία του αριθμητικού ελέγχου.
  7. Σε τι διαφέρει η λειτουργία των ηλεκτρικών «ματκών» μιας ηλεκτρικής κουζίνας από τη λειτουργία του φούρνου της;
  8. Ο νόμος της προσφοράς και ζήτησης είναι βασικός σε μια ελεύθερη οικονομία. Ο νόμος αυτός μπορεί να παρασταθεί με ένα λειτουργικό διάγραμμα συστήματος ελέγχου, στο οποίο η έξοδος είναι η πραγματική τιμή ενός προϊόντος στην αγορά. Ο νόμος εκφράζει ότι η ζήτηση του προϊόντος μειώνεται, όταν η τιμή του αυξάνεται, και αντίστροφα, καθώς και ότι επιπλέοντα παραστητικά τιμή στην αγορά, όταν η προσφορά είναι ίση με τη ζήτηση. Σχεδίασε το λειτουργικό διάγραμμα με ανατροφοδότηση, το οποίο να περιέχει τα εξής τέσσερα κουπιά: τροφοδότης προϊόντος (προσφέρων), καταναλωτής (ζητητής), καθοριστής τιμών και αγορά.
  9. Σχεδίασε το λειτουργικό διάγραμμα του αρχαίου ρολογιού του σχήματος 12.4a.
  10. Η μετάδοση γνώσεων και τεχνών από τον καθηγητή στο μαθητή είναι μια διαδικασία που περιέχει την έννοια της ανατροφοδότησης. Η επιθυμητή έξοδος είναι οι γνώσεις που έχει αφομιώσει ο μαθητής στο τέλος του μαθήματος. Η μέτρηση των γνώσεων γίνεται με τις εξετάσεις. Το ρόλο του ελεγκτή παιζει ο καθηγητής. Σχεδίασε ένα διάγραμμα που να περιγράφει τη διαδικασία αυτή, με τα εξής κουπιά: Καθηγητής μαθητής, εξετάσεις.
-

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΔΕΚΑΤΟ ΤΡΙΤΟ

### ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ

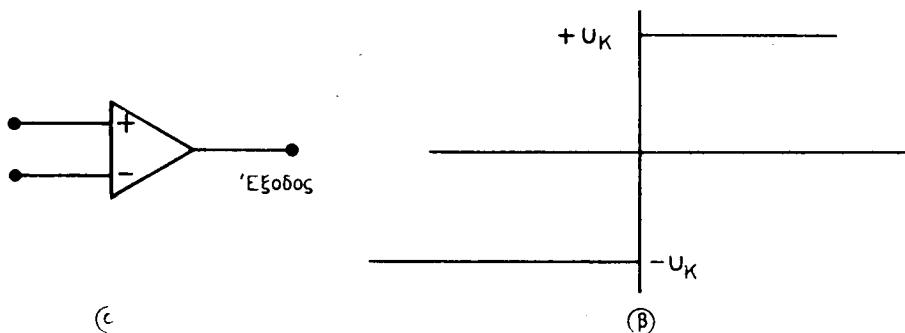
#### 13.1 Ηλεκτρονικά εξαρτήματα.

Στα συστήματα αυτομάτου ελέγχου τα ηλεκτρονικά σήματα αποτελούν το κυριότερο μέσο μεταφοράς πληροφοριών από εξάρτημα σε εξάρτημα. Γενικά, τα σημάτα αυτά είναι ανάγκη να υποστούν επεξεργασία με τη βοήθεια διαφόρων ηλεκτρονικών κυκλωμάτων. Μερικά από τα κυκλώματα αυτά που συναντώνται συχνά στα συστήματα ελέγχου, είναι οι διαφόρων τύπων σερβοενισχυτές, οι διαφορικοί προενισχυτές, οι διαμορφωτές και αποδιαμορφωτές, τα διάφορα διορθωτικά κυκλώματα κ.ά.

Ένα ηλεκτρονικό στοιχείο, που έχει χρησιμοποιηθεί για πολλά χρόνια σχεδόν σε κάθε κύκλωμα επεξεργασίας ηλεκτρονικών σημάτων, είναι ο **τελεστικός ενισχυτής** (operational amplifier ή op amp). Αρχικά κατασκευασμένος με λυχνίες, αργότερα με τρανζίστορς και σήμερα με **αλοκληρωμένα κυκλώματα** (IC), ο τελεστικός ενισχυτής είναι πολύ διαδεδομένος, γιατί είναι πάρα πολύ απλός στη χρήση του.

#### 13.2 Χαρακτηριστικά τελεστικού ενισχυτή (Τ.Ε.).

Ο τελεστικός ενισχυτής περιγράφεται εδώ απλά ως σύστημα που επεξεργάζεται σήματα εισόδου και μας δίνει σήματα εξόδου. Στο σχήμα 13.2α δίνεται το σύμβολο του τελεστικού ενισχυτή και τα ιδανικά χαρακτηριστικά του.



Σχ. 13.2α.

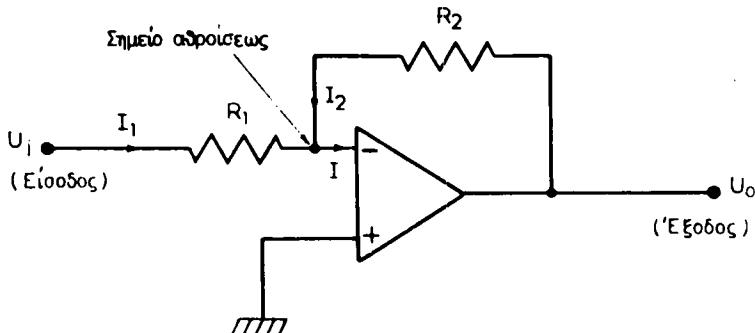
Σύμβολο και ιδανικά χαρακτηριστικά τελεστικού ενισχυτή.

- Σύμβολο Τ.Ε.
- Σχέση μεταξύ εισόδου και εξόδου.

Η είσοδος με  $(-)$  λέγεται **είσοδος αναστροφής** (inverting input) και η είσοδος με το  $(+)$  **είσοδος χωρίς αναστροφή** (noninverting input). Για να περιγράψουμε τη λειτουργία ενός ιδανικού Τ.Ε., συμβολίζουμε τις τάσεις εισόδου με  $U_1$ , KAI  $U_2$  και την τάση εξόδου με  $U_0$ . Στην ιδανική περίπτωση, όταν η διαφορά τάσεων  $U_1 - U_2$  είναι θετική ( $U_1 > U_2$ ), η έξοδος  $U_0$  παίρνει τη θετική τιμή κόρου  $U_K$ . Όταν  $U_1 - U_2$  είναι αρνητική ( $U_1 < U_2$ ), η έξοδος παίρνει την αρνητική τιμή κόρου  $-U_K$ . δημοσιεύεται στο σχήμα 2.2α(β). Ο ιδανικός ενισχυτής έχει άπειρη **απολαβή τάσεως** (gain), επειδή μια πολύ μικρή διαφορά μεταξύ  $U_1$  και  $U_2$  έχει σαν αποτέλεσμα να παίρνει η έξοδος τιμή κόρου. Άλλα χαρακτηριστικά ενός ιδανικού Τ.Ε. είναι ότι:

- η σύνθετη αντίσταση μεταξύ των δύο εισόδων τείνει στο άπειρο, και
- η σύνθετη αντίσταση της εξόδου τείνει στο μηδέν.

Ο ιδανικός δηλαδή Τ.Ε. έχει δύο δυνατές τιμές εξόδου  $+U_K$  και  $-U_K$ . Στην πράξη ο Τ.Ε. χρησιμοποιείται με ανατροφοδότηση της εξόδου στην είσοδο, δημοσιεύεται στο σχήμα 13.2α(β). Ο ιδανικός ενισχυτής έχει άπειρη **απολαβή τάσεως** (gain), επειδή μια πολύ μικρή διαφορά μεταξύ  $U_1$  και  $U_2$  έχει σαν αποτέλεσμα να παίρνει η έξοδος τιμή κόρου. Άλλα χαρακτηριστικά ενός ιδανικού Τ.Ε. είναι ότι:



Σχ. 13.2β.  
Αναστροφικός Τ.Ε.

π.χ. φαίνεται στο σχήμα 13.2β. Η διάταξη αυτή περιγράφει ένα αναστροφικό Τ.Ε. Η αντίσταση  $R_2$  χρησιμοποιείται για την ανατροφοδότηση της εξόδου στην αναστροφική είσοδο, και η αντίσταση  $R_1$  συνδέει την είσοδο  $U_1$  στο ίδιο σημείο του Τ.Ε. Το κοινό σημείο συνδέσεως ονομάζεται **σημείο αθροίσεως** (summing point). Παρατηρούμε ότι, χωρίς ανατροφοδότηση και με το  $(+)$  γειωμένο όταν  $U_1 > 0$ , η έξοδος παίρνει την αρνητική τιμή κόρου, ενώ όταν  $U_1 < 0$ , παίρνει τη θετική τιμή κόρου. Με ανατροφοδότηση δημοσιεύεται ώστε:

α. Η τάση στο σημείο αθροίσεως παίρνει την τιμή της τάσεως στο  $(+)$  σημείο, που είναι μηδέν σ' αυτή την περίπτωση.

β. Δεν κυκλοφορεί ρεύμα στους ακροδέκτες της εισόδου, επειδή, στην ιδανική περίπτωση, η σύνθετη αντίσταση της εισόδου τείνει στο άπειρο. Δηλαδή  $I = 0$ .

Έτσι, το αλγεβρικό άθροισμα των εντάσεων στο σημείο αθροίσεως είναι μηδέν:

$$I_1 + I_2 = I = 0 \quad (13.1)$$

Χρησιμοποιώντας το νόμο του Ωμ, ξαναγράφουμε τη σχέση 13.1 ως

$$\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_0}{R_2} = 0 \quad (13.2)$$

Λύοντας ως προς  $U_0$ , βρίσκομε

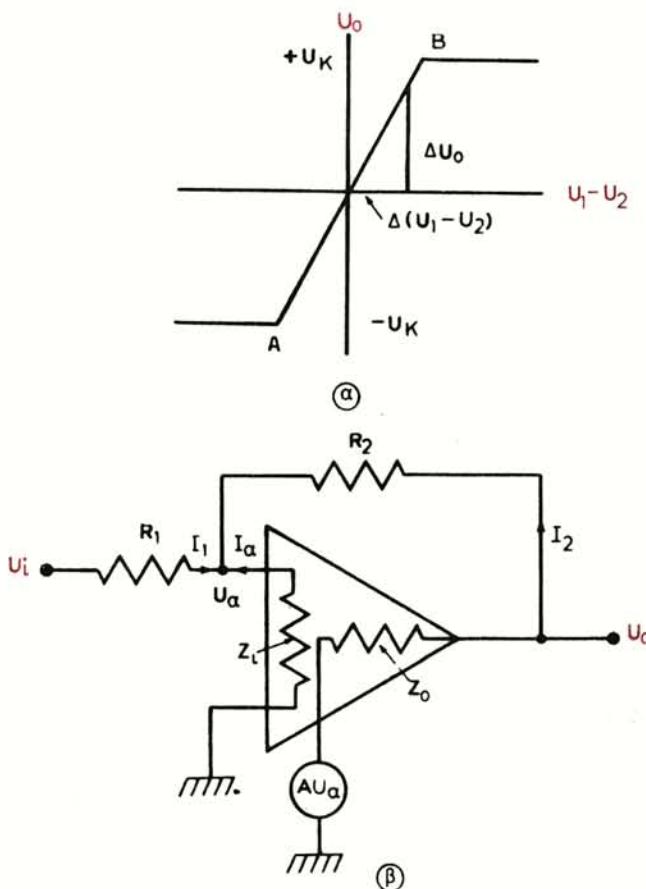
$$U_0 = -\frac{R_2}{R_1} U_i \quad (13.3)$$

Παρατηρούμε ότι το κύκλωμα του σχήματος 13.2β αποτελεί ένα ιδανικό ενισχυτή αναστροφής με απολαβή  $R_2/R_1$ . Όταν  $R_2 < R_1$ , το κύκλωμα αυτό επιφέρει **εξασθένηση** (attenuation).

Η μη ιδανική περίπτωση των πρακτικών Τ.Ε. εμφανίζεται με τα χαρακτηριστικά του σχήματος 13.2γ.

Στην περίπτωση αυτή, για την ανάλυση του κυκλώματος ενός μη ιδανικού τελεστικού ενισχυτή, πρέπει να ληφθούν υπόψη οι παρακάτω παράμετροι:

1. Ένας πραγματικός Τ.Ε. δεν έχει άπειρα μεγάλη απολαβή τάσεως. Η **απολαβή τάσεως ανοικτού κυκλώματος** (voltage open loop gain) ορίζεται ως η κλίση της



Σχ. 13.2γ.

Μη ιδανικός Τ.Ε.

- α) Μη ιδανικά χαρακτηριστικά Τ.Ε. β) Μη ιδανικό κύκλωμα Τ.Ε.

κεκλιμένης γραμμής AB που φαίνεται στο σχήμα 13.2γ(α). Ισούται δηλαδή με  $\Delta U_0/\Delta (U_1 - U_2)$ , δόπου  $\Delta U$  παριστάνει μια μικρή μεταβολή της τάσεως.

2. Ένας πραγματικός T.E. δεν έχει άπειρα μεγάλη σύνθετη αντίσταση εισόδου. Επομένως υπάρχει μια μικρή ταση  $U_a$  μεταξύ των δύο εισόδων και ένα μικρό ρεύμα  $I_a$  που εισέρχεται στο σημείο αθροίσεως, όπως φαίνεται στο σχήμα 13.2γ(β).
3. Ένας πραγματικός T.E. έχει πολύ μικρή σύνθετη αντίσταση εξόδου, αλλά όχι ίση με το μηδέν. Αν ληφθούν υπ' όψη οι παραπάνω πρακτικές συνθήκες, η ανάλυση του κυκλώματος του T.E. έχει ως εξής:

$$I_1 + I_2 + I_a = 0 \quad (13.4)$$

Χρησιμοποιώντας το νόμο του Ωμ, η σχέση (13.4) γράφεται

$$\frac{U_i - U_a}{R_1} + \frac{U_0 - U_a}{R_2} - \frac{U_a}{Z_i} = 0 \quad (13.5)$$

όπου  $U_a$  η μικρή τάση μεταξύ των δύο εισόδων του T.E. και  $Z_i$  η σχετικά μεγάλη σύνθετη αντίσταση, μεταξύ των δύο εισόδων.

Στο κύκλωμα εξόδου, που περιέχει την εξαρτημένη πηγή τάσεως  $AU_a$ , τη σύνθετη αντίσταση εξόδου  $Z_0$  και την τάση εξόδου  $U_0$  [σχήμα 13.2γ(β)], αθροίζοντας αλγεβρικά τις τάσεις του κυκλώματος, βρίσκομε τη σχέση

$$U_0 = AU_a - \left( \frac{U_0 - U_a}{R_2} \right) Z_0 \quad (13.6)$$

όπου A η απολαβή τάσεως του ανοικτού κυκλώματος.

Λύνοντας την εξίσωση (13.5) ως προς  $U_a$  και αντικαθιστώντας την  $U_a$  στην εξίσωση (13.6), έχουμε

$$U_0 = - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 - \mu} U_i \quad (13.7)$$

όπου

$$\mu = \frac{\left( 1 + \frac{Z_0}{R_2} \right) \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{Z_i} \right)}{\left( A + \frac{Z_0}{R_2} \right)} \quad (13.8)$$

Παρατηρούμε ότι, στον ιδανικό T.E. έχομε  $A = \infty$ ,  $Z_0 = 0$  και  $Z_i = \infty$  που συνεπάγεται  $\mu = 0$ , και η σχέση (13.7) συμπίπτει με τη σχέση (13.3) που βρήκαμε προηγουμένως.

Στη σχέση (13.8), ορισμένες τυπικές τιμές για ένα μη ιδανικό T.E. είναι π.χ.  $R_2/R_1 = 100$ ,  $A = 200.000$ ,  $Z_0 = 75 \Omega$ ,  $Z_i = 2 M\Omega$ , και  $R_1 = 100 K\Omega$ . Η αντίστοιχη τιμή του  $\mu$  είναι περίπου 0,0005, πράγμα που δείχνει ότι η ενίσχυση που παρέχει αυτός ο μη ιδανικός T.E. διαφέρει από την ενίσχυση του αντίστοιχου ιδανικού T.E. μόνο κατά 0,05%.

### 2.3.2 Μη αναστροφικός ενισχυτής.

Το κύκλωμα του μη αναστροφικού ενισχυτή περιγράφεται στο σχήμα 13.2δ. Έχομε από τους νόμους του Κίρχοφ και του Ωμ δι

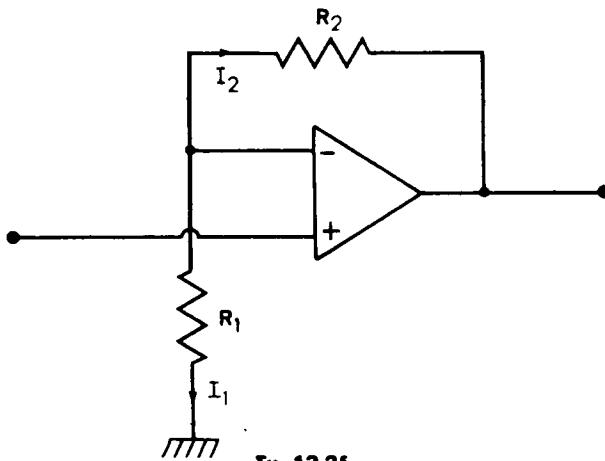
$$I_1 + I_2 = 0 \quad (13.9)$$

και

$$\frac{U_i}{R_1} + \frac{U_i - U_o}{R_2} = 0 \quad (13.10)$$

$$\text{ή } U_o = (1 + \frac{R_2}{R_1}) U_i$$

Παρατηρούμε ότι η ενίσχυση σε ένα μη αναστροφικό ενισχυτή εξαρτάται από το λόγο  $R_2/R_1$ , και ότι η ενίσχυση αυτή δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί για εξασθένηση τάσεως, λόγω της υπάρχεως της μονάδας στην εξίσωση (13.10). Επειδή δε η



Σχ. 13.2δ.

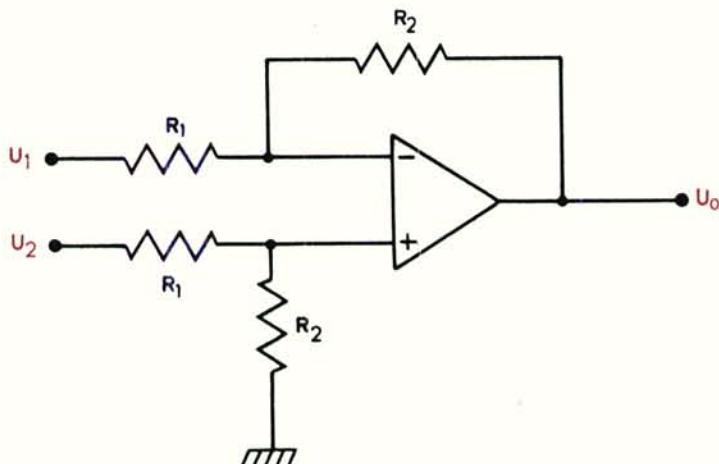
Μη αναστροφικός Τ.Ε.

είσοδος συνδέεται κατ' ευθείαν με τη μη αναστρεφόμενη είσοδο του Τ.Ε., η σύνθετη αντίσταση του κυκλώματος είναι πολύ υψηλή, γιατί ισούται με την σύνθετη αντίσταση εισόδου του Τ.Ε.

### 13.3 Διαφορικός ενισχυτής.

Στα συστήματα ελέγχου εμφανίζεται συχνά η ανάγκη ενισχύσεως της διαφοράς δύο τάσεων. Το πρόβλημα αυτό αντιμετωπίζεται με τους διαφορικούς ενισχυτές, το βασικό κύκλωμα των οποίων φαίνεται στο σχήμα 13.3α. Η ανάλυση του κυκλώματος οδηγεί εύκολα στη σχέση

$$U_o = \frac{R_2}{R_1} (U_2 - U_1) \quad (13.11)$$

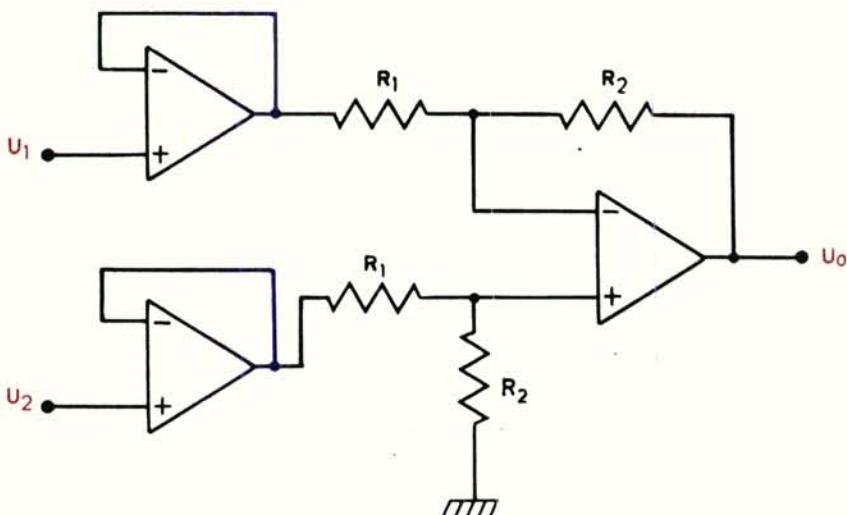


Σχ. 13.3α.

Διαφορικός ενισχυτής.

Το σύστημα έχει μεταβλητή απολαβή που ισούται με το λόγο  $R_2/R_1$ , και αποκρίνεται στη διαφορά των τάσεων που εφαρμόζονται στις δύο εισόδους. Σημαντικό μειονέκτημα της διατάξεως είναι η χαμηλή σύνθετη αντίσταση σε κάθε είσοδο, που είναι  $R_1 + R_2$  στην είσοδο 2 και  $R_1$  στην είσοδο 1. Όταν απαιτείται διαφορική ενίσχυση με υψηλή σύνθετη αντίσταση εισόδου, προσθέτομε στις δύο εισόδους τις διατάξεις που φαίνονται στο σχήμα 13.3β. Οι διατάξεις αυτές έχουν απολαβή ίση με 1 και πολύ υψηλή σύνθετη αντίσταση εισόδου (μεγαλύτερη από 100 MΩ). Η σύνθετη αντίσταση στην έξοδό τους είναι συνήθως μικρότερη από 100 Ω.

Οι διατάξεις αυτές ονομάζονται **ακόλουθοι τάσεως** (voltage followers), επειδή η έξοδος ακολουθεί την είσοδο σε περιοχή τιμών που ορίζεται από τις δύο τιμές τάσεων κόρου του Τ.Ε.



Σχ. 13.3β.

Διαφορικός ενισχυτής με υψηλή σύνθετη αντίσταση εισόδου.

### 13.4 Κύκλωμα μετατροπής τάσεως σε ρεύμα.

Στα συστήματα ελέγχου τα ηλεκτρικά σήματα μεταδίδονται συχνά υπό μορφή ρεύματος που έχει τιμές μεταξύ 4-20 mA. Για τη μετατροπή τάσεων σε ρεύμα χρησιμοποιείται ένα γραμμικό διάγραμμα όπως αυτό του σχήματος. Ένα τέτοιο κύκλωμα μπορεί να διοχετεύει ρεύμα σε ένα αριθμό διαφορετικών φορτίων χωρίς να αλλάζει τα χαρακτηριστικά της δημιουργούμενης πηγής ρεύματος.

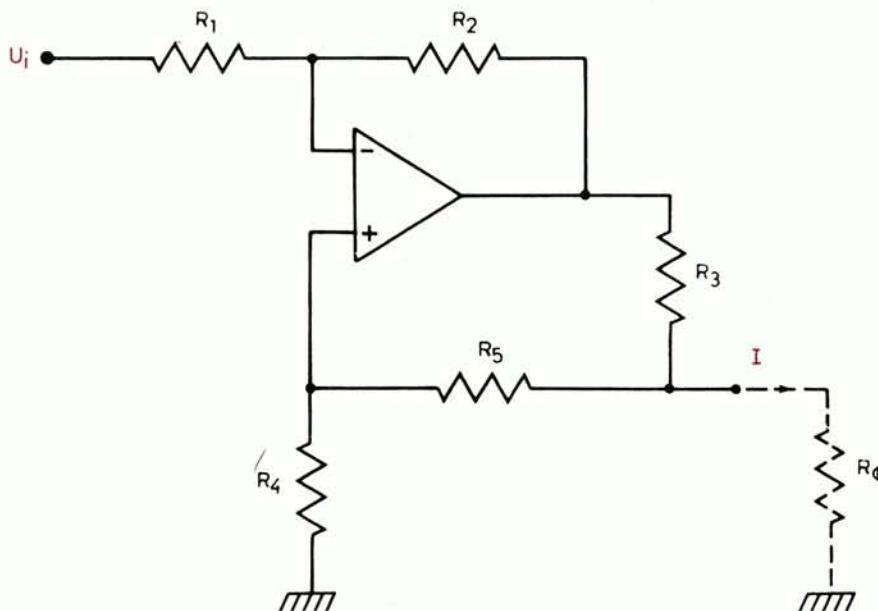
Αναλύοντας το κύκλωμα αυτό, βρίσκομε ότι η σχέση του ρεύματος της εξόδου  $I$  με την τάση εισόδου  $U_i$  είναι

$$I = \frac{R_2}{R_1 R_3} U_i \quad (13.12).$$

με την προϋπόθεση ότι η επιλογή των αντιστάσεων είναι τέτοια, ώστε να ικανοποιείται η σχέση

$$R_1(R_3 + R_5) = R_2 R_4 \quad (13.13)$$

Η μέγιστη αντίσταση του φορτίου  $R_{M\Phi}$ , και το μέγιστο ρεύμα  $I_M$  που διοχετεύεται στο φορτίο σχετίζονται με την τάση κόρου της εξόδου του ενισχυτή.



**Σχ. 13.4.**  
Μετατροπέας τάσεως σε ρεύμα.

Όταν η τάση εξόδου του ενισχυτή φθάσει την τιμή κόρου, με ανάλυση του κυκλώματος μπορεί να βρεθεί η σχέση της μέγιστης αντιστάσεως φορτίου και της μέγιστης τιμής του ρεύματος στο φορτίο, που είναι

$$R_{M\Phi} = \frac{(R_4 + R_5) \left[ \frac{U_k}{I_M} - R_3 \right]}{R_3 + R_4 + R_5} \quad (13.13)$$

όπου:  $R_{M\Phi}$  = μέγιστη αντίσταση φορτίου

$U_k$  = τάση κορεσμού της εξόδου του Τ.Ε.

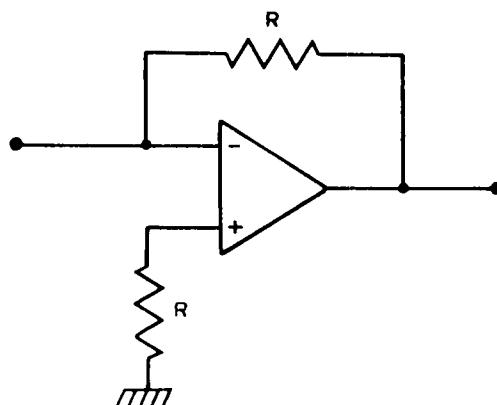
$I_M$  = μέγιστη τιμή ρεύματος στο φορτίο.

Από τη σχέση (13.13) είναι φανερό ότι η μέγιστη αντίσταση του φορτίου είναι πάντα μικρότερη του πηλίκου  $U_k / I_M$ . Η ελάχιστη αντίσταση φορτίου είναι μηδέν.

### 13.5 Κύκλωμα μετατροπής ρεύματος σε τάση.

Για τη μετατροπή σημάτων ρεύματος σε σήματα τάσεως, χρησιμοποιούμε τη διάταξη του σχήματος 13.5. Η ανάλυση του κυκλώματος μας δίνει τη σχέση

$$U_o = RI \quad (13.14)$$



Σχ. 13.5.

Μετατροπέας ρεύματος σε τάση.

### 13.6 Κύκλωμα ολοκληρώσεως.

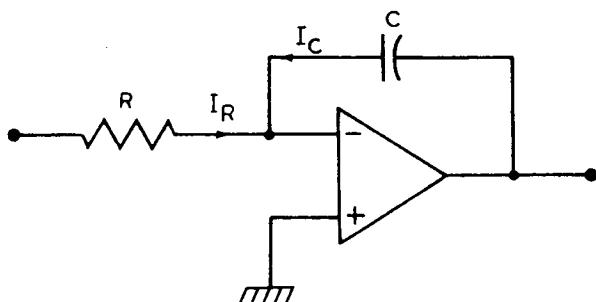
Μία πολύ διαδεδομένη διάταξη Τ.Ε. που χρησιμοποιείται πολύ σε συστήματα ελέγχου και που αποτελεί τη βασική συνιστώσα των **αναλογικών υπολογιστών** (analog computers), είναι το κύκλωμα ολοκληρώσεως. Η διάταξη αυτή είναι ιδιαίτερα απλή και εικονίζεται στο σχήμα 13.6. Όπως βλέπομε, η ανατροφοδότηση του σήματος εξόδου του Τ.Ε. γίνεται μέσω ενός πυκνωτή. Ακολουθώντας την προηγούμενη διαδικασία αναλύσεως, ξεκινάμε από το γεγονός ότι στο σημείο αθροίσεως του Τ.Ε. το αλγεβρικό άθροισμα των εντάσεων είναι ίσο με το μηδέν:

$$I_R + I_C = 0 \quad (13.15)$$

Αντικατάσταση των εκφράσεων των εντάσεων στη σχέση (13.15), οδηγεί στη

$$\frac{U_i}{R} + C \frac{dU_o}{dt} = 0 \quad (13.16)$$

όπου η παράγωγος  $dU_0/dt$  είναι η ταχύτητα μεταβολής της τάσεως  $U_0$ . Λύοντας ως



Σχ. 13.6.

κυκλώμα υλοκληρώσεως.

προς  $U_0$  βρίσκομε

$$U_0 = -\frac{1}{RC} \int U_1 dt \quad (13.17)$$

Δηλαδή, η έξοδος  $U_0$  του κυκλώματος είναι ίση με μία σταθερά ( $-1/RC$ ) επί το ολοκλήρωμα ως προς το χρόνο της τάσεως εισόδου. Η σταθερά ( $-1/RC$ ) αποτελεί την απολαβή ολοκληρώσεως.

Το κύκλωμα της ολοκληρώσεως χρησιμοποιείται σε συστήματα ελέγχου όπου είναι απαραίτητη η ολοκλήρωση σημάτων, όπως π.χ. της εξόδου ενός μεταλλάκτη.

### 13.7 Άλλα ειδικά κυκλώματα.

Στα συστήματα αυτομάτου ελέγχου χρησιμοποιούνται πολλά ειδικά ηλεκτρονικά κυκλώματα για την επεξεργασία των ηλεκτρονικών σημάτων. Τα κυκλώματα αυτά είναι είτε αναλογικά, είτε ψηφιακά. Τα συστήματα που περιέχουν και τις δύο αυτές κατηγορίες κυκλωμάτων, χρησιμοποιούν τους αντίστοιχους μετατροπείς σημάτων από αναλογικά σε ψηφιακά (analog to digital converters) και από ψηφιακά σε αναλογικά (digital to analog converters).

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΔΕΚΑΤΟ ΤΕΤΑΡΤΟ

### ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟΙ ΕΛΕΓΚΤΕΣ ΒΙΟΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΔΙΕΡΓΑΣΙΩΝ

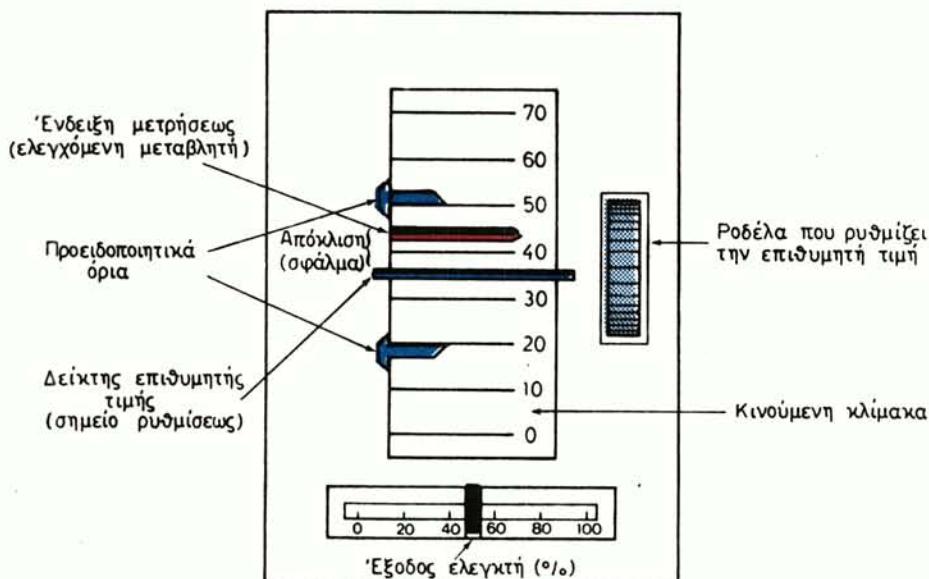
#### **14.1 Ηλεκτρονικοί ελεγκτές.**

Τη μεγαλύτερη εφαρμογή στα ΣΑΕ σήμερα έχουν οι ηλεκτρονικοί ελεγκτές, οι οποίοι λειτουργούν με τελεστικούς ενισχυτές ή με ψηφιακούς υπολογιστές. Εδώ θα εξετάσουμε τους τρόπους κατασκευής διαφόρων τύπων ελεγκτών με τελεστικούς ενισχυτές.

##### **14.1.1 Γενικά χαρακτηριστικά.**

Οι συνηθισμένοι ελεγκτές πού χρησιμοποιούνται σε βιομηχανικές εφαρμογές, έχουν στήν «κονσόλα» ελέγχου μία ή περισσότερες διατάξεις, δημιουργούμενες από τη συνεχή παρακολούθηση της διεργασίας και ένα μηχανισμό με τον οποίο καθορίζομε το σημείο ρυθμίσεως (ή επιθυμητή τιμή) της ελεγχόμενης μεταβλητής. Στο κάτω μέρος του πλαισίου, υπάρχει ένα όργανο με την ένδειξη της εξόδου του ελεγκτή σε κλίμακα 0 – 100%. Η ίδια ένδειξη είναι δυνατό σε άλλες διατάξεις να παρουσιάζεται ψηφιακά. Η επιθυμητή τιμή καθορίζεται με το γύρισμα μιας ροδέλας, η οποία μετακινεί πάνω-κάτω ένα λεπτό δείκτη (πράσινος). Με τον τρόπο αυτό, ο δείκτης τοποθετείται απέναντι από ένα σχετικό αριθμό ο οποίος βρίσκεται πάνω σε μια κινούμενη ποσοστιαία κλίμακα (βλ. σχήμα 14.1a). Όπως σημειώθηκε προηγουμένως, η ελεγχόμενη μεταβλητή εκφράζεται ως ηλεκτρικό ρεύμα σε κλίμακα 4 – 20 mA. Έτσι και το σημείο ρυθμίσεως (ή επιθυμητή τιμή) ορίζεται σε ένα επιθυμητό ποσοστό της ίδιας κλίμακας.

Στην ίδια διάταξη, υπάρχει επίσης ένας μετρητής ο οποίος παρέχει τη στιγμιαία τιμή της ελεγχόμενης μεταβλητής, πάλι σε ποσοστό. Η ένδειξη αυτή (θέση της κόκκινης βελόνας) συγκρίνεται με το δείκτη του σημείου ρυθμίσεως (λεπτός πράσινος σταθερός δείκτης) και προκύπτει έτσι μια στιγμιαία ένδειξη του σφάλματος, (ή αποκλίσεως) της ελεγχόμενης μεταβλητής από την επιθυμητή τιμή. Υπάρχουν επίσης δύο δείκτες (πράσινοι), οι οποίοι μπορούν να τοποθετηθούν (με το χέρι συνήθως) πάνω και κάτω από το σημείο ρυθμίσεως και χρησιμεύουν ως όρια προειδοποίησεως της τιμής του σφάλματος. Όταν το σφάλμα υπερβεί τα όρια ενεργοποιείται κάποιο κουδούνι που ειδοποιεί τον υπεύθυνο τεχνικό να επέμβει αποτελεσματικά και να προλάβει τυχόν ζημιές στη διεργασία.



Σχ. 14.1a.

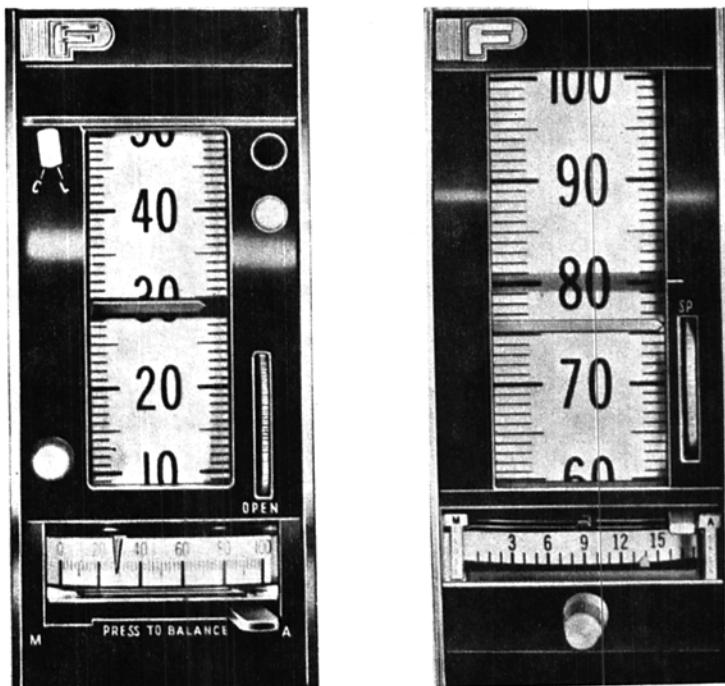
Εξωτερικό πλαίσιο ενός τυπικού έλεγκτη.

Σε άλλες διατάξεις, υπάρχει και ένας διακόπτης, με τον οποίο η διαδικασία ελέγχου μπορεί να μετατραπεί από αυτόματη σε χειρορυθμιζόμενη. Οι πιο προηγμένες διατάξεις περιλαμβάνουν επίσης επιλογές για τη ρύθμιση της ζώνης αναλογίας και των παραμέτρων που σχετίζονται με τις υπόλοιπες μεθόδους ελέγχου. Όταν ο έλεγχος γίνεται με ηλεκτρονικό υπολογιστή, υπάρχει ειδική είσοδος για το σήμα του υπολογιστή, το οποίο μεταφέρει τις εκάστοτε εντολές ελέγχου. Στο σχήμα 14.1β εικονίζεται ένα πραγματικό πλαίσιο έλεγκτη.

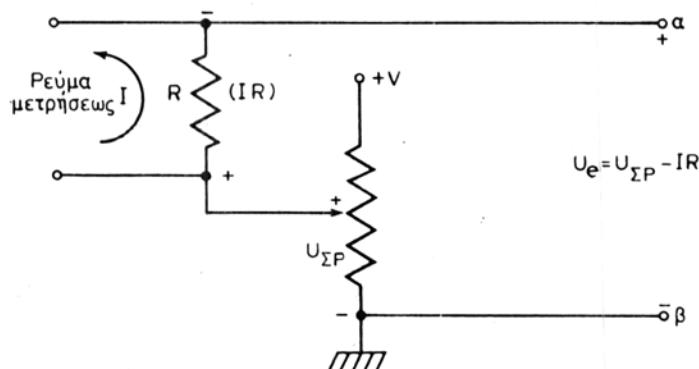
#### 14.1.2 Ηλεκτρονικό σήμα σφάλματος.

Όπως είδαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο, ο έλεγκτής ενεργοποιείται από το σήμα σφάλματος που παράγεται από το συγκριτή. Υπάρχουν δύο βασικοί τρόποι για την παραγωγή ενός ηλεκτρονικού σήματος σφάλματος. Ο απλούστερος είναι με χρησιμοποίηση αποκλειστικά ηλεκτρικών αντιστάσεων. Στο σχήμα 14.1γ φαίνεται η διάταξη παραγωγής ηλεκτρονικού σήματος σφάλματος με αντιστάσεις. Η διάταξη αυτή συγκρίνει δύο σήματα τάσεων: την τάση που προέρχεται από τη μέτρηση της ελεγχόμενης μεταβλητής με την τάση του σημείου ρυθμίσεως. Συνήθως το σήμα από τη μέτρηση είναι ένα ηλεκτρικό ρεύμα I, το οποίο μετατρέπεται σε τάση, περνώντας από μια αντίσταση R. Η τάση του σημείου ρυθμίσεως  $U_{SR}$  ρυθμίζεται από το δρομέα του ποτενσιομέτρου. Με τον κανόνα του Κίρχοφ διαπιστώνεται ότι η τάση σφάλματος εμφανίζεται στους ακροδέκτες α-β, και είναι  $U_e = U_{SR} - IR$ .

Ένας άλλος τρόπος για τον προσδιορισμό του ηλεκτρονικού σήματος σφάλμα-

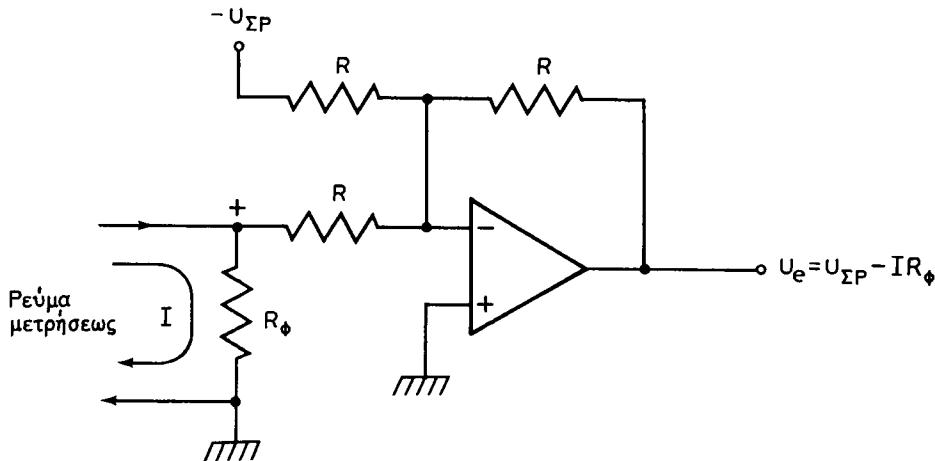


Σχ. 14.1β.



Σχ. 14.1γ.

Μετρητής σφάλματος μέ οντιστάσεις.



Σχ. 14.16.

Μετρητής σφάλματος με τελεστικό ενισχυτή.

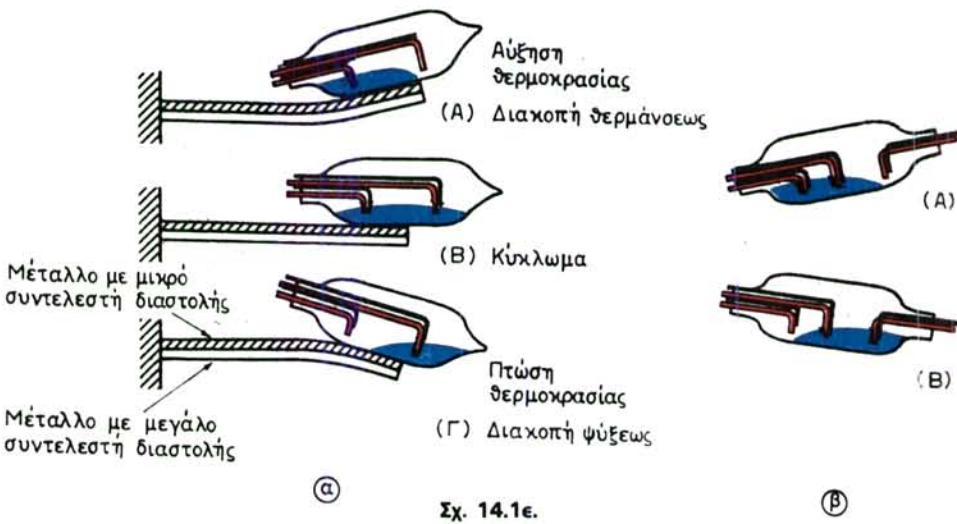
τος είναι με χρήση ενός κυκλώματος τελεστικού ενισχυτή. Η διάταξη αυτή φαίνεται στο σχ. 14.16. Με απλή ανάλυση της διατάξεως αυτής (βλέπε δεύτερο κεφάλαιο) προκύπτει ότι η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή είναι  $U_e = U_{\Sigma P} - IR_{\phi}$ , με την προϋπόθεση ότι η αντίσταση  $R$  είναι τουλάχιστον χίλιες φορές μεγαλύτερη από την αντίσταση  $R_{\phi}$ , ώστε το ρεύμα  $I$  που προέρχεται από το μετρητή να περάσει μόνο από την αντίσταση  $R_{\phi}$ .

#### 14.1.3 Ελεγκτές ON-OFF.

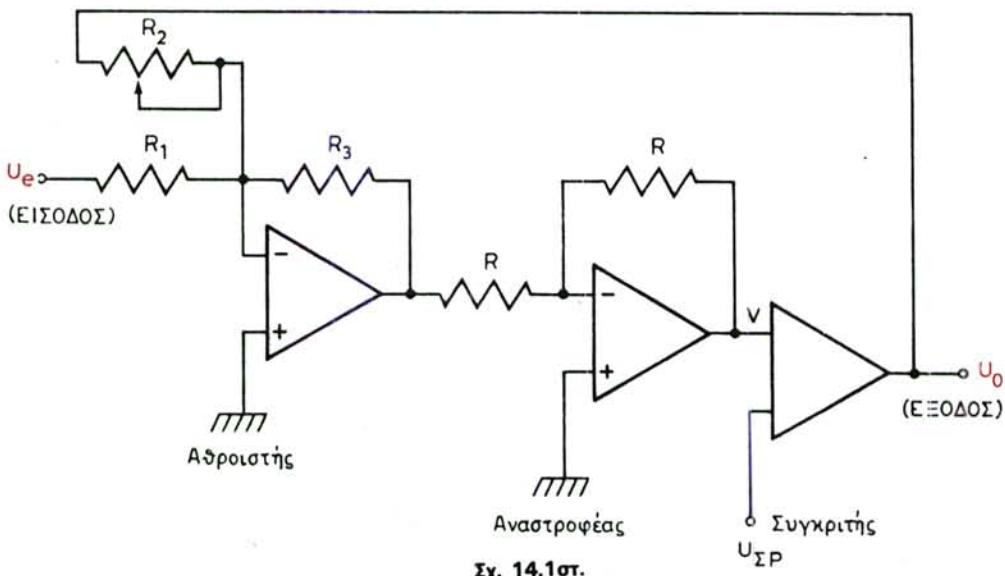
Ο ελεγκτής ON-OFF (ή ελεγκτής δύο βαθμίδων) εφαρμόζεται πολύ σε κοινά συστήματα αυτομάτου ελέγχου της καθημερινής χρήσεως. Τα περισσότερα σπίτια και γραφεία έχουν συστήματα κλιματισμού (Θερμάνσεως – ψύξεως), τα οποία λειτουργούν με ελεγκτές δύο βαθμίδων. Οι περισσότεροι ελεγκτές του τύπου αυτού χρησιμοποιούν το σύστημα της **διμεταλλικής ράβδου** (bimetallic strip) σε συνδυασμό με ένα **διακόπτη υδραργύρου** (mercury switch), όπως φαίνεται στο σχήμα 5.1ε.

Στο (α) μέρος του σχήματος εικονίζεται ένας διακόπτης με δύο ακροδέκτες και στο (β) μέρος ένας διακόπτης με τρεις ακροδέκτες. Οι τύποι αυτοί χρησιμοποιούνται σε οικιακές εφαρμογές. Ο διμεταλλικός ελεγκτής χρησιμοποιείται μόνο σε συστήματα ελέγχου θερμοκρασίας περιβάλλοντος και λειτουργεί ως εξής: Η διμεταλλική ράβδος είναι ένας μεταλλάκτης, ο οποίος αποτελείται από δύο ενσωματωμένα μέταλλα με μεγάλη διαφορά συντελεστών θερμικής διαστολής μεταξύ τους. Σε κάθε μεταβολή της θερμοκρασίας λόγω των διαφορετικών συντελεστών διαστολής των μετάλλων, επέρχεται μια καμπυλόγραμμη παραμόρφωση της διατάξεως όπως φαίνεται στο σχήμα 14.1ε(α). Όταν το μέταλλο με το μεγάλο συντελεστή διαστολής βρίσκεται από κάτω, με την πτώση της θερμοκρασίας, η ράβδος κάμπτεται προς τα κάτω, ενώ, με αύξηση της θερμοκρασίας, κάμπτεται προς τα πάνω. Ο συνδιασμός του μεταλλάκτη αυτού με το διακόπτη υδραργύρου, αποτελεί τον ελεγκτή «δύο βαθμίδων» ή «ON-OFF».

Ελεγκτής «ON-OFF» επίσης είναι και ο ελεγκτής με δύο τελεστικούς ενισχυτές



Λειτουργία διμεταλλικού ελεγκτή με διακόπη υδραργύρου.



Ελεγκτής «δύο βαθμίδων» με τελεστικούς ενισχυτές.

(ένα αθροιστή και ένα αναστροφέα) και ένα συγκριτή που φαίνεται στο σχήμα 14.1στ. Η μεταβλητή αντίσταση  $R_2$  επιτρέπει τη ρύθμιση του εύρους της ουδέτερης ζώνης. Το σήμα εισόδου είναι η τάση σφάλματος που κυμαίνεται γύρω από τις τιμές ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ  $U_K$  και ΔΙΑΚΟΠΗΣ  $U_D$ . Το σήμα εξόδου  $U_0$  είναι δυαδικό, δηλαδή παίρνει τις τιμές 0 ή  $U_0$ . Ο συγκριτής αλλάζει το σήμα στην έξοδό του κάθε φορά που το σήμα  $V$  θα γίνει στην είσοδό του ίσο με την τιμή του σταθερού σήματος της άλλης εισόδου, η οποία είναι η τάση του σημείου ρυθμίσεως  $U_{SP}$ .

Η ανάλυση της διατάξεως του σχήματος 14.1στ γίνεται ως εξής:

$$V = \frac{R_3}{R_1} U_e + \frac{R_3}{R_2} U_0 \quad (14.1)$$

Επειδή ο συγκριτής στο τέλος της διατάξης αλλάζει την τιμή της εξόδου του κάθε φορά που  $V = U_{\Sigma P}$ , η σχέση (14.1) μπορεί να γραφεί

$$U_{\Sigma P} = \frac{R_3}{R_1} U_e + \frac{R_3}{R_2} U_0 \quad (14.2)$$

Είναι γνωστό ότι, όταν  $U_e = U_K$ , η  $U_0 = 0$ . Αντικαθιστώντας τις τιμές αυτές στη σχέση (14.2), βρίσκομε

$$U_{\Sigma P} = \frac{R_3}{R_1} U_K \quad \text{ή} \quad U_K = \frac{R_1}{R_3} U_{\Sigma P} \quad (14.3)$$

σχέση που εκφράζει την τάση κυκλώματος  $U_K$  ως προς τις παραμέτρους του κυκλώματος  $R_1$ ,  $R_3$  και την τάση του σημείου ρυθμίσεως  $U_{\Sigma P}$ .

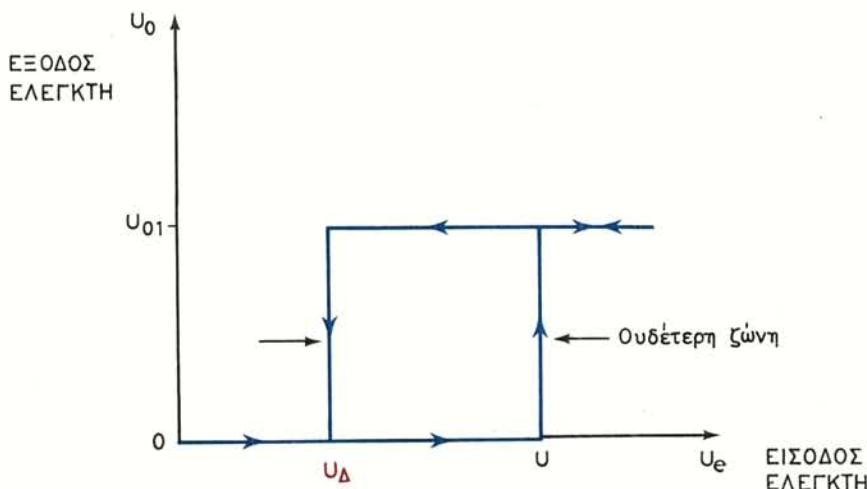
Η άλλη δυνατή τιμή της εξόδου του συγκριτή είναι  $U_0 = U_{01}$ , όταν  $U_e = U_{\Delta}$ , όπου  $U_{01}$  είναι μια συγκεκριμένη τιμή τάσεως. Αν αντικαταστήσουμε τις τιμές αυτές στη σχέση (14.2), έχουμε τη νέα σχέση.

$$U_{\Sigma P} = \frac{R_3}{R_1} U_{\Delta} + \frac{R_3}{R_2} U_{01} \quad (14.4)$$

Λύοντας την εξίσωση αυτή ως προς  $U_{\Delta}$ , έχουμε

$$U_{\Delta} = U_{\Sigma P} \frac{R_1}{R_3} - \frac{R_1}{R_3} \frac{R_3}{R_2} U_{01}$$

που απλουστεύεται στη σχέση



Απόκριση ελεγκτή «δύο βαθμίδων».

$$U_{\Delta} = \frac{R_1}{R_3} [U_{\Sigma P} - \frac{R_3}{R_2} U_{01}] \quad (14.5)$$

Στο σχήμα 14.1ζ φαίνεται γραφικά η σχέση εισόδου - εξόδου του ελεγκτή του σχήματος 14.1στ. Το πλάτος της ουδέτερης ζώνης μεταξύ των τιμών  $U_{\Delta}$  και  $U_K$  μπορεί να ρυθμισθεί με τη μεταβλητή αντίσταση  $R_2$ . Η θέση της ουδέτερης ζώνης στον άξονα  $U_{\theta}$  ρυθμίζεται από την τιμή του σημείου ρυθμίσεως  $U_{\Sigma P}$ .

### Παράδειγμα 14.1.

Θέλομε να σχεδιάσουμε ένα ελεγκτή «δύο βαθμίδων» (ON - OFF) με βάση το σχήμα 14.1στ. Η τάση εισόδου  $U_{\theta}$  κυμαίνεται μεταξύ 0 – 2,5 Volt και η έξοδος παίρνει δύο πιθανές τιμές 0 ή 10 Volt. Η τάση κυκλώματος είναι 1,5 Volt και η τάση διακοπής 0,5 Volt.

#### Λύση.

Δίνονται:  $U_{01} = 10 V$ ,  $U_{\Delta} = 0,5 V$ ,  $U_K = 1,5 V$ .

Αν αντικαταστήσουμε τις τιμές αυτές στις εξισώσεις (14.3) και (14.5), έχουμε

$$1,5 = \frac{R_1}{R_3} U_{\Sigma P} \quad \text{καὶ} \quad 0,5 = \frac{R_1}{R_3} [U_{\Sigma P} - (\frac{R_3}{R_2}) 10]$$

δηλαδή, έχουμε δύο εξισώσεις με τέσσερις άγνωστους. Έτσι, επιλέγομε τιμές αυθαίρετα (εφικτές όμως) για δύο από τους άγνωστους, π.χ.  $R_3 = 10 K\Omega$  και  $U_{\Sigma P} = 5V$ . Έχουμε τότε

$$1,5 = \frac{R_1}{10} (5) \quad \text{ή} \quad R_1 = 3 K\Omega$$

Επίσης έχουμε

$$0,5 = \frac{3}{10} [5 - (\frac{10}{R_2}) 10] \quad \text{ή} \quad R_2 = 30 K\Omega$$

Η τιμή της αντιστάσεως  $R$  του αναστροφέα T.E. είναι ελεύθερη, αρκεί να είναι μέσα στα δρια λειτουργίας του T.E.

#### 14.1.4 Σύνθετοι ελεγκτές.

Όπως περιγράψαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο, οι σύνθετοι ελεγκτές κατασκευάζονται με παράλληλο συνδυασμό ενός αναλογικού ελεγκτή με ένα ελεγκτή επανατάξεως ή και με ένα ελεγκτή ρυθμού. Υπογραμμίσαμε ότι σχεδόν ποτέ δεν χρησιμοποιείται αυτοτελώς ούτε ο ελεγκτής επανατάξεως ούτε ο ελεγκτής ρυθμού.

##### a) Αναλογικός ηλεκτρονικός ελεγκτής.

Η σχέση που χαρακτηρίζει τη δράση του αναλογικού ελεγκτή είναι

$$\Sigma = \rho_a \theta_{\pi} + \Sigma(0) \quad (14.6)$$

όπου  $\Sigma$  = έξοδος του ελεγκτή από 0 - 100%

$\rho_a$  = σταθερά αναλογίας

$e_\pi$  = σφάλμα σε ποσοστό πλήρους κλίμακας

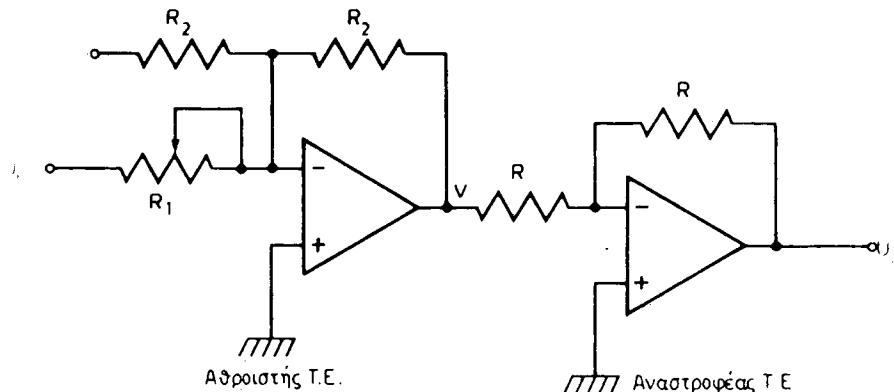
$\Sigma (0)$  = έξοδος του ελεγκτή όταν το σφάλμα είναι μηδέν.

Η σχέση αυτή ισοδυναμεί με την εξής ανάλογη (analogue) σχέση τάσεων

$$U_0 = \frac{R_2}{R_1} U_e + U(0) \quad (14.7)$$

Η νέα αυτή σχέση εκφράζει ένα αλγεβρικό άθροισμα τάσεων και είναι πραγματική με ένα αθροιστή Τ.Ε., όπως φαίνεται στο σχήμα 14.1η. Ο αναστροφέας Τ.Ε. εξασφαλίζει θετικό αλγεβρικό σημείο στην έξοδο. Στο πρώτο μέρος της διατάξεως η έξοδος του αθροιστή Τ.Ε.,  $V$ , είναι

$$V = -\frac{R_2}{R_1} U(0) - \frac{R_2}{R_1} U_e \quad (14.8)$$



Σχ. 14.1η.

Ηλεκτρονικός αναλογικός ελεγκτής.

Από το δεύτερο μέρος της διατάξεως με τον αναστροφικό Τ.Ε. έχουμε

$$U_0 = -\frac{R}{R_1} V \quad (14.9)$$

Αντικαθιστώντας το δεξιό σκέλος της εισώσεως (14.8) στη σχέση (14.9), προκύπτει η επιθυμητή σχέση (14.7).

Η σχέδιαση του ελεγκτή στο παραπάνω κύκλωμα γίνεται με τρόπο που η τάση έξοδου να κυμαίνεται μεταξύ  $0 - U_{μεγ}$ , που αντιστοιχεί στην κλίμακα  $0 - 100\%$  του στοιχείου ελέγχου ή σε σήμα ελέγχου μεταξύ  $4 - 20mA$ . Το ίδιο επιδιώκεται και για την κλίμακα της τάσεως εισόδου, η οποία δέχεται το σήμα σφάλματος. Η ζώνη αναλογίας ρυθμίζεται από τη σταθερά ( $R_2/R_1$ ), με τρόπο που η μέγιστη τιμή της ζώνης του σφάλματος, να αντιστοιχεί στην τάση κόρου της εξόδου του Τ.Ε.

### Παράδειγμα

Πρόκειται να σχεδιάσουμε ένα αναλογικό ελεγκτή με βάση τη διάταξη του σχή-

ματος 5.1η. Η κλίμακα της τάσεως εξόδου είναι 0 – 10 Volt και αντιστοιχεί σε κλίμακα 0 – 100% της εντολής του ελεγκτή προς το τελικό στοιχείο ελέγχου. Αν  $R_2 = 5 \text{ K}\Omega$  και η αναμενόμενη μέγιστη τιμή του σφάλματος είναι 10 Volt, να βρεθούν οι τιμές της τάσεως  $U(0)$  και της αντιστάσεως  $R_1$ , ώστε το σύστημα να λειτουργήσει με ζώνη αναλογίας 40% γύρω από ένα  $\Sigma(0) = 50\%$ .

### Λύση.

Η τιμή  $U(0)$  στη σχέση (14.7) είναι 50% κλίμακας της εξόδου 0 – 10 Volt, δηλαδή  $(0,50) (10 \text{ Volt}) = 5 \text{ Volt}$ . Επομένως, όταν το σφάλμα είναι ίσο με μηδέν, η έξοδος του ελεγκτή είναι  $U_0 = U(0) = 5 \text{ Volt}$ . Για να έχουμε ζώνη αναλογίας 40%, πρέπει, όταν η είσοδος του ελεγκτή αυξηθεί κατά 20%, η έξοδος να αυξηθεί από το σημείο 50% στο 100%. Από τη σχέση (14.7) παρατηρούμε ότι, όταν το σφάλμα αυξηθεί κατά 20% των 10 Volt, δηλαδή κατά 2 Volt, θα έχουμε τη μέγιστη τιμή εξόδου, δηλαδή 10 Volt.

$$\text{Επομένως, } \frac{R_2}{R_1} = \frac{U_0 - U(0)}{U_e} = \frac{10 - 5}{2} = 2,5$$

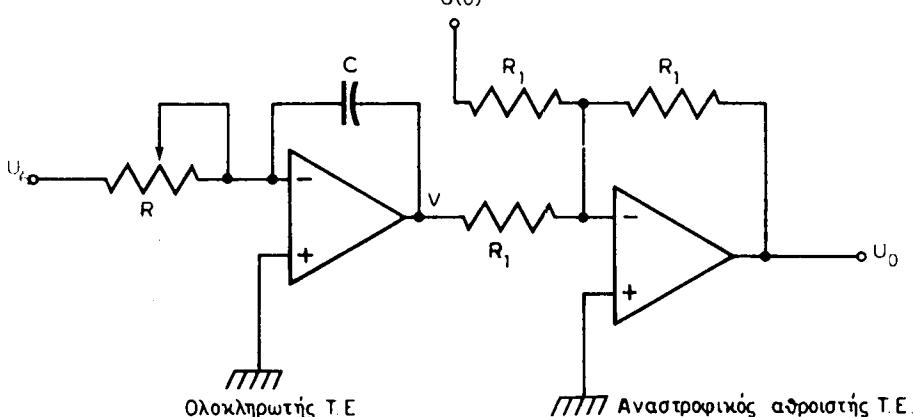
Έτσι, αν  $R_2 = 5 \text{ K}\Omega$ , τότε  $R_1 = 2 \text{ K}\Omega$ .

### β) Ηλεκτρονικός ελεγκτής επανατάξεως.

Ένα τυπικό κύκλωμα ηλεκτρικού ελεγκτή επανατάξεως φαίνεται στο σχήμα 14.1θ. Αποτελείται από ένα κύκλωμα ολοκληρώσεως (βλ. περιγραφή στο δεύτερο κεφάλαιο) και από ένα αναστροφικό αθροιστή. Ο ολοκληρωτής Τ.Ε. «ολοκληρώνει» το σφάλμα στο χρόνο κατά τον οποίο αυτό διαρκεί. Η σταθερά ολοκληρώσεως είναι ίση με  $RC$ . Η έξοδος δηλαδή του ολοκληρωτή δίνεται από τη σχέση

$$V = -\frac{1}{RC} \left[ \frac{\text{ολοκλήρωμα του } U_e}{\text{ως προς το χρόνο}} \right] \quad (14.10)$$

Ο αθροιστής που ακολουθεί, αθροίζει την έξοδο του ολοκληρωτή με την τάση  $-U(0)$



Σχ. 14.1θ.

Ηλεκτρονικός ελεγκτής επανατάξεως.

—  $U(0)$  και αντιστρέφει το αλγεβρικό τους σημείο, δηλαδή

$$\begin{aligned} U_0 &= -\left(-\frac{1}{RC} \left[ \begin{array}{c} \text{ολοκλήρωμα } U_e \text{ ως} \\ \text{προς το χρόνο} \end{array} \right] - U(0)\right) \\ &= \frac{1}{RC} \left[ \begin{array}{c} \text{ολοκλήρωμα } U_e \text{ ως} \\ \text{προς το χρόνο} \end{array} \right] + U(0) \quad (14.11) \end{aligned}$$

Οι τιμές της αντιστάσεως  $R$  και του πυκνωτή  $C$  ρυθμίζονται έτσι, ώστε ο ρυθμός μεταβολής της εξόδου του ελεγκτή, όταν το σφάλμα παραμένει σταθερό, να είναι ο επιθυμητός για την κάθε περίπτωση ελέγχου. Άν η τιμή του  $1/RC$  είναι πολύ μεγάλη (πράγμα που σημαίνει ότι το γινόμενο  $RC$  είναι πολύ μικρότερο από τη μονάδα), η έξοδος του ελεγκτή αυξάνει με γρήγορο ρυθμό, δημιουργείται **υπερύψωση** (overshoot) ως προς την επιθυμητή τιμή και η απόκριση καταλήγει σε ταλάντωση (ή κυκλικότητα).

### γ) Ηλεκτρονικός ελεγκτής ρυθμού.

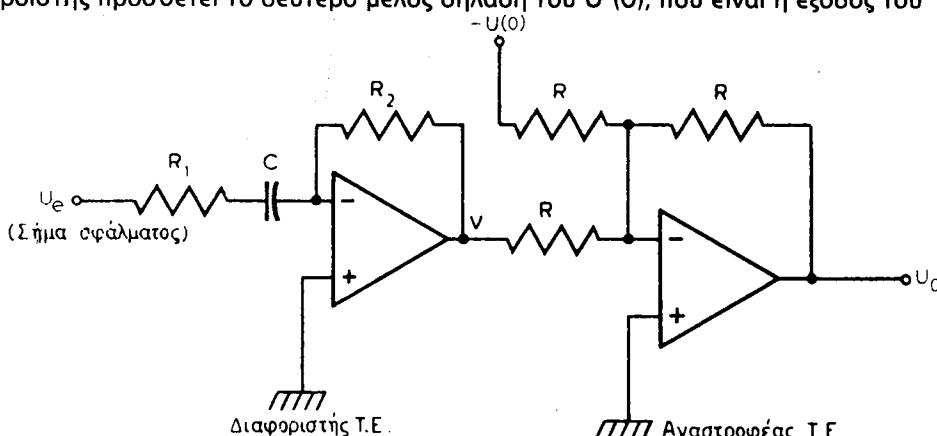
Ο ελεγκτής ρυθμού, όπως είδαμε, περιγράφεται από τη σχέση

$$\Sigma = \pm \rho_p \left[ \begin{array}{c} \text{ρυθμό μεταβολής του } U_e \\ \text{ως προς το χρόνο} \end{array} \right] + \Sigma(0)$$

Η παραπάνω σχέση μπορεί να υλοποιηθεί με το ηλεκτρονικό κύκλωμα του σχήματος 14.11. Η εξίσωση του ελεγκτή για το ηλεκτρονικό αυτό κύκλωμα γράφεται

$$U_0 = \pm R_2 C \left[ \begin{array}{c} \text{ρυθμό μεταβολής του } U_e \\ \text{ως προς το χρόνο} \end{array} \right] + U(0) \quad (14.12)$$

όπου  $R_2 C$  είναι η **σταθερά παραγώγου** (derivative constant). Ο **διαφοριστής** (differentiator) T.E. υλοποιεί το πρώτο μέρος της σχέσεως (14.12). Ο αναστροφέας - αθροιστής προσθέτει το δεύτερο μέλος δηλαδή του  $U(0)$ , που είναι η έξοδος του



Σχ. 14.11.

Ηλεκτρονικός ελεγκτής ρυθμού.

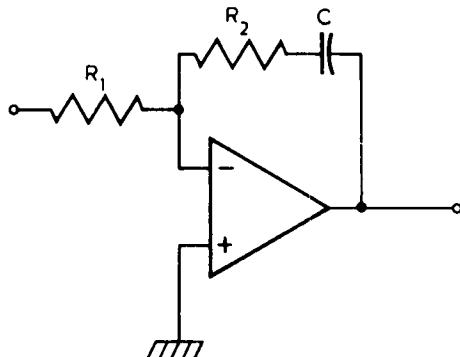
ελεγκτή όταν το σήμα σφάλματος είναι  $U_e = 0$ . Σκοπός της αντιστάσεως  $R_1$ , στην είσοδο της διατάξεως είναι η εξασφάλιση ευστάθειας στο όλο κύκλωμα, όταν το σήμα σφάλματος  $U_e$  μεταβάλλεται ραγδαία. Η τιμή της επιλέγεται κατά τρόπο, ώστε, για μεγάλες συχνότητες  $f$  το γινόμενο  $2\pi f R_1 C \ll 1$ .

### δ) Ηλεκτρονικός ελεγκτής αναλογικός + επανατάξεως.

Ένας σύνθετος ελεγκτής αναλογικός + επανατάξεως κατασκευάζεται όπως δείχνεται το ηλεκτρονικό κύκλωμα του σχήματος 14.1ia. Η ανάλυση της διατάξεως αυτής οδηγεί στη σχέση:

$$\begin{aligned} U_o &= + \left( \frac{R_2}{R_1} \right) U_e + \frac{1}{R_1 C} [ \text{ολοκλήρωμα του } U_e ] \\ &= + \left( \frac{R_2}{R_1} \right) U_e + \left( \frac{R_2}{R_1} \right) \left( \frac{1}{R_2 C} \right) [ \text{ολοκλήρωμα του } U_e ] \quad (14.13) \end{aligned}$$

Η ζώνη αναλογίας ρυθμίζεται από το πηλικό  $R_2/R_1$ , και η σταθερά ολοκληρώσεως από το πηλικό  $1/R_2 C$ .



Σχ. 14.1ia.

Ηλεκτρονικός ελεγκτής (αναλογικός + επανατάξεως).

### Παράδειγμα.

Με βάση το σχ. 14.1ia πρέπει να σχεδιάσουμε ένα ελεγκτή με ζώνη αναλογίας 50% και με σταθερά ολοκληρώσεως 10 sec. Το σήμα σφάλματος κυμαίνεται μεταξύ 0 - 5 Volt και η έξοδος του ελεγκτή μεταξύ 0 - 10 Volt. Να υπολογισθούν οι τιμές των  $R_1$ ,  $R_2$  και  $C$ .

### Λύση.

Ζώνη αναλογίας 50% σημαίνει ότι, όταν η είσοδος του ελεγκτή αλλάζει κατά 50%, δηλαδή κατά  $(0,50)$  (5 Volt) = 2,5 Volt, η έξοδος γίνεται 100% ή 10 Volt. Επομένως, από τη σχέση

$$\rho_a = \frac{R_2}{R_1} = \frac{U_o}{U_e} \quad \text{έχουμε,} \quad \frac{R_2}{R_1} = \frac{10}{2,5} = 4$$

Επίσης όταν η σταθερά ολοκληρώσεως  $R_2C = 10 \text{ sec}$ , τότε το πηλίκο  $1/R_2C = 0,1 \text{ sec}^{-1}$ .

Αν επιλέξουμε ένα πυκνωτή  $C = 100\mu\text{F}$ , τότε  $R_2 = 10/10^{-4} = 100 \text{ K}\Omega$ .

$$\text{Έτσι, } R_1 = \frac{R_2}{4} = \frac{100 \text{ K}\Omega}{4} = 25 \text{ K}\Omega$$

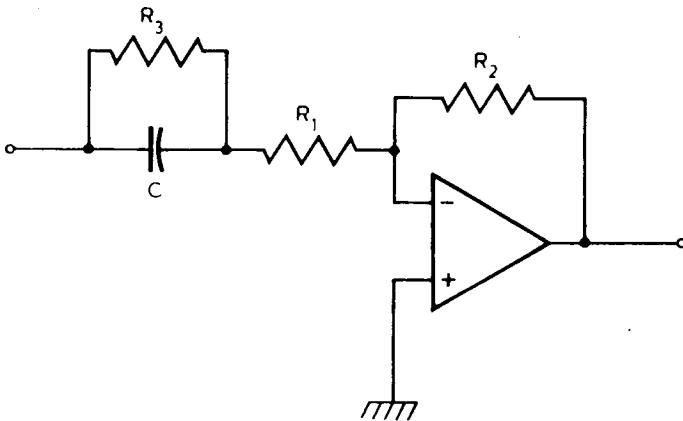
### ε) Ηλεκτρονικός ελεγκτής (αναλογικός + ρυθμού).

Ένας ελεγκτής αναλογικός + ρυθμού είναι δυνατό να προσομοιωθεί ηλεκτρονικά με τη διάταξη του σχήματος 14.1β. Με βάση τη διάταξη αυτή είναι δυνατό να αποδείξουμε (το αποφεύγομε σκόπιμα εδώ), ότι ο ελεγκτής του τύπου αυτού περιγράφεται από τη σχέση

$$U_0 = \left( \frac{R_2}{R_1 + R_3} \right) U_e + \left( \frac{R_2}{R_1 + R_3} \right) R_3 C \frac{dU_e}{dt} \quad (14.14)$$

υπό την προϋπόθεση ότι

$$\left( \frac{R_1}{R_1 + R_3} \right) R_3 C = \frac{0,1}{2\pi} T \quad (14.15)$$



Σχ. 14.1β.

Ηλεκτρονικός ελεγκτής (αναλογικός + ρυθμού).

Η προϋπόθεση της σχέσεως (14.15) εξασφαλίζει ευσταθή λειτουργία του ελεγκτή. Ο όρος  $T$  συμβολίζει την ταχύτερη δυνατή χρονική μεταβολή που μπορεί να παρατηρηθεί στη διεργασία.

### Παράδειγμα

Ένας ελεγκτής που πραγματοποιείται με βάση τη διάταξη του σχήματος 5.1β, είναι απαραίτητο να έχει ζώνη αναλογίας 40% και σταθερά ρυθμού  $R_3C = 10 \text{ sec}$ . Η κλίμακα της εισόδου είναι ίδια με την κλίμακα της εξόδου: 0 – 10 Volt. Η ταχύτερη δυνατή χρονική μεταβολή στη διεργασία είναι 1 sec. Να υπολογισθούν οι σταθερές  $R_3$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  και  $R_a$ .

### Λύση.

Επλέγομε κατ' αρχή την τιμή του πυκνωτή επειδή έχομε συγκεκριμένες κατηγορίες πυκνωτών, ενώ υπάρχει μεγαλύτερη ποικιλία αντιστάσεων. Έστω λοιπόν ότι  $C = 100 \mu F$ . Από τη χρονική σταθερά  $R_3 C = 10 \text{ sec}$  βρίσκομε ότι:

$$R_3 = 10/10 \times 10^8 = 10^8 \Omega \text{ ή } 0.1 \text{ M}\Omega.$$

Βρίσκομε κατόπιν ότι η σταθερά αναλογίας είναι,

$$\rho_a = \frac{100\%}{40\%} = 2.5$$

Από τη σχέση (14.14) αναγνωρίζομε ότι η σταθερά αναλογίας για τον ελεγκτή του τύπου αυτού είναι  $R_2/(R_1 + R_3)$ . Έχομε έτσι:

$$2.5 = \frac{R_2}{R_1 + R_3}$$

όπου άγνωστοι είναι οι  $R_1$  και  $R_2$ . Τον άγνωστο  $R_1$  τον βρίσκομε από τη σχέση (14.15) γιατί ξέρομε ότι  $T = 1 \text{ sec}$ .

$$\left( \frac{R_1}{R_1 + 10^8} \right) 10 = \frac{0.1}{2\pi} (1 \text{ sec})$$

Η λύση της εξισώσεως αυτής μας δίνει  $R_1 \cong 159 \Omega$ .

Τέλος, η αντίσταση  $R_2$  προσδιορίζεται από την παρακάτω σχέση

$$2.5 = \frac{R_2}{R_1 + R_3}$$

Λύοντας ως προς  $R_2$ , έχομε

$$R_2 \cong 2.5 R_3 = (2.5) \times 0.1 \text{ M}\Omega = 0.25 \text{ M}\Omega$$

**στή Ηλεκτρονικός ελεγκτής (αναλογικός + επανατάξεως + ρυθμού).**

Ο ελεγκτής αυτός είναι δυνατό να προσομοιωθεί ηλεκτρονικά με τη διάταξη του σχήματος 14.1η. Χωρίς να επεκταθούμε στην ανάλυση της διατάξεως αυτής παραθέτομε τις τρεις σταθερές (αναλογίας, ολοκληρώσεως και παραγώγου), οι οποίες ορίζονται από τις εξής σχέσεις:

$$\text{σταθερά αναλογίας} = \frac{R_2}{R_1}$$

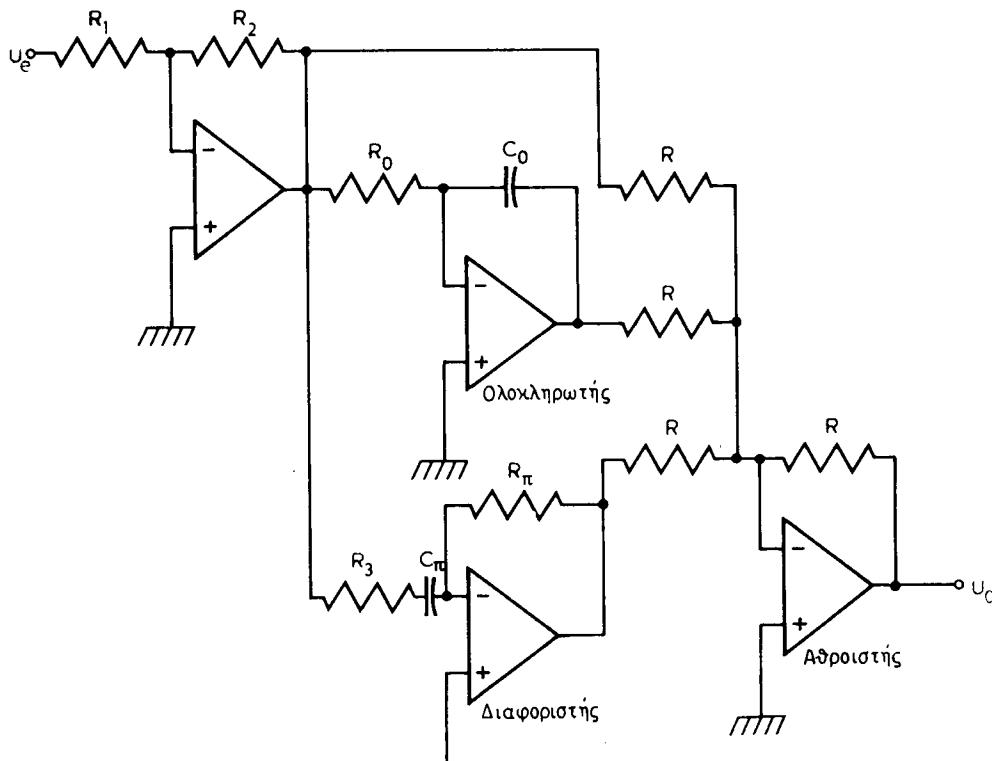
$$\text{σταθερά παραγώγου} = R_{\pi} C_{\pi} \quad (14.1.6)$$

$$\text{σταθερά ολοκληρώσεως} = R_0 C_0$$

Υπογραμμίζεται ότι, για ευσταθή λειτουργία, η τιμή της αντιστάσεως  $R_3$  πρέπει να ικανοποιεί τη σχέση  $2\pi R_3 C_{\pi} << 1$ .

## 14.2 Ηλεκτρονικοί ψηφιακοί ελεγκτές.

Η ραγδαία εξέλιξη των ψηφιακών ηλεκτρονικών υπολογιστών στις δύο τελευταίες δεκαετίες, κύρια γνωστοποιητικά των οποίων είναι η μεγάλη ταχύτητα, η αξιο-



Σχ. 14.1ιγ.

Ηλεκτρονικός ελεγκτής αναλογικός + επανατάξεως + ρυθμού.

πιστία, το μικρό μέγεθος και το χαμηλό κόστος, είχε ως αποτέλεσμα τη μεγάλη ώθηση των εφαρμογών ψηφιακών υπολογιστών στον έλεγχο των βιομηχανικών διεργασιών. Οι αρχικές εφαρμογές κάλυπταν προβλήματα **καταγραφής δεδομένων** (data logging), ο δε υπολογιστής συνέλεγε και «αποθήκευε» στη μνήμη του διάφορα αποτελέσματα μετρήσεων, τα οποία ο μηχανικός μπορούσε να εμφανίσει σε ειδικά όργανα στο «καντράν» ελέγχου. Έτσι, σε κάθε χρονική στιγμή ο μηχανικός ελέγχου μπορούσε να έχει μια ακριβή εικόνα της λειτουργίας της διεργασίας.

Αργότερα, ο υπολογιστής εξελίχθηκε ώστε να επεξεργάζεται τα δεδομένα που συνέλεγε από τους μετρητές και υποδείκνυε στο χειριστή τις απαραίτητες διορθωτικές επεμβάσεις. Η εξέλιξη του ηλεκτρονικού υπολογιστή ελέγχου προχώρησε μάλιστα σε σημείο, ώστε να ρυθμίζει αυτόματα τις διάφορες επιθυμητές τιμές (σημεία ρυθμίσεως) στους βρόχους ελέγχου και παράλληλα να παρακολουθεί τις παραμέτρους της διεργασίας. Αυτό το σύστημα ελέγχου αναφέρεται ως **εποπτικός έλεγχος με υπολογιστή** (supervisory computer control).

Σήμερα, οι εφαρμογές υπολογιστών στον έλεγχο των βιομηχανικών διεργασιών έχουν φθάσει σε σημείο όπου ο ηλεκτρονικός υπολογιστής χρησιμοποιείται ως ελεγκτής. Τα συστήματα αυτά ονομάζονται **συστήματα άμεσου ψηφιακού ελέγ-**

**χου (Direct Digital Control systems) και αναφέρονται συνοπτικά ως συστήματα DDC.**

#### 14.2.1 Καταγραφή δεδομένων με υπολογιστή.

Για να μεγιστοποιηθεί η αποδοτικότητα της παραγωγής σε ένα εργοστάσιο, είναι απαραίτητο να γνωρίζουμε λεπτομερώς την αλληλεξάρτηση πολλών σημαντικών παραγόντων όπως π.χ. του ρυθμού παραγωγής, του κόστους των πρώτων υλών, των προδιαγραφών των προϊόντων και της αποδοτικότητας του ελέγχου. Την εποχή που δεν υπήρχαν φθηνοί και τελειοποιημένοι ως προς την ταχύτητα ηλεκτρονικοί υπολογιστές, η ανάλυση αυτή γινόταν από τους μηχανικούς παραγωγής μετά από κάθε κύκλο παραγωγής, με αποτέλεσμα οι διάφορες διορθωτικές βελτιώσεις να γίνονται στους μελλοντικούς κύκλους παραγωγής.

Στο σχήμα 14.2α φαίνεται η γενική διάταξη ενός συστήματος που χρησιμοποιεί υπολογιστή για την καταγραφή δεδομένων ελέγχου. Στο παράδειγμα του σχήματος αυτού υπάρχουν τέσσερις βρόχοι ελέγχου, με τέσσερις συγκριτές και αντίστοιχα σημεία ρυθμίσεως (S.P.). Οι τέσσερις ελεγχόμενες μεταβλητές εποπτεύονται συνεχώς από μετρητές, τα σήματα των οποίων εισάγονται σε ένα πολυπλέκτη (multiplexer). Ο πολυπλέκτης με εντολές, από τον υπολογιστή μέσω της γραμμής διεύθυνσεως (address line) ενεργεί ως «τραχονόμας» και κατευθύνει τα διάφορα σήματα από τους μετρητές προς τον υπολογιστή. Επειδή η μορφή των σημάτων είναι αναλογική, παρεμβάλλεται μεταξύ του πολυπλέκτη και του υπολογιστή ένας **αναλογικός – ψηφιακός μετατροπέας (ΑΨΜ)**, ο οποίος μετατρέπει τα αναλογικά σήματα σε ψηφιακά, για να μπορέσει στη συνέχεια να τα δεχθεί και να τα επεξεργασθεί ο ψηφιακός υπολογιστής.

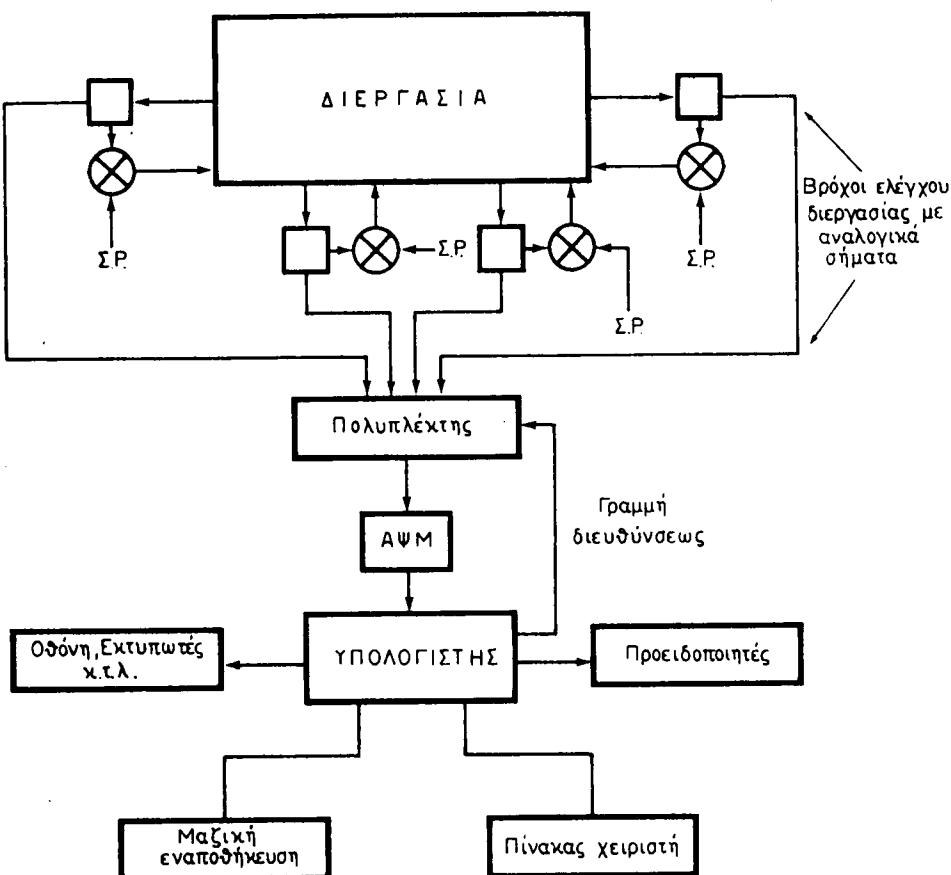
Στις παρακάτω παραγράφους περιγράφομε τη λειτουργία των βασικών συνιστωσών του συστήματος της διατάξεως του σχήματος 14.2α.

Ο ψηφιακός υπολογιστής εκτελεί διαδοχικά και με μεγάλη ταχύτητα διάφορες εργασίες. Υπάρχουν βέβαια περιπτώσεις, στις οποίες ο υπολογιστής πρέπει να εκτέλεσει ορισμένες εργασίες σχεδόν ταυτόχρονα, πράγμα που σημαίνει ότι πολλοί είσοδοι σημάτων πρέπει να δειγματοληφθούν με κάποια σειρά. Η δειγματοληψία αυτή επιτυγχάνεται από τον **αναλογικό πολυπλέκτη**, ο οποίος αποτελείται από ένα αριθμό διακοπών που δρουν με κατ' ευθείαν εντολή από τον υπολογιστή, μέσω της γραμμής διεύθυνσεως.

Στο σχήμα 14.2β φαίνεται η διάταξη ενός απλού πολυπλέκτη με τρεις διακόπτες. Ο υπολογιστής απευθύνεται με ειδικό σήμα εντολής στον κάθε ένα διακόπτη. Αν π.χ. είναι ανάγκη να ληφθεί δείγμα από την είσοδο 2, ο υπολογιστής στέλνει εντολή στον πολυπλέκτη να κλείσει το διακόπτη Β. Στη σημερινή τεχνολογία, η ταχύτητα με την οποία ένας σύγχρονος πολυπλέκτης (που αποτελείται από ολοκληρωμένα κυκλώματα) μπορεί να πάρνει δείγματα από διάφορες εισόδους, φθάνει στο 5.000 δείγματα το δευτερόλεπτο!

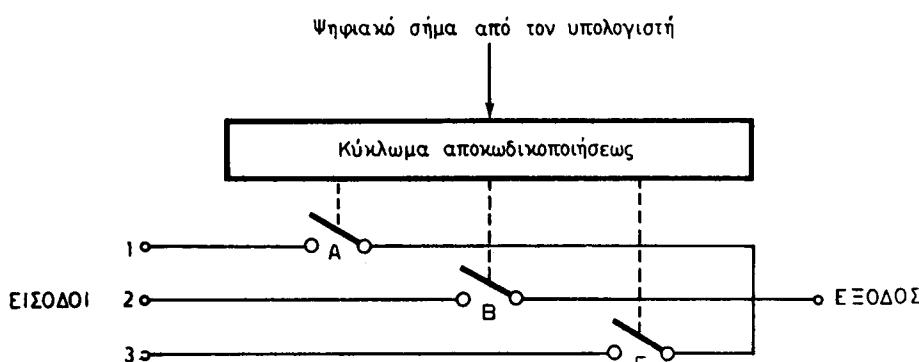
Ο αναλογικός πολυπλέκτης συνδέεται με τον ψηφιακό υπολογιστή μέσω ενός αναλογικού – ψηφιακού μετατροπέα. Ο μετατροπέας αυτός πρέπει να λειτουργεί με μεγάλη ταχύτητα για να μπορεί να παρακολουθεί τη μεγάλη ταχύτητα του πολυπλέκτη.

Μια ομάδα συνιστωσών που είναι σημαντικές στην καταγραφή των δεδομένων από τον υπολογιστή, είναι οι προειδοποιητές. Ο ρόλος τους είναι να παρακολου-



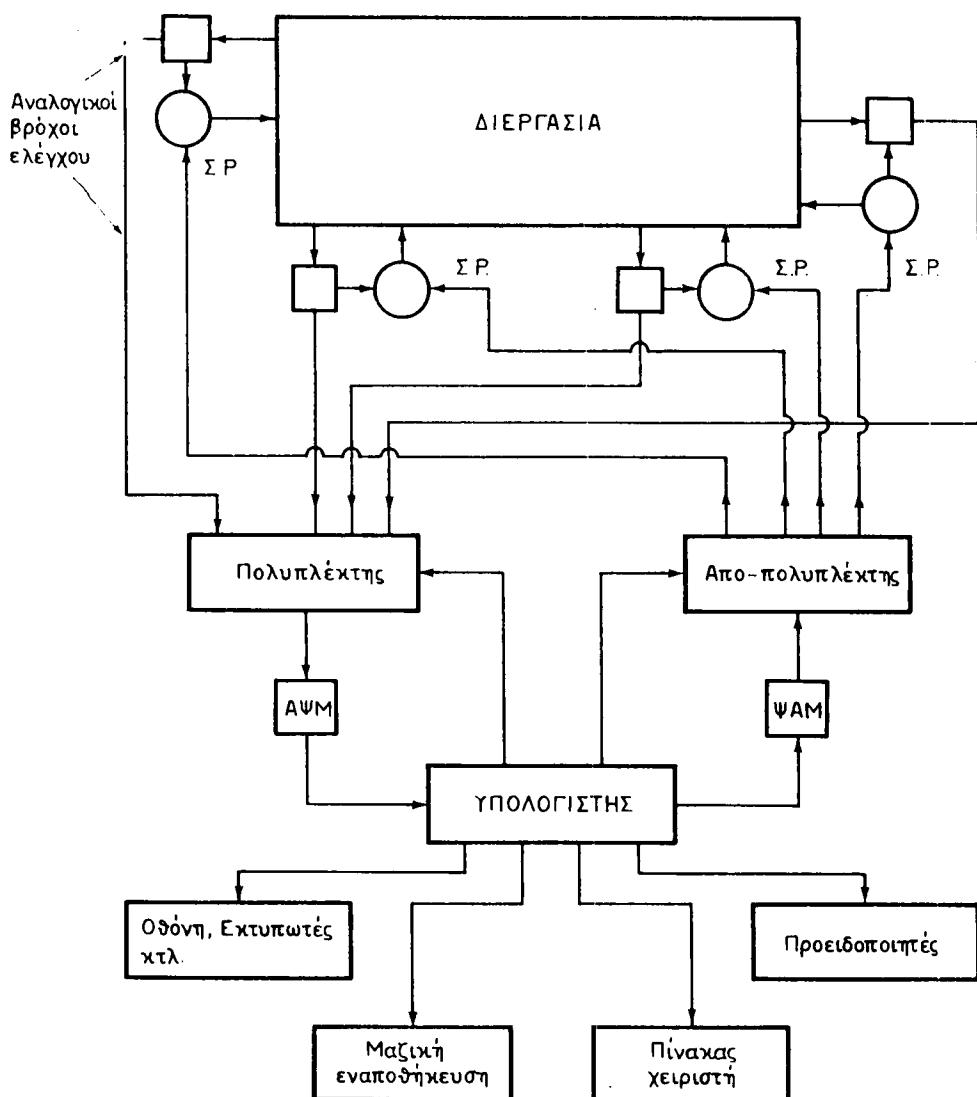
Σχ. 14.2α.

Γενική διάταξη συστήματος καταγραφής δεδομένων με υπολογιστή.



Σχ. 14.2β.

Αναλογικός πολυπλέκτης με τρεις εισόδους.



Σχ. 14.2γ.

Διάταξη εποπτικού ελέγχου με υπολογιστή.

θούν τις τιμές των εισόδων, όταν δε αυτές υπερβούν τα επιτρεπτά όρια, θέτουν σε λειτουργία διάφορα συστήματα συναγερμού.

Τέλος, υπάρχουν και οι **περιφερειακές μονάδες** (peripheral units), οι οποίες υποστηρίζουν και ολοκληρώνουν την λειτουργία του συστήματος. Σ' αυτές περιλαμβάνονται ο πίνακας του χειριστή, από όπου αυτός επεμβαίνει όταν είναι ανάγκη να δώσει εντολές στον υπολογιστή, και το **σύστημα μαζικής εναποθηκεύσεως δεδομένων** (mass storage system). Στον πίνακα του χειριστή υπάρχει συνήθως μια καθοδική οθόνη και μια ταχεία γραφομηχανή. Τα συστήματα αυτά αποτελούν τις περιφερειακές εισόδους και εξόδους του υπολογιστή για το χειριστή.

Το σύστημα μαζικής εναποθηκεύσεως δεδομένων περιλαμβάνει μαγνητικές ταινίες και χρησιμεύει για την εναποθήκευση όλων των δεδομένων που συλλέγονται κατά τη διάρκεια της δειγματοληψίας. Τα δεδομένα αυτά χρησιμοποιούνται αργότερα για την ανάλυση της αποδοτικότητας της παραγωγής.

#### **14.2.2 Εποπτικός έλεγχος με υπολογιστή.**

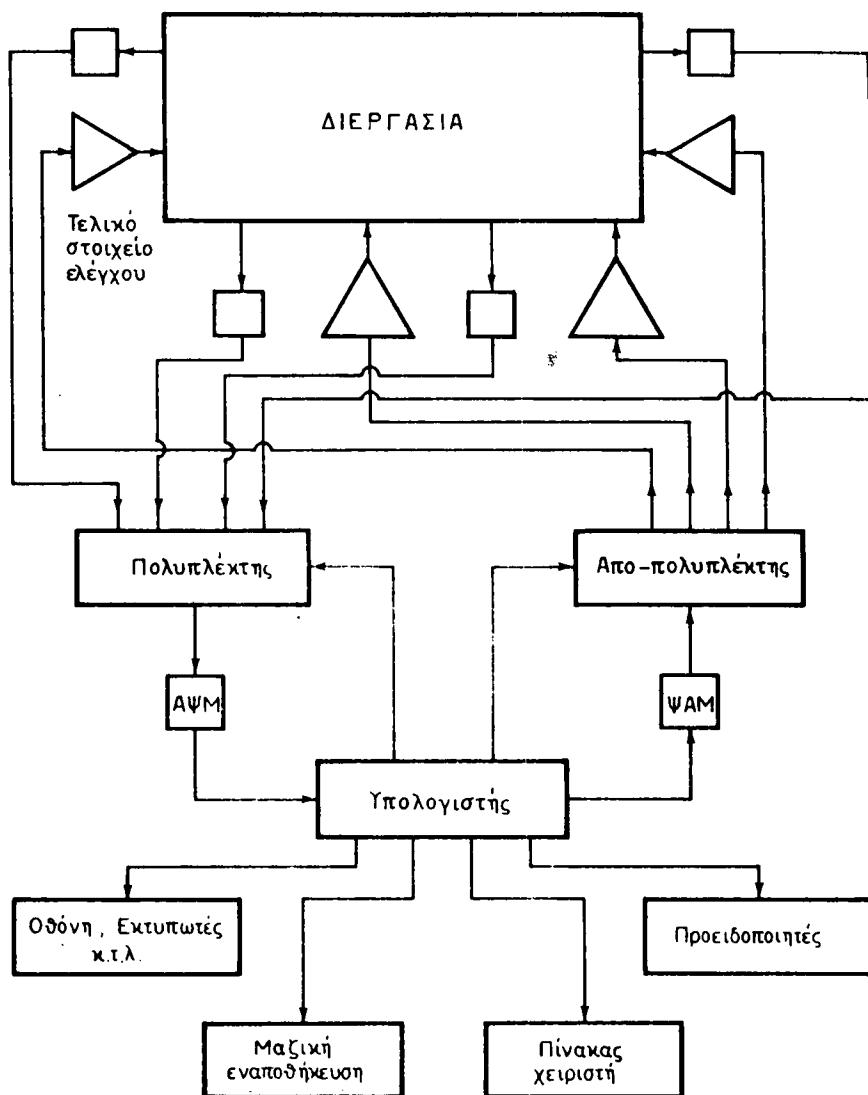
Στην περίπτωση της καταγραφής δεδομένων, ο υπολογιστής δεν έχει άμεσα ενεργό ρόλο στον έλεγχο, γιατί συλλέγει τις διάφορες πληροφορίες τις οποίες επεξεργάζεται αργότερα. Οι ενδεικνυόμενες διορθωτικές ενέργειες γίνονται από το χειριστή. Ωστόσο, ο υπολογιστής μπορεί να έχει ενεργό ρόλο στον έλεγχο, να παράγει διορθωτικά σήματα και να έχει τη δυνατότητα ρυθμίσεως των διαφόρων σημείων ρυθμίσεως (Σ.Ρ.). Η διαδικασία αυτή λέγεται **εποπτικός έλεγχος με υπολογιστή** (Computer Supervisory Control).

Διευκρινίζεται ότι όλες οι διορθωτικές επεμβάσεις του υπολογιστή γίνονται από το πρόγραμμα ελέγχου, το οποίο έχει σχεδιασθεί εκ των προτέρων για να αντιμετωπίζει όλες τις πιθανές καταστάσεις.<sup>1</sup> Στο σχ. 14.2γ φαίνεται η διάταξη εποπτικού ελέγχου με υπολογιστή. Παρατηρούμε ότι έχει προστεθεί ένας **απο-πολυπλέκτης** (de-multiplexer), ο οποίος με εντολές από τον υπολογιστή, μέσω ενός ψηφιακού-αναλογικού μετατροπέα (ΨΑΜ), κανονίζει τα σημεία ρυθμίσεως (Σ.Ρ.) στους βρόχους ελέγχου.

#### **14.2.3 Άμεσος ψηφιακός έλεγχος.**

Στην περιγραφή των ηλεκτρονικών ελεγκτών<sup>2</sup> έίδαμε ότι, με τη βοήθεια αναλογικών τελεστικών ενισχυτών μπορούν να κατασκευασθούν διατάξεις, που να εκτελούν τις μαθηματικές πράξεις, όπως πρόσθεση, αφαίρεση, ολοκλήρωση και παραγώγιση. Οι πράξεις αυτές μπορούν κάλλιστα να γίνουν και από τον ηλεκτρονικό ψηφιακό υπολογιστή, όταν οι είσοδοι έχουν ψηφιακό χαρακτήρα. Η μετατροπή των αναλογικών σημάτων σε ψηφιακά γίνεται με αναλογικούς – ψηφιακούς μετατροπείς. Η μετατροπή αυτή οδηγεί στην ιδέα της χρησιμοποίησεως ενός ηλεκτρονικού υπολογιστή ως ελεγκτή.

Η μέθοδος αυτή αποτελεί τον **άμεσο ψηφιακό έλεγχο** (DDC). Οι ψηφιακές είσοδοι, που αντιπροσωπεύουν τις μεταβλητές της διεργασίας, συγκρίνονται από τον ηλεκτρονικό υπολογιστή με τις προκαθορισμένες στο πρόγραμμα ελέγχου επιθυμητές τιμές και, με βάση τις λύσεις των εξισώσεων ελέγχου για κάθε περίπτωση, εκπέμπονται διορθωτικά σήματα μέσω του απο-πολυπλέκτη στα τελικά στοιχεία ελέγχου. Στο σχήμα 14.2δ παρουσιάζεται η διάταξη του άμεσου ψηφιακού ελέγχου. Οι αναλογικοί βρόχοι ελέγχου δεν υπάρχουν πια (σε σύγκριση με τη διά-



Σχ. 14.26.

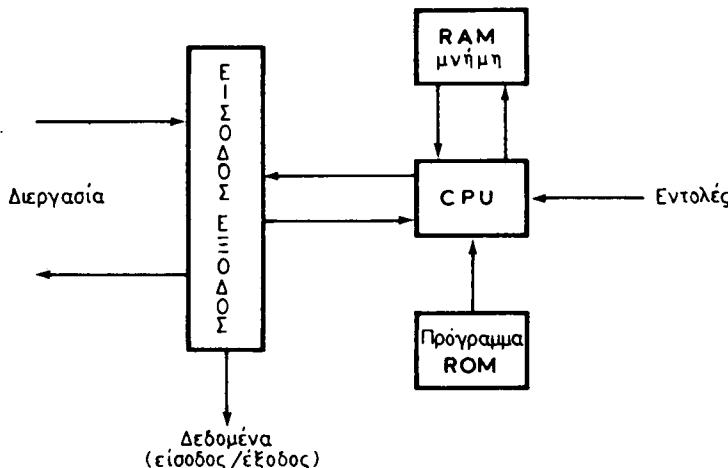
Διάταξη άμεσου ψηφιακού ελέγχου (DDC).

ταξη του εποπτικού ελέγχου), τα δε σημεία ρυθμίσεως έχουν εισαχθεί στο πρόγραμμα ελέγχου μέσα στον υπολογιστή, δύο συγκρίνονται με τις μετρούμενες δυναμικές μεταβλητές.

#### 14.2.4 Άμεσος ψηφιακός έλεγχος με μικρο-υπολογιστές.

Η τελευταία λέξη στον ηλεκτρονικό ψηφιακό έλεγχο είναι οι **μικρο-υπολογιστές** (micro-computers), των οποίων κεντρική μονάδα είναι ο **μικρο-επεξεργαστής**

(micro-processor). Οι μικρο-υπολογιστές κατασκευάζονται με τυπωμένα ολοκληρωμένα κυκλώματα σε ένα πλαίσιο που έχει μέγεθος  $20 \text{ cm} \times 20 \text{ cm}$ . Η βασική τους συνιστώσα που αποτελείται από ένα μικρο-επεξεργαστή, ονομάζεται **κεντρική μονάδα επεξεργασίας** (Central Processing Unit) ή CPU. Η μονάδα αυτή συνδέεται με δύο άλλα ολοκληρωμένα κυκλώματα, το ROM και το RAM δύπλως φαίνεται στο σχήμα 14.2ε. Τα δύο αυτά εξαρτήματα αποτελούν τις μνήμες του μικρο-υπολογιστή. Η μνήμη ROM (Read Only Memory) περιέχει το πρόγραμμα, με βάση το οποίο λειτουργεί ο μικρο-υπολογιστής. Η μνήμη RAM (Random Access Memory) χρησιμοποιείται για να «αποθηκεύονται» τα στοιχεία και δεδομένα που εισέρχονται στον μικρο-υπολογιστή, τα αποτελέσματα υπολογισμών και τα στοιχεία, πριν διοχετευθούν προς την έξοδο του μικρο-υπολογιστή. Τα στοιχεία ΕΙΣΟΔΟΥ-ΕΞΟΔΟΥ αποτελούνται από διάφορα «λογικά» κυκλώματα τα οποία συνδέουν τη CPU με οθόνες, εκτυπωτές και άλλες συσκευές εισόδου - έξόδου.



Σχ. 14.2ε.

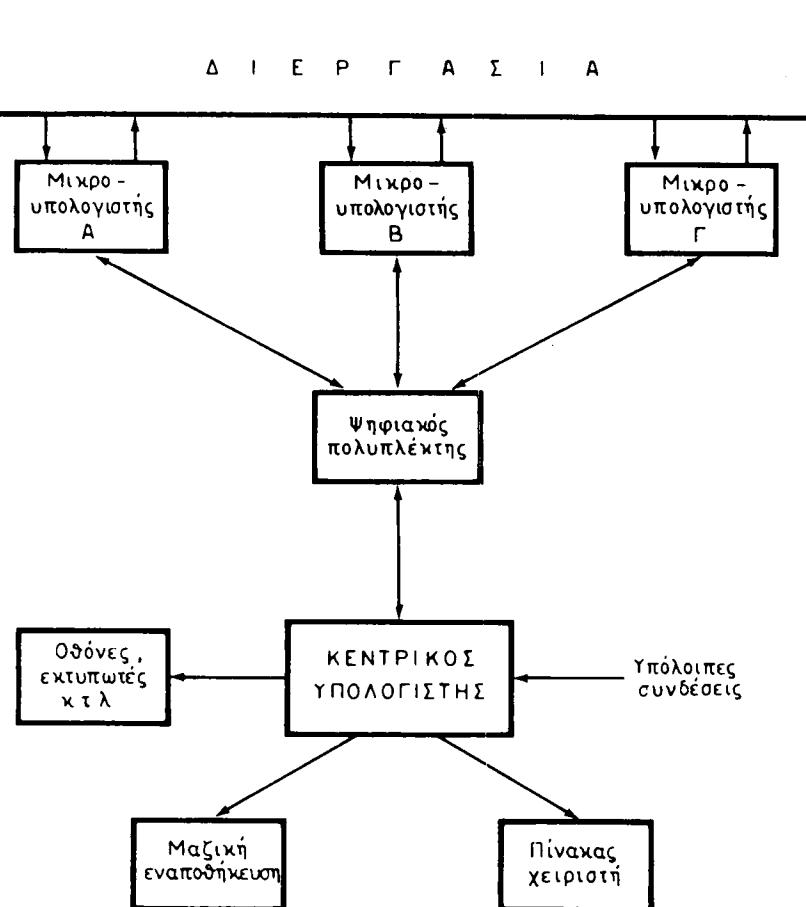
Διάταξη μικρο-υπολογιστή.

Στο σχήμα 14.2στ φαίνεται η διάταξη του άμεσου ψηφιακού ελέγχου με μικρο-υπολογιστές. Σε σύγκριση με τη διάταξη του σχήματος 5.4δ, παρατηρούμε ότι οι μικρο-υπολογιστές έχουν αντικαταστήσει τα τελικά στοιχεία ελέγχου σε κάθε βρόχο ελέγχου. Οι μικρο-υπολογιστές συνδέονται με ένα κεντρικό υπολογιστή, ο οποίος εποπτεύει και συντονίζει τη λειτουργία του όλου συστήματος. Κάθε μικρο-υπολογιστής αποτελεί ανεξάρτητη μονάδα ελέγχου, που μπορεί να εργάζεται και αυτοτελώς, όταν π.χ. η κεντρική μονάδα παύσει να λειτουργεί. Μεγάλο πλεονέκτημα του σχηματισμού αυτού είναι η δυνατότητα της άμεσης αντικαταστάσεως του μικρο-υπολογιστή όταν παρουσιασθεί πρόβλημα στη λειτουργία του.

#### 14.3 Ασκήσεις.

- Σχεδίασε ένα ηλεκτρονικό ελεγκτή «ON-OFF» με βάση το σχ. 14.1δστ. Η τάση σφάλματος στην είσοδο  $U_0$  κυμαίνεται μεταξύ  $0 - 5 \text{ Volt}$  και η έξοδος παίρνει τιμές  $0 \text{ ή } 10 \text{ Volt}$ . Η τάση κυκλώματος  $U_K = 4 \text{ Volt}$  και η τάση διακοπής  $U_\Delta = 1 \text{ Volt}$ . Ποιές τιμές πρέπει να δώσομε στις αντιστάσεις  $R_1$ ,  $R_2$  και  $R$ ;

(Απάντηση:  $R_1 = 8 \text{ K}\Omega$ ,  $R_2 = 26,68 \text{ K}\Omega$ ,  $R = 10 \text{ K}\Omega$ )



Σχ. 14.2στ.

'Άμεσος ψηφιακός έλεγχος με μικρο-υπολογιστές.

2. Σχεδίασε ένα αναλογικό ελεγκτή με βάση τη διάταξη του σχήματος 14.1η. Η κλίμακα της τάσεως  $U_0$  είναι  $0 - 10$  Volt. Αν  $R_2 = 10$  KΩ και η μέγιστη τιμή του σφάλματος μπορεί να φθάσει τα  $10$  Volt, να βρεθούν οι τιμές της τάσεως  $U(0)$  και της αντιστάσεως  $R_1$ , ώστε το σύστημα να λειτουργήσει με  $20\%$  ζώνη αναλογίας γύρω από ένα  $\Sigma(0) = 50\%$ .
- (**Απάντηση:**  $U(0) = 5$  V,  $R_1 = 2$  KΩ)
3. Σχεδίασε ένα ελεγκτή αναλογικού + επανατάξεως με βάση το σχ. 14.1α. Η ζώνη αναλογίας είναι  $30\%$  και η σταθερά ολοκληρώσεως  $10$  sec. Το σήμα σφάλματος κυμαίνεται μεταξύ  $0 - 2$  Volt και η τάση εξόδου μεταξύ  $0 - 10$  Volt. Υπολόγισε τις τιμές  $R_1$ ,  $R_2$  και  $C$ .
- (**Απάντηση:**  $R_1 = 6$  KΩ,  $R_2 = 100$  KΩ,  $C = 100$  μF)
4. Σχεδίασε ένα ελεγκτή αναλογικού + ρυθμού με βάση το σχ. 14.1β. Η ζώνη αναλογίας είναι  $20\%$  και η σταθερά ρυθμού ( $R_3C$ ) =  $18$  sec. Οι τάσεις εισόδου και εξόδου κυμαίνονται μεταξύ  $0 - 10$  Volt και η ταχύτερη χρονική μεταβολή στη διεργασία είναι  $1$  sec. Υπολόγισε τις σταθερές  $R_3$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  και  $\rho_a$ .
- (**Απάντηση:**  $R_3 = 0,36$  MΩ,  $R_1 = 318$  Ω,  $R_2 = 1,8$  MΩ,  $\rho_a = 5$ )

# Αγγλική Ορολογία

- Acceleration starter:** εκκινητής επιταχύνσεως  
     : definite time - καθορισμένου χρόνου  
     : current limit - με περιορισμό ρεύματος.
- Accelerometer:** επιταχυνούμετρο
- Actuator (direct - reverse):** επενεργητής (ορθής φοράς - ανάστροφης φοράς)
- Actuating signal:** ενεργοποιό σήμα
- Address line:** γραμμή διευθύνσεως
- Amplifier (operational):** ενισχυτής (τελεστικός)
- Analogue:** ανάλογο
- Analog computer:** αναλογικός υπολογιστής
- Analog - to - digital converter:** αναλογικός - ψηφιακός μετατροπέας
- Anticipatory control:** προληπτικός έλεγχος
- Armature voltage:** τάση επαγγεικού τυμπάνου
- ASKANIA regulator:** ρυθμιστής ΑΣΚΑΝΙΑ
- Attenuation:** εξασθένιση
- Back emf:** αντηλεκτρεγερτική δύναμη
- Bellows:** φυσούνα
- Bimetallic strip:** διμεταλλικό έλασμα
- Bourdon tube:** σωλήνας μπουρντόν
- Central processing unit (CPU):** κεντρική μονάδα επεξεργασίας
- Closed loop:** κλειστός βρόχος
- Command value:** τιμή εντολής
- Comparator:** συγκριτής
- Computer control:** έλεγχος με υπολογιστή
- Computer supervisory control:** εποπτικός έλεγχος με υπολογιστή
- Contactor:** επαφέας
- Control:** έλεγχος - continuous - συνεχής έλεγχος  
     : discontinuous - διακεκομένος έλεγχος  
     : element - στοιχείο έλεγχου  
     : lag - υστέρηση έλεγχου  
     : numerical - αριθμητικός έλεγχος  
     : parameter range - πεδίο παραμέτρου έλεγχου  
     : room - αίθουσα έλεγχου  
     : valve - βαλβίδα έλεγχου
- Controlled variable:** ελεγχόμενη μεταβλητή
- Controller:** ελεγκτής
- Controlling parameter:** ελέγχουσα παράμετρος
- Cyclic response:** κυκλική (ταλαντωτική) απόκριση
- Cycling (minimum):** κυκλικότητα (ελάχιστη)
- Damped response:** αποσβησμένη απόκριση
- Dashpot relay:** ηλεκτρονόμος αποσβέσεως
- Data logging:** καταγραφή δεδομένων
- Dead time:** νεκρός χρόνος
- Decibel:** σχετική μονάδα μεγέθους της αρμονικής αποκρίσεως
- De-multiplexer:** αποπολυπλέκτης
- Derivative constant:** σταθερά παραγώγου
- Derivative control:** παράγωγος έλεγχος (ρυθμού)
- Desider value:** επιθυμητή τιμή
- Detector:** μετρητής (αισθητήρας)
- Deviation:** απόκλιση
- Differential amplifier:** διαφορικός ενισχυτής
- Differential control:** διαφορικός έλεγχος (ρυθμού)
- Differentiator:** διαφοριστής
- Digital to analog converter:** ψηφιακός - αναλογικός μετατροπέας
- Direct action:** δράση ορθής φοράς
- Direct digital control systems (DDC):** συστήματα άμεσου ψηφιακού έλεγχου
- Directly controlled variable:** άμεσα ελεγχόμενη μεταβλητή
- Discontinuous control:** διακεκομένος έλεγχος
- Disturbance torque:** ροπή διαταραχής
- Dynamic response:** δυναμική απόκριση
- Emf:** ηλεκτρεγερτική δύναμη
- Error area:** εμβαδό σφάλματος
- Error detector:** μετρητής σφάλματος
- Error modulated signal:** διαμορφωμένο σήμα σφάλματος
- Error signal:** σήμα σφάλματος
- Error voltage:** τάση σφάλματος
- Feedback:** ανατροφοδότηση (ανάδραση)
- Feedback control systems:** συστήματα ελέγχου με ανατροφοδότηση
- Floating control:** «πλωτός» έλεγχος
- Flyball Governor:** ρυθμιστής με τις σφαίρες
- Follower (voltage):** ακόλουθος (τάσεως)
- Frequency response:** αρμονική απόκριση

**Gain (voltage open-loop):** απολαβή (τάσεως ανοικτού βρόχου)

**Gain margin:** περιθώριο μεγέθους

**I to P converter:** μετατροπέας ρεύματος σε πίεση

**Impulse response:** κρουστική απόκριση

**Input:** είσοδος (συστήματος)

**Instability:** αστάθεια (συστήματος)

**Integral control:** ολοκληρωτικός έλεγχος (επανατάξεως)

**Integration constant:** σταθερά ολοκληρώσεως

**Inverter:** αναστροφέας

**Inverting input:** αναστροφική είσοδος

**Light source:** πηγή φωτός

**Load:** φορτίο

**Magnitude graph:** παράσταση μεγέθους

**Magnitude ratio:** πηλικό μεγέθους

**Mass storage system:** σύστημα μαζικής εναποθήκευσης

**Mercury switch:** διακόπτης υδραργύρου

**Micro-computer:** μικρούπολογιστής

**Micro-processor:** μικροεπεξεργαστής

**Multiplexer:** πολυπλέκτης

**Multistep control:** πολυβαθμιδικός έλεγχος

**Negative feedback:** αρνητική ανατροφοδότηση

**Neutral zone:** ουδέτερη ζώνη

**Nominal load:** ονομαστικό φορτίο

**Non-inverting input:** μη αναστροφική είσοδος

**Numerical control:** αριθμητικός έλεγχος

**Offset error:** σφάλμα αντισταθμίσεως

**On-off control:** έλεγχος «ON-OFF»

**Open - loop:** ανοικτός βρόχος

**Operational amplifier:** τελεστικός ενισχυτής

**Optimization:** αριστοποίηση

**Optimum control:** άριστος έλεγχος

**Output:** έξοδος (συστήματος)

**Overload relay:** ηλεκτρονόμος υπερφορτώσεως

**Overshoot:** υπερύψωση

**Part programmer:** προγραμματιστής εξαρτημάτων

**Peak error:** μέγιστο σφάλμα

**Period (ultimate):** περίοδος (τελική)

**Peripheral unit:** περιφερειακή μονάδα

**Phase graph:** παράσταση φάσεως

**Phase lag:** υστέρηση φάσεως

**Phase lead:** προπορεία φάσεως

**Phase margin:** περιθώριο φάσεως

**Photodetector:** φωτοαισθητήρας (φωτομετρήτης)

**Photon:** φωτόνιο

**Piezoelectric:** πιεζοηλεκτρικός

**Pneumatic actuator:** πνευματικός επενεργητής

**Potentiometer:** ποτενσιόμετρο

**Process:** διεργασία

**Process lag:** υστέρηση διεργασίας

**Process load:** φορτίο διεργασίας

**Proportional band:** ζώνη αναλογίας

**Proportional control:** αναλογικός έλεγχος

**Proportionality constant:** σταθερά αναλογίας

**RAM (Random Access Memory):** μνήμη τυχαίας προσπελάσεως

**Range (variable):** πεδίο (μεταβλητής)

**Rate control:** έλεγχος ρυθμού

**Reference signal:** σήμα αναφοράς

**Relay:** ηλεκτρονόμος

: dashpot - ηλεκτρονόμος αποσβέσεως

: fast reacting - ηλεκτρονόμος ταχείας αντιδράσεως

: field loss - ηλεκτρονόμος απώλειας πεδίου

: overload - ηλεκτρονόμος υπερφορτώσεως

: time delay - ηλεκτρονόμος με χρονική καθυστέρηση

**Reset control:** έλεγχος επανατάξεως

**Residual error:** υπολειματικό σφάλμα

**Reverse action:** αντίστροφη δράση

**Rise time:** χρόνος ανυψώσεως

**ROM (Read Only Memory):** μνήμη για μόνο ανάγνωση

**Seebeck effect:** φαινόμενο «σήμπεκ»

**Seismic mass:** σεισμική μάζα

**Servomechanism:** σερβομηχανισμός

**Servomotor:** σερβοκινητήρας

**Set point:** σημείο ρυθμίσεως

**Settling time:** χρόνος αποκαταστάσεως

**Stability:** ευστάθεια

**Strain gage:** επιμηκυνσιόμετρο

**Summing point:** σημείο αθροίσεως

**Supervisory computer control:** εποπτικός έλεγχος με υπολογιστή

**Synchro:** σύγχρονο (σύστημα)

: control transformer - σύγχρονομετασχηματιστής ελέγχου

: differential - συγχρονοδιαφορικό

: generator - συγχρονογενήρια

: motor - συγχρονοκινητήρας

**System error:** σφάλμα συστήματος

**System input:** είσοδος συστήματος

**System output:** έξοδος συστήματος

**Tachometer:** ταχύμετρο

**Test mass:** μάζα δοκιμής

**Thermocouple:** Θερμοστοιχείο

**Transducer:** μεταλλάκτης

**Two-step control:** έλεγχος δύο βαθμίδων

**Ultimate period:** τελική περίοδος (συστήματος)

**Undervoltage:** υπόταση

**Variable:** μεταβλητή

**Valve (control):** βαλβίδα (ελέγχου)

**Voltage follower:** ακόλουθος τάσεως

## ΕΦΑΡΜΟΣΜΕΝΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ

### ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

#### 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 Ισοδύναμα κυκλώματα .....	29
1.5 Ανάλυση του τρανζίστορ ως ενισχυτή με βάση το υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα .....	32
1.6 Μέθοδοι προσεγγίσεως των μεγεθών του ενισχυτή .....	40
1.7 Μονάδες μετρήσεως των απολαβών – decibels .....	48

#### ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΔΕΥΤΕΡΟ

##### Συντονιζόμενοι ενισχυτές

2.1 Απλά συντονιζόμενοι ενισχυτές .....	52
2.2 Σύζευξη συντονιζομένων ενισχυτών .....	62
2.3 Διπλά συντονιζόμενοι ενισχυτές .....	64

#### ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΡΙΤΟ

##### Ενισχυτές ισχύος

3.1 Ταξινόμηση και κατηγορίες ενισχυτών ισχύος .....	70
3.2 Ενισχυτές ισχύος σε τάξη Α με τροφοδότηση σειράς .....	71
3.3 Υπολογισμοί στους ενισχυτές ισχύος .....	75
3.4 Μέγιστη ισχύς καταναλισκόμενη από τρανζίστορ .....	76
3.5 Υπολογισμός αρμονικών παραμορφώσεων .....	82
3.6 Ενισχυτές ισχύος σε τάξη Α με μετασχηματιστή .....	85
3.7 Ενισχυτής push-pull με μετασχηματιστή .....	89
3.8 Ενισχυτές push-pull χωρίς μετασχηματιστή .....	97
3.9 Ενισχυτές συμπληρωματικής συμμετρίας .....	99

#### ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΕΤΑΡΤΟ

##### Ενισχυτές με αρνητική τροφοδότηση

4.1 Γενικές αρχές της ανατροφοδοτήσεως .....	103
4.2 Ενισχυτές με ανατροφοδότηση τάσεως .....	104
4.3 Ενισχυτές με ανατροφοδότηση ρεύματος .....	110
4.4 Επίδραση της ανατροφοδοτήσεως στην απόκριση συχνότητας .....	115
4.5 Ενισχυτές με ανατροφοδότηση σειράς .....	118
4.6 Ενισχυτές με ανατροφοδότηση παράλληλης διακλαδώσεως .....	121
4.7 Επίδραση της ανατροφοδοτήσεως στη μη γραμμική παραμόρφωση και στο θόρυβο .....	124

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΠΕΜΠΤΟ

### Διαφορικοί και τελεστικοί ενισχυτές

5.1 Γενικά .....	126
5.2 Βελτιωμένο κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή .....	127
5.3 Τελεστικοί ενισχυτές .....	135

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΚΤΟ

### Ημιτονοειδείς ταλαντωτές

6.1 Συνθήκες για την παραγωγή ταλαντώσεων .....	143
6.2 Ταλαντωτές Hartley .....	146
6.3 Ταλαντωτές Coplitts .....	149
6.4 Ταλαντωτές ολισθήσεως φάσεως με σύζευξη RC .....	151
6.5 Ταλαντωτές με συντονιζόμενη έξοδο .....	154
6.6 Ταλαντωτές διδύμου - T .....	155
6.7 Ταλαντωτές γέφυρας τύπου Wien .....	156
6.8 Κρυσταλλικοί ταλαντωτές .....	158

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΒΔΟΜΟ

### Δυαδικό σύστημα αριθμήσως – Άλγεβρα διακοπτών

7.1 Αριθμητικά συστήματα (προσθήκες) .....	160
7.2 Συμπλήρωμα αριθμού .....	161
7.3 Παράσταση προσημασμένων αριθμών .....	164
7.4 Άλγεβρα Boole .....	170
7.5 Αξιώματα της άλγεβρας του Boole .....	170
7.6 Άλγεβρα συνόλων .....	171
7.7 Άλγεβρα Λογικής – Πίνακες Αληθείας .....	173
7.8 Άλγεβρα διακοπτών .....	179
7.9 Κυκλώματα διακοπτών .....	180
7.10 Πίνακες Αληθείας .....	184
7.11 Απλοποίησεις Λογικών Παραστάσεων .....	187
7.12 Εύρεση της Λογικής παραστάσεως όταν δίνεται το κύκλωμα διακοπτών .....	189
7.13 Κατασκευή κυκλώματος διακοπτών από τη Λογική παράσταση .....	191
7.14 Απλοποίηση κυκλωμάτων διακοπτών .....	192
7.15 Ασκήσεις .....	196

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΟΓΔΟΟ

### Λογικά κυκλώματα

8.1 Γενικά .....	198
8.2 Βασικά λογικά κυκλώματα .....	199
8.3 Άλλα λογικά κυκλώματα .....	202
8.4 Πραγματοποίηση λογικών κυκλωμάτων .....	205

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΝΑΤΟ

### Καταχωρητές – Απαριθμητές

9.1 Γενικά .....	221
9.2 Καταχωρητές (Registers) .....	221
9.3 Απαριθμητές (Counters) .....	230
9.4 Απαριθμητές από ολοκληρωμένα κυκλώματα .....	233

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΔΕΚΑΤΟ

### Ο υπολογισμός και οι μονάδες του

10.1 Βασικές μονάδες και αρχιτεκτονική ηλεκτρονικών υπολογιστών .....	235
10.2 Μονάδα κεντρικής μνήμης .....	239
10.3 Μονάδα επεξεργασίας .....	247
10.4 Μονάδα ελέγχου και χρονισμού .....	248
10.5 Μονάδα εισόδου - εξόδου .....	250
10.6 Περιφερειακές μονάδες .....	251

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΝΔΕΚΑΤΟ

### Στοιχεία αναλογικών υπολογιστών

11.1 Γενικά .....	252
11.2 Τελεστικός ενισχυτής .....	255
11.3 Εφαρμογές τελεστικού ενισχυτή .....	257
11.4 Ειδικά αναλογικά κυκλώματα .....	267
11.5 Οργάνωση ενός αναλογικού υπολογιστή .....	268
11.6 Παραδείγματα .....	270
11.7 Ασκήσεις .....	272

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΔΩΔΕΚΑΤΟ

### Συστήματα αυτομάτου ελέγχου

12.1 Γενικά .....	274
12.2 Η έννοια της ανατροφοδοτήσεως .....	274
12.3 Κατηγορίες αυτομάτων μηχανών .....	275
12.4 Σύντομη ιστορική αναδρομή .....	277
12.5 Γενική περιγραφή συστημάτων αυτομάτου ελέγχου .....	283
12.6 Παραδείγματα συστημάτων ελέγχου .....	286
12.7 Ασκήσεις .....	290

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΔΕΚΑΤΟ ΤΡΙΤΟ

### Ηλεκτρονικά εξαρτήματα συστημάτων ελέγχου

13.1 Ηλεκτρονικά εξαρτήματα .....	291
13.2 Χαρακτηριστικά τελεστικού ενισχυτή (Τ.Ε.) .....	291
13.3 Διαφορικός ενισχυτής .....	295
13.4 Κύκλωμα μετατροπής τάσεως σε ρεύμα .....	297
13.5 Κύκλωμα μετατροπής ρεύματος σε τάση .....	298
13.6 Κύκλωμα ολοκληρώσεως .....	298
13.7 Άλλα ειδικά κυκλώματα .....	299

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΔΕΚΑΤΟ ΤΕΤΑΡΤΟ

### Ηλεκτρονικοί ελεγκτές βιομηχανικών διεργασιών

14.1 Ηλεκτρονικοί ελεγκτές .....	300
14.2 Ηλεκτρονικοί ψηφιακοί ελεγκτές .....	312

**COPYRIGHT ΙΔΡΥΜΑΤΟΣ ΕΥΓΕΝΙΔΟΥ**

---

