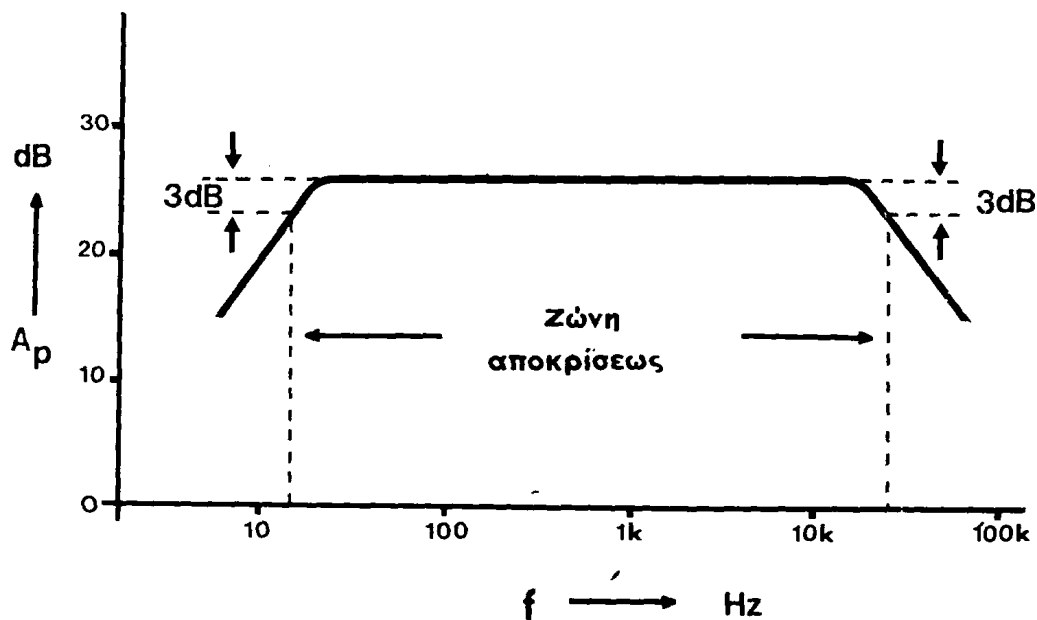


ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΕΣ ΑΣΚΗΣΕΙΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΦΥΣΙΚΗΣ



Τόμος Β': Ηλεκτρονικά κυκλώματα

ΒΙΒΛΙΟΘΗΚΗ
ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟΥ ΙΩΑΝΝΙΝΩΝ



026000047128

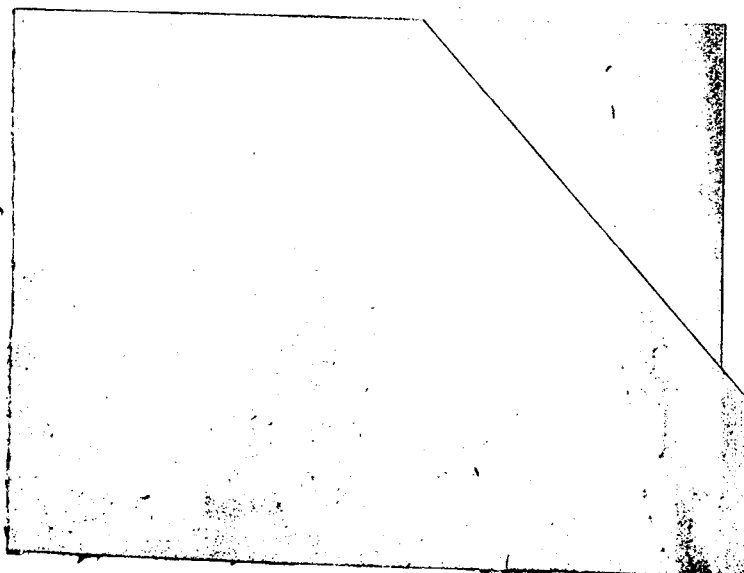
48/87



621.38.076

ΜΗΛ

Τ.2



ΔΗΜΗΤΡΗ Μ. ΜΗΛΙΩΤΗ
Καθηγητή Πανεπιστημίου Ιωαννίνων

ΓΙΩΡΓΟΥ Ε. ΓΙΑΚΟΥΜΑΚΗ
Λέκτορα Πανεπιστημίου Ιωαννίνων

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΕΣ ΑΣΚΗΣΕΙΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΦΥΣΙΚΗΣ

Τόμος Β'

ΙΩΑΝΝΙΝΑ 1984



ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Το βιβλίο αυτό περιλαμβάνει τη δεύτερη σειρά Εργαστηριακών Ασκήσεων Ηλεκτρονικής Φυσικής και απευθύνεται στους Φοιτητές του Φυσικού Τμήματος, που παρακολουθούν τα μαθήματα "Εργαστήρια Ηλεκτρονικής Φυσικής" και "Ηλεκτρονικά Κυκλώματα".

Οι ασκήσεις αναφέρονται σε νεώτερες ηλεκτρονικές διατάξεις Στερεάς Καταστάσεως και συνθετώτερα ηλεκτρονικά κυκλώματα, όπως τα κυκλώματα ταλαντωτών, ειδικών ενισχυτών, διαμορφώσεως, λογικών πυλών κλπ. Ειδική αναφορά γίνεται στα ολοκληρωμένα κυκλώματα και τις εφαρμογές τους αναλογικές και ψηφιακές.

Το πειραματικό μέρος των ασκήσεων έχει προσαρμοσθεί προς τις τεχνικές δυνατότητες, που παρέχει ο εξοπλισμός του Εργαστηρίου Ηλεκτρονικής Φυσικής του Πανεπιστημίου μας.

Δ.Μ.Μ.

Γ.Ε.Γ.

Ιωάννινα 1984



ΑΣΚΗΣΗ 1ΠΑΘΗΤΙΚΑ ΦΙΛΤΡΑΕισαγωγή

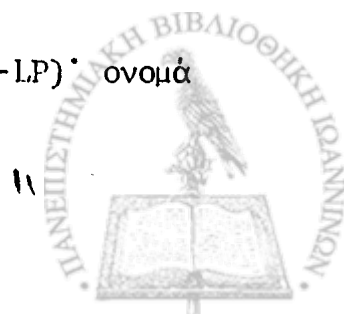
Συχνά στα διάφορα ηλεκτρονικά κυκλώματα επιθυμούμε να παρεμποδίσουμε τη διέλευση σημάτων ωρισμένης περιοχής συχνοτήτων ή αντίστοιχα να επιτρέψουμε τη διέλευση σημάτων ωρισμένης περιοχής συχνοτήτων. Η ανάγκη αυτή γίνεται ιδιαίτερα επιτακτική σε ωρισμένες ειδικές εφαρμογές, όπως π.χ. η ανόρθωση, όπου στόχος είναι η απόρριψη-παρεμπόδιση διελεύσεως- κάθε εναλλασσομένης συνιστώσας, ή η ραδιοφωνική λήψη, όπου στόχος είναι ο διαχωρισμός μιας στενής περιοχής συχνοτήτων και απόρριψη κάθε σήματος, που δεν ανήκει στην περιοχή αυτή.

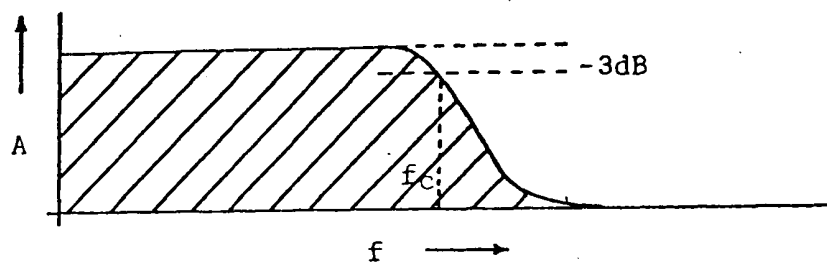
Για το σκοπό αυτό λοιπόν έχουν αναπτυχθεί και χρησιμοποιούνται ειδικές διατάξεις, που ονομάζονται φίλτρα (filters). Φίλτρα υπάρχουν πολλών ειδών και κατηγοριών. Πρωταρχικής σημασίας είναι η διάκρισή τους σε ενεργά και παθητικά, ανάλογα με το αν στη δομή τους περιλαμβάνουν και ενεργά στοιχεία (όπως κρυσταλλοτριόδους, FET's κλπ) ή αποκλειστικά και μόνον παθητικά (όπως αντιστάσεις, πυκνωτές κλπ). Στις περισσότερες περιπτώσεις εφαρμογών χρησιμοποιούνται σήμερα, ποικίλου σχεδιασμού παθητικά φίλτρα, που αποτελούν και το αντικείμενο μελέτης της εργαστηριακής αυτής ασκήσεως. Τα ενεργά φίλτρα, που σήμερα βρίσκουν ολοένα και περισσότερες, αν και κάπως πιο εξειδικευμένες εφαρμογές, θα μελετηθούν σε επόμενη άσκηση.

Σύμφωνα με τα παραπάνω τα παθητικά φίλτρα - ή φίλτρα, όπως θα αναφέρονται στη συνέχεια - απαρτίζονται από παθητικά μόνον στοιχεία, όπως οι πυκνωτές, τα πηνία και οι αντιστάσεις. Ειδικά για τις αντιστάσεις η σημασία τους είναι εντελώς επικουρική και περιορισμένη, επειδή, όπως είναι γνωστό, τα ωμικά στοιχεία δεν παρουσιάζουν καμμία επιλεκτικότητα ως προς τη συχνότητα έναντι των διαφόρων σημάτων, αν βέβαια θεωρηθούν ιδανικά.

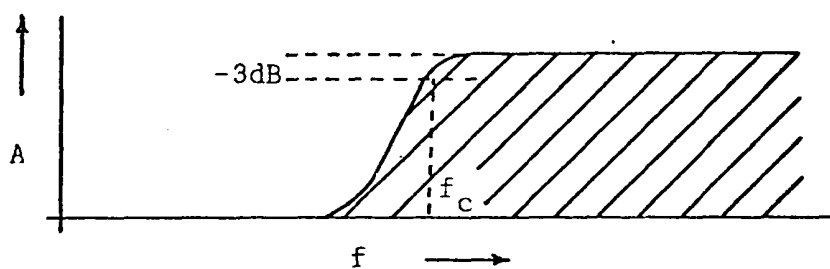
Τα φίλτρα διακρίνονται σε τέσσερες βασικές κατηγορίες με κριτήριο τη δράση τους:

α) Φίλτρα διελεύσεως χαμηλών συχνοτήτων (low-pass filters-LP)· ονομά

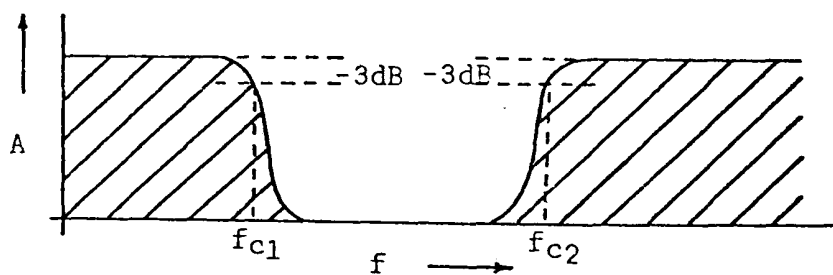




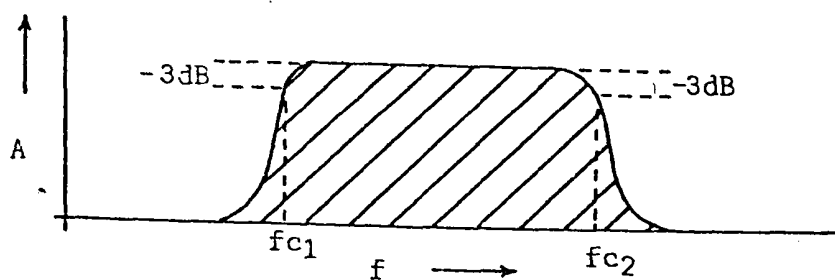
α) Φίλτρο διελεύσεως χαμηλών συχνοτήτων



β) Φίλτρο διελεύσεως υψηλών συχνοτήτων



γ) Φίλτρο απορρίψεως ζώνης συχνοτήτων



δ) Φίλτρο διελεύσεως ζώνης συχνοτήτων

Σχήμα 1-1



ζονται εκείνα, τα οποία επιτρέπουν τη διέλευση σημάτων -τάσης ή ρεύματος- με συχνότητα μικρότερη από μια ορισμένη συχνότητα, που συνήθως ονομάζεται συχνότητα αποκοπής (cutoff frequency - f_c).

β) Φίλτρα διελεύσεως υψηλών συχνοτήτων (high-pass filters-HP)· ονομάζονται εκείνα, τα οποία επιτρέπουν τη διέλευση σημάτων με συχνότητα μεγαλύτερη από μια ορισμένη (συχνότητα αποκοπής).

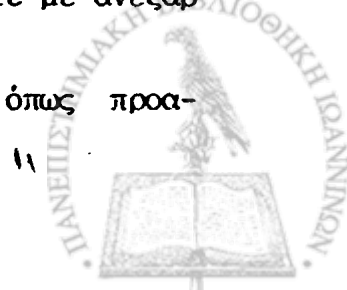
γ) Φίλτρα διελεύσεως ζώνης συχνοτήτων (band-pass filters-BP)· ονομάζονται εκείνα, τα οποία επιτρέπουν τη διέλευση σημάτων με συχνότητα μεγαλύτερη από μια ωρισμένη τιμή και μικρότερη από μια δεύτερη επίσης ωρισμένη τιμή. Είναι ευνόητο, ότι για τα φίλτρα διελεύσεως ζώνης υπάρχουν δύο συχνότητες αποκοπής, μια χαμηλή (κάτω όριο) και μια υψηλή (άνω όριο).

δ) Φίλτρα απορρίψεως ζώνης συχνοτήτων (band-reject filters-BR)· ονομάζονται εκείνα, τα οποία επιτρέπουν τη διέλευση όλων των σημάτων εκτός από τα σήματα εκείνα, που έχουν συχνότητες μεγαλύτερες από μια ορισμένη και μικρότερες από μια δεύτερη επίσης ορισμένη. Και τα φίλτρα αυτά βέβαια χαρακτηρίζονται από δυο συχνότητες αποκοπής (άνω και κάτω όριο).

Στο σχήμα 1-1 δίνονται ποιοτικά τα φάσματα συχνοτήτων διελεύσεως (γραμμοσκιασμένη περιοχή) για κάθε μια από τις παραπάνω κατηγορίες φίλτρων. Σημαντικό είναι το γεγονός, ότι ο διαχωρισμός μεταξύ διερχομένων και μη διερχομένων από το φίλτρο συχνοτήτων δεν είναι σαφής - άλλωστε κανένα φυσικό μέγεθος δεν εξελίσσεται με τη μορφή βαθμιδωτής ή δέλτα συναρτήσεως (step or delta function) -, αλλά υπάρχει μια περιοχή συχνοτήτων, στην οποία τα αντίστοιχα σήματα διέρχονται χάνοντας ένα όλο και μεγαλύτερο τμήμα του μεγέθους των. Η συχνότητα αποκοπής λοιπόν ορίζεται κατά σύμβαση ίση με τη συχνότητα, για την οποία το αντίστοιχο σήμα διερχόμενο διατηρεί τη μισή από την ισχύ του (ασπότερα από την ισχύ, που θα είχε αν ανήκε στην κατηγορία των ευχεράς διερχομένων σημάτων) ή τα 0.707 της τάσης του. Η συχνότητα αυτή είναι εκείνη, για την οποία η καμπύλη αποκρίσεως του φίλτρου παρουσιάζει ελάττωση κατά 3dB (-3dB).

Οι παραπάνω κατηγορίες φίλτρων είναι βασικές βέβαια, αλλά όχι και μοναδικές. Υπάρχουν π.χ. ακόμη τα φίλτρα αιχμής, τα οποία επιτρέπουν να διέλθει ή απορρίπτονται μια εξαιρετικά στενή ζώνη συχνοτήτων (σχεδόν μια συχνότητα) ή τα φίλτρα διελεύσεως πολλαπλών ζωνών κλπ., που μπορούν να προκύψουν είτε με συνδυασμό των παραπάνω τεσσάρων κατηγοριών, είτε με ανεξάρτητη δομή και λογική λειτουργίας.

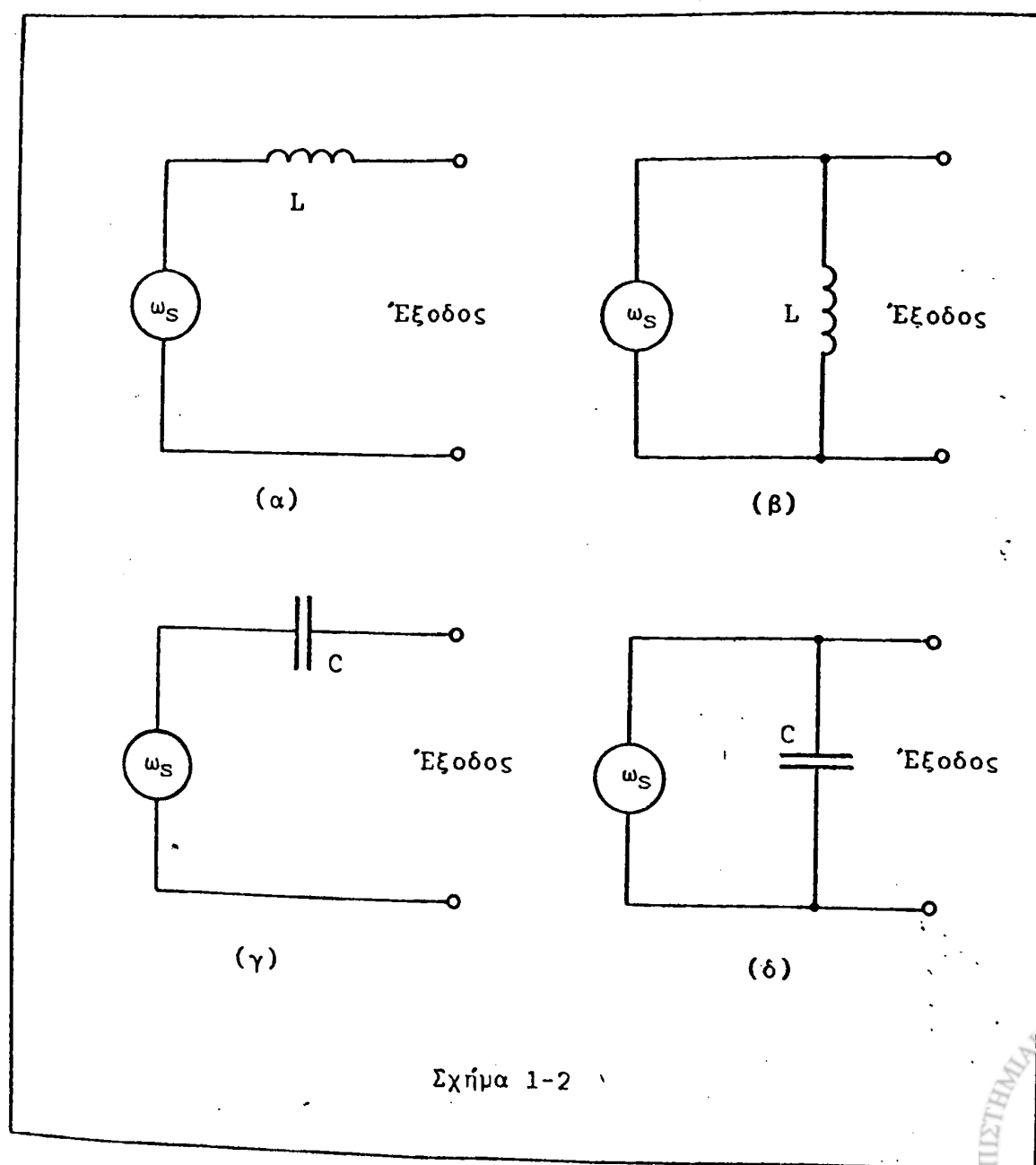
Για την κατασκευή των διαφόρων φίλτρων χρησιμοποιούνται, όπως προα-



ναφέρεται, συνδυασμοί πηνίων και πυκνωτών, επειδή τα στοιχεία αυτά αφ' ενός καταναλώνουν ελάχιστη ισχύ (για ιδανικές συνθήκες καθόλου, για πραγματικές μόνον την ισχύ απωλειών), αφ' ετέρου η αντίστασή τους εξαρτάται από τη συχνότητα και συνεπώς μπορούν να εμφανίζουν επιλεκτικότητα διελεύσεως σήματος. Η γενική λογική αρχή, με την οποία δομούνται τα φίλτρα, είναι η εξής:

Αν ένα πηνίο συνδεθεί σε σειρά με την έξοδο μιας γεννήτριας σήματος μεταβλητής συχνότητας (σχήμα 1-2.α), τότε στην έξοδο του κυκλώματος το μέγεθος του σήματος θα ελαττώνεται, όσο αυξάνει η συχνότητά του, εφόσον η αντίσταση (impedance) του πηνίου αυξάνει με τη συχνότητα σύμφωνα με τη σχέση;

$$X_L = \omega \cdot L = 2\pi fL$$



Δημιουργείται έτσι ένα υποτυπώδες φίλτρο διελεύσεως χαμηλών συχνοτήτων. Αν αντίστοιχα το πηνίο συνδεσμοποιηθεί παράλληλα προς τη γεννήτρια σήματος (σχήμα 1-2.β), τότε στην έξοδο του κυκλώματος το μέγεθος του σήματος θα αυξάνει, όσο αυξάνει η συχνότητα, εφ' όσον για χαμηλές συχνότητες η μικρή αντίσταση του κλάδου AB (κλάδος πηνίου) βραχυκυκλώνει ουσιαστικά τα χαμηλής συχνότητας σήματα. Δημιουργείται έτσι ένα υποτυπώδες φίλτρο διελεύσεως υψηλών συχνοτήτων.

Ανάλογες σκέψεις διέπουν και τη χρησιμοποίηση των πυκνωτών. Αν δηλαδή ένας πυκνωτής συνδεθεί σε σειρά με την έξοδο της γεννήτριας (σχήμα 1-2.γ), τότε στην έξοδο του κυκλώματος το μέγεθος του σήματος θα αυξάνει, όσο αυξάνει η συχνότητά του, εφ' όσον η αντίσταση του πυκνωτή ελαττώνεται, όσο αυξάνει η συχνότητα, σύμφωνα με τη σχέση:

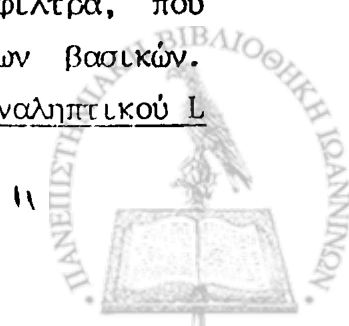
$$X_C = 1/\omega C = 1/2\pi fC$$

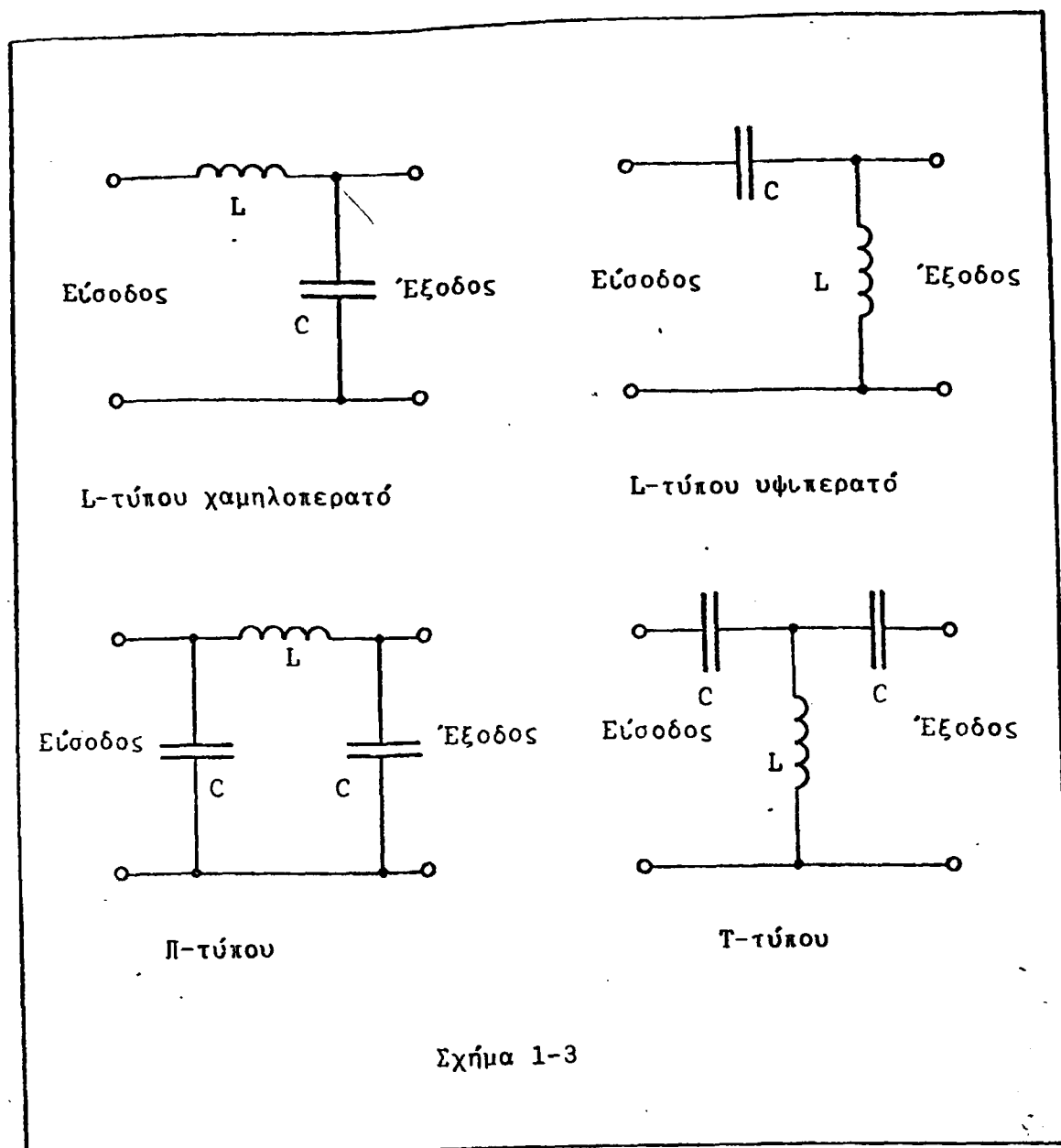
Αν τώρα ο πυκνωτής συνδεθεί παράλληλα προς την έξοδο της γεννήτριας (σχήμα 1-2.δ), τότε στην έξοδο του κυκλώματος το μέγεθος του σήματος θα ελαττώνεται, όσο αυξάνει η συχνότητα, εφ' όσον στις υψηλές συχνότητες η μικρή αντίσταση του κλάδου AB (κλάδος πυκνωτή) βραχυκυκλώνει ουσιαστικά τα υψηλής συχνότητας σήματα. Δημιουργείται έτσι ένα φίλτρο διελεύσεως υψηλών ή χαμηλών συχνοτήτων αντίστοιχα.

Οποιαδήποτε η δομή των διαφόρων φίλτρων στις εφαρμογές δεν είναι τόσο απλή. Οι χρησιμοποιούμενοι πρακτικά βασικοί συνδυασμοί πηνίων και πυκνωτών - και οι αντίστοιχοι τύποι φίλτρων - φαίνονται στο σχήμα 1-3 και είναι οι εξής:

- α) Φίλτρο τύπου L με ένα πηνίο και έναν πυκνωτή· είναι χαμηλοπερατό ή υπερπερατό ανάλογα με τη διάταξη των στοιχείων του.
- β) Φίλτρο τύπου Π με ένα πηνίο και δύο πυκνωτές· είναι χαμηλοπερατό.
- γ) Φίλτρο τύπου T με ένα πηνίο και δύο πυκνωτές επίσης· είναι υπερπερατό.

Όπως εύκολα φαίνεται, η ονοματολογία των βασικών αυτών φίλτρων προέρχεται από τη γεωμετρική δομή του αντίστοιχου γραμμικού τους κυκλώματος. Εκτός βέβαια από τους βασικούς αυτούς τύπους υπάρχουν και άλλα φίλτρα, που η δομή και δράση τους στηρίζεται σε συνδυασμούς ή παραλλαγές των βασικών. Έτσι π.χ. στο σχήμα 1-4.α δίνεται ένα χαμηλοπερατό φίλτρο επαναληπτικού L και στο σχήμα 1-4.β ένα υπερπερατό φίλτρο επαναληπτικού L.

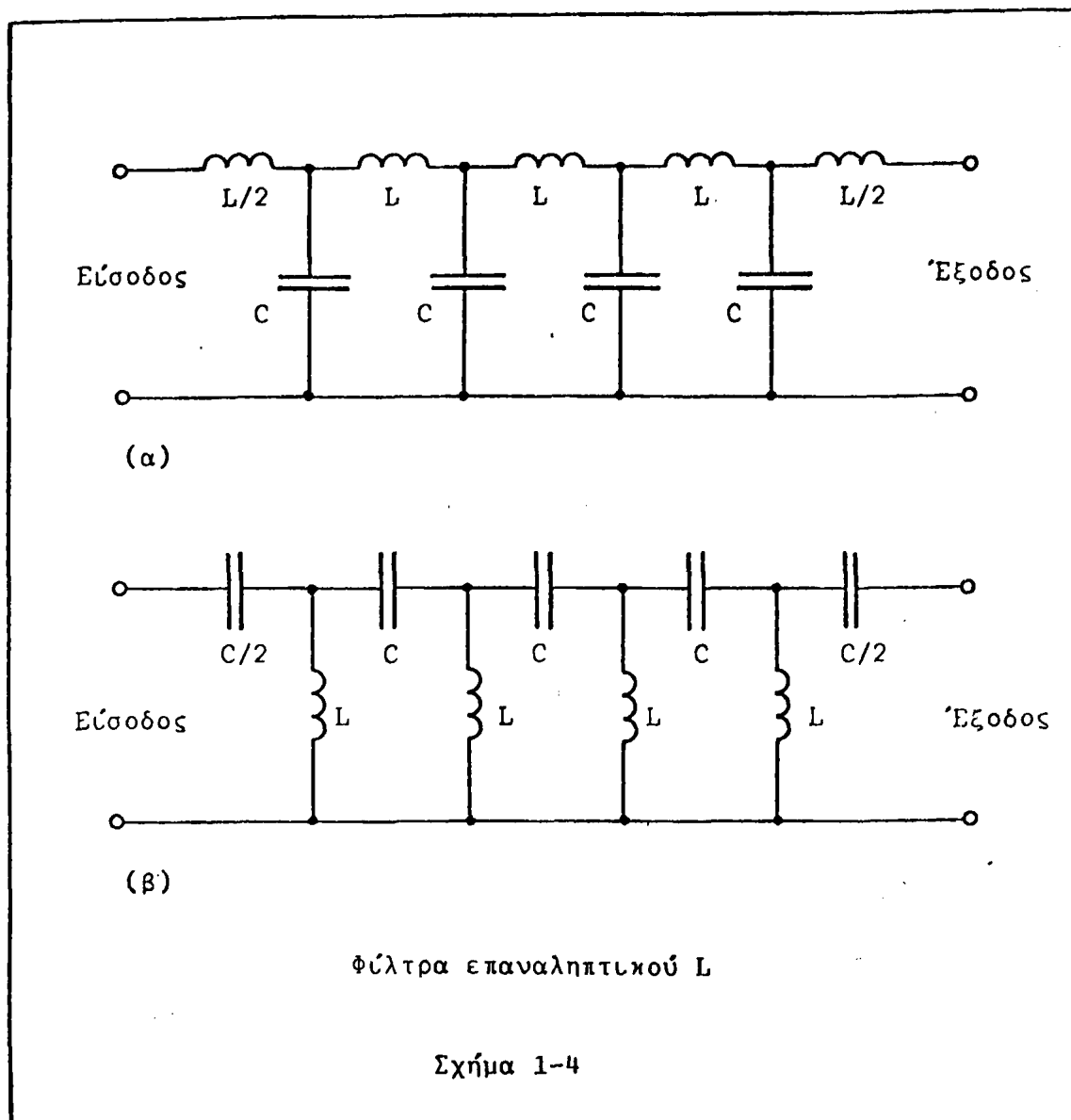




Τα βασικά μειονεκτήματα των φίλτρων κοινού σχεδιασμού είναι τα εξής:
 α) Η μεταβολή της απολαβής στη συχνότητα αποκοπής δεν είναι αρκετά απότομη και β) Η απολαβή στην περιοχή των διερχομένων συχνοτήτων δεν είναι σταθερή, αλλά μεταβάλλεται σημαντικά με δυσάρεστα γενικά αποτελέσματα για τις συνεργαζόμενες με το φίλτρο διατάξεις.

Στο σχήμα 1-5 δίνεται ένα ιδιότυπου σχεδιασμού χαμηλοπερατό φίλτρο με βελτιωμένα τα παραπάνω μειονεκτήματα και στο σχήμα 1-6 ένα ζωνοαποφρακτικό φίλτρο (φίλτρο απορρίψεως ζώνης συχνοτήτων). Τέλος στο σχήμα 1-7 δίνεται ένα ειδικού σχεδιασμού φίλτρο αιχμής και η καμπύλη αποκρίσεώς του. Ο τελευταίος αυτός τύπος φίλτρου ονομάζεται φίλτρο γεφυρωμένου T.

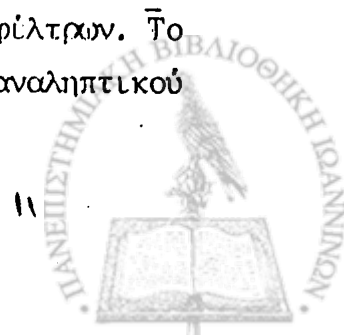


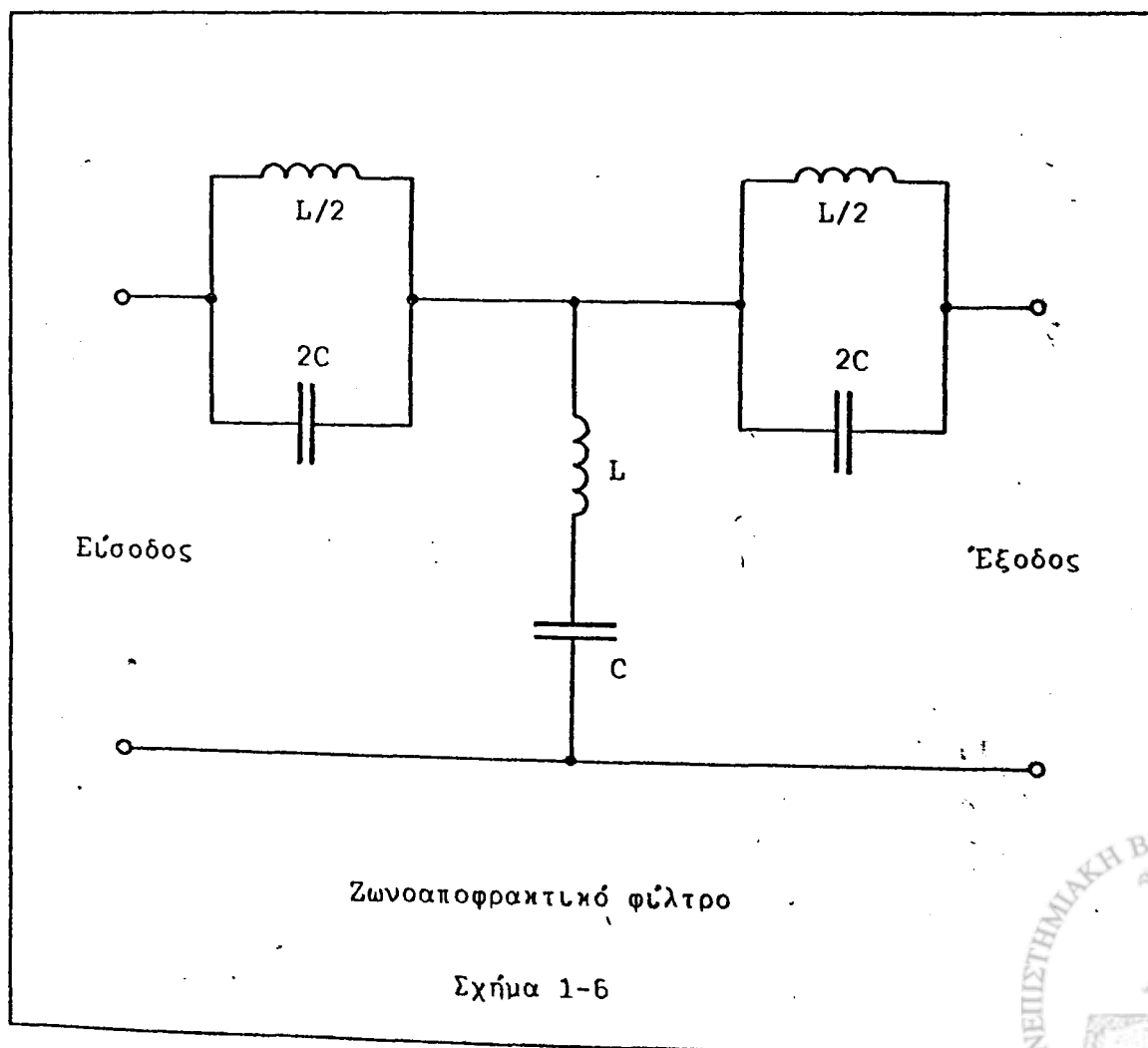
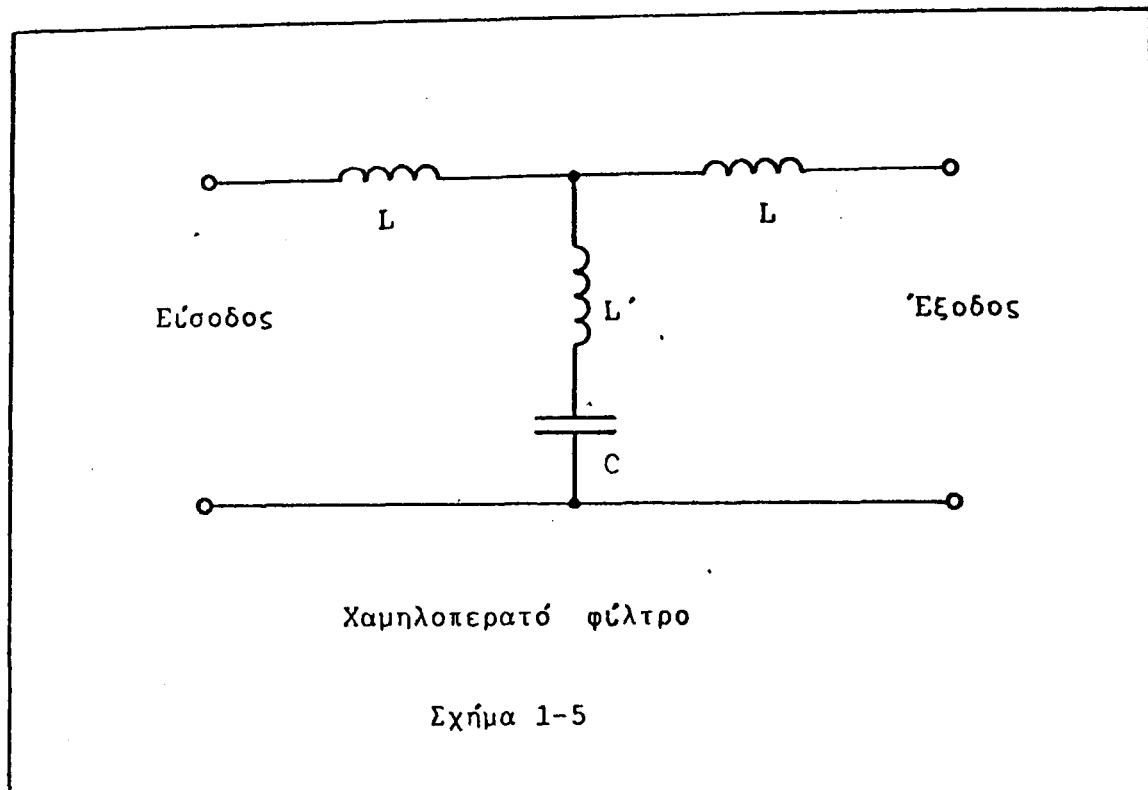


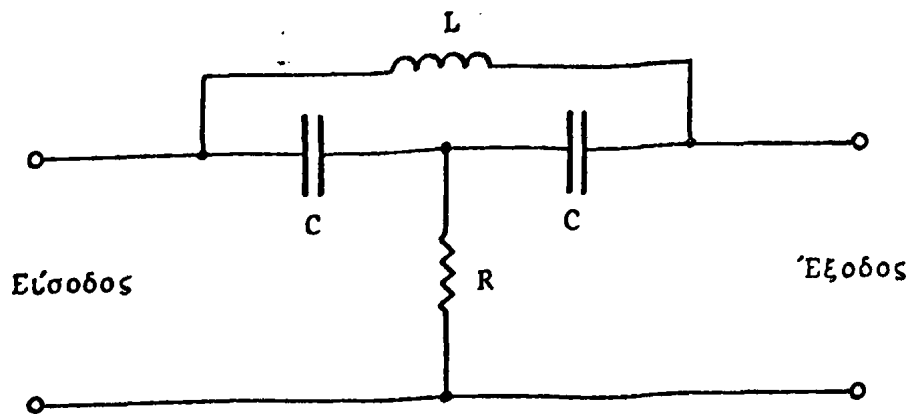
Υπολογισμοί φίλτρων

Οι υπολογισμοί των φίλτρων -μεγέθη χωρητικότητων, αυτεπαγωγών, συχνότητων αποκοπής κλπ - γίνεται με τη βοήθεια των κανόνων και μεθόδων μελέτης κυκλωμάτων, που περιλαμβάνουν και στοιχεία μιγαδικής αντιστάσεως. Είναι ευνόητο, ότι σε φίλτρα ειδικού σχεδιασμού οι υπολογισμοί αυτοί είναι συχνά επίπονοι και πολλές φορές χρησιμοποιούνται ειδικά τεχνάσματα, εμπειρικοί τύποι ή και αριθμητικές μέθοδοι. Η λογική αρχή όμως είναι η ίδια.

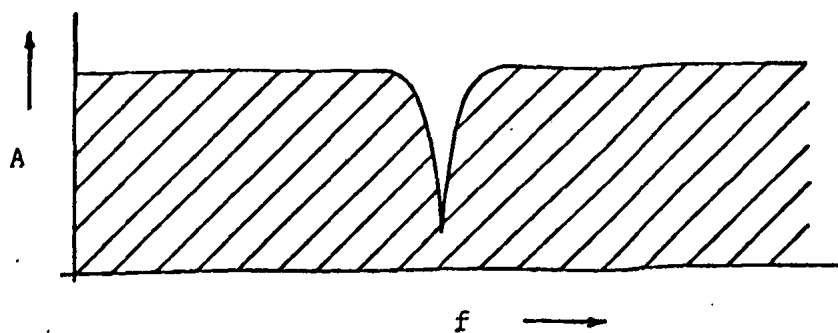
Παρακάτω δίνονται δύο τυπικά παραδείγματα υπολογισμού φίλτρων. Το ένα αφορά σε στοιχειώδες φίλτρο RC και το δεύτερο σε φίλτρο επαναληπτικού L .







α) Φίλτρο αλχημής



β) Καμπύλη αποκρίσεως

Σχήμα 1-7

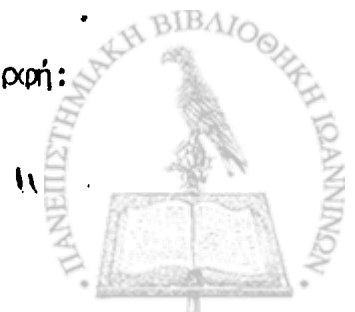
Στοιχειώδες φίλτρο RC

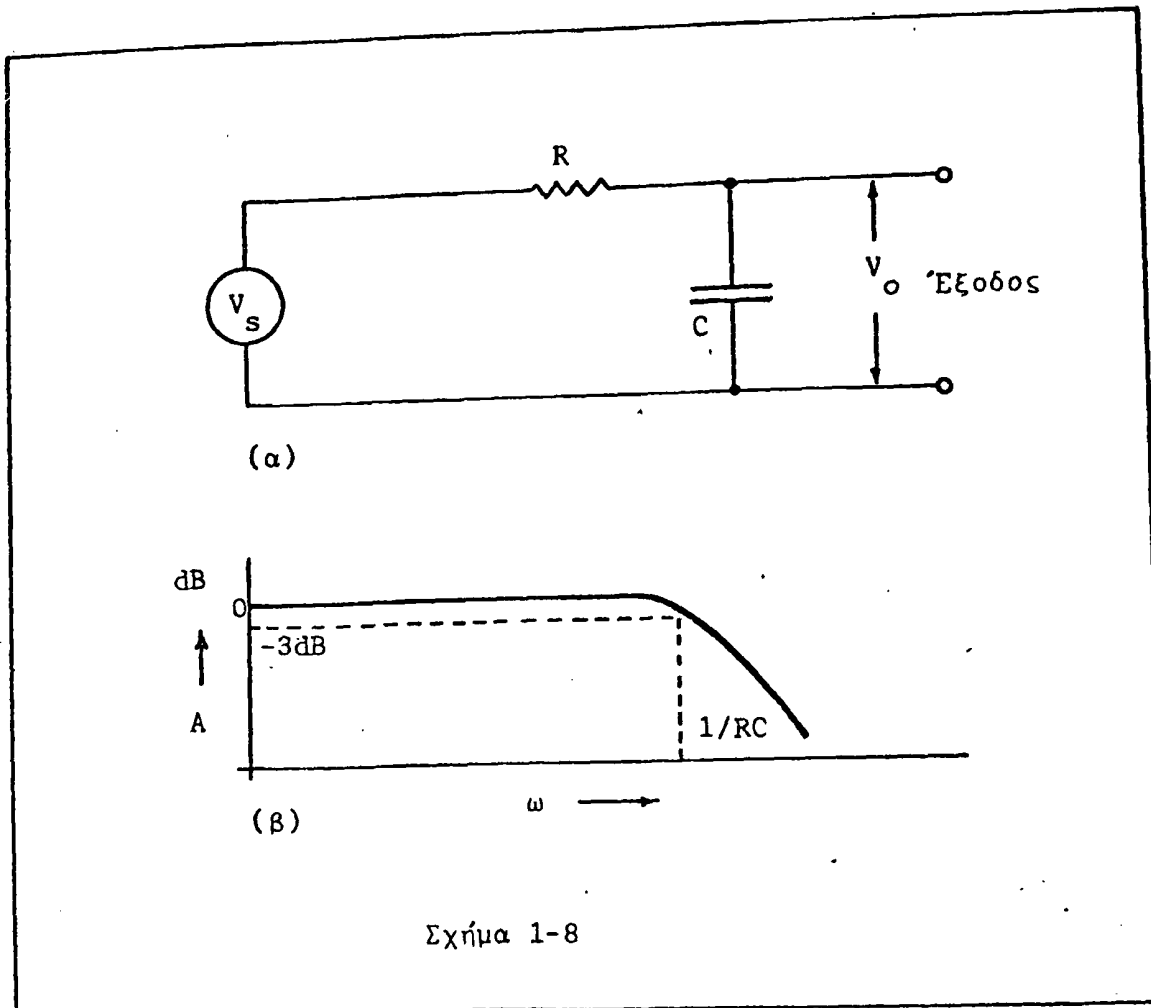
Έστω το φίλτρο του σχήματος 1-8.α. Η τάση εξόδου (διερχόμενο σήμα) εμφανίζεται στα άκρα του πυκνωτή· άρα θα έχει τη γενική μορφή:

$$V_o = i \cdot X_c = i / j\omega C$$

ενώ η τάση της γεννήτριας (εισερχόμενο σήμα) έχει τη γενική μορφή:

$$V_s = i \cdot Z = i \cdot (R + 1/j\omega C)$$





Σχήμα 1-8

Η απολαβή τάσης λοιπόν του φίλτρου θα είναι:

$$A' = V_o/V_s = (i/j\omega C)/i \cdot (R + 1/j\omega C)$$

$$A' = 1/(1 + jRC\omega)$$

Αυτό που ενδιαφέρει πρακτικά είναι το μέτρο της απολαβής:

$$A = 1/\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2} = 1/\sqrt{1 + 4\pi^2 R^2 C^2 f^2} \quad (1)$$

το οποίο, όπως φαίνεται από τη σχέση (1) εξαρτάται από τη συχνότητα του σήματος. Η γραφική παράσταση αυτής ακριβώς της εξαρτήσεως αποτελεί την καμπύλη αποκρίσεως του φίλτρου, που φαίνεται και στο σχήμα 1-8.β.

Μια πρόχειρη διερεύνηση της σχέσης 1 δείχνει ότι:

Για $\omega = 0$ η απολαβή γίνεται: $A = 1/\sqrt{1+0} = 1$ και

για $\omega \rightarrow \infty$ η απολαβή γίνεται: $A \rightarrow 1/\sqrt{1+\infty} = 0$

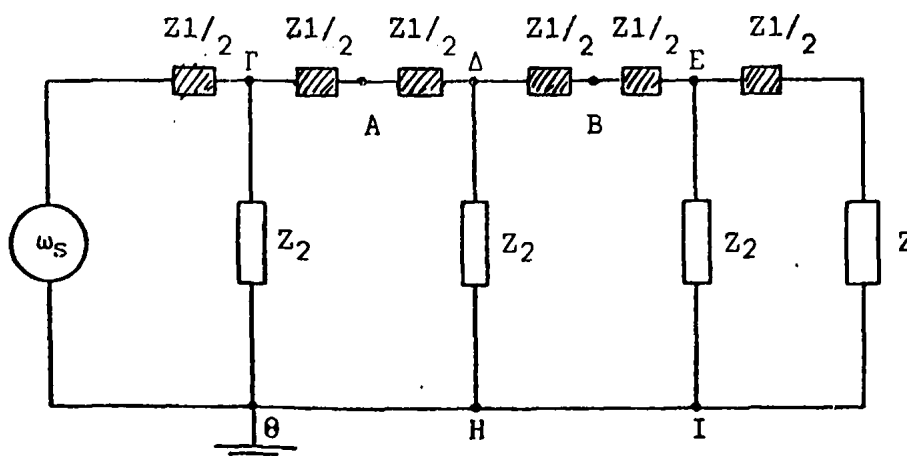


άρα το φίλτρο είναι χαμηλόπερατό, όπως και από τα προηγούμενα γνωρίζουμε.
Η συχνότητα αποκοπής του υπολογίζεται ως εξής:

$$\begin{aligned}
 A_c &= -3\text{dB} \leadsto A_{vc} = 0.707 = \frac{2}{2} \leadsto \\
 &\leadsto \frac{1}{\sqrt{1+4\pi^2 R^2 C^2 f_c^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \leadsto 1 + 4\pi^2 R^2 C^2 f_c^2 = 2 \leadsto \\
 &\leadsto 4\pi^2 R^2 C^2 f_c^2 = 1 \leadsto 2\pi RC f_c = 1 \leadsto \\
 &\leadsto f_c = \frac{1}{2\pi RC}
 \end{aligned}$$

Φίλτρο επαναληπτικού L

Έστω μια γεννήτρια σήματος και ένας αποδέκτης με σύνθετη αντίσταση Z (σχήμα 1-9). Μεταξύ της γεννήτριας (είσοδος φίλτρου) και του αποδέκτη (έξοδος φίλτρου) παρεμβάλλεται ένας αριθμός παθητικών στοιχείων, που αποτελούν το φίλτρο.



Γενικό κύκλωμα επαναληπτικού φίλτρου

Σχήμα 1-9



Μια πρώτη απαίτηση για το παρεμβαλλόμενο αυτό σύνολο παθητικών στοιχείων είναι να μην επηρεάζει την ολική αντίσταση φόρτου του κυκλώματος (της γεννήτριας), ώστε να μην δημιουργεί πρόσθετα προβλήματα προσαρμογής αντιστάσεων. Αυτό σημαίνει ουσιαστικά, ότι ολόκληρο το σύστημα μετά τη γεννήτρια - δηλαδή φόρτος και φίλτρο - πρέπει να έχει σύνθετη αντίσταση Z . Απαίτηση επίσης είναι το φίλτρο να αποτελείται από η όμοιες μονάδες, ώστε να μπορεί να επιταθεί το αποτέλεσμα της μιας (επαναληπτικό φίλτρο), αλλά ο συγκεκριμένος αριθμός τους να μην επηρεάζει την ολική αντίσταση. Δηλαδή η ολική σύνθετη αντίσταση του κυκλώματος να έχει τιμή Z ανεξάρτητα από τον αριθμό των όμοιων παρεμβαλλομένων στοιχείων.

Είναι προφανές, ότι τα παρεμβαλλόμενα παθητικά στοιχεία, που συγκροτούν το φίλτρο, δεν θα μπορούσαν να διαταχθούν σε σειρά, διότι τότε η ολική σύνθετη αντίσταση του κυκλώματος θα αύξανε διαρκώς, αλλά ούτε και παράλληλα, διότι τότε η ολική σύνθετη αντίσταση θα ελαττωνόταν διαρκώς. Απομένει λοιπόν αναγκαστικά η διάταξη, που φαίνεται στο σχήμα 1-9. Από το σχήμα αυτό φαίνεται, ότι η βασική δομική επαναληπτική ομάδα αποτελείται από ένα στοιχείο σύνθετης αντιστάσεως Z_1 , που συνδέεται σε σειρά με τον φόρτο Z , και από ένα στοιχείο σύνθετης αντιστάσεως Z_2 , που συνδέεται παράλληλα προς τον φόρτο Z και μάλιστα στο μέσον της Z_1 .

Αν οι δύο απαιτήσεις, που προαναφέρθηκαν, εφαρμοσθούν στο κύκλωμα του σχήματος 1-9, συνάγεται τελικά, ότι η αντίσταση του τμήματος μετά το σημείο Β -προς τα δεξιά του - πρέπει να ισούται προς Z . Η αντίσταση όμως αυτή είναι:

$$\frac{Z_1}{2} + \frac{Z_2(Z + Z_1/2)}{Z + Z_2 + Z_1/2}$$

Θα πρέπει λοιπόν να ισχύει ότι:

$$Z = \frac{Z_1}{2} + \frac{Z_2(Z + Z_1/2)}{Z + Z_2 + Z_1/2} \quad \leadsto$$

$$\leadsto Z = Z_1 \cdot Z_2 + Z_1^2 / 4 \quad (2)$$

Είναι προφανές τώρα, ότι, αν ισχύει η σχέση (2), τότε και το τμήμα του κυκλώματος μετά -προς τα δεξιά - το σημείο Α θα έχει επίσης σύνθετη αντίστα-



ση Z .

Μια άλλη απαίτηση για το παρεμβαλλόμενο κύκλωμα του φίλτρου είναι να μην επηρεάζει το ποσό της μεταφερόμενης στον τελικό φόρτο ισχύος, δηλαδή να μην καταναλώνει ισχύ. Για να συμβαίνει αυτό πρέπει το πλάτος της εντάσεως του ρεύματος στην είσοδο και έξοδο κάθε στοιχείου (συνδυασμού Z_1 , Z_2) να είναι το ίδιο, έστω και αν μεταξύ των δύο αυτών εντάσεων υπάρχει κάποια διαφορά φάσης. Έστω λοιπόν I_1 το ρεύμα στο τμήμα ΓΔ του αγωγού και I_2 το ρεύμα στο τμήμα ΔΕ του αγωγού. Τα ρεύματα αυτά είναι αντίστοιχα, το ρεύμα εισόδου και εξόδου σε ένα στοιχείο του επαναληπτικού φίλτρου. Έστω επίσης V_1 η τάση μεταξύ του σημείου Γ και της γης και V_2 η τάση μεταξύ του σημείου Δ και της γης. Υπενθυμίζουμε στο σημείο αυτό, ότι λόγω της σχέσης (2) η ολική σύνθετη αντίσταση του τμήματος του κυκλώματος προς τα δεξιά κάθε κόμβου επαναλήψεως - όπως οι κόμβοι Γ και Δ - είναι σταθερή και ανεξάρτητη από τον αριθμό των βαθμίδων επαναλήψεως, που έπονται. Έστω λοιπόν η ολική αυτή σύνθετη αντίσταση Z' . Πρέπει τότε να ισχύει ότι:

$$Z' = \frac{V_1}{I_1} \quad \text{και} \quad Z' = \frac{V_2}{I_2} \quad \leadsto$$

$$\leadsto \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_2}{I_2} \quad (3)$$

Για τον αγωγό ΓΔ ισχύει επίσης ότι:

$$V_1 - V_2 = Z_1 \cdot I_1 \quad (4)$$

ενώ στον αγωγό ΔΗ η τάση V_1 προκαλεί ένα ρεύμα:

$$I = I_1 - I_2 = \frac{V_1}{Z_2} \quad (5)$$

Από τις εξισώσεις (3), (4) και (5) απαλείφουμε τα V_1 και V_2 και προκύπτει η σχέση:

$$\left(\frac{I_1}{I_2} \right)^2 - 2 \cdot \left(1 + \frac{Z_1}{2Z_2} \right) \cdot \frac{I_1}{I_2} + 1 = 0 \quad (6)$$

Εφ' όσον προϋποθέσαμε την απαίτηση για ισότητα των πλατών εντάσεως των ρευμάτων I_1 και I_2 , μπορεί να γραφεί η εξίσωση:



$$I_1 = I_2 \cdot (\alpha + j\beta) \quad \text{με} \quad \alpha^2 + \beta^2 = 1$$

Ο λόγος λοιπόν I_1/I_2 θα ισούται προς:

$$I_1/I_2 = \alpha + j\beta$$

οπότε η εξίσωση (6) παίρνει τη μορφή:

$$(\alpha + j\beta)^2 - 2(1 + Z_1/2Z_2) \cdot (\alpha + j\beta) + 1 = 0 \quad \leadsto$$

$$\leadsto \alpha^2 - \beta^2 + 2j\alpha\beta - 2\alpha(1 + Z_1/2Z_2) - 2j\beta(1 + Z_1/2Z_2) + 1 = 0$$

Πρέπει βέβαια να μηδενίζεται τόσο το πραγματικό όσο και το φανταστικό μέρος της παραστάσεως· άρα:

$$\alpha^2 - \beta^2 - 2\alpha(1 + Z_1/2Z_2) + 1 = 0 \quad (7)$$

$$\text{και} \quad 2\alpha\beta - 2\beta(1 + Z_1/2Z_2) = 0 \quad (8)$$

Λύνοντας την (8) ως προς α προκύπτει ότι:

$$\alpha = 1 + Z_1/2Z_2$$

Αντικαθιστώντας την τιμή αυτή του α στην (7) και λύνοντας ως προς β λαμβάνουμε ότι:

$$\beta = \sqrt{-Z_1/Z_2 - Z_1^2/4Z_2^2}$$

Η διαφορά φάσης τώρα μεταξύ των I_1 και I_2 είναι μια κάποια γωνία φ και το συνημίτονό της ικανοποιεί προφανώς τη συνθήκη:

$$-1 \leq \cos\varphi \leq 1$$

Το συνημίτονο όμως αυτό ισούται προς:

$$\cos\varphi = \alpha / \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}$$



Άρα ισχύει διαδοχικά ότι:

$$-1 \leq \alpha / \sqrt{\alpha^2 + \beta^2} \leq 1 \quad \leadsto$$

$$\leadsto -1 \leq (1 + Z_1/2Z_2) / \sqrt{1 + Z_1^2/4Z_2^2 + Z_1/Z_2 - Z_1^2/Z_2^2 - Z_1^2/4Z_2^2} \leq 1 \quad \leadsto$$

$$\leadsto -1 \leq 1 + Z_1/2Z_2 \leq 1 \quad \leadsto$$

$$\leadsto 1 + Z_1/2Z_2 \leq 1 \quad \leadsto Z_1/2Z_2 \leq 0$$

$$\text{και} \quad 1 + Z_1/2Z_2 \geq -1 \quad \leadsto Z_1/2Z_2 \geq -2$$

Οι δύο τελευταίες ανισοϋσότητες συνοψίζονται στην:

$$-2 \leq Z_1/2Z_2 \leq 0 \quad \leadsto$$

$$\leadsto -1 \leq Z_1/4Z_2 \leq 0 \quad (9)$$

Η διπλή αυτή ανισοϋσότητα εκφράζει τη συνθήκη, που πρέπει να ισχύει για τις σύνθετες αντιστάσεις των παθητικών στοιχείων του φίλτρου, ώστε το σήμα να διέρχεται από αυτό χωρίς εξασθένηση.

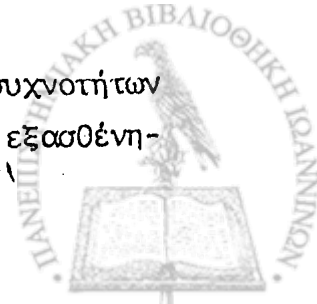
Μια πρόχειρη διερεύνηση με βάση τη συνθήκη (9) δίνει τα εξής συμπεράσματα:

α) Αν το Z_1 και Z_2 είναι μιγαδικές αντιστάσεις του ιδίου τύπου - πράγμα που σημαίνει, ότι και τα δύο παθητικά στοιχεία είναι χωρητικότητες ή αυτεπαγωγές - ο λόγος $Z_1/4Z_2$ είναι πάντοτε θετικός αριθμός και έτσι η συνθήκη (9) δεν ικανοποιείται ποτέ. Συνεπώς το διερχόμενο από το φίλτρο σήμα υφίσταται εξασθένηση ανεξάρτητα από τη συχνότητά του.

β) Αν το Z_1 και Z_2 είναι μιγαδικές αντιστάσεις διαφορετικού τύπου, δηλαδή η μια χωρητική και η άλλη επαγωγική, τότε ο λόγος $Z_1/4Z_2$ είναι πάντοτε αρνητικός αριθμός και διακρίνουμε δυο περιπτώσεις:

1) Να ισχύει ότι $Z_1/4Z_2 \geq -1$, οπότε δεν υπάρχει εξασθένηση του σήματος και η αντίστοιχη περιοχή συχνοτήτων φθάνει αναλλοίωτη στην έξοδο του φίλτρου, ή

2) Να ισχύει ότι $Z_1/4Z_2 < -1$, οπότε η αντίστοιχη περιοχή συχνοτήτων ουσιαστικά αποκόπτεται και δεν φθάνει στην έξοδο, επειδή υπάρχει εξασθένη-



ση του σήματος.

Σαν εφαρμογή των παραπάνω υπολογίζουμε τη συχνότητα αποκοπής του χαμηλοπερατού φίλτρου επαναληπτικού L του σχήματος 1-4.α.

Για τις μιγαδικές αντιστάσεις Z_1 και Z_2 ισχύει ότι:

$$Z_1 = j\omega L \quad \text{και} \quad Z_2 = j/\omega C$$

Η συνθήκη (9) λοιπόν γράφεται ως εξής:

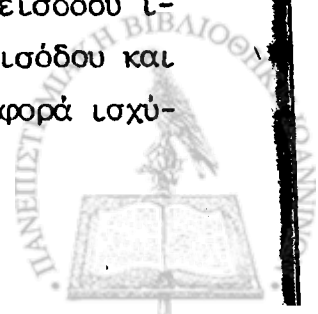
$$\begin{aligned} -1 \leq j\omega L / (-4j/\omega C) \leq 0 & \leadsto \\ \leadsto -1 \leq -\omega^2 LC/4 \leq 0 & \quad (10) \end{aligned}$$

Η δεξιά ανισοϋσότητα είναι τετριμμένη, επειδή κάθε όρος του γινομένου $\omega^2 LC$ είναι πραγματικός και θετικός - ειδικά το ω^2 μη αρνητικό - αριθμός και το γινόμενο έχει πρόσημο (-)· ισχύει συνεπώς για κάθε συχνότητα. Η αριστερή ανισοϋσότητα γράφεται:

$$\begin{aligned} -1 \leq -\omega^2 LC/4 & \leadsto \omega^2 LC \leq 4 \leadsto \\ \leadsto \omega \leq 2/\sqrt{LC} & \leadsto 2\pi f \leq 2/\sqrt{LC} \leadsto \\ \leadsto f_c \leq 1/\pi\sqrt{LC} & \end{aligned}$$

Άρα το φίλτρο είναι χαμηλοπερατό και επιτρέπει τη διέλευση συχνοτήτων (σημάτων με συχνότητα) μικροτέρων ή ίσων από την $1/\pi\sqrt{LC}$.

Τελειώνοντας τη σύντομη αυτή αναφορά στα φίλτρα είναι σκόπιμο να υπενθυμίσουμε, ότι τα πραγματικά παθητικά φίλτρα είναι μη ιδανικά ηλεκτρονικά κυκλώματα, τα οποία προκαλούν εξασθένηση σε οποιοδήποτε σήμα διαβιβάζουν, έστω και αν η εξασθένηση αυτή διαφοροποιείται κατά περιοχή συχνοτήτων. Είναι επίσης απαραίτητο η πηγή, από την οποία δέχονται το σήμα, και ο φόρτος, στον οποίον το αποδίδουν, να έχουν αντιστάσεις εξόδου και εισόδου ίσες αντίστοιχα - ή τουλάχιστον συμβιβαστές - με τις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου του φίλτρου, ώστε να επιτυγχάνεται η μέγιστη δυνατή μεταφορά ισχύος προς και από το φίλτρο.



Απαραίτητες γνώσεις.

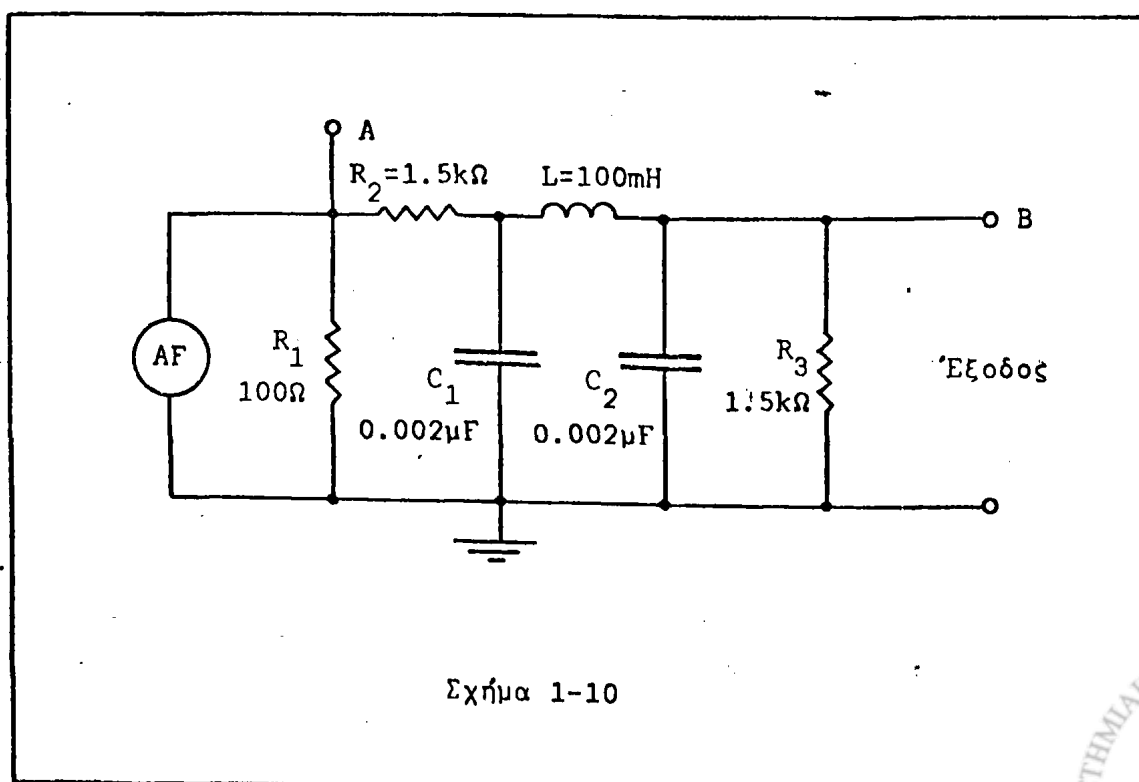
Δ.Μ.Μηλιώτη: Ηλεκτρονικά κυκλώματα και εφαρμογές τους, σελ. 62-81.

Χρησιμοποιούμενα όργανα

1. Γεννήτρια συχνοτήτων
2. Παλμογράφος
3. Πηνίο $L=100\text{ mH}$
4. Πυκνωτές: $0.002\mu\text{F}$ (2), $0.022\mu\text{F}$ (2)
5. Αντιστάσεις: $100\Omega-1\text{W}$, $150\Omega-1\text{W}$, $1.5\text{k}\Omega-1\text{W}$ (2), $3.3\text{k}\Omega-1\text{W}$ (2), $4.7\text{k}\Omega-1\text{W}$.

Πειραματικό μέρος

1. Συνδεσμολογείστε το κύκλωμα του σχήματος 1-10. Το κύκλωμα αυτό είναι ένα Π-τύπου φίλτρο διελεύσεως χαμηλών συχνοτήτων.
2. Μετρώντας με τον παλμογράφο μεταξύ του σημείου A και της γης ρυθ-



μίστε την τάση εξόδου της γεννήτριας στην τιμή

$$V_s = 1000 \text{ mV}_{p-p}$$

Η τιμή αυτή διατηρείται σταθερή για όλες τις μετρήσεις και πρέπει να επιβεβαιώνεται σε κάθε αλλαγή συχνότητας.

3. Λάβετε μετρήσεις για τη χάραξη της καμπύλης αποκρίσεως του φίλτρου. Έξοδος του φίλτρου θεωρούνται τα άκρα B και γη. Καταχωρείστε τα αποτελέσματα των μετρήσεων στον παρακάτω πίνακα και χαράξτε την καμπύλη: $A(\text{dB}) = \sigma(f)$. Σχολιάστε τη μορφή της· είναι ικανοποιητική;

Χαμηλοπερατό φίλτρο Π							
f kHz	V _{out} mV _{p-p}	A _v	A _v dB	f kHz	V _{out} mV _{p-p}	A _v	A _v dB
0.1				50			
5				60			
10				70			
20				80			
30				90			
40				100			

4. Ποιά είναι η συχνότητα αποκοπής, που προκύπτει από την καμπύλη; Συγκρίνετέ την με την τιμή, που προκύπτει από θεωρητικό υπολογισμό.

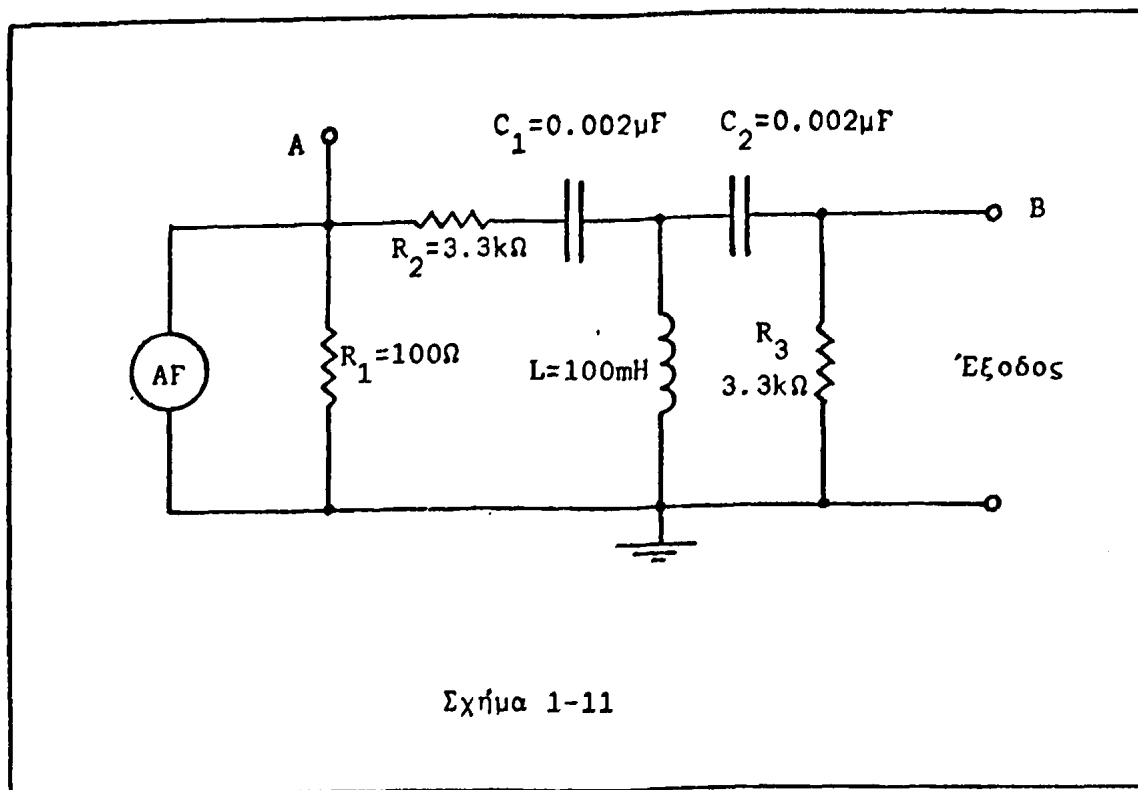
f _{σπειρ} =	kHz	f _{cθεωρ.} =	kHz
----------------------	-----	-----------------------	-----

5. Συνδεδσμολογείστε το κύκλωμα του σχήματος 1-11. Το κύκλωμα αυτό είναι ένα T-τύπου φίλτρο διελεύσεως υψηλών συχνοτήτων.

6. Μετρώντας με τον παλμογράφο μεταξύ του σημείου A και της γης ρυθμίστε την τάση εξόδου της γεννήτριας στην τιμή

$$V_s = 1000 \text{ mV}_{p-p}$$



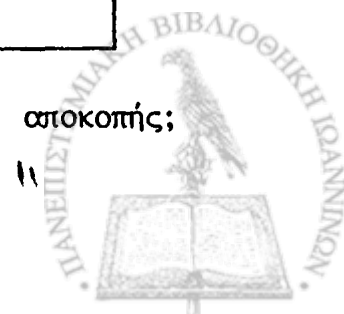


Η τιμή αυτή διατηρείται σταθερή για όλες τις μετρήσεις και πρέπει να ελέγχεται σε κάθε αλλαγή συχνότητας.

7. Λάβετε μετρήσεις για τη χάραξη της καμπύλης αποκρίσεως του φίλτρου. Έξοδος του φίλτρου θεωρούνται τα σημεία B και γη. Καταχωρείστε τα αποτελέσματα των μετρήσεων στον παρακάτω πίνακα και χαράξτε την καμπύλη: $A(\text{dB}) = \sigma(f)$. Σχολιάστε τη μορφή της· είναι ικανοποιητική;

Υψηλερατό φίλτρο T							
f kHz	V_{out} mVp-p	A_v	A_v dB	f kHz	V_{out} mVp-p	A_v	A_v dB
100				50			
90				40			
80				30			
70				20			
60				10			

8. Ποιά είναι η προκύπτουσα από την καμπύλη αυτή συχνότητα αποκοπής;



Συγκρίνετέ την με την τιμή, που προκύπτει από θεωρητικό υπολογισμό.

$f_{\text{cπειρ}} =$	kHz	$f_{\text{cθεωρ.}} =$	kHz
----------------------	-----	-----------------------	-----

Ερωτήσεις

1. Ποιός είναι ο σκοπός των αντιστάσεων R_1 και R_3 στο κύκλωμα του σχήματος 1-10;
2. Υπολογίστε τη συχνότητα αποκοπής για ένα χαμηλοπερατό και ένα υψηλοπερατό υποτυπώδες φίλτρο RL.
3. Αναφέρετε τρεις τουλάχιστον περιπτώσεις, που η χρησιμοποίηση ενός φίλτρου είναι αναγκαία. Προτιμείστε περιπτώσεις χρήσης διαφορετικών φίλτρων.
4. Γιατί γενικά στο σχεδιασμό φίλτρων αποφεύγεται η χρησιμοποίηση ωμικών στοιχείων;
5. Υπολογίστε τη συχνότητα αποκοπής ενός φίλτρου τύπου επαναληπτικού L υψηλοπερατού.



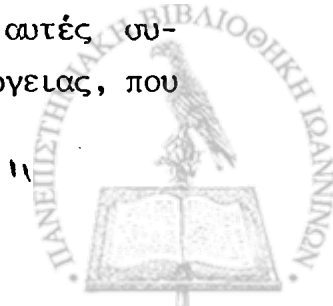
Α Σ Κ Η Σ Η 2Φ Ω Τ Ο Ε Κ Π Ε Μ Π Ο Υ Σ Α Κ Ρ Υ Σ Τ Α Λ Λ Ο Δ Ι Ο Δ Ο ΣΕισαγωγή

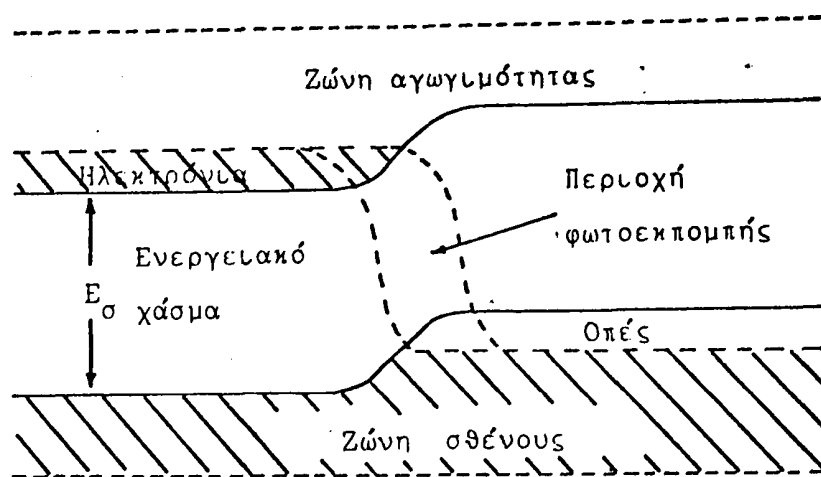
Είναι γνωστό από προηγούμενη άσκηση (Τόμος Α' - Άσκηση 14 - Φωτοηλεκτρικές διατάξεις), ότι υπάρχουν κρυσταλλοδιόδοι ευαίσθητες στη φωτεινή ροή και μάλιστα σε μήκη κύματος της ορατής περιοχής και παραπλήσια. Εκτός όμως από τις φωτοδιόδους αυτές, οι οποίες μετατρέπουν τις μεταβολές της φωτεινής ροής, που προσπίπτει πάνω τους, σε μεταβολές του ρεύματος, που τις διαρρέει, υπάρχουν και οι αντίστροφες διατάξεις - επίσης κρυσταλλοδιόδοι -, που μετατρέπουν ένα μέρος της ηλεκτρικής ισχύος, που δέχονται (καταναλώνουν) σε φωτεινή ροή, που φασματικά ανήκει στην περιοχή του ορατού και της γειτονίας του. Οι κρυσταλλοδιόδοι αυτές ονομάζονται φωτοεκπέμπουσες κρυσταλλοδιόδοι, αλλά διεθνώς είναι γνωστές με τα αρχικά LED από τον αντίστοιχο αγγλικό όρο "Light Emitting Diodes". Γι' αυτό και στα επόμενα θα αναφέρονται με τον όρο αυτό.

Η θεωρητική μελέτη της φωτοεκπομπής ενός LED απαιτεί αρκετές γνώσεις Φυσικής Στερεάς Καταστάσεως. Για το λόγο αυτό δίνουμε παρακάτω μια απλοποιημένη περιγραφή του θέματος.

Σε κάθε ημιαγωγό υλικό υπάρχουν κατά τα γνωστά η ζώνη σθένους και η ζώνη αγωγιμότητας, που χωρίζονται από το ενεργειακό χάσμα E_g (σχήμα 2-1). Στο ενεργειακό χάσμα αποκλείεται η ύπαρξη ελευθέρων φορέων. Αντ' αυτών διακαίολογείται η ύπαρξη δεσμευμένων φορέων, οι οποίοι καταλαμβάνουν ωρισμένες ειδικές επιτρεπόμενες στάθμες, που ονομάζονται γενικά παγίδες (traps).

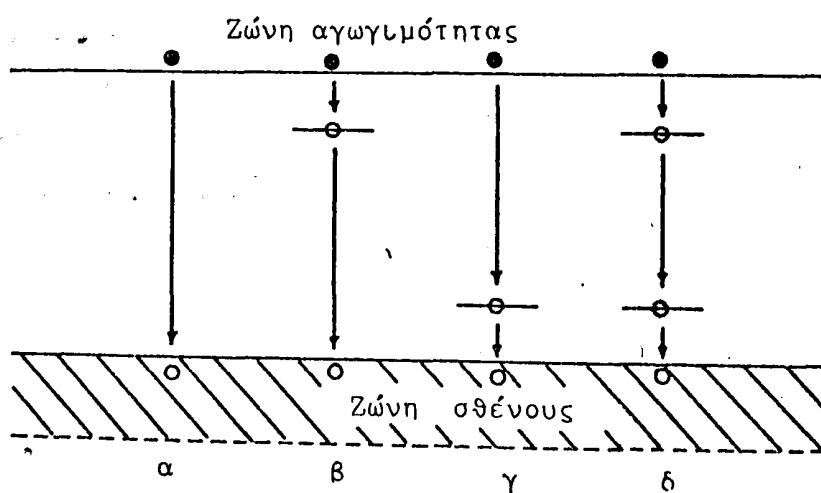
Στην περιοχή επαφής - απογυμνώσεως - της κρυσταλλοδιόδου συμβαίνει διάχυση των φορέων από τη μια περιοχή του ημιαγωγού στην άλλη και συγκεκριμένα από τον n-τύπο προς τον p-τύπο διαχέονται ηλεκτρόνια και αντίστροφα διαχέονται οπές. Αυτό σημαίνει, ότι τα ηλεκτρόνια π.χ. μόλις βρεθούν στο p-τύπου τμήμα αποτελούν φορείς μειονότητας και επανασυνδέονται ταχύτατα με τις οπές, που αποτελούν εκεί φορείς πλειονότητας. Οι επανασυνδέσεις αυτές συνοδεύονται αναγκαστικά, όπως θα δούμε αμέσως, από έκλυση ενέργειας, που





Ενεργειακό διάγραμμα κρυσταλλοδιόδου

Σχήμα 2-1



Μηχανισμοί μετάπτωσης ηλεκτρονίων

Σχήμα 2-2



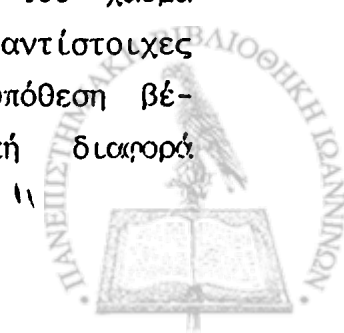
μπορεί να είναι και φως (φωτόνια). Αυτό σημαίνει, ότι, αν η κρυσταλλοδίοδος φωτοεκπέμπει, θα εκπέμπει το μέγιστο - αν όχι το σύνολο - της φωτεινής ροής από την περιοχή απογυμνώσεως.

Ας δούμε όμως, τί συμβαίνει από άποψη ενεργειακών μεταβάσεων (transitions) των φορέων. Στο σχήμα 2-2 δίνεται το ενεργειακό διάγραμμα μιας επαφής p-n, στο οποίο έχει αγνοηθεί η κλίση των ενεργειακών σταθμών και ζωνών, μια και η θεώρησή της δεν είναι κεφαλαιώδης για το στάδιο αυτό της συζητήσεως, και υποδεικνύονται οι βασικές μεταβάσεις, που μπορεί να πραγματοποιήσει ένα ηλεκτρόνιο, ώστε να επανασυνδεθεί με μια οπή. Πρέπει να σημειωθεί ότι κάθε μετάβαση από μια ενεργειακή κατάσταση σε μια άλλη, για να γίνει πρέπει να υπακούει στους κανόνες επιλογής, διότι υπάρχουν και σταθμες με κάποια ενεργειακή διαφορά, μεταξύ των οποίων δεν γίνονται μεταβάσεις λόγω ακριβώς των κανόνων επιλογής. Αυτές οι τελευταίες λέγονται μη ακτινοβολώδεις (non-radiative). Η επανασύνδεση λοιπόν αυτή, που ενεργειακά ισοδυναμεί με ελάττωση της ενέργειας του ηλεκτρονίου, μπορεί να συμβεί είτε απ'ευθείας - όπως στην περίπτωση (α) του σχήματος - είτε μέσω μιας ή περισσότερων διαδοχικών μεταβάσεων προς και από ενεργειακές στάθμες παγίδων - όπως στις περιπτώσεις (β), (γ) και (δ) του σχήματος. Σε κάθε μία από τις παγίδες το ηλεκτρόνιο μπορεί να παραμείνει για μικρό ή μεγαλύτερο χρονικό διάστημα, που εξαρτάται από τη φύση των παγίδων και τη θερμοκρασία. Η ενέργεια, που αποβάλλει το ηλεκτρόνιο σε κάθε μετάβαση, μπορεί να απελευθερωθεί και υπό μορφή φωτονίου. Συνάγεται λοιπόν, ότι θεωρητικά τουλάχιστον υπάρχουν δύο τρόποι να επιτύχει κανείς την εκπομπή φωτός κατά την επανασύνδεση. Ο ένας τρόπος είναι η επιλογή ημιαγωγού με κατάλληλο ενεργειακό χάσμα E_G , έτσι ώστε το μήκος κύματος του εκπεμπόμενου φωτονίου, που σχετίζεται με το ενεργειακό χάσμα με τη σχέση:

$$E_G = h \cdot \nu = h \cdot c / \lambda$$

$$\lambda = h \cdot c / E_G$$

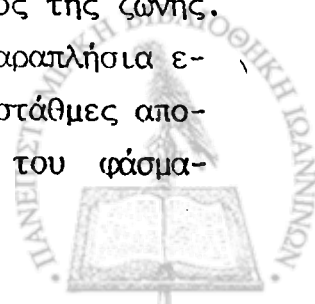
να ανήκει στην περιοχή μηκών κύματος του ορατού. Ο άλλος τρόπος είναι η επιλογή τυχόντος ημιαγωγού και δημιουργία μέσα στο ενεργειακό του χάσμα ενεργειακών σταθμών - παγίδων κατάλληλα διαταγμένων, ώστε οι αντίστοιχες μεταβάσεις να απελευθερώνουν φωτόνια του ορατού φάσματος. Προϋπόθεση βέβαια εδώ είναι το ενεργειακό χάσμα να αντιπροσωπεύει ενεργειακή διαφορά



μεγαλύτερη από την ενέργεια ενός φωτονίου της ορατής περιοχής. Στην πράξη χρησιμοποιούνται και οι δύο μέθοδοι.

Απομένει βέβαια σαν πρόβλημα το γεγονός, ότι πρέπει να βρεθεί τρόπος από όλες τις δυνατές διαδικασίες μεταβάσεως, που μπορούν να υπάρξουν σε ένα συγκεκριμένο ημιαγωγό, να ευνοούνται εκείνες, οι οποίες έχουν σαν αποτέλεσμα εκπομπή φωτονίων στο ορατό και όχι απελευθέρωση ενέργειας υπό μορφή π.χ. θερμότητας ή φωτονίων ακατάλληλου μήκους κύματος. Για την περαιτέρω συζήτηση του θέματος αυτού είναι απαραίτητη η γνώση της διαφοράς των ημιαγωγών αμέσου χάσματος (direct-gap semiconductors) και των ημιαγωγών εμμέσου χάσματος (indirect-gap semiconductors). Χωρίς να αναφερθούμε σε διαγράμματα του χώρου των ορμών, παρατηρούμε μόνον, ότι στους ημιαγωγούς της πρώτης κατηγορίας ο μεγαλύτερος αριθμός μεταβάσεων συνοδεύεται από διατήρηση της ορμής του ηλεκτρονίου, άρα μπορεί να πραγματοποιηθεί με απλή έκλυση ενός φωτονίου, ενώ στους ημιαγωγούς της δεύτερης κατηγορίας ο μεγαλύτερος αριθμός μεταβάσεων συνοδεύεται από μεταβολή της ορμής του ηλεκτρονίου και κατά συνέπεια για να πραγματοποιηθεί απαιτεί την παρουσία ενός τρίτου σωματίου - εκτός από το ηλεκτρόνιο και το φυτόνιο - ώστε να μπορεί να ικανοποιηθεί και η αρχή διατηρήσεως της ορμής. Το σωματίο αυτό είναι συνήθως φωνόνιο (photon) και απάγει ενέργεια υπό μορφή ταλαντώσεων πλέγματος, δηλαδή θερμότητας. Κατά συνέπεια κατά τη μετάβαση αυτή δεν εκπέμπεται ορατό φυτόνιο. Παραδείγματα ημιαγωγών αμέσου χάσματος είναι το αρσενικούχο γάλλιο (GaAs) και το αντιμονιούχο ίνδιο (InSb), ενώ παραδείγματα ημιαγωγών εμμέσου χάσματος είναι το πυρίτιο (Si), το γερμάνιο (Ge) και το ενδογενές φωσφορούχο γάλλιο (GaP), τα οποία και δεν φωτοεκπέμπουν.

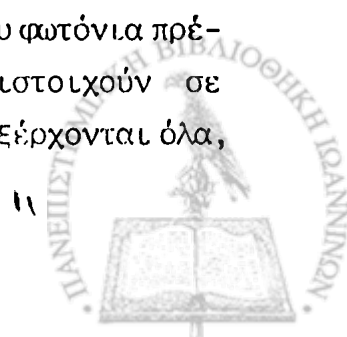
Από τη συζήτηση, που προηγήθηκε, είναι προφανές, ότι το φως, που θα εκπέμπεται από μία LED, θα αποτελείται από φωτόνια της ίδιας ενέργειας, άρα και του ίδιου μήκους κύματος. Το φως λοιπόν πρέπει να είναι μονοχρωματικό. Στην πράξη όμως το φως αυτό είναι περίπου μονοχρωματικό, παρουσιάζει δηλαδή μια αισθητή διασπορά γύρω από μια κεντρική συχνότητα. Κύριος λόγος για το γεγονός αυτό είναι, ότι τα ηλεκτρόνια της ζώνης αγωγιμότητας - όπως και οι οπές της ζώνης σθένους - δεν βρίσκονται όλα ενεργειακά τοποθετημένα αυστηρά στο χείλος της ζώνης, αλλά παρουσιάζουν μια ενεργειακή διασπορά της τάξης του kT πάνω - ή κάτω αντίστοιχα - από το χείλος της ζώνης. Υπάρχει άλλωστε πάντα και η δυνατότητα εκπομπής φωτονίων με παραπλήσια ενέργεια, που προέρχονται από μεταβάσεις ηλεκτρονίων προς τις στάθμες αποδεκτών ή από τις στάθμες δοτών. Γενικά πάντως τα μήκη κύματος του φάσμα-

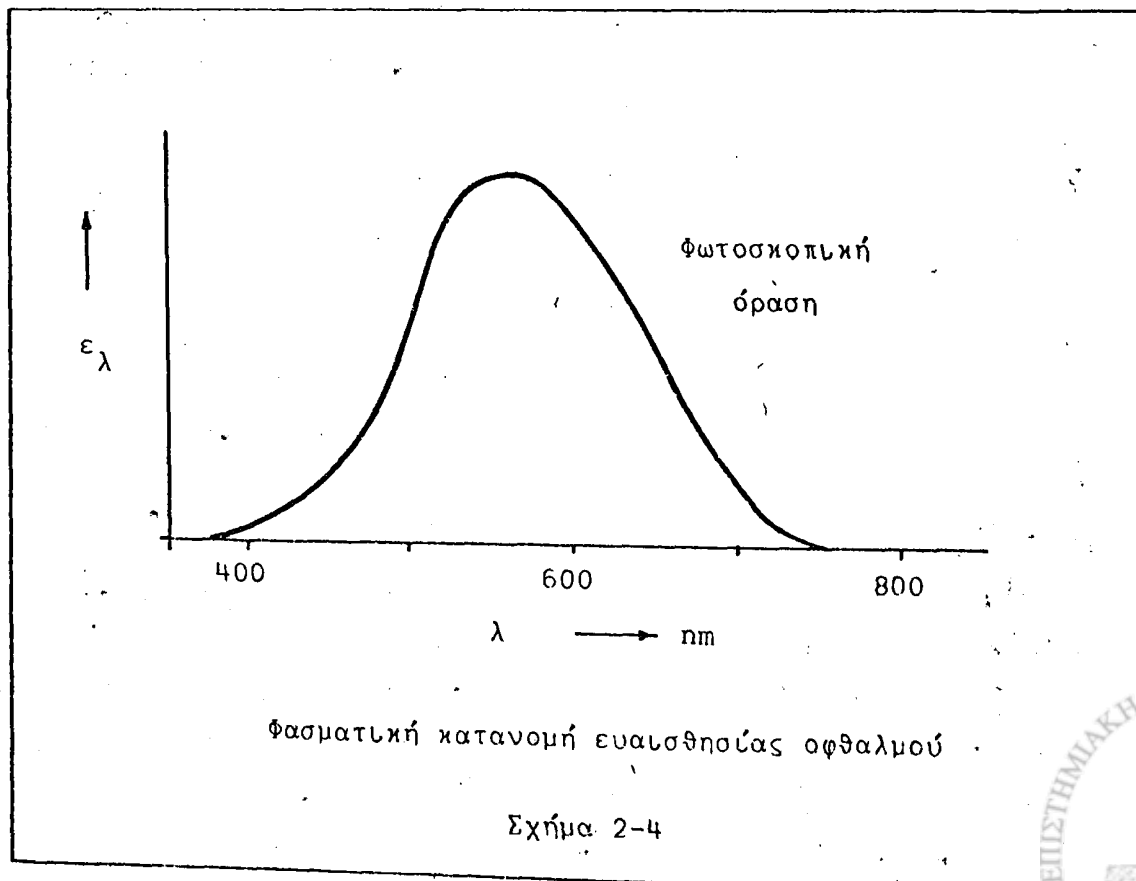
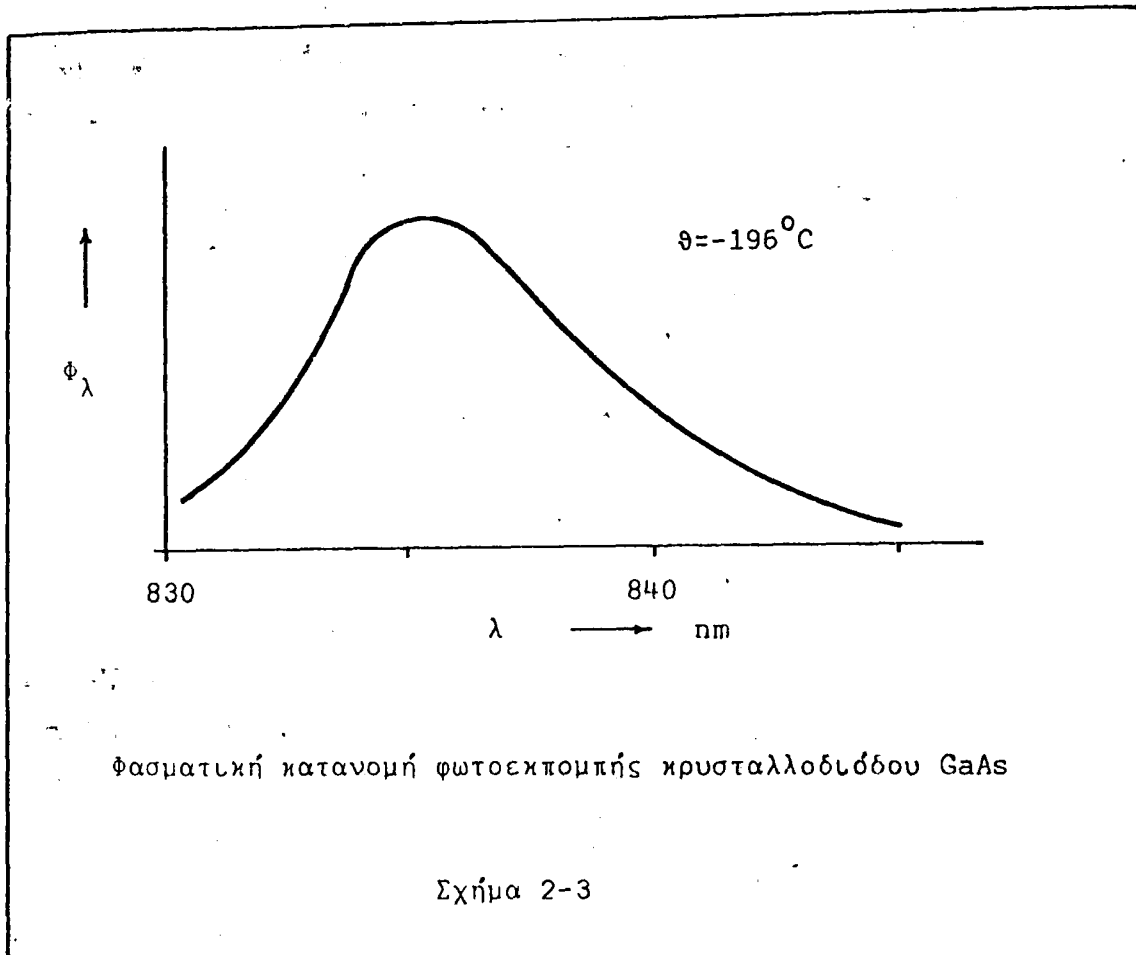


τος του εκπεμπομένου φωτός - άρα και το χρώμα του - συνδέονται στενά με το ενεργειακό μέγεθος του χάσματος ή της αντίστοιχης μεταβάσεως. Το ενεργειακό χάσμα όμως εκτός από χαρακτηριστικό της φύσης του ημιαγωγού είναι και συνάρτηση της θερμοκρασίας του. Έτσι π.χ. για το GaAs το μέγιστο φωτοεκπομπής σε θερμοκρασία δωματίου παρατηρείται σε μήκος κύματος 910 nm, ενώ σε θερμοκρασία υγρού αζώτου (-196°C) σε μήκος κύματος 835 nm. Ελαττώνεται δηλαδή το μήκος κύματος - άρα αυξάνει το ενεργειακό χάσμα -, ενώ παράλληλα περιορίζεται και η θερμική διασπορά εκπομπής, δηλαδή το φως γίνεται μονοχρωματικότερο (ο όρος έχει φυσική σημασία), επειδή ελαττώνεται το kT. Βέβαια για το GaAs η φωτοεκπομπή είναι περιορισμένης σημασίας, επειδή ανήκει στην περιοχή του υπέρυθρου. Στο σχήμα 2-3 δίνεται σαν παράδειγμα η φασματική κατανομή "φωτός", που εκπέμπει κρυσταλλοδίodos GaAs σε θερμοκρασία υγρού αζώτου.

Προκειμένου να εκπέμπεται φως στο ορατό, πρέπει να χρησιμοποιηθούν ημιαγωγοί με ενεργειακό χάσμα μεγαλύτερο από 1.5 eV (για το GaAs $E_g = 1.37$ eV). Τέτοιος ημιαγωγός είναι π.χ. το φακφορούχο γάλλιο (GaP), που το ενεργειακό του χάσμα είναι 2.25 eV. Στον ημιαγωγό αυτόν, αν προστεθούν προσμίξεις ψευδαργύρου (Zn) και οξυγόνου (O) δημιουργείται μια στάθμη παγίδων, που η αντίστοιχη ηλεκτρονική μετάβαση έχει ενεργειακή διαφορά 1.7 eV, και κατά συνέπεια τα εκπεμπόμενα φωτόνια ανήκουν στην περιοχή του ερυθρού. Στον ίδιο ημιαγωγό, αν αντί Zn και O προστεθεί πρόσμιξη αζώτου (N), δημιουργείται στο ενεργειακό του χάσμα μια άλλη στάθμη παγίδων, που η αντίστοιχη ηλεκτρονική μετάβαση προκαλεί εκπομπή φωτονίου στην περιοχή του πρασίνου. Μεγάλο επίσης πρακτικό ενδιαφέρον για την κατασκευή LED's παρουσιάζει η οικογένεια ημιαγωγών με το γενικό τύπο $\text{GaAs}_x\text{P}_{1-x}$ (τριαδικοί ημιαγωγοί), που ουσιαστικά αποτελούν στερεά διαλύματα των GaAs και GaP σε διαφορετικές - καθοριζόμενες από το x - κατά περίπτωση αναλογίες. Στους ημιαγωγούς αυτούς προστίθεται σαν πρόσμιξη επίσης άζωτο με ανάλογη δράση, όπως στο καθαρό GaP. Το ενεργειακό χάσμα στα στερεά αυτά διαλύματα ποικίλει ανάλογα με την τιμή του x (η οποία πρακτικά μπορεί να φθάσει μέχρι το 0.36) αυξάνοντας, όσο αυξάνει το ποσοστό του φακφόρου, δηλαδή όσο μικραίνει το x . Αντίστοιχα το μήκος κύματος των εκπεμπομένων φωτονίων μεταβάλλεται από το ερυθρό προς το πράσινο.

Τα παραγόμενα κατά τις επανακυνδέσεις οποιουδήποτε τύπου φωτόνια πρέπει τελικά να εξέλθουν από την κρυσταλλοδίοδο, ώστε να αντιστοιχούν σε πραγματική εκπομπή φωτός από τη διάταξη. Δυστυχώς όμως δεν εξέρχονται όλα,

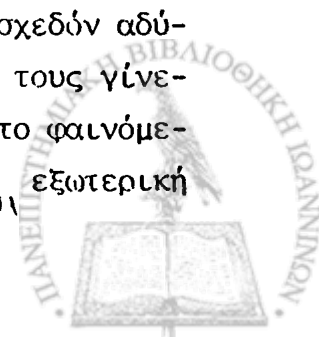




γεγονός, που σημαίνει ότι μόνο ένα ποσοστό του ολικά παραγόμενου φωτός εκπέμπεται από τη LED. Τα βασικά αίτια γι' αυτό είναι δύο: α) Η επαναπορρόφηση των παραγομένων φωτονίων από τον ίδιο τον ημιαγωγό και τα υλικά περικαλύψεως και συγκρατήσεως (περίβλημα) και β) Η ανάκλαση του φωτός ολική και μερική στη διαχωριστική επιφάνεια κατά την έξοδό του στον αέρα.

Πράγματι τα φωτόνια, που παράγονται κατά τις επανασυνδέσεις, κατά την πορεία τους από την περιοχή απογυμνώσεως μέχρι να εξέλθουν από την κρυσταλλοδιόδο, έχουν μεγάλη πιθανότητα να επαναπορροαηθούν από τον ημιαγωγό, του οποίου άλλωστε το ενεργειακό χάσμα είναι κατάλληλο για μια τέτοια απορρόφηση, επειδή ισούται με την ενέργεια του εκλυόμενου φωτονίου. Παράλληλα βέβαια υπάρχει και η πιθανότητα απορροφήσεως από τα υλικά περικαλύψεως της κρυσταλλοδιόδου, παρ' όλο που αυτά επιλέγονται έτσι, ώστε να είναι κατά το δυνατόν διαφανή για τα μήκη κύματος των εκλυόμενων φωτονίων. Τελευταία στις LED τριαδικών ημιαγωγών ($\text{GaAs}_x\text{P}_{1-x}$) χρησιμοποιείται μια ιδιότυπη τεχνική για τον περιορισμό της ενδοαπορροφήσεως. Συγκεκριμένα στα τμήματα της κρυσταλλοδιόδου, που είναι σε κάποια απόσταση από την περιοχή απογυμνώσεως και στα οποία κατά συνέπεια δεν συμβαίνουν επανασυνδέσεις, αλλά μόνον απορρόφηση, αυξάνουν το ποσοστό του φασκρόρου. Αυξάνει έτσι το εύρος του ενεργειακού χάσματος με αποτέλεσμα να μην μπορούν πλέον στις περιοχές αυτές να απορροαηθούν φωτόνια, μια και η ενέργεια τους δεν επαρκεί πλέον για την ανύψωση ηλεκτρονίου από τη ζώνη σθένους στη ζώνη αγωγιμότητας ή στην αντίστοιχη στάθμη παγίδας.

Το ποσοστό όμως των εξερχομένων φωτονίων μειώνεται και λόγω της ανακλάσεως στην επιφάνεια της διατάξεως προς τον αέρα (εξωτερικό περιβάλλον). Η ανάκλαση αυτή συμβαίνει, επειδή ο δείκτης διαθλάσεως των υλικών περικαλύψεως είναι πάντοτε μεγαλύτερος από τη μονάδα (δείκτης διαθλάσεως του αέρα) και κατά τα γνωστά στη διαχωριστική επιφάνεια δύο μέσων με διαφορετικό δείκτη διαθλάσεως συμβαίνει εκτός από διάθλαση και ανάκλαση. Μάλιστα για τη συγκεκριμένη περίπτωση, που η μετάβαση του φωτονίου γίνεται προς το οπτικά αραιότερο μέσο, μετά από μια ωρισμένη τιμή της γωνίας προσπτώσεως συμβαίνει το φαινόμενο της ολικής ανακλάσεως και τα φωτόνια επιστρέφουν καθ' ολοκληρίαν - τουλάχιστον σε πρώτη θεωρητική προσέγγιση - στο εσωτερικό της διατάξεως. Είναι ευνόητο δε, ότι όσα φωτόνια ανακλασθούν είναι σχεδόν αδύνατο στη συνέχεια να εξέλθουν, επειδή η πιθανότητα απορροφήσεώς τους γίνεται πλέον σχεδόν βεβαιότητα. Προκειμένου λοιπόν να περιορισθεί το φαινόμενο αυτό γενικά και η ολική ανάκλαση ειδικότερα, διαμορφώνεται η εξωτερική



επιφάνεια της LED σε σχήμα ημιοφαιρικό ή θολωειδές, ώστε οι γωνίες προσπτώσεως του φωτός να είναι για όλες τις διευθύνσεις κάθετες σχεδόν στην επιφάνεια.

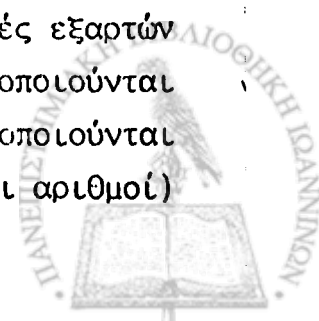
Ικκ' όλα αυτά η μείωση του εξερχόμενου φωτός λόγω των παραπάνω δύο αιτίων είναι πολύ μεγάλη. Έτσι π.χ. ενώ ο ενδογενής συντελεστής αποδόσεως (intrinsic coefficient) - δηλαδή ο συντελεστής που εκφράζει ποιο ποσοστό της δαπανώμενης στην κρυσταλλοδίοδο ηλεκτρικής ισχύος μετατρέπεται σε φωτεινή ροή - είναι για μια LED GaAs 15%, ο συντελεστής αποδόσεως - που εκφράζει το λόγο της εξερχόμενης φωτεινής ροής προς τη δαπανώμενη ηλεκτρική ισχύ - είναι μόλις 1%.

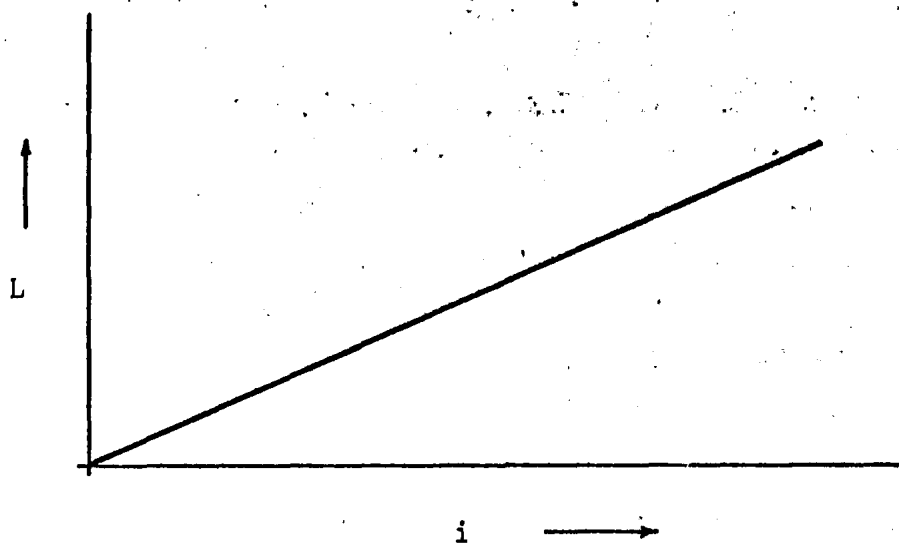
Το τελικό οπτικό αποτέλεσμα, που προκαλεί μια LED, δηλαδή το πόσο λαμπρή φαίνεται ή πόσο ικανοποιητική είναι σαν ορατή φωτεινή πηγή, δεν εξαρτάται μόνο από το συντελεστή αποδόσεως (για δεδομένη ηλεκτρική ισχύ), αλλά και από το μήκος κύματος του εκπεμπόμενου φωτός, επειδή η ευαισθησία του οφθαλμού δεν είναι ίδια για όλα τα μήκη κύματος, αλλά παρουσιάζει μια κατανομή με μέγιστο στα 555 nm (σχήμα 2-4) για φωτοσκοπική όραση. Έτσι μια LED από GaP:Zn, O, που εκπέμπει στο ερυθρό και έχει απόδοση 2%, φαίνεται λιγότερο λαμπρή από μια LED από GaP:N, που εκπέμπει στο πράσινο και έχει απόδοση 1%.

Όσον αφορά τώρα στα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά μιας LED έχουμε να παρατηρήσουμε τα εξής: Γενικά συμπεριφέρεται όπως μια συνήθους κρυσταλλοδίοδος με ωρισμένες βέβαια ιδιαιτερότητες, όπως το ότι έχει γενικά πολύ χαμηλές τάσεις Zener. Αυτό σημαίνει, ότι, αν πολωθεί ανάστροφα, καταστρέφεται πολύ εύκολα. Έχει επίσης πολύ μεγάλες - συγκριτικά με άλλες κρυσταλλοδιόδους - τάσεις κατωρλίου ορθής πολώσεως (0.8 - 1.2 V).

Όσον αφορά στις συνθήκες λειτουργίας οι LED εργάζονται συνήθως με τάσεις από 1V έως 2V και ρεύματα από 5mA έως 70mA. Η εξάρτηση της λαμπρότητας τους από το ρεύμα, που τις διαρρέει, είναι γραμμική (σχήμα 2-5), κάτι που αναμένεται, εφ' όσον μεγαλύτερο ρεύμα ορθής πολώσεως σημαίνει περισσότερα ηλεκτρόνια στην περιοχή απογυμνώσεως, άρα και περισσότερες ακτινοβολίες επανασυνδέσεις. Σχεδόν γραμμική επίσης μετά το κατώρλιο είναι και η εξάρτηση της λαμπρότητας από την τάση στα άκρα της (σχήμα 2-6).

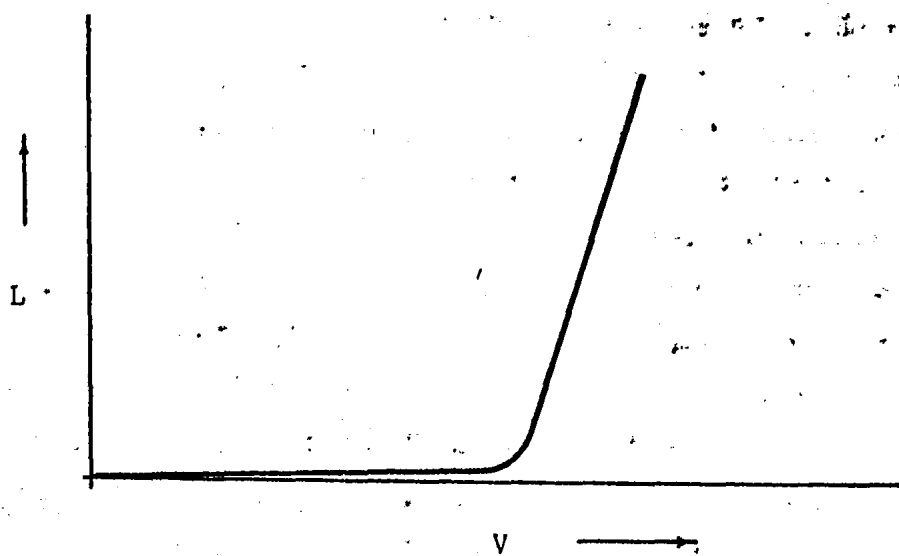
Τώρα όσον αφορά στην εξωτερική μορφή και δομή μιας LED αυτές εξαρτώνται από τη χρήση για την οποία προορίζεται. Έτσι όσες χρησιμοποιούνται σαν ενδεικτικές λυχνίες έχουν σχήμα κυδωνοειδές, ενώ όσες χρησιμοποιούνται για τη συγκρότηση αλφαριθμητικών φωτεινών συμβόλων (γράμματα και αριθμοί)





Εξάρτηση λαμπρότητας LED από το ρεύμα

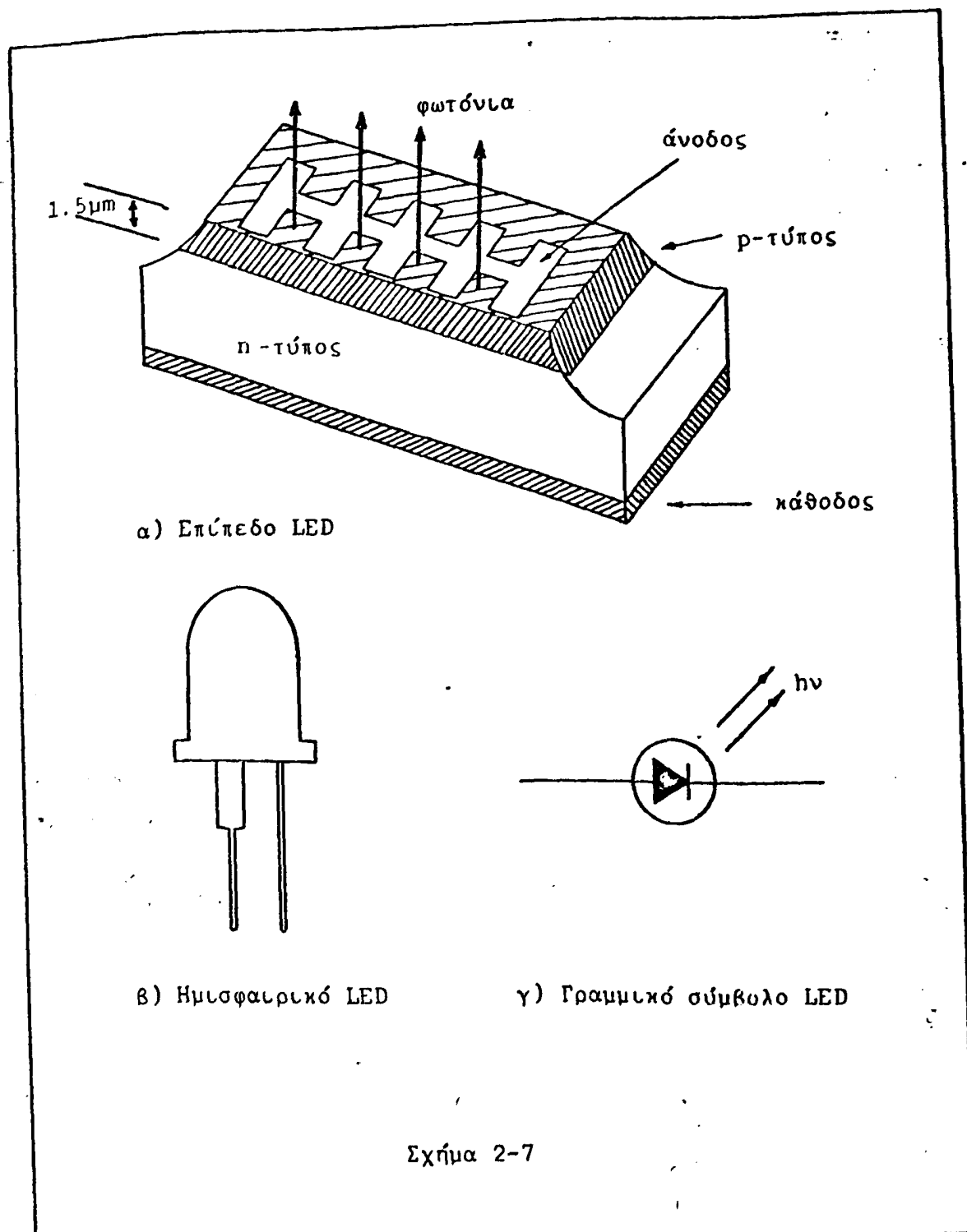
Σχήμα 2-5



Εξάρτηση λαμπρότητας LED από την τάση

Σχήμα 2-6





έχουν επίπεδη μορφή και κατάλληλα διαμορφωμένες ανόδους, ώστε να ομοιογενοποιείται κατά το δυνατόν χωρικά η φωτοεκπομπή (σχήμα 2-7).

Σήμερα οι LED χρησιμοποιούνται ευρύτατα στις εφαρμογές λόγω των πολλών πλεονεκτημάτων τους, που είναι:

- α) Γραμμικότητα στην εξάρτηση της λαμπρότητας από το ρεύμα
- β) Μεγάλη απόδοση



γ) Χαμηλές τάσεις λειτουργίας

δ) Μεγάλη λαμπρότητα (≈ 0.2 Lamberts)

ε) Μεγάλη ταχύτητα αποκρίσεως (γρήγορο άναμμα και σβήσιμο), διότι ο χρόνος αποκρίσεως εξαρτάται από τους χρόνους διαχύσεως φορέων και όχι από φαινόμενα αποψύξεως (θερμικοί λαμπτήρες) ή εκκενώσεως (λαμπτήρες αίγλης).

στ) Μικρός όγκος και βάρος

ζ) Φως μικρού φασματικού εύρους.

η) Καλή κατευθυντικότητα στη χωρική κατανομή φωτός

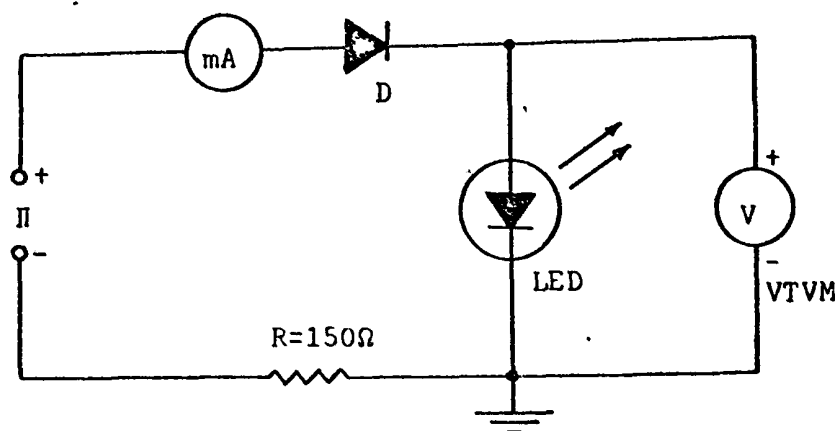
Μερικές τυπικές περιπτώσεις εφαρμογών τους είναι: Ενδεικτικές λυχνίες, φωτεινοί αλφαριθμητικοί πίνακες (displays) οργάνων, οπτική εγγραφή ήχου σε κινηματογραφικά φιλμς, μετάδοση οπτικής ψηφιακής πληροφορίας κλπ. Ίσως όμως η σημαντικότερη εφαρμογή τους δεν έχει ακόμη πραγματοποιηθεί, αλλά επίκειται. Πρόκειται για την έγχρωμη συσκευή τηλεοράσεως, που αντί για τη συμβατική φθορίζουσα οθόνη θα έχει μια μήτρα (matrix), σε κάθε σημείο της οποίας θα υπάρχουν τρεις μικροσκοπικές LED - μια κόκκινη, μια πράσινη και μια μπλέ -, με τις οποίες θα πραγματοποιείται η σύνθεση όλων των χρωμάτων και εικόνων.

Τελειώνοντας αναφέρουμε, ότι ανάλογης με τις LED δομής και αρχής λειτουργίας είναι τα λεγόμενα Laser Στερεάς Καταστάσεως (Solid State Lasers), των οποίων βασικό υλικό είναι πάλι το GaAs. Οι διατάξεις αυτές εκπέμπουν σύμφωνο σχεδόν μονοχρωματικό φως και για την επανασύνδεση των φορέων χρησιμοποιούν διεγείροντα φωτόνια.

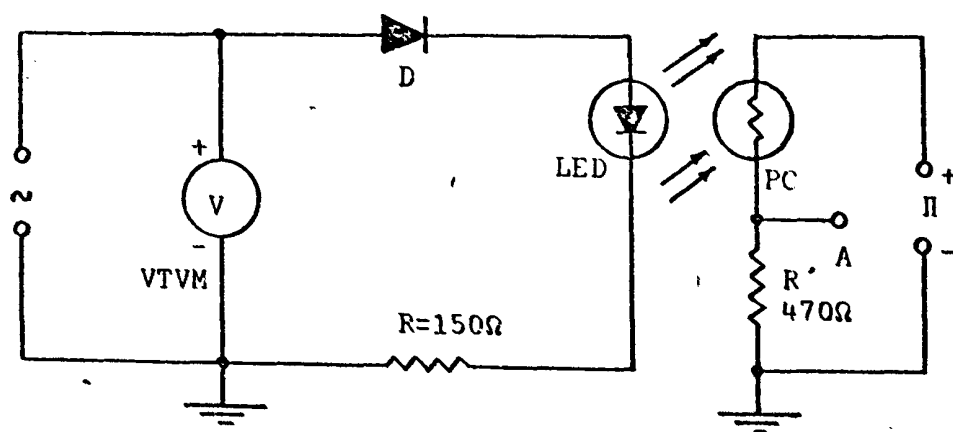
Χρησιμοποιούμενα όργανα

1. Τροφοδοτικό χαμηλής τάσης
2. Τροφοδοτικό υψηλής τάσης
3. Ηλεκτρονικό βολτόμετρο
4. Παλμογράφος
5. Αυτομετασχηματιστής (variac)
6. Πολύμετρο
7. LED (2)
8. Κρυσταλλοδίοδος
9. Φωτοαντίσταση
10. Αντιστάσεις: 150Ω-0.5W, 470Ω-0.5W





Σχήμα 2-8



Σχήμα 2-9

Πειραματικό μέρος

1. Πραγματοποιείτε το κύκλωμα του σχήματος 2-8. Εξηγείτε τη χρησιμότητα της κρυσταλλοδιόδου και της αντιστάσεως.

2. Λάβετε μετρήσεις για τη χάραξη της χαρακτηριστικής τάσης-ρεύματος της LED. Μεταβάλλετε την τάση της πηγής τροφοδοσίας πολύ αργά, επειδή υπάρχει πάντοτε κίνδυνος καταστροφής της LED, αν διέλθει από μέσα της υπερβολικό ρεύμα. Αρχικά μεταβάλλετε την τάση κατά 0.1V και μόλις το μιλλιαμπερόμετρο δείξει την πρώτη μη μηδενική τιμή ρεύματος, σημειώστε την τάση καταφλίου και συνεχίστε αυξάνοντας με βάση τις ενδείξεις του μιλλιαμπερομέτρου πλέον. Μην υπερβείτε σε καμιά περίπτωση τα 50mA. Καταχωρείστε τα αποτελέσματα στον παρακάτω πίνακα και χαράξτε την καμπύλη $i = f(V)$.

	LED 1	LED 2
i mA	V V	V V
5		
10		
15		
20		
25		
30		
35		
40		
45		
50		

$V_{lim} =$ V



3. Για ποιά τιμή ρεύματος παρατηρείτε, ότι αρχίζει η φωτοεκπομπή της LED; Τί συμβαίνει στη λαμπρότητά της, όσο αυξάνει το ρεύμα, που τη διαρρέει; Για τη μέγιστη τιμή ρεύματος (50mA) υπολογίστε την ηλεκτρική ισχύ, που καταναλώνει. Αγγίξτε τη με το χέρι σας. Είναι ζεστή;

$i_o =$	mA	$N_{max} =$	mW
---------	----	-------------	----

4. Αντικαταστήστε τη LED και επαναλάβετε όλες τις παραπάνω μετρήσεις και υπολογισμούς. Τι συμπεράσματα συνάγετε από τη σύγκριση των δύο LED;

5. Συνδεσμολογείτε το κύκλωμα του σχήματος 2-9. Στη θέση της πηγής εναλλασσομένου συνδεσμολογείτε την έξοδο του variac, η είσοδος του οποίου συνδέεται στους ακροδέκτες 12Vac του τροφοδοτικού υψηλής τάσης. Ρυθμίστε την τάση στην τιμή $V_{rms} = 3V$, μετρημένη με το ηλεκτρονικό βολτόμετρο.

6. Φωτοβολεί η LED; Νομίζετε, ότι φωτοβολεί και κατά τις δύο ημιπεριόδους της εναλλασσομένης τάσης;

7. Πλησιάστε κοντά στη LED τη φωτοαντίσταση και συνδεσμολογείτε τον παλμογράφο μεταξύ του σημείου A και της γης. Η πηγή Π ρυθμίζεται σε τάση 3V. Σχεδιάστε την παρατηρούμενη στον παλμογράφο κυματομορφή. Τί παρατηρείτε μετακινώντας τον μεταγωγό DC-AC του παλμογράφου; Εξηγείστε τη μορφή της κυματομορφής και τις παρατηρήσεις σας. Τι συμπεράσματα συνάγετε για την καταλληλότητα της LED για τη μετάδοση οπτικών σημάτων;

8. Αντικαταστήστε τη LED και επαναλάβετε τα ζητούμενα των ερωτήσεων 5 έως 7.

Ερωτήσεις

1. Ποιά είναι τα βασικά πλεονεκτήματα και ποιά τα μειονεκτήματα των LED έναντι των κοινών λυχνιών πυρακτώσεως;

2. Από τι εξαρτάται το χρώμα του φωτός, που εκπέμπει μία LED και γιατί σε πρώτη προσέγγιση μπορεί να θεωρηθεί μονοχρωματικό;

3. Ποιές είναι οι βασικότερες διαφορές μιας LED από μια κοινή κρυσταλλοδίοδο πυριτίου;

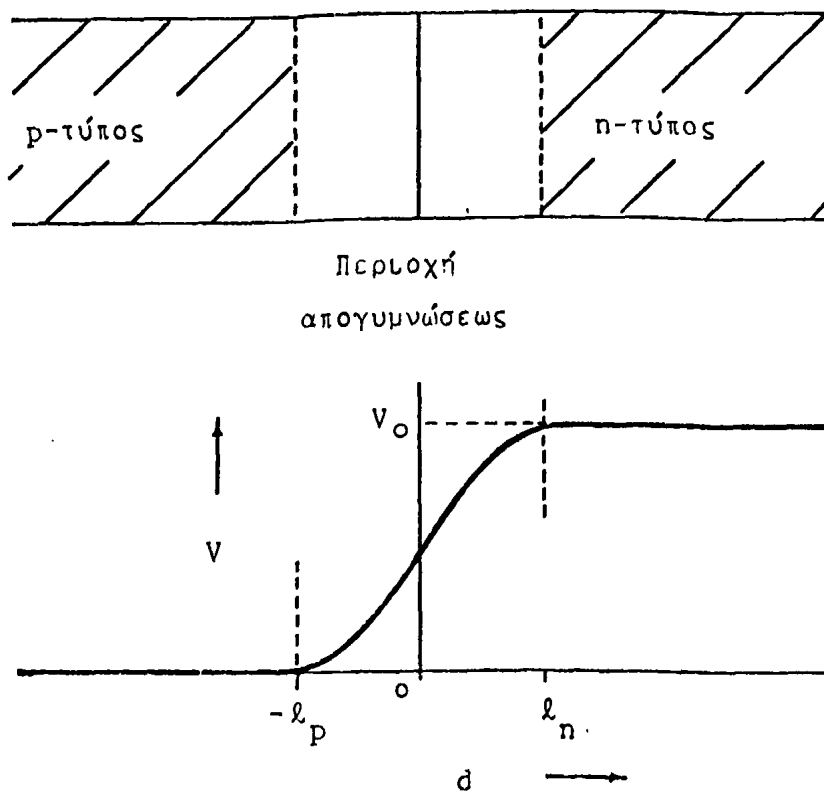


ΑΣΚΗΣΗ 3ΚΡΥΣΤΑΛΛΟΔΙΟΔΟΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗΣ
ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑΣΕισαγωγή

Είναι γνωστό, ότι σε κάθε επαφή p-n δημιουργείται μεταξύ του p-τύπου και n-τύπου ημιαγωγού μια περιοχή απογυμνώσεως, η οποία οφείλεται στη διάχυση ηλεκτρικών φορέων - ηλεκτρονίων και οπών αντίστοιχα - από τον ένα τύπο ημιαγωγού στον άλλο και στην οποία βέβαια δεν υπάρχουν ηλεκτρικοί φορείς. Η απουσία αυτή των φορέων από την περιοχή απογυμνώσεως είναι εξαιρετικά ενδιαφέρουσα για πολλούς λόγους, ένας από τους οποίους είναι, ότι μεταβάλλει την ηλεκτρική συμπεριφορά του τμήματος αυτού της κρυσταλλοδίοδου και το μετατρέπει από ημιαγωγό σε μονωτή. Η παρουσία δε ενός μονωτή ανάμεσα σε δύο τμήματα μη μονωτικού υλικού ισοδυναμεί με έναν πυκνωτή, του οποίου η χωρητικότητα αποτελεί χαρακτηριστική παράμετρο της κρυσταλλοδίοδου. Στα επόμενα συζητάμε αρχικά την εξάρτηση της χωρητικότητας αυτής από τα δομικά και ηλεκτρικά στοιχεία της κρυσταλλοδίοδου και κατόπιν τη σημασία της σε ωρισμένους σύγχρονους τομείς των ηλεκτρονικών εφαρμογών.

Στο σχήμα 3-1 δίνεται διαγραμματικά η δομή και κατανομή δυναμικών σε μια επαφή p-n χωρίς εξωτερική πόλωση. Η αρχική αυτή παραδοχή απουσίας εξωτερικής πολώσεως ελάχιστα επηρεάζει τη γενικότητα των όσων ακολουθούν. Επίσης αυθαίρετα θεωρούμε το δυναμικό του τμήματος p-τύπου της κρυσταλλοδίοδου μηδενικό. Η θεώρηση αυτή απλοποιεί τους υπολογισμούς και δεν επηρεάζει τη γενικότητα, επειδή, όπως είναι γνωστό, σημασία στις περιπτώσεις αυτές έχουν μόνον οι διαφορές δυναμικού και όχι οι συγκεκριμένες τιμές του.

Όπως φαίνεται και στο σχήμα, η περιοχή απογυμνώσεως εκτείνεται και στον p-τύπου ημιαγωγό (σε βάθος x_p) και στον n-τύπου (σε βάθος x_n). Η σχέση των μηκών x_p και x_n είναι αποκλειστική συνάρτηση των ποσοστών προσμίξεων στα δύο τμήματα της κρυσταλλοδίοδου. Πράγματι σε κατάσταση ισορροπίας, όπως η συζητούμενη, πρέπει η κρυσταλλοδίοδος συνολικά να είναι ηλεκτρικά ουδέτερη, εφ'όσον "επαφή" των τμημάτων p- και n-τύπου ημιαγωγού δεν



Κατανομή δυναμικών σε επαφή p-n

Σχήμα 3-1

σημαίνει παροχή ή αφαίρεση οιαδήποτε φορτίου. Η περιοχή απογυμνώσεως όμως στον n-τύπο είναι θετικά φορτισμένη, εφ' όσον στερείται ηλεκτρονίων, τα όποια ως φορείς πλειονότητας διαχύθηκαν προς τον p-τύπο και επανασυνδέθηκαν με οπές. Ομοίως η περιοχή απογυμνώσεως στον p-τύπο είναι αρνητικά φορτισμένη, εφ' όσον στερείται οπών, οι οποίες ως φορείς πλειονότητας διαχύθηκαν προς τον n-τύπο και επανασυνδέθηκαν με ηλεκτρόνια. Η ηλεκτρική ουδετερότητα σημαίνει, ότι τα δύο αυτά φορτία είναι ίσα κατ' απόλυτη τιμή:

$$q_p = q_n$$

Τα φορτία αυτά όμως αποτελούν το ολικό φορτίο των απογυμνωμένων ιόντων σε



κάθε τύπο ημιαγωγού. Είναι λοιπόν ανάλογα του αριθμού των ιόντων αυτών, ο οποίος αριθμός εξαρτάται από τον όγκο της αντίστοιχης περιοχής απογυμνώσεως και τον αριθμό ιόντων ανά μονάδα όγκου, δηλαδή τη συγκέντρωση των προσμίξεων σε κάθε τύπο. Συνάγεται λοιπόν διαδοχικά ότι:

$$\begin{aligned} q_p &= q_n \rightsquigarrow n_p = n_n \rightsquigarrow \\ &\rightsquigarrow V_p \cdot N_A = V_n \cdot N_\Delta \rightsquigarrow S \cdot \ell_p \cdot N_A = S \cdot \ell_n \cdot N_\Delta \rightsquigarrow \\ &\rightsquigarrow \frac{\ell_p}{\ell_n} = \frac{N_\Delta}{N_A} \end{aligned}$$

όπου S η διατομή της κρυσταλλοδιόδου, N_A η συγκέντρωση αποδεκτών στο p-τύπου τμήμα και N_Δ η συγκέντρωση δοτών στο n-τύπου τμήμα. Προκύπτει δηλαδή τελικά, ότι τα βάθη διεισδύσεως της περιοχής απογυμνίσεως είναι αντιστρόφως ανάλογα προς τις συγκεντρώσεις των προσμίξεων κάθε τύπου.

Για την κατανομή τώρα των δυναμικών στην περιοχή απογυμνώσεως χρησιμοποιούμε την εξίσωση Poisson, η οποία συνδέει την ένταση του ηλεκτρικού πεδίου E - άρα και το δυναμικό V - με την πυκνότητα του ηλεκτρικού φορτίου ρ , στο οποίο οφείλεται το πεδίο αυτό. Η εξίσωση αυτή έχει τη γενική μορφή:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \frac{1}{\epsilon_0} \cdot \frac{\rho}{\epsilon} \rightsquigarrow \text{divgrad} V = -\frac{1}{\epsilon_0} \cdot \frac{\rho}{\epsilon}$$

όπου ϵ_0 η απόλυτη διηλεκτρική σταθερά του κενού και ϵ η διηλεκτρική σταθερά του ημιαγωγού υλικού της κρυσταλλοδιόδου.

Η τελευταία εξίσωση για το συγκεκριμένο μονοδιάστατο ουσιαστικά πρόβλημα γίνεται:

$$\frac{d^2 V}{dx^2} = -\frac{\rho}{\epsilon \epsilon_0}$$

και ισχύει για τον μεν p-τύπο ως:

$$\frac{d^2 V}{dx^2} = -\frac{\rho}{\epsilon \epsilon_0} \rightsquigarrow \frac{d^2 V}{dx^2} = -\frac{N_A \cdot e}{\epsilon \epsilon_0} \quad -\ell_p \leq x \leq 0$$

και για τον n-τύπο ως:



$$\frac{d^2V}{dx^2} = -\frac{\rho}{\epsilon\epsilon_0} \leadsto \frac{d^2V}{dx^2} = -\frac{N_A \cdot e}{\epsilon\epsilon_0} \quad 0 \leq x \leq \ell_n \quad (2)$$

Το διαχωρισμό σε δύο επί μέρους εξισώσεις επιβάλλει η διαφορά προσήμου στα φορτία των δύο περιοχών. Για τον p-τύπου ημιαγωγό δεν υπάρχει (-) στο δεύτερο μέλος της εξισώσεως, επειδή απαλείφεται πολλαπλασιαζόμενο με το (-) πρόσημο της πυκνότητας φορτίου ρ , η οποία για τον p-τύπου ημιαγωγό είναι αρνητική (αρνητικά ιόντα). Επίσης το βάθος της περιοχής απογυμνώσεως του p-τύπου ℓ_p λαμβάνεται αρνητικό, επειδή συμβατικά θεωρούμε θέση μηδενός για τις αποστάσεις το σημείο (επιφάνεια) επαφής.

Ολοκληρώνοντας τις σχέσεις (1) και (2) προκύπτουν οι σχέσεις:

$$\frac{dV}{dx} = \frac{N_A \cdot e}{\epsilon \cdot \epsilon_0} x + C \quad (3)$$

και
$$\frac{dV}{dx} = -\frac{N_{\Delta} \cdot e}{\epsilon \cdot \epsilon_0} x + C' \quad (4)$$

Για τον προσδιορισμό των σταθερών C και C' χρησιμοποιούμε τις παρακάτω οριακές συνθήκες:

$$\frac{dV}{dx} = 0 \quad \text{για } x = -\ell_p \quad \text{και} \quad \frac{dV}{dx} = 0 \quad \text{για } x = \ell_n$$

Οι οριακές αυτές συνθήκες ισχύουν, διότι, όπως φαίνεται και στο σχήμα 3-1, από τη θέση $-\ell_p$ (αντίστοιχα ℓ_n) και πέρα παύει να υπάρχει απογύμνωση και οι συναρτήσεις δυναμικού αποκτούν σταθερές τιμές - 0 και V_0 αντίστοιχα -· κατά συνέπεια οι πρώτες παράγωγοι τους μηδενίζονται. Συνάγεται λοιπόν ότι:

$$0 = -\frac{N_A \cdot e \cdot \ell_p}{\epsilon \cdot \epsilon_0} + C \leadsto C = \frac{N_A \cdot e \cdot \ell_p}{\epsilon \cdot \epsilon_0}$$

και

$$0 = -\frac{N_{\Delta} \cdot e \cdot \ell_n}{\epsilon \cdot \epsilon_0} + C' \leadsto C' = \frac{N_{\Delta} \cdot e \cdot \ell_n}{\epsilon \cdot \epsilon_0}$$

Αντικαθιστώντας τις τιμές αυτές των σταθερών C και C' στις σχέσεις (3) και (4)



και (4) και ολοκληρώνοντας προκύπτουν για τη συνάρτηση δυναμικού οι παρακάτω εκφράσεις:

$$V(x) = -\frac{N_A \cdot e}{2\epsilon\epsilon_0} x^2 + \frac{N_A \cdot e \cdot \ell_p}{\epsilon\epsilon_0} x + C_1 \quad (5)$$

και

$$V(x) = -\frac{N_{\Delta} \cdot e}{2\epsilon\epsilon_0} x^2 + \frac{N_{\Delta} \cdot e \cdot \ell_n}{\epsilon\epsilon_0} x + C_2 \quad (6)$$

Για τον προσδιορισμό των σταθερών C_1 και C_2 χρησιμοποιούμε τις προφανείς οριακές συνθήκες:

$$V(-\ell_p) = 0 \quad \text{και} \quad V(\ell_n) = V_0$$

Έχουμε κατά συνέπεια ότι:

$$0 = \frac{N_A \cdot e \cdot \ell_p^2}{2\epsilon\epsilon_0} - \frac{N_A \cdot e \cdot \ell_p^2}{2\epsilon\epsilon_0} + C_1 \rightsquigarrow C_1 = \frac{N_A \cdot e \cdot \ell_p^2}{2\epsilon\epsilon_0}$$

και

$$V_0 = \frac{N_{\Delta} \cdot e \cdot \ell_n^2}{2\epsilon\epsilon_0} + \frac{N_{\Delta} \cdot e \cdot \ell_n^2}{\epsilon\epsilon_0} + C_2 \rightsquigarrow C_2 = V_0 - \frac{N_{\Delta} \cdot e \cdot \ell_n^2}{2\epsilon\epsilon_0}$$

Τελικά λοιπόν συνάγεται, ότι η κατανομή δυναμικού κατά μήκος της περιοχής απογυμνώσεως έχει τη μορφή:

$$V(x) = \frac{N_A \cdot e}{2\epsilon\epsilon_0} (\ell_p + x)^2 \quad \text{για} \quad -\ell_p \leq x \leq 0$$

και

$$V(x) = V_0 - \frac{N_{\Delta} \cdot e}{2\epsilon\epsilon_0} (\ell_n - x)^2 \quad \text{για} \quad 0 \leq x \leq \ell_n$$

Προκειμένου τώρα η συνάρτηση αυτή να έχει την απαιτούμενη φυσική συνέχεια, θα πρέπει να ισχύει ότι στη θέση μηδενός - για $x = 0$ - οι δύο εκφράσεις της εξισώνονται. Θα πρέπει δηλαδή:

$$\text{Για } x = 0 \quad V_-(x) = V_+(x) \rightsquigarrow$$



$$\begin{aligned}
 \sim \frac{N_A \cdot e}{2\epsilon\epsilon_0} (\ell_p + 0)^2 &= V_0 - \frac{N_\Delta \cdot e}{2\epsilon\epsilon_0} (\ell_n - 0)^2 \sim \\
 \sim \frac{N_A \cdot e \cdot \ell_p^2}{2\epsilon\epsilon_0} &= V_0 - \frac{N_\Delta \cdot e \cdot \ell_n^2}{2\epsilon\epsilon_0} \sim \\
 \sim V_0 &= \frac{e}{2\epsilon\epsilon_0} (N_A \cdot \ell_p^2 + N_\Delta \cdot \ell_n^2) \quad (7)
 \end{aligned}$$

Γνωρίζοντας, όπως προαναφέρθηκε, ότι ισχύει:

$$\frac{\ell_p}{\ell_n} = \frac{N_\Delta}{N_A}$$

η σχέση (7) γίνεται:

$$\begin{aligned}
 V_0 &= \frac{e}{2\epsilon\epsilon_0} \cdot (N_A \cdot \ell_p^2 + N_A \cdot \ell_p \cdot \ell_n) \sim \\
 \sim V_0 &= \frac{e \cdot N_A \cdot \ell_p}{2\epsilon\epsilon_0} (\ell_p + \ell_n) \quad (8)
 \end{aligned}$$

Ισχύει ακόμη ότι:

$$\frac{\ell_p}{\ell_n} = \frac{N_\Delta}{N_A} \sim \frac{\ell_p}{N_\Delta} = \frac{\ell_n}{N_A} = \frac{\ell_p + \ell_n}{N_A + N_\Delta} \sim \ell_p = \frac{N_\Delta \cdot (\ell_p + \ell_n)}{N_A + N_\Delta}$$

Επειδή το άθροισμα $\ell_p + \ell_n$ παριστά το ολικό πάχος της περιοχής απογυμνώσεως, το συμβολίζουμε με d και η σχέση (8) γίνεται:

$$V_0 = \frac{e \cdot N_A \cdot N_\Delta \cdot d^2}{2\epsilon\epsilon_0 (N_A + N_\Delta)}$$

οπότε το πάχος της περιοχής απογυμνώσεως προκύπτει ίσο προς:

$$d = \frac{2\epsilon\epsilon_0 \cdot V_0}{e} \cdot \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_\Delta} \right)$$



Για την απλούστερη περίπτωση, που η συγκέντρωση των προσμίξεων είναι ίση και στα δύο τμήματα της κρυσταλλοδιόδου ($N_A = N_D = N_{\Pi}$) η έκφραση αυτή παίρνει τη μορφή:

$$d = \sqrt{\frac{4\epsilon_0 \cdot V_0}{e \cdot N_{\Pi}}}$$

Στη σχέση αυτή το δυναμικό V_0 παριστά την ολική διαφορά δυναμικού μεταξύ των δύο τμημάτων της επαφής χωρίς εξωτερική πόλωση. Η διαφορά αυτή ονομάζεται, όπως είναι γνωστό, δυναμικό (ή τάση) επαφής της κρυσταλλοδιόδου και είναι μία σταθερά.

Αν τώρα στα άκρα της κρυσταλλοδιόδου εφαρμοσθεί μια εξωτερική διαφορά δυναμικού V , στην όλη μελέτη, που προηγήθηκε, δεν αλλάζει τίποτε, εκτός του ότι το V_0 στην τελευταία σχέση (και παντού στις προηγούμενες) μεταβάλλεται και γίνεται $V_0 + V$, αν η εφαρμοζόμενη πόλωση είναι ανάστροφη και $V_0 - V$, αν η εφαρμοζόμενη πόλωση είναι ορθή. Η τελευταία λοιπόν σχέση γενικεύεται και γίνεται:

$$d = \sqrt{\frac{4\epsilon_0 \cdot (V_0 + V)}{e \cdot N_{\Pi}}} \quad (9)$$

όπου το V είναι θετικό για ανάστροφη πόλωση.

Συνάγεται έτσι, ότι το πάχος της περιοχής απογυμνώσεως εκτός από τα κατασκευαστικά στοιχεία της κρυσταλλοδιόδου (ποσοστό προσμίξεων, διηλεκτρική σταθερά υλικού) εξαρτάται και από την τάση και πολικότητα πολώσεώς της.

Σύμφωνα όμως με όσα αναφέρονται στην αρχή του κεφαλαίου η επαφή p-n ισοδυναμεί με πυκνωτή, του οποίου διηλεκτρικό είναι η περιοχή απογυμνώσεως. Έτσι μεταβολή του πάχους της περιοχής απογυμνώσεως συνεπάγεται και τη μεταβολή της χωρητικότητας του πυκνωτή αυτού. Αν λοιπόν αυξηθεί η ανάστροφη πόλωση της επαφής, θα αυξηθεί το πάχος της περιοχής απογυμνώσεως και κατά συνέπεια θα ελαττωθεί η χωρητικότητα. Αντίστροφα, αν ελαττωθεί η ανάστροφη πόλωση, θα ελαττωθεί το πάχος της περιοχής απογυμνώσεως, άρα θα αυξηθεί η χωρητικότητα. Πιοστικά αυτά μπορούν να εκφραστούν ως εξής:

Η χωρητικότητα επίπεδου πυκνωτή - που δομικά είναι ανάλογος με την επαφή p-n - δίνεται από τη σχέση:

$$C = \epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot \frac{S}{d}$$



και αντικαθιστώντας το d με την τιμή της σχέσης (9):

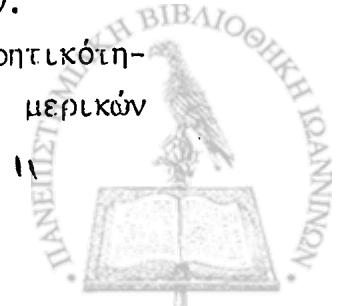
$$C = \frac{S}{2} \cdot \sqrt{\frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot e N_{\Pi}}{V_0 + V}} \quad (10)$$

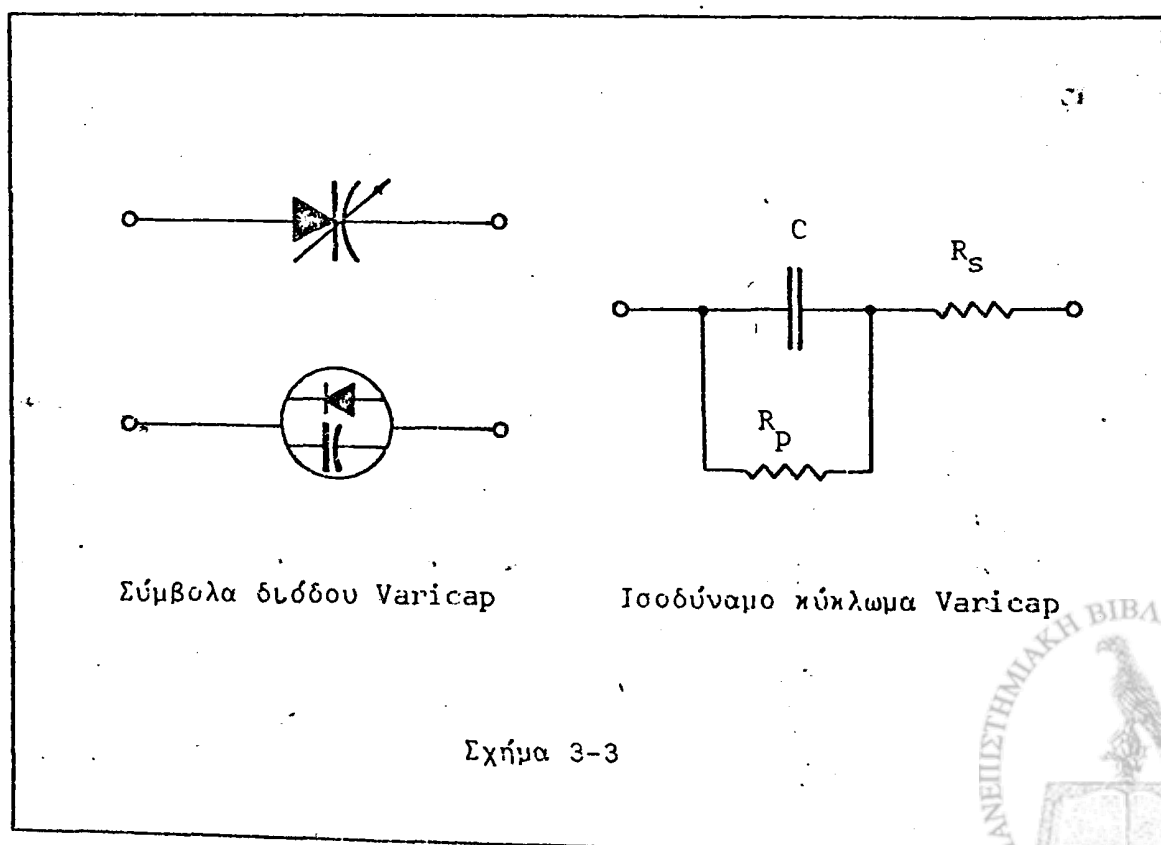
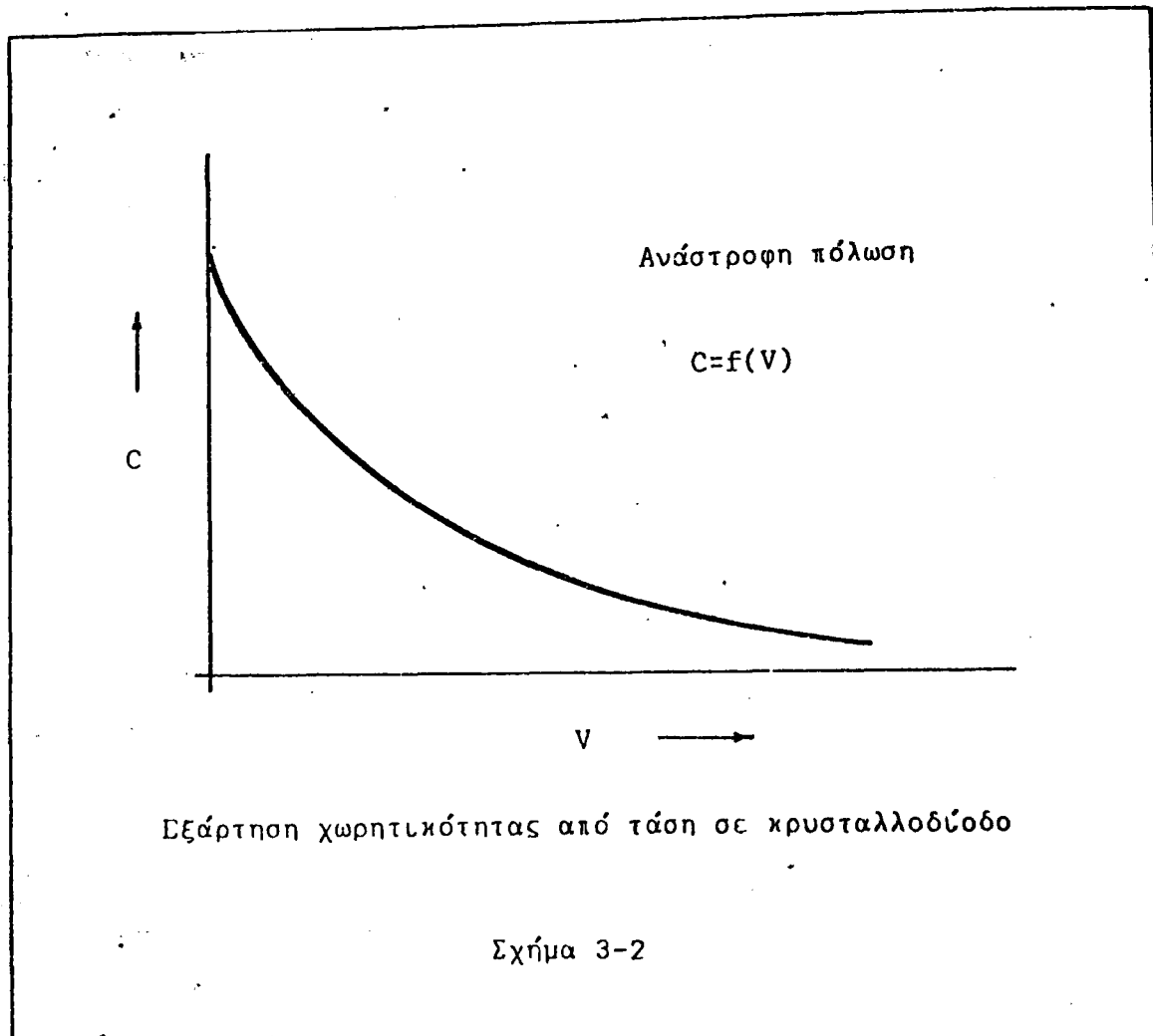
Λογικά αναμένεται, αν η κρυσταλλοδίοδος πολωθεί ορθά (αρνητική τιμή του V) η χωρητικότητά της να αυξηθεί ακόμη περισσότερο. Αυτό άλλωστε προκύπτει και από τη σχέση (10). Πράγματι έτσι συμβαίνει, αλλά είναι χωρίς καμιά πρακτική αξία, επειδή πολώνοντας ορθά τη δίοδο και πολύ περισσότερο αυξάνοντας την ορθή αυτή πόλωση σε τιμές πάνω από 0.5Volt, αυξάνει δραστικά το ρεύμα διαχύσεως, που τη διαρρέει (ρεύμα ορθής φοράς), οπότε καταργείται το βασικότερο χαρακτηριστικό του πυκνωτή, που είναι η μη αγωγιμότητά του στο συνεχές (μηδενικό ρεύμα διαρροής) και καιά συνέπεια η όλη διάταξη παύει να αποτελεί πυκνωτή.

Από τα παραπάνω γίνεται εμφανές, ότι υπάρχει δυνατότητα σε πολλές περιπτώσεις εφαρμογών αντί των κλασσικών πυκνωτών να χρησιμοποιηθούν στα ηλεκτρονικά κυκλώματα ανάωτρα πολωμένες κρυσταλλοδιόδοι. Η χρησιμοποίηση τους εξασφαλίζει μια σειρά από πλεονεκτήματα. Παράλληλα όμως επιφυλάσσει και μια σειρά μειονεκτήματα. Ας δούμε όμως αναλυτικότερα το καθένα από αυτά.

Τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα είναι: α) Η δυνατότητα ελέγχου της χωρητικότητας μέσω μιας τάσης. Η δυνατότητα αυτή επιτρέπει τον τηλεχειρισμό πολλών διατάξεων και τη λειτουργία διαφόρων κυκλωμάτων αυτοματισμού μια και η τάση είναι το πιο εύχρηστο ηλεκτρικό μέγεθος στη σύγχρονη ηλεκτρονική τεχνολογία. Στο σχήμα 3-2 δίνεται ένα τυπικό διάγραμμα εξαρτήσεως της χωρητικότητας από την τάση. Η εξάρτηση είναι μη γραμμική, αλλά το χαρακτηριστικό αυτό δεν είναι σημαντικό μειονέκτημα, αν και οπωδήποτε ενοχλητικό. β) Η ανυπαρξία κινούμενων μερών στους πυκνωτές αυτού του τύπου, παρ' όλο που είναι μεταβλητοί. Το γεγονός αυτό πέραν του ότι καταργεί τις φθορές, επιτρέπει την ενσωμάτωση των μεταβλητών πυκνωτών σε συμπαγή ολοκληρωμένα κυκλώματα κάτι εξαιρετικά σημαντικό στην προσπάθεια για σμίκρυνση και απλούστευση των ηλεκτρονικών συσκευών. γ) Ο μικρότερος όγκος σε σύγκριση με τους συμβατικούς και η ευκολότερη κατασκευή με διαδικασίες μαζικής παραγωγής, που έχει σα συνέπεια τη σημαντική μείωση του κόστους των.

Αντίστοιχα τα κυριότερα μειονεκτήματα είναι: α) Οι τιμές χωρητικότητας, που μπορούν να επιτευχθούν είναι γενικά μικρές - της τάξης μερικών





pF - β) Η τιμή της χωρητικότητας δεν είναι μονοσήμαντα ωρισμένη για κάθε τιμή της ανάστροφης τάσης, αλλά εξαρτάται και από τη θερμοκρασία, μια και η τελευταία επηρεάζει άμεσα την αγωγιμότητα και συγκέντρωση φορέων στους ημιαγωγούς. γ) Ο συντελεστής ποιότητας Q του σχηματιζόμενου πυκνωτή έχει ικανοποιητικές για τις συνήθεις εφαρμογές τιμές (μέχρι 1000), αλλά οπωδήποτε όχι εξαιρετικές. Επί πλέον η τιμή του είναι γενικά συνάρτηση της συχνότητας του σήματος, που εφαρμόζεται στον πυκνωτή.

Το τελευταίο αυτό χαρακτηριστικό αξίζει να συζητηθεί κάπως περισσότερο, επειδή η συζήτηση θίγει και μερικά γενικότερα θέματα σχετικά με τις αναμενόμενες ιδιότητες και τα κρίσιμα χαρακτηριστικά της κρυσταλλοδιόδου μεταβλητής χωρητικότητας.

Στο σχήμα 3-3 δίνονται αριστερά τα συνηθέστερα ηλεκτρονικά σύμβολα και δεξιά το ισοδύναμο κύκλωμα μιας τέτοιας κρυσταλλοδιόδου. Το κύκλωμα αυτό περιλαμβάνει, όπως φαίνεται, έναν πυκνωτή C και δύο αντιστάσεις: μία παράλληλα προς αυτόν και μία σε σειρά. Η παράλληλη αντίσταση R_p εκφράζει την αντίσταση ανάστροφης πολώσεως της διόδου ή αλλιώς την ύπαρξη του ρεύματος διαρροής - ρεύμα ανάστροφης πολώσεως -. Η αντίσταση σε σειρά R_s εκφράζει την αντίσταση του τμήματος της κρυσταλλοδιόδου εκτός της περιοχής απογυμνώσεως. Ισχύει βέβαια ότι $R_s \ll R_p$ και φυσικά έχουμε τόσο καλύτερη προσέγγιση στον ιδανικό πυκνωτή, όσο η R_s μικραίνει, ώστε να γίνει μηδενική (βραχυκύκλωμα) και η R_p αυξάνει, ώστε να γίνει άπειρη (ανοιχτό κύκλωμα).

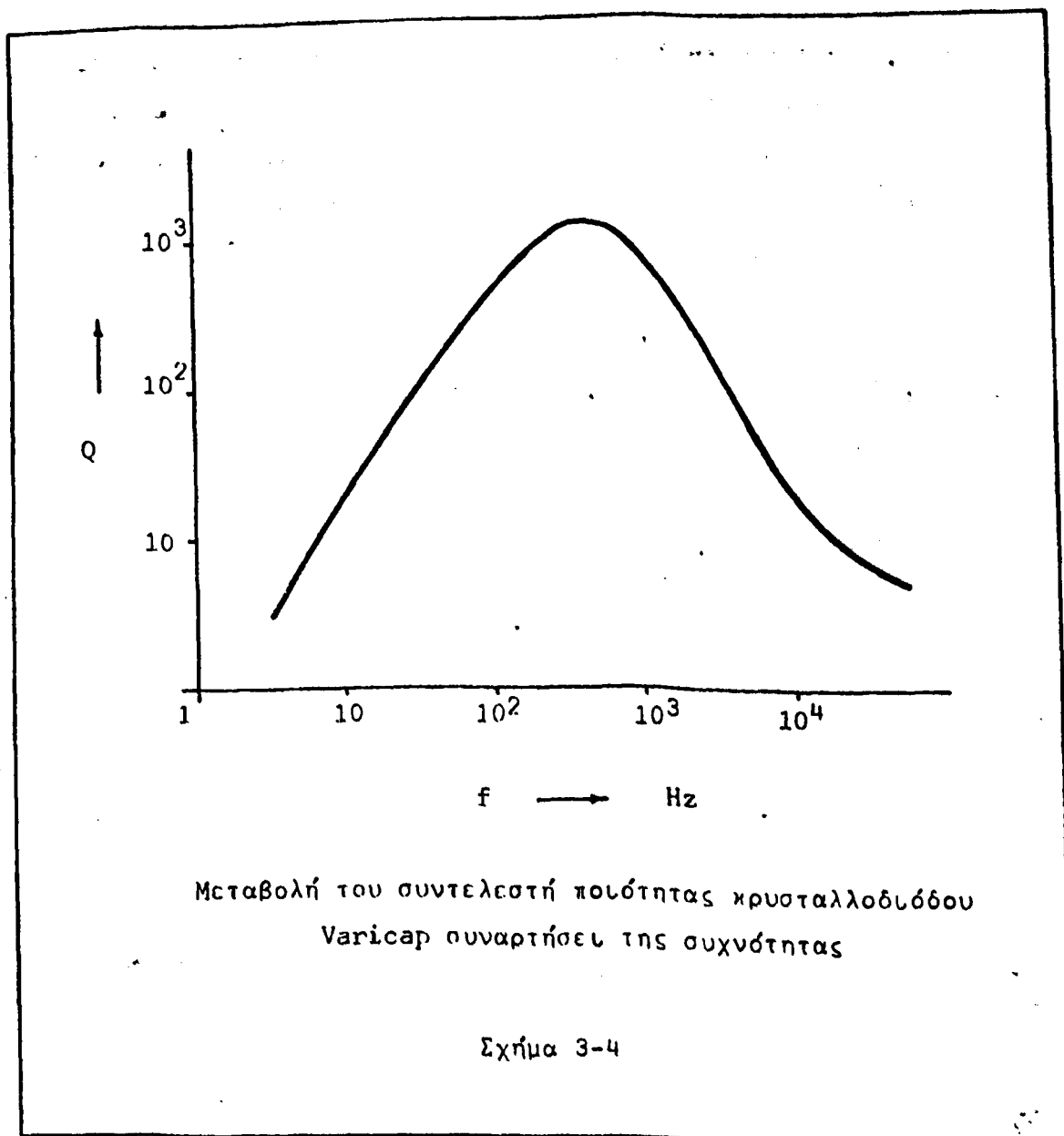
Με βάση το συγκεκριμένο ισοδύναμο κύκλωμα συνάγεται, ότι ο συντελεστής ποιότητας θα ισούται προς:

$$Q = \frac{X_c}{Z_r} = \frac{\omega \cdot R_p \cdot C}{\omega^2 R_p R_s C^2 + R_s / R_p + 1} \quad (11)$$

όπου Z_r το πραγματικό μέρος της ολικής συνθέτου αντιστάσεως του κυκλώματος. Η γραφική παράσταση της σχέσης αυτής $Q = \sigma(\omega) = \sigma(f)$, που εκφράζει την εξάρτηση του συντελεστή ποιότητας από τη συχνότητα, δίνεται στο σχήμα 3-4. Άλλωστε και από τη σχέση (11) είναι προφανές, ότι για μικρές συχνότητες - οπότε ισχύει ότι: $R_s \ll 1/\omega C$ - ο παρονομαστής ισούται ουσιαστικά με τη μονάδα και η σχέση γίνεται:

$$Q = \omega \cdot C \cdot R_p = 2\pi f \cdot C \cdot R_p$$





δηλαδή το Q αυξάνει με τη συχνότητα. Αντίθετα σε μεγάλες συχνότητες ο παρονομαστής ισούται ουσιαστικά προς: $\omega^2 C^2 R_p R_s$ - εφόσον $\omega^2 C^2 R_p R_s \gg R_s / R_p + 1$ και η σχέση γίνεται:

$$Q = 1/\omega \cdot C \cdot R_s = 1/2\pi f C R_s$$

δηλαδή το Q ελαττώνεται με τη συχνότητα.

Σήμερα κατασκευάζονται ειδικές κρυσταλλοδίοδοι προορισμένες να χρησιμοποιηθούν σαν ελεγχόμενοι από τάση μεταβλητοί πυκνωτές σε διάφορα ηλεκτρονικά κυκλώματα. Οι κρυσταλλοδίοδοι αυτές ονομάζονται συνήθως Varicaps (από το Voltage - Variable Capacitance Diode) ή Varactors. Έχουν συνήθως υψηλό

ποσοστό προσμίξεων, διότι αυτό αφ' ενός αυξάνει τη μέγιστη χωρητικότητα, που μπορούν να επιτύχουν - σύμφωνα με τη σχέση (10) -, αφ' ετέρου ελαττώνει την αντίσταση του ημιαγωγού, δηλαδή την αντίσταση R_s στο ισοδύναμο κύκλωμα, γεγονός που βελτιώνει, κατά τα προηγηθέντα, το συντελεστή ποιότητας. Οι σύγχρονες Varicap μπορούν να λειτουργήσουν χωρίς ιδιαίτερα προβλήματα θερμικής σταθερότητας μέχρι τη θερμοκρασία των 140°C και να καταναλώνουν ισχύ μέχρι 250mW χωρίς κινδύνους καταστροφής ή δυσλειτουργίας. Όσον αφορά στα όρια συχνοτήτων λειτουργίας τους, αυτά αρχίζουν από το συνεχές και ξεπερνούν τα 50 MHz , για τα οποία όμως ο συντελεστής ποιότητας έχει ελαττωθεί σημαντικά (20-30).

Οι δίοδοι Varicap χρησιμοποιούνται ευρύτατα. Μερικές χαρακτηριστικές εφαρμογές τους είναι: Κυκλώματα, που πρέπει να συντονιστούν ταυτόχρονα ή διαδοχικά το ένα από το άλλο· κυκλώματα διαμορφώσεως συχνότητας (FM modulation)· κυκλώματα σταθεροποίησης συχνότητας (AFC - Automatic frequency control)· κυκλώματα επιλογής συχνότητας (tuners) και άλλα, που κυρίως σχετίζονται με τις σύγχρονες μορφές τηλεπικοινωνίας καθώς και μια ειδική κατηγορία ενισχυτών, οι οποίοι ονομάζονται παραμετρικοί ενισχυτές (parametric amplifiers).

Απαραίτητες γνώσεις

Δ. Μ. Μηλιώτη: Η Φυσική των Κρυσταλλολυχνιών, σελ. 263-266

Απαιτούμενα όργανα

1. Τροφοδοτικό χαμηλής τάσης
2. Ηλεκτρονικό βολτόμετρο
3. Γεννήτρια συχνοτήτων
4. Παλμογράφος
5. Κρυσταλλοδίοδος Varicap MN1650
6. Κρυσταλλοτρίοδος ηρη 2N2219A
7. Πηνίο κεραίας
8. Ποτενσιόμετρο $10\text{k}\Omega - 0.5\text{W}$

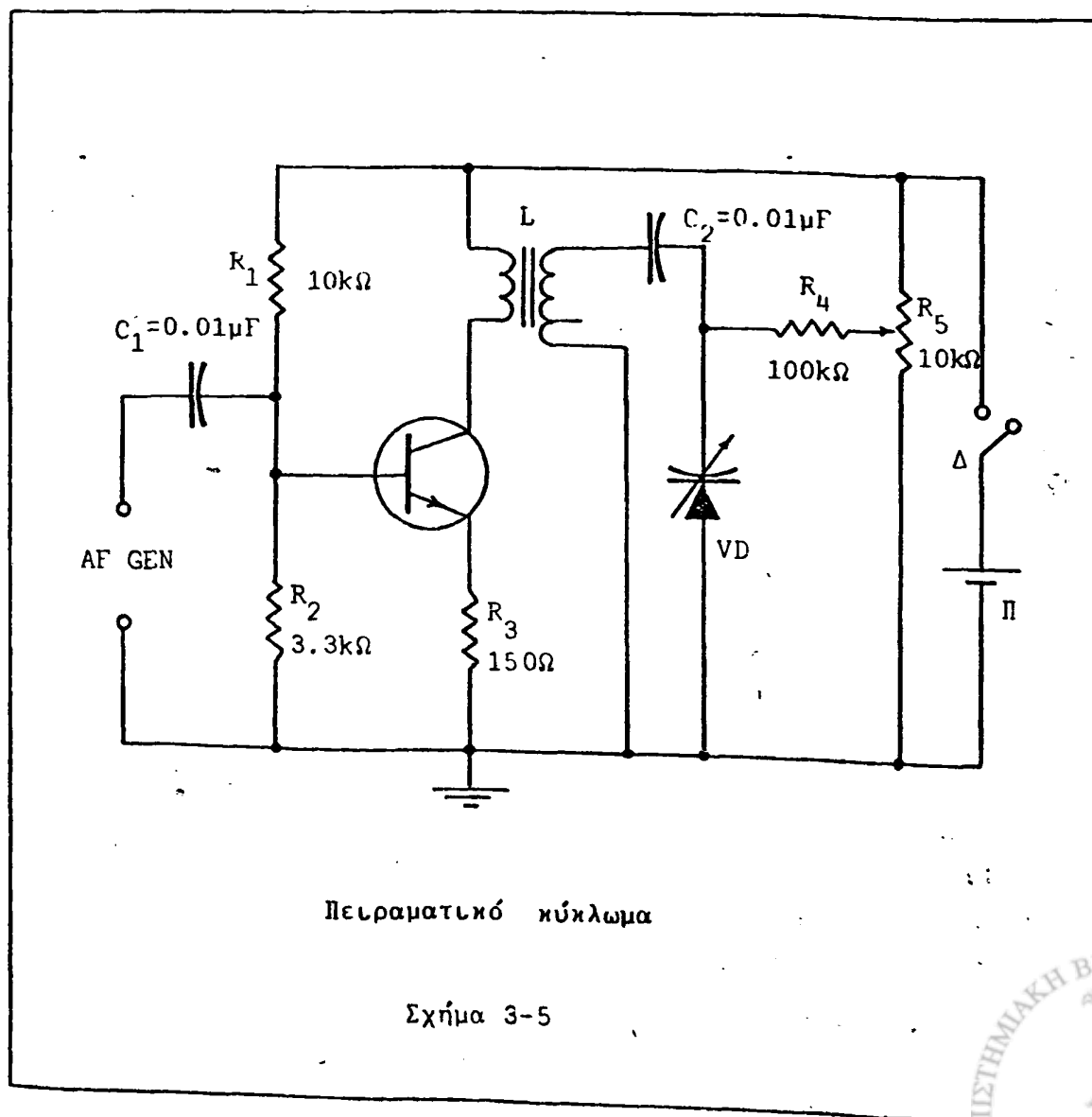


9. Αντιστάσεις: $150\Omega - 1W$, $3.3k\Omega - 1W$, $10k\Omega - 1W$, $100k\Omega - 1W$
 10. Πυκνωτές: $0.01\mu F$ ηλεκτρολυτικός (2)

Πειραματικό μέρος

1. Πραγματοποιείτε το κύκλωμα του σχήματος 3-5. Το ποτενσιόμετρο R_5 , πριν συνδεσμοποιηθεί στο κύκλωμα, ρυθμίζεται στο μέσον της τιμής του με τη βοήθεια του ηλεκτρονικού ωμόμετρου. Ρυθμίστε το τροφοδοτικό σε τάση 12V και τη γεννήτρια συχνοτήτων σε συχνότητα $f = 1\text{ MHz}$ και ελάχιστο πλάτος σήματος. Κλείστε το διακόπτη.

2. Με το ηλεκτρονικό βολτόμετρο μετρείστε τις τάσεις V_B και V_E της κρυσταλλοτριόδου ως προς τη γη.



$V_B =$	V	$V_E =$	V
---------	---	---------	---

3. Συνδεσμολογείστε τον παλμογράφο μεταξύ συλλέκτη της κρυσταλλοτριόδου και γης. Αυξείτε αργά το πλάτος του σήματος εισόδου, μέχρις ότου να έχετε ευκρινή εικόνα στον παλμογράφο. Κατόπιν διατηρώντας το πλάτος του σήματος εισόδου σταθερό μεταβάλετε τη συχνότητά του, μέχρις ότου μεγιστοποιηθεί το πλάτος του σήματος, που παρατηρείτε στην οθόνη του παλμογράφου. Μετρείστε τη συχνότητα του σήματος αυτού.

$f_{\Lambda\max} =$	kHz
---------------------	-----

4. Μεταβάλετε το ποτενσιόμετρο R_5 αυξάνοντας αρχικά και κατόπιν ελατώνοντας την τιμή του. Τι παρατηρείτε στο σήμα της οθόνης του παλμογράφου; Εξηγείτε ποιοτικά τις παρατηρήσεις σας.

5. Συνδεσμολογείστε το ηλεκτρονικό βολτόμετρο, έτσι ώστε να μετρά την τάση στα άκρα της Varicap. Ρυθμίστε το ποτενσιόμετρο R_5 για μέγιστη ένδειξη στο βολτόμετρο ($\approx 12V$). Μεταβάλετε τη συχνότητα της γεννήτριας, μέχρις ότου επιτύχετε μέγιστο σήμα στον παλμογράφο (έξοδος του ενισχυτή). Μετρείστε και καταγράψτε την τιμή αυτή της συχνότητας.

6. Επαναλάβετε τη μέτρηση για όλες τις τιμές ανώτερης πολώσεως της Varicap του παρακάτω πίνακα.

V_v	V	f_{res}	kHz	V_v	V	f_{res}	kHz
12.0				5.0			
11.0				4.0			
10.0				3.0			
9.0				2.0			
8.0				1.0			
7.0				0.5			
6.0				0.0			



7. Αποδώστε γραφικά τη σχέση: $f_{\text{res}} = \sigma(V_V)$. Τι συμπεράσματα συνάγετε;

8. Υπολογίστε το ολικό εύρος μεταβολής χωρητικότητας της Varicap από τη σχέση:

$$C = 1/4\pi^2 L f^2$$

Δώστε τη γραφική παράσταση της εξαρτήσεως της χωρητικότητας από την τάση πολώσεως: $C = f(V_V)$.

Ερωτήσεις

1. Ποιός είναι ο ρόλος του πυκνωτή C_2 στο πειραματικό κύκλωμα;
2. Περιγράψτε σε γενικές γραμμές τη λειτουργία του πειραματικού κυκλώματος.
3. Ποιά είναι τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των Varicaps σε σχέση με τους μεταβλητούς πυκνωτές αέρα;
4. Αναμένετε οι δίοδοι Varicap να έχουν μικρές ή μεγάλες τάσεις κατάρρευσεως και γιατί;
5. Γώς διαμορφώνεται η σχέση (10) σε μια κρυσταλλοδίοδο με ποσοστό προσμίξεων στο n-τύπου τμήμα της πολύ μεγαλύτερο από ότι στο p-τύπου;



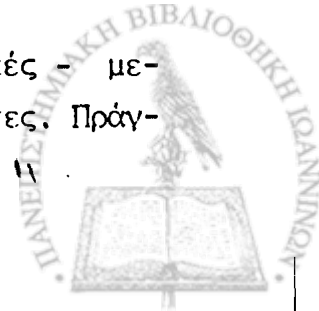
ΑΣΚΗΣΗ 4ΜΕΛΕΤΗ ΚΡΥΣΤΑΛΛΟΤΡΙΟΔΟΥ ΜΙΑΣ ΕΠΑΦΗΣΕισαγωγή

Εκτός από τις γνωστές κρυσταλλοτρίοδους pnp ή npn , που οι ιδιότητες και εφαρμογές τους σε ηλεκτρονικά κυκλώματα μελετήθηκαν επισταμένα σε πολλές προηγούμενες ασκήσεις, υπάρχει και μια άλλη οικογένεια κρυσταλλοτρίοδων, που έχουν μία μόνον επαφή $p-n$, αντί των δύο, που έχουν οι συνηθισμένες κρυσταλλοτρίοδοι. Εξ αιτίας του γεγονότος αυτού οι κρυσταλλοτρίοδοι αυτές ονομάζονται κρυσταλλοτρίοδοι μιας επαφής ή μονεπαφιακές κρυσταλλοτρίοδοι (unijunction transistors - UJT). Ιστορικά οι πικύτες πειραματικές δοκιμές δομής και λειτουργίας των κρυσταλλοτρίοδων αυτών ανάγονται στο 1948 - έτος κατασκευής και της πρώτης συμβατικής κρυσταλλοτρίοδου -, αλλά στο εμπόριο κυκλοφόρησαν μετά το 1960, διότι έπρεπε να επιλυθεί πρώτα μια σειρά προβλημάτων, που σχετίζονταν με τις ιδιότητες και τη συμπεριφορά των επαφών μετάλλων και ημιαγωγών κυρίως όσον αφορά στην αγωγιμότητά τους και στη διαμόρφωση των δυναμικών.

Πριν από οποιαδήποτε λοιπόν αναφορά στη δομή και λειτουργία της μονοεπαφιακής κρυσταλλοτρίοδου είναι σκόπιμο να αναφερθούν μερικά στοιχεία για την επαφή μετάλλου και ημιαγωγού. Υπάρχουν δύο ειδών επαφές μετάλλου και ημιαγωγού: οι ωμικές επαφές και οι ανορθωτικές επαφές.

Ωμικές ονομάζονται οι επαφές, η ύπαρξη των οποίων δεν επηρεάζει - τουλάχιστον αισθητά - τη διακίνηση των φορέων ρεύματος. Οι επαφές αυτές χρησιμοποιούνται σαν ακροδέκτες και η κατασκευή τους απαιτεί ιδιαίτερη μεθοδολογία. Σύμφωνα με τη μεθοδολογία αυτή προκειμένου να δημιουργηθεί σε ένα κομμάτι πυριτίου n -τύπου μια ωμική επαφή π.χ. από αλουμίνιο, δημιουργείται αρχικά στο σημείο επαφής μια περιοχή n -τύπου με πολύ μεγαλύτερη συγκέντρωση προσμίξεων από ότι το υπόλοιπο τμήμα (συμβολισμός n^+) και στην περιοχή αυτή εφάπτεται κατόπιν το μέταλλο.

Ανορθωτικές ονομάζονται οι απλές επαφές - όχι βέβαια μηχανικές - μετάλλου-ημιαγωγού, επειδή ακριβώς παρουσιάζουν ανορθωτικές ιδιότητες. Πράγ-



ματι η επαφή μετάλλου και ημιαγωγού (κατασκευαστικά μεταλλική ακίδα βυθισμένη σε κομμάτι ημιαγωγού) υπήρξε ιστορικά η πρώτη κρυσταλλοδιόδος και ονομάζεται κρυσταλλοδιόδος επαφής (point contact diode) ή διόδος Schottky (Schottky diode). Η κατασκευή της είναι απλούστερη από την κατασκευή των συμβατικών κρυσταλλοδιοδών και η χαρακτηριστική της σχεδόν ίδια με αυτών. Η αρχή λειτουργίας τους όμως είναι διαφορετική και κατ'αρχήν βασίζεται στο ότι το αλουμίνιο (Al), που συνήθως αποτελεί το μεταλλικό τμήμα της διατάξεως, είναι πρόσμιξη p-τύπου για το πυρίτιο (Si), που συνήθως αποτελεί το ημιαγωγό τμήμα της. Πλεονεκτήματα της διόδου Schottky έναντι της κοινής κρυσταλλοδιόδου είναι η ταχύτερη μετάπτωση της από κατάσταση αγωγιμότητας σε κατάσταση αποκοπής (ταχύτερος διακόπτης) και η μικρότερη τάση κατωρλίου (μικρότερος φραγμός δυναμικού επαφής), που είναι περί τα 0.3 V έναντι των 0.6V της κοινής κρυσταλλοδιόδου.

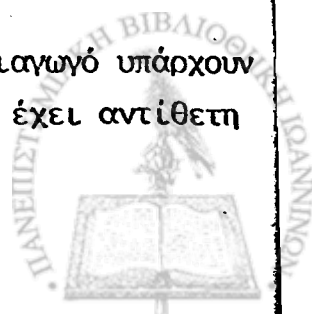
Στο σχήμα 4-1 παρίσταται σχηματικά ένα κομμάτι πυριτίου n-τύπου με δύο επαφές μια ωμική και μια ανορθωτική, δηλαδή μία διόδος Schottky.

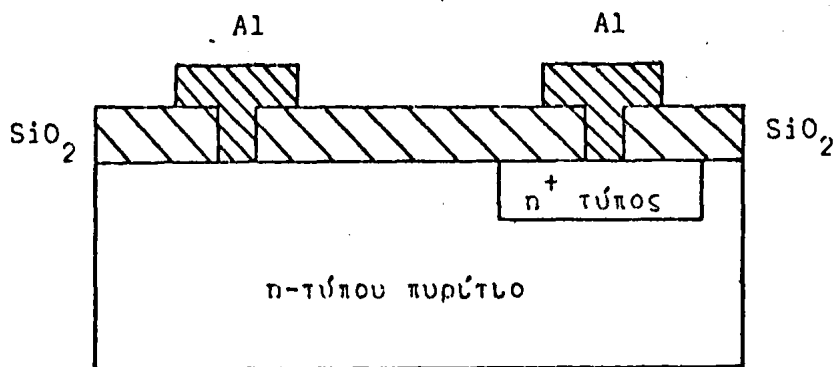
Δομή και λειτουργία WJT

Μετά την εισαγωγή για τις επαφές μετάλλου και ημιαγωγού, που προηγήθηκε, εισερχόμαστε στη μελέτη της μονοεπαφιακής κρυσταλλοτριόδου. Στο σχήμα 4-2 φαίνεται η δομή της, ενώ στο σχήμα 4-3 δίνονται το ηλεκτρονικό της σύμβολο (α) και το ισοδύναμο ηλεκτρονικό της κύκλωμα (β).

Όπως φαίνεται και στο σχήμα, δομικά αποτελείται από ένα κομμάτι ημιαγωγού υψηλής αντιστάσεως - πυρίτιο n-τύπου με χαμηλή συγκέντρωση προσμίξεων -, στη μία πλευρά του οποίου έχουν δημιουργηθεί δύο ωμικές επαφές, ενώ στην άλλη και όχι εντελώς συμμετρικά έχει δημιουργηθεί μια ανορθωτική επαφή. Τα μεταλλικά ηλεκτρόδια των ωμικών επαφών ονομάζονται αντίστοιχα βάση 1 και βάση 2, ενώ το ηλεκτρόδιο της ανορθωτικής επαφής εκπομπός. Κατά μία θεώρηση μπορεί να εκληφθεί σαν διόδος Schottky, στην οποία η ωμική επαφή έχει διασπασθεί σε δύο επί μέρους τμήματα για το λόγο αυτό στα πρώτα χρόνια της υπάρξεώς της η διάταξη ήταν γνωστή σαν κρυσταλλοδιόδος διπλής βάσης (doublebase diode).

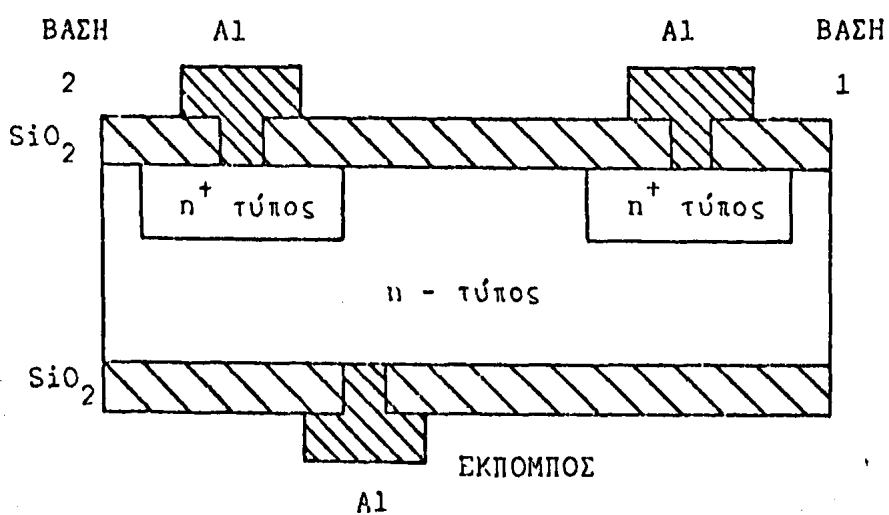
Εκτός από μονοεπαφιακές κρυσταλλοτριόδους με n-τύπου ημιαγωγό υπάρχουν και με p-τύπου ημιαγωγό, στο συμβολισμό των οποίων το βέλος έχει αντίθετη





Ανορθωτική και ωμική επαφή

Σχήμα 4-1



Δομή μονοεπαφιακής κρυσταλλοτρίοδου

Σχήμα 4-2



φορά. Επίσης συχνά για την επίτευξη καλύτερης ανορθωτική επαφής μεταξύ του αλουμινένιου ηλεκτροδίου του εκπομπού και του πυριτίου μεσολαβεί μια σταγόνα - ένα σφαιρίδιο - ινδίου (In).

Η ωμική αντίσταση R_{BB} μεταξύ των δύο βάσεων ονομάζεται διαβασική αντίσταση (interbase resistance), ποικίλει από 4kΩ έως 10kΩ και έχει θετικό θερμικό συντελεστή - αυξάνει δηλαδή με τη θερμοκρασία - περίπου 0.8%/grad. Η αντίσταση αυτή, όπως φαίνεται και από το ισοδύναμο κύκλωμα, διαιρείται από την επαφή εκπομπού σε δύο τμήματα R_{B1} και R_{B2} , που ο λόγος τους εξαρτάται από τα κατασκευαστικά στοιχεία της κρυσταλλοτριόδου και ειδικότερα τη σχετική θέση του εκπομπού ως προς τις βάσεις. Ιδιαίτερη σημασία για τις χαρακτηριστικές και τη λειτουργία της κρυσταλλοτριόδου έχει ο λόγος:

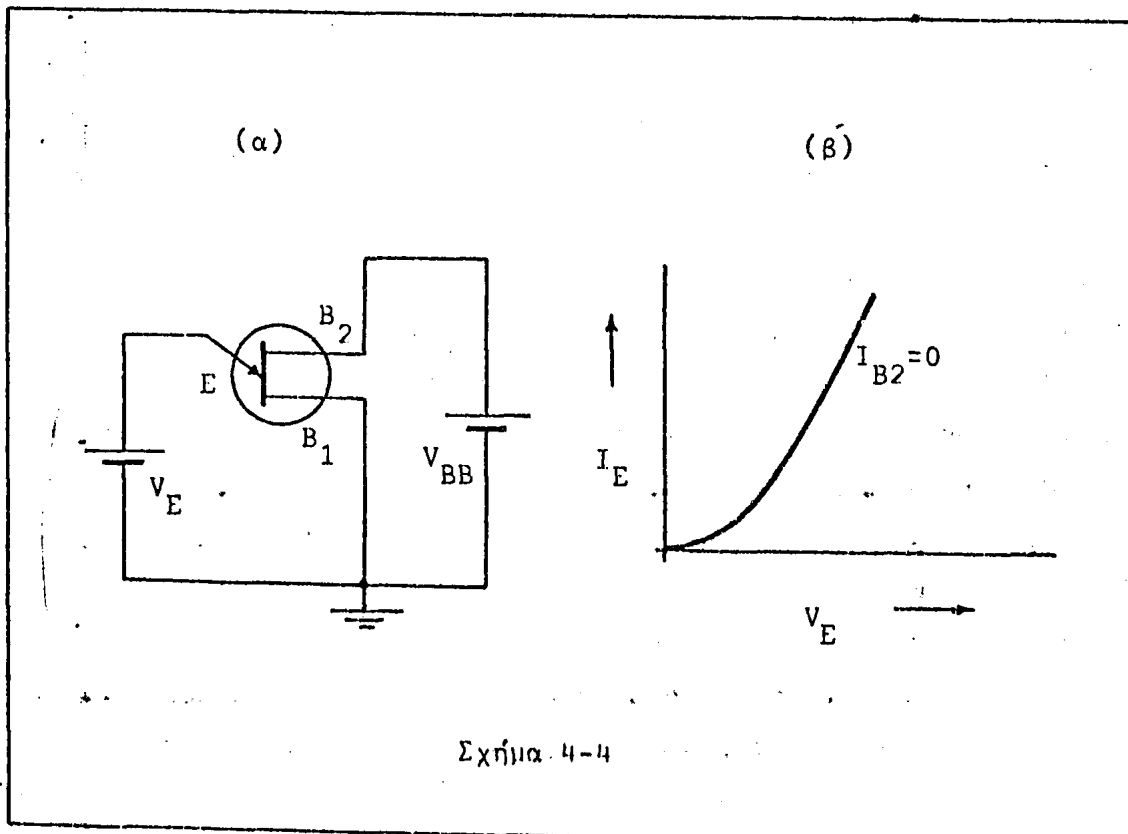
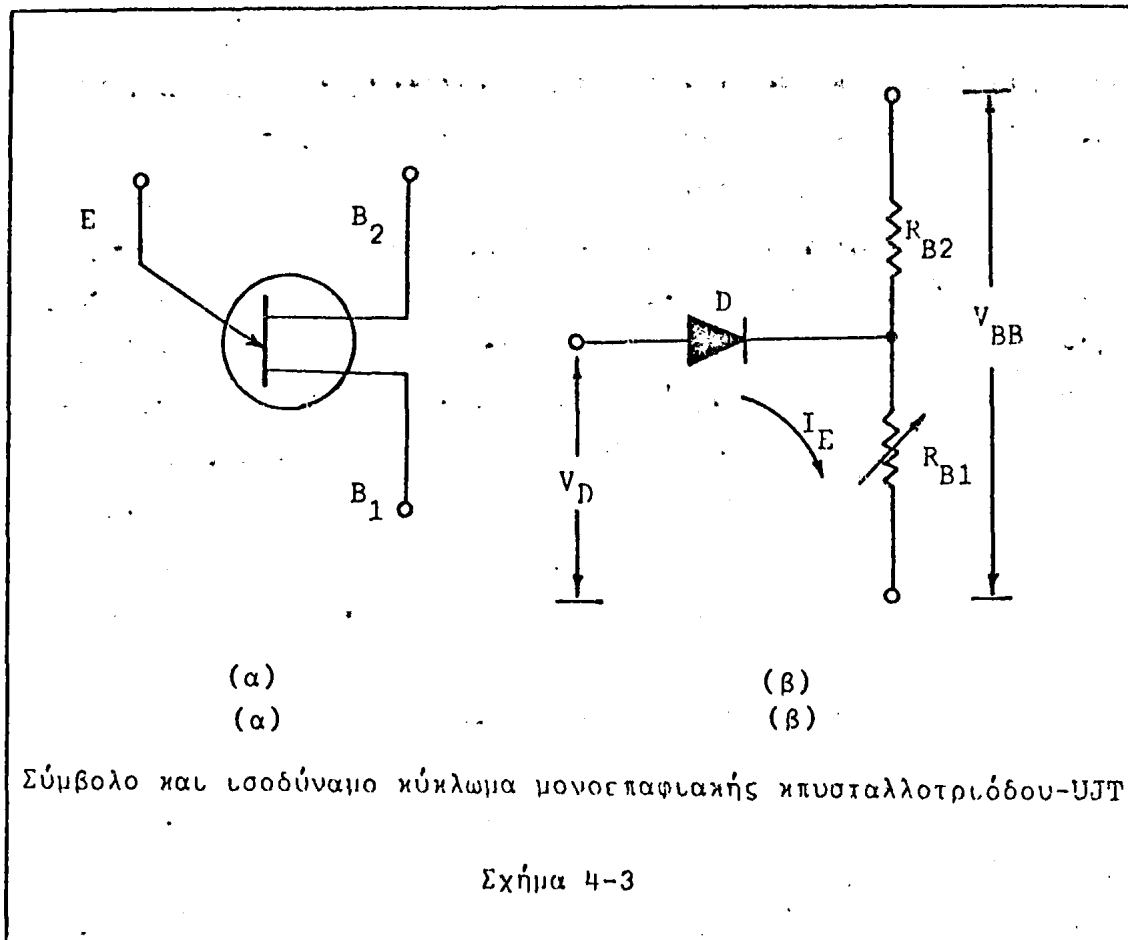
$$\eta = R_{B1}/R_{BB} = R_{B1}/(R_{B1} + R_{B2})$$

της αντιστάσεως R_{B1} προς την ολική διαβασική αντίσταση R_{BB} . Ο λόγος αυτός συμβολίζεται διεθνώς με το ελληνικό γράμμα η και ονομάζεται ενδογενής λόγος αποστάσεων (intrinsic stand-off ratio). Η τιμή του κυμαίνεται συνήθως μεταξύ του 0.45 και 0.80 ανάλογα με τη χρήση, για την οποία προορίζεται η κρυσταλλοτρίοδος.

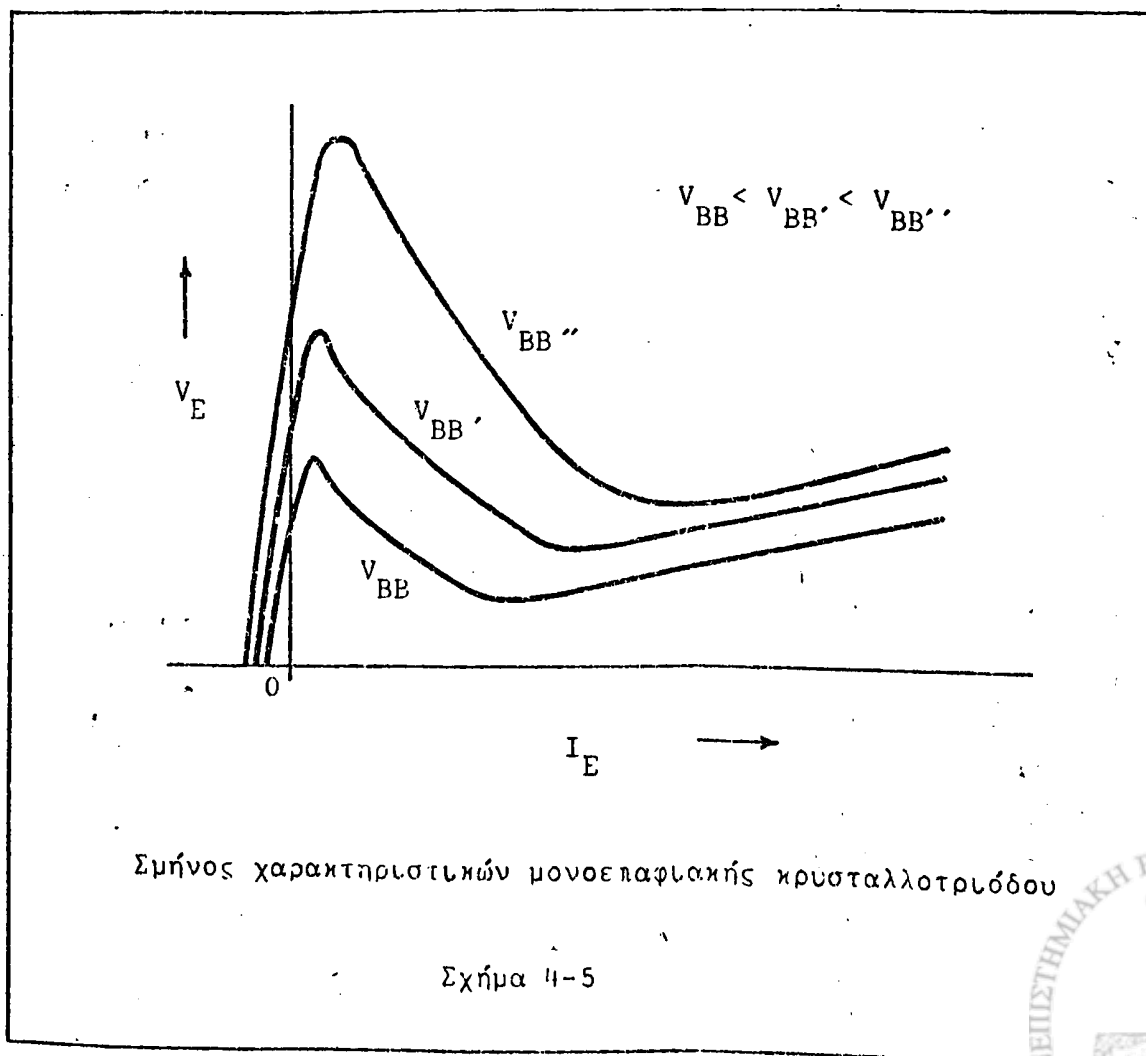
Το ενδιαφέρον, που παρουσιάζει για τις εφαρμογές η μονοεπαφιακή κρυσταλλοτρίοδος, οφείλεται στην ιδιόζουσα μορφή των χαρακτηριστικών της. Έτσι ονομάζονται οι καμπύλες, που περιγράφουν την εξάρτηση του ρεύματος εκπομπού από την τάση εκπομπού - βάσης 1, και οι καμπύλες, που περιγράφουν την εξάρτηση του ρεύματος βάσης 2 από την τάση, που επικρατεί μεταξύ των δύο βάσεων· κυρίως όμως οι πρώτες.

Στο σχήμα 4-4 δίνονται το τυπικό κύκλωμα πολώσεως μιας μονοεπαφιακής κρυσταλλοτριόδου (α) και η χαρακτηριστική της για ρεύμα βάσης 2 $I_{B2} = 0$ (β). Όπως φαίνεται, η χαρακτηριστική αυτή είναι πανομοιότυπη με τη χαρακτηριστική της κοινής κρυσταλλοδιόδου p-n. Αυτό είναι ευνόητο, επειδή, αν το ρεύμα I_{B2} θεωρηθεί μηδενικό - γεγονός, που ισοδυναμεί με ανοικτό το κύκλωμα των δύο βάσεων -, η διάταξη μεταπίπτει ουσιαστικά σε μια απλή κρυσταλλοδίοδο επαφής με ακροδέκτες τον εκπομπού - ανορθωτική επαφή - και τη βάση 1 - ωμική επαφή. Σύμφωνα δε με όσα αναφέρθηκαν παραπάνω η κρυσταλλοδίοδος επαφής έχει εντελώς ανάλογη χαρακτηριστική και ιδιότητες με την κοινή κρυσταλλοδίοδο.

Σύμφωνα πάντως με συνήθεια, που για λόγους σκοπιμότητας στις εφαρμογές



έχει επικρατήσει, παράμετρος για το σμήνος των χαρακτηριστικών λαμβάνεται η τάση μεταξύ των δύο βάσεων V_{BB} - όπως για το σμήνος των χαρακτηριστικών εξόδου κοινού εκπομπού λαμβάνεται το ρεύμα βάσης - η δε τάση V_E δίνεται σαν τεταγμένη στα διαγράμματα. Στο σχήμα 4-5 λοιπόν δίνεται ένα κανονικό σμήνος χαρακτηριστικών για τρεις διαφορετικές μη μηδενικές τιμές της τάσης V_{BB} . Παρατηρούμε, ότι αρχικά όσο αυξάνει το ρεύμα εκπομπού - από αρνητικές τιμές προς λιγώτερο αρνητικές, δηλαδή ελαττώνεται κατ' απόλυτη τιμή - αυξάνει η τάση εκπομπού - βάσης 1. Η αύξηση αυτή συνεχίζεται μέχρι μια μέγιστη τιμή τάσης, που αντιστοιχεί σε μια μικρή θετική τιμή του ρεύματος εκπομπού και ονομάζεται τάση κορυφής. Ακολούθως για περαιτέρω αύξηση του ρεύματος I_E προκαλείται ελάττωση της τάσης V_E μέχρι μια ελάχιστη πάλι τιμή, που ονομάζεται τάση κοιλάδας. Στη συνέχεια αύξηση του ρεύματος I_E συνεπάγεται και αύξηση της τάσης V_E . Η χαρακτηριστική θυμίζει έντονα τη χαρακτηριστική της διόδου tunnel, αν και μετατοπισμένη έτσι, ώστε ένα τμήμα της - το αρχικό - να αντιστοιχεί σε αρνητικές τιμές ρεύματος. Άλλω-



στε και η όλη ορολογία περιγραφής των περιοχών της είναι ανάλογη προς την της tunnel. Ιδιαίτερα βέβαια ενδιαφέρουσα είναι η αρνητική δυναμική αντί-
σταση, που παρουσιάζει η διάταξη μεταξύ κορυφής και κοιλάδας. Σ' αυτήν ακρι-
βώς την αρνητική αντίσταση βασίζεται και το σύνολο των εφαρμογών της μονο-
επαρικής κρυσταλλοτριόδου. Τέλος παρατηρούμε, ότι για σταθερές τιμές ρεύ-
ματος εκπομπού η τάση V_E αυξάνει, όσο αυξάνει η τάση V_{BB} - παράμετρος χα-
ράξεως των καμπυλών του σμήνους.

Για την ερμηνεία της μορφής της χαρακτηριστικής αναφέρουμε τα εξής:
Έστω ότι μεταξύ των δύο βάσεων εφαρμόζεται μια σταθερή διαφορά δυναμικού
 V_{BB} , ενώ αρχικά το δυναμικό εκπομπού - ακριβέστερα η διαφορά δυναμικού εκ-
πομπού και βάσης 1 - είναι μηδέν. Λαμβάνοντας υπ' όψη και το ισοδύναμο κύ-
κλωμα του σχήματος 4-3.β συμπεραίνουμε, ότι η διόδος επαφής D είναι ανά-
στραφα πολωμένη, επειδή ο ακροδέκτης p-τύπου (A1) έχει μηδενικό δυναμικό,
ενώ ο ακροδέκτης n-τύπου (κόμβος μεταξύ των R_{B1} και R_{B2} έχει θετικό δυναμι-
κό, λόγω της πτώσης τάσης, που εμφανίζεται στα άκρα της R_{B1} , καθώς αυτή
διαρρέει από το ρεύμα του κύκλωματος των δύο βάσεων I_{B2} . Έτσι το μόνο
ρεύμα, που θα διαρρέει το κύκλωμα εκπομπού και βάσης 1 είναι το ρεύμα μιας
ανάστραφα πολωμένης κρυσταλλοδιόδου, που κατά τα γνωστά είναι ανάστροφης
φοράς - δηλαδή αρνητικό κατά πρόσημο - και πολύ μικρό κατά μέγεθος. Το ρεύ-
μα αυτό στο σχήμα 4-5 παρίσταται από το σημείο, στο οποίο η χαρακτηριστική
τέμνει τον άξονα των ρευμάτων· το τμήμα αυτό του διαγράμματος αριστερά του
άξονα των τάσεων για λόγους ευκρίνειας έχει σχεδιασθεί κατά παράβαση της
κλίμακας μεγαλύτερο, από ότι έπρεπε. Όσο τώρα το δυναμικό εκπομπού αρχί-
ζει να αυξάνει, ελαττώνεται η ανάστροφη πόλωση της κρυσταλλοδιόδου επαφής
και κατά συνέπεια ελαττώνεται κατ' απόλυτη τιμή και το ανάστροφο ρεύμα. Ό-
ταν το δυναμικό εκπομπού εξισωθεί με το δυναμικό του κόμβου, στα άκρα της
κρυσταλλοδιόδου επικρατεί μηδενική διαφορά δυναμικού και το ρεύμα I_E μηδε-
νίζεται. Η κατάσταση αυτή περιγράφεται από το σημείο του διαγράμματος, στο
οποίο η χαρακτηριστική τέμνει τον άξονα των τάσεων. Στη συνέχεια η κρυσταλ-
λοδιόδος βρίσκεται υπό ορθή πόλωση και αρχίζει να διαρρέει από ρεύμα ορ-
θής φοράς, που η αύξησή του ακολουθεί βραδύ ρυθμό μέχρι μια τάση εκπομπού
- βάσης 1, που ισούται προς:

$$V_p = V_{RB1} + V_{κατ} =$$



$$= \eta \cdot V_{BB} + V_{\text{κατ}}$$

όπου $V_{\text{κατ}}$ η τάση καταρλίου της κρυσταλλοδιόδου επαφής - που, όπως προαναφέρθηκε, είναι περίπου $0.3V$ - και V_{RB1} η πτώση τάσης κατά μήκος της R_{B1} , η οποία λαμβανομένου υπ' όψη του διαιρέτη τάσης, που σχηματίζει με την R_{B2} και του ενδογενούς λόγου αποστάσεων η ισούται προς:

$$V_{RB1} = V_{BB} \cdot (R_{B1}/R_{BB}) = V_{BB} \cdot \eta$$

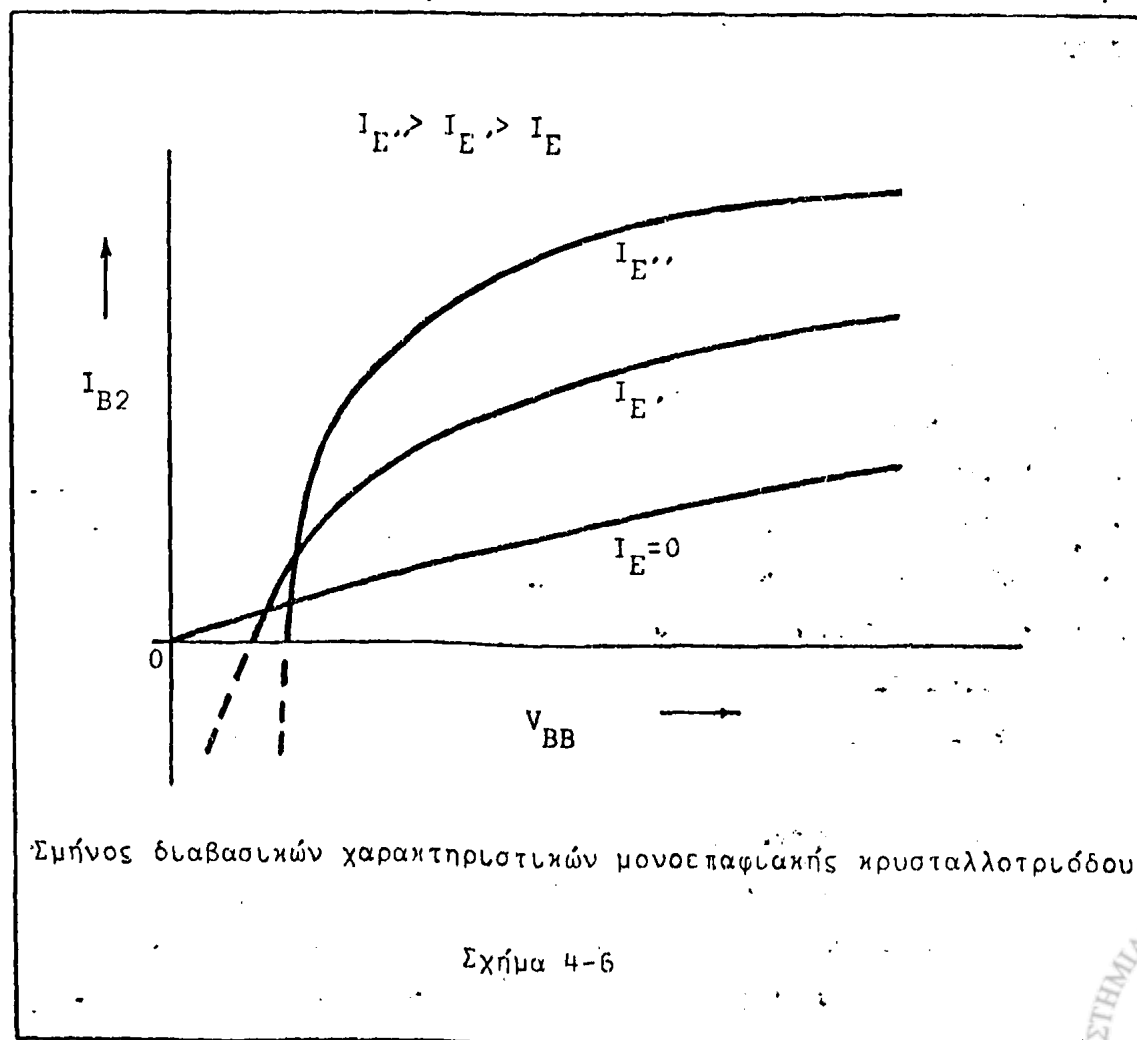
Η τάση αυτή αντιστοιχεί στο μέγιστο της χαρακτηριστικής (τάση κορυφής). Περαιτέρω αύξηση της τάσης αναμένεται λογικά να προκαλέσει ραγδαία αύξηση του ρεύματος φαινόμενο, που πράγματι προς στιγμή συμβαίνει. Αμέσως κατόπιν όμως η εξαιρετικά αυξημένη παρουσία φορέων ρεύματος στο τμήμα του πυριτίου μεταξύ εκπομπού και βάσης 1 υποβιβάζει σημαντικά την αντίσταση του τμήματος αυτού, που υπενθυμίζουμε, ότι αρχικά αντιστοιχεί σε ημιαγωγό υψηλής αντιστάσεως. Οι φορείς αυτοί είναι κυρίως οπές σωρηδόν εκπεμπόμενες από το ολουμίνιο. Έτσι παρά την αύξηση του ρεύματος τελικό αποτέλεσμα είναι η ελάττωση της πτώσης τάσης κατά μήκος της R_{B1} , άρα και ελάττωση του V_E , δηλαδή κάμψη της χαρακτηριστικής και εμφάνιση αρνητικής κλίσης. Για το λόγο αυτό και στο ισοδύναμο κύκλωμα η R_{B1} παρίσταται σα μεταβλητή αντίσταση. Η αρνητική αυτή κλίση δείχνει βέβαια, ότι η διάταξη παρουσιάζει στην περιοχή αυτή αρνητική δυναμική αντίσταση. Η ελάττωση αυτή - της τάσης συναρτήσει του ρεύματος - συνεχίζεται μέχρι μια ελάχιστη τιμή τάσης V_E , που ονομάζεται τάση κοιλάδας και για την οποία η αντίσταση R_{B1} έχει ελαττωθεί περίπου στα 20Ω . Από το σημείο αυτό και πέρα - για περαιτέρω δηλαδή αύξηση του I_E - αρχίζει πάλι να αυξάνει η τάση V_E και το κύκλωμα αποκτά συνήθη ωμική συμπεριφορά. Το γεγονός αυτό οφείλεται στο ότι λόγω της υπερβολικής αύξησεως του πληθυσμού των φορέων στην περιοχή αρχίζει να εμφανίζεται ελάττωση της ευκινησίας τους, η οποία υπερκαλύπτει τα αποτελέσματα της αύξησεως του αριθμού τους και επαναφέρει το κύκλωμα στη συμβατική συμπεριφορά.

Η ερμηνεία της υπάρξεως του τμήματος αρνητικής δυναμικής αντιστάσεως στη χαρακτηριστική μπορεί να δοθεί εξ ίσου καλά και με μια διαφορετική θεώρηση των διεργασιών. Μπορεί δηλαδή κανείς να θεωρήσει ότι, όταν αρχίσει η αθρόα παροχή οπών από το ολουμίνιο, η ύπαρξη τούτων θετικών φορέων στην περιοχή n-τύπου ημιαγωγού μεταβάλλει την κατανομή των δυναμικών προκαλώντας

μια γενική επαύξησή τους. Άρα εφ' όσον αυξάνει το δυναμικό του n-τύπου ημιαγωγού (ακροδέκτης βάσης 1) ελαττώνεται η διαφορά δυναμικού V_E και δημιουργείται η χαρακτηριστική κατάδουση στην καμπύλη $V_E = f(I_E)$.

Είναι προφανές, ότι, όσο αυξάνει η τάση μεταξύ των δύο βάσεων V_{BB} , αυξάνει το ρεύμα I_{B2} και το αρχικό ανάστροφο ρεύμα του κυκλώματος εκπομπού. Έτσι για τις ίδιες τιμές ρεύματος I_E προκαλούνται μεγαλύτερες τιμές τάσης V_E με συνέπεια τη διαδοχική υπέρθεση των χαρακτηριστικών στο σμήνος, καθώς αυξάνει η τάση V_{BB} .

Εκτός τώρα από τις κυρίως χαρακτηριστικές εκπομπού συχνά δίνονται συμπληρωματικά και οι καμπύλες του σχήματος 4-6, που περιγράφουν την εξάρτηση του ρεύματος βάσης 2 από την τάση μεταξύ των δύο βάσεων V_{BB} για διάφορες τιμές του ρεύματος εκπομπού I_E . Όπως φαίνεται και από το διάγραμμα για μηδενικό ρεύμα I_E - που σημαίνει ανοικτό κύκλωμα εκπομπού - η καμπύλη είναι σχεδόν ευθεία και διέρχεται από την αρχή των αξόνων. Αυτό υποδηλώνει ωμική συμπεριφορά, όπως άλλωστε αναμένεται από ένα κομμάτι ημιαγωγού με



δυό ωμικές επαφές στα άκρα του. Η ελαφρά κάμψη της καμπύλης για μεγάλες τιμές τάσης V_{BB} οφείλεται στην ελάττωση της ευκινησίας των φορέων, όταν η ένταση του πεδίου στο εσωτερικό του ημιαγωγού αυξηθεί πολύ (Τόμος Α' - Άσκηση 11 - Μελέτη κρυσταλλοτριόδου FET). Όταν όμως το ρεύμα εκπομπού έχει μη μηδενική τιμή, η καμπύλη περιγραφής παρουσιάζει χαρακτηριστική κάμψη, ώστε να μη διέρχεται από την αρχή των αξόνων, αλλά να εμφανίζει μηδενικό ρεύμα I_{B2} για μη μηδενική τάση V_{BB} και μάλιστα η τάση αυτή να είναι τόσο μεγαλύτερη όσο μεγαλύτερο είναι το ρεύμα I_E . Επίσης η αύξηση του ρεύματος I_{B2} είναι ταχύτατη και αμέσως σχεδόν υπερβαίνει το ρεύμα, που αντιστοιχεί σε $I_E=0$ και σε κάθε I_E μικρότερο αυτού για το οποίο χαράσσεται η καμπύλη. Η ερμηνεία της μορφής των καμπυλών αυτών είναι σχετικά απλή. Όταν το κύκλωμα εκπομπού διαρρέεται από κάποιο ρεύμα I_E κατά μήκος της R_{B1} αναπτύσσεται μια διαφορά δυναμικού $V_{RB1} > 0$. Όταν το κύκλωμα των δύο βάσεων είναι ανοικτό - ώστε $I_{B2} = 0$ - ο ακροδέκτης B2 (σχήμα 4-3.β) αποκτά το δυναμικό του κόμβου, δηλαδή $V_{B2} = V_{RB1} > 0$. Είναι λοιπόν ερμηνεύεται η ύπαρξη διαφοράς δυναμικού $V_{BB} = V_{RB1} > 0$ για μηδενικό ρεύμα βάσης 2. Αυτό βέβαια σημαίνει ταυτόχρονα, ότι, αν το κύκλωμα των βάσεων δεν είναι ανοικτό και η πηγή V_{BB} παρέχει τάση μικρότερη από $V_{RB1} = R_{B1} \cdot I_E$, τότε ο εξωτερικός του κλάδος θα διαρρέεται από ανάστροφο ρεύμα - διακεκομμένο τμήμα των καμπυλών -, που η απόλυτη τιμή του θα ποικίλει από μια μέγιστη τιμή, που αντιστοιχεί σε μηδενική τάση της πηγής V_{BB} , μέχρι τη μηδενική τιμή, που αντιστοιχεί σε τάση πηγής $V_{BB} = V_{RB1}$. Αν τώρα η τάση V_{BB} συνεχίσει να αυξάνει, ώστε $V_{BB} > V_{RB1}$, τότε το ρεύμα αυξάνει ταχύτατα και υπερβαίνει την τιμή για $I_E = 0$, διότι κατά τα προαναφερθέντα το τμήμα R_{B1} της ολικής αντιστάσεως R_{BB} έχει μικρότερη τιμή τώρα από ότι για $I_E = 0$. Με ανάλογες σκέψεις συνάγεται, ότι για κάθε ρεύμα εκπομπού I_{E2} η αντίστοιχη καμπύλη θα τέμνει τον άξονα των τάσεων δεξιότερα - σε μεγαλύτερη τιμή τάσης - και θα εξελίσσεται ταχύτερα φθάνοντας σε μεγαλύτερες τιμές ρεύματος - για ίδιες τάσεις V_{BB} - από την καμπύλη για ρεύμα εκπομπού I_{E1} , εφ'όσον βέβαια ισχύει ότι: $I_{E2} > I_{E1}$.

Εφαρμογές

Οι κυριώτερες χρήσεις της μονοεπαφιακής κρυσταλλοτριόδου βασίζονται



στην ύπαρξη της καταδύσεως στη χαρακτηριστική της και αναφέρονται σε κυκλώματα ταλαντώσεων. Ένα τέτοιο κύκλωμα είναι το κύκλωμα του σχήματος 4-7.α, του οποίου η λειτουργία περιγράφεται παρακάτω.

Αμέσως μετά το κλείσιμο του διακόπτη ο κόμβος Τ έχει μηδενικό δυναμικό, επειδή ο πυκνωτής είναι αρχικά αφόρτιστος και όλη η πτώση τάσης V_{CC} εμφανίζεται κατά μήκος της αντιστάσεως R_1 . Ο πυκνωτής βέβαια αρχίζει αμέσως να φορτίζεται και το δυναμικό του κόμβου Τ να αυξάνει ακολουθώντας την εκθετική καμπύλη φορτίσεως πυκνωτή (σχήμα 4-7.β.1) μέχρις ότου αποκτήσει την τιμή

$$V_p = \eta \cdot V_{CC} + V_{κατ}$$

οπότε κατά τα γνωστά η επαφή εκπομπού πολώνεται ορθά και αρχίζει να άγει. Θα περίμενε ίσως κανείς το κρίσιμο δυναμικό για την έναρξη αγωγιμότητας της επαφής εκπομπού να δίνεται από τη σχέση:

$$V_p = V_{CC} \cdot (R_{B1} + R_1) / (R_1 + R_2 + R_{B1} + R_{B2}) + V_{κατ}$$

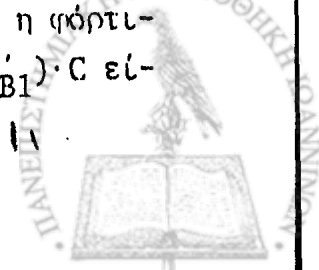
διότι αυτή είναι η τιμή, που καθορίζει ο διαιρέτης τάσης του κλάδου ΑΒ, ότι πρέπει να υπερνικηθεί (πρβλ. σχήμα 4-3.β). Σχεδόν πάντα όμως οι αντιστάσεις R_1 και R_2 είναι πολύ μικρές συγκριτικά με τις R_{B1} και R_{B2} αντίστοιχα. Έτσι η παραπάνω σχέση μετατρέπεται στην:

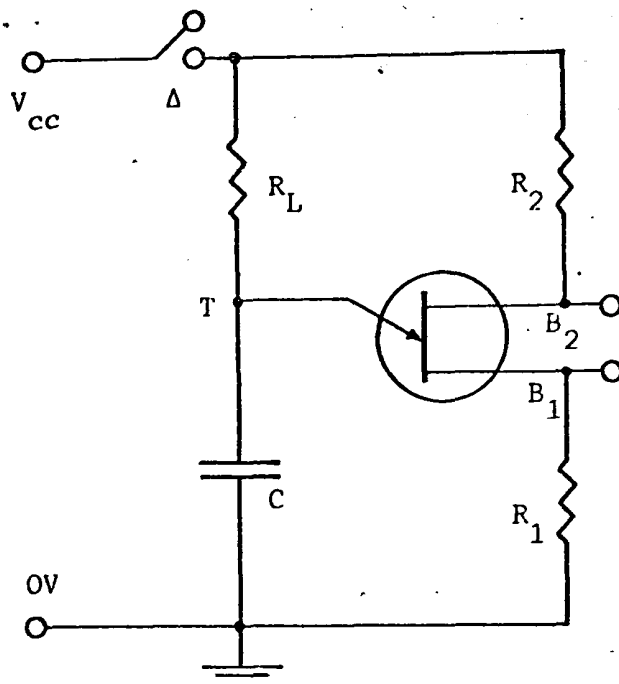
$$V_p = V_{CC} \cdot R_{B1} / (R_{B1} + R_{B2}) + V_{κατ}$$

$$= V_{CC} \cdot R_{B1} / R_{BB} + V_{κατ}$$

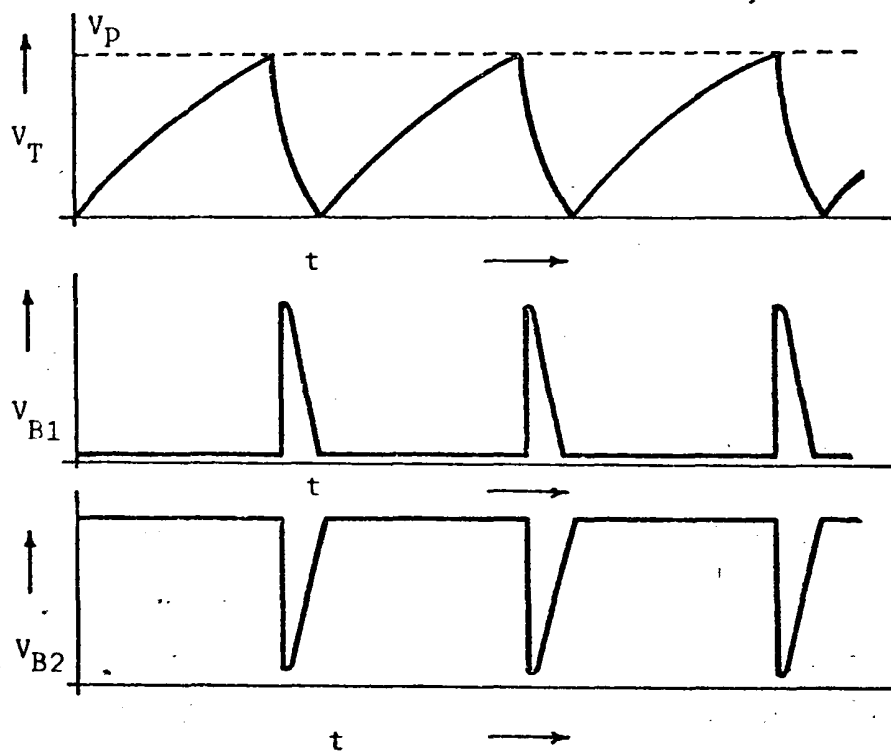
$$= \eta \cdot V_{CC} + V_{κατ}$$

Μόλις λοιπόν η επαφή εκπομπού αρχίσει να άγει υποβιβάζεται δραστικά το μέγεθος της αντιστάσεως R_{B1} και από αρκετά kΩ, που είναι πριν αρχίσει να άγει η επαφή, μεταπίπτει σε μερικά Ω. Ο πυκνωτής C κατά συνέπεια βρίσκεται ουσιαστικά βραχυκυκλωμένος από μια αντίσταση μερικών Ω ($R_1 + R'_{B1}$) και αρχίζει να εκφορτίζεται. Η εκφόρτιση αυτή είναι πολύ ταχύτερη από ότι η φόρτιση, επειδή η σταθερά χρόνου του κυκλώματος εκφορτίσεως $\tau' = (R_1 + R'_{B1}) \cdot C$ εί-





α) Ασταθής
πολυδονητής
με UJT



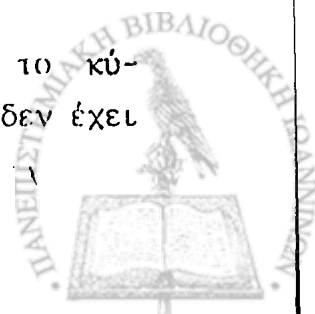
Κυματομορφές ασταθή πολυδονητή με UJT

Σχήμα 4-7

ναι πολύ μικρότερη από τη σταθερά χρόνου του κυκλώματος φορτίσεως $\tau = R_1 C$, διότι ισχύει: $R_L \approx 100k\Omega \gg R_1 + R'_{B1} \approx 50\Omega$. Το δυναμικό λοιπόν του κόμβου T ελαττώνεται ταχύτητα ακολουθώντας την εκθετική καμπύλη εκφορτίσεως πυκνωτή (σχήμα 4-7.β.1). Έτσι το τελικό αποτέλεσμα είναι η εμφάνιση μεταξύ του κόμβου T και της γης μιας πριονωτής κυματομορφής, επειδή μετά την εκφόρτιση του πυκνωτή η επαφή εκπομπού παύει να άγει και ο κύκλος λειτουργίας επαναλαμβάνεται.

Εκτός τώρα από την κύρια αυτή πριονωτή κυματομορφή δημιουργούνται και δύο δευτερεύουσες οξείες παλμικές κυματομορφές μεταξύ των βάσεων και της γης. Η μία από αυτές - μεταξύ βάσης 1 και γης - έχει θετικούς παλμούς και η άλλη - μεταξύ βάσης 2 και γης - αρνητικούς (σχήμα 4-7.2.3). Οι κυματομορφές αυτές είναι εξαιρετικά χρήσιμες για το σκανδαλισμό (triggering) άλλων ηλεκτρονικών κυκλωμάτων. Η δημιουργία τους ερμηνεύεται ως εξής: Όσο η επαφή εκπομπού δεν άγει, το ρεύμα, που διαρρέει την αντίσταση R_1 είναι σταθερό και πολύ μικρό με συνέπεια η πτώση τάσης στα άκρα της και το δυναμικό της βάσης 1 να είναι σταθερά και μικρά κατά μέγεθος. Μόλις όμως η επαφή εκπομπού αρχίσει να άγει, το ρεύμα εκπομπού αυξάνει απότομα και έτσι αυξάνει απότομα και το ρεύμα, που διαρρέει την R_1 και η πτώση τάσης στα άκρα της. Αποτέλεσμα είναι η εμφάνιση ενός θετικού παλμού μεταξύ βάσης 1 και γης, του οποίου η συνολική διάρκεια είναι όση ο χρόνος εκφορτίσεως του πυκνωτή και το τμήμα ανόδου πολύ πιο απότομο από το τμήμα καθόδου. Το τελευταίο αυτό συμβαίνει, επειδή η ταχύτητα αυξήσεως του ρεύματος εκπομπού καθορίζεται από τη χωρητικότητα της επαφής εκπομπού κυρίως, ενώ η ταχύτητα ελαττώσεως του κυρίως από τη χωρητικότητα του πυκνωτή. Εντελώς ανάλογα, όσο διαρκεί η φόρτιση του πυκνωτή και η επαφή εκπομπού δεν άγει, το δυναμικό της βάσης 2 είναι υψηλό και σταθερό, επειδή το ρεύμα, που διαρρέει την αντίσταση R_2 είναι μικρό και σταθερό. Μόλις όμως η επαφή εκπομπού αρχίσει να άγει υποβιβάζεται δραστικά η αντίσταση R_{B1} άρα και η ολική αντίσταση του κλάδου AB. Αυξάνει λοιπόν απότομα το ρεύμα, που τον διαρρέει, και η πτώση τάσης στα άκρα της R_2 . Εμφανίζεται έτσι μεταξύ βάσης 2 και γης ένας παλμός εντελώς όμοιος με τον προηγούμενο, αλλά αντίθετος κατά το πρόσημο - "αρνητικός" - , επειδή η βάση 2 είναι το χαμηλότερου δυναμικού άκρο της R_2 και αύξηση του ρεύματος σημαίνει ελάττωση του δυναμικού της.

Είναι προφανές μετά τα παραπάνω - κυματομορφή κόμβου T -, ότι το κύκλωμα αποτελεί ασταθή πολυδονητή. Επειδή δε ο ασταθής πολυδονητής δεν έχει

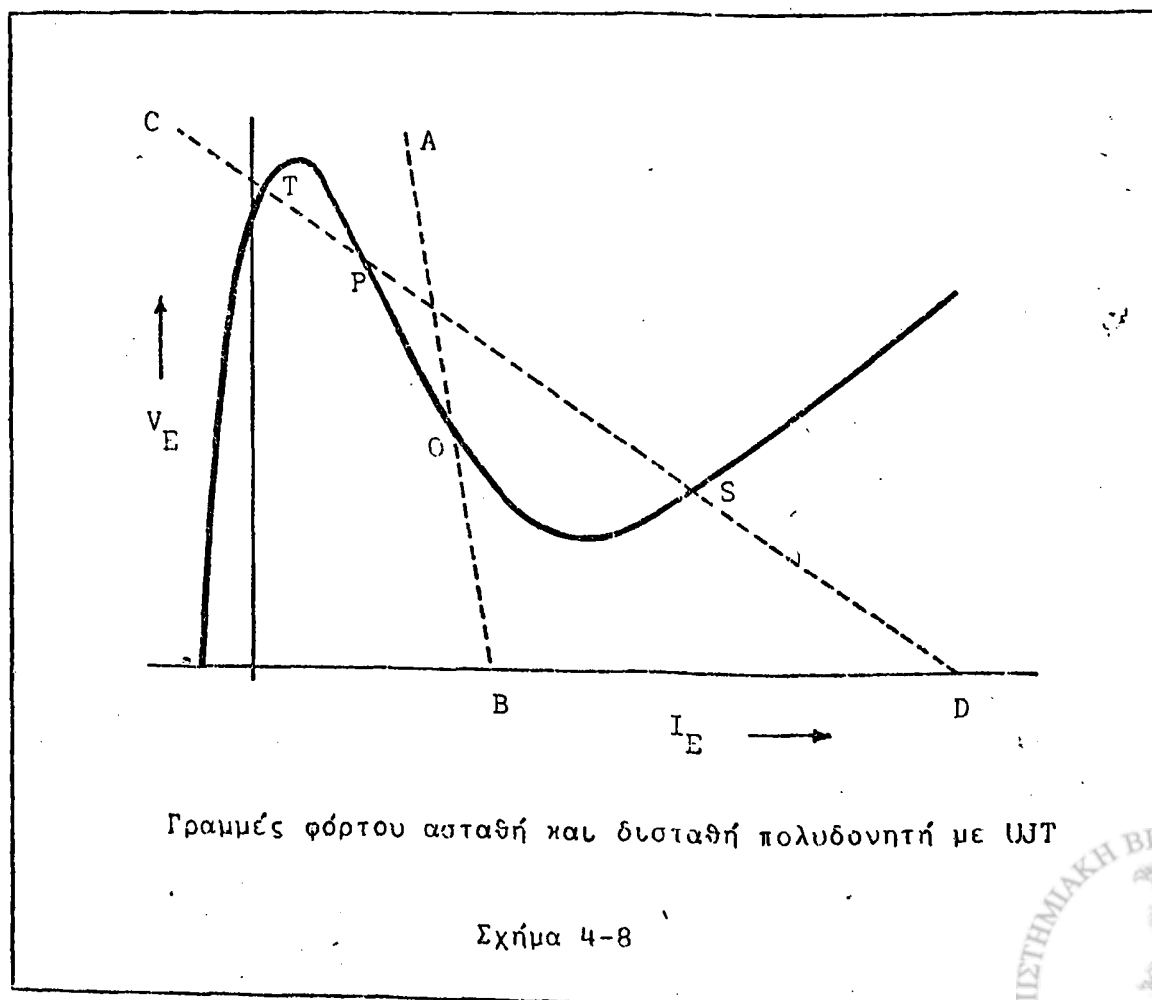


καμψιά σταθερή κατάστασι, θα πρέπει, για να λειτουργεί ικανοποιητικά το κύκλωμα, η γραμμή φόρτου, επί της οποίας εργάζεται, να μην περιλαμβάνει σημεία της χαρακτηριστικής του WT , που αντιστοιχούν σε σταθερές καταπτώσεις λειτουργίας, αλλά μόνον σημεία, που ανήκουν αποκλειστικά στο τμήμα αρνητικής καταδύσεως. Τέτοια είναι π.χ. η γραμμή φόρτου AB του σχήματος 4-8. Η μεγάλη κλίση της γραμμής αυτής υποδηλώνει άμεσα, ότι η αντίσταση φόρτου R_L έχει πολύ μεγάλη τιμή. Αυτός είναι και ο λόγος, για τον οποίο οι γεννήτριες πριονωτών τάσεων με κρυσταλλοτρίοδους μιας επαφής έχουν πάντοτε πολύ μεγάλη εσωτερική αντίσταση.

Υπολογισμοί για την περίοδο της πριονωτής κυματομορφής δίνουν τελικά τη σχέση:

$$T \approx C \cdot R_L \cdot \ln [1/(1-\eta)]$$

με τη γνωστή προϋπόθεση ότι $R_1 \ll R_{B1}$ και $R_2 \ll R_{B2}$. Σημαντικό είναι το γεγονός, ότι η περίοδος - άρα και συχνότητα - είναι ανεξάρτητη γενικά από

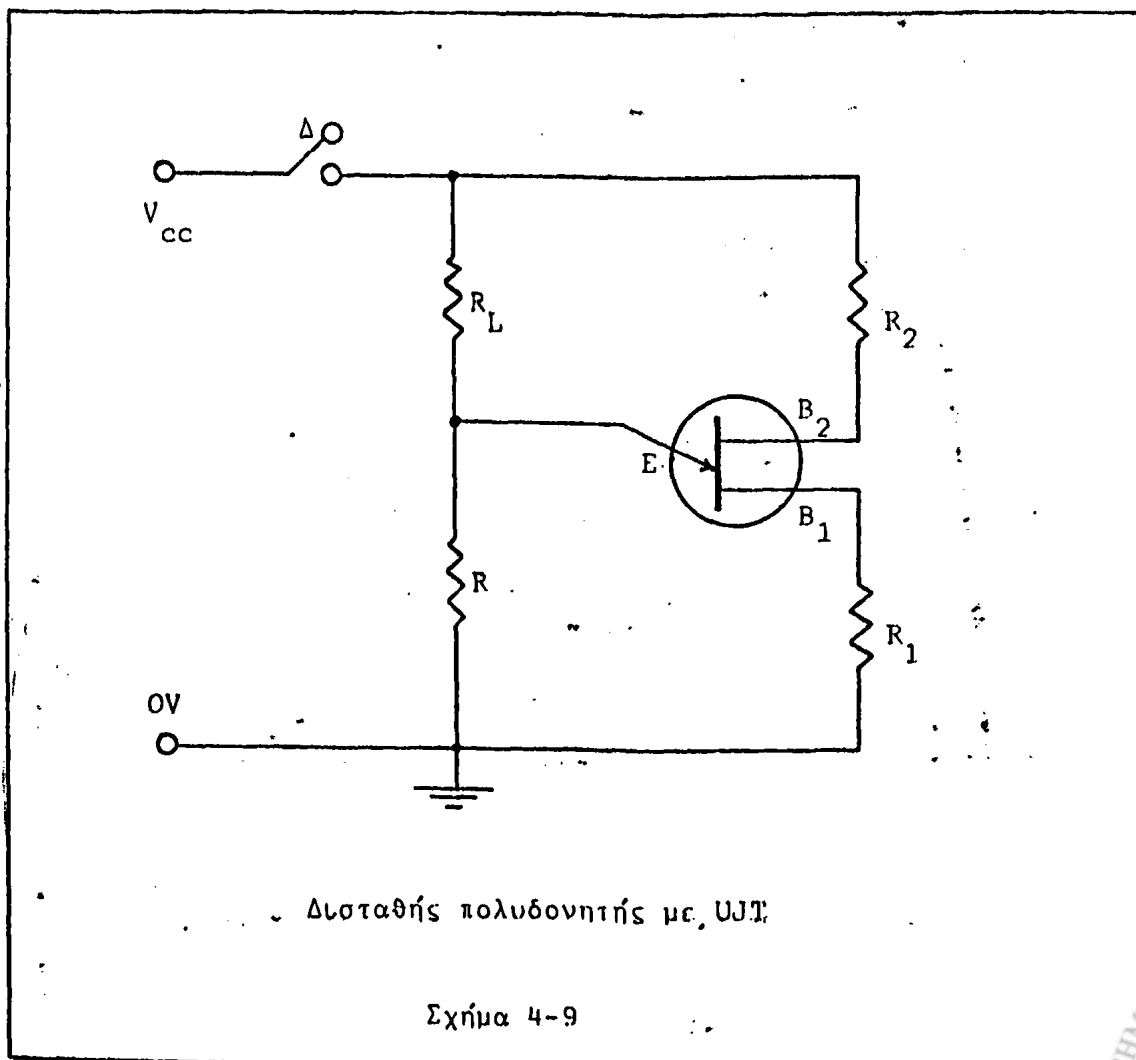


θερμοκρασιακές διακυμάνσεις, επειδή η αντίσταση R_L επηρεάζεται λίγο από αυτές και ο ενδογενής λόγος αποτάσεων ελάχιστα, εφ' όσον ουσιαστικά είναι λόγος δύο συμμεταβαλλομένων μεγεθών. Αν επί πλέον ληφθεί υπ' όψη, ότι οι κατασκευαστές για το λόγο $\underline{\eta}$ δίνουν συνήθως τιμές από 0.45 έως 0.65, συνάγεται, ότι η περίοδος εκφράζεται με ικανοποιητική ακρίβεια από την προσηνγιστική σχέση:

$$T \approx 0.8 \cdot C \cdot R_L$$

Σημαντικό τέλος πλεονέκτημα του ασταθή πολυδονητή αυτού του τύπου είναι ότι παραμένει ανεπηρέαστος κατά συχνότητα από τυχαίες ή συστηματικές μεταβολές της τάσης τροφοδοσίας του κυκλώματος, εφ' όσον, όπως φαίνεται και από τις παραπάνω σχέσεις, η τάση αυτή δεν αποτελεί στοιχείο καθορισμού της περιόδου.

Το κύκλωμα του σχήματος 4-7.α μπορεί ευκολώτα να μετατραπεί σε δι-



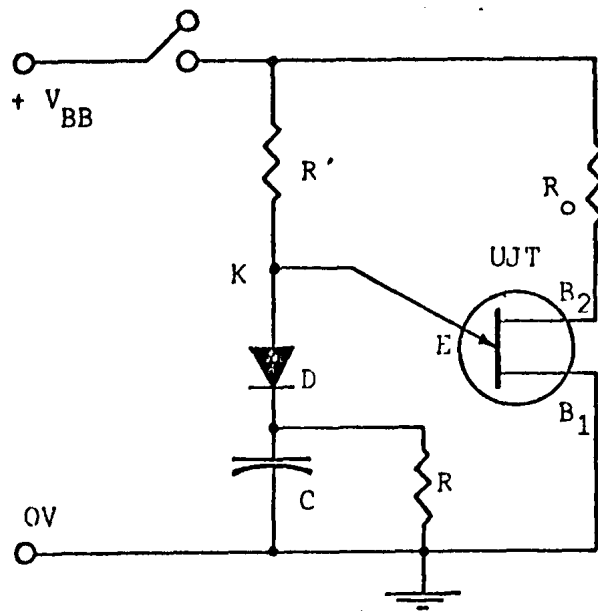
σταθή πολυδονητή, αν ο πυκνωτής C αντικατασταθεί με μια αντίσταση R, όπως φαίνεται στο σχήμα 4-9. Τότε βέβαια η γραμμή φόρτου, επί της οποίας θα εργάζεται το κύκλωμα, μεταπίπτει στην ευθεία CD (σχήμα 4-8), η οποία πραγματι περιλαμβάνει δύο σταθερά σημεία - που αντιστοιχούν στις δυο σταθερές καταστάσεις του flip-flop - και ένα ασταθές.

Η κρυσταλλοτρίοδος μιας επαφής εκτός από κυκλώματα παραγωγής πριονωτών τάσεων χρησιμοποιείται και σε κυκλώματα παραγωγής τετραγωνικών ή τραπεζοειδών παλμών. Ένα τέτοιο κύκλωμα δίνεται στο σχήμα 4-10.α, ενώ στο σχήμα 4-10.β δίνονται οι κυματομορφές, που προκύπτουν στα διάφορα σημεία-εξόδους του. Σχετικά με τη λειτουργία του κυκλώματος αναφέρουμε τα εξής: Μόλις ο διακόπτης κλείσει, ο πυκνωτής C αρχίζει να φορτίζεται μέσω της αντιστάσεως R' . Κατά τη διάρκεια εκφορτίσεως του πυκνωτή η κρυσταλλοτρίοδος άγει και από την αντίσταση R' περνά ρεύμα. Όταν ο πυκνωτής εκφορτισθεί αρκετά, το δυναμικό του κόμβου K μειώνεται κάτω από την τιμή $V_{κατ}$ (τάση κατοχυρίου) και η επαφή εκπομπού παύει να άγει. Αρχίζει τότε νέος κύκλος λειτουργίας.

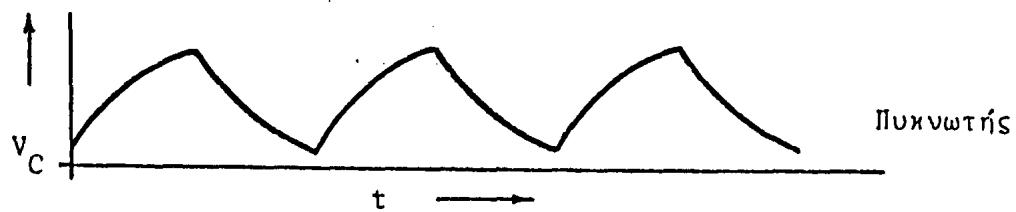
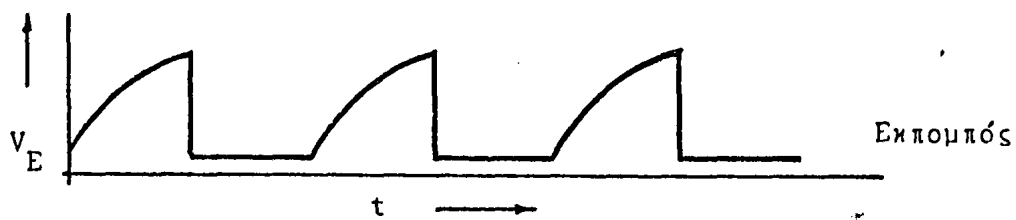
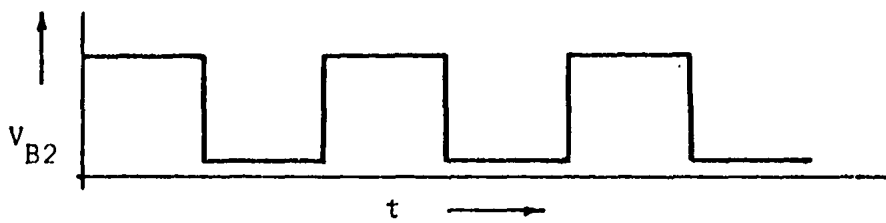
Όσο η επαφή εκπομπού της κρυσταλλοτρίοδος άγει, η αντίσταση του κυκλώματος των δύο βάσεων έχει μια ωρισμένη χαμηλή - κατά τα προγραπόμενα τιμή - και το ρεύμα του είναι αυξημένο. Αυξημένη λοιπόν είναι και η πτώση τάσης κατά μήκος της R_0 . Άρα το δυναμικό της βάσης 2, που αποτελεί και ακροδέκτη εξόδου του τετραγωνικού παλμού, είναι χαμηλό και σταθερό: παραμένει δε έτσι καθ' όλη τη διάρκεια εκφορτίσεως του πυκνωτή. Μόλις η εκφόρτιση "ολοκληρωθεί" και η επαφή εκπομπού πάψει να άγει, αυξάνεται η αντίσταση μεταξύ των δύο βάσεων, ελαττώνεται το ρεύμα I_{B2} και αυξάνει το δυναμικό της βάσης 2, διότι η πτώση τάσης κατά μήκος της R_0 είναι πλέον μικρή. Το δυναμικό αυτό παραμένει σταθερό στη νέα του τιμή, για όσο χρόνο διαρκεί η φόρτιση του πυκνωτή. Προκύπτει έτσι ο τετραγωνικός παλμός του σχήματος 4-10.β.1. Με ανάλογες σκέψεις ερμηνεύεται και η μορφή των δύο άλλων κυματομορφών του σχήματος 4-10.β.

Από όσα αναφέρθηκαν στο προηγούμενο, γίνεται προφανές, ότι η κρυσταλλοτρίοδος μιας επαφής χρησιμοποιείται σχεδόν αποκλειστικά σε κυκλώματα ταλαντώσεων και όχι ενισχύσεων.

Τελειώνοντας αναφέρουμε, ότι εκτός από την απλή κρυσταλλοτρίοδο μιας επαφής, που περιγράψαμε, υπάρχει και η προγραμματιζόμενη μονοεπαρκτική κρυσταλλοτρίοδος (programmable unijunction transistor - PUT). Η "κρυσταλλοτρίοδος" αυτή έχει σαφώς διαφορετική δομή και χρησιμοποιείται επίσης σε κυκλώματα ταλαντώσεων. Οφείλει την ονομασία της στο ότι επιτρέπει - σε αν-



α) Κύκλωμα
παραγωγής
τετραγωνικής
κυματομορφής



β) Κυματομορφές κυκλώματος

Σχήμα 4-10



τίθετη με την απλή ΩΤ - τον προκαθορισμό των στοιχείων V_p (τάση κορυφής), V_v (τάση κοιλάδας), η (ενδογενής λόγος αποστάσεων) με κατάλληλη επιλογή εξωτερικών παραμέτρων (αντιστάσεις, πυκνωτές) και κατά τις εκάστοτε ανάγκες του κυκλώματος.

Χρησιμοποιούμενα όργανα

1. Τροφοδοτικό χαμηλής τάσης
2. Ηλεκτρονικό βολτόμετρο
3. Παλμογράφος
4. Γεννήτρια ακουστικών συχνοτήτων
5. Κρυσταλλοτρίοδος μιας επαφής
6. Ποτενσιόμετρα: $50k\Omega-0.5W$, $100k\Omega-0.5W$
7. Αντιστάσεις: $100\Omega-0.5W$, $390\Omega-1W$, $470\Omega-0.5W$, $1k\Omega-0.5W$ (2)
8. Κρυσταλλοδίοδος πυριτίου
9. Πυκνωτής $0.1 \mu F$

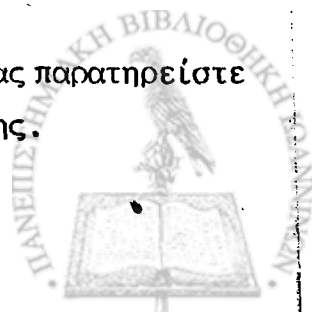
Πειραματικό μέρος

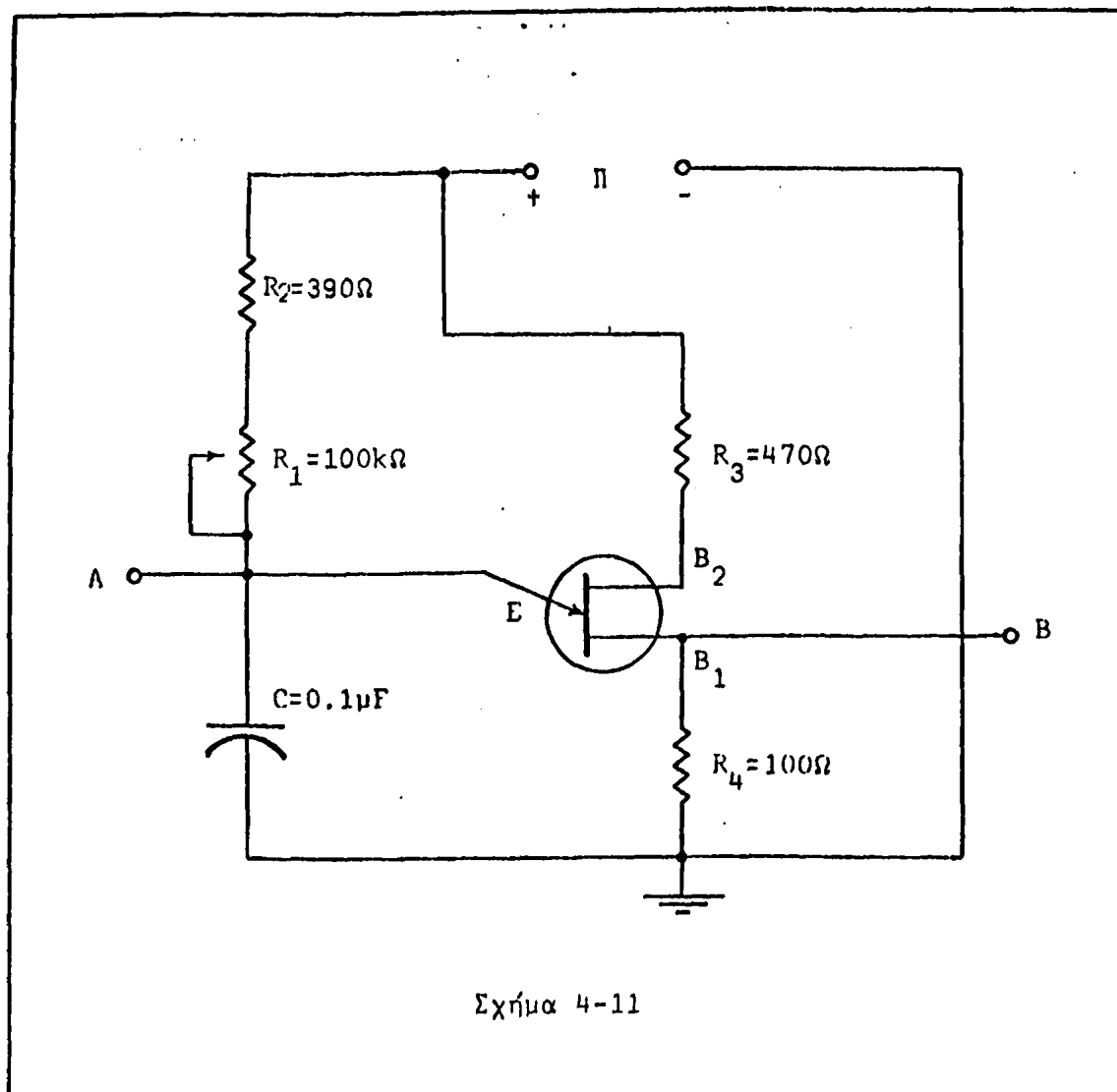
1. Πραγματοποιείτε το κύκλωμα της γεννήτριας πριονωτών τάσεων του σχήματος 4-11. Ρυθμίστε το ροοστάτη στο μέσον περίπου της τιμής του και τροφοδοτείτε το κύκλωμα με τάση 10V. Συνδεσμολογείτε τον βαθμολογημένο παλμογράφο μεταξύ του σημείου Α και της γης και σχεδιάστε την παρατηρούμενη κυματομορφή.

2. Παρατηρείτε τη μεταβολή συχνότητας, που υφίσταται η πριονωτή κυματομορφή, όταν μεταβάλλεται η τιμή του ροοστάτη. Μετρείτε και καταγράψτε τη μέγιστη και ελάχιστη συχνότητα της κυματομορφής.

$f_{\min} =$	Hz	$f_{\max} =$	Hz
--------------	----	--------------	----

3. Με το ροοστάτη ρυθμισμένο στη θέση μέγιστης συχνότητας παρατηρείτε και σχεδιάστε την κυματομορφή μεταξύ του σημείου Β και της γης.





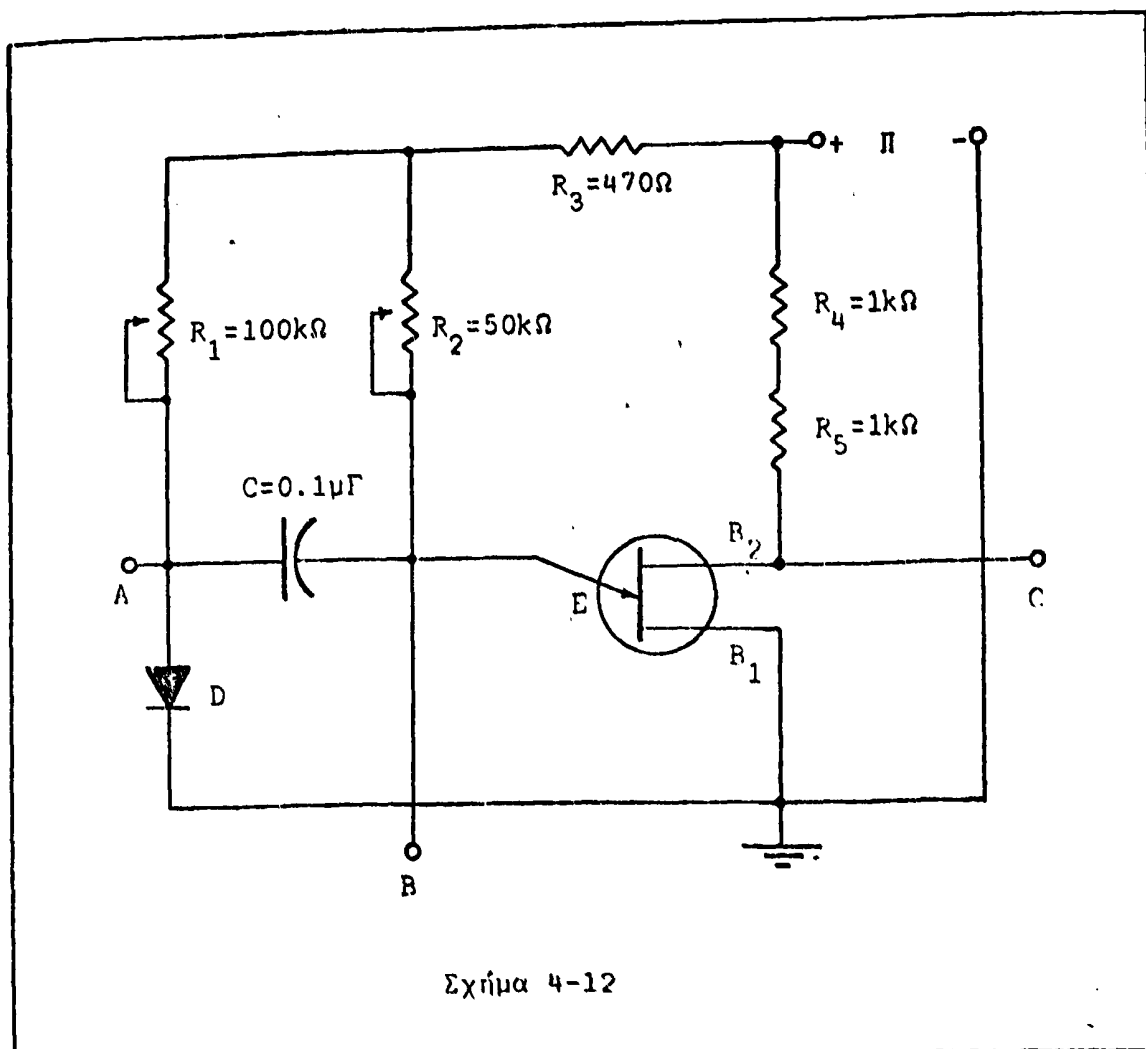
4. Πραγματοποιείτε το κύκλωμα της γεννήτριας τετραγωνικών παλμών του σχήματος 4-12. Οι ροοστάτες R_1 και R_2 , πριν συνδεσμοποιηθούν στο κύκλωμα, ρυθμίζονται στην τιμή $100\text{k}\Omega$ και $35\text{k}\Omega$ αντίστοιχα με τη βοήθεια του ηλεκτρονικού ωχόμετρου. Τροφοδοτείστε το κύκλωμα με τάση 12V .

5. Συνδεσμοποιείτε τον βαθμολογημένο παλμογράφο μεταξύ του σημείου A και της γης και σχεδιάστε την παρατηρούμενη κυματομορφή.

6. Ομοίως παρατηρείστε και σχεδιάστε τις κυματομορφές μεταξύ του σημείου B και γης και του σημείου Γ και γης.

7. Παρατηρείστε και εξηγήστε τη μεταβολή, που υφίσταται η τελευταία κυματομορφή - μεταξύ Γ και γης -, όταν μεταβάλλεται η τιμή του ροοστάτη R_1 .

8. Παρατηρείστε επίσης και εξηγήστε τη μεταβολή της μεταξύ σημείου B και γης κυματομορφής, όταν μεταβάλλεται η τιμή του ροοστάτη R_1 .



9. Με το ροοστάτη R_1 στη μέγιστη τιμή του μεταβάλετε τον ροοστάτη R_2 παρώνοντας όλες τις δυνατές τιμές του. Παρατηρείστε και εξηγήστε τη μεταβολή, που υφίσταται η κυματομορφή μεταξύ σημείου Γ και γης.

Ερωτήσεις

1. Μπορεί μια κρυσταλλοτρίοδος μιας επαφής να χρησιμοποιηθεί σαν ροοστάτης και αν ναι πώς;
2. Ποιές είναι οι βασικές δομικές διαφορές της κρυσταλλοτρίοδου μιας επαφής και της κοινής κρυσταλλοτρίοδου;
3. Εξηγήστε σύντομα τη λειτουργία του κυκλώματος του σχήματος 4-12.
4. Τι είναι και από τι εξαρτάται ο ενδογενής λόγος σπουτάσεων;
5. Ποιός είναι ο ρόλος του πυκνωτή C και της διόδου D στο κύκλωμα του σχήματος 4-11;

Α Σ Κ Η Σ Η 5Κ Ρ Υ Σ Τ Α Λ Λ Ο Τ Ρ Ι Ο Δ Ο Σ Μ Ο Σ F E TΕισαγωγή

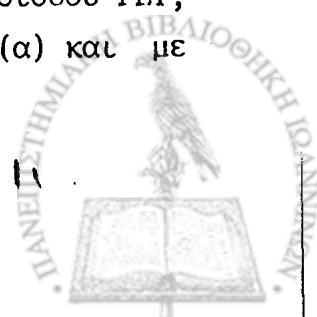
Σε προηγούμενη εργαστηριακή άσκηση (Τόμος Α' - Άσκηση 11 - Μελέτη κρυσταλλοτρίοδου FET) είδαμε, ότι εκτός από τις κοινές κρυσταλλοτρίοδους, που η λειτουργία τους βασίζεται στα ρεύματα διαχύσεως, υπάρχουν και οι κρυσταλλοτρίοδοι FET, που η λειτουργία τους βασίζεται στα ρεύματα ολισθήσεως. Αποτέλεσμα της διαφορετικής αυτής δομής και αρχής λειτουργίας είναι μια σειρά από πλεονεκτήματα των FET's έναντι των κοινών κρυσταλλοτρίοδων.

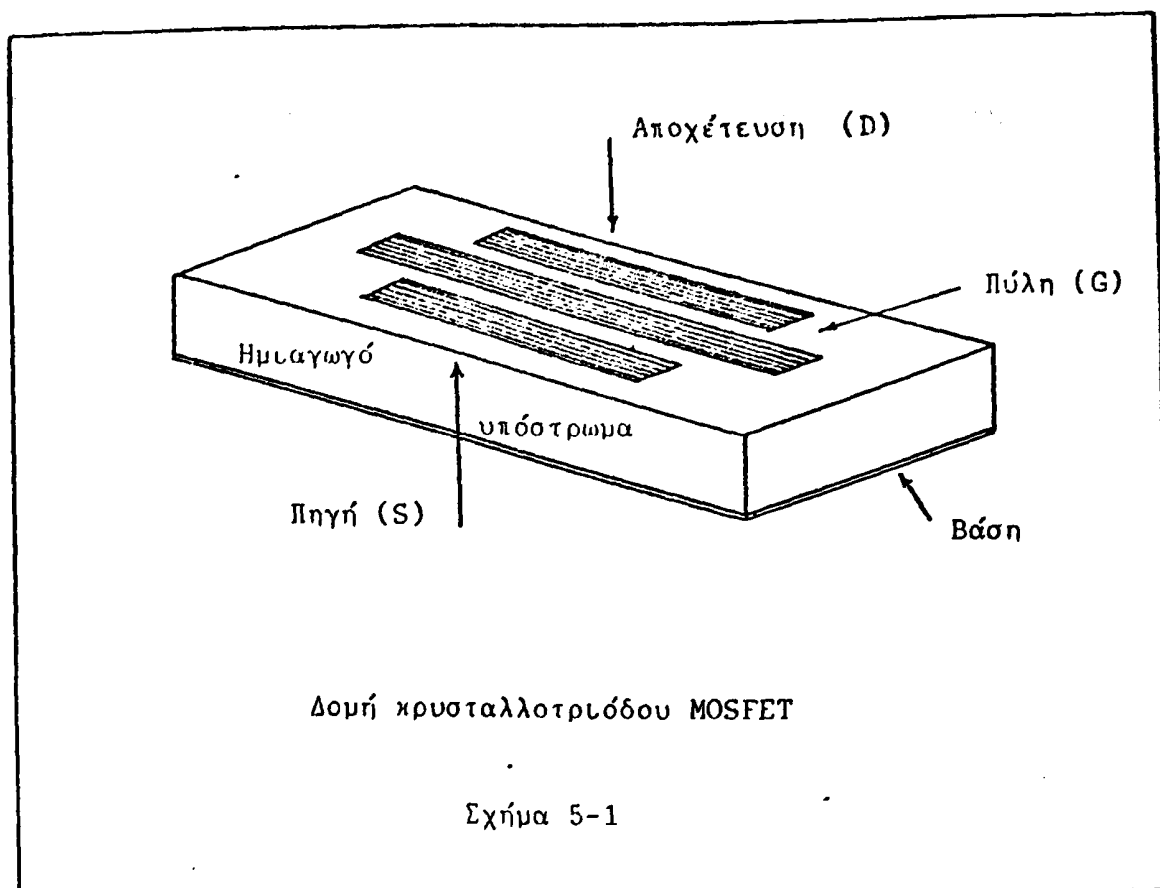
Σε ανάλογη αρχή λειτουργίας - δηλαδή διαμόρφωση διαύλου διακινήσεως φορέων και έλεγχο του εύρους του - στηρίζεται και η λειτουργία της επόμενης γενιάς κρυσταλλοτρίοδων πεδίου, που διεθνώς ονομάζονται MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor - Κρυσταλλοτρίοδος επιδράσεως πεδίου εξ ημιαγωγού και οξειδίου μετάλλου) ή IGFET (Insulated Gate Field Effect Transistor - Κρυσταλλοτρίοδος επιδράσεως πεδίου μονωμένης πύλης) από τα αρχικά της αγγλικής ονομασίας τους. Την ονομασία τους αυτή αρέλουν στον κυρίαρχο ρόλο, που διαδραματίζει στη λειτουργία και τις ιδιότητές τους η ύπαρξη ενός μονωτικού στρώματος από οξείδιο μεταξύ της πύλης και του ηλεκτροδίου της.

Υπάρχουν δύο βασικοί τύποι κρυσταλλοτρίοδων MOSFET. Οι MOSFET ενισχύσεως (προσαυξήσεως) (Enhancement MOSFET) και οι MOSFET απογυμνώσεως (διαβάσεως) (Depletion MOSFET).

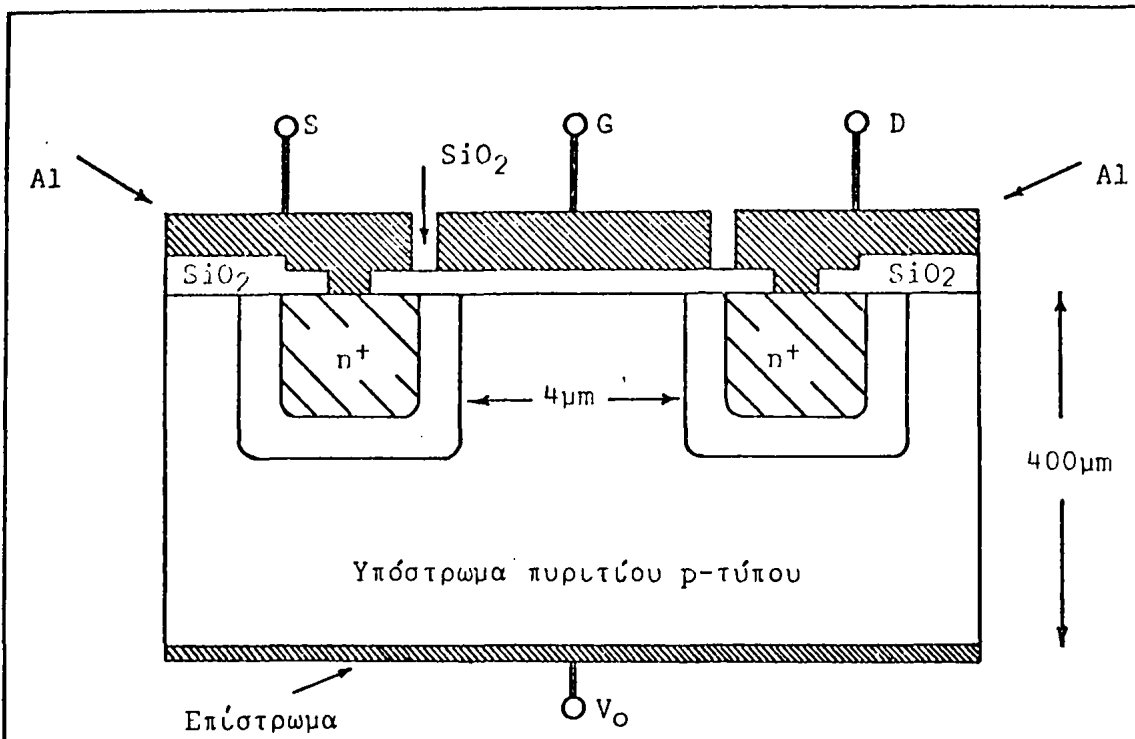
MOSFET ενισχύσεως

Στο σχήμα 5-1 δίνεται διαγραμματικά η εξωτερική δομή ενός MOSFET - α-διακρίτως τύπου -, που είναι ανάλογη με τη δομή μιας κρυσταλλοτρίοδου FET, και στο σχήμα 5-2 η τομή μιας MOSFET ενισχύσεως χωρίς πολώσεις (α) και με τις συνήθεις πολώσεις (β).

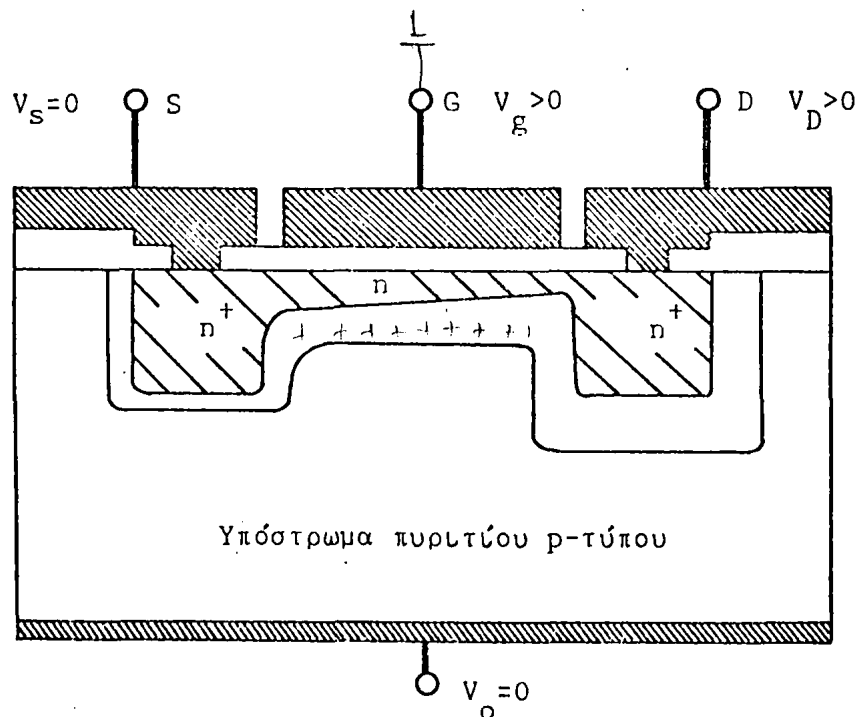




Όπως φαίνεται και στα σχήματα αυτά η MOSFET αποτελείται από ένα κομμάτι ημιαγωγού p-τύπου με μικρό ποσοστό προσμίξεων, στην κάτω επιφάνεια του οποίου υπάρχει μεταλλικό επικάλυμμα (συνήθως από αλουμίνιο). Στην πάνω πλευρά του ημιαγωγού έχουν δημιουργηθεί σε μικρή, αλλά σαφή απόσταση μεταξύ τους ($\approx 4\mu\text{m}$) δύο περιοχές n-τύπου με υψηλό ποσοστό προσμίξεων (συμβολισμός n^+). Ολόκληρη η πάνω πλευρά καλύπτεται με ένα λεπτό επίστρωμα διοξειδίου του πυριτίου (SiO_2 , πάχους $\approx 2\mu\text{m}$), το οποίο είναι ένα υαλώδους μορφής και εξαιρετικά υψηλής αντιστάσεως διηλεκτρικό. Στο επίστρωμα αυτό και πάνω ακριβώς από τις n^+ -τύπου περιοχές έχουν δημιουργηθεί κατάλληλα ανοίγματα, μέσω των οποίων έρχονται σε ηλεκτρική επαφή με τα n^+ -τύπου τμήματα τα μεταλλικά ηλεκτρόδια της πηγής (source - S) και της αποχετεύσεως (drain - D). Αντίθετα το ηλεκτρόδιο της πύλης (gate - G) δεν έρχεται καθόλου σε επαφή με τον ημιαγωγό, αλλά απλά και μόνον επικαλύπτει το τμήμα του SiO_2 μεταξύ των δύο n^+ -τύπου περιοχών. Αυτός είναι και ο λόγος για τον οποίο οι MOSFET ονομάζονται και IGFET (FET μονωμένης πύλης).



α) Τομή MOSFET χωρίς πόλωση



β) Τομή MOSFET με πόλωση

Σχήμα 5-2



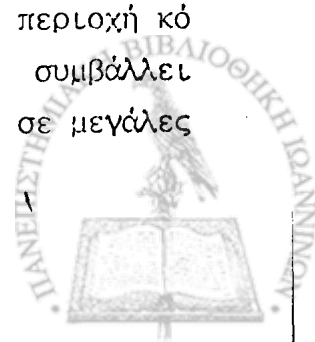
Είναι ευνόητο, ότι μεταξύ των n^+ -τύπου και p -τύπου τμημάτων του ημιαγωγού δημιουργούνται περιοχές απογυμνώσεως. Έτσι τα δύο n^+ -τύπου τμήματα είναι ηλεκτρικά απομονωμένα μεταξύ τους (σχήμα 5-2.α). Ας δούμε όμως τι συμβαίνει, όταν εφαρμοσθούν στη διάταξη οι διάφορες πολώσεις.

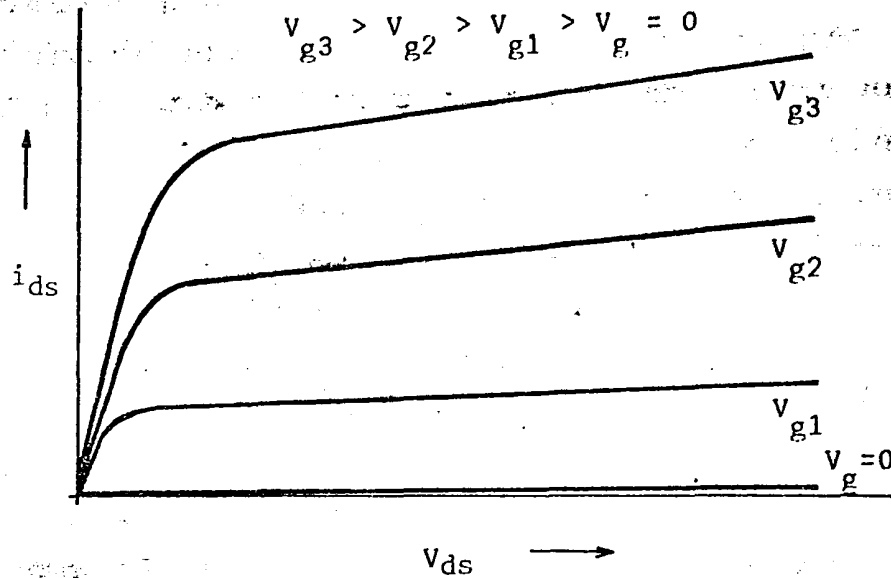
Πάντοτε σχεδόν το μεταλλικό επίστρωμα της κάτω επιφάνειας φέρεται σε μηδενικό δυναμικό - γειώνεται $V_0 = 0$. Το ίδιο συμβαίνει και με την πηγή. Για το λόγο αυτό η συντριπτική πλειοψηφία των MOSFETs, που διατίθενται στο εμπόριο σαν ανεξάρτητες διατάξεις και όχι σε ολοκληρωμένα κυκλώματα, έχουν εσωτερικά βραχυκυκλωμένα το επίστρωμα αυτό με την πηγή και συχνά και με το περίβλημα (case) της διατάξεως. Αν τώρα η αποχέτευση αχθεί σε θετικό δυναμικό $V_D > 0$ και η πύλη σε δυναμικό μηδέν $V_g = 0$, το μόνο, που θα συμβεί, είναι, ότι θα επεκταθούν οι περιοχές απογυμνώσεως της αποχετεύσεως, επειδή θα αυξηθεί η ανάστροφη πόλωση της αντίστοιχης επαφής p - n . Ταυτόχρονα βέβαια θα δημιουργηθεί μέσα στον ημιαγωγό ένα ηλεκτρικό πεδίο, που τείνει να μεταφέρει ηλεκτρόνια από την πηγή στην αποχέτευση. Δεν αναπτύσσεται όμως αντίστοιχα ρεύμα, επειδή τα ηλεκτρόνια, τα οποία είναι οι μόνοι φορείς, που μπορούν να εκχωρηθούν από την n^+ -τύπου πηγή, αποτελούν φορείς μειονότητας στο p -τύπου υπόστρωμα. Δεν μπορούν δηλαδή να υπάρξουν και να κινηθούν στο μεταξύ πηγής - αποχετεύσεως τμήμα του ημιαγωγού, διότι επανασυνδέονται ταχύτατα με οπές. Ακριβολογώντας βέβαια πρέπει να αναφέρουμε, ότι υπάρχει ένα μικρό ρεύμα διαρροής - ρεύμα φορέων μειονότητας -, που είναι της τάξης μερικών pA έως nA .

Αν το ηλεκτρόδιο πύλης αποκτήσει αισθητά θετικό δυναμικό, τότε τα θετικά του φορτία επάγουν στο p -τύπου υπόστρωμα αρνητικά φορτία με βάση τις κλασσικές αρχές φορτίσεως και λειτουργίας των πυκνωτών, μια και, όπως είναι προφανές, το αγώγιμο ηλεκτρόδιο πύλης και το ημιαγώγιμο υπόστρωμα p -τύπου χωριζόμενα από το μονωτικό επίστρωμα του SiO_2 αποτελούν πυκνωτή με διηλεκτρικό το SiO_2 . Τα επαγόμενα όμως στο p -τύπου υπόστρωμα και στην άμεση γειτονία του διηλεκτρικού αρνητικά φορτία, δεν είναι τίποτε περισσότερο από ηλεκτρόνια - φορείς μειονότητας -, τα οποία συγκεντρώνονται στην περιοχή αυτή και με την αυξημένη συγκέντρωση του προκαλούν μεταβολή του τύπου του ημιαγωγού υποστρώματος από p - σε n -. Δημιουργείται δηλαδή αμέσως κάτω από το επίστρωμα SiO_2 και σε όλη την έκταση μεταξύ πηγής και αποχετεύσεως ένα στρώμα αναστροφής (inversion layer) n -τύπου με μικρό γενικά ποσοστό προσμίξεων, πολύ μικρότερο από ότι οι n^+ -τύπου περιοχές πηγής και αποχετεύσεως. Η έκταση του επαγόμενου διαύλου και η συγκέντρωση ελευθέρων ηλεκτρονίων σ'

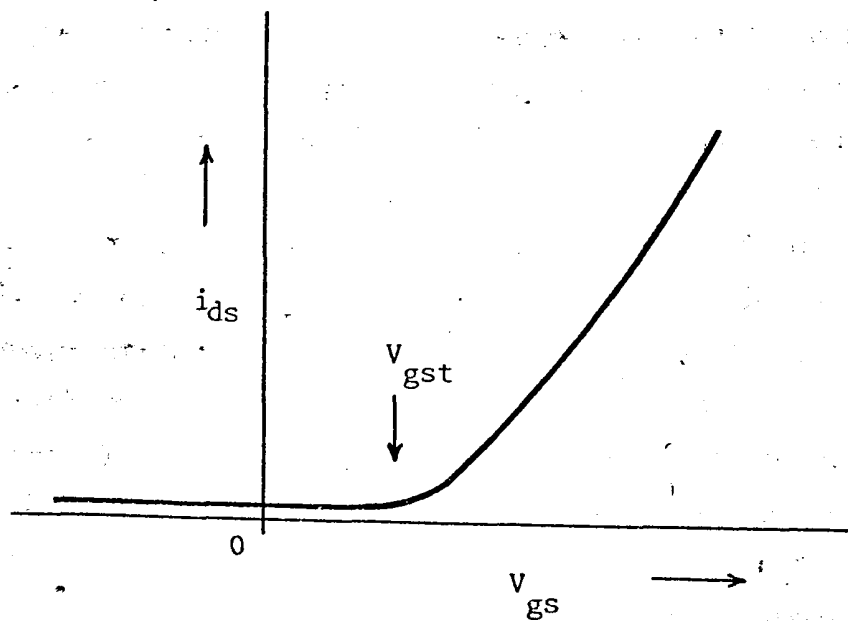
αυτόν είναι μεταβλητές και εξαρτώνται από το δυναμικό πύλης αυξάνοντας με αυτό. Με τη δημιουργία αυτού του διαύλου αρχίζει και η διακίνηση ηλεκτρονίων από την πηγή προς την αποχέτευση και εμφανίζεται ένα ρεύμα αποχετεύσεως, του οποίου η εξέλιξη είναι ανάλογη με την εξέλιξη του ρεύματος αποχετεύσεως ενός κοινού FET. Διαφοροποίηση υπάρχει μόνον ως προς το δυναμικό πύλης, το οποίο έχει αντίθετο πρόσημο. Είναι τώρα εύκολα αντιληπτό, ότι η διάταξη ονομάζεται MOSFET ενισχύσεως, επειδή το επαγόμενο κανάλι αυξάνει σε έκταση και αγωγιμότητα, όσο αυξάνει το δυναμικό πύλης. Τη δομική κατάσταση του MOSFET μετά την εφαρμογή των πολώσεων, που αναφέρθηκαν, παριστά το σχήμα 5-2.β. Πρέπει πάντως εδώ να αναφερθεί, ότι η συζήτηση, που προηγήθηκε, δίνει μια απλοποιημένη εικόνα της όλης λειτουργίας και των μεταβολών συγκεντρώσεων φορέων στις διάφορες περιοχές του MOSFET. Στην πραγματικότητα η κατάσταση είναι αρκετά πιο πολύπλοκη και διαδραματίζουν ρόλο διάφοροι παράγοντες, που σε πρώτη θεώρηση φαίνονται χωρίς σημασία, όπως π.χ. η ύπαρξη ιόντων προσμίξεως στο επίστρωμα SiO_2 κλπ.

Στο σχήμα 5-3 δίνονται το σμήνος χαρακτηριστικών ενός MOSFET ενισχύσεως και η χαρακτηριστική μεταφοράς του. Η πρώτη οικογένεια καμπυλών είναι εντελώς ανάλογη με το σμήνος χαρακτηριστικών ενός FET και η ερμηνεία της μορφής των επίσης ανάλογη με αυτήν, που δόθηκε για το FET. Αρχικά δηλαδή, όταν το δυναμικό πύλης είναι μηδενικό, δεν υπάρχει επαγόμενος δίαυλος και το μόνο ρεύμα, που μπορεί να υπάρξει μεταξύ πηγής - αποχετεύσεως για οποιαδήποτε τάση V_{ds} είναι το ρεύμα των φορέων μειονότητας του υποστρώματος (ρεύμα διαρροής). Το ρεύμα αυτό είναι εξαιρετικά μικρό, όπως αλφαστε φαίνεται και από την αντίστοιχη καμπύλη του σμήνους. Αν στην πύλη εφαρμοσθεί θετικό δυναμικό, θα δημιουργηθεί, όπως προαναφέρθηκε, επαγωγικά ένας δίαυλος n-τύπου κάτω από το SiO_2 . Για μικρές αυξήσεις της τάσης V_{ds} αυξάνει το ρεύμα του διαύλου - αρχικό γραμμικό τμήμα της χαρακτηριστικής -. Ταυτόχρονα ο δίαυλος αρχίζει να λαμβάνει τη γνωστή σφηνοειδή μορφή που αρείλεται στην ανισοκατανομή των διαφορών δυναμικού κατά μήκος του (βλ. Τόμος Α' - Άσκηση 11). Η διαμόρφωση αυτή - στένωση - του διαύλου δυσχεραίνει την διακίνηση των ηλεκτρονίων. Έτσι βαθμιαία τα δύο φαινόμενα - αύξηση ρεύματος λόγω αύξησης της τάσης V_{ds} και μείωση ρεύματος λόγω στενώσεως διαύλου - αντισταθμίζονται και το ρεύμα σταθεροποιείται - περιοχή κόρου της χαρακτηριστικής -. Στη σταθεροποίηση αυτή του ρεύματος συμβάλλει βέβαια και η ελάττωση της ευκινησίας των φορέων, που συμβαίνει σε μεγάλες





α) Χαρακτηριστικές MOSFET ενισχύσεως



β) Χαρακτηριστική μεταφοράς MOSFET ενισχύσεως



εντάσεις πεδίου στο εσωτερικό του διαύλου. Όσο βέβαια αυξάνει το δυναμικό πύλης, τόσο αυξάνει το αρχικό πάχος του διαύλου και όλες οι τιμές του ρεύματος αποχετεύσεως για τις ίδιες τιμές τάσης V_{ds} . Δημιουργείται έτσι το σμήνος των χαρακτηριστικών, στο οποίο η σειρά υπερθέσεως των καμπυλών είναι και σειρά αύξοντος δυναμικού πύλης.

Η δεύτερη καμπύλη - χαρακτηριστική μεταφοράς - δείχνει, ότι για μικρές τάσεις πολώσεως πύλης το ρεύμα αποχετεύσεως αυξάνει αργά και κατόπιν με ταχύτερο ρυθμό. Αυτό συμβαίνει, επειδή για μικρές τάσεις πολώσεως πύλης τα ηλεκτρόνια, που συγκεντρώνονται κάτω από το επίστρωμα SiO_2 επανασυνδέονται σε μεγάλο ποσοστό με τους φορείς πλειονότητας - οπές - του υποστρώματος και δεν μπορούν να δημιουργήσουν δίαυλο. Μόνον από μια τιμή V_g και πάνω η επανασύνδεση δεν μπορεί να εξουδετερώσει όλα τα ηλεκτρόνια και αρχίζουν να εμφανίζονται τα πρώτα φαινόμενα αγωγιμότητας του διαύλου. Το δυναμικό πύλης, για το οποίο το ρεύμα αποχετεύσεως αρχίζει να διαφέρει αισθητά από το ρεύμα διαρροής ονομάζεται κατώρλιο τάσης πύλης-πηγής V_{gst} και δίνεται πάντοτε από τους κατασκευαστές των MOSFET.

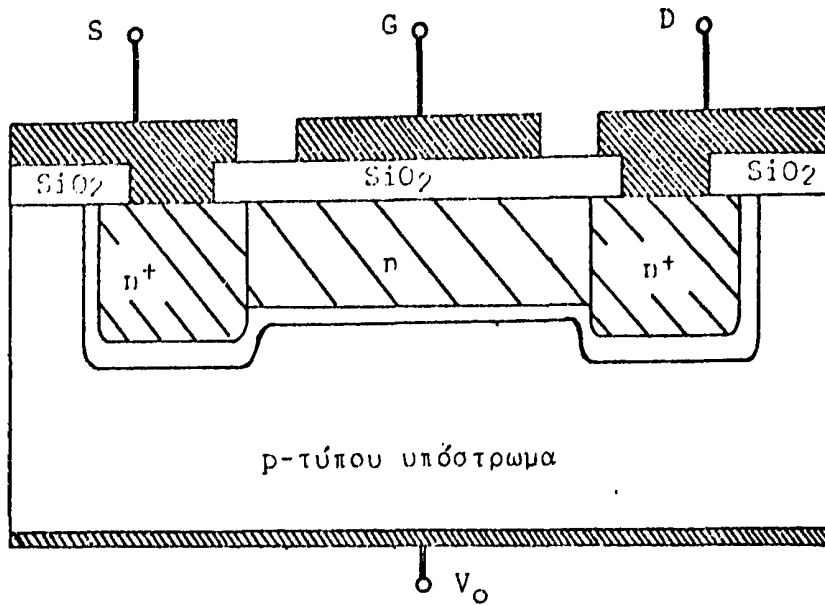
Πριν τελειώσουμε την αναφορά μας αυτή στις MOSFET ενισχύσεως σημειώνουμε δύο πράγματα:

Πρώτον, ότι οι διαστάσεις των διαφόρων τμημάτων της MOSFET, που δίνονται στο σχήμα 5-2, είναι εκτός κλίμακος και απλώς ενδεικτικές. Αφορούν κυρίως σε MOSFET, που είναι ενσωματωμένες σε ολοκληρωμένα κυκλώματα και διαφέρουν αισθητά στις περιπτώσεις ανεξαρτήτων διατάξεων.

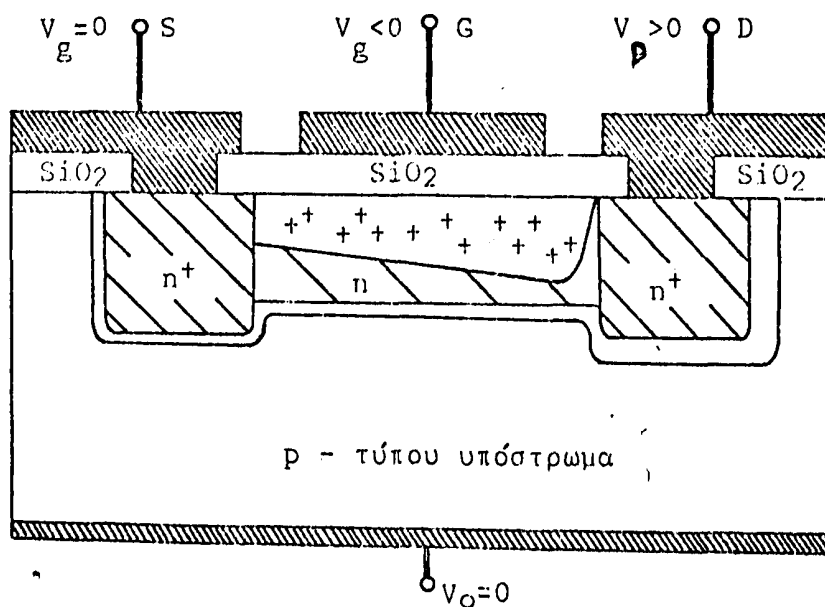
Δεύτερον, ότι εκτός από MOSFET ενισχύσεως επαγομένου διαύλου n - τύπου υπάρχουν και MOSFET p - τύπου διαύλου, στα οποία βέβαια οι τύποι ημιαγωγού των διαφόρων περιοχών έχουν αντιστραφεί και οι πολώσεις έχουν αλλάξει πρόσημο.

MOSFET απογυμνώσεως

Η δομή των MOSFET απογυμνώσεως είναι παρόμοια με τη δομή των MOSFET ενισχύσεως. Διαφοροποιούνται κατά το ότι στις MOSFET απογυμνώσεως ανάμεσα στις δυο n^+ -τύπου περιοχές, που έχουν δημιουργηθεί στο p-τύπου υπόστρωμα, και αμέσως κάτω από το επίστρωμα του SiO_2 έχει δημιουργηθεί μια περιοχή ε-πίσης n-τύπου ημιαγωγού, αλλά με χαμηλό ποσοστό προσμίξεων. Στο σχήμα 5-4α δίνεται η δομή μιας MOSFET απογυμνώσεως χωρίς πολώσεις. Η ύπαρξη εκ κατα-



α) MOSFET απογυμνώσεως χωρίς πολώσεις



β) MOSFET απογυμνώσεως με πολώσεις

Σχήμα 5-4

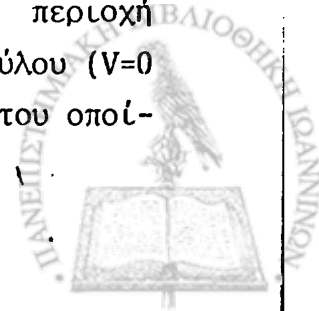


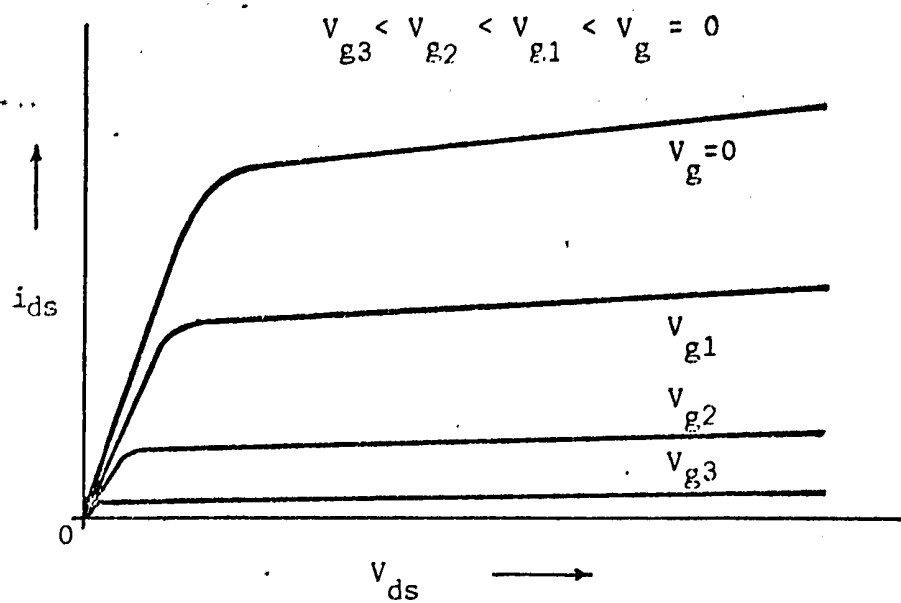
σκευής αυτού του n-τύπου διαύλου μεταξύ της πηγής και της αποχετεύσεως σημαίνει, ότι, αν μεταξύ πηγής και αποχετεύσεως εφαρμοσθεί μια διαφορά δυναμικού V_{ds} , τότε θα διακινηθεί μέσω του διαύλου ικανός αριθμός ηλεκτρονίων - φορείς πλειονότητας - και το ρεύμα αποχετεύσεως, που θα προκύψει, θα είναι σημαντικό. Η MOSFET απογυμνώσεως κατά συνέπεια είναι μια διάταξη, η οποία χωρίς πόλωση στο ηλεκτρόδιο πύλης εμφανίζει αγωγιμότητα (κατάσταση on) αντίθετα με τη MOSFET ενισχύσεως, η οποία χωρίς πόλωση στο ηλεκτρόδιο πύλης δεν εμφανίζει αγωγιμότητα (κατάσταση off).

Ας δούμε όμως, τι θα συμβεί, αν στην πύλη εφαρμοσθεί κάποιο δυναμικό και μάλιστα αρνητικό. Και στην περίπτωση αυτή βέβαια το σύστημα αγωγίμο ηλεκτρόδιο - μονωτικό επίστρωμα - ημιαγώγιμος δίαυλος, αποτελεί πυκνωτή με διηλεκτρικό το SiO_2 . Μόλις λοιπόν στο ηλεκτρόδιο πύλης εφαρμοσθεί αρνητικό δυναμικό, στο τμήμα του διαύλου αμέσως κάτω από το επίστρωμα SiO_2 αναπτύσσονται εξ επαγωγής θετικά ηλεκτρικά φορτία. Ελεύθεροι βέβαια φορείς θετικού φορτίου δεν υπάρχουν - με εξαίρεση τους ελάχιστους φορείς μειονότητας (οπές) - και κατά συνέπεια επαγωγή θετικών φορτίων σημαίνει απομάκρυνση από τις αντίστοιχες περιοχές των ηλεκτρονίων - φορείς πλειονότητας -, ώστε να επικρατήσει το θετικό φορτίο των ακίνητων θετικών ιόντων. Δημιουργείται έτσι, όπως φαίνεται και στο σχήμα 5-4.β, μια περιοχή απογυμνώσεως, στην οποία και οφείλει την ονομασία του ο τύπος αυτός της MOSFET. Η σφηνοειδής μορφή του διαύλου οφείλεται και πάλι στην ανισοκατανομή κατά μήκος του των διαφορών δυναμικού (μεγαλύτερες διαφορές δυναμικού προς την πλευρά της αποχετεύσεως). Δημιουργείται έτσι ένας δίαυλος μεταβλητού πάχους, μέσω του οποίου ρυθμίζεται η αγωγιμότητα της MOSFET. Όσο πιο αρνητικό είναι το ηλεκτρόδιο πύλης, τόσο πιο εκτεταμένη είναι η περιοχή απογυμνώσεως, άρα τόσο στενότερος ο δίαυλος και μικρότερο το ρεύμα αποχετεύσεως για δεδομένη τάση V_{ds} .

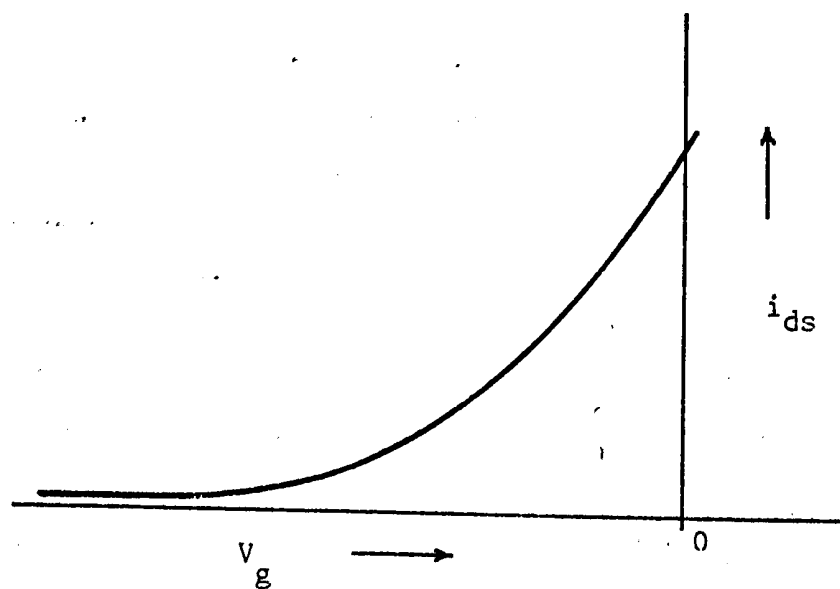
Στο σχήμα 5-5 δίνονται οι χαρακτηριστικές μιας MOSFET απογυμνώσεως και η χαρακτηριστική μεταφοράς της. Σχετικά με την ερμηνεία της μορφής της κάθε χαρακτηριστικής χωριστά και του σμήνους γενικότερα αναφέρουμε συμπληρωματικά τα εξής:

Αρχικά για δυναμικό πύλης μηδέν $V_g = 0$ όσο αυξάνει η διαφορά δυναμικού μεταξύ πηγής - αποχετεύσεως V_{ds} , το ρεύμα αποχετεύσεως I_d αυξάνει ακολουθώντας το νόμο του Ohm (ανοδικό τμήμα της καμπύλης για $V_g = 0$, περιοχή (α)). Ταυτόχρονα λόγω της κατανομής δυναμικού κατά μήκος του διαύλου ($V=0$ στην πηγή έως $V=V_{ds}$ στην αποχέτευση) δημιουργείται ένας πυκνωτής, του οποί-





α) Σμήνος χαρακτηριστικών MOSFET απογυμνώσεως



β) Χαρακτηριστική μεταφοράς MOSFET απογυμνώσεως

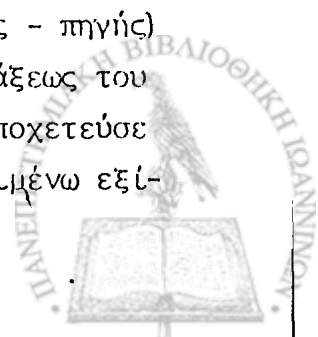
Σχήμα 5-5'

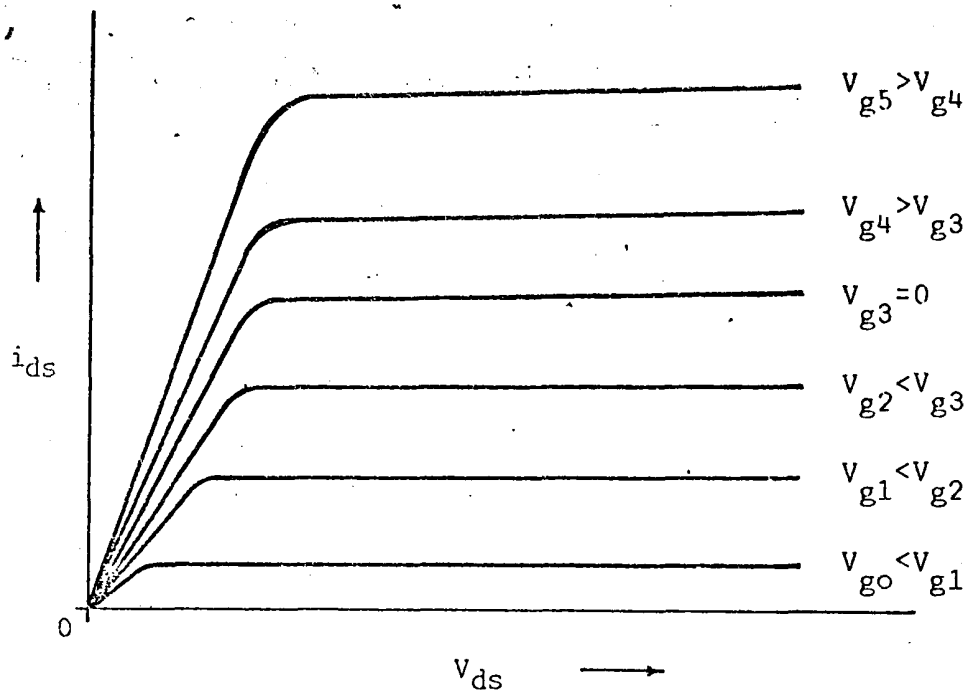


ου ο ένας οπλισμός (ηλεκτρόδιο πύλης) έχει παντού σταθερό και μηδενικό δυναμικό, ενώ ο άλλος (ημιαγώγιμος δίαυλος) έχει μη αρνητικό δυναμικό αυξανόμενο από αριστερά προς τα δεξιά - ορθότερα από την πηγή προς την αποχέτευση -. Κατά συνέπεια και χωρίς αρνητικό δυναμικό στην πύλη θα δημιουργηθεί στο δίαυλο μια περιοχή απογυμνώσεως, εφ' όσον διαφορά δυναμικού μεταξύ των οπλισμών ενός πυκνωτή σημαίνει εμφάνιση στατικών φορτίων αντίθετου πρόσημου σ' αυτούς. Η περιοχή απογυμνώσεως θα είναι πιο εκτεταμένη προς την πλευρά της αποχετεύσεως, εφ' όσον προς τα εκεί οι διαφορές δυναμικού είναι μεγαλύτερες. Ο δίαυλος λοιπόν στενεύει προς την πλευρά της αποχετεύσεως και λαμβάνει τη γνωστή αηνοειδή μορφή. Έτσι περαιτέρω αύξηση της τάσης V_{ds} προκαλεί αφ' ενός "αύξηση" του ρεύματος I_{ds} λόγω αύξησης του ηλεκτρικού πεδίου στο δίαυλο, αφ' ετέρου "ελάττωση" του I_{ds} λόγω αύξησης της αντιστάσεως του διαύλου (αποστενώνση). Τα δυο φαινόμενα αντισταθμίζονται μετά μια ωρισμένη τιμή της τάσης V_{ds} , η οποία κατ' αναλογία προς την αντίστοιχη τάση σε ένα κοινό FET ονομάζεται επίσης δυναμικό λαβίδας (pinch-off voltage). Για τάση V_{ds} βέβαια ίση προς το δυναμικό λαβίδας V_0 ο δίαυλος παύει να στενεύει άλλο και το πάχος του σταθεροποιείται. Η αιτιολογία του γεγονότος αυτού είναι ταυτόσημη με αυτήν, που δόθηκε για το κοινό FET. Για μεγαλύτερες τάσεις V_{ds} το ρεύμα δεν αυξάνει παρά τη σταθερότητα πάχους του διαύλου, επειδή κατά τα γνωστά αφ' ενός επιμηκύνεται το αποστενωμένο τμήμα, αφ' ετέρου αρχίζει να ελαττώνεται η ευκινησία των φορέων εξ αιτίας των μεγάλων εντάσεων ηλεκτρικού πεδίου, που επικρατούν σ' αυτό.

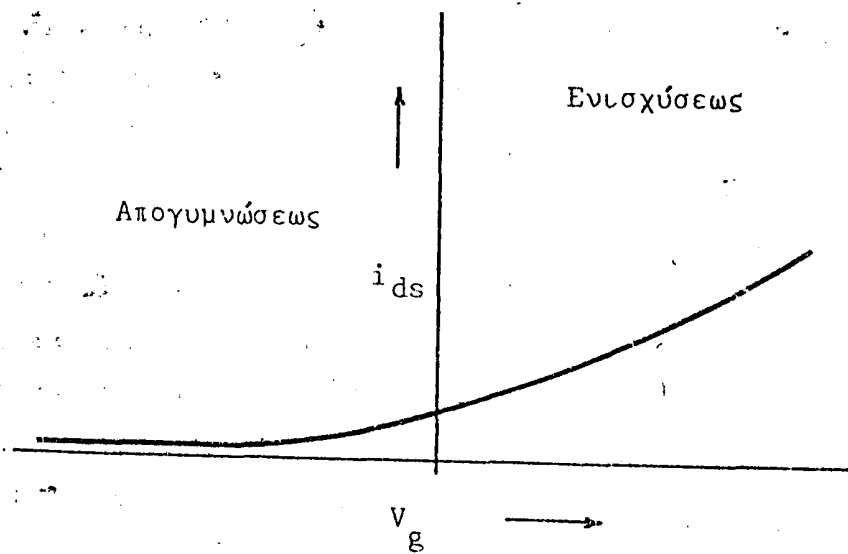
Εννοείται βέβαια, ότι, αν στην πύλη εφαρμοσθεί κάποιο αρνητικό δυναμικό, θα δημιουργηθεί ακόμη και χωρίς τάση μεταξύ πηγής και αποχετεύσεως μια αρχική περιοχή απογυμνώσεως, που οπωσδήποτε αφ' ενός ελαττώνει τη γενική αγωγιμότητα του διαύλου, αφ' ετέρου τον οδηγεί σε κατάσταση αποστενώσεως (pinch-off) για μικρότερες τάσεις V_{ds} . Έτσι στο σμήνος των χαρακτηριστικών οι καμπύλες, που αντιστοιχούν σε αρνητικά δυναμικά πύλης βρίσκονται κάτω από τη χαρακτηριστική μηδενός (μικρότερα ρεύματα I_{ds} για ίδιες τάσεις V_{ds}) και έχουν μικρότερα δυναμικά λαβίδας (ταχύτερη εμφάνιση κόρου).

Σημαντικό χαρακτηριστικό μέγεθος για τη λειτουργία της MOSFET απογυμνώσεως είναι επίσης το δυναμικό αποκοπής (cuttof voltage - V_p), το οποίο - όπως και στο κοινό FET - καθορίζει το δυναμικό πύλης (τάση πύλης - πηγής) για το οποίο το ρεύμα αποχετεύσεως μηδενίζεται λόγω πλήρους απαρράξεως του διαύλου ανεξάρτητα από την τάση, που επικρατεί μεταξύ πηγής και αποχετεύσεως. Μηδενισμός βέβαια του ρεύματος αποχετεύσεως σημαίνει εν προκειμένω εξί-





α) Σμήνος γενικευμένων χαρακτηριστικών MOSFET



β) Γενικευμένη χαρακτηριστική μεταφοράς MOSFET



αακή του με το ρεύμα διαρροής της διατάξεως.

Εκτός από η-τύπου δίαυλου υπάρχουν και MOSFET απογυμνώσεως με p-τύπου δίαυλο, στις οποίες οι περιοχές ημιαγωγών είναι αντίθετου τύπου, από ότι σημειώνεται στο σχήμα 5-4.α και οι συνήθειες πολώσεις έχουν αντίθετα πρόσημα από αυτές, που συζητήθηκαν.

Κάθε MOSFET απογυμνώσεως μπορεί χωρίς καμιά δομική μετατροπή να εργασθεί και σαν MOSFET ενισχύσεως. Για το σκοπό αυτό αρκεί να αντιστραφεί η πόλωση της πύλης και από αρνητική να γίνει θετική. Δημιουργείται τότε παράλληλα, σε συνέχεια και χωρίς καμιά δομική ή λειτουργική διάκριση από τον μόνιμο η-τύπου δίαυλο και ένας άλλος εξ επαγωγής. Τελικό αποτέλεσμα είναι ένας ενιαίος δίαυλος μεγαλύτερου πάχους με αγωγιμότητα, που αυξάνει, όσο αυξάνει το θετικό δυναμικό πύλης. Η λειτουργία της MOSFET, με μεταβλητή πολικότητα πύλης είναι προφανής: όσο για τις χαρακτηριστικές της φαίνονται στο σχήμα 5-6 και αποτελούν ουσιαστικά επαλληλία των δύο προηγούμενων σημηνών χαρακτηριστικών.

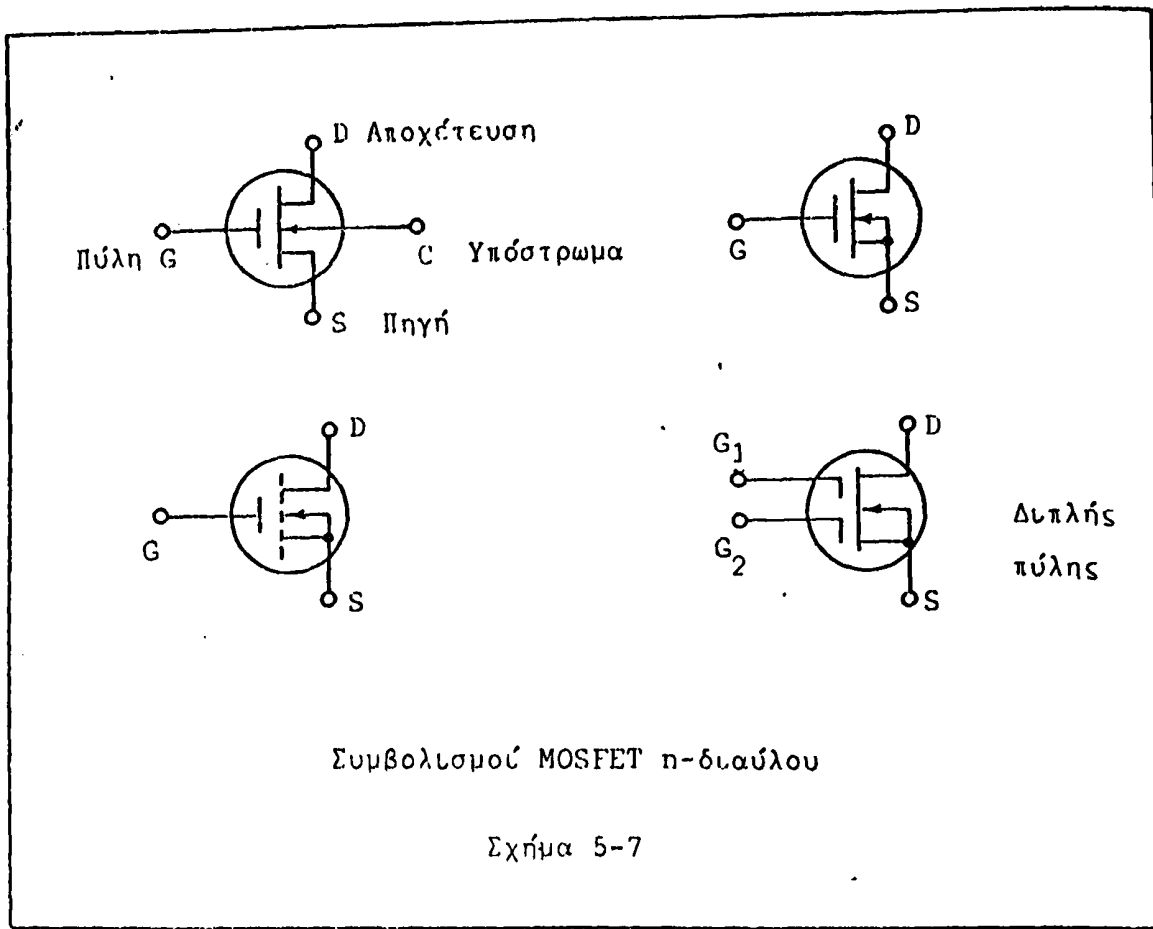
Οι MOSFET σε κυκλώματα

Στο σχήμα 5-7 δίνονται τα πιο συνηθισμένα σύμβολα, που χρησιμοποιούνται για την παράσταση μιας MOSFET στα διάφορα ηλεκτρονικά κυκλώματα. Υπενθυμίζουμε, ότι η MOSFET μπορεί να χρησιμοποιηθεί και σαν τετραπολική διάταξη, αν στο μεταλλικό υπόστρωμα και περίβλημα (case) δοθεί δυναμικό διαφορετικό από ότι στην πηγή.

Από τα προηγούμενα προκύπτει εύκολα το μεγάλο πλεονέκτημα των MOSFET's έναντι των FET's και έναντι των κοινών κρυσταλλοτριόδων. Το πλεονέκτημα αυτό συνίσταται στο ότι το ηλεκτρόδιο πύλης είναι ουσιαστικά ηλεκτρικά μονωμένο από τη διάταξη και ελέγχει το δίαυλο επαγωγικά (ηλεκτροστατικά). Αυτό σημαίνει, ότι το ρεύμα πύλης είναι πρακτικά μηδέν ή αωστότερα ίσο προς το ρεύμα διαρροής του πυκνωτή πύλης. Επειδή όμως το διηλεκτρικό του πυκνωτή αυτού (SiO_2) έχει πολύ υψηλή αντίσταση, το ρεύμα πύλης είναι εξαιρετικά μικρό - της τάξης του pA ή και μικρότερο. Κατά συνέπεια η αντίσταση εισόδου της διατάξεως, δηλαδή η αντίσταση του κυκλώματος πύλης-πηγής, είναι πάρα πολύ μεγάλη - της τάξης των $10^{10} \Omega$ έως $10^{15} \Omega$.

Στα σημεία των χαρακτηριστικών δεν σχεδιάστηκαν τα τμήματα των καμπυλών, που αντιστοιχούν σε κατάρρευση της διατάξεως (breakdown). Η κατάρρευση





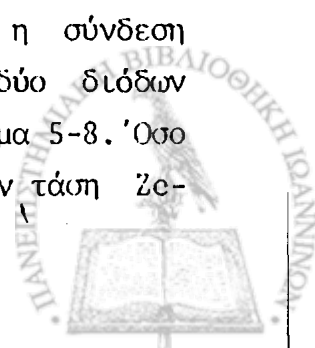
αυτή συμβαίνει και η MOSFET καταστρέφεται όταν: α) Το δυναμικό αποχετεύσεως γίνεται τόσο μεγάλο, ώστε η ανάστροφα πολωμένη επαφή p-n, που σχηματίζεται μεταξύ αποχετεύσεως και υποστρώματος, καταρρέει λόγω φαινομένου χιονοστιβάδας και β) Οι περιοχές απογυμνώσεως της αποχετεύσεως και της πηγής προσεγγίσουν και αλληλεπικαλύφθούν. Τότε η διάταξη καταρρέει επίσης, επειδή τα πεδία στις περιοχές αυτές έχουν αντίθετη φορά και η επικάλυψή τους προκαλεί ελάττωση των ενεργειακών φραγμών - ειδικότερα της πηγής - με αποτέλεσμα τα ηλεκτρόνια να διακινούνται πλέον σωρηδόν προς την αποχέτευση. Η κατάρρευση αυτού του τύπου ονομάζεται κατάρρευση διατρήσεως (punch-through breakdown) και φυσικά είναι πιθανώτερη σε MOSFET με μικρή απόσταση μεταξύ πηγής και αποχετεύσεως.

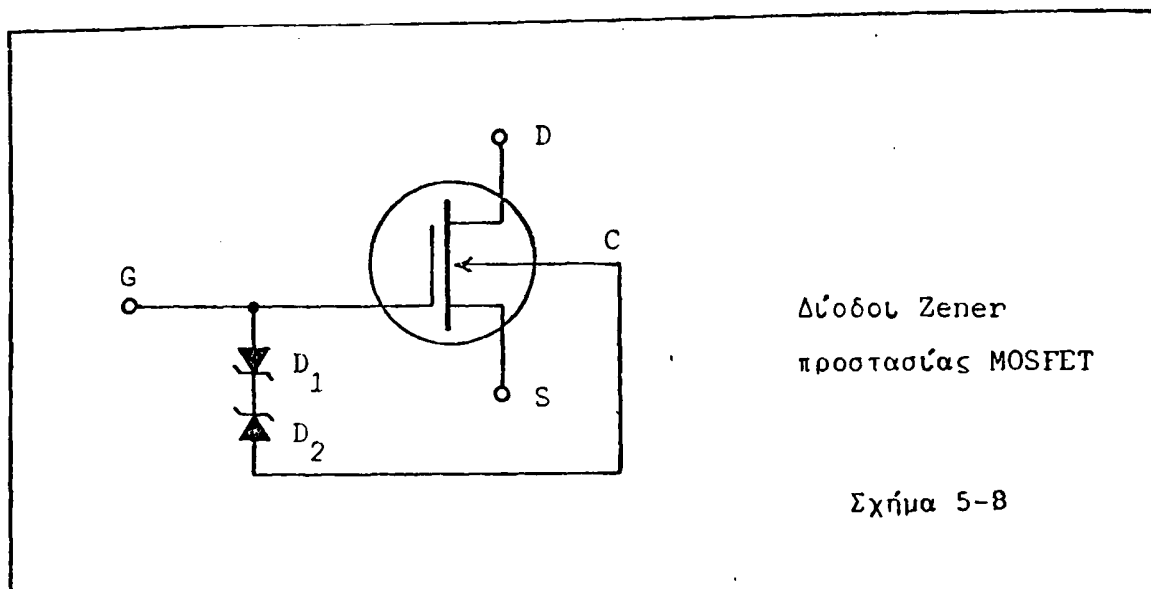
Ο συνηθέστερος όμως τρόπος με τον οποίον καταστρέφονται οι MOSFET's είναι η κατάρρευση πύλης (gate breakdown). Η διηλεκτρική αντοχή του SiO_2 - δηλαδή η μέγιστη ένταση πεδίου, που μπορεί να αντέξει χωρίς να καταστραφεί από ηλεκτρικό σπινθήρα, που το διατρύπεί - είναι 10^9 V/m . Αυτό σημαίνει, ότι για μια MOSFET ενσωματωμένη σε ολοκληρωμένο κύκλωμα με πάχος επιστρώματος οξειδίου $\approx 0.1 \mu\text{m}$ η επικίνδυνη διαφορά δυναμικού μεταξύ πύλης και υποστρώματος είναι 100V. Για ανεξάρτητες MOSFET's με παχύτερα επιστρώματα η

τάση αυτή είναι μεγαλύτερη, αλλά οπωσδήποτε της ίδιας τάξης μεγέθους. Αν μάλιστα λάβει κανείς υπ' όψη του, ότι το επίστρωμα δεν είναι απόλυτα ομοιογενές και ισόπαχο καθώς και ότι πρέπει πάντοτε να υπάρχει κάποιο περιθώριο ασφαλείας, το μέγιστο επιτρεπόμενο δυναμικό πύλης κυμαίνεται συνήθως μεταξύ των 25V και 80V. Πρέπει εδώ να αναφερθεί, ότι λόγω της υψηλής ηλεκτρικής απομονώσεως (μονώσεως) του από την υπόλοιπη MOSFET το ηλεκτρόδιο πύλης φορτίζεται ταχύτατα με στατικά φορτία και φθάνει σε πολύ υψηλά δυναμικά με την έκθεσή του στο παραμικρό ηλεκτροστατικό πεδίο. Τέτοια δε ηλεκτρικά πεδία μικρού ενεργειακού περιεχόμενου, αλλά υψηλών δυναμικών δημιουργούνται συνεχώς είτε γενικά στην ατμόσφαιρα λόγω ηλεκτρικών και καιρικών διαταραχών, είτε στο άμεσο περιβάλλον μας λόγω της τριβής των ενδυμάτων, των αντικειμένων, λειτουργίας πομπών κλπ. Αυτά τα πεδία, τα οποία είναι χωρίς σημασία για όλα τα χαμηλής αντιστάσεως συστήματα - άνθρωπος, αντικείμενα, διατάξεις - αποβαίνουν καταστρεπτικά για τις πύλες των MOSFET's, επειδή λόγω ακριβώς της υψηλής μονώσεως (αντιστάσεως) τους δεν έχουν τη δυνατότητα να εκφορτισθούν και αυξάνουν το δυναμικό τους με τελικό αποτέλεσμα την καταστροφή του επιστρώματος SiO_2 .

Για την αποφυγή αυτού του είδους της καταστροφής λαμβάνονται από τους κατασκευαστές διάφορα μέτρα προστασίας. Το πιο απλό - που ενέχει όμως πάντα τον κίνδυνο καταστροφής - είναι το εξής: Αμέσως μετά την ολοκλήρωση της διαδικασίας κατασκευής τους οι MOSFET's ή τα ολοκληρωμένα, που τις περιέχουν, τοποθετούνται μέσα σε ειδικές πλαστικές αντιστατικές θήκες ή αγκιστρώνονται πάνω σε ειδικά συνθετικά σπογγοειδή φύλλα, που είναι σχετικά αγωγίμα και επιτυγχάνουν την ηλεκτρική "βραχυκύκλωση" μεταξύ του ηλεκτροδίου πύλης και των άλλων ηλεκτροδίων (κυρίως της πηγής και του περιβλήματος - υποστρώματος, που είναι τα πιο κρίσιμα). Αποφεύγεται έτσι η ανάπτυξη διαφορών δυναμικού μεταξύ οποιωνδήποτε τμημάτων της κρυσταλλοτριόδου. Οι διατάξεις διατίθενται έτσι στο εμπόριο - μέσα στις θήκες ή αγκιστρωμένες στους σπόγγους - και απελευθερώνονται λίγα μόνον δευτερόλεπτα πριν τοποθετηθούν στα κυκλώματα - πλακέττες, όπου θα λειτουργήσουν. Στα λίγα αυτά δευτερόλεπτα είναι που διατρέχουν τον κίνδυνο καταστροφής, ιδιαίτερα αν τις αγγίζουν ανθρώπινα χέρια.

Ένας αρκετά πιο πολύπλοκος, αλλά ασφαλέστερος τρόπος είναι η σύνδεση του ηλεκτροδίου πύλης με το ηλεκτρόδιο του υποστρώματος μέσω δύο διόδων Zener αντιθέτου φοράς (back - to - back), όπως φαίνεται στο σχήμα 5-8. Όσο η διαφορά δυναμικού πύλης - υποστρώματος είναι μικρότερη από την τάση Ze-





per των διόδων, η παρουσία τους είναι χωρίς σημασία. Μόλις όμως η διαφορά αυτή υπερβεί την τάση Zener, οι κρυσταλλοδιόδοι καταρρέουν και βραχυκυκλώνουν τα δύο αυτά ηλεκτρόδια (πύλη-υπόστρωμα) προκαλώντας εκφόρτιση και αποσοβώντας τον κίνδυνο διατήρησης του SiO_2 από σπινθήρα. Είναι ευνόητο, ότι οι διόδοι επιλέγονται έτσι, ώστε η τάση Zener τους να είναι μικρότερη από την ελάχιστη επικίνδυνη τάση για καταστροφή του SiO_2 και μεγαλύτερη από τις συνήθεις τάσεις πολώσεως πύλης της MOSFET κατά την κανονική λειτουργία της. Μειονεκτήματα της παρουσίας των Zener στο κύκλωμα της MOSFET είναι: α) Υποβιβάζουν την αντίσταση εισόδου της αρκετά (αντίσταση ανάστροφα πολωμένων Zener) και β) Επαυξάνουν τη χωρητικότητα του κυκλώματος εισόδου, με αποτέλεσμα να ελαττώνουν την ταχύτητα και μέγιστη συχνότητα αποκρίσεως της MOSFET. Για το λόγο αυτό χρησιμοποιούνται μόνο στις περιπτώσεις, που τα δύο παραπάνω χαρακτηριστικά δεν είναι κρίσιμης σημασίας για το κύκλωμα. Από δομική άποψη σχεδόν πάντοτε οι δυο αυτές Zener δεν συνδεομολογούνται εξωτερικά στη MOSFET, αλλά δημιουργούνται στο ίδιο με αυτήν κομμάτι ημιαγωγού κατά τη διάρκεια κατασκευής της. Για το λόγο αυτό πριν από την αγορά μιας MOSFET είναι απαραίτητο να γνωρίζουμε - από το φύλλο δεδομένων του κατασκευαστή (manufacturer's data sheet) -, αν είναι απλή ή συνδυασμένη με Zener προστασίας.

Οι MOSFET ενισχύσεως πλεονεκτούν έναντι των MOSFET απογυμνώσεως σε δύο σημεία: α) Τα ηλεκτρόδια πύλης και αποχετεύσεως στο MOSFET ενισχύσεως και σε συνδεσμολογία κοινής πηγής μπορούν κατ'αρχήν να έχουν το ίδιο dc δυναμικό - δηλαδή την ίδια στάθμη πολώσεως. Το χαρακτηριστικό αυτό απλοποιεί πολύ τα κυκλώματα συνδεσμολογίας διαδοχικών βαθμίδων και είναι ιδι-

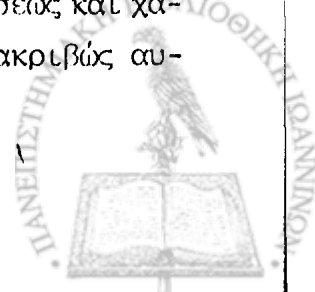
αίτερα σημαντικό στα λογικά κυκλώματα. β) Επειδή τα MOSFET ενισχύσεως δεν έχουν εκ κατασκευής αγώγιμο δίαυλο, απαιτούν λιγότερα στάδια κατά τη διαδικασία κατασκευής τους με διαδοχικές διαχύσεις. Αυτό σημαίνει μεγαλύτερη ευχέρεια και μικρότερο κόστος κατασκευής.

Παράλληλα η MOSFET απογυμνώσεως έχει και αυτή ένα στοιχείο υπεροχής έναντι της ενισχύσεως. Επειδή στην απογυμνώσεως ο δίαυλος υπάρχει και δεν επάγεται, αλλά απλώς απαιτείται να ελέγχεται έστω και τοπικά το πάχος του, το ηλεκτρόδιο πύλης δεν είναι απαραίτητο να επικαλύπτει εξ ολοκλήρου το τμήμα του ημιαγωγού μεταξύ πηγής και αποχετεύσεως. Έτσι η χωρητικότητα του πυκνωτή πύλης είναι πολύ μικρότερη, εφ' όσον οι οπλισμοί του έχουν μικρότερο εμβαδόν, και κατά συνέπεια η διάταξη αποκρίνεται ικανοποιητικά σε υψηλότερες συχνότητες.

Η χωρητικότητα του πυκνωτή πύλης είναι γενικότερο πρόβλημα με πολλές πλευρές, επειδή - από την άλλη πλευρά - μεγάλη έκταση των ηλεκτροδίων πύλης σημαίνει μεγαλύτερα στατικά φορτία ανά Volt δυναμικού πύλης, γεγονός, που με τη σειρά του σημαίνει ευχερέστερο έλεγχο της λειτουργίας της MOSFET (ενισχύσεως ή απογυμνώσεως) με μικρότερα δυναμικά πύλης. Συχνά λοιπόν αυξάνουν σκόπιμα τη χωρητικότητα πύλης συνδυάζοντας το SiO_2 με το υψηλότερης διηλεκτρικής σταθεράς νιτρίδιο του πυριτίου (Si_3N_4) και εφαρμόζοντας τεχνικές εμφυτεύσεως ιόντων (ion implantation), για να επιτύχουν χαμηλά δυναμικά κατωφλίου αγωγιμότητας (threshold voltage - V_{gst}).

Όσον αφορά στον ηλεκτρονικό θόρυβο, που υπεισάγουν οι MOSFET στα κυκλώματα, είναι γενικά χαμηλός, αλλά όχι ασήμαντος και εξελίσσεται αντιστρόφως ανάλογα προς τη συχνότητα του σήματος, τουλάχιστον μέχρι τα 20 kHz. Ο θόρυβος αυτός οφείλεται στην αποπαγίδευση φορέων δεσμευμένων σε παγίδες επιφανειακές μεταξύ διαύλου και επιστρώματος SiO_2 . Σε μεγαλύτερες συχνότητες επικρατεί ο θερμικός θόρυβος του διαύλου (θερμικής προελεύσεως μεταβολές της αντιστάσεως του διαύλου), που είναι σχετικά χαμηλός και οπωσδήποτε μικρότερος από ότι σε μια κοινή κρυσταλλοτρίοδο, ειδικά αν η συχνότητα ξεπερνά το 1 MHz.

Τελευταία έχουν γίνει πολύ δημοφιλή τα λεγόμενα συμπληρωματικά MOSFET's (complementary MOSFET's - CMOS), που αποτελούνται από ένα p-τύπου διαύλου και ένα n-τύπου διαύλου MOSFET's ενισχύσεως δομημένα στο ίδιο ημιαγωγό υπόστρωμα. Τα ζεύγη αυτά των MOSFET's έχουν μεγάλη ταχύτητα αποκρίσεως και χαμηλή - και πολύ αποδοτική - κατανάλωση ισχύος. Για τους λόγους ακριβώς αυτούς διαδόθηκαν ευρύτατα.

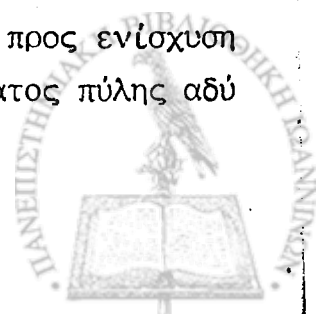


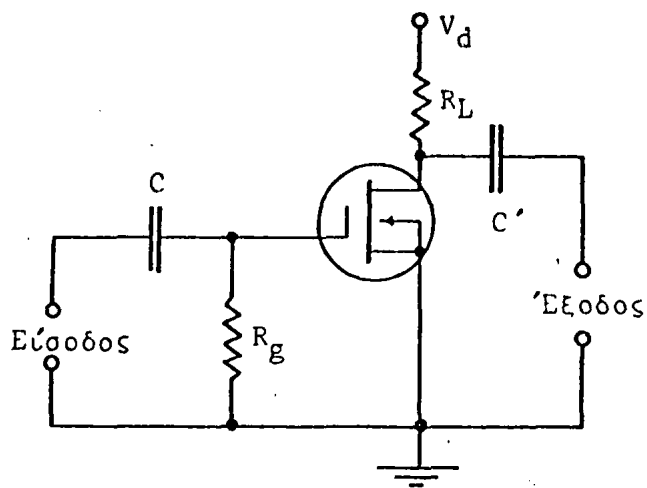
Όσον αφορά τέλος στην ποσοτική μελέτη και επεξεργασία των ρευμάτων, που διακινούνται σε ένα MOSFET, αυτή μέχρι σήμερα γίνεται με πολλές απλοποιήσεις και παραδοχές, ανεξάρτητα για κάθε τύπο MOSFET, κατάσταση λειτουργίας και περιοχή της χαρακτηριστικής, όπως άλλωστε και στο κοινό FET. Ισχύουν πάντως γενικά ανάλογες σχέσεις με αυτές, που αναπτύχθηκαν και διατυπώθηκαν στη συζήτηση για το FET.

Ενισχυτική δράση

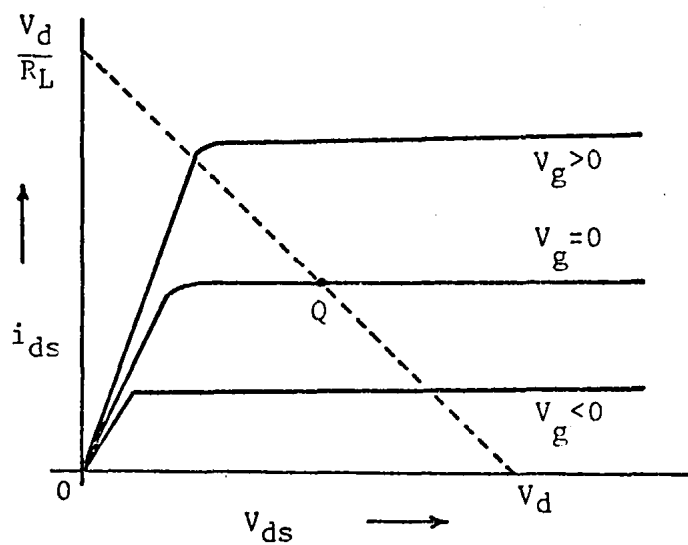
Η χρησιμοποίηση και συμπεριφορά της MOSFET σε ενισχυτικά κυκλώματα είναι ανάλογη προς αυτήν του FET. Όπως στο FET έτσι και στο MOSFET η συνηθέστερη συνδεσμολογία είναι η συνδεσμολογία κοινής πηγής. Βασικό στοιχείο διαφοροποίησης των δύο διατάξεων είναι η πόλωση της πύλης.

Στη MOSFET γενικά η ύπαρξη ενός μόνιμου δυναμικού πολώσεως της πύλης είναι ανεπιθύμητη, επειδή απαιτεί την ύπαρξη μιας δεύτερης πηγής τάσεων πέραν από την πηγή πολώσεως του κυκλώματος πηγής - αποχετεύσεως. Αυτό συμβαίνει, επειδή στη MOSFET το ρεύμα πύλης είναι ασήμαντο και έτσι είναι αδύνατο να επιτευχθεί μια ικανοποιητική στάθμη πολώσεως μέσω της πτώσης τάσης κατά μήκος μιας αντιστάσεως πολώσεως. Έτσι στις MOSFET απογυμνώσεως η πύλη δεν πολώνεται - ή αλλιώς πολώνεται σε μηδενικό δυναμικό, όπως και η πηγή - (σχήμα 5-9.α). Το εφαρμοζόμενο λοιπόν στην είσοδο του ενισχυτή σήμα κατά μεν τη θετική του ημιπερίοδο πολώνει θετικά την πύλη και η διάταξη λειτουργεί σαν MOSFET ενισχύσεως επαυξάνοντας το ρεύμα διαύλου σε σχέση με το ρεύμα ηρεμίας του, ενώ κατά την αρνητική του ημιπερίοδο πολώνει αρνητικά την πύλη και η διάταξη λειτουργεί σαν MOSFET απογυμνώσεως ελαττώνοντας το ρεύμα διαύλου σε σχέση πάντα με το ρεύμα ηρεμίας του. Μετατρέπονται έτσι οι μεταβολές του σήματος εισόδου σε μεταβολές του ρεύματος αποχετεύσεως, που είναι σημαντικού μεγέθους και διαρρέοντας την αντίσταση φόρτου R_L προκαλεί την εμφάνιση στα άκρα της (έξοδος του ενισχυτή) σήματος σαφώς ενισχυμένου. Σ' αυτή την περίπτωση το σημείο λειτουργίας - σημείο ηρεμίας - της MOSFET βρίσκεται πάνω στη χαρακτηριστική για $V_g = 0V$ (σχήμα 5-9.β). Ο τρόπος αυτός λειτουργίας του ενισχυτή με MOSFET χρησιμοποιείται συχνά και ιδιαίτερα όταν τα προς ενίσχυση σήματα είναι μικρού πλάτους και κατά συνέπεια η εμφάνιση ρεύματος πύλης αδύνατη.

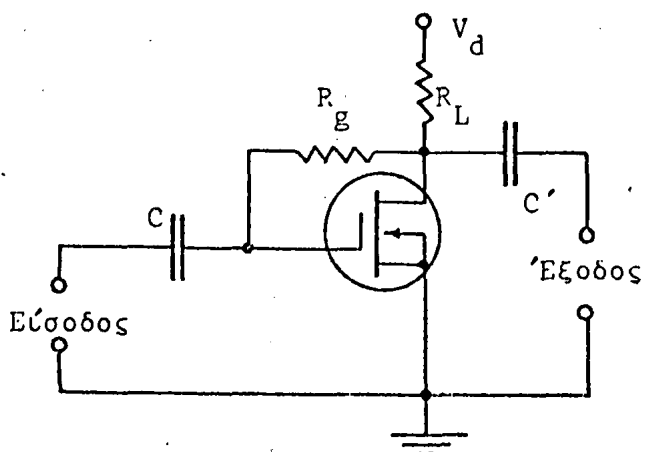




α) Ενισχυτής με
MOSFET απογυμνώσεως-
ενισχύσεως και $V_g = 0$



β) Σημείο λειτουργίας
ενισχυτή με MOSFET
χωρίς πόλωση πύλης



γ) Ενισχυτής με
MOSFET ενισχύσεως
και $V_g \approx V_d$

Σχήμα 5-9



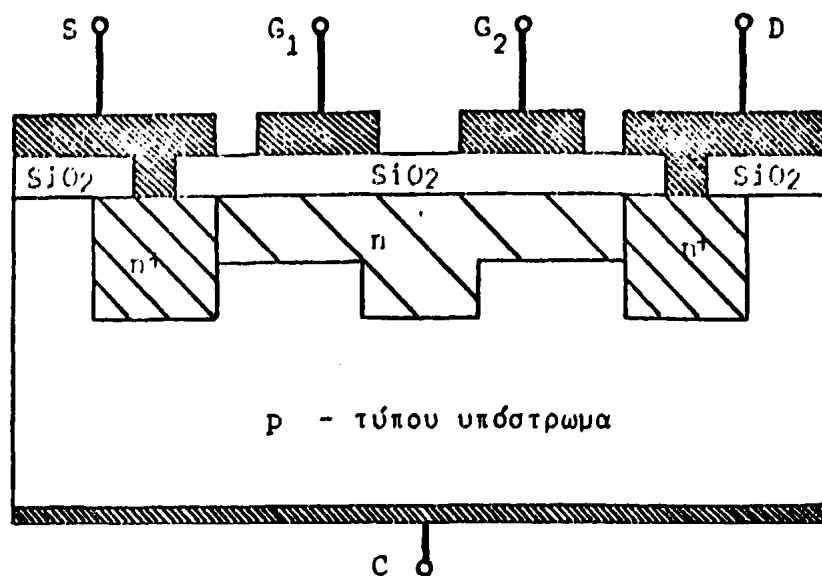
Σημαντική δυσχέρεια στη χρησιμοποίηση αυτού του τρόπου λειτουργίας της MOSFET είναι η ανομοιογένεια χαρακτηριστικών μεταξύ διαφόρων MOSFET του ίδιου τύπου - κωδικού αριθμού -, η οποία είναι αποτέλεσμα της αδυναμίας επιτεύξεως πλήρους επαναληπτικότητας σε όλα τα στάδια κατασκευής του. Έτσι το ρεύμα ηρεμίας του διαύλου διαφέρει από MOSFET σε MOSFET μέχρι και τέσσερες (4) φορές. Αναγκαστικά λοιπόν προκειμένου να εξασφαλιστεί η ικανοποιητική λειτουργία ενός συγκεκριμένου κυκλώματος πρέπει να δοκιμαστούν αρκετές MOSFET. Επίσης αν κατά τη λειτουργία του κυκλώματος μια MOSFET καταστραφεί, για να αντικατασταθεί πρέπει να γίνουν πάλι πολλές δοκιμές, ώστε να βρεθεί μία με το ίδιο ρεύμα ηρεμίας, διότι χωρίς τάσεις πτώσεως είναι αδύνατο να επιτευχθεί ρύθμιση του ρεύματος αυτού σε συγκεκριμένο επιθυμητό επίπεδο.

Ειδικά για τις MOSFET ενισχύσεως η λειτουργία τους χωρίς πόλωση στην πύλη είναι αδύνατη. Η πόλωσή τους λοιπόν είναι αναπόφευκτη και συνήθως γίνεται, όπως φαίνεται στο σχήμα 5-9.γ, με τη βοήθεια μιας αντιστάσεως, η οποία συνδέεται προς την αποχέτευση. Έτσι η πύλη αποκτά το απαραίτητο θετικό - για n-τύπου δίαυλο - δυναμικό, που είναι ίσο σχεδόν προς το δυναμικό αποχετεύσεως, διότι η πτώση τάσης κατά μήκος της R_d είναι ασήμαντη λόγω του μηδαμινού ρεύματος πύλης.

Τελειώνοντας την αναφορά αυτή στην κρυσταλλοτρίοδο MOSFET αφιερώνουμε λίγα λόγια σε μια ιδιάζουσα διάταξη άμεσα συγγενική, με αυτές, που αναφέρθηκαν στα προηγούμενα, τη λεγόμενη MOSFET διπλής πύλης (dual gate MOSFET). Η δομή της φαίνεται στο σχήμα 5-10. Βασική διαφορά της από την κοινή MOSFET είναι η ύπαρξη κατά μήκος του n-τύπου διαύλου δύο διακεκριμένων και εντελώς ανεξάρτητων ηλεκτροδίων, που ονομάζονται πύλη 1 και πύλη 2.

Η MOSFET διπλής πύλης λειτουργεί, όπως η κοινή MOSFET απογυμνώσεως-ενισχύσεως, αλλά το ρεύμα της ελέγχεται ταυτόχρονα και από τις δύο πύλες. Οι λόγοι, που οδήγησαν στην κατασκευή της διατάξεως αυτής και οι περιπτώσεις στις οποίες χρησιμοποιείται, είναι πολλοί. Αναφέρουμε τις πιο χαρακτηριστικές:

Όταν ενισχυτές με MOSFET - αλλά και οποιαδήποτε άλλη ενεργό διάταξη - λειτουργούν σε υψηλές συχνότητες, όπως π.χ. οι ραδιοσυχνότητες, υπάρχει πάντοτε ο κίνδυνος να μετατραπεί το κύκλωμα σε ταλαντωτή, στον οποίο σα βρόγχος ανασυζεύξεως δρα η χωρητικότητα μεταξύ των δύο κυρίων ηλεκτροδίων - πη



MOSFET διπλής πύλης

Σχήμα 5-10

γής και αποχετεύσεως στην προκειμένη περίπτωση. Σε μια MOSFET διπλής πύλης όμως, αν η δεύτερη πύλη αχθεί σε μηδενικό δυναμικό, εξουδετερώνεται αυτόματα η χωρητικότητα αυτή, οπότε παύει κάθε είδους ανασούζευξη και ο ενισχυτής λειτουργεί σταθερά και χωρίς τον κίνδυνο ταλαντώσεων.

Άλλη σημαντική χρήση είναι η δημιουργία ενισχυτή με μεταβλητή απολαβή. Πράγματι είναι δυνατόν η πηγή, η αποχέτευση και η πύλη 1 να συγκροτήσουν ένα τυπικό κύκλωμα ενισχυτή τάσης, στο οποίο το προς ενίσχυση σήμα εφαρμόζεται στην πύλη 1. Παράλληλα στην πύλη 2 εφαρμόζεται κάποιο ρυθμιστικό δυναμικό, το οποίο επηρεάζει επίσης το εύρος του διαύλου άρα και το μέγεθος του ρεύματος αποχετεύσεως, δηλαδή του σήματος εξόδου. Ρυθμίζεται έτσι συσσιαστικά η απολαβή του ενισχυτή, που συγκροτούν τα τρία πρώτα ηλεκτρόδια. Μια τυπική τέτοια χρησιμοποίηση της MOSFET διπλής πύλης είναι τα κυκλώματα αυτόματης ρυθμίσεως της απολαβής (Automatic Gain Control - AGC) σε ραδιοφωνικούς δέκτες.

Χαρακτηριστική είναι τέλος η χρησιμοποίηση της MOSFET αυτής, σαν μί-

κτη (mixer) δύο σημάτων. Πράγματι αν η διάταξη συνδεσμοποιηθεί σαν ενισχυτής και στην πύλη 1 εφαρμοσθεί ένα σήμα έστω U_{S1} και στην πύλη 2 ένα άλλο σήμα έστω U_{S2} , τότε τα δύο σήματα λόγω της πολύ καλής απομονώσεως των δύο πυλών μεταξύ τους δεν αλληλεπιδρούν μεταξύ τους. Επηρεάζουν όμως ταυτόχρονα και τα δύο το ρεύμα αποχετεύσεως, άρα και το σήμα εξόδου. Το σήμα εξόδου λοιπόν αποτελεί το ενισχυμένο αποτέλεσμα της μίξης των δύο σημάτων εισόδου. Τέτοιοι μίκτες χρησιμοποιούνται σε κυκλώματα διαμορφώσεως, αποδιαμορφώσεως, υπερετεροδυνισμού κλπ.

Συνάγεται λοιπόν, ότι οι MOSFET διπλής πύλης είναι ζωτικής σημασίας για τις ραδιοφωνικές εφαρμογές.

Απαραίτητες γνώσεις

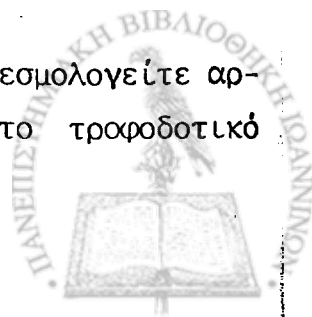
Δ. Μ. Μηλιώτη: Η Φυσική των Κρυσταλλολυχνιών, σελ. 332-338

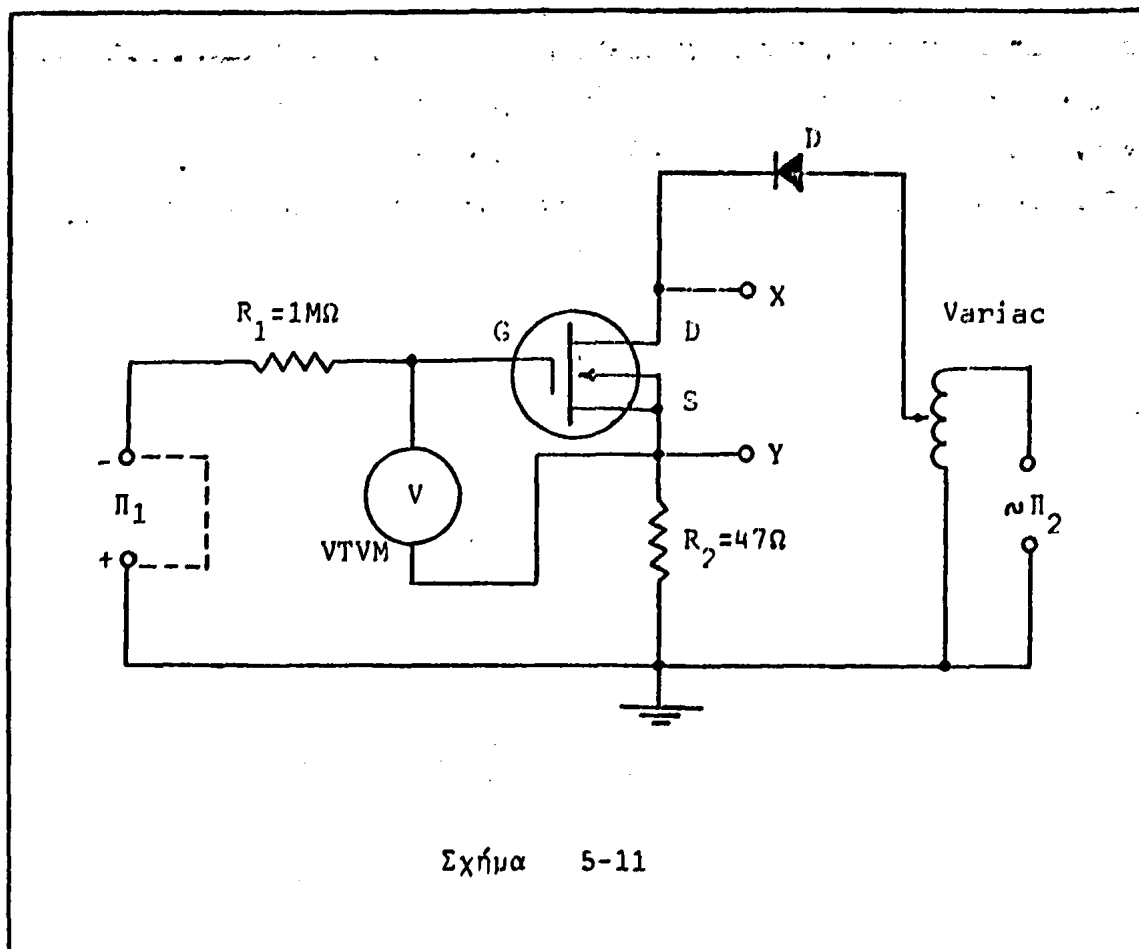
Χρησιμοποιούμενα όργανα

1. Τροφοδοτικό χαμηλής τάσης
2. Τροφοδοτικό υψηλής τάσης
3. Ηλεκτρονικό βολτόμετρο (μη γειωμένο)
4. Παλμογράφος
5. Γεννήτρια συχνοτήτων
6. Αυτομετασχηματιστής
7. Κρυσταλλοτρίοδος MOSFET n-τύπου διαύλου
8. Κρυσταλλοδίοδος πυριτίου
9. Αντιστάσεις: 150Ω-1W, 470Ω-1W, 1kΩ-1W, 150kΩ-1W, 1MΩ-1W, 2.2MΩ-1W
10. Πυκνωτές: 0.022μF (2), 25μF ηλεκτρολυτικός

Πειραματικό μέρος

1. Συνδεσμοποιείτε το κύκλωμα του σχήματος 5-11. Μη συνδεσμοποιείτε αρχικά το ηλεκτρονικό βολτόμετρο. Επίσης μη συνδεσμοποιείτε το τροφοδοτικό





χαμηλής τάσης Π_1 , αλλά βραχυκυκλώστε τα αντίστοιχα σημεία του κυκλώματος. Έτσι το κύκλωμα είναι κατάλληλο για την επεικόνιση στον παλμογράφο της χαρακτηριστικής της MOSFET για $V_g = 0$.

2. Η είσοδος του αυτομετασχηματιστή (variac) συνδέεται στην έξοδο 12Vac του τροφοδοτικού υψηλής τάσης. Ο μεταγωγός σάρωσης του παλμογράφου τίθεται στη θέση EXT.X και η μεν είσοδος οριζόντιας αποκλίσεως συνδεσμοποιείται στην αποχέτευση, η δε είσοδος κατακόρυφης αποκλίσεως στην πηγή. Μεταβάλλοντας την τάση εξόδου του αυτομετασχηματιστή και την ενίσχυση εισόδου του παλμογράφου προσπαθείστε να επιτύχετε ικανοποιητική απεικόνιση της χαρακτηριστικής της MOSFET στην οθόνη. Σχεδιάστε την παρατηρούμενη καμπύλη. Ανταποκρίνεται στα θεωρητικά προβλεπόμενα;

3. Αφαιρέστε το βραχυκυκλωτήρα και στα αντίστοιχα σημεία συνδεσμοποιείτε το τροφοδοτικό χαμηλής τάσης με την υποδεικνυόμενη πολικότητα. Συνδεσμοποιείτε επίσης το βολτόμετρο. Μεταβάλετε αργά την τάση εξόδου του τροφοδοτικού Π_1 και μετράτε ταυτόχρονα την τάση πόλωσης πύλης-πηγής της MOSFET με το ηλεκτρονικό βολτόμετρο. Τι παρατηρείτε στη χαρακτηριστική της MOSFET στην οθόνη του παλμογράφου;

4. Αυξείστε την τάση του τροφοδοτικού Π_1 , μέχρις ότου δεν παρατηρείτε καθόλου κατακόρυφη απόκλιση στον παλμογράφο. Σημειώστε την τάση V_{gs} για την οποία συμβαίνει αυτό. Πώς ονομάζεται η τάση αυτή; Είναι δυνατόν να επιτύχετε κατακόρυφη απόκλιση με αυτήν την τάση V_{gs} μεταβάλλοντας την τάση εξόδου του αυτομετασχηματιστή; Γιατί;

$V_{gs} = V_p =$	V
------------------	-----

5. Μηδενίστε την τάση του τροφοδοτικού Π_1 και αντιστρέψτε την πολικότητά του στο κύκλωμα. Αρχίστε πάλι να αυξάνετε βαθμιαία την τάση εξόδου του τροφοδοτικού παρατηρώντας ταυτόχρονα τη χαρακτηριστική στον παλμογράφο. Τι μεταβολές υφίσταται τώρα; Εξηγείστε τις παρατηρήσεις σας παραθέτοντας και τα αντίστοιχα διαγράμματα από την οθόνη του παλμογράφου.

Προσοχή: Μην υπερβείτε την τάση $V_{gs} = 2.0V$, διότι υπάρχει κίνδυνος καταστροφής της MOSFET.

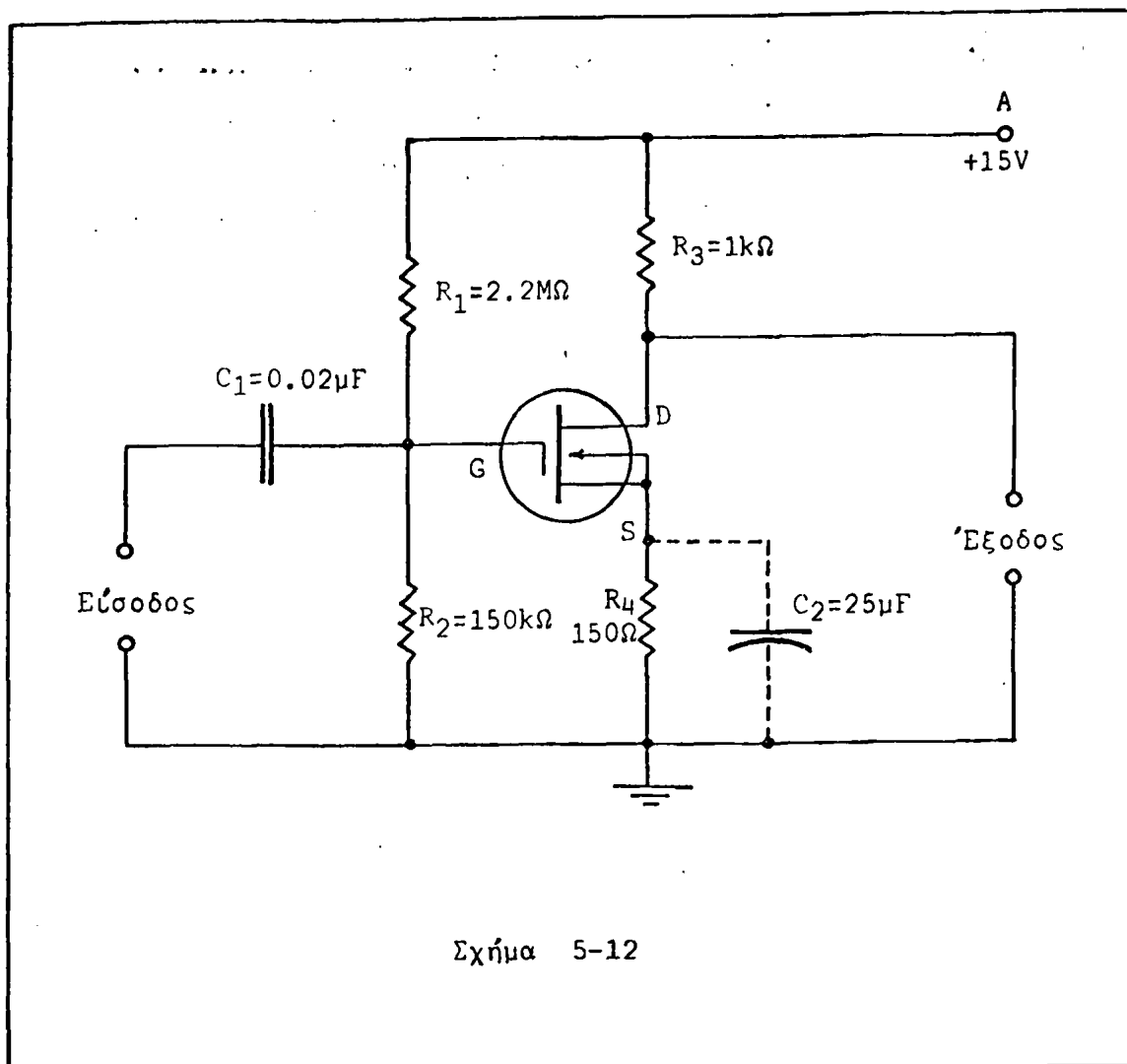
6. Συνδεσμολογείστε το κύκλωμα του σχήματος 5-12. Μη συνδεσμολογείτε προς το παρόν τον πυκνωτή διαρροής C_2 . Με το τροφοδοτικό χαμηλής τάσης εφαρμόστε μεταξύ σημείου Α και γης τάση 15V. Χρησιμοποιώντας το ηλεκτρονικό βολτόμετρο μετρείστε διαδοχικά τη διαφορά δυναμικού μεταξύ αποχετεύσεως V_d , πηγής-γης V_s και πύλης-γης V_g . Τι συμπέρασμα συνάγετε για την πόλωση της MOSFET; Πώς εργάζεται η MOSFET στο πειραματικό αυτό κύκλωμα, σαν απογυμνώσεως ή σαν ενισχύσεως; Λάβετε υπ' όψη, ότι η πόλωση πύλης (θετική-αρνητική-μηδενική) αναφέρεται πάντοτε ως προς την πηγή της διατάξεως.

$V_d =$	V	$V_s =$	V	$V_g =$	V
---------	-----	---------	-----	---------	-----

7. Συνδεσμολογείστε στην είσοδο του κυκλώματος τη γεννήτρια ακουστικών συχνοτήτων και ρυθμίστε την, ώστε να παρέχει σήμα συχνότητας $f = 1kHz$ και ύψους $V = 0.4 V_{p-p}$ μετρημένο με τον παλμογράφο. Συνδεσμολογείστε κατόπιν τον παλμογράφο στην έξοδο του ενισχυτή και μετρείστε το σήμα εξόδου. Υπολογίστε την απολαβή τάσης του ενισχυτή.

$V_{out} =$	V_{p-p}	$A_v =$
-------------	-----------	---------





Σχήμα 5-12

8. Συνδεσμολογείστε τώρα στο κύκλωμα τον πυκνωτή παρακάμψεως C_2 και επαναλάβετε τα ζητούμενα στην ερώτηση 7. Τι συμβαίνει με την απολαβή; Τι συμπέρασμα συνάγετε για το ρόλο του πυκνωτή παρακάμψεως; Αιτιολογείστε τα συμπεράσματά σας.

9. Στη συνέχεια λάβετε μετρήσεις για τη χάραξη της καμπύλης αποκρίσεως του ενισχυτή με MOSFET. Το σήμα εισόδου διατηρείται σταθερό και ίσο προς $V = 0.4 V_{p-p}$ ελεγχόμενο σε κάθε αλλαγή συχνότητας με τον παλμογράφο. Καταχωρείστε τα αποτελέσματα μετρήσεων και υπολογισμών στον παρακάτω πίνακα και χαράξτε την καμπύλη $A(dB) = f(f)$ ημιλογαριθμικό χαρτί. Τι συμπεράσματα συνάγετε;

Ερωτήσεις



f Hz	V_{out} V_{p-p}	A_v	A_v dB	f Hz	V_{out} V_{p-p}	A_v	A_v dB
20				10k			
50				20k			
100				50k			
200				100k			
500				200k			
1k				500k			
2k				600k			
5k				1M			

1. Εξηγείστε λεπτομερώς τη λειτουργία του κυκλώματος του σχήματος 5-11.
2. Γιατί το ηλεκτρονικό βολτόμετρο, που χρησιμοποιείται στην άσκηση αυτή δεν πρέπει να έχει γείωση;
3. Στο κύκλωμα του σχήματος 5-12 η πύλη της MOSFET πολώνεται μέσω ενός διαιρέτη τάσης. Η λύση αυτή για το πρόβλημα πολώσεως πύλης θεωρείται μειονεκτική. Γιατί;
4. Ποιά είναι η σχέση φάσεων στα σήματα εισόδου και εξόδου του ενισχυτή, που μελετήσατε πειραματικά; Αιτιολογείστε τη σχέση αυτή.
5. Το κοινό FET εργάζεται πάντοτε σαν FET απογυμνώσεως. Μπορεί να εργασθεί σαν FET ενισχύσεως; Αιτιολογείστε την απάντησή σας.



ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΟ ΚΥΚΛΩΜΑΕισαγωγή

Η γέννηση της Ηλεκτρονικής τοποθετείται χρονικά γύρω στα 1902, όταν ο Flemming επινόησε την πρώτη δίοδο ηλεκτρονική λυχνία, ή το 1904, όταν ο Lee de Forest δημιούργησε την πρώτη τριόδο. Στα επόμενα χρόνια άρχισαν να εμφανίζονται με αργό αρχικά ρυθμό οι πρώτες ηλεκτρονικές συσκευές. Καθώς όμως ο ρυθμός προόδου της Ηλεκτρονικής Επιστήμης και Τεχνολογίας αύξανε, αύξαναν διαρκώς και οι ηλεκτρονικές συσκευές τόσο σε ποικιλία, όσο και σε αριθμό.

Η μεγάλη τομή στην εξέλιξη της τεχνολογίας των ηλεκτρονικών συσκευών και της γνωσιολογίας τους έγινε το 1948 με την κατασκευή της πρώτης κρυσταλλοτριόδου από τον Bardeen και τους συνεργάτες του. Η νέα τεχνολογία των ημιαγωγών εξελίχθηκε ταχύτατα και μέσα σε δέκα μόλις χρόνια η σύγκριση των κλασικών ηλεκτρονικών συσκευών και των συσκευών με διατάξεις Στερεάς Καταστάσεως έδειχνε ότι οι πρώτες ήταν εξαιρετικά ογκώδεις, ασύγκριτα μικρότερου χρόνου ζωής, ενεργοβόρες κατά τη λειτουργία τους και πολύ πιο ευπαθείς. Πέρα από τα παραπάνω οι διατάξεις ημιαγωγών ήταν ουσιαστικά φθηνότερες και προσφέρονταν πολύ περισσότερο για μαζική παραγωγή. Σα συνέπεια αυτών παρουσιάστηκαν τα παρακάτω φαινόμενα: α) Η πρωτοπορεία και το κέντρο βάρους ανάπτυξης της Ηλεκτρονικής μετατοπίστηκε από τις Ευρωπαϊκές Χώρες (Γερμανία, Αγγλία κλπ) στις Ηνωμένες Πολιτείες β) Οι ηλεκτρονικές συσκευές εισέβαλαν κυριολεκτικά στην καθημερινή ζωή και έγιναν οικονομικά προσιτές σχεδόν στον καθένα και γ) Έγινε κατορθωτή η κατασκευή διατάξεων ανέρρικτων για την κλασική Ηλεκτρονική Τεχνολογία, όπως οι τηλεπικοινωνιακοί δορυφόροι, οι μικροϋπολογιστές κλπ. Παράλληλα ήδη από τις αρχές της δεκαετίας του '70 οι ηλεκτρονικές λυχνίες αποτελούσαν περιθωριακό και εξειδικευμένου είδος.

Γύρω στα 1965 με 1966 έγινε η δεύτερη μεγάλη καινοτομία στο χώρο της Ηλεκτρονικής και των εφαρμογών της με την εμφάνιση των πρώτων ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (integrated circuits - IC). Με τον όρο αυτό χαρακτηρίζονται



διατάξεις συμπαγείς, που σε μια μικρή επιφάνεια (και αντίστοιχα μικρό όγκο) συγκεντρώνουν λειτουργίες, που για την πραγματοποίησή τους χρειάζονταν προηγουμένως πολλά διακριτά στοιχεία. Σχετικά με τον τρόπο κατασκευής, τη δομή και την υφή των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων θα αναφερθούμε στα παρακάτω. Σημειώνουμε εδώ μόνο, ότι τα πλεονεκτήματά τους, τόσο τεχνικά όσο και οικονομικά είναι τόσα, ώστε μέσα σε οκτώ μόλις χρόνια είχαν καλύψει το μισό περίπου της αγοράς υλικών ημιαγωγών και εξαρτημάτων.

Ειδικότερα για τα οικονομικά τους πλεονεκτήματα είναι χαρακτηριστικά τα εξής: α) Ήδη από το 1968 ένας τελεστικός ενισχυτής κόστιζε λιγότερο σαν ολοκληρωμένο κύκλωμα από ότι κόστιζαν τα απαραίτητα για τη συναρμολόγηση του εξαρτήματα και προφανώς είχε μηδενική επιβάρυνση σε ώρες και κόστος συναρμολόγησης. β) Μεταξύ των ετών 1968 και 1971 η τιμή των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων υποπενταπλασιάστηκε.

Σήμερα το κέντρο βάρους της σχεδίασεως και παραγωγής ηλεκτρονικών διατάξεων βρίσκεται βέβαια σαφώς στην περιοχή των ολοκληρωμένων και μετατοπίζεται διαρκώς προς συνθετώτερα συστήματα, που συγκεντρώνουν όλο και περισσότερες ηλεκτρονικές λειτουργίες σε ένα δομικό σύνολο (chip).

Οι τεχνικές σμικρύνσεως βελτιώθηκαν και παράλληλα με την ανάπτυξη των MOSFET επέτρεψαν την δημιουργία των MSI (medium scale integrated- ολοκληρωμένα μέσης κλίμακας) και των LSI (large scale integrated -ολοκληρωμένα με γάλης κλίμακας), στα οποία έγινε δυνατή η συγκέντρωση 100.000 κρυσταλλοτριόδων π.χ. σε ένα μόνο ολοκληρωμένο κυκλωμα. Οι επιπτώσεις βέβαια της τεχνολογίας αυτής υπήρξαν δραματικές και ιδιαίτερα εμφανείς στον τομέα των ηλεκτρονικών υπολογιστών και μικροϋπολογιστών, που οι διαστάσεις και το κόστος τους υποβιβάστηκαν τόσο, ώστε έγιναν προσιτά για καθημερινή και οικιακή ακόμη χρήση.

Σήμερα ο ρυθμός εξέλιξεως του κλάδου αυτού της Ηλεκτρονικής είναι τόσο γρήγορος, ώστε υπάρχει διεθνώς σαφής αδυναμία της οργανωμένης βιβλιογραφίας και πολύ περισσότερο των διδακτικών βιβλίων να τον παρακολουθήσουν. Τα παρακάτω λοιπόν έχουν την έννοια αναφοράς σε κάποιες γενικές αρχές και όχι την επακριβή αντιμετώπιση του θέματος.

Κατασκευή ολοκληρωμένων

Οι ανάγκες των εφαρμογών οδήγησαν στην ανάπτυξη δύο διαφορετικών μεθόδων



δων-τεχνολογιών για την κατασκευή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, που είναι γνωστές με τα ονόματα: μονολιθική τεχνολογία και υβριδική τεχνολογία αντίστοιχα.

Μονολιθικά ολοκληρωμένα κυκλώματα (monolithic integrated circuits) είναι εκείνα, στα οποία όλα τα εξαρτήματα του κυκλώματος δημιουργούνται - κατασκευάζονται πάνω σε ένα μονοκόμματο μικρό κομμάτι πυριτίου, που ονομάζεται κορμός (βάση - die), και φυσικά υπάρχει πλήρης αδυναμία αποχωρισμού ενός εξαρτήματος. Για το λόγο αυτό τα μονολιθικά κυκλώματα αναφέρονται συχνά και σαν πλήρως ολοκληρωμένα.

Υβριδικά ολοκληρωμένα κυκλώματα (hybrid integrated circuits) είναι εκείνα, στα οποία διάφορα διακεκριμένα ηλεκτρονικά εξαρτήματα προσκολώνται σε ένα κοινό κεραμικό υπόστρωμα και διασυνδέονται μεταξύ τους είτε με επιμεταλλώσεις είτε με λεπτά σύρματα (διάμέτρου $2-3 \cdot 10^{-2}$ mm). Είναι προφανές, ότι τα υβριδικά ολοκληρωμένα χρειάζονται κάποιες εργασίες συναρμο-λογήσεως· έτσι η βασική τους διαφορά από τα κοινά ηλεκτρονικά κυκλώματα είναι το ότι τα επί μέρους εξαρτήματα δεν έχουν ξεχωριστά καλύμματα, ακροδέκτες κλπ. και το ότι περικλείονται όλα σε ένα κοινό σφραγισμένο περιβλήμα. Ας σημειωθεί εδώ, ότι ένα μονολιθικό ολοκληρωμένο μπορεί να αποτελέσει τμήμα ενός υβριδικού ολοκληρωμένου. Συνάγεται λοιπόν μετά από αυτά το συμπέρασμα, ότι τα υβριδικά ολοκληρωμένα έχουν μεγαλύτερο κόστος παραγωγής λόγω της αδυναμίας πλήρους αυτοματοποιήσεώς της. Επίσης καλύπτουν τις ανάγκες ενός μικρότερου συγκριτικά αριθμού καταναλωτών για πιο πολύπλοκα ολοκληρωμένα κυκλώματα. Σε αντιστάθμισμα του μεγάλου κόστους παραγωγής τα υβριδικά ολοκληρωμένα απαιτούν λιγότερο επίπονη σχεδίαση και διαμόρφωση του κυκλώματος τους.

Επανερχόμαστε τώρα για να εξετάσουμε σε γενικές γραμμές τα βασικά στάδια κατασκευής των μονολιθικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Είναι σημαντικό να τονιστεί προοιμιακά, ότι ολόκληρη η διεργασία της κυρίως κατασκευής γίνεται σε συνθήκες απόλυτης καθαρότητας (στεγανά δωμάτια, ειδικές στολές χειριστών κλπ.), ώστε να αποφεύγονται κατά το δυνατόν οι ανεπιθύμητες μολύνσεις από διάφορες προσμίξεις.

Το πρώτο στάδιο της κατασκευής ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος είναι η σχεδίαση του κατάλληλου γραμμικού κυκλώματος. Αυτό είναι σημαντικό, γιατί, όπως θα αναφερθεί αργότερα, τα στοιχεία, που μπορούν να παραγματοποιηθούν με την ολοκληρωμένη τεχνολογία και ειδικότερα οι πυκνωτές και αντιστάσεις, έχουν σημαντικούς περιορισμούς δομής και προδιαγραφών σχετικά με

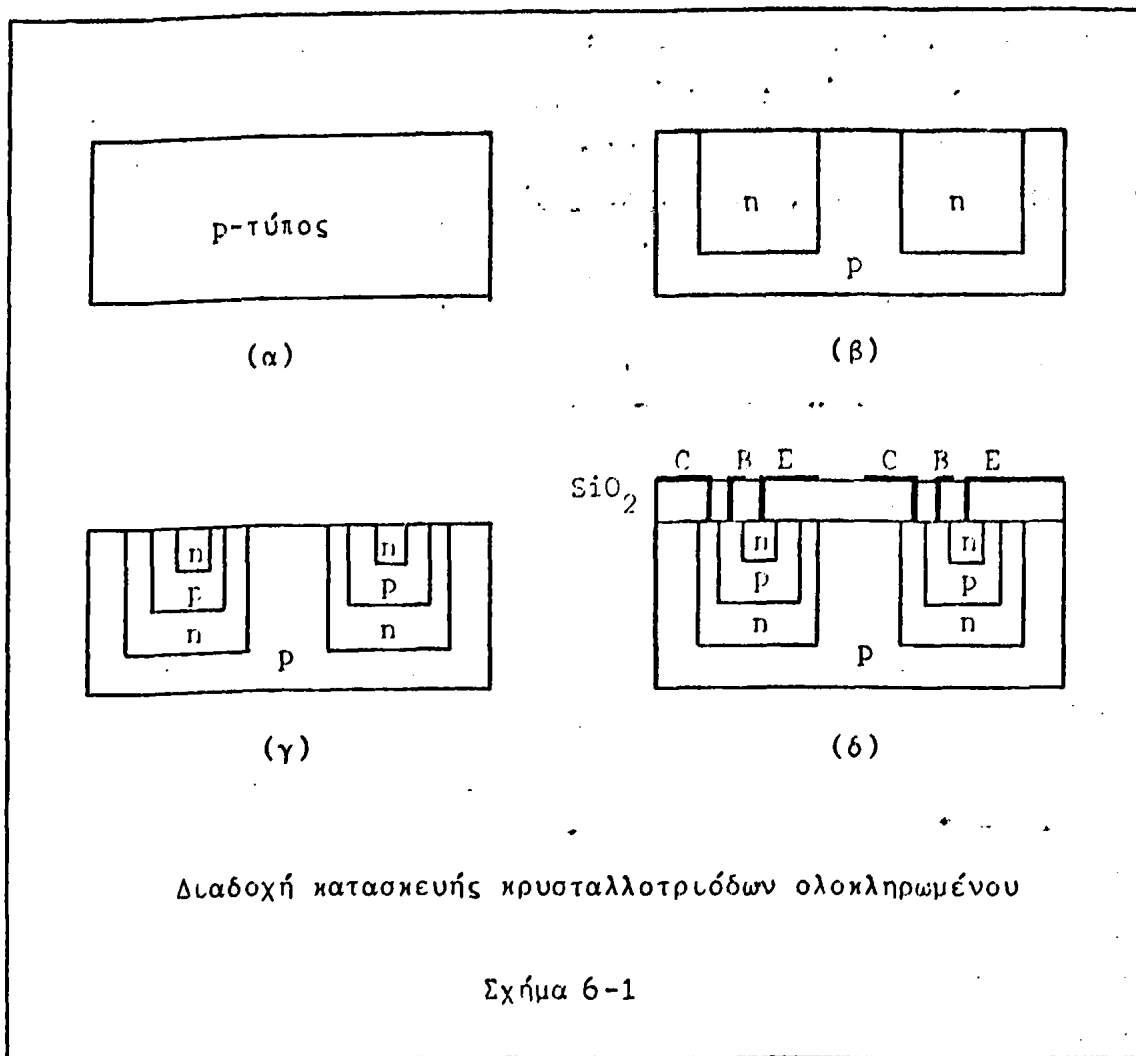


τα κοινά αντίστοιχα στοιχεία του εμπορίου. Κάθε ηλεκτρονικό λοιπόν κύκλωμα -π.χ. διαφορικός ενισχυτής- απαιτεί προκειμένου να πραγματοποιηθεί σαν μονολιθικό ολοκληρωμένο ωρισμένες διαφοροποιήσεις και προσαρμογές, ώστε να γίνει συμβιβαστό με τις δυνατότητες κατασκευής.

Λμέως κατόπιν ακολουθεί η σχεδίαση του πραγματικού "τυπωμένου" κυκλώματος, που αντιστοιχεί στο γραμμικό. Το σχέδιο αυτό αποτελεί "αντίγραφή" του γραμμικού κυκλώματος, στην οποία έχουν ληφθεί υπ' όψη οι πραγματικές διαστάσεις, σχήμα και χωρική διάταξη των διαφόρων εξαρτημάτων. Λόγω δε της μεθοδολογίας κατασκευής τα σχέδια αυτά είναι για ένα ολοκληρωμένο πολλά και διαδοχικά επικαλυπτόμενα. Αρχικά κατασκευάζονται σε μεγάλη κλίμακα (με γέθυνση) συνήθως 250:1 και κατόπιν υφίστανται δύο διαδοχικές σμικρύνσεις (1:25 και 1:10). Η σχεδίαση σε μεγέθυνση κάνει εφικτή την επίτευξη ικανοποιητικής ακρίβειας σχεδιασμού, η οποία διατηρείται με τις κατοπινές φωτογραφικές σμικρύνσεις. Η σχεδίαση του κυκλώματος γίνεται με επικόλληση αδιαφανών ταινιών σε διαφανή ενιαία μεμβράνη ή στην πιο σύγχρονη τεχνολογία με τη δημιουργία του προτύπου (pattern) πάνω σε φθορίζουσα οθόνη, που οδηγείται από ηλεκτρονικό μικροϋπολογιστή (pattern generator). Η τελευταία αυτή τεχνική χρησιμοποιείται κυρίως στα Ι.ΣΙ. Σαν τελικό βέβαια αποτέλεσμα και από τις δύο μεθόδους λαμβάνεται ένα αρνητικό φιλμ με διαστάσεις όσες του πραγματικού ολοκληρωμένου, από το οποίο βγαίνουν αντίγραφα, που χρησιμοποιούνται στα επόμενα στάδια κατασκευής.

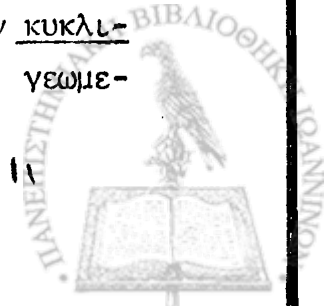
Το βασικό υλικό από το οποίο ξεκινά η διαδικασία κατασκευής του μονολιθικού ολοκληρωμένου είναι ένα κομμάτι μονοκρυσταλλικού πυριτίου, που συνήθως το μέγεθός του επαρκεί για ένα μεγάλο αριθμό ολοκληρωμένων. Τα ολοκληρωμένα αυτά παρασκευάζονται ταυτόχρονα και αποχωρίζονται στο τέλος της διαδικασίας. Η μεθοδολογία κατασκευής, που χρησιμοποιείται σήμερα, βασίζεται στην επίπεδη τεχνολογία, που έχει αναπτυχθεί για την κατασκευή των κρυσταλλοτριόδων και έχει βιομηχανικά γενικευτεί εξ αιτίας της δυνατότητας, που έχει, να δίνει κρυσταλλοτριόδους χαμηλού κόστους και υψηλής ποιότητας.

Στο σχήμα 6-1 δίνονται απλοποιημένα τα κυριότερα στάδια κατασκευής μιας κρυσταλλοτριόδου με την τεχνολογία αυτή. Στο βασικό υλικό μονοκρυσταλλικού πυριτίου έχουν προστεθεί κατάλληλες προσμίξεις σε είδος και ποσοστό, ώστε αυτό να αποτελεί ημιαγωγό τύπου n ή p ανάλογα με τον προορισμό του (σχήμα 6-1α). Στο βασικό αυτό υλικό προστίθενται κατά περιοχές με διάφορες τεχνικές διαχύσεως, κατάλληλες προσμίξεις, που επιτρέπουν τη δημιουργία τμημάτων τύπου διαφορετικού από τον αρχικό (σχήμα 6-1β). Οι περιοχές αυτές



είναι κατ' αρχήν ηλεκτρικά απομονωμένες μεταξύ τους λόγω των περιοχών απογυμνώσεως, που δημιουργούνται στις επιφάνειες των δύο τύπων. Ο καθορισμός της εκτάσεως και του ποσοστού των περιοχών, που "εμφυτεύονται" στο αρχικό υλικό, γίνεται με διάφορες τεχνικές. Σα βασική όμως ιδέα-αρχή η συγκέντρωση του διαχεόμενου υλικού επηρεάζει το ποσοστό προσμίξεων, η θερμοκρασία στην οποία πραγματοποιείται η διάχυση και ο χρόνος, που διαρκεί, επηρεάζουν το βάθος διαχύσεως, ενώ το πλάτος (έκταση) της περιοχής διαχύσεως ρυθμίζεται με τη χρήση διαφόρων επιστρωμάτων διοξειδίου του πυριτίου (SiO_2) και τη φωτοχημική δημιουργία πάνω σ' αυτά κατάλληλων ανοιγμάτων.

Αν τώρα δημιουργηθούν στη συνέχεια στις περιοχές αυτές διαδοχικά περιοχές p-τύπου και n-τύπου (σχήμα 6-1.γ) και προστεθούν μεταλλικοί ακροδέκτες σε κάθε τμήμα-περιοχή σχηματίζονται ουσιαστικά δύο κρυσταλλοτρίοδοι n-p-n (σχήμα 6-1.δ). Η γεωμετρία, που περιγράφηκε, είναι γνωστή σαν κυκλική ή απλοειδής γεωμετρία λόγω του σχήματος της κρυσταλλοτρίοδου. Η γεωμε-



τρία αυτή από τη φύση της υπεισάγει διάφορα προβλήματα, που σχετίζονται με τη λειτουργικότητα και τις προδιαγραφές των κρυσταλλοτριόδων και από τα οποία τα βασικότερα είναι η μεγάλη χωρητικότητα του συλλέκτη, που οφείλεται κύρια στο μέγεθός του, και η ανομοιογένεια των δυναμικών γραμμών του ηλεκτρικού πεδίου στην περιοχή της βάσης, που οφείλεται στη διαφορά εκτάσεως των περιοχών επαφής εκπομπού και συλλέκτη. Τα μειονεκτήματα αυτά θεραπεύονται με διάφορους τρόπους, από τους οποίους οι πιο συνηθισμένοι είναι η χρησιμοποίηση της ταινιωτής γεωμετρίας ή η χρησιμοποίηση επιταξιακής (epitaxial) αναπτύξεως των διαφόρων περιοχών-τμημάτων της κρυσταλλοτριόδου.

Ανάλογη είναι η κατασκευή μιας κρυσταλλοδιόδου μόνο βέβαια, που οι διαχεόμενες περιοχές είναι δύο πλέον.

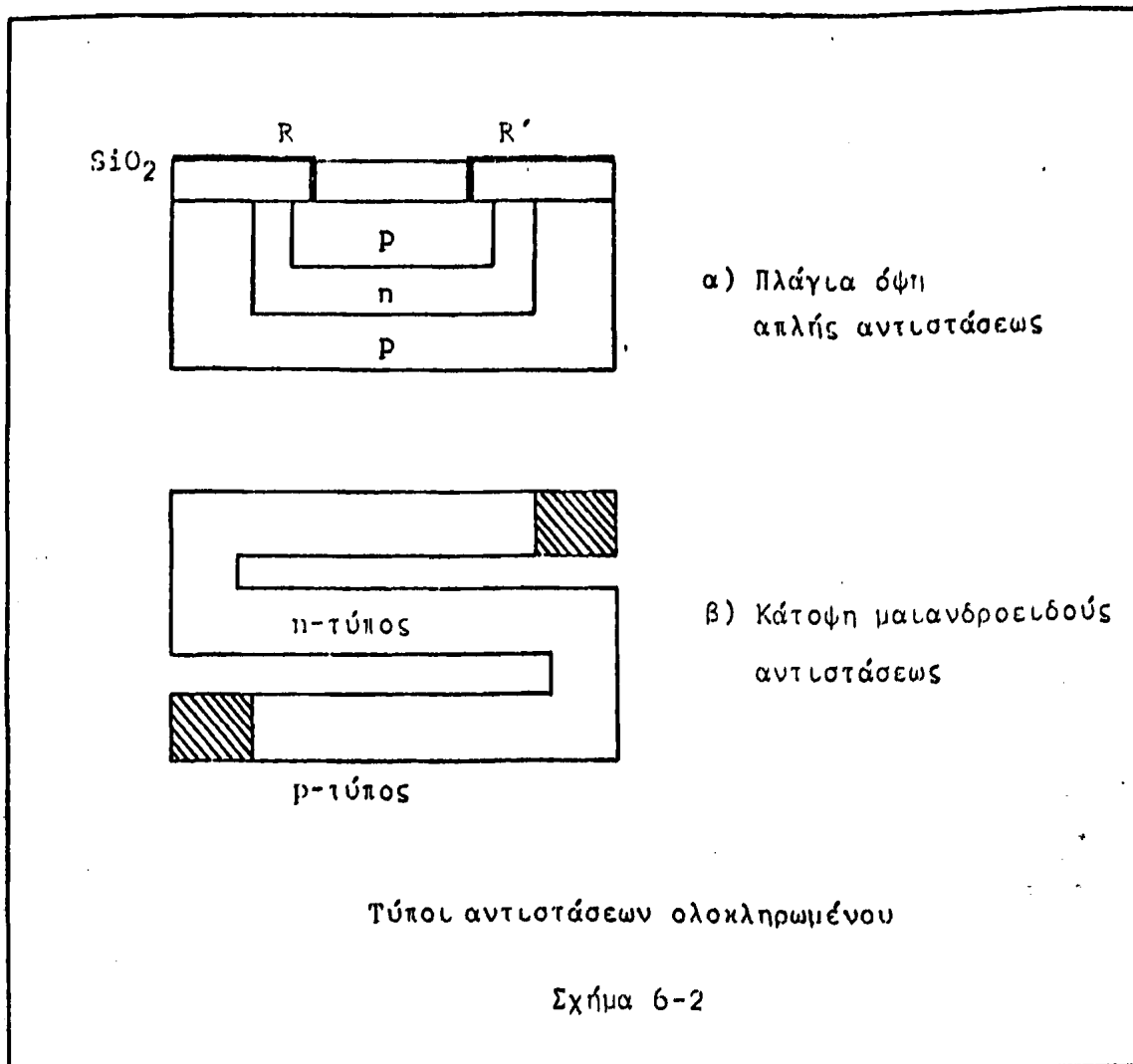
Η κατασκευή κρυσταλλοτριόδων και κρυσταλλοδιόδων με τη μέθοδο, που προαναφέρθηκε, δεν παρουσιάζει σημαντικές δυσκολίες ή καλύτερα δεν απαιτεί ιδιαίτερα μεγάλη έκταση και δεν υπεισάγει αυστηρούς περιορισμούς. Αντίθετα η κατασκευή αντιστάσεων και πυκνωτών είναι μια διαδικασία πιο απλή ίσως, αλλά υπάρχουν σοβαροί περιορισμοί στις γεωμετρικές και ηλεκτρικές ιδιότητες των διατάξεων αυτών.

Προκειμένου για αντιστάσεις η συνήθης τεχνολογία ηλεκτρονικών εξαρτημάτων έχει καταλήξει στη χρησιμοποίηση σταθερού μεγέθους (προκειμένου για σταθερή ισχύ) και μεταβλητής αγωγιμότητας του υλικού συστάσεως, ώστε να λαμβάνονται διάφορες ονομαστικές τιμές. Στην επίπεδη τεχνολογία όμως η δυνατότητα μεταβολής της αγωγιμότητας του υλικού της αντιστάσεως είναι πολύ περιορισμένη, επειδή είναι οικονομικά και εν μέρει τεχνικά ασύμφορο και ανέναντο· έτσι διαφορετικές τιμές ονομαστικής αντιστάσεως λαμβάνονται έχοντας σταθερή αγωγιμότητα του υλικού και διαφορετικές γεωμετρικές διαστάσεις.

Η βασική δομή μιας αντιστάσεως σε ολοκληρωμένο κύκλωμα φαίνεται στο σχήμα 6-2.α. Από τη βασική σχέση υπολογισμού

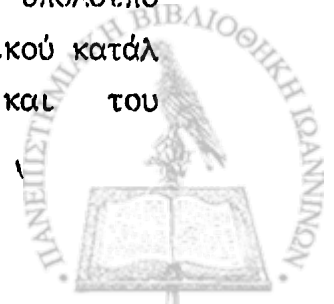
$$R = \rho \cdot \frac{l}{S}$$

φαίνεται, ότι όσο μεγαλύτερο είναι το μήκος της αντιστάσεως (απόσταση μεταξύ των μεταλλικών επαφών) και μικρότερο το πλάτος της, τόσο μεγαλύτερη είναι η αντίστασή της. Επειδή πρόκειται για διατάξεις επίπεδης τεχνολογίας ο συντελεστής ειδικής αντιστάσεως ρ έχει τιμές, που αντιστοιχούν σε φυλλόμορφα υλικά και όχι σε υλικά ισόμετρης ανάπτυξεως. Είναι ευκολονόητο, ότι με τη μέθοδο αυτή είναι αδύνατο να κατασκευαστούν αντιστάσεις με εξαιρετι-



κά μικρή τιμή (π.χ. κάτω από 1Ω), επειδή η ειδική αντίσταση ρ είναι σημαντικά μεγάλη για τους ημιαγωγούς και έτσι πρέπει να πλησιάζουν πάρα πολύ με ταξύ τους οι μεταλλικές επαφές-ακροδέκτες. Η δραστική όμως αυτή μείωση του μήκους της αντίστασης αρ' ενός επηρεάζει την ακρίβεια και σταθερότητα της τιμής της, αρ' ετέρου είναι μάλλον ανέφικτη μέσα στα σημερινά όρια διακριτικής ικανότητας των χρησιμοποιούμενων φωτοχημικών μεθόδων. Επίσης είναι δυσχερής η κατασκευή αντιστάσεων με μεγάλη ονομαστική τιμή (π.χ. πάνω από $1M\Omega$), διότι αυτό απαιτεί υπερβολικά μεγάλο μήκος -εφ' όσον το πλάτος δεν μπορεί να μειωθεί κάτω από κάποιο ελάχιστο κρίσιμο όριο-, γεγονός, που αυξάνει υπερβολικά το μέγεθος του ολοκληρωμένου. Συχνά προκειμένου να αυξηθεί το ολικό αυτό μήκος χρησιμοποιείται το σχήμα του μαιάνδρου (σχήμα 6-2β).

Προκειμένου τώρα η αντίσταση να απομονωθεί ηλεκτρικά από το υπόλοιπο κύκλωμα του ολοκληρωμένου, εφαρμόζεται συνήθως μια διαφορά δυναμικού κατάλληλης πολικότητας μεταξύ του βασικού υλικού της πρώτης διαχύσεως και του

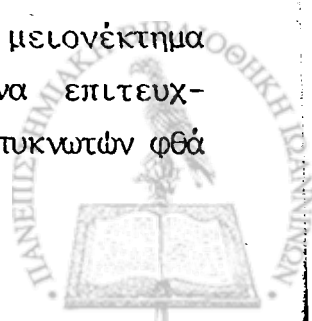


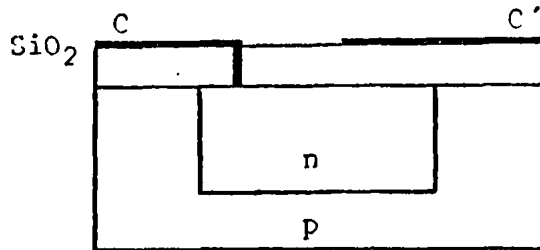
υλικού της αντιστάσεως. Γίνεται έτσι φανερό από την όλη συζήτηση, ότι συνυφασμένη με τη δημιουργία αντιστάσεων επίπεδης τεχνολογίας είναι και η παρασιτική ύπαρξη κάποιων χωρητικοτήτων στις περιοχές απογυμνώσεως, που κυμαίνονται από 1-20pF, και κάποιων ρευμάτων διαρροής, που είναι της τάξης των 10pA.

Το γεγονός αυτό είναι ευνόητο, ότι κάνει δυσχερέστερη την πρόβλεψη και τον έλεγχο των ιδιοτήτων και επιδόσεων του ολοκληρωμένου. Συνήθως οι αντιστάσεις στα μονολιθικά ολοκληρωμένα έχουν τιμές από 10Ω έως 100kΩ και ανοχή περίπου 20%, ενώ ο συντελεστής θερμοκρασιακής μεταβολής της τιμής τους είναι περίπου 0.2% ανά βαθμό.

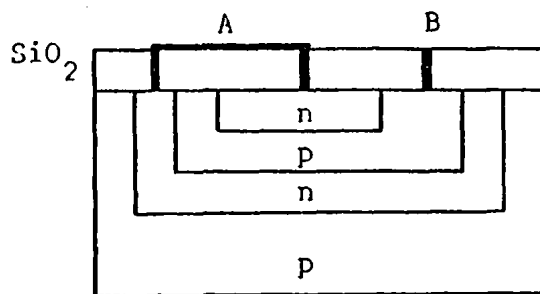
Όσον αφορά τώρα στους πυκνωτές επίπεδης τεχνολογίας υπάρχουν διάφοροι τύποι τους. Ένας τύπος είναι αυτός, που φαίνεται στο σχήμα 6-3.α. Ο πυκνωτής αυτός έχει ως ένα σπλισμό το τμήμα n-τύπου ημιαγωγού, που δημιουργείται με διάχυση στο κύριο υπόστρωμα πυριτίου και ως άλλο σπλισμό τη μεταλλική επαφή, που δημιουργείται με εξάχνωση-επιμετάλλωση πάνω από το επίστρωμα οξειδίου. Ως διηλεκτρικό χρησιμοποιεί το οξείδιο πυριτίου, που επικαλύπτει τον μονοκρύσταλλο. Είναι προφανές, ότι εφ'όσον το πάχος και η διηλεκτρική σταθερά του υλικού, που χρησιμοποιεί ως διηλεκτρικό, είναι δεδομένα και σταθερά, ο μόνος τρόπος διαμορφώσεως της χωρητικότητας στο επιθυμητό μέγεθος είναι η μεταβολή της επιφάνειας, που καταλαμβάνει ο πυκνωτής, με την οποία η χωρητικότητα είναι ευθέως ανάλογη.

Άλλος τύπος πυκνωτών ολοκληρωμένων είναι οι πυκνωτές τύπου varicap. Είναι γνωστό από τα σχετικά με την κρυσταλλοδιόδο varicap (varactor), ότι μια κρυσταλλοδιόδος μπορεί να δράσει και να θεωρηθεί σαν πυκνωτής, του οποίου διηλεκτρικό είναι η περιοχή απογυμνώσεως και σπλισμός οι μη απογυμνωμένες περιοχές p- και n- τύπου αντίστοιχα. Ο πυκνωτής αυτός μάλιστα μπορεί να ελέγχεται ως προς τη χωρητικότητά του και μέσω της τάσης, που εφαρμόζεται στα άκρα του (πόλωση της κρυσταλλοδιόδου). Το γεγονός αυτό βέβαια αποτελεί πλεονέκτημα σε πολλές περιπτώσεις, παρουσιάζουν όμως οι πυκνωτές αυτοί και πολλά μειονεκτήματα σχετικά με τους συμβατικούς πυκνωτές, το σημαντικότερο από τα οποία είναι η ύπαρξη ρεύματος διαρροής (ρεύμα διαρροής κρυσταλλοδιόδου), που ουσιαστικά υπεισάγει διηλεκτρικές απώλειες υποβιβάζοντας το συντελεστή ποιότητας Q του πυκνωτή. Σημαντικό τέλος μειονέκτημα των πυκνωτών αυτών είναι οι μικρές χωρητικότητες, που μπορούν να επιτευχθούν κατά μέγιστο και οι οποίες για ρεαλιστικές διαστάσεις των πυκνωτών φθάνουν μόλις τα 1000pF.





α) Πυκνωτής οξειδίου
πυριτίου



β) Πυκνωτής διπλής
διαχύσεως

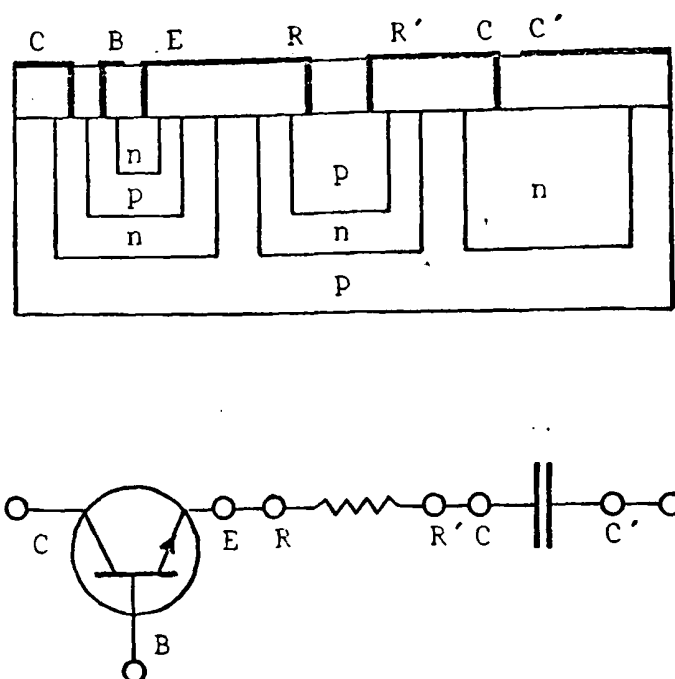
Τύποι πυκνωτών ολοκληρωμένων

Σχήμα 6-3

Το μειονέκτημα των μικρών χωρητικότητων υπερνικάται μερικώς με την κατασκευή των λεγόμενων πυκνωτών διπλής διαχύσεως, που η δομή τους φαίνεται στο σχήμα 6-3.β. Τα δύο τμήματα n-τύπου βραχυκυκλώνονται μεταξύ τους, έτσι ώστε να αποτελούν ένα ηλεκτρόδιο, ενώ το p-τύπου τμήμα, που βρίσκεται ανάμεσά τους αποτελεί το άλλο ηλεκτρόδιο. Αν τώρα το p-τύπου ηλεκτρόδιο πολωθεί αρνητικά ως προς το n-τύπου δημιουργούνται δύο πυκνωτές συνδεδεμένοι παράλληλα μεταξύ τους, άρα η ολική χωρητικότητα μεταξύ των ακροδεκτών A και B ισούται με το άθροισμα των δύο επί μέρους χωρητικότητων, έστω C και C'. Η δομή αυτή έχει βέβαια αρκετά μειονεκτήματα, με βασικότερο την ύπαρξη κάποιων παρασιτικών αντιστάσεων -άλλωστε η διάταξη υπό άλλη θεώρηση αποτελεί κρυσταλλοτρίοδο n-p-n με βραχυκυκλωμένο τον εκπομπό προς το συλλέκτη-, αλλά επιτυγχάνει χωρητικότητες μέχρι $2000 \text{ pF}/\text{mm}^2$.

Στο σχήμα 6-4 δίνεται η ολοκληρωμένη δομή ενός κυκλώματος, που περιλαμβάνει μια κρυσταλλοτρίοδο n-p-n, μια αντίσταση και ένα πυκνωτή σε σειρά





Ολοκληρωμένο κύκλωμα με κρυσταλλοτρίοδο, αντίσταση και πυκνωτή

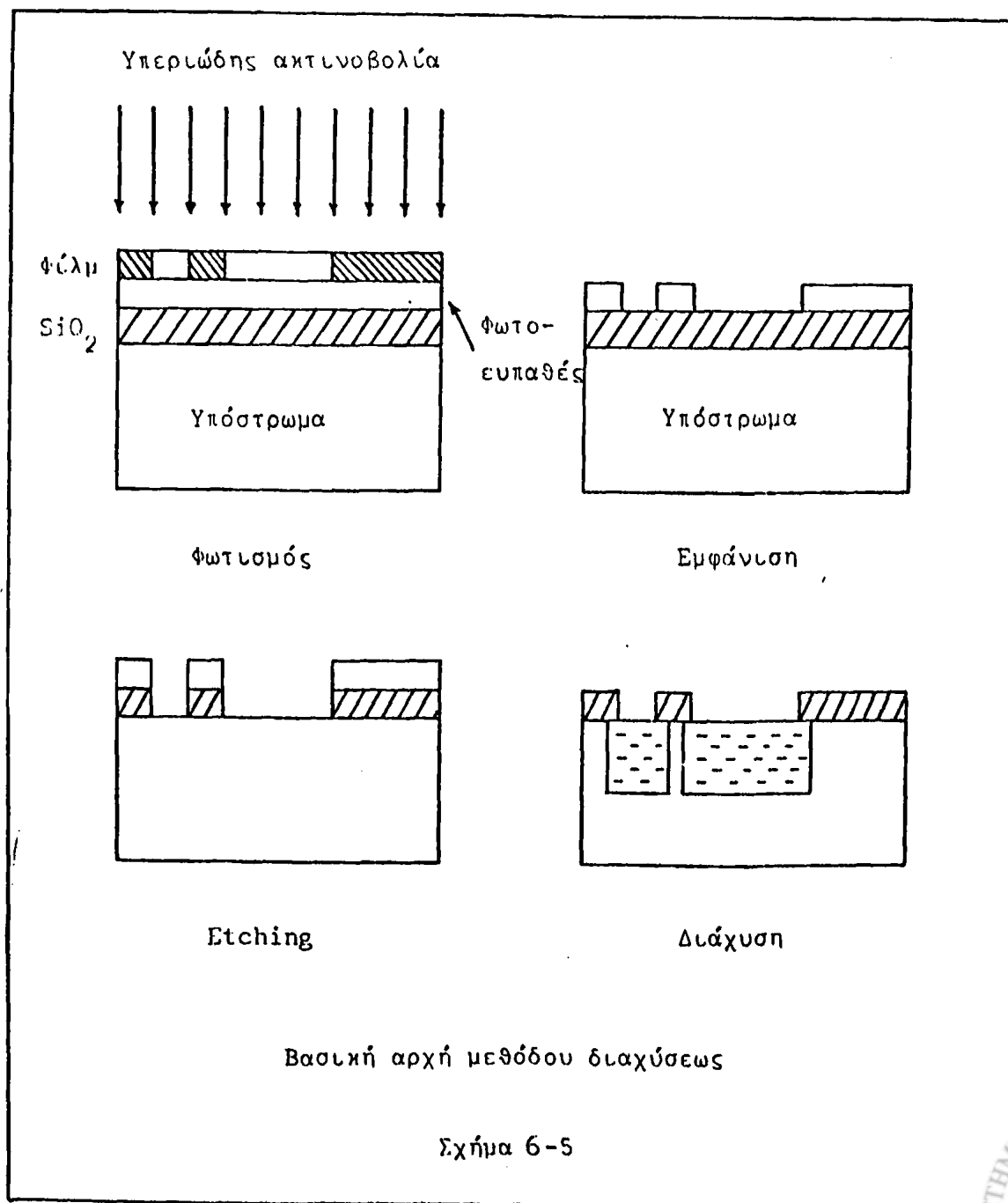
Σχήμα 6-4

Από την προηγούμενη περιγραφική δομής, κατασκευής και λειτουργίας των διαφόρων διατάξεων (κρυσταλλοτρίοδων, αντιστάσεων, πυκνωτών κλπ.) έγινε φανερό η μεγάλη σημασία, που έχει η δημιουργία στην επιφάνεια του ολοκληρωμένου ενός στρώματος οξειδίου του πυριτίου κατάλληλου πάχους καθώς και η δυνατότητα δημιουργίας πάνω στην επιφάνεια αυτή -του πυριτίου ή του οξειδίου του πυριτίου- κατάλληλων ανοιγμάτων, μέσω των οποίων γίνονται οι διάφορες διαχύσεις ή πραγματοποιούνται οι μεταλλικές επαφές. Είναι προφανές δε ότι η γεωμετρία και διαστάσεις των ανοιγμάτων αυτών καθορίζουν και το σχήμα και μέγεθος των ολοκληρωμένων εξαρτημάτων.

Το επίστρωμα οξειδίου δημιουργείται με έκθεση της επιφάνειας σε υγρή ατμόσφαιρα θερμοκρασίας 1200°C για μια ώρα περίπου. Το πάχος του προκύπτοντος SiO_2 είναι περίπου $1\text{-}2\mu\text{m}$ και ιδιαίτερη φροντίδα λαμβάνεται για να μην εισχωρήσουν ακαθαρσίες στη μάζα του.

Η δημιουργία των ανοιγμάτων γίνεται, όπως προαναφέρθηκε, φωτοχημικά.

Σε γενικές γραμμές ακολουθείται η παρακάτω πορεία που φαίνεται και στο σχήμα 6-5. Ο μονοκρυστάλλος πυριτίου επικαλύπτεται από ένα φωτοευπαθές υλικό (photo-resist), που είναι σε υγρή μορφή και σχηματίζει πάνω του ένα υγρό υμένιο. Επιδίωξη είναι να ελαχιστοποιηθεί το πάχος του υγρού αυτού υμένιου, επειδή έτσι αυξάνει η διακριτική ικανότητα του συστήματος, άρα υποβιβάζονται οι ανοχές και καθίσταται δυνατή η μεγαλύτερη πυκνότητα παραθέσεως διαδοχικών εξαρτημάτων. Σήμερα χρησιμοποιώντας τεχνικές περιστροφικής απόθεσης επιτυγχάνονται πάχη της τάξης των 500nm. Κατόπιν το επίστρωμα αυτό ξηραίνεται και σκληραίνει. Στη συνέχεια επιτίθεται πάνω του όσο το δυνατόν



σε καλύτερη επαφή -επιτυγχάνεται με εφαρμογή υποπίεσεως μεταξύ υποστρώματος και φιλμ- το φιλμ με την εικόνα των επιθυμητών ανοιγμάτων, για το οποίο αναφέραμε στην αρχή του κεφαλαίου, και φωτίζεται το σύνολο με υπεριώδες φως, στο οποίο το φωτοευπαθές αυτό υλικό είναι ευαίσθητο. Μετά την έκθεση στο υπεριώδες ακολουθεί μια τυπική διαδικασία εμφάνισης ανάλογη με αυτή, που γίνεται για τα συνηθισμένα φωτογραφικά φιλμ και με την οποία τα τμήματα του φωτοευπαθούς, που φωτίστηκαν απομακρύνονται και αποκαλύπτουν το επίστρωμα οξειδίου του πυρίτιου, ενώ τα υπόλοιπα τμήματα παραμένουν. Κατόπιν με χημική απόξεση (etching), που προσβάλλει μόνον τα γυμνά από photoresist τμήματα, απομακρύνεται από τα τμήματα αυτά το οξείδιο του πυρίτιου. Τώρα το υλικό είναι έτοιμο για την πρώτη φάση διεργασιών διαχύσεως, οι οποίες πραγματοποιούνται σε υψηλές θερμοκρασίες και στις οποίες το έστω και σκληρυμένο photo-resist δεν αντέχει και διασπάται.

Προτελευταίο στάδιο κατασκευής είναι η δημιουργία των κατάλληλων ωμικών επαφών μεταξύ των διαφόρων εξαρτημάτων (components) του ολοκληρωμένου. Οι μεταλλικές αυτές επαφές δημιουργούνται με εξαχνωση. Το πιο συνηθισμένο μέταλλο για το σκοπό αυτό είναι το αλουμίνιο, σε ειδικές όμως περιπτώσεις χρησιμοποιείται και ο άργυρος ή ο χρυσός. Για την επιλεκτική επικάλυψη του μετάλλου κατά τις εξαχνώσεις αυτές χρησιμοποιούνται πάλι τα κατάλληλα φωτογραφικού τύπου πρότυπα (patterns).

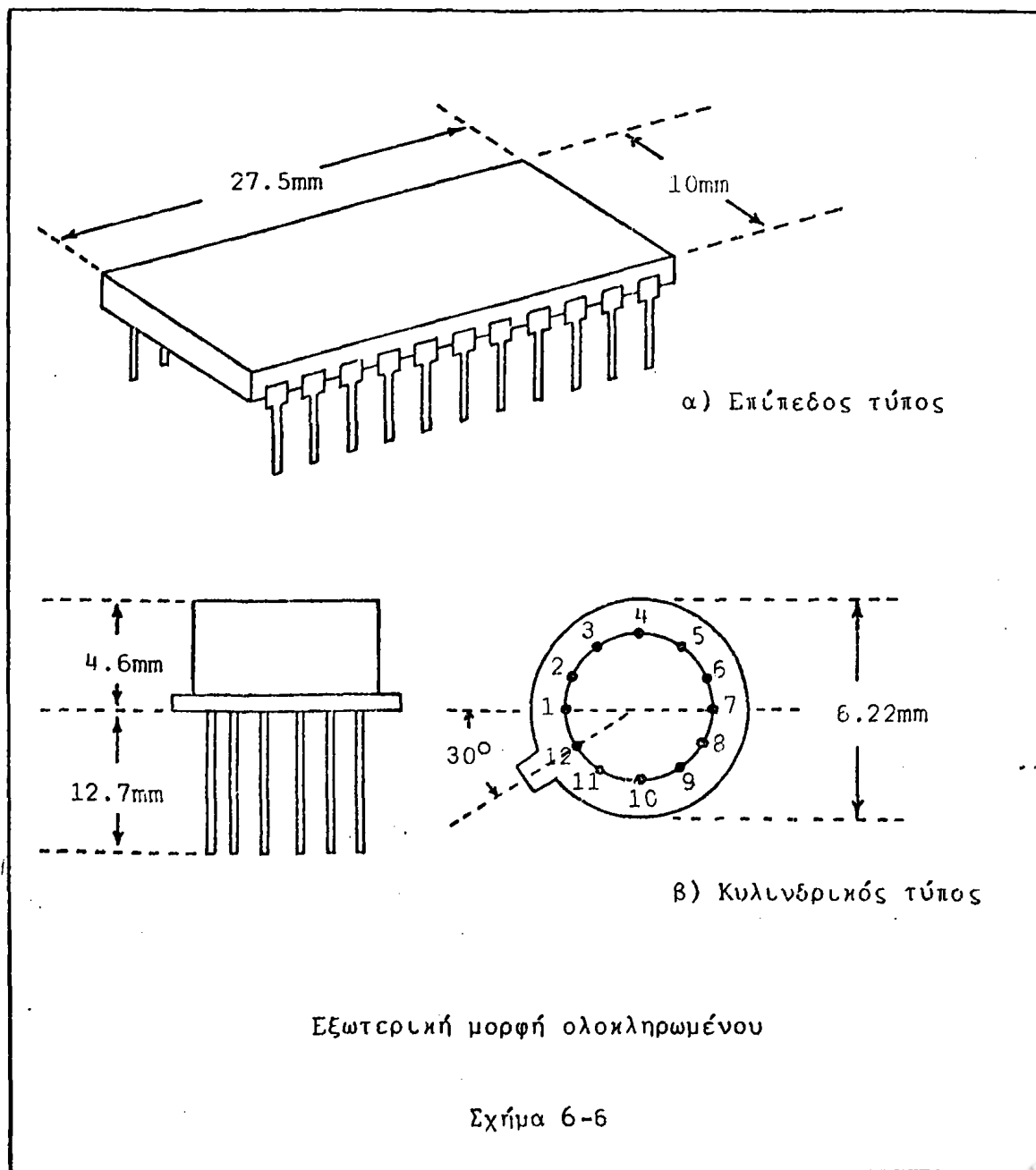
Σήμερα εκτός από τις τεχνικές, που περιγράφηκαν, εφαρμόζονται και διάφορες εναλλακτικές βελτιώσεις όπως η επιταξιακή ανάπτυξη (epitaxial growth), η προσβολή του μονοκρυστάλλου με ιοντική δέσμη (ion-beam implantation) κλπ., που όμως αποτελούν μειοψηφία στον συνολικό όγκο της παραγωγής.

Τελικό στάδιο της κατασκευής είναι η προσθήκη των εξωτερικών ακροδεκτών, που συνήθως είναι από αλουμίνιο ή επαργυρωμένοι και το ερμητικό σφράγισμα του ολοκληρωμένου. Για το σφράγισμα αυτό χρησιμοποιούνται πλαστικές ύλες ή όπου απαιτείται καλύτερη ερμητικότητα και αυστηρότερες απαιτήσεις μονώσεων κεραμικά υλικά. Συχνή είναι επίσης η χρησιμοποίηση μεταλλικών αεροστεγών θηκών με κυλινδρικό σχήμα. Σχεδόν πάντα το σύνολο είναι αδιαφανές, ώστε να αποφεύγονται παρασιτικά φαινόμενα λόγω φωτισμού των εξαρτημάτων (παράδειγμα εξαιρέσεως είναι τα ολοκληρωμένα προγραμματιζόμενων μνημών μονής προσπελάσεως με δυνατότητα διαγραφής (EPROM-Erasable Programmable Read Only Memory) των μικροϋπολογιστών, που έχουν διαφανή επικαλύμματα, ώστε να μπορούν να σβήνουν με την επίδραση δέσμης υπεριώδους φωτός).



Έτσι η εξωτερική μορφή ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος διαμορφώνεται αποκλειστικά όπως δείχνουν τα σχήματα 6-6.α,β.

Το κόστος και κατά συνέπεια η εμπορική τιμή ενός μονολιθικού ολοκληρωμένου κυκλώματος επηρεάζεται από διάφορους παράγοντες· το μεγαλύτερο όμως ποσοστό του οφείλεται στο κόστος παρασκευής των φιλμς-υποδειγμάτων και των μονοκρυσταλλικών πλακιδίων πυριτίου, που και τα δύο είναι ανεξάρτητα από τον αριθμό των εξαρτημάτων, που περιλαμβάνει το ολοκληρωμένο. Αυτό σημαίνει ουσιαστικά, ότι όσο μεγαλύτερος αριθμός εξαρτημάτων δημιουργηθεί σε chip δεδομένου εμβαδού, τόσο μικρότερο θα είναι το κόστος ανά εξάρτημα, που



τελικά σημαίνει, ότι η ανάγκη για σμίκρυνση υπαγορεύεται και από οικονομικούς λόγους. Σήμερα φαίνεται, ότι η σμίκρυνση αυτή έχει όρια εκείνα, που καθορίζονται από τις δυνατότητες των φωτογραφικών φιλμς (μεταξοτυπία).

Είναι σημαντικό το γεγονός, που προκύπτει και από τα προγραφέντα, ότι στο ολοκληρωμένο κύκλωμα τα παθητικά στοιχεία καταλαμβάνουν περισσότερη έκταση από τα ενεργητικά. Πράγματι η σχετική επιφάνεια, που καταλαμβάνει κάθε τύπος εξαρτήματος, ακολουθεί τη γενική σχέση:

Κρυσταλλοτρίοδος	1
Αντίσταση (1000Ω)	2
Πυκνωτής (10pF)	3

Η αναλογία αυτή καθημερινά βελτιώνεται και μπορεί κατά περίπτωση να διαφοροποιείται αισθητά. Όμως η γενική αρχή, ότι δηλαδή οι πυκνωτές απαιτούν περισσότερη έκταση από τις αντιστάσεις και οι αντιστάσεις από τις κρυσταλλοτρίοδους παραμένει και φαίνεται ότι θα εξακολουθήσει να παραμένει για αρκετά χρόνια ακόμη. Έτσι, αντίθετα από ότι συμβαίνει στα συμβατικά ηλεκτρονικά κυκλώματα, στα ολοκληρωμένα το κόστος των παθητικών εξαρτημάτων (αντιστάσεις, πυκνωτές) είναι μεγαλύτερο απ'ότι το κόστος των ενεργών (κρυσταλλοτρίοδοι, FET's κλπ.).

Ένα σημαντικό τέλος χαρακτηριστικό-στοιχείο, που επηρεάζει το σχεδιασμό και τη δομή ενός ολοκληρωμένου είναι η πυκνότητα ισχύος, που αναπτύσσεται σ' αυτό. Συγκεκριμένα τα ολοκληρωμένα και τα περιεχόμενα σ' αυτά στοιχεία είναι πολύ χαμηλών απαιτήσεων ισχύος· παρ'όλα αυτά όμως η συσσώρευση σημαντικού αριθμού εξαρτημάτων σε πολύ περιορισμένο χώρο και το απαραίτητο για λόγους αντοχής και καθαρότητας σφράγισμα, που δυσχεραίνει την αποβολή θερμότητας, έχουν σαν αποτέλεσμα το ποσό ισχύος ανά μονάδα επιφάνειας (ή όγκου του ολοκληρωμένου δηλ. η πυκνότητα ισχύος) να υπάρχει πάντα κίνδυνος να πάρει πολύ μεγάλες τιμές με τα γνωστά δυσάρεστα συμπτώματα της υπερθέρμανσως. Για την αποφυγή παρόμοιων ανεπιθύμητων καταστάσεων λαμβάνεται ιδιαίτερη πρόνοια από μέρους των κατασκευαστών.

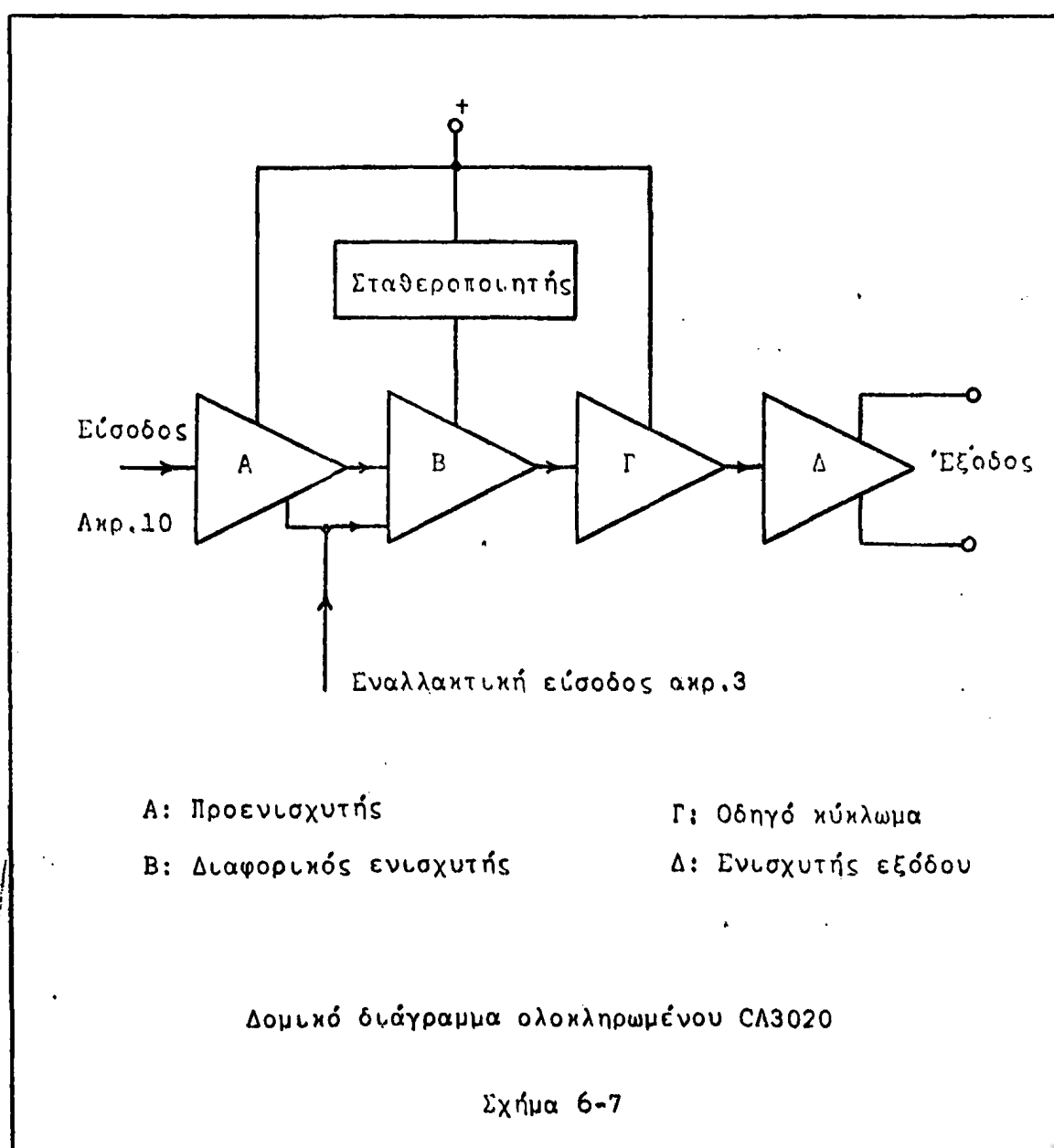
Λειτουργία του ολοκληρωμένου

Το ολοκληρωμένο κύκλωμα, που θα μελετηθεί στο πειραματικό μέρος της



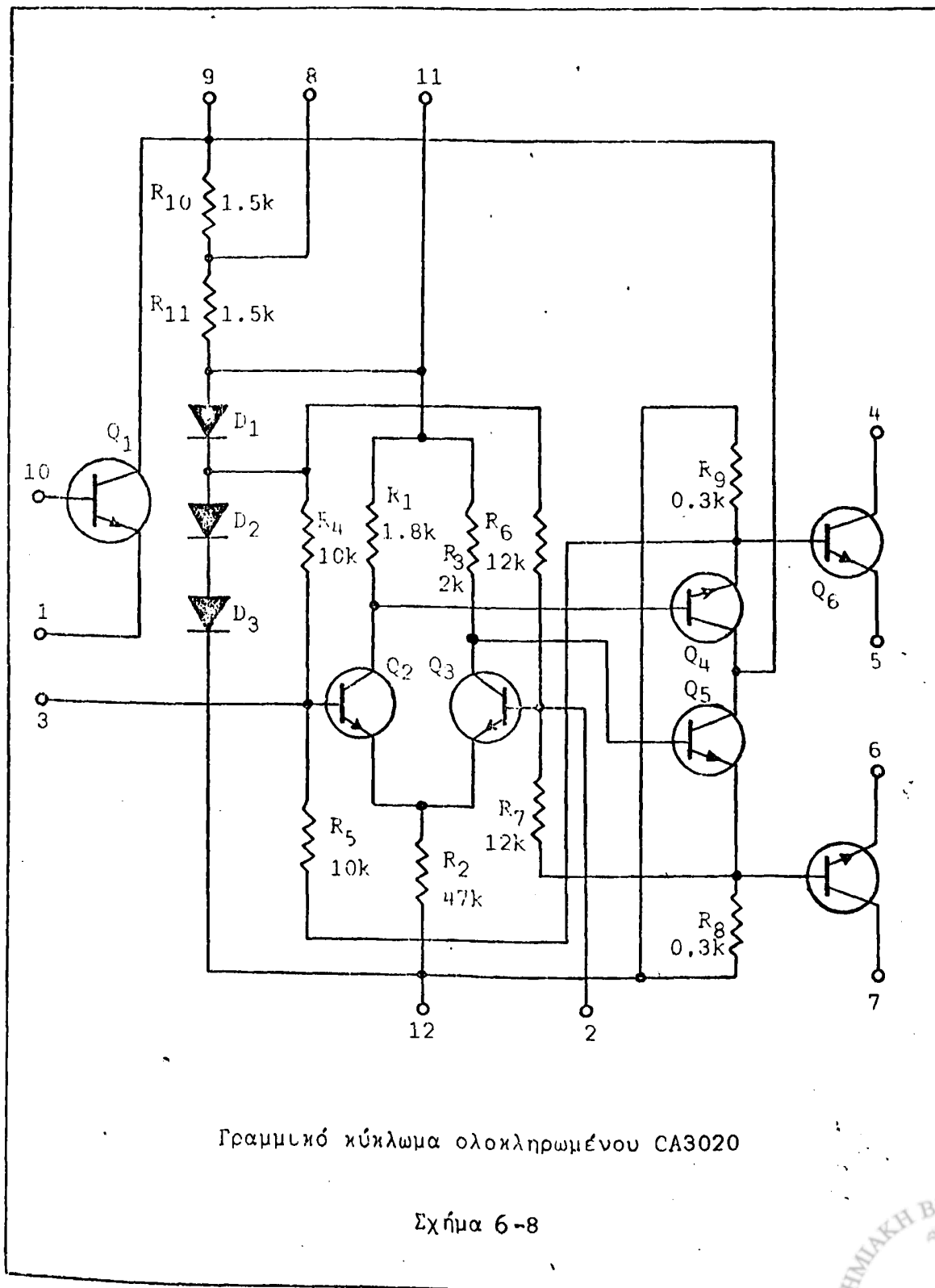
ασκήσεως είναι το μονολιθικό ολοκληρωμένο CA3020 της εταιρείας RCA και αποτελεί ένα σταθεροποιημένο ενισχυτή με άμεση σύζευξη, που περιλαμβάνει τις εξής επί μέρους μονάδες. Σταθεροποιητή τάσης, προενισχυτή, διαφορικό ενισχυτή και αναστραφέα φάσης, οδηγό κύκλωμα και ενισχυτή ισχύος εξόδου χωρίς μετασχηματιστή. Ο σχεδιασμός του κυκλώματος του επιτρέπει να λειτουργεί με τάση τροφοδοσίας από 3V έως 9V συνεχή και η ισχύς εξόδου του εξαρτάται από την τάση τροφοδοσίας. Έτσι με τάση 3V αποδίδει ισχύ 65mW με ένταση ρεύματος ηρεμίας (idling current) 7mA, ενώ με τάση 9V αποδίδει 550mW με ρεύμα ηρεμίας 22mA.

Στο σχήμα 6-7 δίνεται το δομικό διάγραμμα του ολοκληρωμένου και στο σχήμα 6-8 το πλήρες γραμμικό του κύκλωμα. Αναφερόμενοι στο γραμμικό αυτό



κύκλωμα παρατηρούμε τα εξής:

Οι κρυσταλλοδιόδοι D_1 , D_2 , D_3 και οι αντιστάσεις R_{10} και R_{11} αποτελούν το σταθεροποιητή τάσης (voltage regulator). Οι κρυσταλλοδιόδοι είναι κατασκευασμένες κατά το πρότυπο επαφής εκπομπού, ώστε να εξασφαλίζουν θερμοκρασιακή σταθερότητα σε εύρος από -55°C έως 125°C . Μέσω του σταθεροποιητή πα-



ρέχονται στο κύκλωμα (διαφορικό ενισχυτή) δυο τάσεις τροφοδοσίας: μια τάση πολώσεως βάσης -περίπου 1.4V - και μια τάση πολώσεως συλλέκτη - περίπου 2.1V.

Οι κρυσταλλοτρίοδοι Q_2 και Q_3 είναι τα ενεργά στοιχεία του διαφορικού ενισχυτή και διαχωριστή φάσης (differential amplifier and phase splitter). Οι αντιστάσεις R_1 και R_3 είναι αντιστάσεις πολώσεως του συλλέκτη των κρυσταλλοτρίοδων, ενώ οι αντιστάσεις R_4 , R_5 και R_6 , R_7 αντίστοιχα σχηματίζουν τους κατάλληλους διαιρέτες τάσης, που εξασφαλίζουν την επιθυμητή στάθμη δυναμικού πολώσεως της βάσης των κρυσταλλοτρίοδων. Παράλληλα οι R_5 και R_7 διαδραματίζουν ρόλο αντιστάσεων ανασυζεύξεως (feedback resistors) και ανατροφοδοτούν το διαφορικό ενισχυτή με μέρος του σήματος των κρυσταλλοτρίοδων Q_4 και Q_5 (επόμενη βαθμίδα). Με την ανασύζευξη αυτή επιτυγχάνεται τυχούσες μικροδιαφορές στις παραμέτρους β ή τις τάσεις πολώσεως των κρυσταλλοτρίοδων να μην προκαλούν διαφορές στα ρεύματα ηρεμίας των συλλεκτών των Q_2 και Q_3 . Η αντίσταση R_2 αποτελεί αντίσταση πολώσεως εκπομπού των Q_2 και Q_3 και είναι προφανώς κοινή και για τις δύο εξασφαλίζοντας την απαραίτητη θερμική σταθερότητα λειτουργίας.

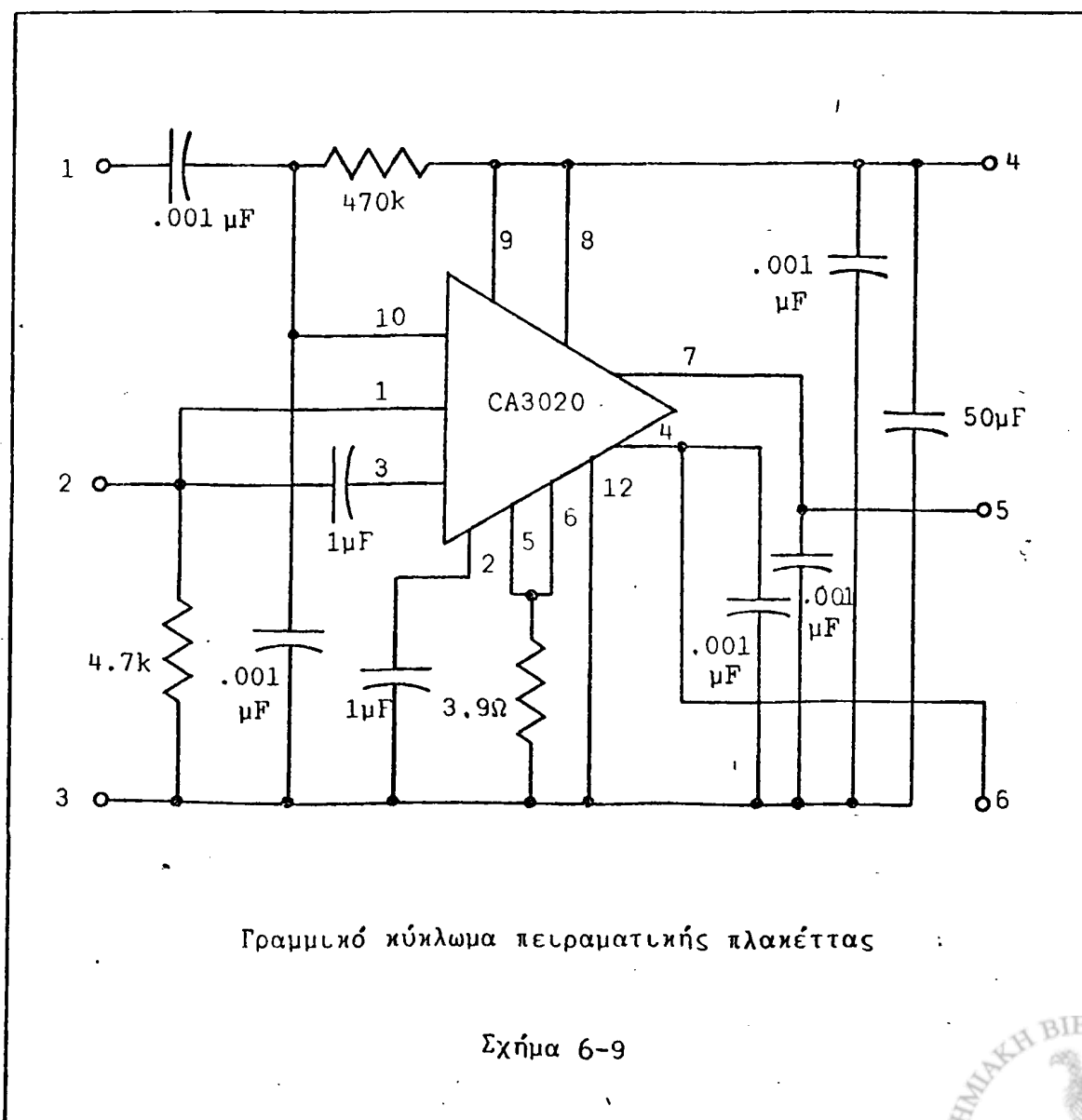
Τα σήματα από το διαφορικό ενισχυτή μεταφέρονται με άμεση σύζευξη (συλλέκτης της κάθε κρυσταλλοτρίοδου Q_2 και Q_3 με τη βάση της αντίστοιχης Q_4 και Q_5) στην επόμενη βαθμίδα (οδηγό κύκλωμα -driver). Τα σήματα αυτά έχουν διαφορά φάσης 180° μεταξύ τους. Οι Q_4 και Q_5 είναι συνδεσμολογημένες σε συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη (emitter follower) και οι αντιστάσεις R_8 και R_9 αποτελούν τις αντιστάσεις πολώσεως των εκπομπών τους.

Τέλος το σήμα (δύο σήματα με $\Delta\phi=180^\circ$) από το οδηγό κύκλωμα πάλι με άμεση σύζευξη (εκπομπός των Q_4 και Q_5 με τις αντίστοιχες βάσεις των Q_6 και Q_7) μεταφέρεται στην τελική βαθμίδα ενισχυτή ισχύος εξόδου (power output amplifier), που την αποτελούν οι κρυσταλλοτρίοδοι Q_6 και Q_7 και οι οποίες έχουν διάταξη και λειτουργούν σαν ενισχυτής ισχύος push-pull τάξης B (άσκηση 10) με ακροδέκτες εξόδου τους ακροδέκτες 4 και 7. Αντίστοιχα οι ακροδέκτες 5 και 6 είναι οι ακροδέκτες για την εφαρμογή του δυναμικού πολώσεως εκπομπών (σχεδόν πάντα κοινό) των κρυσταλλοτρίοδων του ενισχυτή εξόδου. Οι ακροδέκτες 11 και 12 είναι ακροδέκτες εφαρμογής κατάλληλης σταθεροποιημένης (ανεξάρτητης) τάσης τροφοδοσίας του διαφορικού ενισχυτή. Οι ακροδέκτες 8 και 9 αποτελούν την είσοδο (εναλλακτικά) του σταθεροποιητή τάσης, ενώ οι ακροδέκτες 2 και 3 τα σημεία εισόδου του σήματος στο διαφορικό εν-



σχυτή· ο ακροδέκτης 2 είναι συνήθως το σημείο γειώσεως (common). Υπάρχει όμως δυνατότητα αντί να εφαρμοσθεί το σήμα εισόδου απευθείας στο διαφορικό ενισχυτή (βάση Q_2 -ακροδέκτης 3), να εφαρμοσθεί στον ακροδέκτη 10, που αποτελεί την είσοδο του προενισχυτή (buffer amplifier) και κατόπιν να μεταφερθεί από τον εκπομπό της Q_1 , που αποτελεί το ενεργό στοιχείο του προενισχυτή, στην είσοδο του διαφορικού ενισχυτή με εξωτερική βραχυκύκλωση των ακροδεκτών 1 και 3.

Για μεγαλύτερη ακρίβεια, καλύτερη λειτουργικότητα και αμεσώτερη εποπεία το ολοκληρωμένο του πειραματικού κυκλώματος είναι ήδη συνδεσμολογημένο πάνω σε μια πλακέττα τυπωμένου κυκλώματος (printed circuit), που περιλαμβάνει και τα βασικά περιφερειακά εξαρτήματα υποστηρίξεώς του. Η όλη δομή-γραμμικό κύκλωμα της πλακέτας φαίνεται στο σχήμα 6-9. Οι πυκνωτές



των $0.001 \mu\text{F}$ είναι πυκνωτές διαρροής παρασιτικών εναλλασσομένων συνιστωσών των σημάτων μεγάλης συχνότητας (ραδιοφωνικές) με εξαίρεση τον πυκνωτή μετά τον ακροδέκτη 1 (σχήμα 6-9), που μαζί με τους πυκνωτές του $1\mu\text{F}$ είναι πυκνωτές εισόδου. Ο πυκνωτής τέλος των $50\mu\text{F}$ βελτιώνει την εξομάλυνση της πηγής τροφοδοσίας. Η αντίσταση των 3.9Ω είναι αντίσταση πολώσεως των εκπομπών των κρυσταλλοτριόδων του ενισχυτή εξόδου (κοινή και στις δυο), ενώ η αντίσταση των $4.7k\Omega$ είναι αντίσταση εισόδου στο κύκλωμα του διαφορικού ενισχυτή και η αντίσταση των $470k\Omega$ αντίσταση εισόδου στον προενισχυτή.

Απαραίτητα όργανα

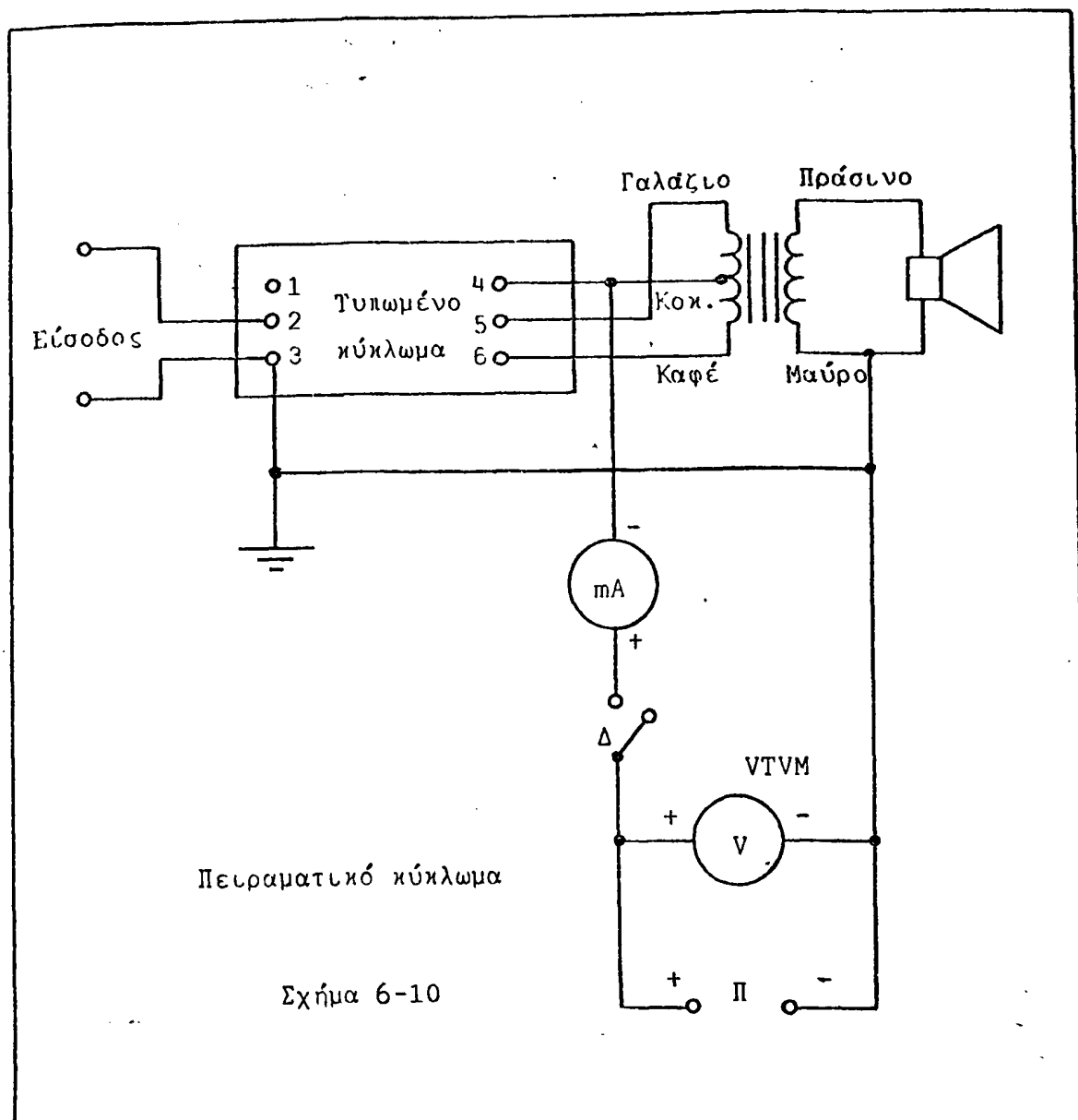
1. Τροφοδοτικό χαμηλής τάσης
2. Ηλεκτρονικό βολτόμετρο
3. Πολύμετρο
4. Γεννήτρια ακουστικών συχνοτήτων
5. Παλμογράφος
6. Ολοκληρωμένο κύκλωμα (πλακέττα) CA 3020
7. Μετασχηματιστής εξόδου
8. Αντίσταση $3.9\Omega-0.5W$
9. Μεγάφωνο $4\Omega-0.5W$
10. Διακόπτης
11. Ακουστικό

Πειραματικό μέρος

1. Συνδεομολογείτε τον ενισχυτή ακουστικών συχνοτήτων με ολοκληρωμένα, που φαίνεται στο σχήμα 6-10. Ρυθμίστε την πηγή τροφοδοσίας στα 8V και κλείστε το διακόπτη. Προσοχή: Μην υπερβείτε τα 9V, διότι υπάρχει κίνδυνος καταστροφής του ολοκληρωμένου. Το ρεύμα της πηγής δεν πρέπει να υπερβαίνει τα 50mA.

2. Συνδέστε τη γεννήτρια ακουστικών συχνοτήτων στην είσοδο του κυκλώματος και με τη βοήθεια βαθμολογημένου παλμογράφου ρυθμίστε το σήμα εξόδου της σε συχνότητα 1kHz και πλάτος $50mV_{p-p}$. Ήχος συχνότητας 1kHz πρέπει να ακουστεί από το μεγάφωνο.





3. Με τη γεννήτρια συνδεδεμένη στην είσοδο του κυκλώματος μετρείστε με τον παλμογράφο την τάση από κορυφή σε κορυφή (V_{p-p}) των σημάτων εξόδου, δηλαδή μεταξύ ακροδέκτη 5 και γης και μεταξύ ακροδέκτη 6 και γης. Συγκρίνετε τα σήματα μεταξύ τους.

$V_5 =$	V_{p-p}	$V_6 =$	V_{p-p}
---------	-----------	---------	-----------

Το άθροισμα των τάσεων αυτών αποτελεί την ολική τάση-σήμα στα άκρα του πρωτεύοντος του μετασχηματιστή εξόδου. Υπολογίστε την ολική αυτή τάση, αλλά μην τη μετρήσετε με τον παλμογράφο.

$V_{tot} =$	V_{p-p}
-------------	-----------



4. Υπολογίστε την ολική απολαβή του ενισχυτή χρησιμοποιώντας σαν τάση εξόδου την τάση στα άκρα του πρωτεύοντος του μετασχηματιστή.

$$A_v =$$

5. Ανοίξτε το διακόπτη και αντικαταστήστε το μεγάφωνο με μια αντίσταση 3.9Ω -0.5W. Κλείστε το διακόπτη.

6. Λάβετε μετρήσεις για τη χάραξη της καμπύλης αποκρίσεως του ενισχυτή και καταχωρείστε τις στον παρακάτω πίνακα. Το σήμα εξόδου μετρείται στα

f Hz	V _{p-p} V	A _v	P _{out} mW	A _p dB	f Hz	V _{p-p} V	A _v	P _{out} mW	A _p dB
20					5k				
50					10k				
100					20k				
200					30k				
500					50k				
1k					100k				
2k					200k				

άκρα της αντιστάσεως των 3.9Ω και το σήμα εισόδου σε κάθε αλλαγή συχνότητας επιβεβαιώνεται, ότι διατηρείται σταθερό και ίσο προς 50mV. Χαράξτε την καμπύλη αποκρίσεως συχνοτήτων $A_v = \sigma(f)$ σε ημιλογαριθμικό χαρτί.

7. Με βάση τις μετρήσεις που πήρατε υπολογίστε την ισχύ εξόδου του ενισχυτή σε κάθε συχνότητα και χαράξτε σε ημιλογαριθμικό χαρτί την καμπύλη $A_p(\text{dB}) = \sigma(f)$, όπου

$$A_p(\text{dB}) = 10 \cdot \log(P_{\text{out}}/P_{\text{out-max}})$$

με $P_{\text{out-max}}$ τη μέγιστη ισχύ εξόδου. Ποιό είναι το εύρος συχνοτήτων αποκρίσεως του ενισχυτή; Οι ισχείς στην παραπάνω σχέση είναι ισχείς κορυφής:

$$P = \frac{E_{p-p}^2}{2R}$$



8. Πάνω από ποιά και κάτω από ποιά συχνότητα περίπου αρχίζει να παραμορφώνει ο ενισχυτής;

$f_H =$	Hz	$f_L =$	kHz
---------	----	---------	-----

9. Ανοίξετε το διακόπτη και αντικαταστήστε την αντίσταση των $3,9\Omega$ με το μεγάφωνο πάλι. Αποσυνδέστε επίσης τη γεννήτρια ακουστικών συχνοτήτων. Συνδεσμολογείστε το ακουστικό μεταξύ των ακροδεκτών 1 και 3. Ο ακροδέκτης 3 είναι το κοινό σημείο (γείωση) του ενισχυτή, ενώ ο ακροδέκτης 1 η είσοδος του προενισχυτή (buffer). Στην πραγματικότητα η βασική λειτουργία του προενισχυτή είναι να μετατρέπει την αντίσταση εισόδου του ενισχυτή από χαμηλή (ακροδέκτες 2-3) σε υψηλή (ακροδέκτες 1-3). Το ακουστικό θα χρησιμοποιηθεί σαν μικρόφωνο. Συνδεσμολογείστε παράλληλα προς το μεγάφωνο τον παλμογράφο. Μιλείστε στο μικρόφωνο και παρακολουθείστε την κυματομορφή της ομιλίας στον παλμογράφο ακούγοντας ταυτόχρονα τον ενισχυμένο ήχο.

10. Τοποθετείστε το μικρόφωνο ακριβώς μπροστά από το μεγάφωνο. Τι συμβαίνει; Εξηγείστε γιατί συμβαίνει αυτό.

Ερωτήσεις

1. Ποιοί βασικοί τύποι ολοκληρωμένων κυκλωμάτων υπάρχουν;
2. Γιατί στα κυκλώματα μονολιθικών ολοκληρωμένων αποφεύγεται κατά το δυνατόν η χρησιμοποίηση παθητικών στοιχείων;
3. Ποιά χαρακτηριστικά -παράμετροι- επηρεάζουν το κόστος ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος;
4. Σε τι διαφέρουν οι είσοδοι 10 και 3 του ολοκληρωμένου CA 3020;
5. Ποιά στοιχεία προσδιορίζουν την ονομαστική τιμή μιας ολοκληρωμένης αντίστασης και τη χωρητικότητα ενός ολοκληρωμένου πυκνωτή;

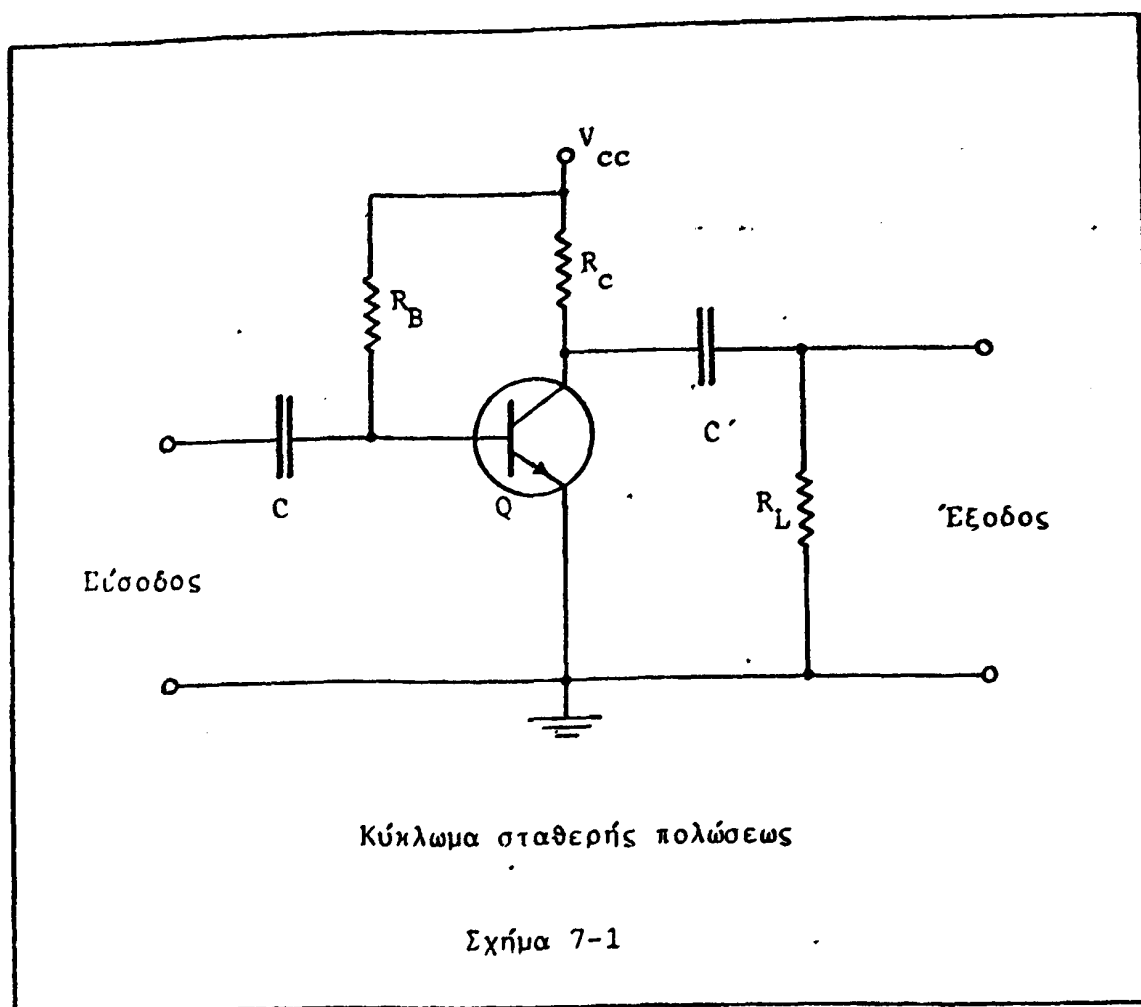


ΑΣΚΗΣΗ 7ΣΤΑΘΕΡΟΠΟΙΗΣΗ ΠΟΛΩΣΕΩΣΕισαγωγή

Από πολλές προηγούμενες ασκήσεις και ιδιαίτερα από τη θεωρητική άσκηση " Γραμμές φόρτου - Καμπύλες μέγιστης καταναλώσεως ισχύος (Άσκηση 8 -Τόμος Α') έχει γίνει φανερό, ότι σε όλα τα ηλεκτρονικά κυκλώματα απαραίτητο στοιχείο για την κανονική λειτουργία τους είναι η διατήρηση του σημείου λειτουργίας των ενεργών διατάξεων σταθερού. Η απαίτηση αυτή είναι κοινή και ανεξάρτητη από το αν η ενεργός διάταξη είναι ηλεκτρονική λυχνία ή κρυσταλλολυχνία· γίνεται όμως επιτακτικότερη προκειμένου για διατάξεις Στερεάς Καταστάσεως (Solid State Devices), επειδή οι διατάξεις αυτές από τη φύση τους εκτρέπονται ευκολότερα από την κανονική κατάσταση λειτουργίας λόγω θερμικών και διαφόρων άλλων αιτιών.

Σε πρώτη θεώρηση φαίνεται, ότι είναι αρκετό, προκειμένου να επιτευχθεί σταθερότητα του σημείου λειτουργίας μιας κρυσταλλοτρίοδου - εφ' όσον αυτές μας ενδιαφέρουν κυρίως -, να επιτευχθεί σταθερότητα των τάσεων, που πολώνουν τις δυο επαφές της. Μερικές φορές αυτό είναι πράγματι αρκετό, αλλά δυστυχώς στις περισσότερες περιπτώσεις η σταθεροποίηση του σημείου λειτουργίας - που αναφέρεται στη βιβλιογραφία με τον μάλλον παραπλανητικό όρο "σταθεροποίηση πολώσεως" (bias stabilization) - απαιτεί μεγαλύτερη φροντίδα, από ότι μια απλή σταθεροποίηση τάσεων.

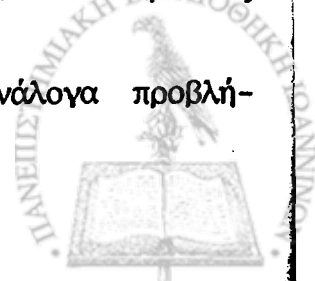
Σα συγκεκριμένο παράδειγμα για την κατανόηση των παραπάνω γενικών αναφορών δίνεται το κύκλωμα του σχήματος 7-1. Πρόκειται για μια ενισχυτική βαθμίδα με κρυσταλλοτρίοδο σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού και χωρητική σύζευξη φόρτου. Ο εκπομπός διατηρείται σε μηδενικό δυναμικό, ενώ ο συλλέκτης και η βάση πολώνονται από την πηγή V_{CC} σε σταθερά δυναμικά μέσω των αντιστάσεων R_C και R_B αντίστοιχα. Έστω ότι αρχικά οι τιμές των V_{CC} , R_C και R_B έχουν επιλεγεί έτσι, ώστε το ρεύμα βάσης I_B να ισούται προς 0.4 mA και κατά συνέπεια το σημείο λειτουργίας της κρυσταλλοτρίοδου να είναι αυτό, που φαίνεται στο σχήμα 7-2.α. Στο σχήμα αυτό δίνονται οι χαρακτηριστικές συλλέκτη της κρυσταλλοτρίοδου 2N708 για 25°C και η γραμμή φόρτου για $V_{CC}=10V$,

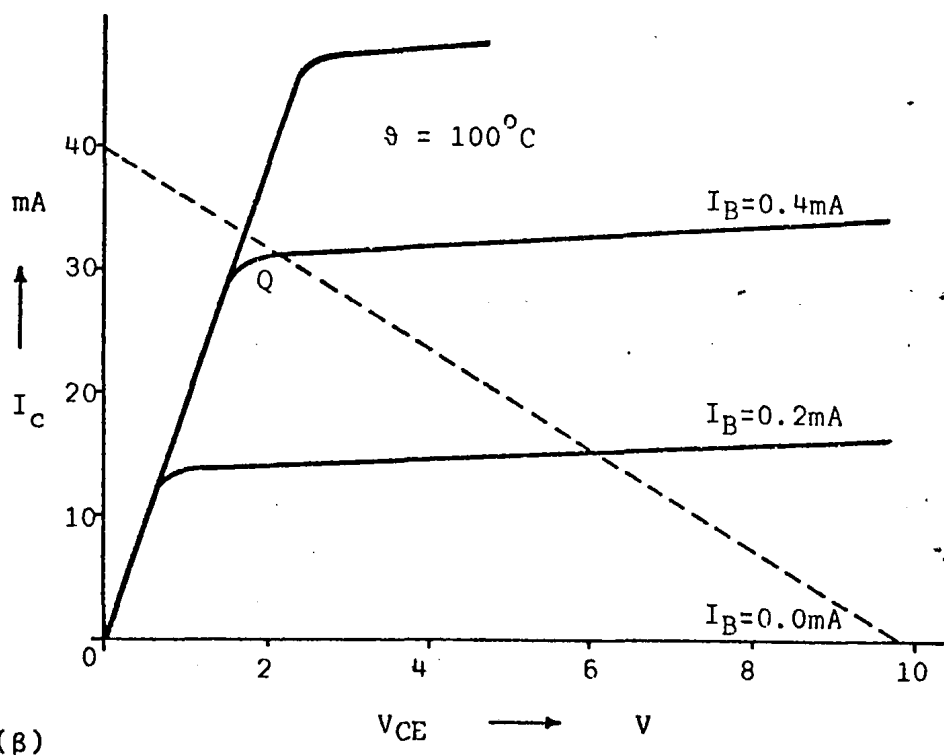
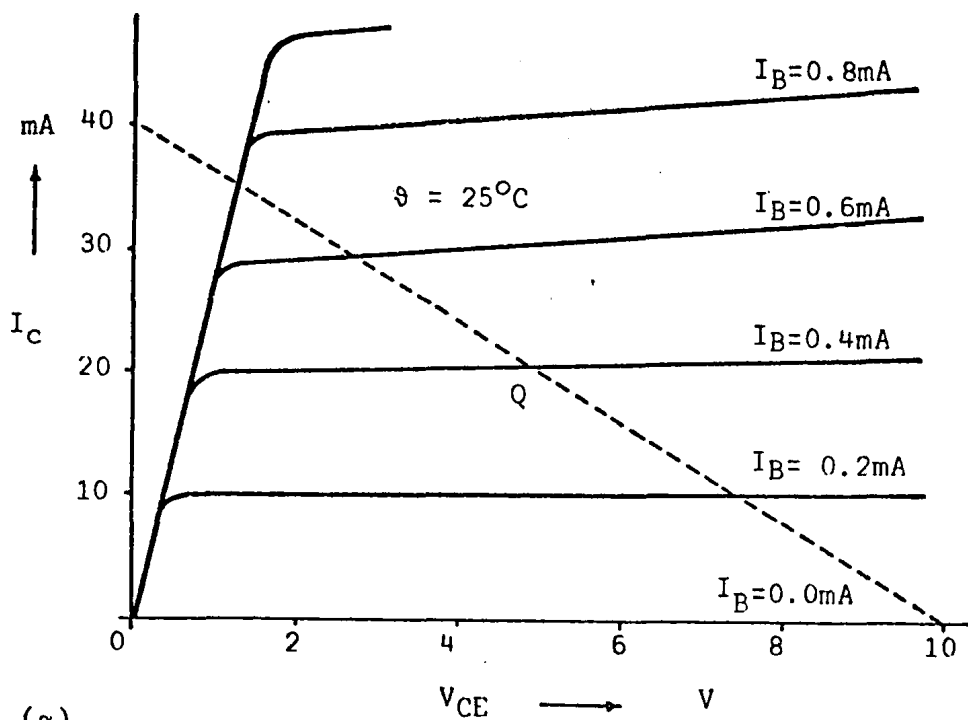


$R_C = 250\Omega$ και $R_B = 24k\Omega$. Από τη θέση του στο διάγραμμα το σημείο Q φαίνεται, ότι αποτελεί την ιδανική σχεδόν επιλογή σημείου λειτουργίας.

Έστω τώρα, ότι μεταβάλλεται η θερμοκρασία λειτουργίας της κρυσταλλοτριόδου και από 25°C γίνεται 100°C . Όπως είναι γνωστό, αυτό έχει σαν αποτέλεσμα τη δραστική αύξηση των ενδογενών φορέων στις διάφορες περιοχές της κρυσταλλοτριόδου (π.χ. το I_{CB0} διπλασιάζεται σχεδόν για κάθε αύξηση θερμοκρασίας κατά 10°C) γεγονός, που επηρεάζει άμεσα όλα τα ρεύματά της και διαμορφώνει σημαντικά διαφορετικά το σμήνος των χαρακτηριστικών εξόδου (σχήμα 7-2.β). Είναι προφανές τώρα από τη νέα θέση της χαρακτηριστικής των 0.4mA και του νέου σημείου Q, ότι, ακόμη και αν η σταθερότητα τάσεων κατάφερνε να εξασφαλίσει τη σταθερότητα του ρεύματος βάσης - αν και συνήθως σταθερότητα τάσεων στην περίπτωση αυτή λόγω του γενικού υποβιβασμού των αντιστάσεων της κρυσταλλοτριόδου έχει σαν αποτέλεσμα την αύξηση του ρεύματος βάσης -, ο κίνδυνος να οδηγηθεί κατά τη λειτουργία της η κρυσταλλοτρίοδος σε κατάσταση κόρου είναι άμεσος.

Εκτός από την περίπτωση των θερμοκρασιακών μεταβολών ανάλογα προβλή-





Χαρακτηριστικές εξόδου κρυσταλλοτριβόδου 2N708

Σχήμα 7-2



ματα ανεπιθύμητης μετατοπίσεως του σημείου λειτουργίας παρουσιάζονται και σε άλλες περιπτώσεις, όπως π.χ. στην περίπτωση αντικαταστάσεως σε ένα κύκλωμα μιας κρυσταλλοτριόδου με μια άλλη του ιδίου τύπου. Στην περίπτωση αυτή, όπως είναι γνωστό, επειδή η σημερινή τεχνολογία των ημιαγωγών δεν μπορεί να εξασφαλίσει απόλυτη ταυτότητα των επί μέρους χαρακτηριστικών μεγεθών των κρυσταλλοτριόδων, είναι δυνατόν να υπάρξουν σημαντικές διαφορές στην παράμετρο β , που σαν άμεσο αποτέλεσμα έχουν διαφορετική διαμόρφωση των χαρακτηριστικών εξόδου, άρα και για σταθερό I_B μετατόπιση του σημείου λειτουργίας Q .

Συνάγεται λοιπόν από τα παραπάνω, ότι τη μεγαλύτερη σημασία για τη σταθεροποίηση του σημείου λειτουργίας Q έχει η σταθερότητα του ρεύματος συλλέκτη. Το ρεύμα συλλέκτη μιας κρυσταλλοτριόδου μπορεί να μεταβάλλεται από διάφορες αιτίες, όπως π.χ. η θερμοκρασία, οι μεταβολές του β , οι μεταβολές της τάσης πολώσεως βάσης-εκπομπού V_{BE} κλπ. Προκειμένου να χαρακτηριστεί σε κάθε κύκλωμα η ευαισθησία του ρεύματος συλλέκτη έναντι των μεταβολών κάθε αιτίου, ορίζεται κατά περίπτωση ένας συντελεστής, που ονομάζεται συντελεστής σταθερότητας (stability factor), παρ'όλο που εννοιολογικά θα ήταν ίσως επιτυχέστερο να ονομάζεται συντελεστής αστάθειας. Ο συντελεστής αυτός ορίζεται ως εξής:

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta A}$$

όπου A είναι το μέγεθος, ως προς το οποίο ελέγχεται η ευαισθησία του I_C . Ειδικά για την ευαισθησία ως προς τις θερμοκρασιακές μεταβολές σαν μέγεθος A αντί της θερμοκρασίας χρησιμοποιείται το ανάστροφο ρεύμα κόρου της επαφής συλλέκτη I_{CBO} (ή συντομώτερα I_{CO}), που έχει άμεση εξάρτηση από τη θερμοκρασία. Έτσι ο συντελεστής σταθερότητας για την περίπτωση αυτή, που είναι και η πιο ενδιαφέρουσα από πρακτική άποψη, ορίζεται ως:

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CO}}$$

Αν τώρα ληφθεί υπ'όψη, ότι η βασική σχέση μεταξύ των I_C και I_{CO} στην ενεργό περιοχή - περιοχή λειτουργίας - της κρυσταλλοτριόδου είναι:

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



προκύπτει για τον S η τιμή:

$$S = \frac{1 + \beta}{1 - \beta(dI_B/dI_C)}$$

Έτσι για κάθε κύκλωμα ο προσδιορισμός της τιμής του συντελεστή σταθερότητας ανάγεται στον προσδιορισμό της συναρτήσεως εξαρτήσεως του ρεύματος βάσης από το ρεύμα συλλέκτη και κατ'ακολουθία της παραγώγου dI_B/dI_C .

Για το κύκλωμα π.χ. του σχήματος 7-1, στο οποίο το ρεύμα βάσης είναι ανεξάρτητο από το ρεύμα συλλέκτη, ο συντελεστής προκύπτει ίσος προς:

$$S = \beta + 1$$

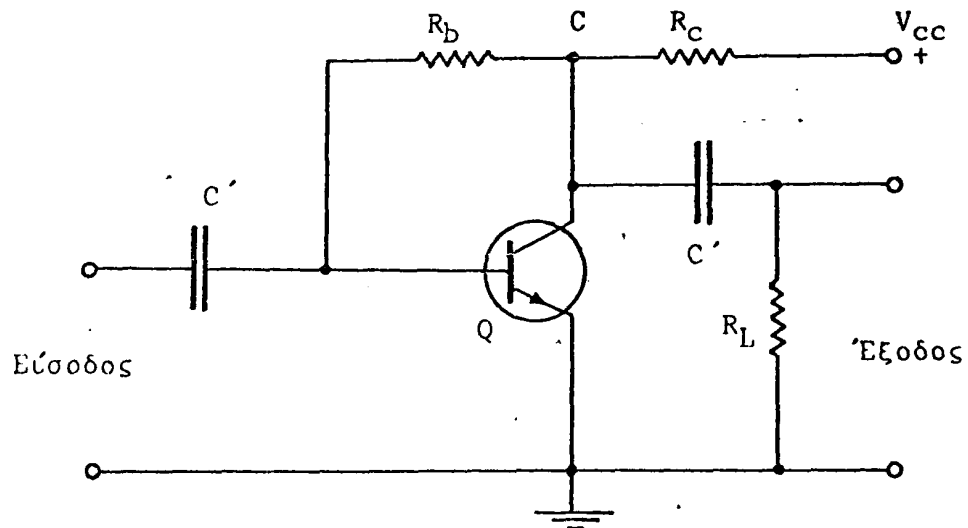
που σημαίνει απλά, ότι σε μια κρυσταλλοτρίοδο με $\beta = 70$ (τυπική τιμή) το ρεύμα συλλέκτη αυξάνει 71 φορές ταχύτερα από το ρεύμα I_{CO} .

Πρέπει να σημειωθεί, ότι ο συντελεστής $S = \Delta I_C / \Delta I_{CO}$ είναι αυτός, που συνήθως αναφέρεται και λαμβάνεται υπ'όψη στο σχεδιασμό των διαφόρων ηλεκτρονικών κυκλωμάτων μεταξύ όλων των δυνατών ανάλογων συντελεστών. Αυτό συμβαίνει, επειδή από φυσική άποψη αλλά και από άποψη συνθηκών λειτουργίας των κυκλωμάτων είναι ο σημαντικότερος και επειδή, όσες μέθοδοι έχουν αναπτύχθει για τη διατήρησή του σε χαμηλές τιμές - εξασφαλίζουν δηλαδή σταθερότητα λειτουργίας έναντι θερμοκρασιακών μεταβολών -, διατηρούν χαμηλές και τις τιμές των άλλων συντελεστών σταθεροποίησεως και μάλιστα σε πολύ ικανοποιητικό βαθμό.

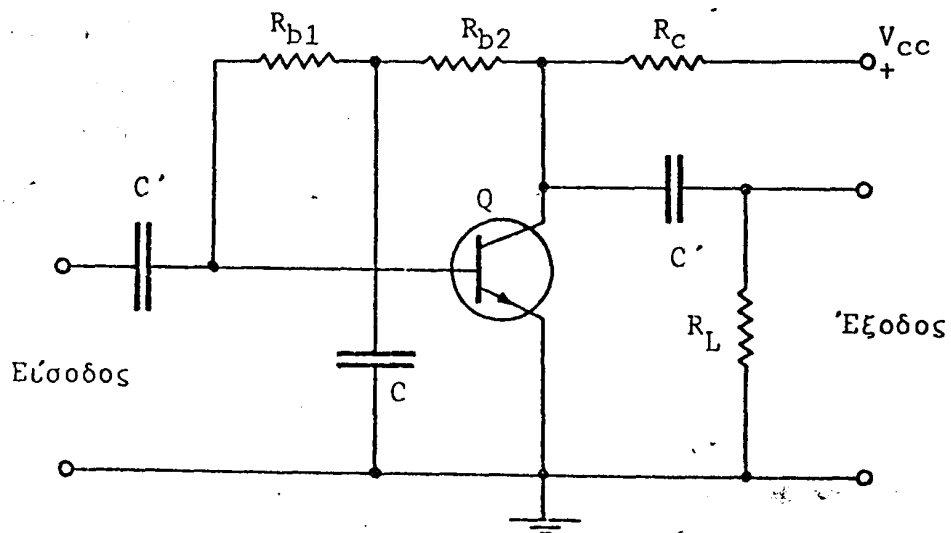
Παρακάτω θα συζητηθούν μερικές αντιπροσωπευτικές μέθοδοι σταθεροποίησης πώσεως. Οι μέθοδοι αυτές διακρίνονται γενικά σε δύο βασικές κατηγορίες: τις μεθόδους σταθεροποίησησεως και τις μεθόδους αντισταθμίσεως. Οι πρώτες βασίζονται στη χρησιμοποίηση παθητικών στοιχείων - κυρίως αντιστάσεων - με κατάλληλη διάταξη των οποίων επιτυγχάνεται κάθε μεταβολή του I_C να αντισταθμίζεται με κατάλληλη μεταβολή του I_B . Οι δεύτερες βασίζονται στη χρησιμοποίηση θερμοευαίσθητων διατάξεων, όπως π.χ. οι κρυσταλλοδίοδοι, τα thermistors, τα sensistors κλπ., με τη βοήθεια των οποίων προκαλούνται αντισταθμιστικές τάσεις ή ρεύματα, που επιτυγχάνουν τελικά διατήρηση του σημείου Q σταθερού.

Αρχικά συζητούνται τα κυκλώματα, στα οποία η πόλωση βάσης σχετίζεται με το δυναμικό - πόλωση - του συλλέκτη, κατόπιν τα κυκλώματα, στα οποία η





(α)



(β)

Κυκλώματα πολώσεως συλλέκτη - βάσης

Σχήμα 7-3



πόλωση βάσης σχετίζεται με το δυναμικό - πόλωση - εκπομπού και τέλος τα κυκλώματα αντισταθμίσεως.

Κυκλώματα πολώσεως συλλέκτη-βάσης

Τα κυκλώματα αυτά χρησιμοποιούνται σπάνια στις εφαρμογές και μόνον σε ειδικές περιπτώσεις. Η απλούστερη μορφή τους είναι το κύκλωμα του σχήματος 7-1, που, όπως προαναφέρθηκε, έχει μεγάλο συντελεστή σταθερότητας, δηλαδή μεγάλη θερμική αστάθεια. Βελτιωμένη παραλλαγή του κυκλώματος αυτού είναι το κύκλωμα του σχήματος 7-3.α. Στην παραλλαγή αυτή η βάση της κρυσταλλοτριόδου αντί να συνδέεται μέσω της αντιστάσεως πολώσεως με την πηγή τροφοδοσίας του συλλέκτη V_{CC} , συνδέεται με το συλλέκτη. Αυτό σημαίνει, ότι, αν για οποιονδήποτε λόγο το ρεύμα συλλέκτη αυξηθεί σε σχέση με τη συνήθη τιμή του, θα αυξηθεί ανάλογα και η πτώση τάσης κατά μήκος της αντιστάσεως πολώσεως του συλλέκτη R_C . Θα ελαττωθεί λοιπόν το δυναμικό του σημείου C και κατά συνέπεια θα ελαττωθεί και το δυναμικό πολώσεως της βάσης και το ρεύμα της I_B . Αυτό θα έχει σαν αποτέλεσμα ανάλογη ελάττωση του ρεύματος συλλέκτη - βάσει της σχέσης $I_C = \beta \cdot I_B$ -, η οποία βέβαια δρα ανασχετικά στην αρχική αύξησή του και δεν του επιτρέπει να αυξηθεί τόσο, όσο θα αύξανε, αν το δυναμικό βάσης ήταν σταθερό, όπως στο κύκλωμα του σχήματος 7-1.

Γίνεται έτσι φανερό, ότι με το κύκλωμα του σχήματος 7-3.α βελτιώνεται η σταθερότητα του σημείου λειτουργίας. Το βασικό μειονέκτημα της παραλλαγής αυτής είναι, ότι προκαλεί ελάττωση της απολαβής της ενισχυτικής βαθμίδας. Όπως φαίνεται και από το κύκλωμα, η αντίσταση R_b με το νέο τρόπο συνδεσμολογίας της αποτελεί στοιχείο ανασυζεύξεως (feedback element) μεταξύ της εξόδου του ενισχυτή (συλλέκτης) και της εισόδου του (βάση). Από τη φύση της η αντίσταση δεν μπορεί να διακρίνει ανάμεσα στην αύξηση ρεύματος συλλέκτη, που οφείλεται σε θερμοκρασιακή π.χ. μεταβολή - ανεπιθύμητη - και στην αύξηση, που οφείλεται στην ύπαρξη σήματος προς ενίσχυση στην είσοδο - επιθυμητή. Αυτό σημαίνει, ότι η παρουσία της προκαλεί ελάττωση και στις διακυμάνσεις ρεύματος συλλέκτη, που αποτελούν το σήμα εξόδου του ενισχυτή. Η ελάττωση αυτή της απολαβής είναι ανεπιθύμητη και μία πρώτη λύση για την αντιμετώπισή της είναι το κύκλωμα του σχήματος 7-3.β. Σ' αυτό η αντίσταση R_b έχει διαιρεθεί σε δύο τμήματα - R_{b1} και R_{b2} - και από τον

μεταξύ τους σύνδεσμο προς τη γη παρεμβάλλεται πυκνωτής κατάλληλης χωρητικότητας, ώστε για τις συχνότητες λειτουργίας του ενισχυτή η χωρητική του δημιουργούμενου κυκλώματος $R_{b2}C$ να είναι αοήμαντη. Με τον τρόπο αυτό η συννεχής συνιστώσα του ρεύματος συλλέκτη εξακολουθεί να επηρεάζει τη διαμόρφωση του ρεύματος βάσης, ενώ η εναλλασσόμενη συνιστώσα (σήμα) οδηγείται μέσω του χαμηλής αντιστάσεως RC κυκλώματος προς τη γη. Λαμβάνεται βέβαια πάντοτε πρόνοια ο κλάδος $R_{b1}C$ να μην αποτελεί πρακτικά βραχυκύκλωμα για το σήμα εισόδου.

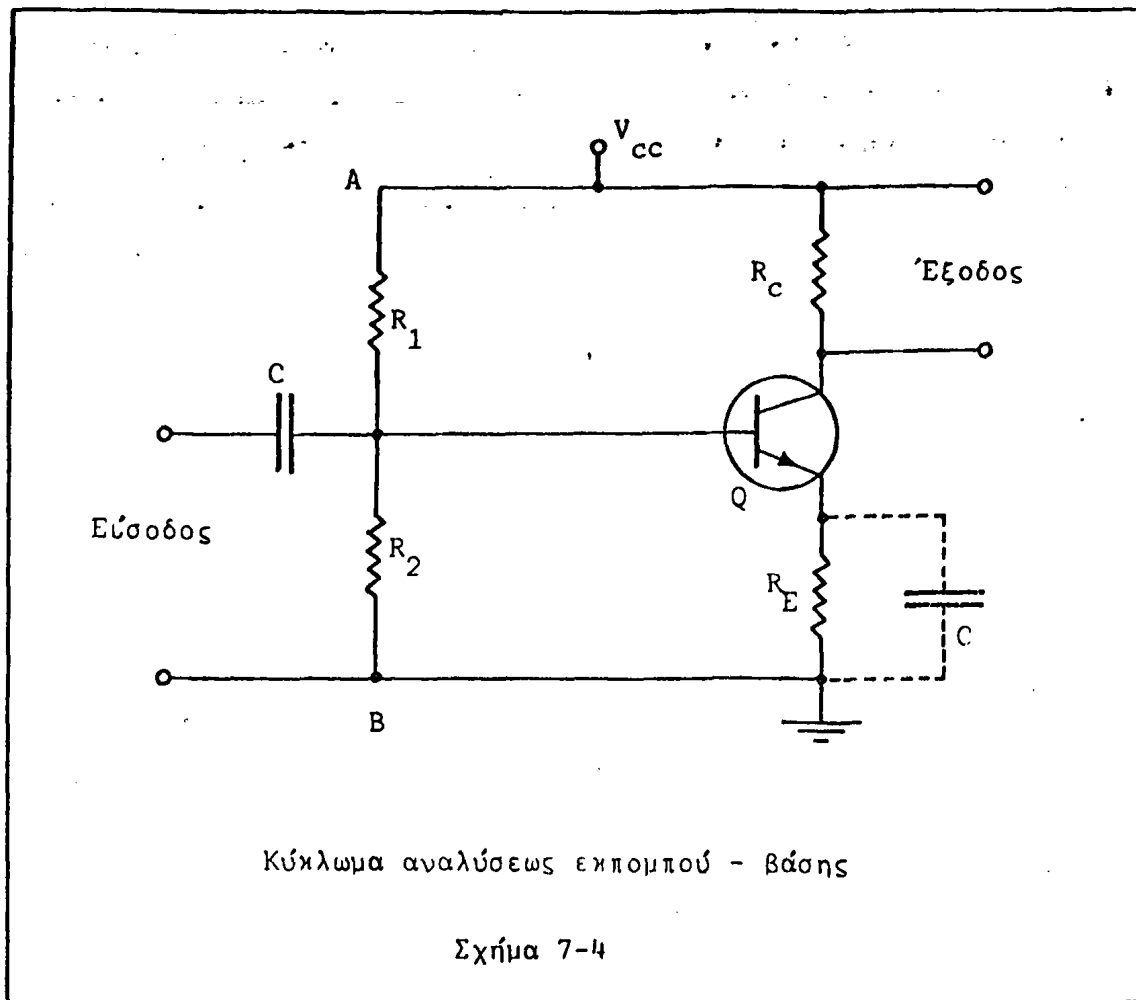
Κυκλώματα πολώσεως εκπομπού - βάσης

Ένα προφανές μειονέκτημα των κυκλωμάτων πολώσεως συλλέκτη-βάσης είναι, ότι, αν η αντίσταση πολώσεως συλλέκτη R_C είναι πολύ μικρή, δεν σημειώνεται σχεδόν καμιά βελτίωση του συντελεστή σταθερότητας S σε σύγκριση με το κύκλωμα σταθερής πολώσεως του σχήματος 7-1. Το μειονέκτημα αυτό υπερνικάται με τη χρησιμοποίηση των κυκλωμάτων πολώσεως εκπομπού-βάσης, που, όπως υποδηλώνει και η ονομασία τους, σχετίζονται με το δυναμικό πολώσεως βάσης με το δυναμικό του εκπομπού. Τυπικό τέτοιο κύκλωμα είναι το κύκλωμα του σχήματος 7-4. Στο κύκλωμα αυτό το δυναμικό πολώσεως βάσης καθορίζεται από το διαιρέτη τάσης, που σχηματίζουν οι αντιστάσεις R_1 και R_2 , και το δυναμικό V_{CC} , ενώ το δυναμικό πολώσεως εκπομπού από την αντίσταση R_E , η οποία κατά τα γνωστά ονομάζεται αντίσταση πολώσεως εκπομπού.

Η εξασφάλιση βελτιωμένου συντελεστή σταθερότητας στο κύκλωμα αυτό βασίζεται στη δράση της R_E ως εξής: Έστω ότι από κάποια αιτία (θερμοκρασιακή μεταβολή κατ'αρχήν) αρχίζει να αυξάνει το ρεύμα συλλέκτη I_C . Τότε βάσει της γνωστής σχέσης $I_C = \alpha \cdot I_E$ θα αρχίσει να αυξάνει και το ρεύμα εκπομπού I_E . Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την αύξηση της πτώσης τάσης κατά μήκος της αντιστάσεως R_E , δηλαδή την αύξηση του δυναμικού του εκπομπού. Αύξηση όμως του δυναμικού εκπομπού με παράλληλη διατήρηση σχεδόν σταθερού του δυναμικού βάσης σημαίνει - εφ'όσον πρόκειται για n-p-n κρυσταλλοτρίοδο - ελάττωση της ορθής πολώσεως της επαφής εκπομπού, άρα και ελάττωση των ρευμάτων εκπομπού και συλλέκτη. Η ελάττωση αυτή αντισταθμίζει την αρχική αύξηση του I_C .

Λεπτομερής αναλυτική μελέτη του κυκλώματος 7-4 και του κατά Thevenin





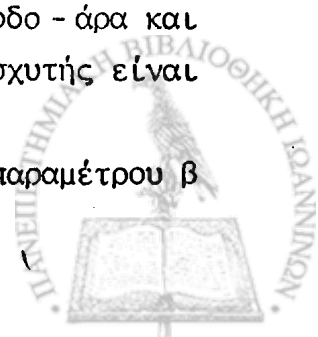
ισοδυνάμου του δίνει για το συντελεστή σταθερότητας την τιμή:

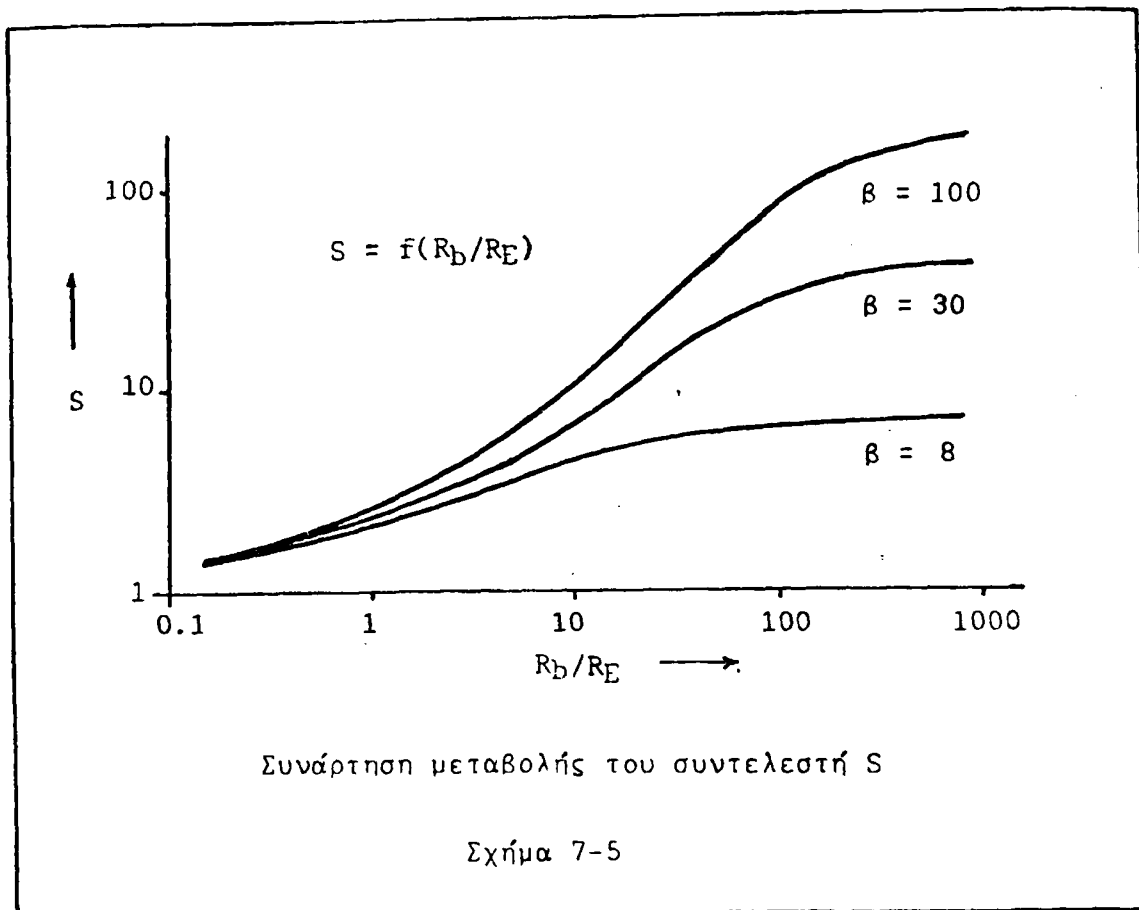
$$S = \frac{(1+\beta) \cdot (1+R_b/R_E)}{1+\beta + R_b/R_E}$$

όπου: $R_b = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$. Από τη σχέση αυτή φαίνεται, ότι το κύκλωμα έχει την καλύτερη σταθερότητα σημείου λειτουργίας, όταν ο λόγος $R_b/R_E \rightarrow 0$, οπότε $S = 1$, και τη χειρότερη, όταν ο λόγος $R_b/R_E \rightarrow \infty$, οπότε $S = \beta + 1$.

Πρακτικά είναι αδύνατο να μηδενιστεί ο λόγος R_b/R_E , διότι αυτό σημαίνει, ότι θα μηδενιστεί η R_b δηλαδή μία από τις R_1 ή R_2 . Μηδενισμός όμως της R_1 σημαίνει αυτόματα, ότι η βάση έρχεται σε δυναμικό θετικότερο από το συλλέκτη με αποτέλεσμα η επαφή συλλέκτη να είναι ορθά πολωμένη και η κρυσταλλοτρίοδο να βρίσκεται εκτός περιοχής λειτουργίας. Αντίστοιχα μηδενισμός της R_2 σημαίνει, ότι κάθε σήμα εισόδου στην κρυσταλλοτρίοδο - άρα και στην ενισχυτική βαθμίδα - βραχυκυκλώνεται προς τη γη και ο ενισχυτής είναι αδύνατο να λειτουργήσει.

Επίδραση στην τιμή του συντελεστή S έχει και η τιμή της παραμέτρου β





της κρυσταλλοτριόδου· όσο μεγαλύτερη είναι η δυναμική αυτή παράμετρος τόσο μεγαλύτερος είναι ο S , δηλαδή ασταθέστερο το κύκλωμα. Στο σχήμα 7-5 δίνεται η γραφική παράσταση της μεταβολής του S συναρτήσει του λόγου R_D/R_E για τρεις διαφορετικές τιμές του β . Όπως φαίνεται, η επίδραση του β γίνεται σημαντική κυρίως στις μεγάλες τιμές του λόγου R_D/R_E .

Από όσα αναφέρθηκαν παραπάνω, γίνεται φανερό, ότι η σταθερότητα του κυκλώματος αυξάνει, όσο αυξάνει η αντίσταση R_E ή ελαττώνονται οι αντιστάσεις R_1 και R_2 . Αν αυξηθεί όμως η R_E , αυξάνει η αντίσταση του κυκλώματος εξόδου πράγμα, που σημαίνει μεγαλύτερες απώλειες σήματος εξόδου ή ισοδύναμα ότι για τη διατήρηση του σημείου Q σταθερού απαιτείται μεγαλύτερη τάση V_{CC} , δηλαδή μεγαλύτερη ισχύς τροφοδοσίας. Αντίστοιχα αν ελαττωθούν οι R_1 και R_2 εκτός από τον κίνδυνο βραχυκυκλώσεως του σήματος εισόδου, που υπάρχει για μικρή τιμή της R_2 , αυξάνει - για σταθερή τάση V_{CC} - το ρεύμα του κλάδου AB , άρα και η απώλεια ισχύος στον κλάδο αυτό.

Προκειμένου να αποφευχθούν τα μειονεκτήματα αυτά, παραλληλίζεται συνήθως προς την αντίσταση πολώσεως εκπομπού ένας πυκνωτής μεγάλης χωρητικότητας ($\approx 50\mu F$), ο οποίος ονομάζεται πυκνωτής παρακάμψεως και, ενώ δεν επηρεάζει τις στατικές πολώσεις της κρυσταλλοτριόδου, εξασφαλίζει για τις εναλ-

λαυσοόμενες συνιστώσες του ρεύματος εκπομπού - άρα και συλλέκτη - ένα δίαυλο χαμηλής αντιστάσεως επιτρέποντας έτσι τη χρησιμοποίηση μεγάλων τιμών για την R_E χωρίς σημαντική απώλεια ισχύος του σήματος εξόδου.

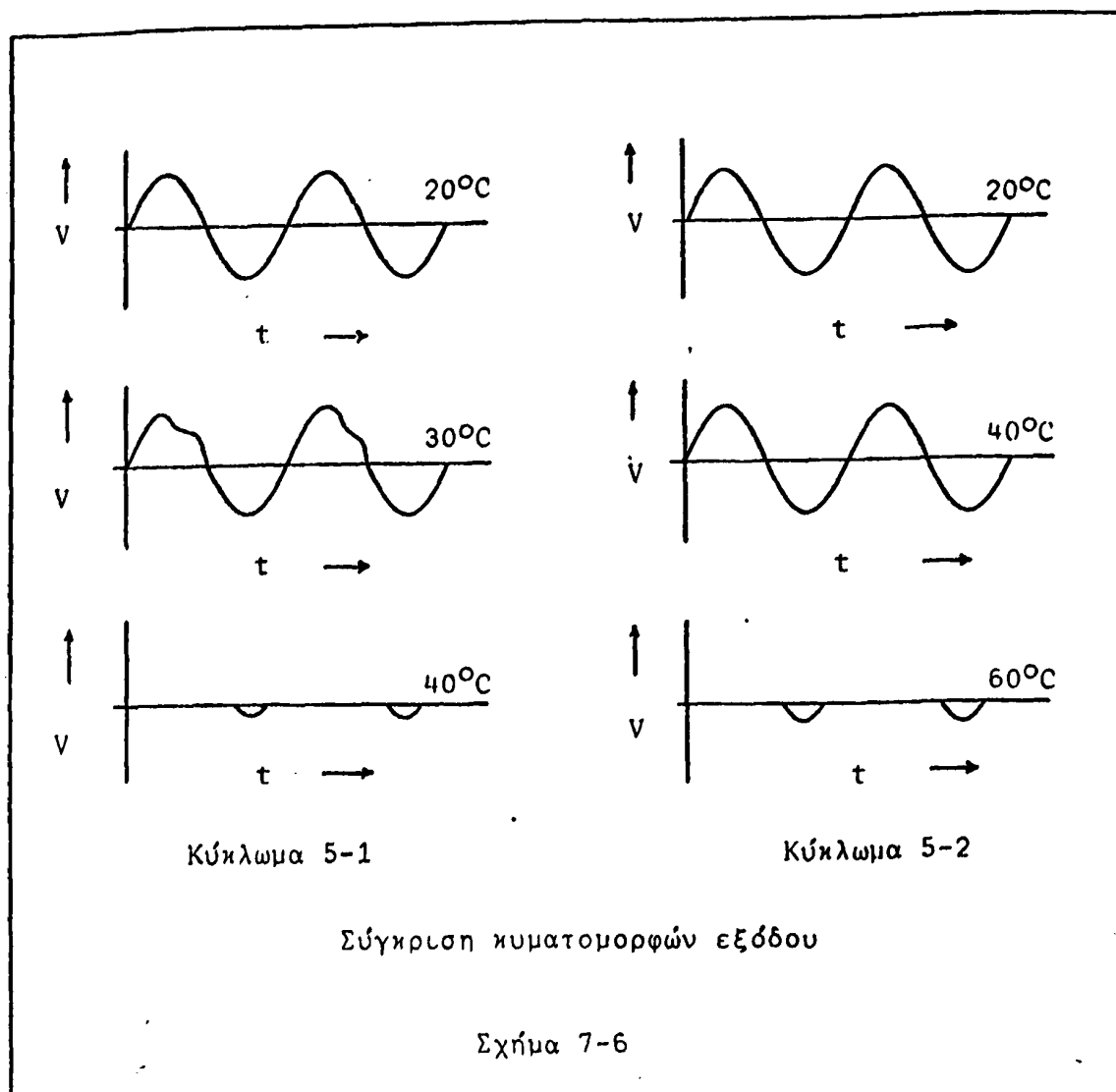
Συνάγεται λοιπόν από τα παραπάνω, ότι στο κύκλωμα πολώσεως εκπομπού-βάσης ή κύκλωμα αυτοπολώσεως (self-bias circuit), όπως είναι γνωστότερο, το μέγεθος του ρεύματος βάσης I_B - άρα και η χαρακτηριστική εξόδου πάνω στην οποία βρίσκεται το σημείο λειτουργίας Q - και η τιμή του συντελεστή σταθερότητας S μπορούν με κατάλληλη επιλογή των R_1, R_2 και R_E να προσδιοριστούν στα επιθυμητά επίπεδα ανεξάρτητα το ένα από το άλλο. Στο κύκλωμα όμως πολώσεως συλλέκτη-βάσης κάτι τέτοιο είναι αδύνατο και τα δύο αυτά μεγέθη βρίσκονται σε αλληλοεξάρτηση, επειδή καθορίζονται ταυτόχρονα από την τιμή της R_B (σχήμα 7-3).

Κλείνοντας τα σχετικά με τα κυκλώματα σταθεροποιήσεως δίνουμε στο σχήμα 7-6 για καθαρά εποπτικούς λόγους την κυματομορφή εξόδου των κυκλωμάτων 7-1 και 7-4 για διάφορες θερμοκρασίες των άλλων στοιχείων και παραμέτρων θεωρουμένων σταθερών. Η υπεροχή του κυκλώματος 7-4 είναι προφανής. Σημαντική είναι επίσης η υπεροχή των κρυσταλλοτρίοδων πυριτίου έναντι των κρυσταλλοτρίοδων γερμανίου, επειδή οι πρώτες μεταβάλλουν το μέγεθος του ρεύματος I_{CO} πολύ βραδύτερα συναρτήσει της θερμοκρασίας. Έτσι π.χ. σε μια κρυσταλλοτρίοδο πυριτίου το ρεύμα αυτό από 1nA , που είναι στους 25°C , γίνεται 33nA στους 175°C , ενώ σε μια κρυσταλλοτρίοδο γερμανίου από $1\mu\text{A}$, που είναι στους 25°C , γίνεται $32\mu\text{A}$ μόλις στους 75°C .

Κυκλώματα αντισταθμίσεως

Όλοι οι τρόποι σταθεροποιήσεως του σημείου λειτουργίας μιας κρυσταλλοτρίοδου, που αναφέρθηκαν στα προηγούμενα, αποτελούν ουσιαστικά εφαρμογή της γενικής ιδέας της ανασυζεύξεως (feedback). Όπως όμως έχει ήδη προγραφεί, εκτός από τις μεθόδους αυτές υπάρχουν και οι μέθοδοι αντισταθμίσεως. Η διάκριση μεταξύ των μεθόδων αυτών γίνεται με κύριο κριτήριο το ενεργό στοιχείο, που χρησιμοποιείται για την αντισταθμίση. Η βασική δε αρχή, στην οποία στηρίζεται η λειτουργία των κυκλωμάτων αυτών, είναι, ότι οποιοδήποτε αίτιο προκαλεί ολίσθηση στο σημείο λειτουργίας της κρυσταλλοτρίοδου, που ενδιαφέρει, προκαλεί κατάλληλη μεταβολή και στο ενεργό στοιχείο αντισταθμίσε



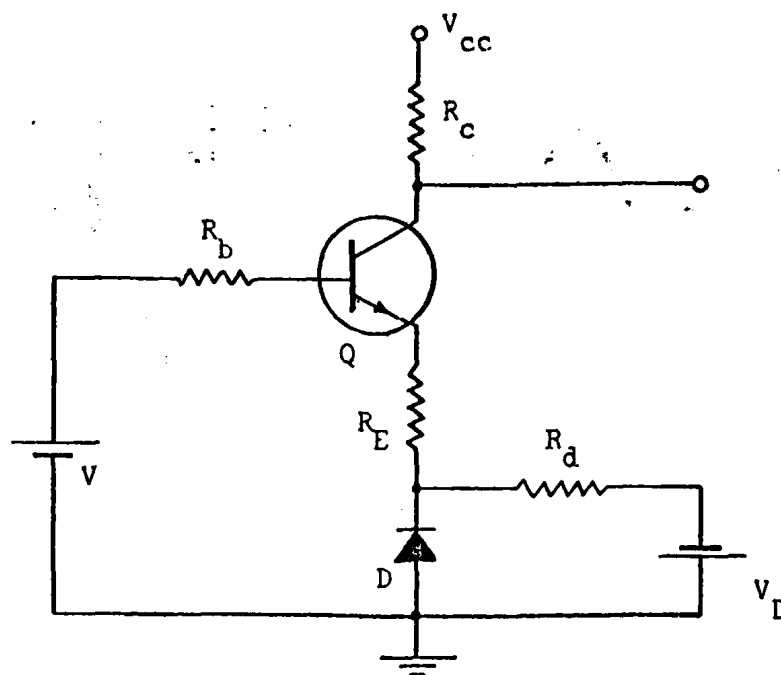


εως, το οποίο με τη σειρά του αντισταθμίζει την ολίσθηση του σημείου λειτουργίας διαμορφώνοντας κατάλληλα κάποιες τάσεις ή κάποια ρεύματα μέσω αυτού.

Ένα τυπικό παράδειγμα αντισταθμιστικού κυκλώματος, που σαν ενεργό στοιχείο χρησιμοποιεί κρυσταλλοδίοδο, είναι το κύκλωμα του σχήματος 7-7. Στο κύκλωμα αυτό η δίοδος είναι πολωμένη ορθά από την πηγή V_D . Η τάση πολώσεως της επαφής εκπομπού είναι:

$$V_{\Pi} = V_B - V_E$$

όπου $V_B = V - V_{Rb}$ (V = τάση της πηγής και V_{Rb} = πτώση τάσης κατά μήκος της R_b) και $V_E = -V_D + V_{Rd} + V_{RE}$ (V_D = τάση πηγής πολώσεως κρυσταλλοδιόδου, V_{Rd} = πτώση τάσης κατά μήκος της R_d και V_{RE} = πτώση τάσης κατά μήκος της



Κύκλωμα αντισταθμίσεως με κρυσταλλοδίοδο

Σχήμα 7-7

αντιστάσεως R_E .)

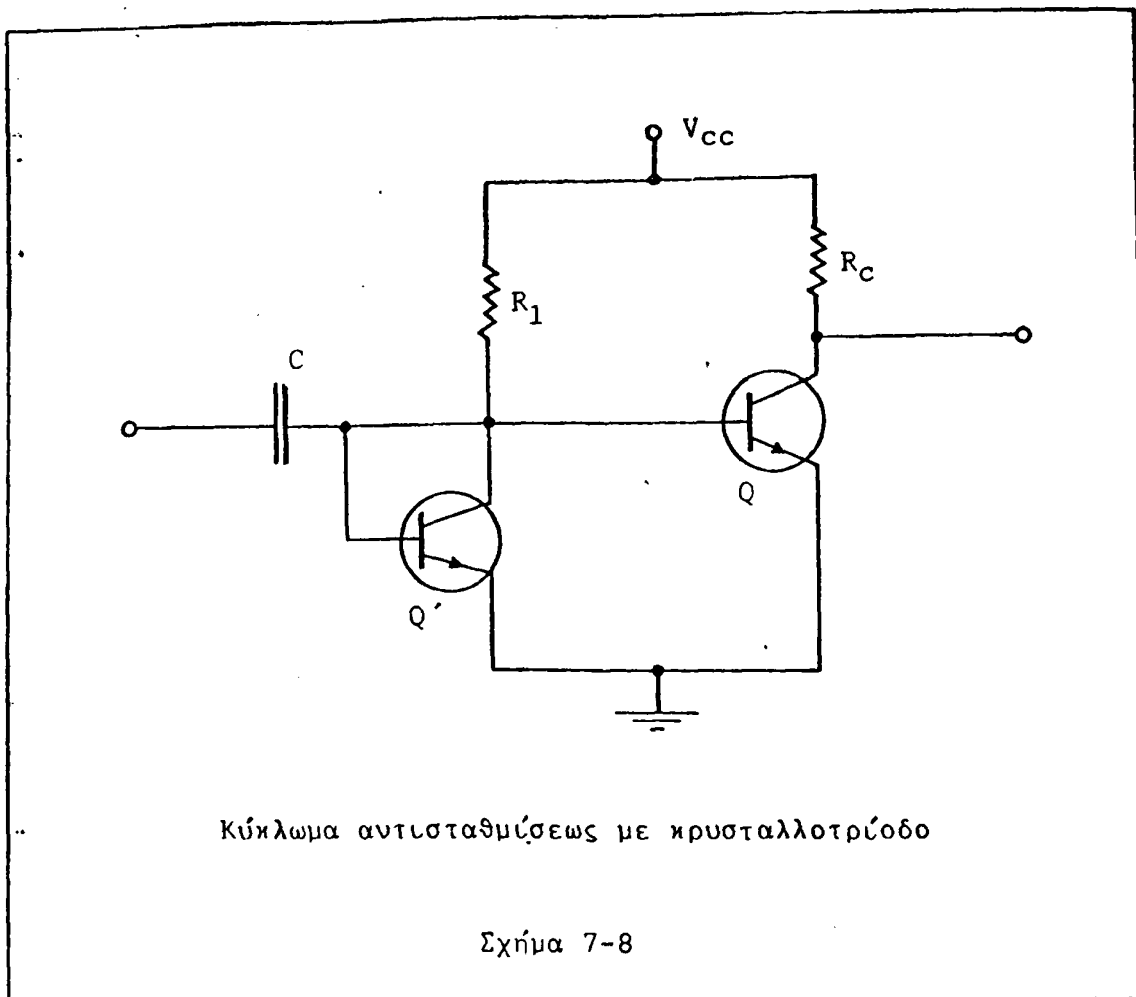
Αν η θερμοκρασία του κυκλώματος π.χ. αυξηθεί το σημείο λειτουργίας της κρυσταλλοτρίοδου μετατοπίζεται και το ρεύμα συλλέκτη αυξάνει. Ταυτόχρονα όμως υποβιβάζεται και η αντίσταση ορθής πόλωσης της κρυσταλλοτρίοδου, οπότε αυξάνει το ρεύμα του βρόγχου της και κατά συνέπεια η πτώση τάσης κατά μήκος της αντιστάσεως R_D . Άρα στη διαφορά:

$$V_{\Pi} = V_B - V_E = V - V_{Rb} + V_D - V_{Rd} - V_{RE}$$

που εκφράζει την τάση πόλωσης της επαφής εκπομπού, αυξάνει ο όρος V_{Rd} , που το πρόσημό του είναι αρνητικό. Ελαττώνεται κατά συνέπεια η ορθή πόλωση της επαφής εκπομπού, άρα και το ρεύμα εκπομπού και το ρεύμα συλλέκτη, με αποτέλεσμα να αντισταθμίζεται η ολίσθηση του σημείου λειτουργίας λόγω της θερμοκρασιακής μεταβολής.

Η αντισταθμίση είναι ιδιαίτερα προαφιλής μέθοδος σταθεροποιήσεως στα ολοκληρωμένα κυκλώματα. Βασικός λόγος γι' αυτό είναι το χαμηλό κόστος των ε-





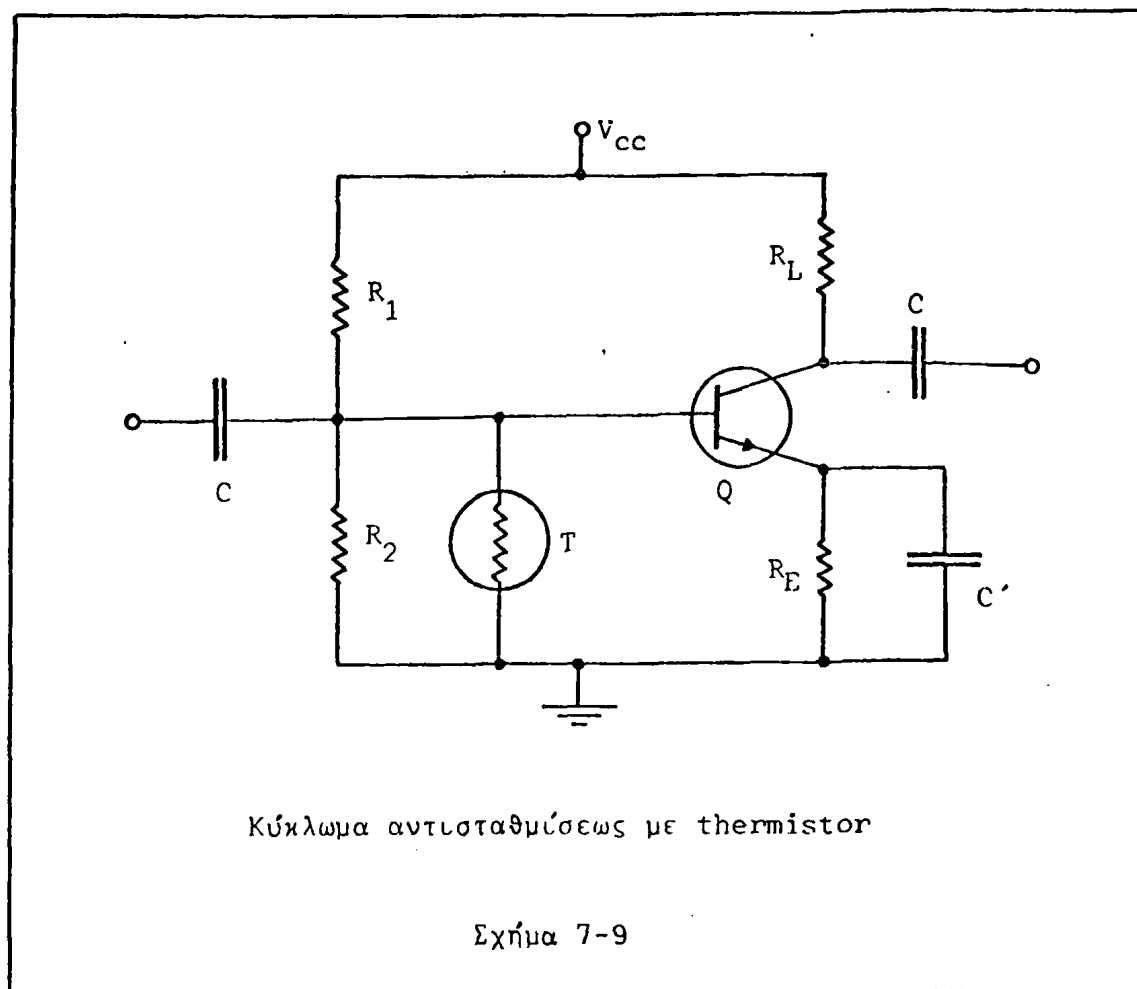
νεργών διατάξεων στα ολοκληρωμένα κυκλώματα σε σύγκριση με τις παθητικές.

Στο κύκλωμα του σχήματος 7-8 φαίνεται ο τρόπος σταθεροποίησης με μια κρυσταλλοτρίοδο συνδεσμοποιημένη σαν κρυσταλλοδίοδος. Είναι προφανές, ότι μια αύξηση π.χ. της θερμοκρασίας υποβιβάζει την αντίσταση της "κρυσταλλοδίοδου" ελαττώνοντας έτσι την τάση πολώσεως της επαφής εκπομπού και κατά συνέπεια το ρεύμα βάσης. Ελαττώνεται κατ'ακολουθίαν και το ρεύμα συλλέκτη επανερχόμενο στην τιμή, που είχε πριν την αύξηση της θερμοκρασίας.

Άλλες διατάξεις, που χρησιμοποιούνται για τη σταθεροποίηση πολώσεως είναι τα thermistors και τα sensistors. Η δομή και λειτουργία των thermistors έχει μελετηθεί διεξοδικά (Τόμος Α' - Άσκηση 13 - Μελέτη thermistor). Στο σχήμα 7-9 δίνεται το τυπικό κύκλωμα χρησιμοποίησεως ενός thermistor για τη σταθεροποίηση πολώσεως. Μόλις π.χ. η θερμοκρασία αυξηθεί, ελαττώνεται κατά τα γνωστά η αντίσταση του thermistor προκαλώντας ελάττωση της πολώσεως της επαφής εκπομπού. Αντισταθμίζεται έτσι η θερμική αύξηση του ρεύματος βάσης, άρα και συλλέκτη.

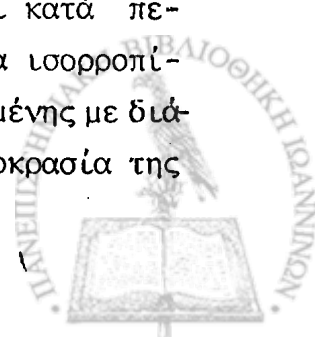
Τα sensistors είναι επίσης θερμοευαίσθητες διατάξεις με θετικό όμως





θερμικό συντελεστή αντιστάσεως - όπως τα PTC thermistors, αλλά με πολύ μεγαλύτερο θερμοκρασιακό εύρος (από -60°C έως 150°C). Δομικά είναι ημιαγωγοί με πολύ μεγάλο ποσοστό προσμίξεων. Η χρησιμοποίησή τους στα κυκλώματα είναι ανάλογη (συμμετρική) με τη χρησιμοποίηση των thermistor NTC.

Τελειώνοντας τη σύντομη αυτή αναφορά στη σταθεροποίηση πολώσεως θίγουμε το θέμα της θερμικής εκτροπής (thermal runaway). Συχνά στα προηγούμενα αναφερθήκαμε στις επιπτώσεις της μεταβολής της θερμοκρασίας λειτουργίας μιας κρυσταλλοτρίοδου και στους τρόπους αποφυγής των επιπτώσεων αυτών. Δεν αναφερθήκαμε όμως στα αίτια, που μπορούν να προκαλέσουν μεταβολή και συγκεκριμένα αύξηση της θερμοκρασίας αυτής. Το κυριώτερο τέτοιο αίτιο, που αποτελεί εγγενές αποτέλεσμα της λειτουργίας του κυκλώματος, είναι η ισχύς, που μεταβάλλεται σε θερμότητα λόγω της ωμικής αντιστάσεως της επαφής συλλέκτη. Η κρυσταλλοτρίοδος αυτοθερμαίνεται από την ισχύ αυτή και κατά περίπτωση επαυξάνει λίγο ή πολύ τη θερμοκρασία της. Η θερμοκρασία ισορροπίας εξαρτάται από το ποσό της παραγομένης και το ποσό της απαγομένης με διάφορους τρόπους θερμότητας. Πειραματικά έχει βρεθεί, ότι η θερμοκρασία της



επαφής συλλέκτη T_j , η θερμοκρασία περιβάλλοντος T_A και η εμφανιζόμενη σαν θερμότητα ισχύς στην επαφή συλλέκτη P_c συνδέονται με τη σχέση:

$$T_j - T_A = \theta \cdot P_c$$

όπου θ ένας συντελεστής με διαστάσεις αντίστροφης ισχύος, που ονομάζεται θερμική αντίσταση (thermal resistance) και εκφράζει την ευχέρεια, με την οποία η κρυσταλλοτρίδος μπορεί να αποβάλλει θερμότητα στο περιβάλλον. Η τιμή του θ ποικίλει από 1000°C/W , για κρυσταλλοτρίδους στον αέρα με σφραγισμένα θερμομονωτικά περιβλήματα και μικρές διαστάσεις, μέχρι 0.2°C/W , για κρυσταλλοτρίδους ισχύος με επίπεδο σχεδιασμό και σε συνδυασμό με κατάλληλες θερμικές καταβόθρες (heat sinks). Είναι προφανές, ότι η θερμική αντίσταση είναι χαρακτηριστικό δομής και σχεδιασμού της κρυσταλλοτρίδου και επιδίωξη είναι η τιμή της να διατηρείται όσο το δυνατόν χαμηλότερη.

Από την παραπάνω σχέση συνάγεται εύκολα, ότι όσο μεγαλύτερη είναι η θερμότητα, που παράγεται στην επαφή συλλέκτη, ή η θερμική αντίσταση, τόσο μεγαλύτερη είναι η θερμοκρασία ισορροπίας της κρυσταλλοτρίδου. Με τον όρο "θερμική εκτροπή" εννοείται ή κατάσταση εκείνη, στην οποία η παραγόμενη στην επαφή συλλέκτη θερμότητα είναι τόσο μεγάλη, ώστε για δεδομένη θερμική αντίσταση της κρυσταλλοτρίδου η θερμοκρασία ισορροπίας T_j γίνεται μεγαλύτερη από τη μέγιστη επιτρεπόμενη θερμοκρασία λειτουργίας της και η κρυσταλλοτρίδος καταστρέφεται.

Απαραίτητες γνώσεις

Δ. Μ. Μηλιώτη: Η Φυσική των κρυσταλλολυχνιών, σελ. 289-320.

Χρησιμοποιούμενα όργανα

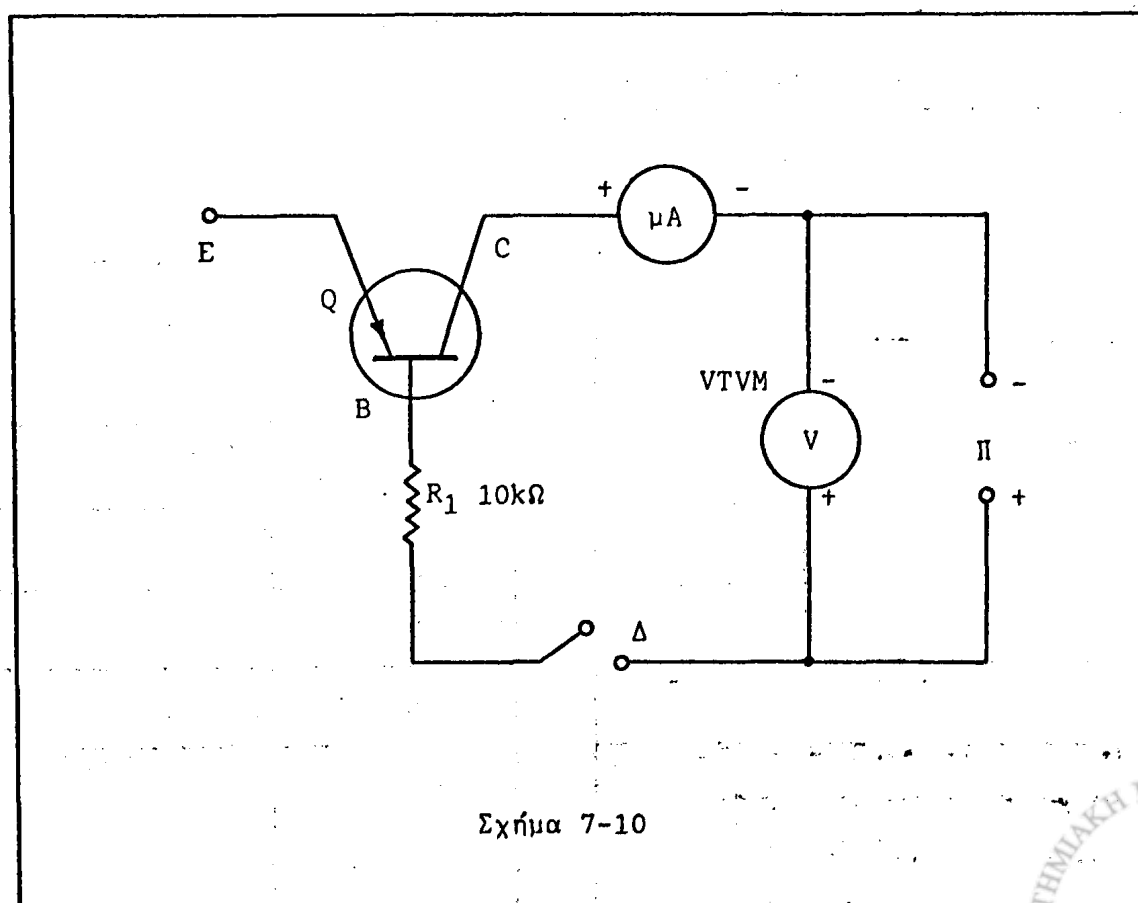
1. Τροφοδοτικό χαμηλής τάσης
2. Τροφοδοτικό υψηλής τάσης
3. Ηλεκτρονικό βολτόμετρο
4. Γεννήτρια χαμηλών συχνοτήτων



5. Παλμογράφος
6. Πολύμετρο
7. Κρυσταλλοτρίοδος pnp
8. Ποτενσιόμετρο $100k\Omega-0.5W$
9. Αντιστάσεις: $100\Omega-1W$, $270\Omega-2W$, $390\Omega-1W$, $470\Omega-0.5W$, $1k\Omega-0.5W$, $3.9k\Omega-1W$, $10k\Omega-0.5W$.
10. Πυκνωτές: $10\mu F$ (2), $50\mu F$ ηλεκτρολυτικοί
11. Διακόπτης

Πειραματικό μέρος

1. Συνδεσμολογείστε το κύκλωμα του σχήματος 7-10. Ρυθμίστε την τάση της πηγής τροφοδοσίας στα $6V$ και κλείστε το διακόπτη. Μετρείστε και καταγράψτε το ανάστροφο ρεύμα της επαφής συλλέκτη I_{CO} . Ανοίξτε το διακόπτη.



$I_{CO} =$	μA
------------	---------

2. Συνδεσμολογείστε την αντίσταση των 100Ω - $1W$ στα άκρα της πηγής των $12.6V_{ac}$ του τροφοδοτικού υψηλής τάσης και αφήστε την να θερμανθεί για $2min$ περίπου. Την υπέρθερμη αυτή αντίσταση θα χρησιμοποιήσετε σαν θερμάντικό σώμα. Κλείστε το διακόπτη και πλησιάστε όσο το δυνατόν περισσότερο την αντίσταση στην κρυσταλλοτρίοδο Q. Μετρείστε το ρεύμα I_{CO} συναρτήσει του χρόνου για $1min$. Καταχωρείστε τα αποτελέσματα στον παρακάτω πίνακα.

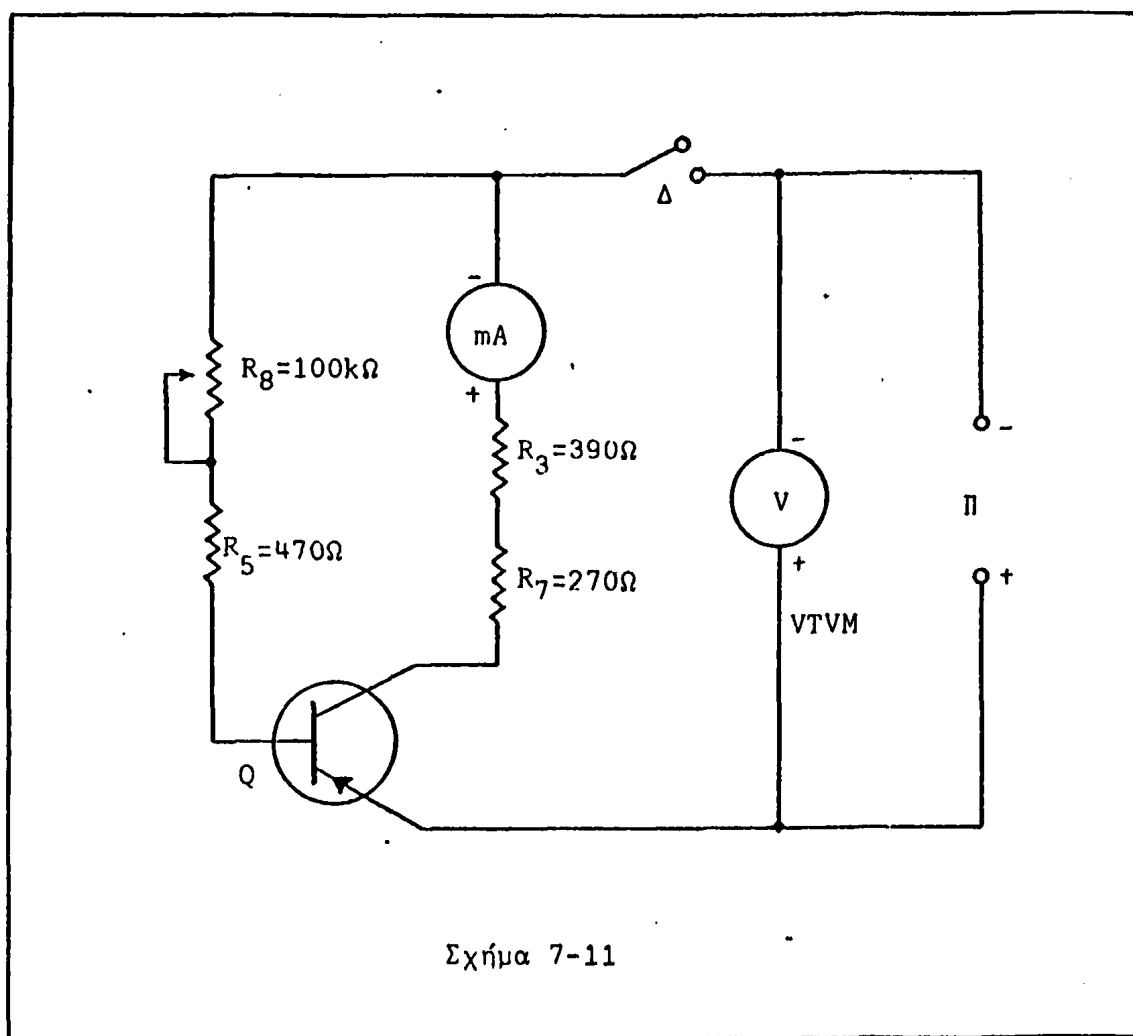
Προσοχή: α) Μην αγγίζετε την υπέρθερμη αντίσταση. Υπάρχει κίνδυνος εγκαύματος. β) Κατά την προσέγγιση της αντιστάσεως στην κρυσταλλοτρίοδο δεν πρέπει να βραχυκυκλώσουν σημεία του κυκλώματος των $12.6V_{ac}$ με σημεία του κυκλώματος της κρυσταλλοτρίοδου, διότι υπάρχει κίνδυνος καταστροφής της. γ) Μην παρατείνετε τη θέρμανση της κρυσταλλοτρίοδου πάνω από $1min$. Αν εν τω μεταξύ το ρεύμα I_{CO} υπερβεί την τιμή $14\mu A$, διακόψτε τη θέρμανση, διότι υπάρχει κίνδυνος καταστροφής της.

3. Απομακρύνετε το θερμάντικό σώμα από την κρυσταλλοτρίοδο και μετρείστε το ρεύμα I_{CO} καθώς αυτή ψύχεται. Καταχωρείστε τις μετρήσεις στον αντίστοιχο πίνακα. Εξηγείστε, πού οφείλεται η μεταβολή του I_{CO} κατά τη θέρμανση και ψύξη της κρυσταλλοτρίοδου.

Θέρμανση	
t sec	I_{CO} μA
0	
10	
20	
30	
40	
50	
60	

Ψύξη	
t sec	I_{CO} μA
20	
40	
60	
80	
100	
130	
180	



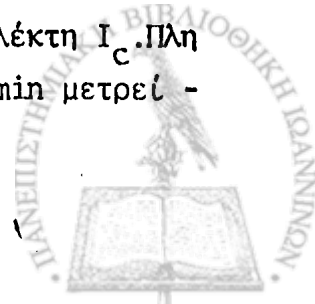


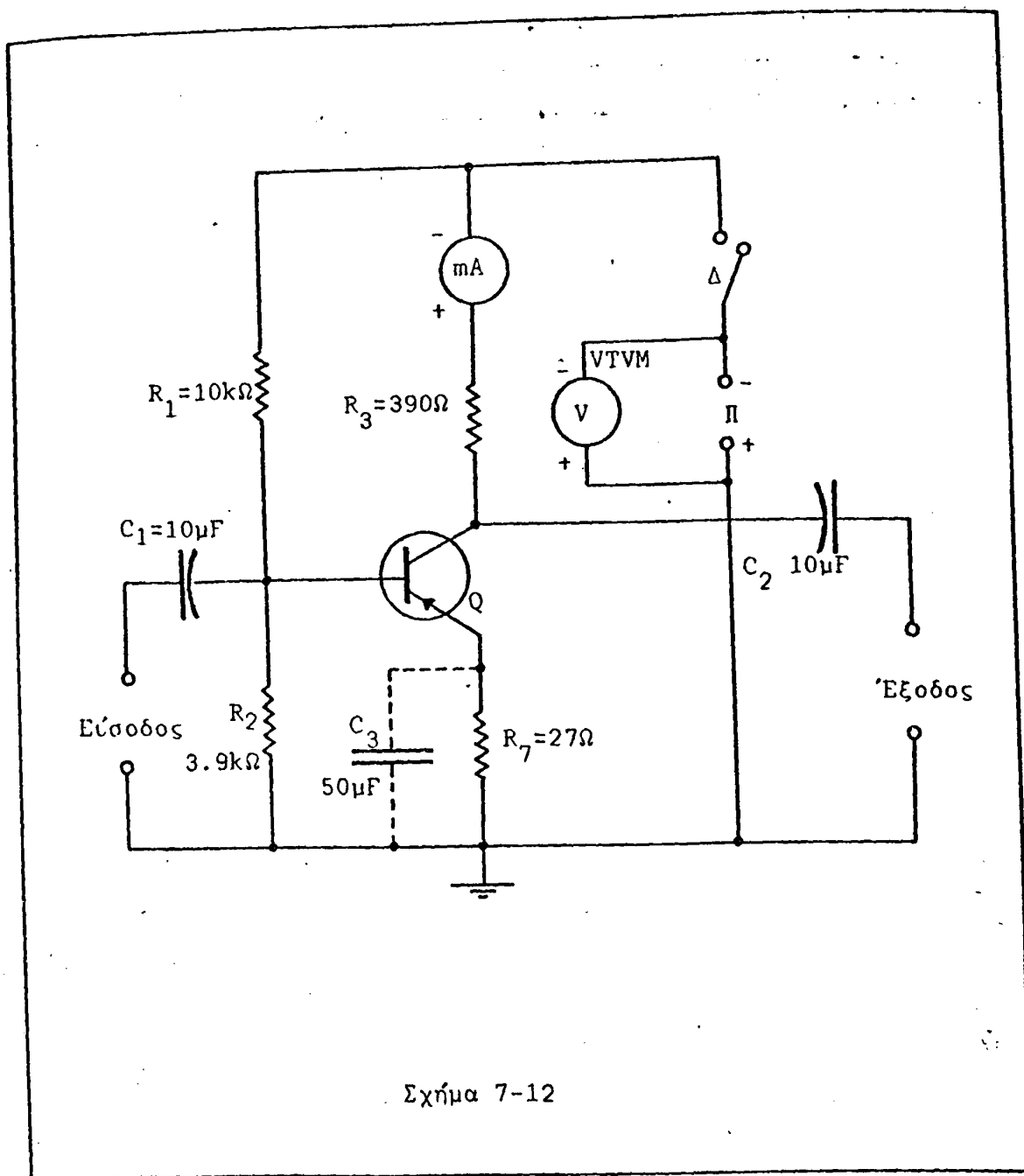
Σχήμα 7-11

4. Συνδεσμολογείτε το κύκλωμα του σχήματος 7-11. Ρυθμίστε την τάση τροφοδοσίας στα 6V και κλείστε το διακόπτη. Με τη βοήθεια του ποτενσιόμετρου ρυθμίστε το ρεύμα του συλλέκτη στα 6mA. Χρησιμοποιώντας πάλι το θερμαντικό σώμα, που προαναφέρθηκε, θερμάντε την κρυσταλλοτρίοδο επί 1min και αμέσως κατόπιν μετρείστε και καταγράψτε το ρεύμα συλλέκτη. Ποιά είναι η γνώμη σας για τη σταθεροποίηση πολώσεως, που επιτυγχάνεται με το κύκλωμα αυτό; Σχολιάστε και αιτιολογείστε την απάντησή σας.

$I_C =$	mA
---------	----

5. Πραγματοποιείτε το κύκλωμα του σχήματος 7-12. Ο πυκνωτής C_3 δεν συνδεσμολογείται αρχικά στο κύκλωμα. Ρυθμίστε την τάση τροφοδοσίας στα 6V και κλείστε το διακόπτη. Μετρείστε και καταγράψτε το ρεύμα συλλέκτη I_C . Πλησιάστε πάλι το θερμαντικό σώμα στην κρυσταλλοτρίοδο και μετά 1min μετρεί -





στε και καταγράψτε το νέο ρεύμα συλλέκτη I'_C . Ποιά είναι η γνώμη σας για τη σταθεροποίηση πλώσεως του κυκλώματος αυτού; Σχολιάστε και αιτιολογείστε την απάντησή σας. Συγκρίνετε την αποτελεσματικότητα των δύο κυκλωμάτων (7-10 και 7-11) ως προς τη σταθεροποίηση πλώσεως.

$I_C =$	mA	$I'_C =$	mA
---------	----	----------	----



6. Ανοίξτε το διακόπτη και αφήστε την κρυσταλλοτρίοδο να κρυώσει. Κριτήριο για την επάνοδο της κρυσταλλοτρίοδος στην αρχική κατάσταση είναι η τιμή του ρεύματος συλλέκτη. Αφαιρέστε την αντίσταση των 270Ω και βραχυκυκλώστε τον εκπομπό προς τη γείωση του κυκλώματος. Κλείστε το διακόπτη. Μετρείστε και καταγράψτε την τιμή του ρεύματος συλλέκτη.

$I_C = \quad \quad \quad \text{mA}$

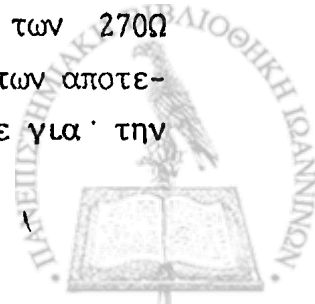
7. Ανοίξτε το διακόπτη και συνδεσμολογείστε μεταξύ εκπομπού και γης μια αντίσταση $1k\Omega$. Κλείστε το διακόπτη. Μετρείστε και καταγράψτε τη νέα τιμή του ρεύματος συλλέκτη. Από τις μέχρι τώρα μετρήσεις σας τι συμπέρασμα συνάγετε για την εξάρτηση του ρεύματος συλλέκτη από την αντίσταση πολώσεως εκπομπού; Αιτιολογείστε την απάντησή σας.

$I_C = \quad \quad \quad \text{mA}$

8. Συνδεσμολογείστε στην είσοδο του κυκλώματος τη γεννήτρια ακουστικών συχνοτήτων και με τη βοήθεια του βαθμολογημένου παλμογράφου ρυθμίστε το σήμα της σε συχνότητα $f = 1\text{kHz}$ και πλάτος $V_{p-p} = 20\text{mV}$. Συνδεσμολογείστε κατόπιν τον παλμογράφο στην έξοδο του κυκλώματος και μετρείστε το σήμα εξόδου. Στη συνέχεια συνδεσμολογείστε τον πυκνωτή των $50\mu\text{F}$ παράλληλα προς την αντίσταση πολώσεως εκπομπού και επαναλάβετε τη μέτρηση. Υπολογίστε για κάθε περίπτωση την απολαβή του ενισχυτή και καταχωρείστε τα αποτελέσματα στον παρακάτω πίνακα.

	V_{out} V_{p-p}	A
$1k\Omega$		
$1k\Omega-50\mu\text{F}$		
270Ω		
$270\Omega-50\mu\text{F}$		

9. Αντικαταστήστε την αντίσταση του $1k\Omega$ με την αντίσταση των 270Ω και επαναλάβετε τα αναφερόμενα στην ερώτηση 8. Από τη θεώρηση των αποτελεσμάτων του τελευταίου κύκλου μετρήσεων τί συμπέρασμα συνάγετε για την



επίδραση της αντιστάσεως πολώσεως εκπομπού και του πυκνωτή παρακάμψεως στην απολαβή του ενισχυτή; Αιτιολογείστε τα συμπεράσματά σας.

Ερωτήσεις

1. Σε ποιά περίπτωση έχει μεγαλύτερη σημασία η εξασφάλιση σταθερότητας πολώσεως, σε κυκλώματα με κοινές κρυσταλλοτρίόδους ή σε κυκλώματα με κρυσταλλοτρίόδους FET;
2. Ποιά επίδραση έχει στην απολαβή του ενισχυτή του σχήματος 7-12 η μεταβολή της χωρητικότητας του πυκνωτή παρακάμψεως;
3. Πώς ορίζεται ο συντελεστής σταθερότητας σε ένα κύκλωμα με κρυσταλλοτρίόδους; Αναφέρετε μερικούς τέτοιους ειδικούς συντελεστές.
4. Ποιά συνδεσμολογία είναι πιο ευαίσθητη σε θερμοκρασιακές μεταβολές, η συνδεσμολογία κοινής βάσης ή η συνδεσμολογία κοινού εκπομπού;
5. Γιατί γενικώτερα στις εφαρμογές προτιμούνται οι κρυσταλλοτρίοδοι πυριτίου και όχι οι γερμανίου;



ΤΑΛΑΝΤΩΤΕΣΕισαγωγή

Συχνά στις ηλεκτρονικές εφαρμογές είναι απαραίτητη η χρήση διατάξεων, που παρέχουν σήματα (τάσεις ή ρεύματα) διαφόρων μορφών. Η σημαντικότερη κατηγορία των διατάξεων αυτών είναι οι ταλαντωτές. Έτσι ονομάζονται τα κυκλώματα, που στην έξοδό τους παρέχουν περιοδικό σήμα, ενώ η τροφοδοσία τους είναι αποκλειστικά συνεχής· δεν δέχονται δηλαδή καμιά εξωτερική περιοδική διέγερση.

Υπάρχουν δύο βασικές κατηγορίες ταλαντωτών: α) Οι αρμονικοί ταλαντωτές και β) οι ταλαντωτές ανατροπής. Οι αρμονικοί ταλαντωτές παράγουν ημιτονικές κατ'αρχήν κυματομορφές και η βασική τους δομή περιλαμβάνει ένα ενεργό στοιχείο, που παρέχει την απαιτούμενη για την ταλάντωση ενέργεια, και ένα κατάλληλο παθητικό κύκλωμα, που καθορίζει τη συχνότητα ταλάντωσης. Αντίστοιχα οι ταλαντωτές ανατροπής παράγουν μη ημιτονικές κατ'αρχήν κυματομορφές και είναι συστήματα, που περιοδικά μεταπίπτουν από μια κατάσταση σε μια άλλη, επανέρχονται κατόπιν στην αρχική και η διεργασία συνεχίζεται. Η περιοδική αυτή μετάπτωση καθορίζεται από δυο οριακές καταστάσεις (κατώφλια ανατροπής) και μια σταθερά χρόνου, που οι τιμές τους εξαρτώνται από τα επί μέρους στοιχεία του κυκλώματος (πρβλ. π.χ. τη γεννήτρια πριονωτών τάσεων του κυκλώματος 12-10, άσκηση 12, τόμος Α).

Με τη σειρά τους τώρα οι αρμονικοί ταλαντωτές διακρίνονται σε δύο οικογένειες· τους ταλαντωτές με ανασύζευξη (feedback oscillators) και τους ταλαντωτές με στοιχείο αρνητικής αντιστάσεως. Οι ταλαντωτές με αρνητική αντίσταση είναι μικρότερης σημασίας λόγω των περιορισμένων σχετικών εφαρμογών τους. Η αρχή λειτουργίας τους συζητήθηκε σε προηγούμενη άσκηση (Μελέτη κρυσταλλοδιόδου tunnel-Κυκλώματα ταλάντωσης-Άσκηση 5-Τόμος Α'). Έτσι τα παρακάτω αναφέρονται αποκλειστικά σε αρμονικούς ταλαντωτές με ανασύζευξη.



Ταλαντωτές με ανασύζευξη

Η βασική δομή των ταλαντωτών αυτών (feedback oscillators) φαίνεται στο σχήμα 8-1. Αποτελούνται από έναν ενισχυτή και ένα κύκλωμα ανασυζεύξεως, ένα κύκλωμα δηλαδή μέσω του οποίου είναι δυνατόν να μεταφέρεται στην είσοδο ένα μέρος του σήματος εξόδου του ενισχυτή. Για μια πρώτη κατανόηση της αρχής λειτουργίας του ταλαντωτή αναφέρουμε τα εξής:

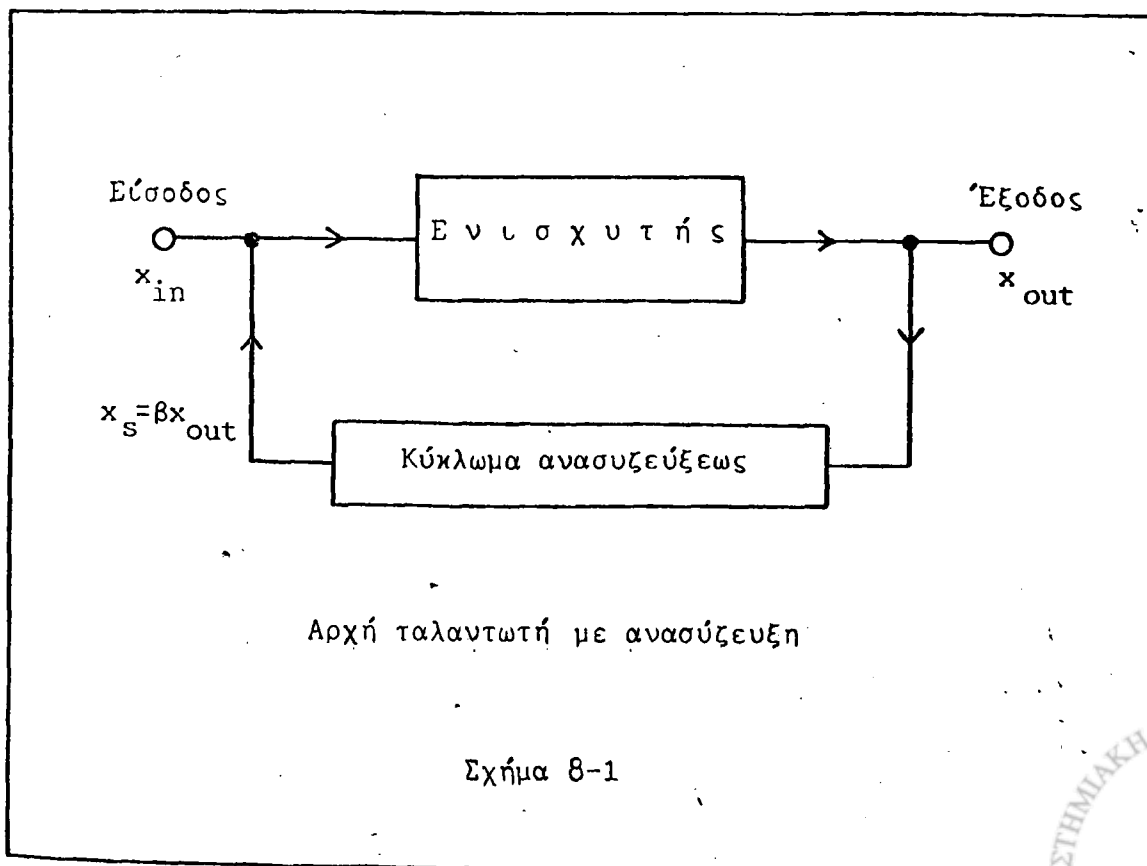
Έστω ότι ο ενισχυτής έχει απολαβή A και στην είσοδό του εφαρμόζεται σήμα μεγέθους x_i . Στην έξοδό του λοιπόν θα παρέχει σήμα μεγέθους x_o :

$$x_o = A \cdot x_i$$

Από το σήμα αυτό της εξόδου ένα μέρος οδηγείται μέσω του κυκλώματος ανασυζεύξεως πάλι πίσω στην είσοδο και επιπροστίθεται στο σήμα εισόδου, έστω δε x_s το μέρος αυτό:

$$x_s = \beta \cdot x_o = \beta \cdot A \cdot x_i$$

όπου ο συντελεστής β εκφράζει το ποσοστό του σήματος, που ανακυκλώνεται,



και εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά του κυκλώματος ανασυζεύξεως (ψευδοαπολαβή κυκλώματος ανασυζεύξεως). Έτσι στην είσοδο του ενισχυτή εφαρμόζεται τώρα σαν ολικό σήμα εισόδου η επαλληλία (άθροισμα) των σημάτων x_i και x_s . Αν λοιπόν η απολαβή και ψευδοαπολαβή ρυθμιστούν κατάλληλα, ώστε να ισχύει ότι:

$$x_s = x_i$$

τότε προφανώς το (αρχικό) σήμα εισόδου x_i μπορεί να καταργηθεί και ο ενισχυτής να συνεχίσει να λειτουργεί κανονικά χρησιμοποιώντας σαν σήμα εισόδου το x_s , χωρίς αυτό το γεγονός να επηρεάσει καθ'οποιοδήποτε τρόπο την έξοδό του.

Πρέπει βέβαια στο σημείο αυτό να τονιστεί, ότι, εφ'όσον πρόκειται για σήμα, για χρονικά δηλαδή μεταβαλλόμενο μέγεθος, θα πρέπει για τη διαρκή αυτοτελή λειτουργία του κυκλώματος το σήμα ανασυζεύξεως να ισούται με το αρχικό σήμα εισόδου σε κάθε χρονική στιγμή. Αυτό βέβαια σημαίνει, ότι τα σήματα x_i και x_s πρέπει να έχουν την ίδια μορφή και την ίδια φάση (θετική ανασύζευξη). Προκύπτουν λοιπόν τα εξής:

α) Από την απαίτηση ισότητας των x_i και x_s :

$$x_s = x_i \leadsto \beta \cdot A x_i = x_i$$

$$A \cdot \beta = 1$$

Η τελευταία σχέση αποτελεί το λεγόμενο "κριτήριο του Barkhausen" για την ύπαρξη δυνατότητας ταλαντώσεων σε ένα σύστημα με ανασύζευξη και από φυσική άποψη εκφράζει την ύπαρξη στη διάταξη αυτοδυναμίας από άποψη διεγέρσεως.

β) Από την απαίτηση για διαρκή ισότητα φάσεων των x_s και x_i συνάγεται, ότι η διαφορά φάσης των σημάτων αυτών είναι $\Delta\varphi=0^\circ$ ή, όπως συνηθέστερα αναφέρεται, η ολίσθηση φάσης του σήματος κατά μήκος του βρόχου ανασυζεύξεως (feedback loop) πρέπει να είναι ακέραιο πολλαπλάσιο των 360° (2π).

Η απαίτηση αυτή καθορίζει συνήθως και τη συχνότητα ταλαντώσεως του συστήματος, εφ'όσον σχεδόν πάντα η διαφορά φάσης, που υπεισάγει το κύκλωμα ανασυζεύξεως, είναι συνάρτηση των δομικών του στοιχείων και της συχνότητας της κυματομορφής.



Επίσης αν ληφθεί υπ' όψη, ότι στα κυκλώματα ανασυζεύξεως υπάρχουν αποκλειστικά σχεδόν μόνον ωμικά, επαγωγικά και χωρητικά στοιχεία, προκύπτει, ότι η μοναδική κυματομορφή, που μπορεί να ανακυκλωθεί πληρώντας το κριτήριο Barkhausen και κυρίως την απαίτηση διαρκούς ολισθήσεως φάσης κατά 2π είναι η ημιτονική.

Ενδιαφέρον παρουσιάζει επίσης η θεώρηση της απολαβής ενός ενισχυτή με ανασύζευξη, που πληρεί το κριτήριο του Barkhausen. Η απολαβή αυτή (A' , ολική απολαβή με ανασύζευξη) προκύπτει ίση προς:

$$A' = \frac{x'_0}{x_i} = \frac{A \cdot x'_i}{x_i}$$

όπου x'_0 και x'_i τα σήματα εξόδου και εισόδου με ανασύζευξη αντίστοιχα. Αλλά:

$$x'_i = x_i + \beta \cdot x'_0$$

οπότε η απολαβή A' γίνεται:

$$A' = \frac{A \cdot x'_i}{x_i} = \frac{A(x_i + \beta \cdot x'_0)}{x_i} = A(1 + \beta \frac{x'_0}{x_i})$$

Ισχύει όμως από την αρχική σχέση ορισμού του A' ότι:

$$\frac{x'_0}{x_i} = A'$$

οπότε:

$$A' = A(1 + \beta \cdot A') \leadsto A' = A + \beta \cdot A \cdot A'$$

$$A' - \beta \cdot A \cdot A' = A \leadsto A' \cdot (1 - \beta A) = A$$

$$A' = \frac{A}{1 - \beta \cdot A}$$

Από την τελευταία αυτή σχέση είναι προφανές, ότι, όταν πληρούται το κριτήριο του Barkhausen, η ολική απολαβή του ενισχυτή με ανασύζευξη απειρίζεται. Κάτι τέτοιο βέβαια είναι απαράδεκτο από φυσική άποψη. Ο μαθηματικός αυτός απειρισμός σημαίνει απλά, ότι η διάταξη παύει να λειτουργεί σαν τυ-



πικρός ενισχυτής και αρχίζει να ταλαντώνεται.

Σύμφωνα λοιπόν με όσα προαναφέρθηκαν, το κριτήριο του Barkhausen αποτελεί αναγκαία συνθήκη για την παραγωγή ταλαντώσεων από ένα σύστημα με ανα σύζευξη, τουλάχιστον από θεωρητική άποψη. Στις εφαρμογές όμως ανακύπτει το εξής πρόβλημα: Η σχέση Barkhausen ($\beta \cdot A = 1$) ορίζει για το μέγεθος $\beta \cdot A$ μία επακριβώς ωρισμένη τιμή, ενώ πρακτικά είναι αδύνατο να πραγματοποιηθεί ηλεκτρονικό κύκλωμα τόσο λεπτομερώς υπολογισμένο, ώστε να εξακραλίζεται η απόλυτη ισότητα $\beta \cdot A = 1$. Ακόμη όμως και αν προς στιγμή επιτυγχάνετο κάτι τέτοιο με λεπτή ρύθμιση κάποιων επί μέρους δομικών στοιχείων του, η λειτουργία του θα ήταν εντελώς επισφαλής (σύστημα σε ασταθή ισορροπία), επειδή η παραμικρή μεταβολή στα χαρακτηριστικά του λόγω π.χ. θερμοκρασιακών μεταβολών, γηράνσεως κλπ. θα οδηγούσε σε απορρύθμισή του. Θα έπαυε τότε να πληρούται το κριτήριο Barkhausen και αν μεν συνέβαινε $\beta \cdot A < 1$, τότε το σήμα ανασυζεύξεως θα ήταν μικρότερο από το απαιτούμενο με αποτέλεσμα το πλάτος του σήματος εισόδου (άρα και εξόδου) διαρκώς να ελαττώνεται, που σημαίνει, ότι η ταλάντωση φθίνει και τελικά διακόπτεται, ενώ αν συνέβαινε $\beta \cdot A > 1$, ο ενισχυτής θα υπερτροφοδοτείτο και το πλάτος των ταλαντώσεων θα αύξανε διαρκώς οδεύοντας, θεωρητικά τουλάχιστον, προς απειρισμό.

Η περίπτωση της συνεχούς ελαττώσεως του πλάτους των ταλαντώσεων, όταν $\beta \cdot A < 1$, μπορεί να αντιμετωπιστεί με ρύθμιση της απολαβής σε μια τιμή κάπως μεγαλύτερη, π.χ. κατά 5%, από την ενδεδειγμένη υπολογιστικά, οπότε το γινόμενο $\beta \cdot A$ είναι διαρκώς μεγαλύτερο από τη μονάδα και οποιαδήποτε διαταραχή ή μεταβολή χαρακτηριστικών δεν μπορεί να ελαττώσει την τιμή του κάτω από αυτήν. Έτσι όμως το πρόβλημα του απειρισμού πλάτους της ταλαντώσεως, όταν $\beta \cdot A > 1$, όχι μόνον δεν λύνεται, αλλά γίνεται πλέον μόνιμο. Το πρόβλημα αυτό αντιμετωπίζεται με τη μη γραμμικότητα των χρησιμοποιούμενων διατάξεων. Αυτό σημαίνει απλά, ότι η γενική χαρακτηριστική μεταφοράς του ενισχυτικού κυκλώματος είναι μη γραμμική, με αποτέλεσμα η διαρκής επαύξηση του πλάτους του σήματος εισόδου να μην προκαλεί και αντίστοιχη συνεχή αύξηση του σήματος εξόδου, αλλά από ένα όριο και πέρα το σήμα εξόδου να παραμένει σταθερό. Συνάγεται λοιπόν, ότι η ύπαρξη μη γραμμικότητας στα κυκλώματα ταλαντωτών είναι απαραίτητη προϋπόθεση προκειμένου αυτά να λειτουργούν σταθερά και ικανοποιητικά, τουλάχιστον από πρακτική άποψη, εφ' όσον ο θεωρητικός υπολογισμός δεν προϋποθέτει κάτι τέτοιο. Πρέπει ακόμη στα πρακτικά κυκλώματα ταλαντωτών να ισχύει πάντοτε ότι: $\beta \cdot A > 1$.



Ανάλογα με τη συχνότητα της ταλαντώσεως, που παράγουν, οι αρμονικοί ταλαντωτές με ανασύζευξη διακρίνονται σε ταλαντωτές χαμηλών συχνότητων (από μερικά Hz έως αρκετές δεκάδες kHz, ακουστική περιοχή) και ταλαντωτές υψηλών συχνότητων (πάνω από 100 kHz, ραδιοφωνική περιοχή). Στην πρώτη κατηγορία ανήκουν οι ταλαντωτές χωρίς κυμαινόμενο κύκλωμα (ασυντονιστοι), όπως π.χ. ταλαντωτές RC με ολίσθηση φάσης, ταλαντωτές γέφυρας Wein κλπ., ενώ στη δεύτερη κατηγορία ανήκουν οι ταλαντωτές με κυμαινόμενο κύκλωμα (συντονισμένοι), όπως π.χ. οι ταλαντωτές Hartley, Colpitts κλπ. Παρακάτω αναφέρονται μερικά στοιχεία για τους κυριώτερους τύπους ταλαντωτών, που χρησιμοποιούνται σήμερα.

Ταλαντωτής ολισθήσεως φάσης

Στο σχήμα 8-2 δίνεται το κύκλωμα ενός απλού τυπικού ταλαντωτή με ολίσθηση φάσης, που σαν ενεργό στοιχείο του χρησιμοποιεί μια κρυσταλλοτρίοδο F.E.T. Για τη μεταφορά μέρους του σήματος από την έξοδο του ενισχυτή στην είσοδό του χρησιμοποιείται σαν κύκλωμα ανασυζεύξεως ένας συνδυασμός από τρία όμοια διαδοχικά κυκλώματα RC.

Είναι γνωστό από προηγούμενη άσκηση (Μελέτη κρυσταλλοτρίοδος F.E.T. Ενισχυτής με F.E.T. - Άσκηση 11 - Τόμος Α), ότι η κρυσταλλοτρίοδος F.E.T. σε συνδεσμολογία κοινής πηγής, όπως δηλαδή στο κύκλωμα του σχήματος 8-2, προκαλεί αναστροφή φάσης του σήματος εισόδου, δηλαδή στραφή (ολίσθησή) της κατά 180° . Απομένει λοιπόν στο κύκλωμα ανασυζεύξεως να προκαλέσει ολίσθηση φάσης κατά 180° ακόμη, έτσι ώστε να πληρούνται η απαίτηση, που συζητήθηκε στα προηγούμενα, η ολική ολίσθηση φάσης κατά μήκος του βρόχου ανακυκλώσεως να είναι 2π .

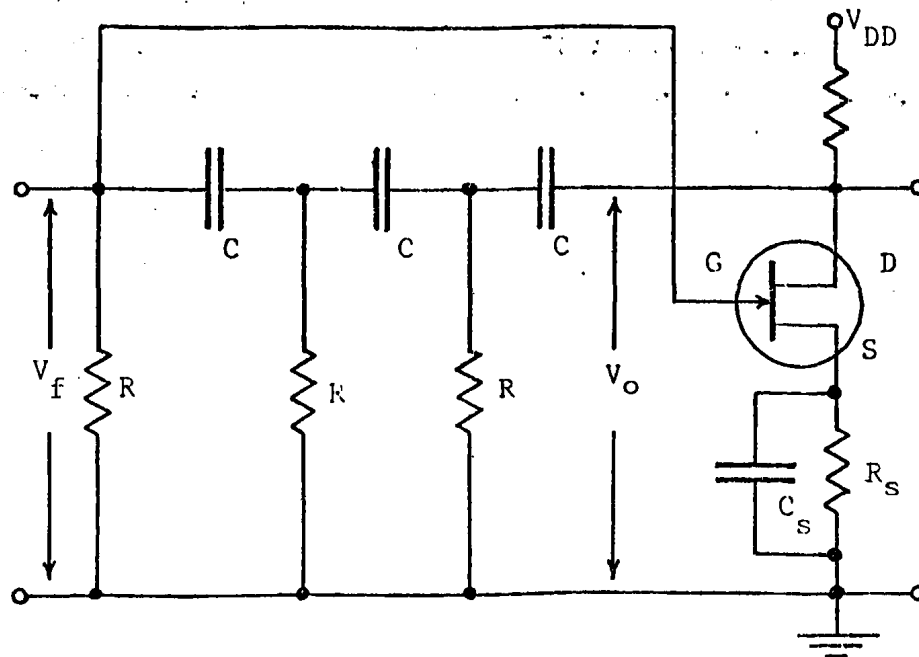
Η ψευδοαπολαβή του κυκλώματος ανασυζεύξεως ισούται προς:

$$\beta = \frac{V_o}{V_f}$$

και με τη βοήθεια των εξισώσεων των τριών βρόγχων - σύμφωνα με την κλασική μεθοδολογία επιλύσεως κυκλωμάτων - προκύπτει ίση προς:

$$\beta = \left[1 - \frac{5}{(\omega RC)^2} \right]^{-1} - j \left[\frac{1}{(\omega RC)^3} - \frac{6}{\omega RC} \right]$$





Ταλαντωτής ολισθήσεως φάσης με F.E.T.

Σχήμα 8 -2

Η απαίτηση για ολίσθηση φάσης κατά 180° κατά μήκος του κυκλώματος αυτού συνεπάγεται, ότι το φανταστικό μέρος του β πρέπει να μηδενίζεται, οπότε:

$$(\omega RC)^{-2} = 6 \leadsto \omega = (RC\sqrt{6})^{-1} \leadsto$$

$$\leadsto f = 1/2\pi RC\sqrt{6}$$

Η τελευταία αυτή σχέση καθορίζει τη συχνότητα, για την οποία συμβαίνει η συγκεκριμένη αυτή ολίσθηση φάσης, που είναι προφανώς και η συχνότητα στην οποία θα ταλαντώνεται η διάταξη.

Για την καθορισμένη πλέον αυτή συχνότητα η ψευδοαπολαβή β γίνεται ίση προς:

$$\beta = 1/29$$



γεγονός που σημαίνει, ότι, προκειμένου να ικανοποιείται και το κριτήριο του Barkhausen, πρέπει η απολαβή του ενισχυτή να είναι τουλάχιστον ίση με:

$$A = 29$$

Ο συντελεστής ενισχύσεως μ λοιπόν της χρησιμοποιούμενης κρυσταλλοτριόδου F.E.T. δεν μπορεί να είναι μικρότερος από 29. Αναφέρεται στο σημείο αυτό, ότι υπάρχουν κυκλώματα ανασυζεύξεως, που σε κάποια συγκεκριμένη συχνότητα έχουν β μεγαλύτερο από τη μονάδα. Είναι προφανές, ότι για τα κυκλώματα αυτά ο ενισχυτής συνεργασίας δεν είναι απαραίτητο να έχει απολαβή μεγαλύτερη της μονάδας, εφ' όσον το κριτήριο του Barkhausen αναφέρεται απλά στο γινόμενο $\beta \cdot A$ και όχι στους επί μέρους όρους του.

Είναι προφανές, ότι ο ταλαντωτής του σχήματος 8-2 θα είχε πολύ μεγαλύτερη πρακτική σημασία, αν η συχνότητα ταλαντώσεών του μπορούσε να μεταβληθεί με μεταβολή κάποιων παραμέτρων του κυκλώματος, διότι θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί άμεσα σαν γεννήτρια ακουστικών συχνοτήτων. Πρακτικά στο συγκεκριμένο κύκλωμα η συχνότητα ταλαντώσεων μεταβάλλεται μέσα σε σημαντικού εύρους όρια (μερικά Hz έως μερικά KHz) με ταυτόχρονη μεταβολή της χωρητικότητας των τριών πυκνωτών του κυκλώματος ανασυζεύξεως. Η μέθοδος αυτή έχει το πλεονέκτημα να διατηρεί σταθερή την ψευδοαπολαβή β του κυκλώματος, με αποτέλεσμα το πλάτος ταλαντώσεων να παραμένει σταθερό και κατ' αρχήν ανεξάρτητο της συχνότητας.

Ταλαντωτής Armstrong

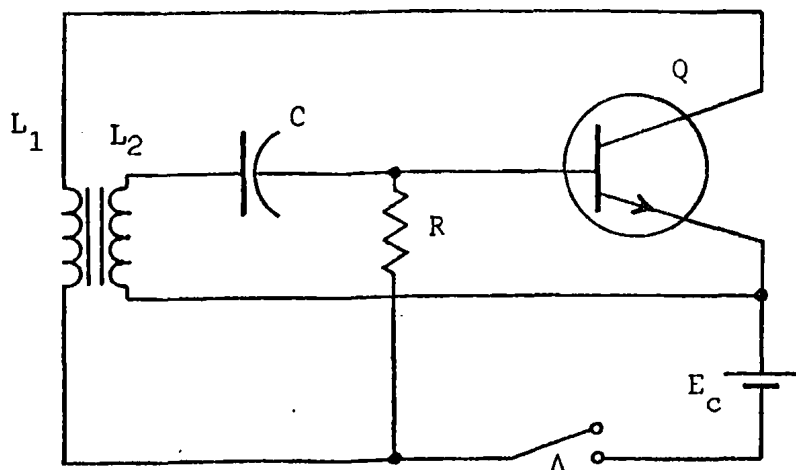
Είναι ίσως ο απλούστερος από τους συντονισμένους ταλαντωτές και λειτουργεί στην περιοχή των ραδιοφωνικών συχνοτήτων. Η ανασύζευξη του σήματος στην είσοδο γίνεται με τη βοήθεια ενός μετασχηματιστή (πληρέστερα ενός κυκλώματος LC) μέσω των χαρακτηριστικών του οποίου καθορίζεται και η συχνότητα ταλαντώσεων, που δεν είναι άλλη από τη συχνότητα συντονισμού του κυκλώματος LC. Η συχνότητα αυτή δίνεται κατά τα γνωστά από τη σχέση:

$$f = 1/2\pi\sqrt{LC}$$



Σαν ενισχυτική μονάδα χρησιμοποιείται μια κρυσταλλοτρίοδος σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού, μπορεί όμως ισοδύναμα να χρησιμοποιηθεί οποιαδήποτε άλλη ενεργός διάταξη. Η συνδεσμολογία κοινού εκπομπού προτιμάται προκειμένου για κρυσταλλοτρίοδους αφ' ενός, επειδή υπεισάγει μια αρχική ολίσθηση φάσης κατά 180° , αφ' ετέρου, που είναι και το σημαντικότερο, επειδή παρουσιάζει παραπλήσιες αντιστάσεις εισόδου και εξόδου απλοποιώντας έτσι τα προβλήματα προσαρμογής αντιστάσεων στο κύκλωμα ανασυζεύξεως.

Το απλοποιημένο κύκλωμα του ταλαντωτή Armstrong δίνεται στο σχήμα 8-3. Όταν ο διακόπτης Δ κλείσει και ο ταλαντωτής αρχίσει να λειτουργεί, ένα ρεύμα συλλέκτη I_C αρχίζει να διαρρέει το κύκλωμα συλλέκτη, που περιλαμβάνει και το πηνίο L_1 . Το ρεύμα αυτό βέβαια, σύμφωνα με όσα είναι γνωστά από τα φαινόμενα αποκαταστάσεως κυκλωμάτων, είναι αρχικά μικρό και αυξάνει βραδέως λόγω της επαγωγικής αντιστάσεως του πηνίου. Ταυτόχρονα ερ' όσον το πηνίο L_1 διαρρέεται από μεταβαλλόμενο (αυξανόμενο) ρεύμα, αναπτύσσεται επαγωγικά στα άκρα του πηνίου L_2 μια διαφορά δυναμικού, που έχει κα τάλληλη πολικότητα και μέσω του πυκνωτή C αυξάνει την ορθή πόλωση του τμήματος εκπομπός-βάση της κρυσταλλοτρίοδος. Το γεγονός αυτό έχει σαν αποτέ-



Βασικό κύκλωμα ταλαντωτή Armstrong

Σχήμα 8-3



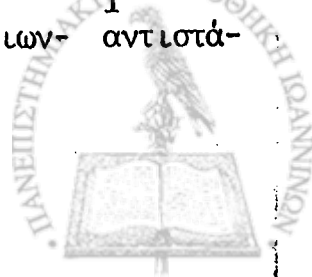
λεσμα την περαιτέρω αύξηση του ρεύματος συλλέκτη· το φαινόμενο συνεχίζεται μέχρις ότου η κρυσταλλοτρίοδος οδηγηθεί σε κατάσταση κόρου, οπότε βέβαια η αύξηση του ρεύματος συλλέκτη επιβραδύνεται και τελικά σταματά. Όταν όμως αρχίζει να επιβραδύνεται η αύξηση του ρεύματος I_c - και τελικά να σταματά - ελαττώνεται - και τελικά μηδενίζεται - και η επαγωγικά αναπτυσσόμενη πρόσθετη αύξηση της πολώσεως εκπομπού-βάσης, που αποτελεί και την αιτία για τη συνεχή αύξηση του ρεύματος συλλέκτη. Το ρεύμα αυτό λοιπόν αρχίζει να ελαττώνεται. Προκαλείται έτσι μια επαγωγική ηλεκτρεγερτική δύναμη (τάση) στα άκρα του L_2 αντίθετης πολικότητας απ'ότι πριν, η οποία προκαλεί ελάττωση της ορθής πολώσεως του τμήματος εκπομπού-βάσης κάτω από την κανονική (καθαρισμένη) τιμή. Το γεγονός αυτό προκαλεί με τη σειρά του ελάττωση του ρεύματος συλλέκτη. Το φαινόμενο συνεχίζεται μέχρις ότου η κρυσταλλοτρίοδος οδηγηθεί σε κατάσταση αποκοπής, οπότε το ρεύμα συλλέκτη μηδενίζεται· μηδενίζεται τότε αντίστοιχα και η ανάστροφη επαγωγική τάση στα άκρα του L_2 και αρχίζει νέος κύκλος λειτουργίας.

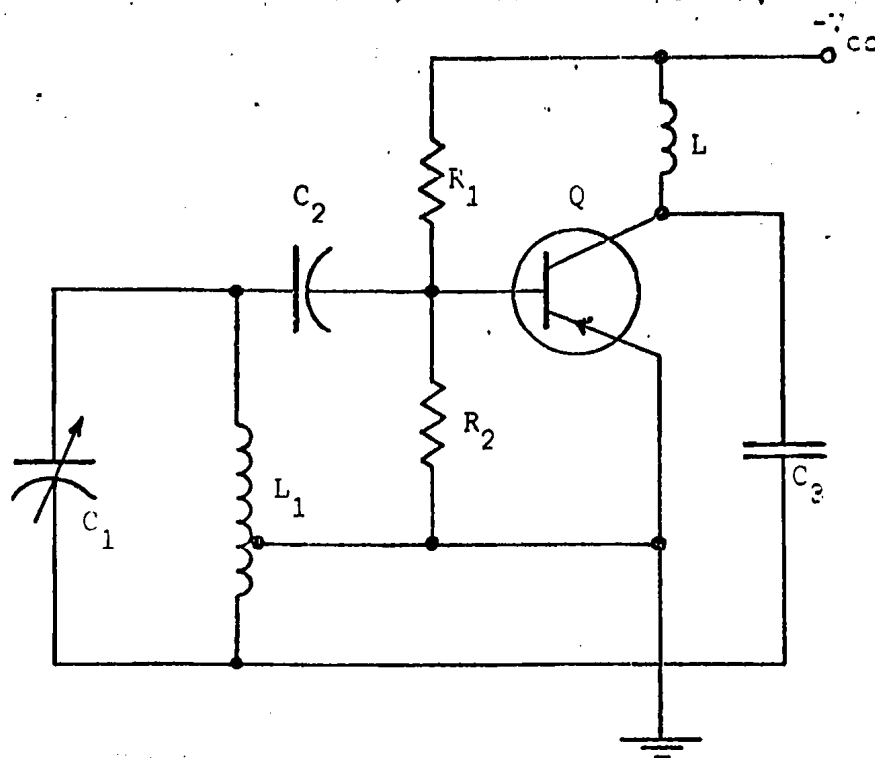
Είναι προφανές, ότι κάθε πλήρης κύκλος λειτουργίας (π.χ. από αποκοπή σε αποκοπή) αποτελεί μία ταλάντωση του κυκλώματος.

Ταλαντωτής Hartley

Ο ταλαντωτής Hartley είναι ο πιο διαδεδομένος τύπος ταλαντωτή στην περιοχή των ραδιοφωνικών συχνοτήτων. Η αρχή λειτουργίας του είναι ίδια με τον ταλαντωτή Armstrong και το βασικό του κύκλωμα δίνεται στο σχήμα 8-4. Σαν ενεργό στοιχείο (ενισχυτής) χρησιμοποιείται και εδώ μια κρυσταλλοτρίοδος $\mu\mu\mu$ με κοινό εκπομπό. Στο σχήμα 8-5 δίνεται μια παραλλαγή, που αντί για κρυσταλλοτρίοδο χρησιμοποιεί τρίοδο ηλεκτρονική λυχνία.

Σαν κύκλωμα ανασυζεύξεως χρησιμοποιείται και εδώ ένα κύκλωμα LC που περιλαμβάνει μεταβλητό πυκνωτή για τη ρύθμιση της συχνότητας ταλαντώσεων και ένα πηνίο με "μεσαία" λήψη (αυτομετασχηματιστή). Το πηνίο αυτό αποτελεί και το βασικό διακριτικό γνώρισμα του ταλαντωτή Hartley. Η ανασύζευξη γίνεται μέσω του τμήματος του πηνίου, που είναι κοινό τόσο στο κύκλωμα εισόδου όσο και στο κύκλωμα εξόδου (L_1). Το ακριβές σημείο του πηνίου στο οποίο τοποθετείται η "μεσαία" λήψη και το οποίο καθορίζει το λόγο L_1/L επιλέγεται, έτσι ώστε να επιτυγχάνεται προσαρμογή των -παραπλήσιων- αντιστά-





Βασικό κύκλωμα ταλαντωτή Hartley

Σχήμα 8-4

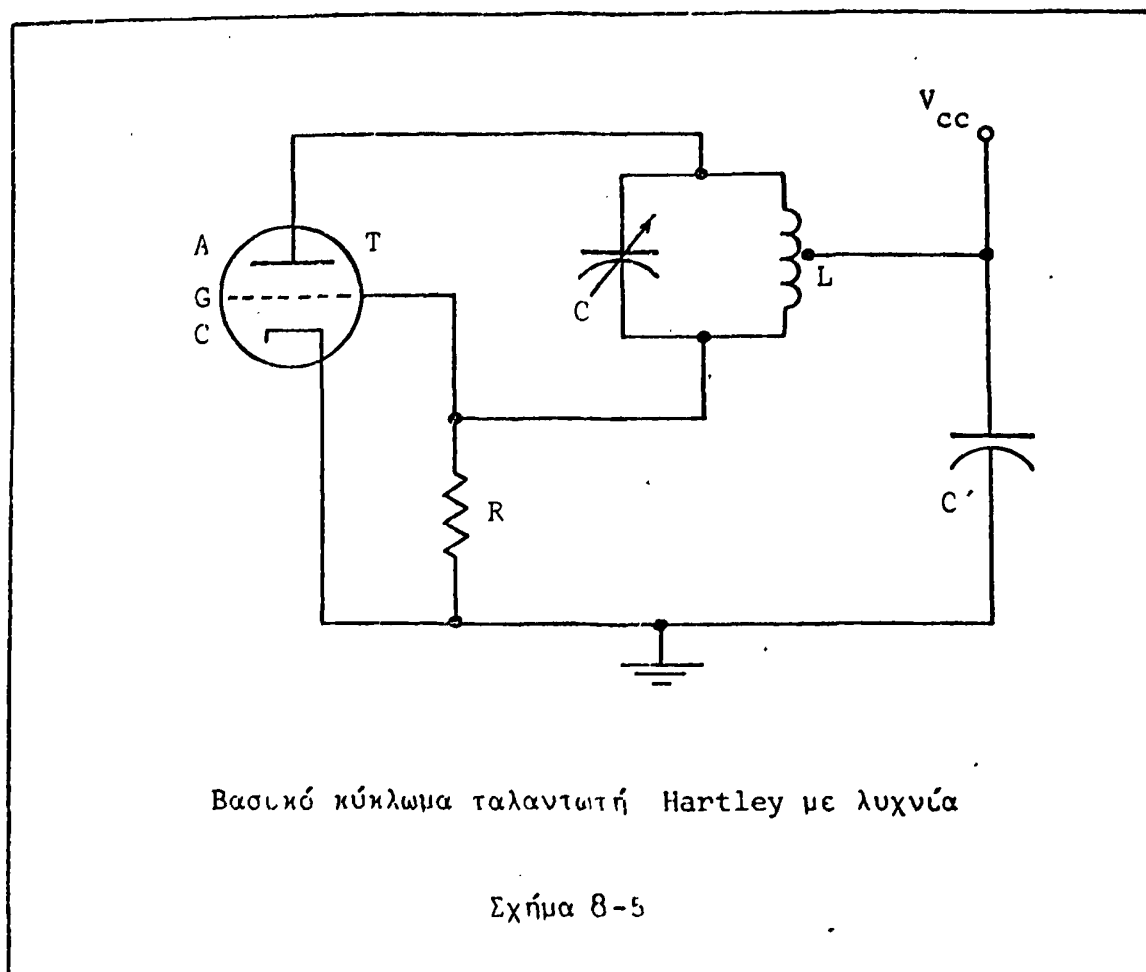
σεων εισόδου και εξόδου του ενισχυτικού κυκλώματος. Ο λόγος δηλαδή των σπειρών n_1/n επιλέγεται τέτοιος, ώστε να ισούται προς το τετράγωνο του λόγου των αντιστάσεων εισόδου προς εξόδου. Ο ρόλος λοιπόν του πηνίου είναι διπλός: συντονίζει και προσαρμόζει.

Από τα υπόλοιπα στοιχεία του κυκλώματος οι αντιστάσεις R_1 και R_2 καθορίζουν την πόλωση βάσης της κρυσταλλοτριόδου, ενώ οι πυκνωτές C_2 και C_3 απομονώνουν τη συνεχή τάση τροφοδοσίας του κυκλώματος από το συντονισμένο κύκλωμα (tank circuit).

Ταλαντωτής Colpitts

Ένας άλλος ταλαντωτής ραδιοφωνικών συχνοτήτων με πλατειά χρήση στις εφαρμογές είναι ο ταλαντωτής Colpitts. Το βασικό του κύκλωμα δίνεται στο



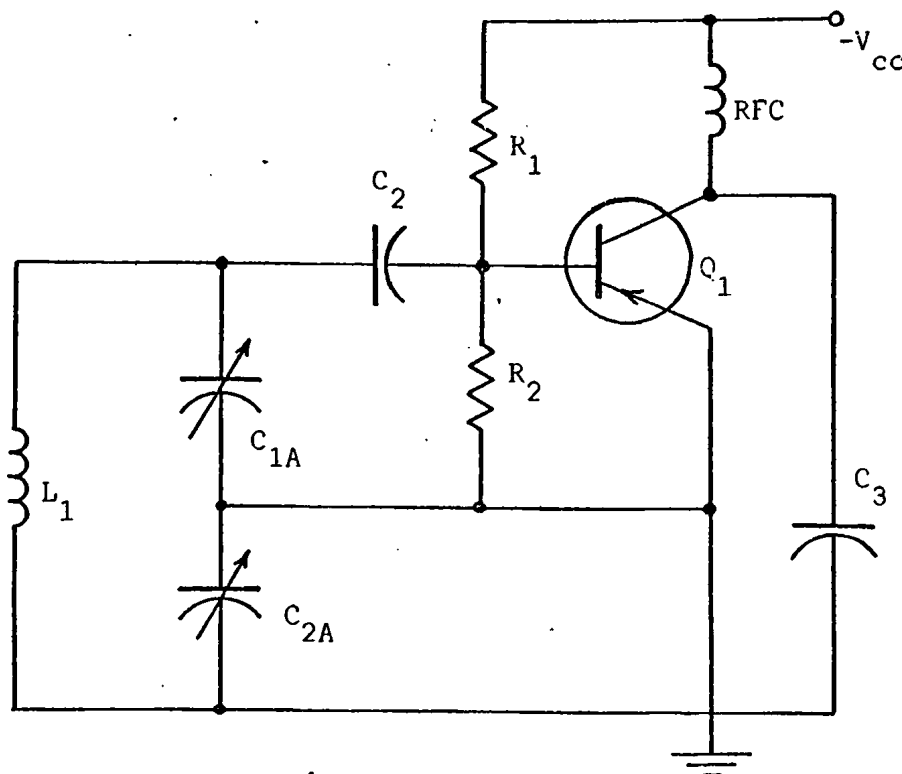


σχήμα 8-6. Η αρχή λειτουργίας του είναι ίδια με την αρχή λειτουργίας του ταλαντωτή Hartley· το συντονισμένο κύκλωμα είναι πάλι LC. Η διαφοροποίηση συνίσταται στην εναλλαγή θέσεων και ρόλων των πηνίων και των πυκνωτών. Η ρύθμιση της συχνότητας γίνεται και πάλι με μεταβολή της χωρητικότητας των πυκνωτών του LC κυκλώματος. Λόγω της εναλλαγής των ρόλων η ανασούζευξη του ενισχυτή γίνεται μέσω του διαιρεμένου (δύο διαφορετικών μερικές φορές) πυκνωτή C_{1A} - C_{1B} . Ο λόγος των χωρητικοτήτων C_{1A}/C_{1B} προσδιορίζεται πάλι από το λόγο των αντιστάσεων εισόδου και εξόδου, ώστε να έχουμε προσαρμογή. Οι αντιστάσεις R_1 και R_2 προσδιορίζουν την τάση πολώσεως βάσης της κρυσταλλοτριόδου - σημείο λειτουργίας του ενισχυτή -, ενώ οι πυκνωτές C_2 και C_3 απομονώνουν τη συνεχή συνιστώσα (τάση τροφοδοσίας), ώστε να μη διαρρέει το συντονισμένο κύκλωμα.

Κρυσταλλικοί ταλαντωτές

Το μεγαλύτερο ίσως πρόβλημα στους αρμονικούς ταλαντωτές είναι η στα





Βασικό κύκλωμα ταλαντωτή Colpitts

Σχήμα 8-6

θερότητα της συχνότητας ταλαντώσεως. Σε όλες τις περιπτώσεις των πρακτικών εφαρμογών παρατηρείται κατά τη λειτουργία του ταλαντωτή μια μεταβολή της συχνότητας αυτής συναρτήσει του χρόνου, που άλλοτε είναι συστηματική (συνεχής ελάττωση ή συνεχής αύξηση) και άλλοτε τυχαία (παλινδρόμηση γύρω από την αρχική συχνότητα). Επιδίωξη βέβαια όλων των σχεδιαστών και κατασκευαστών είναι η ταλάντωση να γίνεται όσο το δυνατόν πλησιέστερα στην προκαθορισμένη συχνότητα και για όσο το δυνατόν μεγαλύτερο χρονικό διάστημα. Έτσι το συνηθισμένο κριτήριο σταθερότητας είναι το μέγεθος $\sigma = \Delta f / \Delta t$ ή συνηθέστερα το

$$\sigma = 1/f \cdot \Delta f / \Delta t$$

δηλαδή η σχετική μεταβολή της συχνότητας συναρτήσει του χρόνου (%/h).

Η μεταβολή (ολίσθηση) συχνότητας συμβαίνει εξ αιτίας της μεταβολής



των παραμέτρων του κυκλώματος του ταλαντωτή, ή αλλιώς των χαρακτηριστικών των "εξαρτημάτων" από τα οποία αποτελείται, συναρτήσει του χρόνου (ή εναλλακτικά συναρτήσει της θερμοκρασίας). Η μεταβολή αυτή, που είναι βέβαια ανεπιθύμητο φαινόμενο, άλλοτε αποτελεί τυχαίο γεγονός, αποδεικτικό ίσως μιας κακής κατασκευής ή ποιότητας, και άλλοτε είναι ενδογενές χαρακτηριστικό των διατάξεων, όπως π.χ. η μεταβολή των χαρακτηριστικών των κρυσταλλοτριόδων συναρτήσει της θερμοκρασίας. Έτσι λοιπόν η προσπάθεια διατήρησης της σταθερότητας ταλαντώσεων με διατήρηση της σταθερότητας των χαρακτηριστικών των στοιχείων, που συνιστούν τον ταλαντωτή, είναι ανώφελη.

Μια πρόχειρη μελέτη ενός οποιουδήποτε ταλαντωτή υποδεικνύει άμεσα, ό-τι υπάρχουν ωρισμένα στοιχεία του κυκλώματός του, από τα οποία εξαρτάται δραστικά η συχνότητα και άλλα από τα οποία η εξάρτησή της είναι χαλαρή. Είναι ευνόητο, ότι το κύριο βάρος μιας μέριμνας για τη διατήρηση σταθερότητας χαρακτηριστικών πρέπει να αφορά στα λίγα αυτά στοιχεία, που επηρεάζουν δραστικά τη συχνότητα.

Στην πράξη επιδιώκεται κάθε ταλαντωτής να περιλαμβάνει ένα σύνολο (ή τουλάχιστον ένα) στοιχείων, που έχει την ιδιότητα στην παραμικρή μεταβολή συχνότητας Δf από την καθωρισμένη τιμή της να επιφέρει όσο το δυνατόν μεγαλύτερη μεταβολή στη φάση του σήματος ανασυζεύξεως. Συμβαίνουν λοιπόν τα εξής: Αν σε κάποια προεπιλεγμένη συχνότητα πληρούται η συνθήκη για διαφορά φάσης μηδέν μεταξύ σημάτων εισόδου και ανασυζεύξεως (συνθήκη για ολίσθηση φάσης κατά 2π κατά μήκος του βρόχου ανακυκλώσεως) και για κάποιο λόγο η συχνότητα αυτή μεταβληθεί έστω και λίγο, η σημαντική μεταβολή φάσης, που θα προκληθεί, θα έχει σαν αποτέλεσμα να πάψει να πληρούται η συνθήκη αυτή, οπότε αναγκαστικά η συχνότητα θα ολισθήσει αντίστροφα προς την αρχική της τιμή, προκειμένου να ικανοποιείται πάλι το κριτήριο ολίσθησης φάσης που είναι απαραίτητο για τη συνέχιση λειτουργίας του ταλαντωτή. Φυσικά όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή του λόγου $\Delta\phi/\Delta f$, που εξασφαλίζουν τα ρυθμιστικά αυτά στοιχεία, τόσο μικρότερες είναι οι αποκλίσεις από την επιλεγμένη συχνότητα. Μεγάλες τιμές όμως του λόγου $\Delta\phi/\Delta f$ σημαίνουν μεγάλο συντελεστή ποιότητας Q των αντίστοιχων στοιχείων. Επιδιώκεται λοιπόν σε όλους τους ταλαντωτές το συντονισμένο κύκλωμα να έχει όσο δυνατόν μεγαλύτερο συντελεστή ποιότητας.

Σε πολλές σύγχρονες εφαρμογές, όπου απαιτούνται ταλαντωτές με εξαιρετική σταθερότητα συχνότητας και όχι μεγάλη δυνατότητα μεταβολής της, χρη-



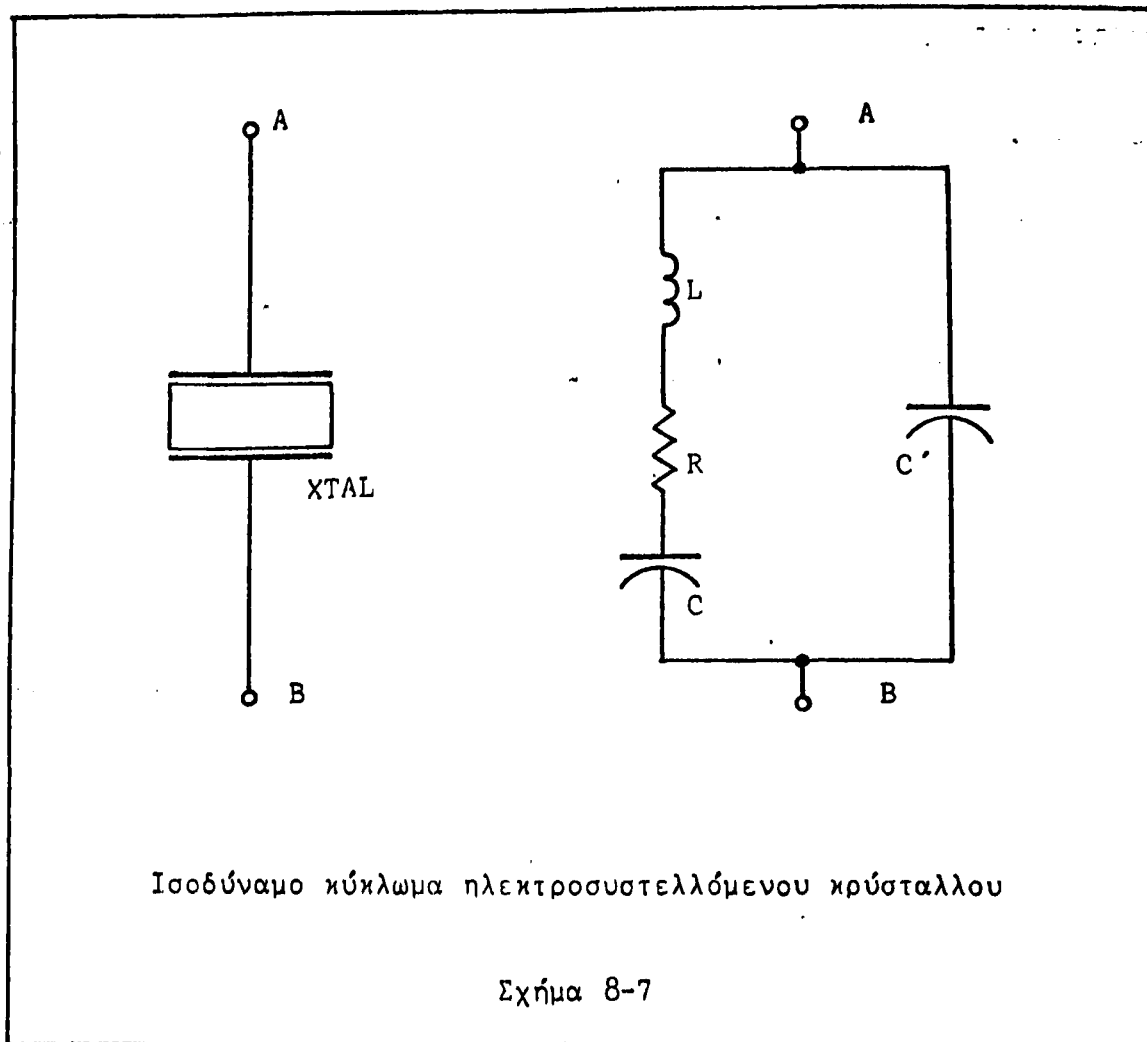
σιμοποιείται σήμερα μια ειδική κατηγορία ταλαντωτών οι κρυσταλλικοί ταλαντωτές (crystal oscillators).

Η λειτουργία των κρυσταλλικών ταλαντωτών βασίζεται στο φαινόμενο της ηλεκτροσυστολής. Είναι γνωστό, ότι, αν ένας πιεζοηλεκτρικός κρύσταλλος (συνήθως χαλαζίας, SiO_2) κοπεί σε κατάλληλο μέγεθος και γεωμετρικό σχήμα, δημιουργηθούν σε δυο απέναντι επιφάνειές του ηλεκτρικές επαφές και στηριχθεί κατάλληλα, μπορεί να υποβληθεί σε μηχανική ταλάντωση (ηλεκτροσυστολή-ηλεκτροδιαστολή) με την εφαρμογή κατάλληλου μεταβαλλόμενου ηλεκτρικού πεδίου (εναλλασσόμενη τάση στις ηλεκτρικές επαφές). Η συχνότητα συντονισμού f_T και ο συντελεστής ποιότητας Q εξαρτώνται από τις διαστάσεις του κρυστάλλου, τον προσανατολισμό των επιφανειών σχετικά με τους κρυσταλλογραφικούς άξονες και τον τρόπο στηρίξεώς του. Πρακτικά οι τιμές συχνότητας κυμαίνονται μεταξύ μερικών kHz και μερικών MHz, ενώ οι τιμές του συντελεστή ποιότητας μεταξύ μερικών χιλιάδων και μερικών εκατοντάδων χιλιάδων (καθαρός αριθμός).

Στο σχήμα 8-7 δίνεται η πραγματική (γραμμικά) δομή ενός κρυστάλλου και το ισοδύναμο ηλεκτρικό του κύκλωμα. Η αυτεπαγωγή L εκφράζει το ηλεκτρικό ισοδύναμο της μάζας του κρυστάλλου, η χωρητικότητα C το αντίστροφο της ελαστικής του σταθεράς και η αντίσταση R τις αποσβέσεις του μηχανικού συστήματος. Αντίστοιχα η χωρητικότητα C' εκφράζει (ισούται με) τη χωρητικότητα μεταξύ των ηλεκτρικών επαφών του κρυστάλλου. Μια τυπική ομάδα τιμών για τα μεγέθη αυτά είναι: $L=137\text{H}$, $C=0.024\text{pF}$, $R=15\text{k}\Omega$, $C'=3.5\text{pF}$ και αφορούν σε κρύσταλλο χαλαζία με διαστάσεις $30 \times 4 \times 1.5 \text{ mm}^3$. Η συχνότητα συντονισμού για το κύκλωμα (κρύσταλλο) αυτό προκύπτει ίση προς 90kHz και ο συντελεστής ποιότητας ίσος προς 5.500 περίπου.

Όπως φαίνεται από τις παραπάνω τιμές η χωρητικότητα C' είναι πολύ μεγαλύτερη από την C . Έμμεσο αποτέλεσμα αυτού είναι η συχνότητα συντονισμού του κυκλώματος να καθορίζεται κύρια από τη χωρητικότητα C' . Το γεγονός αυτό σε συνδυασμό με τη μεγάλη σταθερότητα των μηχανικών και ηλεκτρικών ιδιοτήτων του χαλαζία έναντι μεταβολών της θερμοκρασίας του και συναρτήσει του χρόνου αιτιολογούν τη μεγάλη σταθερότητα συχνότητας των κρυσταλλικών ταλαντωτών, των ταλαντωτών δηλαδή στους οποίους το συμβατικό κυμαινόμενο LC κύκλωμα έχει αντικατασταθεί από ένα κύκλωμα, που περιλαμβάνει κρύσταλλο χαλαζία.





Χρησιμοποιούμενα όργανα

1. Τροφοδοτικό χαμηλής τάσης
2. Ηλεκτρονικό βολτόμετρο
3. Πάλμογράφος
4. Πολύμετρο
5. Κρυσταλλοτρίδος pnp
6. Αντιστάσεις: $390\Omega-1W$, $1k\Omega-0.5W(2)$, $47k\Omega-0.5W$
7. Ποτενσιόμετρο: $10k\Omega-0.5W$
8. Πυκνωτές: $25pF$, $50pF$, $100pF(2)$, $390pF$, $1000pF$, $0.01\mu F$
9. Μεταβλητός πυκνωτής: $10-365 pF$
10. Πηνίο (oscillator coil)
11. Πηνίο ραδιοφωνικών συχνοτήτων (RF choke) $2.5mH$
12. Διακόπτης



Πειραματικό μέρος

Ταλαντωτής Hartley

1. Πραγματοποιείτε το κύκλωμα του σχήματος 8-8. Το ποτενσιόμετρο των $10k\Omega$ να συνδεσμοποιηθεί αρχικά σαν απλή αντίσταση. Χρησιμοποιείτε μόνο το ένα τμήμα του διπλού μεταβλητού πυκνωτή και ρυθμίστε τη χωρητικότητά του περίπου στο μισό της μέγιστης τιμής. Ρυθμίστε το πηνίο L_1 στη μέγιστη τιμή αυτεπαγωγής (ο σιδερένιος πυρήνας εισχωρεί όσο το δυνατόν περισσότερο στο πηνίο). Ρυθμίστε την πηγή τροφοδοσίας στα 9V και κλείστε το διακόπτη.

2. Συνδεσμοποιείτε το βαθμολογημένο παλμογράφο μεταξύ του σημείου A και της γης και σχεδιάστε την παρατηρούμενη κυματομορφή.

3. Ρυθμίστε το μεταβλητό πυκνωτή στη μέγιστη χωρητικότητά του (επιτυγχάνεται, όταν οι πλάκες-κινητοί σπλισμοί έχουν εισχωρήσει εντελώς ανάμεσα στις πλάκες-ακίνητους σπλισμούς). Μετρείτε και καταγράψτε το πλάτος και τη συχνότητα της παρατηρούμενης κυματομορφής.

$V_{p-p} =$	V	$f =$	kHz
-------------	---	-------	-----

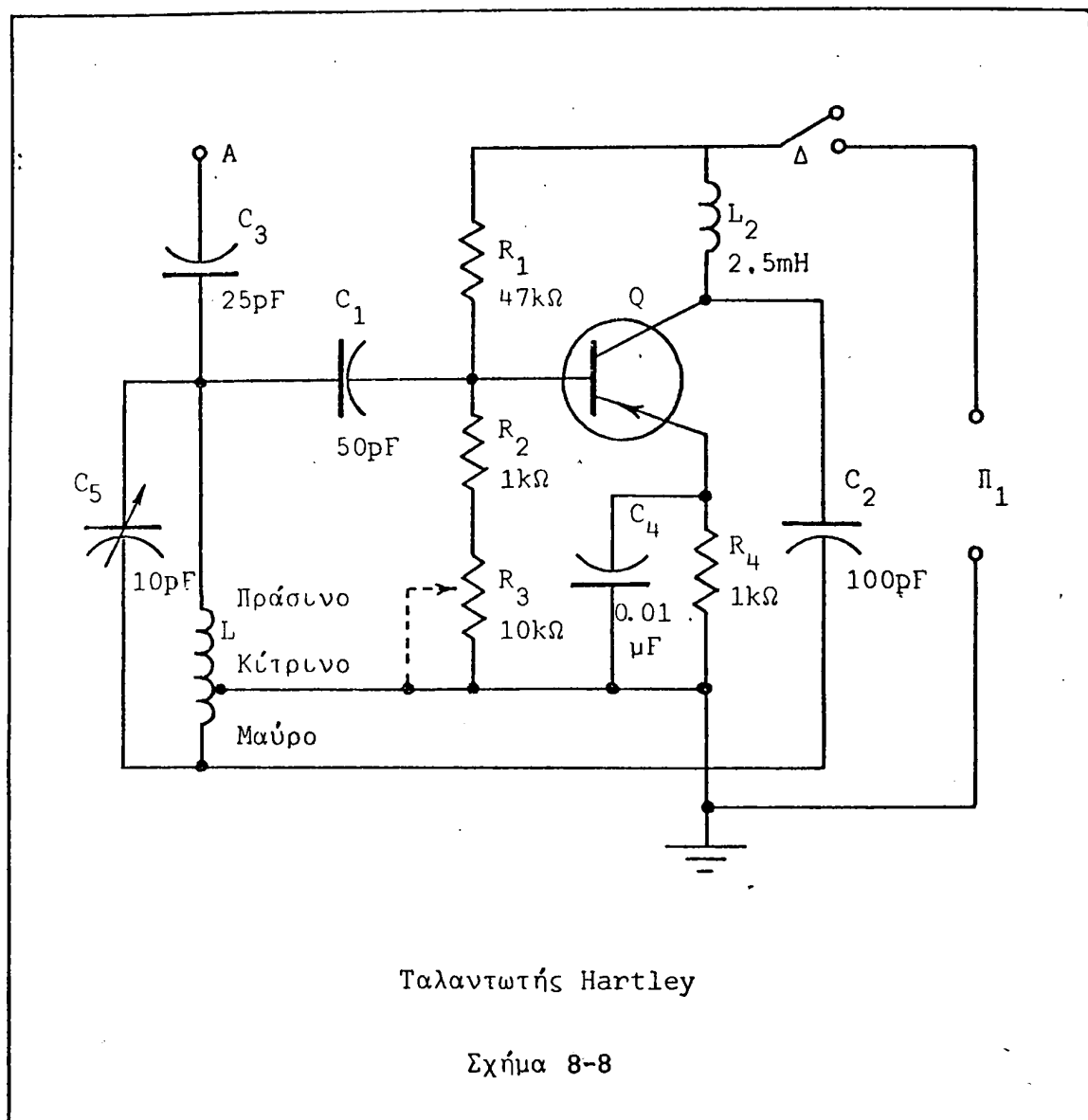
4. Ρυθμίστε το μεταβλητό πυκνωτή στην ελάχιστη χωρητικότητά του (επιτυγχάνεται, όταν κινητοί και ακίνητοι σπλισμοί είναι εντελώς εκτός αλλήλων). Εξακολουθεί το κύκλωμα να ταλαντώνεται; Μετρείτε και καταγράψτε το πλάτος και τη συχνότητα της παρατηρούμενης κυματομορφής.

$V_{p-p} =$	V	$f =$	kHz
-------------	---	-------	-----

5. Παρατηρείτε μεταβολή συχνότητας και πλάτους στην κυματομορφή, όταν μεταβάλλεται η χωρητικότητα του μεταβλητού πυκνωτή; Εξηγείτε πώς προκύπτει κάθε παρατηρούμενη μεταβολή.

6. Συνδεσμοποιείτε τη μεσαία λήψη του ποτενσιόμετρου R_3 με τη γείωση του κυκλώματος (διακεκομένη γραμμή στο κύκλωμα του σχήματος 8-8). Με τη βοήθεια του ηλεκτρονικού βολτόμετρου και ενώ το κύκλωμα εκτελεί ταλαντώσεις μετρείτε και καταγράψτε τα δυναμικά βάσης, εκπομπού και συλλέκτη της κρυσταλλοτριόδου ως προς τη γη θέτοντας το ροοστάτη R_3 διαδοχικά στην ελάχιστη, μέση και μέγιστη τιμή του. Ο μεταβλητός πυκνωτής ρυθμίζεται στη μέγιστη αυτεπαγωγή του.



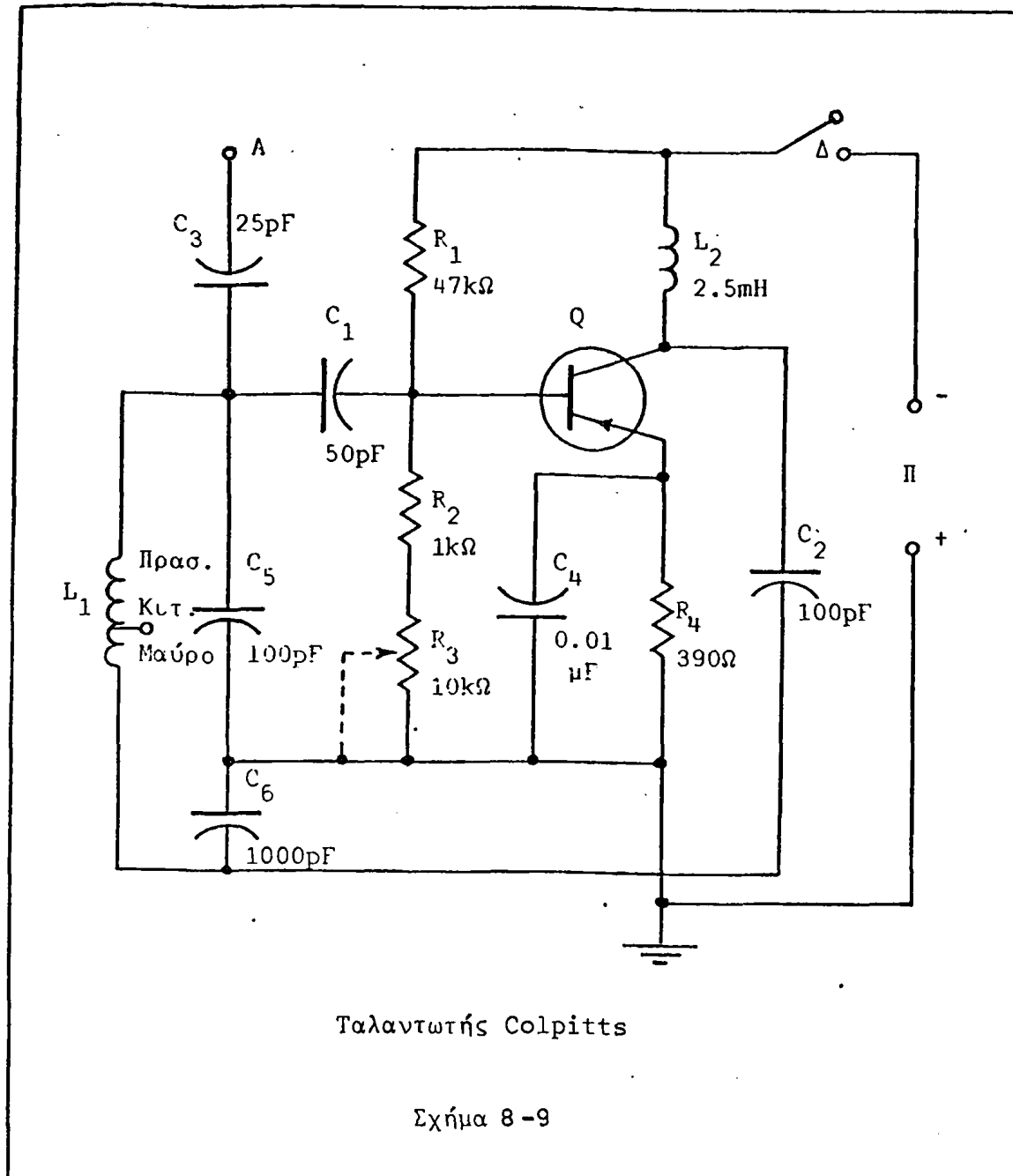


	V_E	V_B	V_C
	V	V	V
R_{min}			
R_{med}			
R_{max}			

7. Μεταβάλλοντας την R_3 τι παρατηρείτε στο πλάτος και τη συχνότητα της κυματομορφής, που παρέχει ο ταλαντωτής;

Ταλαντωτής Colpitts





8. Συνδεσμολογείτε το κύκλωμα του σχήματος 8-9. Το ποτενσιόμετρο των $10\text{k}\Omega$ να συνδεσμολογηθεί σαν απλή αντίσταση. Το πηνίο L_1 να ρυθμιστεί στη μέγιστη αυτεπαγωγή του. Η μεσαία λήψη του πηνίου δεν χρησιμοποιείται. Ρυθμίστε το τροφοδοτικό στα 9V και κλείστε το διακόπτη.

9. Συνδεσμολογείτε τον βαθμολογημένο παλμογράφο μεταξύ σημείου A και γης και σχεδιάστε την παρατηρούμενη κυματομορφή.

10. Βραχυκυκλώστε τη μεσαία λήψη του ποτενσιόμετρου με τη γη. Μεταβάλλετε το ποτενσιόμετρο από τη μέγιστη μέχρι την ελάχιστη τιμή του και μετρείστε πάλι (ερωτ. 6) τα δυναμικά βάσης, εκπομπού και συλλέκτη της κρυσταλλοτριόδου για τρεις τιμές του.



	V_E V	V_B V	V_C V
R_{min}			
R_{med}			
R_{max}			

11. Μεταβάλλοντας την R_3 τι παρατηρείτε στο πλάτος και τη συχνότητα της κυματομορφής, που παρέχει ο ταλαντωτής; Ανοίξτε το διακόπτη και αφαιρέστε το βραχυκυκλωτήρα από τη μεσαία λήψη του ποτενσιόμετρου και τη γη.

12. Συνδεσμολογείτε παράλληλα προς τον πυκνωτή $C_5=100\text{pF}$ ένα τμήμα του μεταβλητού πυκνωτή και κλείστε το διακόπτη. Μεταβάλλεται η συχνότητα και το πλάτος της παρεχόμενης κυματομορφής; Γιατί συμβαίνει αυτό;

Ερωτήσεις

1. Πώς πραγματοποιείται η ανασύζευξη σε έναν ταλαντωτή Hartley και πώς σε έναν ταλαντωτή Colpitts;

2. Ποιές αντιστάσεις καθορίζουν τις πολώσεις των κρυσταλλοτριόδων στα κυκλώματα, που μελετήσατε πειραματικά;

3. Ποιά είναι τα κριτήρια, προκειμένου ένα κύκλωμα με ανασύζευξη να ταλαντώνεται;

4. Ποιός είναι ο ρόλος της αντιστάσεως R_4 στα κυκλώματα, που μελετήσατε;

5. Ποιό είναι το βασικότερο πλεονέκτημα των κρυσταλλικών ταλαντωτών και πού οφείλεται;



Α`ΣΚΗΣΗ 9

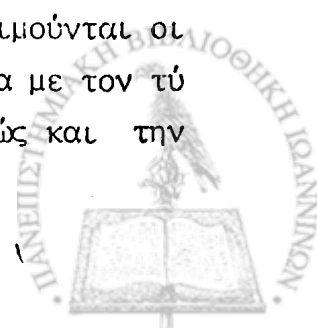
ΠΟΛΥΔΟΝΗΤΕΣ

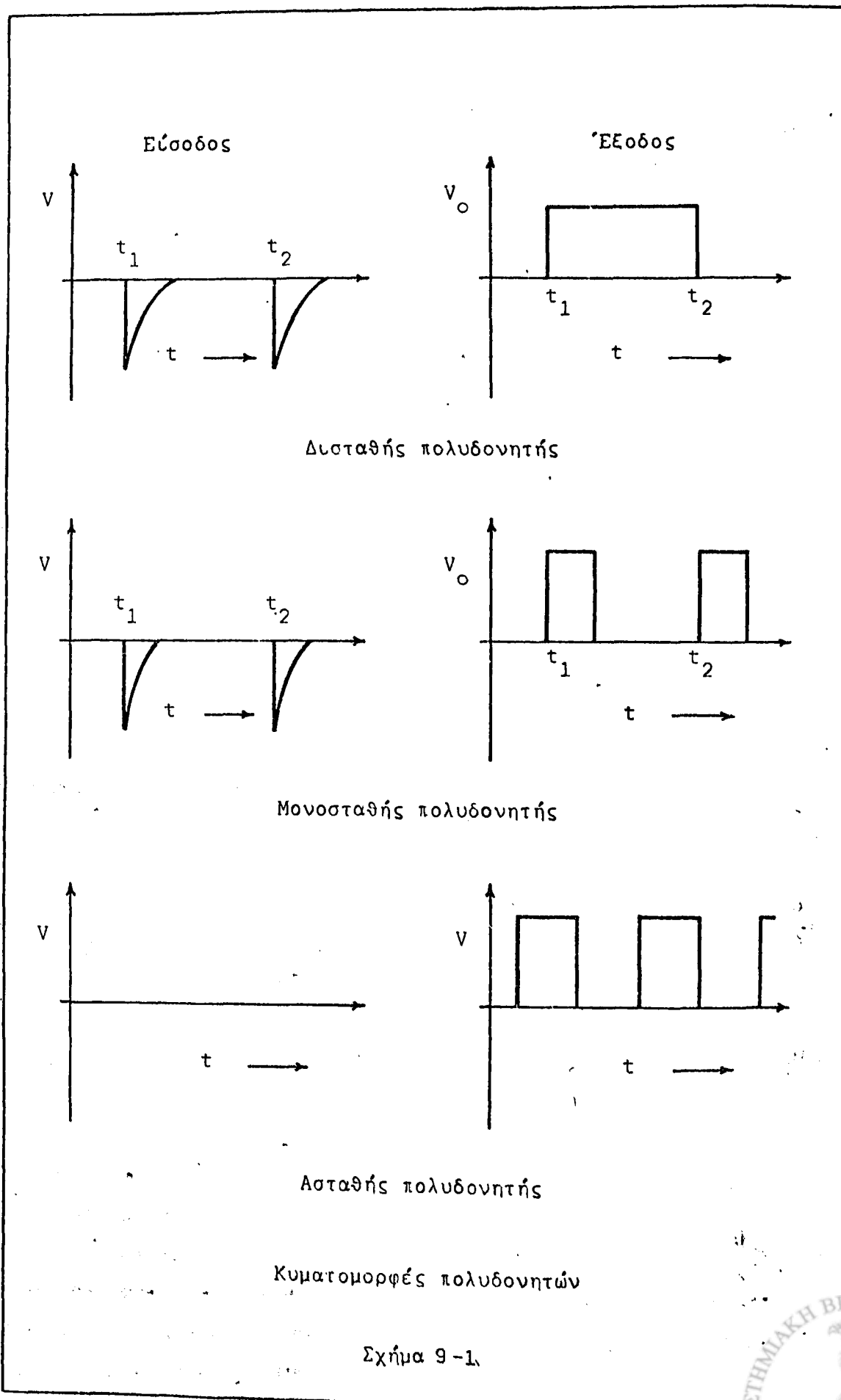
Εισαγωγή

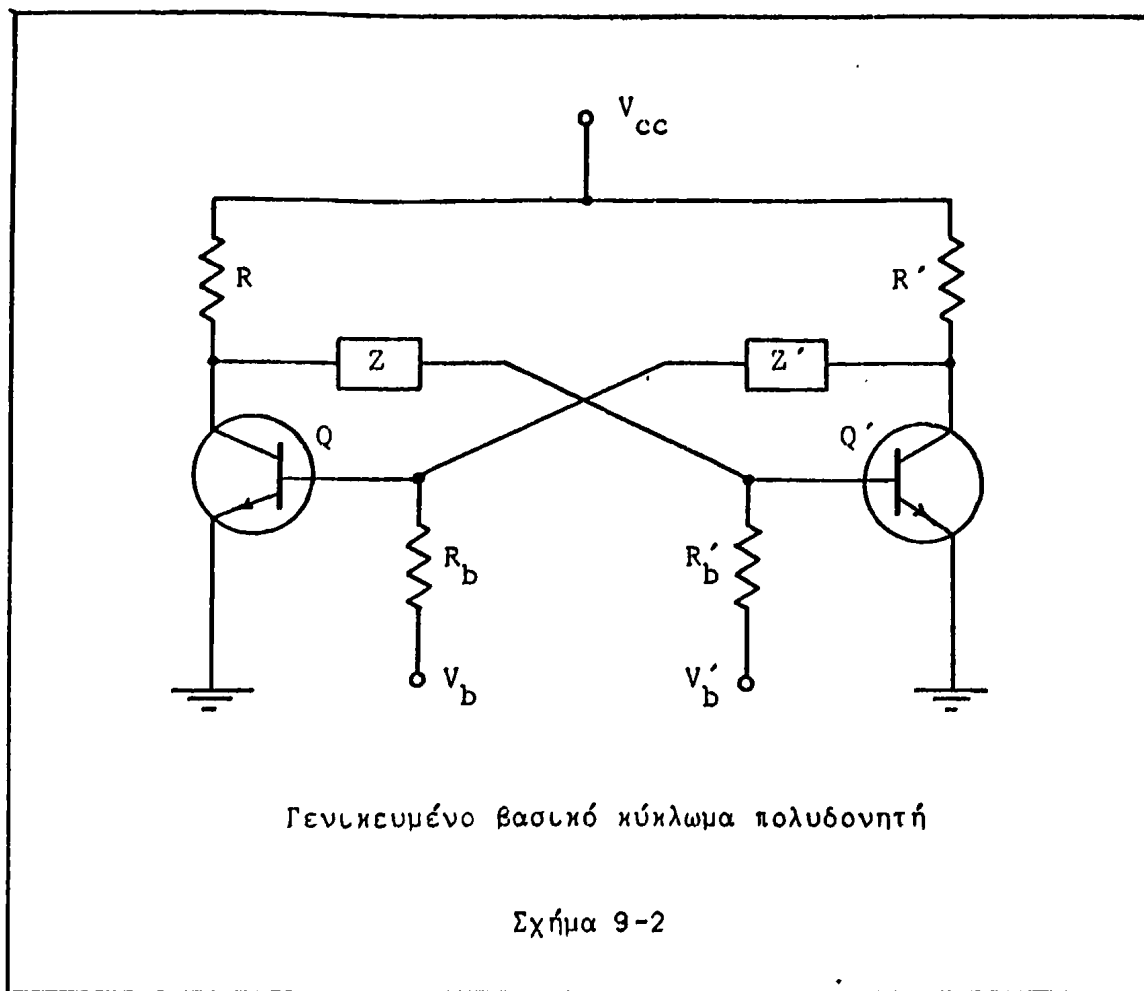
Με τον όρο πολυδονητές (multivibrators) χαρακτηρίζονται διάφορες διατάξεις, που κοινό τους χαρακτηριστικό είναι η δυνατότητα, που έχουν, να μεταπίπτουν από μια κατάσταση σε μια άλλη. Πολυδονητών υπάρχουν πολλές κατηγορίες και η ταξινόμησή τους γίνεται με διάφορους τρόπους. Το συνηθέστερο κριτήριο είναι ο χρόνος παραμονής του κυκλώματος (συστήματος) σε κάθε κατάσταση, όταν δεν υπάρχει εξωτερική διέγερση. Έτσι αν το κύκλωμα μπορεί να παραμείνει απεριόριστα σε οποιαδήποτε από τις δυο καταστάσεις και μεταπίπτει από τη μια στην άλλη μόνο με την εφαρμογή εξωτερικού παλμού διεγέρσεως, ονομάζεται δισταθής πολυδονητής (Bistable multivibrator). Αν το κύκλωμα μπορεί να παραμείνει απεριόριστα μόνο στη μια κατάσταση και μεταπίπτει στην άλλη μόνο με την επίδραση εξωτερικού παλμού διεγέρσεως παραμένοντας σ' αυτήν για περιορισμένο χρονικό διάστημα, που εξαρτάται από τη σταθερά χρόνου κάποιου επί μέρους κυκλώματος-τμήματος του, ονομάζεται μονοσταθής πολυδονητής (monostable or one-shot multivibrator). Τέλος αν το κύκλωμα δεν μπορεί να παραμείνει συνεχώς σε καμιά κατάσταση, αλλά μεταπίπτει διαδοχικά από τη μια στην άλλη, ονομάζεται ασταθής πολυδονητής (astable or free-running multivibrator).

Για να γίνει καλύτερα κατανοητή η διάκριση αυτή μεταξύ των διαφόρων πολυδονητών δίνονται τα διαγράμματα του σχήματος 9-1 με μόνη προς το παρόν διευκρίνιση, ότι ο όρος "είσοδος" αναφέρεται στα σημεία-ακροδέκτες εφαρμογής του παλμού διεγέρσεως, ενώ ο όρος "έξοδος" στα σημεία ελέγχου-αναγνώρισεως της καταστάσεως του συστήματος.

Στο σχήμα 9-2 δίνεται το γενικευμένο βασικό κύκλωμα ενός πολυδονητή. Στο κύκλωμα αυτό τα ενεργά στοιχεία της διατάξεως είναι κρυσταλλοτρίοδοι μπορούν όμως ισοδύναμα να χρησιμοποιηθούν, με κατάλληλες μετατροπές, ηλεκτρονικές λυχνίες, κρυσταλλοτρίοδοι F.E.T. κλπ. Συνήθως όμως προτιμούνται οι κρυσταλλοτρίοδοι λόγω της ταχύτερης αποκρίσεώς τους. Ανάλογα τώρα με τον τύπο των σύνθετων αντιστάσεων Z και Z' (ωμικές, χωρητικές κλπ) καθώς και την





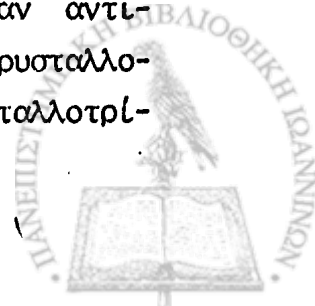


πολικότητα των τάσεων V_b και V'_b προκύπτουν, όπως θα φανεί παρακάτω, τα διάφορα είδη πολυδονητών, που αναφέραμε.

Δισταθής πολυδονητής

Όπως προαναφέρθηκε, ο δισταθής πολυδονητής έχει δυο σταθερές καταστάσεις και μπορεί να παραμείνει απεριόριστα σε οποιαδήποτε από αυτές. Για τη μετάπτωση από τη μια κατάσταση στην άλλη απαιτείται παλμός διεγέρσεως (παλμός σκανδαλισμού-triggering pulse). χρειάζονται λοιπόν δυο παλμοί για να συμπληρωθεί ένας πλήρης κύκλος λειτουργίας.

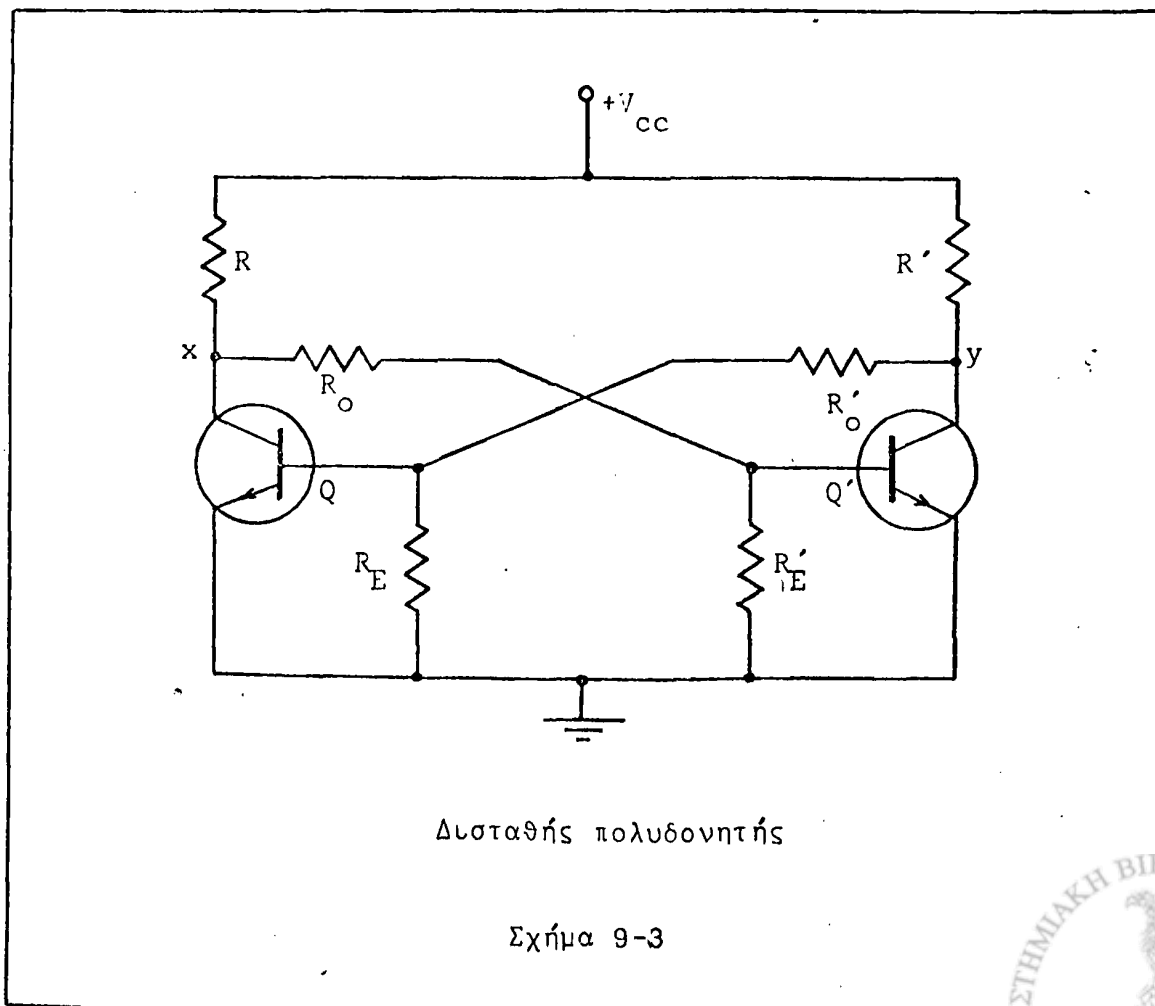
Η μεγάλη σημασία και χρησιμότητα του δισταθή πολυδονητή οφείλεται στο ότι μπορεί να αποτελέσει τη βασική μονάδα δημιουργίας ενός κυκλώματος απεικόνισης και επεξεργασίας δυαδικών αριθμών. Αυτό μπορεί να γίνει, αν αντιστοιχηθεί η μια κατάσταση του (π.χ. κρυσταλλοτρίδος Q σε κόρο, κρυσταλλοτρίδος Q' σε αποκοπή) στον αριθμό 0 και η άλλη κατάσταση του (κρυσταλλοτρί-



οδος Q σε αποκοπή, κρυσταλλοτρίοδος Q' σε κόρο) στον αριθμό 1. Είναι γνωστό δε, ότι σήμερα το δυαδικό σύστημα χρησιμοποιείται στη μονάδα υπολογισμού όλων των ηλεκτρονικών υπολογιστών για τις αριθμητικές πράξεις, συγκρίσεις κλπ.

Στο σχήμα 9-3 δίνεται το βασικό κύκλωμα ενός δισταθί πολυδονητή. Είναι χαρακτηριστική η συμμετρία εξαρτημάτων (components) και πολώσεων των δύο τμημάτων του κυκλώματος, που συχνά αναφέρεται και σαν κύκλωμα flip-flop ή κύκλωμα Eccles-Jordan. Μια προσεχτικώτερη μάλιστα θεώρησή του αποκαλύπτει, ότι πρόκειται για δυο ενισχυτικές βαθμίδες με αμοιβαία θετική ανασύζευξη. Οι τιμές τάσεων και αντιστάσεων έχουν επιλεγεί έτσι ώστε, όταν η μία κρυσταλλοτρίοδος άγει, φθάνει σε κατάσταση κόρου, ενώ η άλλη αποκόπτεται εντελώς και αντίστροφα. Για την κατανόηση όμως της λειτουργίας ας παρακολουθήσουμε έναν κύκλο της αναλυτικότερα.

Έστω λοιπόν ότι η κρυσταλλοτρίοδος Q άγει (κόρος), ενώ η κρυσταλλοτρίοδος Q' αποκόπτεται. Η κρυσταλλοτρίοδος Q όντας σε κατάσταση κόρου αποτελεί ουσιαστικά βραχυκύκλωμα μεταξύ των σημείων συνδεσμολογίας εκπομπού και

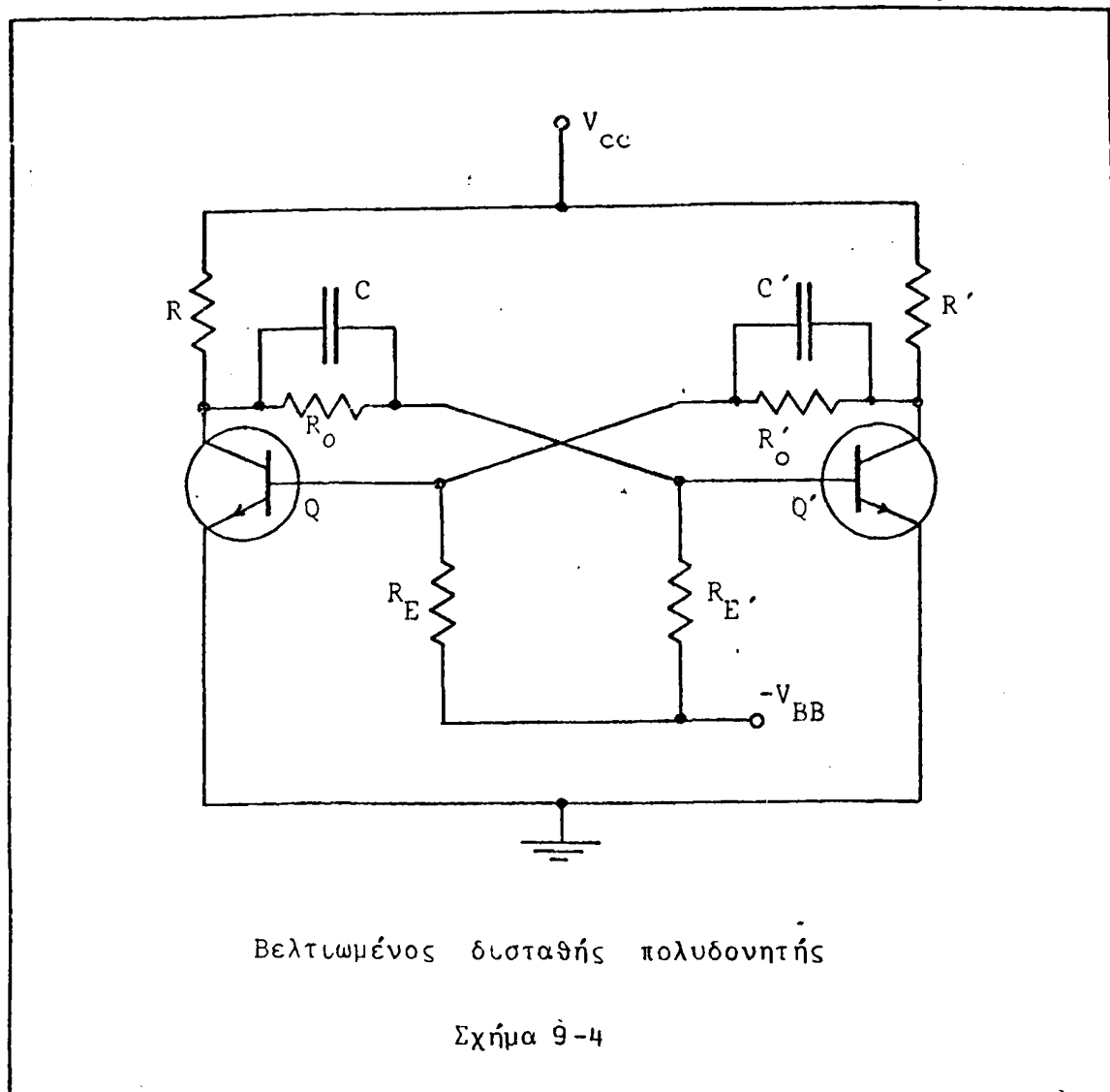


συλλέκτη της. Έτσι το δυναμικό του σημείου x είναι σχεδόν μηδενικό (δυναμικό σημείου γειώσεως). Το δυναμικό αυτό μέσω του διαιρέτη τάσης, που σχηματίζουν οι αντιστάσεις R_O και R'_E μεταφέρεται στη βάση της κρυσταλλοτρίοδου Q' , αλλά βέβαια δεν είναι αρκετό, ώστε να πλώσει ορθά το τμήμα βάσης εκπομπού της τόσο, που η Q' να πάψει να βρίσκεται (να μεταπέσει από) στην κατάσταση αποκοπής. Εφ' όσον λοιπόν η Q' δεν άγει το σημείο y έχει υψηλό θετικό δυναμικό, που καθορίζεται από το διαιρέτη τάσης, που σχηματίζουν οι αντιστάσεις R' και $(R_E + R'_O)$. Το υψηλό αυτό θετικό δυναμικό μεταφέρεται μέσω του διαιρέτη τάσης, που σχηματίζουν οι αντιστάσεις R'_O και R_E στη βάση της κρυσταλλοτρίοδου Q πλώνοντας έτσι ορθά και με σημαντική τάση το τμήμα εκπομπού-βάσης της, με αποτέλεσμα η Q να παραμένει διαρκώς σε κατάσταση αγωγιμότητας και μάλιστα κόρου.

Είναι έτσι προφανές, ότι για να μεταβληθεί η κατάσταση του κυκλώματος πρέπει να συμβεί κάποια εξωτερικής προελεύσεως διαταραχή του. Αν λοιπόν στη βάση της Q εφαρμοσθεί ένας αρνητικός παλμός κατάλληλου μεγέθους και διάρκειας, η Q αποκόπτεται και το σημείο x αποκτά υψηλό θετικό δυναμικό ως προς το σημείο γειώσεως. Το δυναμικό αυτό μέσω του διαιρέτη τάσης $R_O : R'_E$ μεταφέρεται στη βάση της Q' και προκαλεί ισχυρή ορθή πόλωση του τμήματος βάσης-εκπομπού της με αποτέλεσμα να αρχίσει να άγει μεταπίπτοντας σε κατάσταση κόρου. Το δυναμικό του σημείου y λοιπόν σχεδόν μηδενίζεται και η ορθή πόλωση βάσης-εκπομπού της Q μέσω του διαιρέτη τάσης $R'_O : R_E$ γίνεται ασήμαντη και οπωσδήποτε ανεπαρκής για να την εκτρέψει από την κατάσταση αποκοπής, που βρίσκεται. Το σύστημα λοιπόν μπορεί να παραμείνει στη νέα του κατάσταση, που είναι αντίστροφη της αρχικής, απεριόριστα.

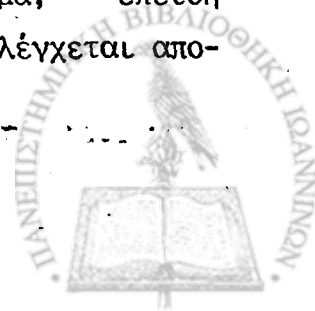
Στην πράξη προτιμάται ο παλμός ελέγχου αντί να εφαρμόζεται στη βάση της κρυσταλλοτρίοδου, που είναι σε κόρο, να εφαρμόζεται στο συλλέκτη της, επειδή έτσι επιτυγχάνονται μικρότεροι χρόνοι μεταπτώσεως της κρυσταλλοτρίοδου από κόρο σε αποκοπή και κατά συνέπεια σημαντικά ταχύτερη μετάπτωση του συστήματος από κατάσταση σε κατάσταση. Σημειώνεται εδώ, ότι αντί για παλμό, που αποκόπτει την κρυσταλλοτρίοδο, που άγει, μπορεί ισοδύναμα να χρησιμοποιηθεί παλμός, που οδηγεί σε αγωγιμότητα την κρυσταλλοτρίοδο, που δεν άγει (π.χ. θετικός παλμός στη βάση της Q'). Έτσι όμως αυξάνει πολύ ο χρόνος μεταπτώσεως του συστήματος από κατάσταση σε κατάσταση. Η ταχύτητα αυτή μεταπτώσεως (άρα και αποκρίσεως) του συστήματος βελτιώνεται αισθητά, αν παραλληλισθούν προς τις αντιστάσεις R_O και R'_O δυο ίδιοι πυκνωτές με χωρητικότητα έστω C (σχήμα 9-4). Συχνά επίσης για τη βελτίωση της λειτουρ-

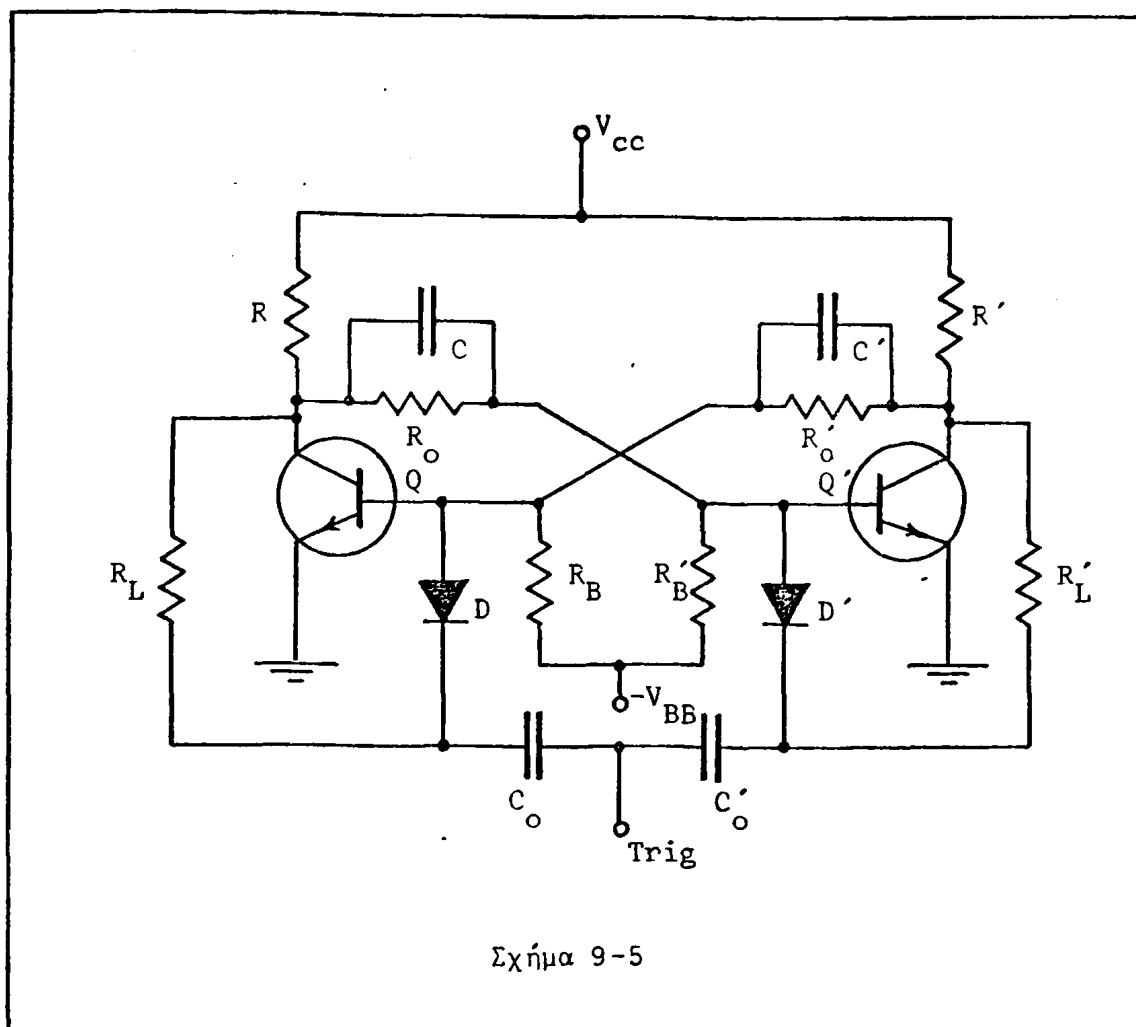




γικότητας του πολυδονητή (αύξηση αξιοπιστίας) φέρονται οι βάσεις των κρυσταλλοτριόδων σε κάποιο αρνητικό ως προς τον εκπομπό δυναμικό (συνήθως $V_{BB} = -V_{CC}$), όπως φαίνεται στο σχήμα 9-4.

Σχετικά τώρα με τον παλμό σκανδαλισμού αναφέρθηκε και πιο πάνω, ότι εφαρμόζεται συνήθως στο συλλέκτη της κρυσταλλοτριόδου, που άγει. Αυτό σημαίνει, ότι πρέπει στο κύκλωμα να υπάρχουν δυο σημεία εφαρμογής παλμού, άρα και δύο κατ'αρχήν παλμογεννήτριες. Το μειονέκτημα αυτό υπερνικάται με τη χρησιμοποίηση κατάλληλου κυκλώματος διόδων, με το οποίο επιτυγχάνεται με μια παλμογεννήτρια να ελέγχεται ολόκληρος ο κύκλος λειτουργίας του flip-flop. Οι κρυσταλλοδιόδοι αυτές ονομάζονται δίοδοι οδηγήσεως (steering diodes) και μια τυπική τους διάταξη φαίνεται στο σχήμα 9-5. Είναι προφανές, ότι θετικοί παλμοί δεν μπορούν να σκανδαλίσουν το κύκλωμα, επειδή αποκόπτονται από τις κρυσταλλοδιόδους. Η λειτουργία λοιπόν ελέγχεται αποκλειστικά και μόνον με αρνητικούς παλμούς.





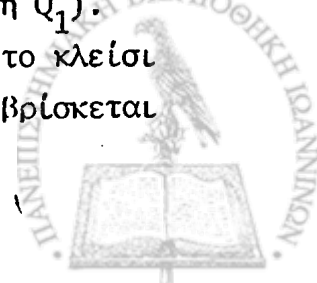
Σχήμα 9-5

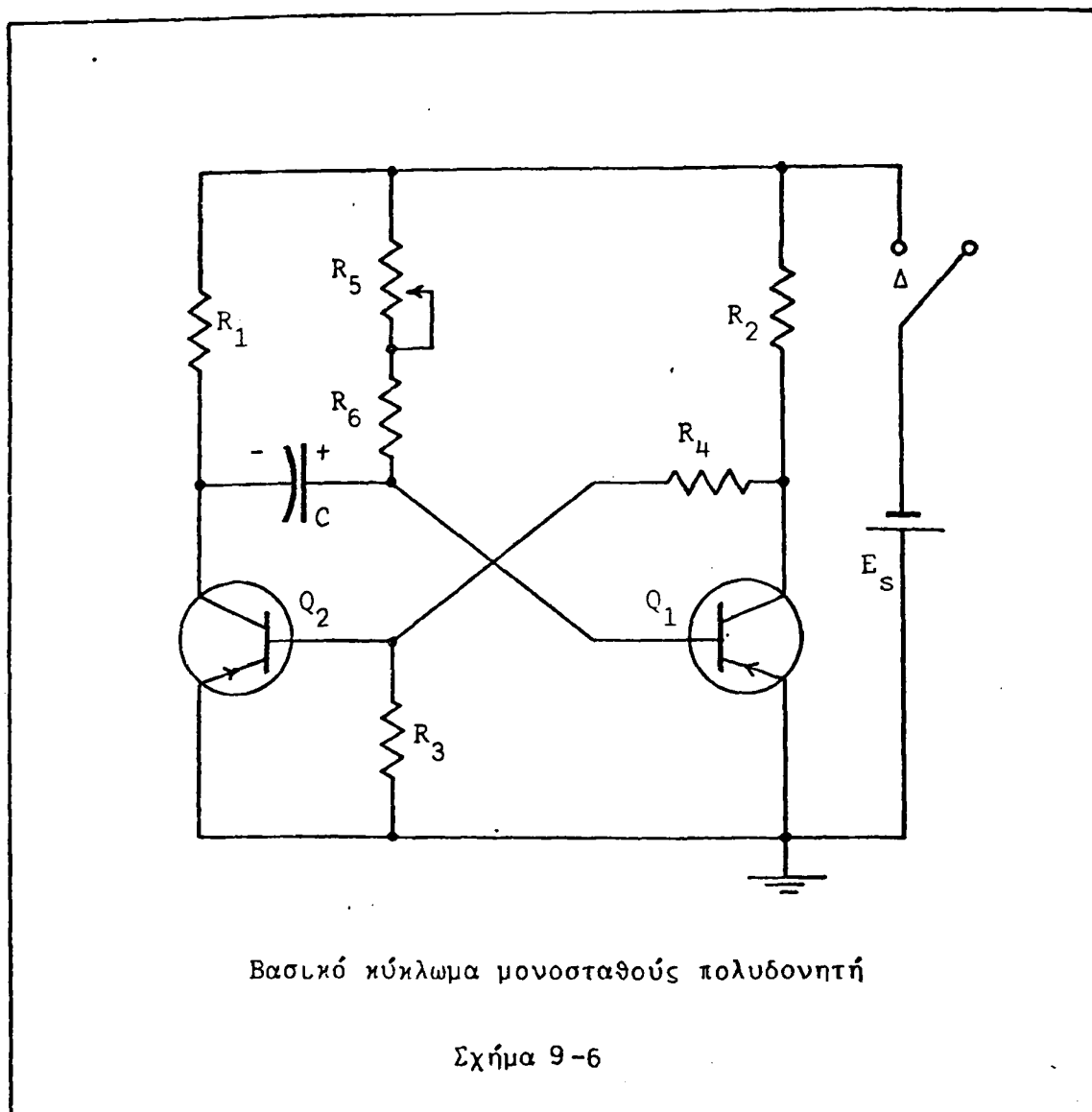
Μονοσταθής πολυδονητής

Όπως προαναφέρθηκε ο μονοσταθής πολυδονητής έχει μόνο μια σταθερή κατάσταση (κόρου ή αποκοπής ανάλογα με το ποιά σημεία του κυκλώματος θεωρούνται έξοδος). Με την επίδραση ενός εξωτερικού παλμού διεγέρσεως μεταπίπτει στην άλλη κατάσταση, αλλά μετά από ωρισμένο χρονικό διάστημα, που προσδιορίζεται από τη σταθερά χρόνου του κυκλώματος επανέρχεται στην αρχική.

Στο σχήμα 9-6 δίνεται το απλοποιημένο κύκλωμα ενός μονοσταθή πολυδονητή, που σαν ενεργά στοιχεία του χρησιμοποιεί κρυσταλλοτριόδους. Όπως φαίνεται, η βασική δομική διαφορά του από τον δισταθή πολυδονητή είναι η αντικατάσταση της μιας ωμικής σύζευξης με χωρητική (συλλέκτης Q_2 με βάση Q_1).

Αγνοώντας τα φαινόμενα εκκινήσεως (αποκατάσταση-αμέσως μετά το κλείσιμο του διακόπτη) θεωρούμε, ότι το κύκλωμα έχει ισορροπήσει και βρίσκεται





στη σταθερή του κατάσταση. Η κρυσταλλοτρίοδος Q_1 βρίσκεται τότε σε κατάσταση κόρου και η Q_2 σε αποκοπή. Η κατάσταση αυτή συντηρείται, διότι η Q_1 έχει τη βάση της πολωμένη σε ισχυρό αρνητικό δυναμικό σε σχέση με τον εκπομπού της -ορθή πόλωση, δηλ κρυσταλλοτρίοδος- με τάση όση η τάση της πηγής τροφοδοσίας μείον την πτώση τάσης κατά μήκος των αντιστάσεων R_5 και R_6 . Αντίστοιχα η Q_2 βρίσκεται και παραμένει σε αποκοπή, επειδή το τμήμα εκπομπού βάσης της είναι πολωμένο με μηδενική σχεδόν τάση. Πράγματι η Q_1 όντας σε κόρο έχει στα άκρα της ασήμαντη διαφορά δυναμικού· η διαφορά αυτή υποβιβασμένη επί πλέον λόγω του διαιρέτη τάσης των R_3 και R_4 είναι εντελώς ανεπαρκής για να εκτρέψει την Q_2 από την κατάσταση αποκοπής, στην οποία βρίσκεται. Ολόκληρη λοιπόν η ισχύς της πηγής τροφοδοσίας δαπανάται κατά μήκος του κυκλώματος της Q_1 και ο πυκνωτής C είναι φορτισμένος με την πολικότητα που φαίνεται στο σχήμα, και με τάση ίση σχεδόν με την τάση της πηγής τροφο-

φοδοσίας.

Έστω λοιπόν τώρα ότι ένας αρνητικός παλμός σκανδαλισμού εφαρμόζεται στη βάση της Q_2 ή στο συλλέκτη της Q_1 (τα σημεία είναι πρακτικά ισοδύναμα· έχουν άλλωστε και ωμική σύνδεση μεταξύ τους). Αντί για τον αρνητικό αυτό παλμό μπορεί να χρησιμοποιηθεί θετικός, που εφαρμόζεται στη βάση της Q_1 ή το συλλέκτη της Q_2 . Με την επίδραση λοιπόν του αρνητικού αυτού παλμού η Q_2 αρχίζει να άγει έντονα, διότι το τμήμα εκπομπός-βάση της πολώνεται από τον παλμό ισχυρά ορθά. Σα συνέπεια η διαφορά δυναμικού μεταξύ εκπομπού και συλλέκτη της γίνεται εξαιρετικά μικρή. Η μεταβολή αυτή της τάσης στα άκρα της Q_2 ισοδυναμεί ουσιαστικά με ανάπτυξη ισχυρού παλμού στο συλλέκτη της, ο οποίος μέσω του πυκνωτή C μεταφέρεται στη βάση της Q_1 , η οποία και αποκόπτεται, εφ' όσον καταργείται η ισχυρή ορθή πόλωση εκπομπού-βάση της. Στα άκρα της λοιπόν επικρατεί τώρα διαφορά δυναμικού όση σχεδόν της πηγής τροφοδοσίας, το δε δυναμικό του συλλέκτη της -ισχυρά αρνητικό-μεταφέρεται μέσω του διαιρέτη τάσης, που σχηματίζουν οι R_3 και R_4 , στη βάση της Q_2 διατηρώντας την σε κατάσταση κόρου.

Ο πυκνωτής C βρίσκεται έτσι συνδεσμοποιημένος μεταξύ δύο σημείων, που η σχέση δυναμικών τους έχει αναστραφεί. Αρχίζει λοιπόν να εκφορτίζεται και κατόπιν να φορτίζεται με αντίθετη πολικότητα. Όσο ο πυκνωτής εκφορτίζεται στο κύκλωμα δε συμβαίνει καμιά μεταβολή καταστάσεως. Μόλις όμως αρχίσει να φορτίζεται ανάστροφα αρχίζει να άγει η Q_1 , επειδή η βάση της αποκτά αρνητικό δυναμικό ως προς τον εκπομπό της, και το κύκλωμα επανέρχεται στην αρχική κατάσταση ισορροπίας του (Q_1 άγει, Q_2 αποκόπτει).

Έτσι ο χρόνος παραμονής του κυκλώματος στη μετασταθή κατάσταση, στην οποία η Q_1 αποκόπτεται, ισούται πρακτικά με το χρόνο εκφορτίσεως του πυκνωτή C . Ο χρόνος αυτός εκτός από την τιμή του C εξαρτάται και από την αντίσταση του βρόχου εκφορτίσεως, που περιλαμβάνει τις αντιστάσεις R_1 , R_5 και R_6 . Αν λοιπόν μεταβληθεί η αντίσταση αυτή -γι' αυτό άλλωστε και στο κύκλωμα του σχήματος 9-6 ένα τμήμα της είναι ροοστάτης - μεταβάλλεται και ο χρόνος παραμονής του πολυδονητή στη μετασταθή κατάσταση.

Συνήθως επιδιώκεται ο χρόνος ενός πλήρους κύκλου (ισορροπία- μετασταθία-ισορροπία) να είναι όσο το δυνατό μικρότερος. Η απαίτηση αυτή είναι ιδιαίτερα κρίσιμη, όταν ο μονοσταθής πολυδονητής χρησιμοποιείται σε διατάξεις απαριθμήσεως παλμών (counters), οπότε όσο γρηγορότερα επανέρχεται στην κατάσταση ισορροπίας τόσο περισσότερους παλμούς μπορεί να απαριθμήσει στη μονάδα του χρόνου.



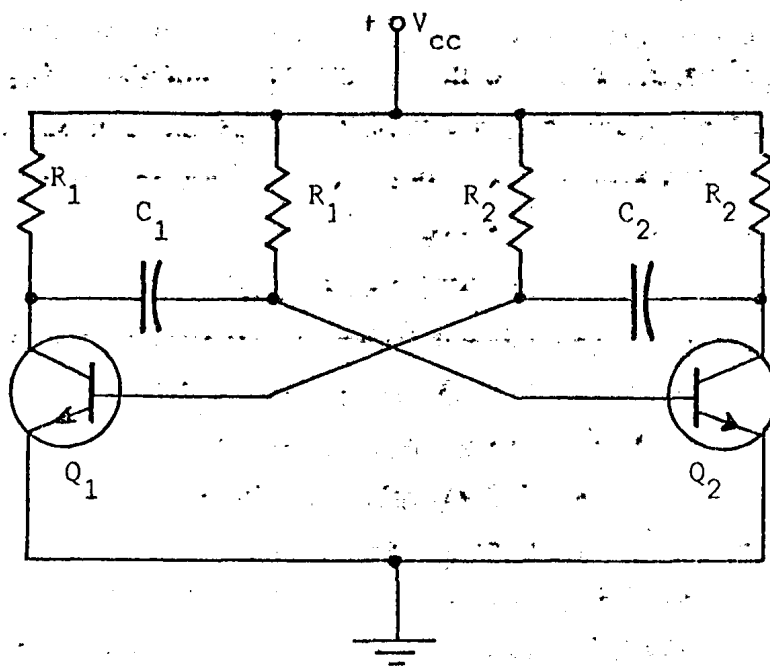
Ασταθής πολυδονητής

Ο ασταθής πολυδονητής είναι ο μόνος από τους πολυδονητές, που μπορεί να θεωρηθεί σαν κύκλωμα παραγωγής ταλαντώσεων. Πράγματι η κυματομορφή εξόδου του είναι σχεδόν τετραγωνική και συμμετρική όσον αφορά τα χρονικά διαστήματα υπάρξεως και απουσίας παλμού.

Στο σχήμα 9-7 δίνεται το απλοποιημένο κύκλωμα ενός ασταθί πολυδονητή με κρυσταλλοτρίόδους. Η βασική δομική διαφορά του από τους προηγούμενους είναι η πλήρης απουσία ωμικών συζεύξεων μεταξύ των : κρυσταλλοτρίόδων, ενώ η βασική λειτουργική διαφορά του είναι η ανυπαρξία κατ'αρχήν ανάγκης διενέργειας του κυκλώματος με εξωτερικό παλμό σκανδαλισμού. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, ο ασταθής πολυδονητής δεν έχει καμιά σταθερή κατάσταση· έχει δυο μετασταθείς και μεταπίπτει διαδοχικά από τη μία στην άλλη.

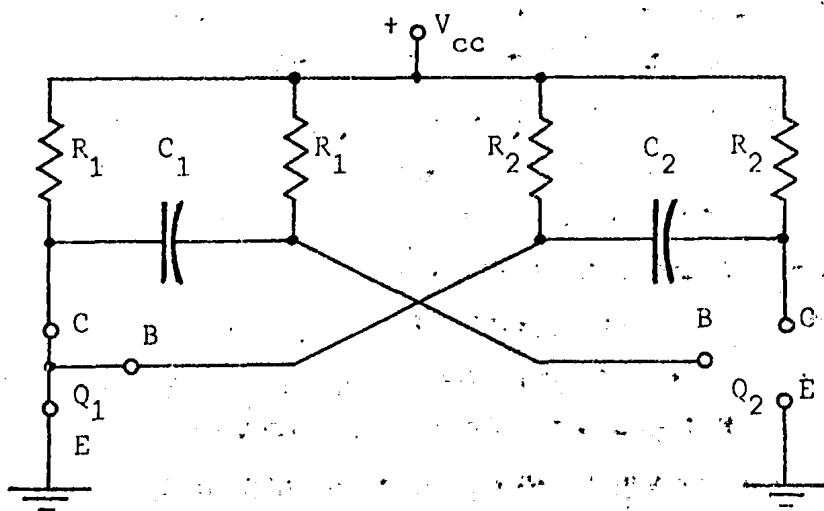
Η μελέτη της ενάρξεως λειτουργίας του κυκλώματος είναι αρκετά δυσχερής συμβαίνει άλλωστε πολύ γρήγορα και η γνώση της έχει περιορισμένη σημασία θεωρούμε λοιπόν τη λειτουργία του πολυδονητή αρχίζοντας από κάποιο στάδιο ενός κανονικού κύκλου λειτουργίας και συγκεκριμένα από την κατάσταση, στην οποία η κρυσταλλοτρίοδος Q_1 άγει (κόρος) και η κρυσταλλοτρίοδος Q_2 αποκόπτεται· η κατάσταση αυτή φαίνεται σε σχηματοποιημένη μορφή στο σχήμα 9-8. Εφ'όσον η Q_2 δεν άγει, ο συλλέκτης της έχει δυναμικό ίσο προς το δυναμικό της πηγής V_{cc} · αντίστοιχα η βάση της Q_1 έχει σχεδόν μηδενικό δυναμικό, εφ'όσον βρίσκεται σε κόρο. Ο πυκνωτής C_2 λοιπόν θα αρχίσει να φορτίζεται έχοντας σα θετικό οπλισμό τον οπλισμό, που συνδέεται με το συλλέκτη της Q_2 . Αντίστοιχα ο πυκνωτής C_1 εκφορτίζεται από οποιοδήποτε αρχικό φορτίο του μέσω των αντιστάσεων R_1 και R'_1 . Εφ'όσον ο C_2 φορτίζεται, το δυναμικό του "αρνητικού" οπλισμού του ελαττώνεται· ελαττώνεται λοιπόν και το δυναμικό βάσης της Q_1 . Αυτό, επειδή η Q_1 είναι πρη κρυσταλλοτρίοδος, σημαίνει, ότι ελαττώνεται η ορθή πόλωση του τμήματος εκπομπός-βάση της. Ελαττώνεται έτσι το ρεύμα συλλέκτη της και τελικά μηδενίζεται προκαλώντας μετάπτωση από την κατάσταση κόρου στην κατάσταση αποκοπής. Ταυτόχρονα εφ'όσον ο C_1 εκφορτίζεται το δυναμικό του οπλισμού του, που είναι συνδεδεμένος με τη βάση της Q_2 αυξάνει· άρα αυξάνει και το δυναμικό της βάσης, οπότε η Q_2 αρχίζει να άγει, διότι το τμήμα εκπομπού-βάσης της πολώνεται ορθά μέσω της R_1 , και οδηγείται σε κατάσταση κόρου. Συμπληρώνεται έτσι μισός κύκλος λειτουργίας και αρχίζει ο δεύτερος μισός-εντελώς συμμετρικός- κατά τον οποίο εκφορτίζεται ο C_2 , φορτίζεται ο C_1 κλπ.





Βασικό κύκλωμα ασταθής πολυδονητή :

Σχήμα 9-7



Αντίστοιχο κύκλωμα ασταθής πολυδονητή

Σχήμα 9-8

Η κυματομορφή εξόδου λαμβάνεται μεταξύ γης και οποιουδήποτε από τους δυο συλλέκτες. Το πλάτος (ύψος) της κυματομορφής εξαρτάται από την τάση της πηγής τροφοδοσίας συναυξάνοντας με αυτήν. Η συχνότητά της εξαρτάται από τις τιμές των πυκνωτών C_1 και C_2 , μπορεί δε να μεταβληθεί μέσα σε μεγάλα όρια.

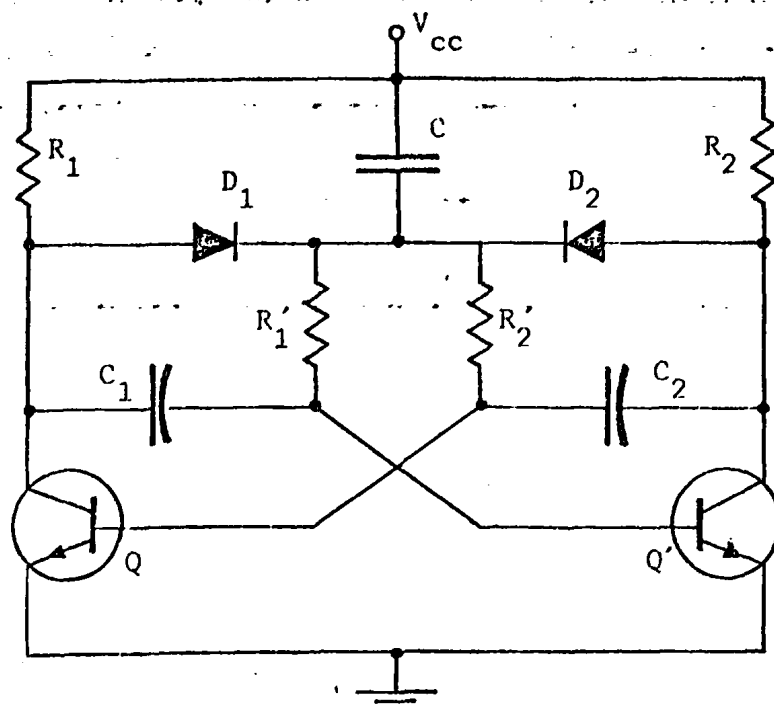
Η εκκίνηση (έναρξη λειτουργίας) του πολυδονητή παραγματοποιείται σχεδόν πάντοτε αυτόματα με το κλείσιμο του διακόπτη τροφοδοσίας λόγω των μικροδιαφορών στα χαρακτηριστικά των στοιχείων, που απαρτίζουν τα δυο "συμμετρικά" τμήματα του κυκλώματος (τιμές αντιστάσεων και πυκνωτών, συντελεστές κρυσταλλοτρίδων). Υπάρχει όμως πάντα η πιθανότητα οι διαφορές αυτές να μην είναι αρκετά σημαντικές και οι δυο κρυσταλλοτρίοδοι να βρεθούν ταυτόχρονα σε κατάσταση κόρου (locked-up situation). Επειδή λοιπόν σε πολλά ψηφιακά κυρίως συστήματα είναι ζωτικής σημασίας η βεβαιότητα ενάρξεως ταλαντώσεων, χρησιμοποιούνται μερικές παραλλαγές, οι οποίες εξασφαλίζουν τη σίγουρη εκκίνηση του πολυδονητή. Τέτοια παραλλαγή είναι το κύκλωμα του σχήματος 9-9. Συχνά επίσης εφαρμόζεται μεταξύ βάσης και εκπομπού μιας από τις κρυσταλλοτρίόδους ένας εξωτερικός παλμός συγχρονισμού, ο οποίος πέρα από την εκκίνηση εξασφαλίζει και το συγχρονισμό της κυματομορφής προς κάποιο εξωτερικό αίτιο ή φαινόμενο.

Χρησιμοποιούμενα όργανα

1. Τροφοδοτικό χαμηλής τάσης
2. Γεννήτρια ακουστικών συχνοτήτων
3. Παλμογράφος
4. Ηλεκτρονικό βολτόμετρο
5. Δύο κρυσταλλοτρίοδοι pnp
6. Αντιστάσεις: 47Ω -0.5W (2), $1k\Omega$ -0.5W (2), $100k\Omega$ -0.5W (2)
7. Ποτενσιόμετρο: $100k\Omega$ -0.5W
8. Πυκνωτές: $390pF$, $0.002\mu F$ (2), $0.01\mu F$, $0.02\mu F$ (2)
9. Διακόπτης

Πειραματικό μέρος





Ασταθής πολυδονητής με βέβαια εκκίνηση

Σχήμα 9-9

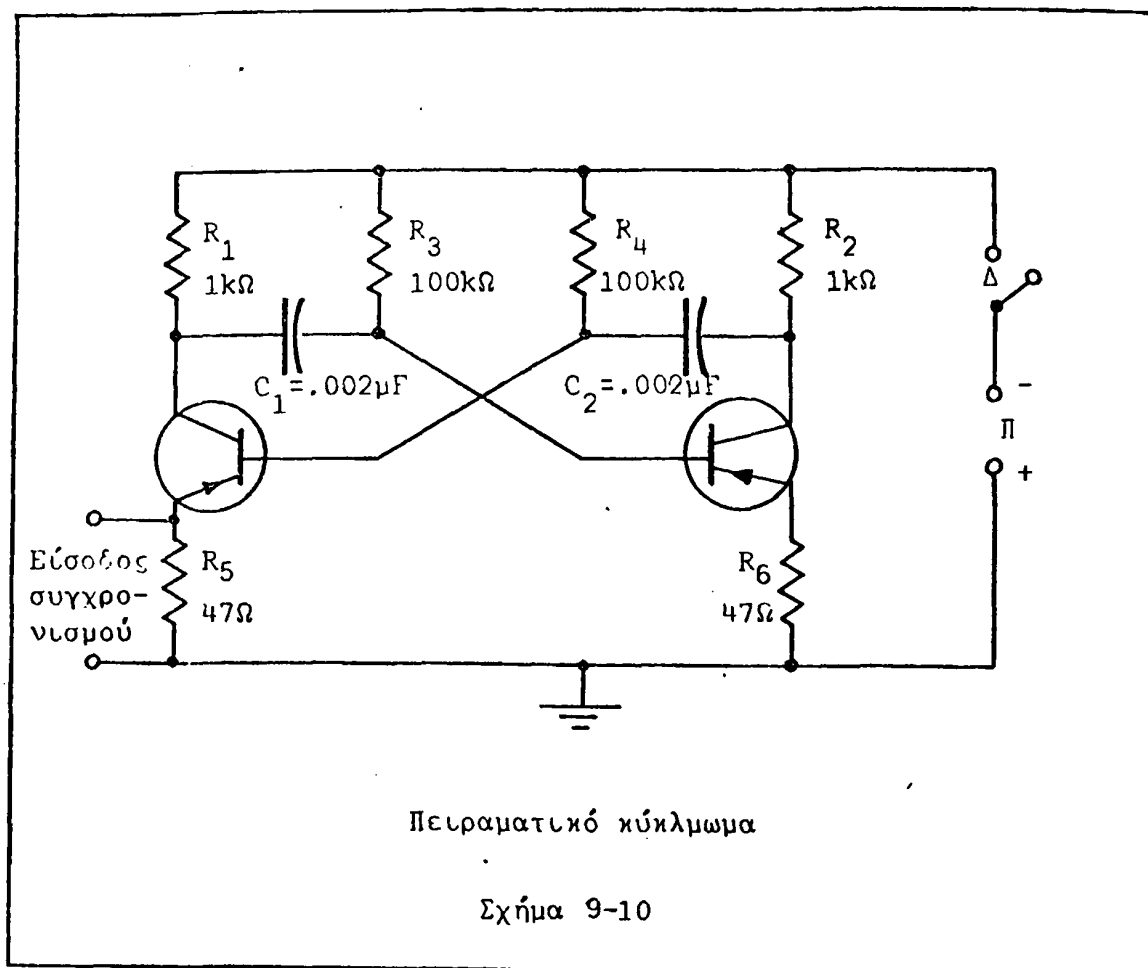
1. Συνδεσμολογείστε το κύκλωμα του ασταθή πολυδονητή, που φαίνεται στο σχήμα 9-10. Η είσοδος συγχρονισμού παραμένει χωρίς συνδεσμολογία. Ρυθμίστε την πηγή τροφοδοσίας στα 6V και κλείστε το διακόπτη.

2. Συνδεσμολογείστε διαδοχικά το βαθμολογημένο παλμογράφο μεταξύ συλλέκτη της Q_1 και γης και μεταξύ συλλέκτη της Q_2 και γης. Σχεδιάστε τις παρατηρούμενες κυματομορφές και μετρήστε το πλάτος και τη συχνότητά τους.

Q_1	$V_{p-p} =$	V	$f =$	Hz
Q_2	$V_{p-p} =$	V	$f =$	Hz

3. Συνδεσμολογείστε τον παλμογράφο μεταξύ συλλέκτη της Q_1 και γης. Γυρίστε το διακόπτη σαρώσεως στη θέση EXT.X. Συνδέστε το συλλέκτη της Q_2 στην είσοδο εξωτερικού συγχρονισμού του παλμογράφου. Ρυθμίστε τον παλμο-



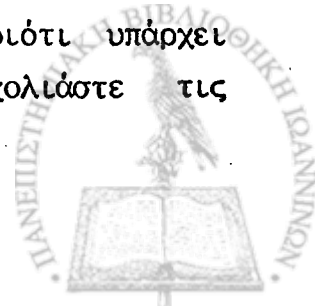


γράφο (sweep), ώστε στην οθόνη να παρατηρείτε μόνο μια περίοδο του σήματος. Σχεδιάστε την παρατηρούμενη κυματομορφή. Συνδεσμοποιείτε κατόπιν τον παλμογράφο (Y input) στο συλλέκτη της Q_2 και σχεδιάστε τη νέα κυματομορφή. Τι συμπέρασμα συνάγεται για τη σχέση φάσεων του σήματος στους δυο συλλέκτες;

4. Επαναφέρετε τον παλμογράφο στην εσωτερική του σάρωση και συνδεσμοποιείτε τον μεταξύ συλλέκτη Q_2 και γης. Προσδιορίστε τη συχνότητα της παρατηρούμενης κυματομορφής για τις τιμές τάσης τροφοδοσίας του παρακάτω πίνακα. Τι παρατηρείτε; Εξηγήστε τις παρατηρήσεις σας.

$V_{\Pi-T}$	V	3	4	5	6	7	8
f_{TAA}	Hz						

5. Επαναφέρετε την πηγή τροφοδοσίας σε τάση 6V και αντικαταστήστε τους πυκνωτές συζεύξεως πραγματοποιώντας τους συνδυασμούς του παρακάτω πίνακα. Πριν από κάθε αλλαγή πυκνωτή να ανοίγετε το διακόπτη, διότι υπάρχει κίνδυνος καταστροφής των κρυσταλλοτριόδων. Σχεδιάστε και σχολιάστε τις



C_1	C_2	Κυματομορφή εξόδου	f Hz
$.002\mu F$	$.01\mu F$		
$.01\mu F$	$.002\mu F$		
$.002\mu F$	$390pF$		
$390pF$	$.002\mu F$		

παρατηρούμενες κυματομορφές.

6. Ανοίξτε το διακόπτη Δ. Συνδεσμοποιήστε τους αρχικούς πυκνωτές συζεύξεως ($0.002\mu F$) και αντικαταστήστε την αντίσταση $R_3=100k\Omega$ με το ποτενσιόμετρο των $100k\Omega$ συνδεσμοποιημένο σε ροοστάτη. Κλείστε το διακόπτη. Μεταβάλλοντας την τιμή του ροοστάτη τι μεταβολή παρατηρείτε στην κυματομορφή; Γιατί; Μην αφήνετε το ροοστάτη αρκετή ώρα στην ελάχιστη τιμή του· υπάρχει κίνδυνος καταστροφής των κρυσταλλοτριόδων.

7. Ρυθμίστε το ροοστάτη στη μέγιστη τιμή του και μετρείστε προσεκτικά στον παλμογράφο τη συχνότητα της κυματομορφής. Ρυθμίστε τη γεννήτρια ακουστικών συχνοτήτων, έτσι ώστε να δίνει τετραγωνικό παλμό πλάτους $5V_{p-p}$ και συχνότητας ίση με τη συχνότητα του πολυδονητή (μετρημένη με τον παλμογράφο). Συνδεσμοποιήστε την στην είσοδο συγχρονισμού του κυκλώματος. Μεταβάλετε λίγο την τιμή του ροοστάτη. Μεταβάλλεται η συχνότητα του πολυδονητή; Τι συμπέρασμα συνάγετε;

Ερωτήσεις

1. Πόσα είδη πολυδονητών υπάρχουν και πώς διακρίνονται;
2. Ποιά κοινά χαρακτηριστικά έχουν οι πολυδονητές με τους ταλαντωτές;
3. Ποιά στοιχεία στο κύκλωμα του ασταθή πολυδονητή καθορίζουν το χρόνο αγωγιμότητας της κάθε κρυσταλλοτριόδου;
4. Ποιός είναι ο ρόλος των αντιστάσεων R_5 και R_6 στο πειραματικό κύκλωμα;
5. Αν για την τροφοδοσία του ασταθή πολυδονητή χρησιμοποιήσετε απλά μια γέφυρα ανορθώσεως θα λειτουργεί ικανοποιητικά;



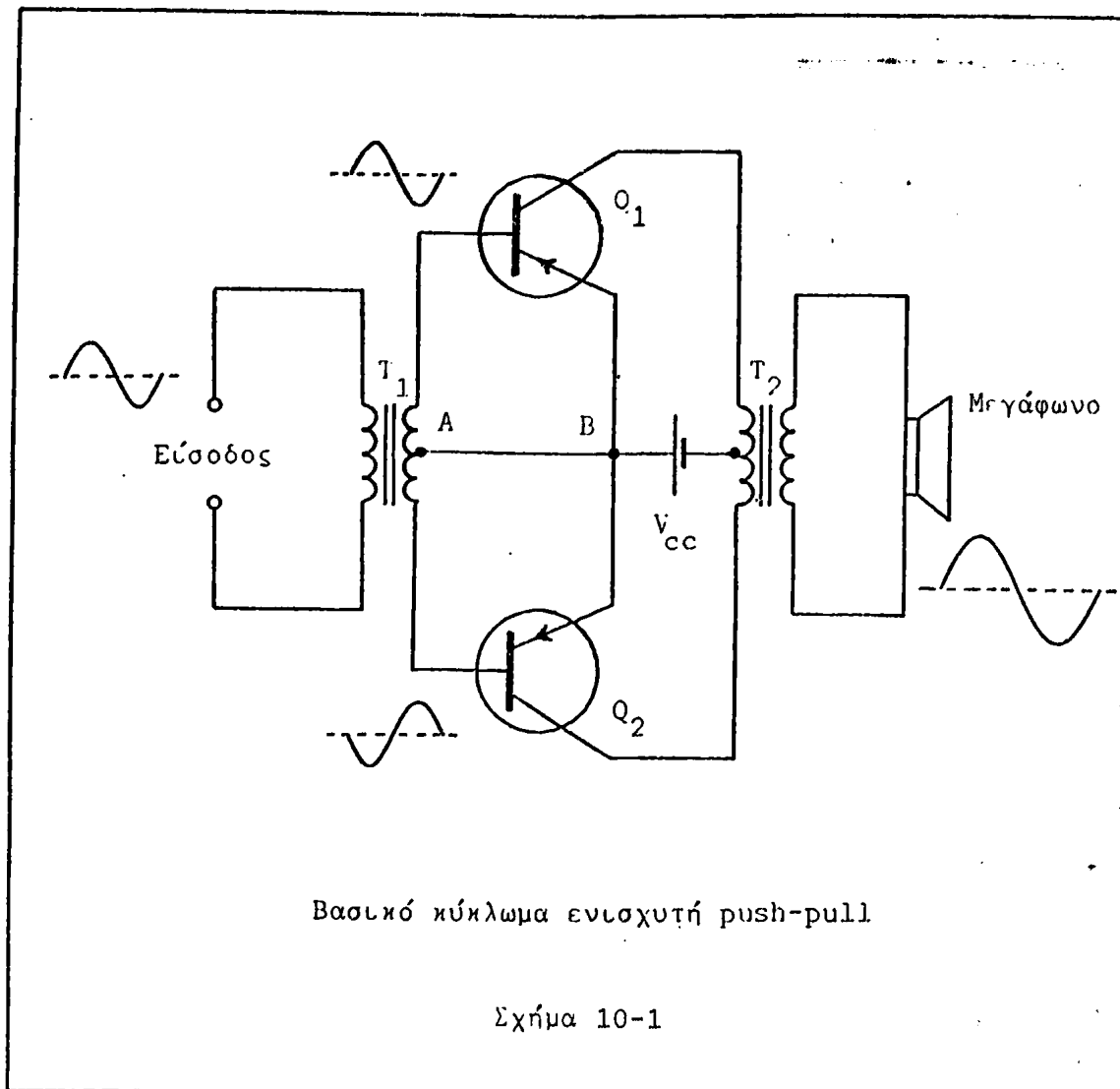
Α Σ Κ Η Σ Η 10Ε Ν Ι Σ Χ Υ Τ Η Σ P U S H - P U L LΕισαγωγή

Είναι γνωστό (τόμος Α', άσκηση 9), ότι οι ενισχυτές ισχύος εργάζονται σε διάφορες τάξεις λειτουργίας ανάλογα με το σχεδιασμό και τον προορισμό χρήσης τους. Η λειτουργία σε τάξη Α έχει το πλεονέκτημα των χαμηλών παραμορφάσεων, αλλά και το μειονέκτημα της χαμηλής απόδοσεως και μεγάλης καταπονήσεως των κρυσταλλοτρίδων, που διαρρέονται από το μέγιστο ρεύμα, όταν ο ενισχυτής δεν δέχεται σήμα στην είσοδό του. Συχνά λοιπόν προτιμάται η λειτουργία σε τάξη Β, με την οποία επιτυγχάνονται σημαντικά μεγαλύτεροι συντελεστές αποδόσεως και οι κρυσταλλοτρίοδοι δεν διαρρέονται από ρεύμα, όταν στην είσοδο του ενισχυτή δεν υπάρχει σήμα. Το γεγονός είναι ιδιαίτερα σημαντικό στην περίπτωση διατάξεων, που τροφοδοτούνται από πηγές ισχύος με περιορισμένη δυνατότητα αντικαταστάσεως (αυτόματοι μετεωρολογικοί σταθμοί, δορυφόροι κλπ.).

Λειτουργία όμως σε τάξη Β σημαίνει, ότι η κρυσταλλοτρίοδος πολώνεται σε κατάσταση αποκοπής, έτσι ώστε να ενισχύονται μόνον οι θετικοί παλμοί του σήματος εισόδου. Προκειμένου να απαφευχθεί το μειονέκτημα αυτό, της ενισχύσεως δηλαδή ενός τμήματος του σήματος μόνον, χρησιμοποιούνται δυο κρυσταλλοτρίοδοι σε συνδεσμολογία, σαν αυτή που φαίνεται στο σχήμα 10-1. Η συνδεσμολογία αυτή είναι γνωστή σαν ενισχυτής push-pull. Στο σχήμα οι κυρίως ενισχυτικές διατάξεις είναι κρυσταλλοτρίοδοι, μπορούν όμως εξ ίσου καλά να χρησιμοποιηθούν FET.s, τρίοδες ηλεκτρονικές λυχνίες κλπ.

Το σήμα εισόδου εφαρμόζεται στο πρωτεύον ενός μετασχηματιστή, που το δευτερεύον του έχει μεσαία λήψη. Έτσι στην έξοδο του μετασχηματιστή μεταξύ του κάθε άκρου και της μεσαίας λήψης εμφανίζονται δύο σήματα ίδιας μορφής με το σήμα εισόδου, που έχουν όμως μεταξύ τους διαφορά φάσης 180° (το ένα είναι ομοφασικό προς το εισόδου $\Delta\varphi=0^\circ$ και το άλλο ετεροφασικό $\Delta\varphi=180^\circ$). Αντί για το μετασχηματιστή μπορεί να χρησιμοποιηθεί οποιαδήποτε άλλη διάταξη, που μπορεί από ένα αρχικό σήμα να παρέχει δύο όμοια αντίθετης πολι-





κότητας σήματα (διαχωριστής φάσης - phase splitter).

Τα σήματα αυτά αποτελούν σήματα εισόδου για τους δύο ενισχυτές κοινού εκπομπού συμμετρικής διάταξης, που σχηματίζουν οι κρυσταλλοτρίοδοι Q_1 και Q_2 . Η κρυσταλλοτρίοδος Q_2 ενισχύει έτσι το πρώτο μισό του αρχικού σήματος εισόδου και η Q_1 το δεύτερο μισό. Τα ενισχυμένα δύο μισά του σήματος που εμφανίζονται στην έξοδο (συλλέκτη) των κρυσταλλοτρίοδων ανασυντίθενται στον μετασχηματιστή εξόδου, ο οποίος έχει πρωτεύον με μεσαία λήψη, ενώ στο δευτερεύον του συνδεσμοποιείται ο φόρτος (π.χ. μεγάφωνο).

Ο ενισχυτής σε διάταξη push-pull έχει ένα μεγάλο αριθμό από σημαντικά πλεονεκτήματα. Κατ'αρχήν αν οι κρυσταλλοτρίοδοι είναι ίδιου τύπου, όπως άλλωστε συμβαίνει πάντα, αποσβέννυνται (αλληλοεξουδετερώνονται) στην έξοδο όλες οι άρτιες αρμονικές του αρχικού σήματος. Κύρια συνιστώσα λοιπόν παραμορφώσεως απομένει η τρίτη αρμονική. Έτσι για δεδομένη ισχύ εξόδου η παραμόρφωση, που προκαλείται από ενισχυτή σε διάταξη push-pull εί-

ναι πολύ μικρότερη από οποιαδήποτε άλλη διάταξη. Επίσης η πιθανή συνεχής συνιστώσα του ρεύματος συλλέκτη της μιας κρυσταλλοτρίοδου αναιρεί τα μαγνητικά αποτελέσματα της συνεχούς συνιστώσας του ρεύματος συλλέκτη της άλλης, με αποτέλεσμα να αποφεύγεται ο κίνδυνος φαινομένων μαγνητικού κόρου στον πυρήνα του μετασχηματιστή εξόδου και οι παραμορφώσεις, που προκαλούνται από τη μη γραμμικότητα της καμπύλης μαγνητίσεως. Ακόμη εξουδετερώνονται οι επιδράσεις της κυματώσεως του τροφοδοτικού του ενισχυτή.

Ο συντελεστής αποδόσεως ενός ιδανικού ενισχυτή push-pull, που λειτουργεί σε τάξη Β (οι κρυσταλλοτρίοδοι δηλαδή να μεταπίπτουν διαδοχικά από κατάσταση αγωγιμότητας σε κατάσταση πλήρους αποκοπής όπως συμβαίνει στο σχήμα 10-1 για μηδενική αντίσταση του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή στο συνεχές) εύκολα προκύπτει, ότι δίνεται από τη σχέση:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \left(1 - \frac{V_{\min}}{V_{cc}} \right)$$

όπου V_{cc} η τάση τροφοδοσίας του κυκλώματος συλλέκτη και V_{\min} η ελάχιστη τάση για την οποία διατηρείται η γραμμικότητα λειτουργίας των κρυσταλλοτρίοδων. Για τιμές του $V_{\min} \cong 0$ ή τουλάχιστον $V_{\min} \ll V_{cc}$ ο συντελεστής αυτός προσεγγίζει την τιμή 78.5%, σημαντικά μεγαλύτερη από την τιμή 50%, που αποτελεί το άνω όριο για το συντελεστή αποδόσεως ενός ενισχυτή τάξης Α.

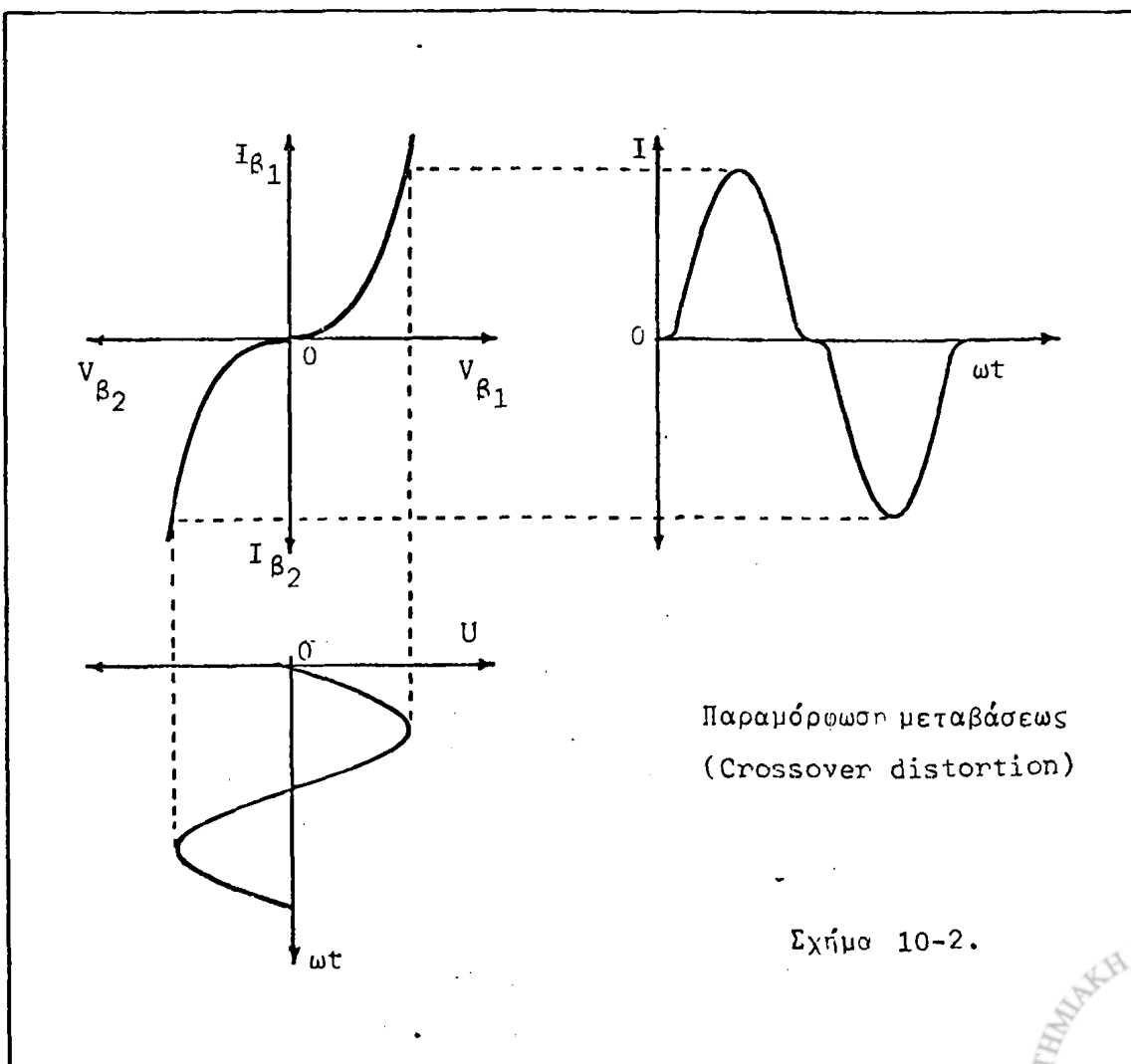
Όσον αφορά δε την ισχύ εξόδου των χρησιμοποιούμενων κρυσταλλοτρίοδων αναφέρουμε ενδεικτικά, ότι: Προκειμένου να αποδοθεί σε ένα φόρτο ισχύος 10W, αν χρησιμοποιηθούν κρυσταλλοτρίοδοι σε διάταξη push-pull και λειτουργία σε τάξη Β, πρέπει η δυνατότητα αποβολής (καταναλώσεως) ισχύος του συλλέκτη τους να είναι περίπου 2W, ενώ αν χρησιμοποιηθούν κρυσταλλοτρίοδοι σε παράλληλη διάταξη και λειτουργία σε τάξη Α, πρέπει η δυνατότητα θερμικής αποβολής του συλλέκτη τους να είναι τουλάχιστον 10W. Και βέβαια, όπως και προαναφέρθηκε, όταν στην είσοδο δεν εφαρμόζεται σήμα, οι κρυσταλλοτρίοδοι σε τάξη Β δεν διαρρέονται από ρεύμα, ενώ σε τάξη Α διαρρέονται καταναλώνοντας το μέγιστο της ισχύος (10W κάθε μια).

Τα παραπάνω συζητήθηκαν με την προϋπόθεση της πλήρους αντιστοιχίας (ταυτότητας) των κρυσταλλοτρίοδων Q_1 και Q_2 . Ευνόητο είναι όμως, ότι όταν αυτό δεν συμβαίνει απόλυτα, αλλά υπάρχει μια έστω πολύ μικρή διαφορά στις παραμέτρους των δύο κρυσταλλοτρίοδων, το σήμα στην έξοδο παραμορφώνεται με την εμφάνιση μιας χαρακτηριστικά διαφορετικής ενίσχυσης των



θετικών και αρνητικών τμημάτων του. Πέρα όμως από την παραμόρφωση αυτή και τη συνήθη παραμόρφωση όλων των ενισχυτών λόγω μη γραμμικότητας των χαρακτηριστικών εξόδου, στους ενισχυτές push-pull τάξης Β εμφανίζεται και μια ιδιαίτερη παραμόρφωση, που οφείλεται στη μη γραμμικότητα των χαρακτηριστικών εισόδου των κρυσταλλοτρίοδων. Η παραμόρφωση αυτή ονομάζεται παραμόρφωση μεταβάσεως (cross over distortion) και η αρχή δημιουργίας της δίνεται στο σχήμα 10-2.

Όπως είναι γνωστό η χαρακτηριστική εισόδου στη συνδεσμολογία κοινού εκπομπού, δηλαδή η συνάρτηση $I_B = f(V_{BE})$ είναι μη γραμμικά και το ρεύμα βάσης, που διαρρέει το κύκλωμα εισόδου, είναι ασήμαντο κάτω μιας τιμής, τάσης βάσης-εκπομπού, που κυμαίνεται από 0.1V (γερμάνιο) μέχρι 0.5V (πυρίτιο). Αυτό σημαίνει απλά, ότι ένα ημιτονικό π.χ. σήμα τάσης στην είσοδο δεν προκαλεί ημιτονική μεταβολή στο ρεύμα εισόδου άρα και στο ρεύμα και την τάση εξόδου. Ισοδύναμα μπορεί να πει κανείς, ότι η κρυσταλλοτρίοδος Q_1



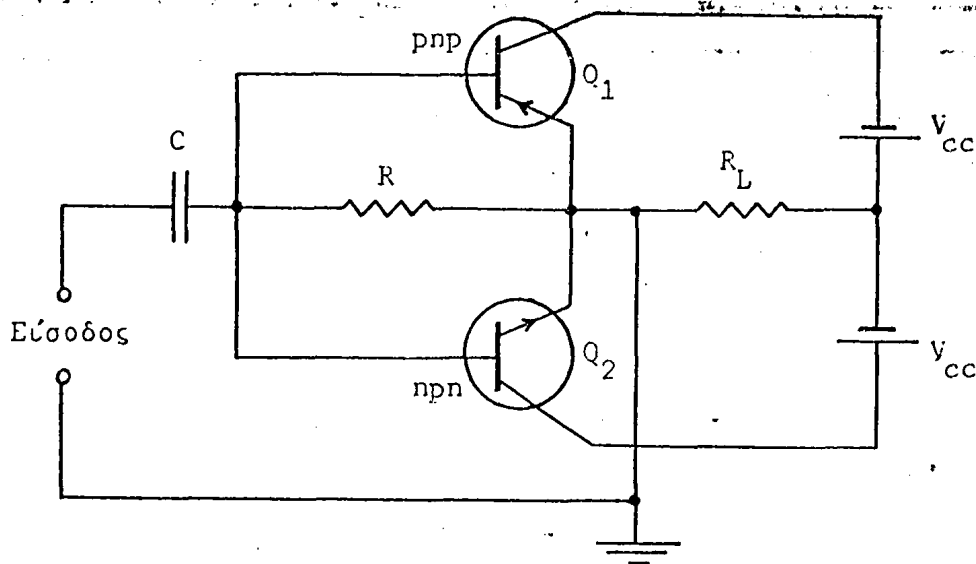
παύει να άγει προτού μηδενιστεί η τάση του σήματος εισόδου, ενώ η κρυσταλλοτρίοδος Q_2 δεν αρχίζει να άγει παρά μόνον, όταν η τάση σήματος εισόδου ξεπεράσει κάποιο ελάχιστο όριο· το αντίστροφο συμβαίνει στην επόμενη ημιπερίοδο. Έτσι σε κάθε μετάβαση από ένα θετικό παλμό σε έναν αρνητικό και αντίστροφα ο χρόνος μηδενισμού του σήματος εξόδου είναι συστηματικά και σημαντικά μεγαλύτερος από το χρόνο μηδενισμού του σήματος εισόδου. Είναι ευνόητο δε, ότι η παραμόρφωση αυτή είναι ιδιαίτερα σημαντική και ενοχλητική στις περιπτώσεις χαμηλών σημάτων εισόδου.

Το μειονέκτημα της παραμορφώσεως μεταβάσεως υπερνικάται με τη λειτουργία του ενισχυτή σε τάξη AB αντί της τάξης B. Αυτό επιτυγχάνεται με την εφαρμογή μιας μόνιμης τάσης πόλωσεως στο κύκλωμα εισόδου (βάση - εκπομπός) των κρυσταλλοτρίοδων της τάξης των 0.6V, με την οποία πόλωση αποφεύγεται η λειτουργία των κρυσταλλοτρίοδων στο αρχικό κατ'έξοχή μη γραμμικό τμήμα της χαρακτηριστικής. Η πόλωση αυτή πραγματοποιείται σχεδόν πάντοτε με την παρεμβολή μεταξύ των σημείων A και B (σχ. 10-1) μιας αντιστάσεως με τιμή τέτοια ώστε να προκαλείται πτώση τάσης στα άκρα της ίση με την τιμή, που προαναφέρθηκε.

Λειτουργία όμως σε τάξη AB σημαίνει αυτόματα αφ'ενός ελαττωμένη απόδοση σχετικά με την τάξη B, αφ'ετέρου (μεγαλύτερη) κατανάλωση ισχύος στις κρυσταλλοτρίοδους κατά τη διάρκεια των χρονικών διαστημάτων, που στην είσοδο του ενισχυτή δεν εφαρμόζεται σήμα. Παρά τα μειονεκτήματα όμως αυτά οι ενισχυτές push-pull τάξης AB μονοπωλούν σχεδόν τις εφαρμογές στους ακουστικούς ενισχυτές μεγάλης σχετικά ισχύος (τάξης δεκάδων Watts).

Υπάρχουν διάφορες δυνατότητες παραλλαγών στο απλοποιημένο βασικό κύκλωμα του σχήματος 10-1, από τις οποίες πιο σημαντικές είναι εκείνες, στις οποίες καταργείται ο μετασχηματιστής εξόδου. Στο σχήμα 10-3 δίνεται μια ιδιαίτερα ενδιαφέρουσα τέτοια παραλλαγή. Οι κρυσταλλοτρίοδοι δεν είναι όμοιες αλλά παρουσιάζουν συμπληρωματική συμμετρία (complementary symmetry)· έχουν δηλαδή τα ίδια (κατά το δυνατόν) χαρακτηριστικά, αλλά η μία είναι pnp και η άλλη npn. Έτσι το αρνητικό τμήμα του σήματος οδηγεί σε αγωγιμότητα και ενίσχυση την pnp, ενώ το θετικό τμήμα την npn κρυσταλλοτρίοδο. Στα άκρα του φόρτου R_L εμφανίζεται ολόκληρο το σήμα ενισχυμένο. Υπάρχει και παραλλαγή, που υπερπηδά το μειονέκτημα υπάρξεως δύο πηγών τροφοδοσίας. Αξιοπρόσεκτο είναι, ότι δεν υπάρχει ανάλογο κύκλωμα με ηλεκτρονικές λυχνίες, διότι αυτές είναι διατάξεις, που δεν μπορούν να κατασκευαστούν με συμπληρωματική





Βασικό κύκλωμα ενισχυτή push-pull
με κρυσταλλοτρίοδους συμπληρωματικής συμμετρίας

Σχήμα 10-3

· συμμετρία.

Χρησιμοποιούμενα όργανα

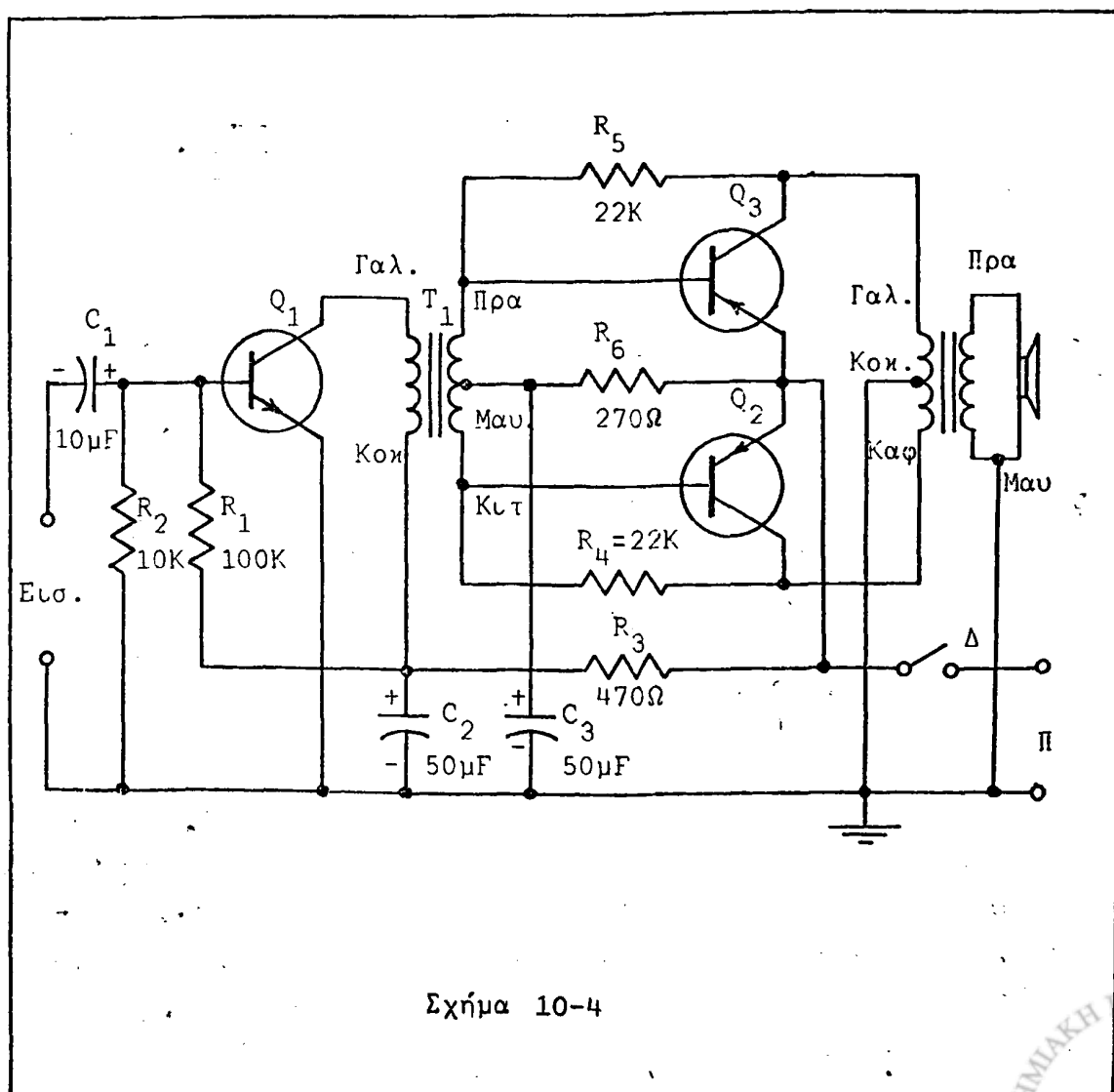
1. Τροφοδοτικό χαμηλής τάσης
2. Γεννήτρια ακουστικών συχνοτήτων
3. Παλμογράφος
4. Ηλεκτρονικό βολτόμετρο
5. Δύο κρυσταλλοτρίοδοι pnp
6. Κρυσταλλοτρίοδος npn
7. Μετασχηματιστής εισόδου
8. Μετασχηματιστής εξόδου
9. Μεγάφωνο



10. Αντιστάσεις: $3.9\Omega-0.5W$, $270\Omega-2W$, $470\Omega-0.5W$, $10k\Omega-0.5W$, $22k\Omega-0.5W$ (2), $100k\Omega-0.5W$.
11. Πυκνωτές ηλεκτρολυτικοί: $10\mu F$, $50\mu F$ (2).
12. Διακόπτης

Πειραματικό μέρος

1. Πραγματοποιείτε το κύκλωμα του σχήματος 10-4. Ρυθμίστε το τροφοδοτικό σε τάση $E=9Vdc$ και κλείστε το διακόπτη.
2. Συνδεσμοποιείτε στην είσοδο του ενισχυτή τη γεννήτρια ακουστικών συχνοτήτων και με τη βοήθεια του βαθμολογημένου παλμογράφου ρυθμίστε τη



συχνότητα του σήματος της στο 1kHz και το ύψος του μετρημένο στη βάση της κρυσταλλοτριόδου Q_1 στην τιμή $V_{p-p} = 5mV$. Μην απορρυθμίσετε τη γεννήτρια παρά μόνον, αν αυτό σας υποδειχθεί. Από το μεγάφωνο θα ακουστεί ένας τόνος 1kHz.

3. Μετρείστε με τον παλμογράφο το σήμα εξόδου της αρχικής ενισχυτικής βαθμίδας (μεταξύ συλλέκτη Q_1 και γης) και υπολογίστε την απολαβή τάσης του Q_1 .

$V_{out Q_1} =$	mV
-----------------	----

$A_{V Q_1} =$	
---------------	--

4. Μετρείστε με τον παλμογράφο τα σήματα εξόδου των κρυσταλλοτριόδων Q_2 και Q_3 , (μεταξύ συλλέκτη της κάθε μιας και γης). Συγκρίνετέ τα μεταξύ τους. Υπολογίστε και μετρείστε (με τον παλμογράφο) την ολική τάση V_{op-p} στα άκρα του πρωτεύοντος του μετασχηματιστή εξόδου.

$V_{Q_2} =$	V
$V_{op-p_C} =$	V

$V_{Q_3} =$	V
$V_{op-p_M} =$	V

5. Υπολογίστε την ολική απολαβή τάσης του ενισχυτή πριν το μετασχηματιστή χρησιμοποιώντας τα αποτελέσματα των μετρήσεων.

$A_{ολ} =$	
------------	--

6. Ανοίξτε το διακόπτη και αντικαταστήστε το μεγάφωνο με μια αντίσταση 3.9Ω. Κλείστε πάλι το διακόπτη.

7. Προκειμένου να προσδιορίσετε την καμπύλη αποκρίσεως του ενισχυτή μετρείστε την τάση στα άκρα της αντιστάσεως φόρτου (3.9Ω) με τη βοήθεια του βαθμολογημένου παλμογράφου για τις τιμές συχνότητας του παρακάτω πίνακα. Η τάση του σήματος εισόδου διατηρείται σταθερή και ίση προς $5mV_{p-p}$ αυτό επιβεβαιώνεται με τον παλμογράφο σε κάθε αλλαγή συχνότητας. Προσέξτε ιδιαίτερα μήπως ο ενισχυτής παραμορφώνει και αν ναι από ποιά συχνότητα και πάνω συμβαίνει αυτό.



f Hz	V _{op-p} V	P _{p-out} W
20		
50		
100		
200		
500		
1k		
2k		

f Hz	V _{op-p} V	P _{p-out} W
5k		
10k		
20k		
30k		
50k		
100k		
200k		

8. Υπολογίστε την ισχύ κορυφής (P_{p-out}) του ενισχυτή χρησιμοποιώντας τη σχέση:

$$P_{p-out} = \left(\frac{V_{op-p}}{2} \right)^2 \cdot \frac{1}{R}$$

Αποδώστε σε ημιλογαριθμικό χαρτί τη σχέση $P_{p-out} = \sigma(f)$. Το διάγραμμα αυτό είναι η καμπύλη αποκρίσεως του ενισχυτή.

9. Από ποιά συχνότητα και κάτω (αντίστοιχα και πάνω) παραμορφώνει ο ενισχυτής;

$f_{min} =$	Hz	$f_{max} =$	kHz
-------------	----	-------------	-----

10. Από ποιά μέχρι ποιά συχνότητα αποκρίνεται ο ενισχυτής; Θεωρείστε σαν όρια τις συχνότητες στις οποίες η απολαβή ελαττώνεται κατά 3dB σε σχέση με την απολαβή του 1kHz.

f =	Hz	-	kHz
-----	----	---	-----



Ερωτήσεις

1. Συγκρίνετε τη λειτουργία ενός ενισχυτή σε τάξη Α και τάξη Β (πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα)
2. Πώς επανασυνθέτονται τα σήματα εξόδου των δύο κρυσταλλοτριόδων (σχήμα 10-1) σε ένα ολικό στο μετασχηματιστή εξόδου;
3. Ποιός είναι ο σκοπός της κρυσταλλοτριόδου Q_1 στο κύκλωμα του σχήματος 10-4;
4. Ποιός είναι ο σκοπός της αντιστάσεως $R_6=270\Omega$ και του πυκνωτή C_3 στο ίδιο κύκλωμα;
5. Ο ενισχυτής, που μελετήσατε πειραματικά, σε τι τάξη λειτουργίας εργάζεται και γιατί;



ΑΣΚΗΣΗ 11ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣΕισαγωγή

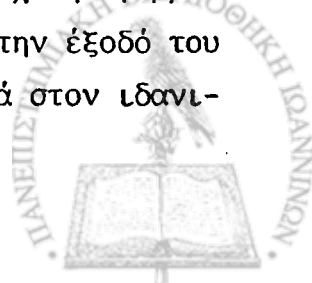
Σε αρκετές προηγούμενες ασκήσεις μελετήθηκαν διεξοδικά διάφορα είδη ενισχυτών. Όλοι αυτοί οι ενισχυτές ανεξάρτητα από το ηλεκτρικό μέγεθος, που ενισχύουν, την τάξη λειτουργίας, στην οποία εργάζονται, και το είδος των ενεργών διατάξεων, που χρησιμοποιούν, έχουν το κοινό χαρακτηριστικό να εμφανίζουν στην έξοδό τους ένα σήμα ανάλογο του σήματος, που εφαρμόζεται στην είσοδό τους. Εκτός όμως από τους ενισχυτές αυτούς η σύγχρονη Ηλεκτρονική Τεχνολογία ανέπτυξε και διάφορα άλλα είδη ενισχυτών με πιο εξειδικευμένη λειτουργία, ένας από τους οποίους είναι ο διαφορικός ενισχυτής (differential or difference amplifier), που μελετάται στην άσκηση αυτή. Οι διαφορικοί ενισχυτές βρίσκουν σήμερα ελάχιστες εφαρμογές στην καθημερινή ζωή - τουλάχιστον σαν ανεξάρτητες διατάξεις -, αλλά χρησιμοποιούνται ευρύτατα και είναι ζωτικής σημασίας στην επιστημονική έρευνα, τη βιοϊατρική τεχνολογία και τους ηλεκτρονικούς μικροπολογιστές.

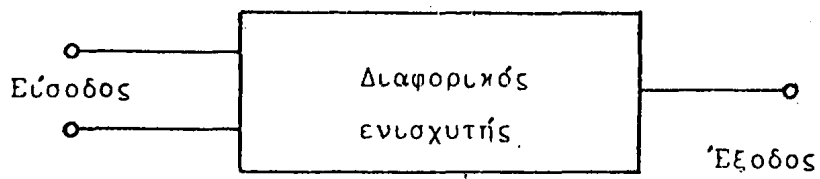
Η βασική δομική διαφορά ενός διαφορικού ενισχυτή από τους κοινούς ενισχυτές είναι η ύπαρξη δύο εισόδων και μιας κατ'αρχήν εξόδου, όπως φαίνεται στο διάγραμμα του σχήματος 11-1. Στις δυο αυτές εισόδους εφαρμόζονται γενικά ταυτόχρονα δύο σήματα και στην έξοδο εμφανίζεται η διαφορά τους ενισχυμένη. Το γεγονός αυτό, η ενίσχυση δηλαδή της διαφοράς δύο σημάτων και όχι του σήματος ή των σημάτων, αποτελεί το βασικό λειτουργικό γνώρισμα του διαφορικού ενισχυτή, στο οποίο οφείλει και την ονομασία του. Έτσι αν στις εισόδους εφαρμόζονται δυο σήματα έστω U_1 και U_2 , στην έξοδο προκύπτει σήμα U_0 ίσο προς:

$$U_0 = A \cdot (U_1 - U_2)$$

όπου A η απολαβή του διαφορικού ενισχυτή.

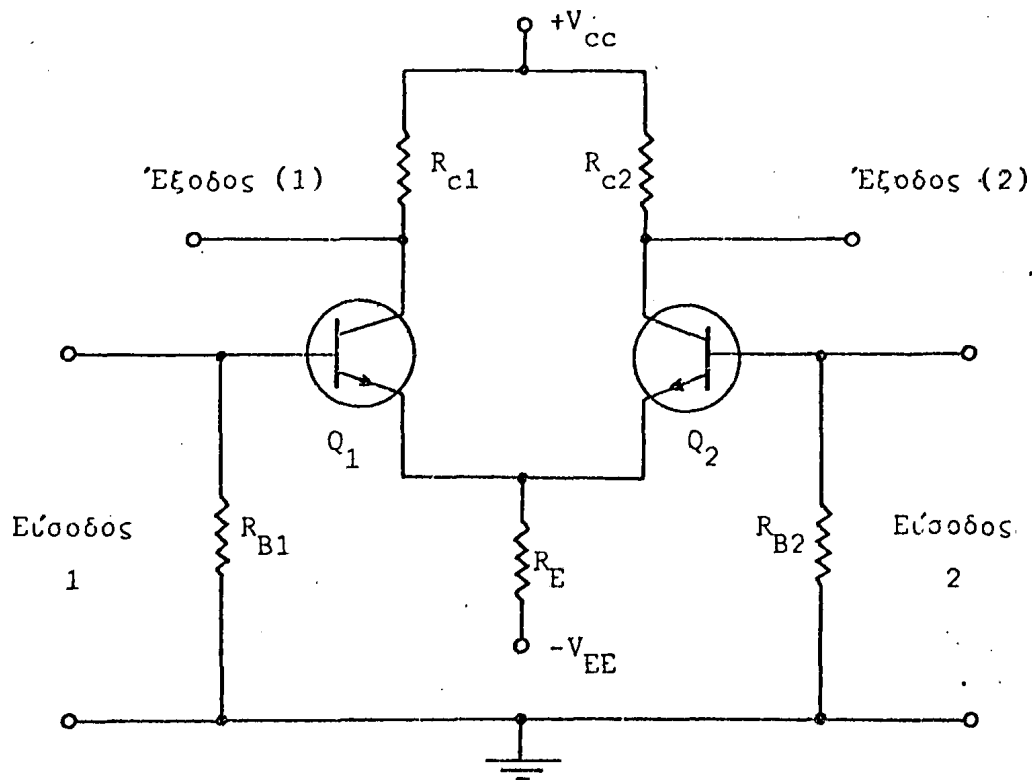
Αυτό σημαίνει, ότι, αν στις εισόδους του διαφορικού ενισχυτή εφαρμοσθούν δυο ίδια σήματα - κοινό σήμα και στις δυο εισόδους -, στην έξοδό του δεν θα εμφανισθεί κανένα σήμα. Η λειτουργία βέβαια αυτή αφορά στον ιδανι-





Δομικό διάγραμμα διαφορικού ενισχυτή

Σχήμα 11-1



Διαφορικός ενισχυτής με κρυσταλλοτρίόδους

Σχήμα 11-2



κό διαφορικό ενισχυτή. Στην πράξη το σήμα εξόδου των διαφορικών ενισχυτών εξαρτάται όχι μόνον από τη διαφορά των σημάτων εισόδου, αλλά και από τη μέση τιμή τους, που ονομάζεται σήμα κοινής συνιστώσας (common - mode signal). Αυτό σημαίνει, ότι, αν στις εισόδους του ενισχυτή εφαρμοσθούν σήματα 100mV και 50mV ($U_c = 75mV$) ή 500mV και 450mV ($U_c = 475mV$) αντίστοιχα, το σήμα εξόδου θα είναι διαφορετικό σε κάθε περίπτωση, παρ'όλο που η διαφορά των σημάτων και στις δύο περιπτώσεις είναι ίδια ($U_d = 50mV$).

Γενικά το σήμα εξόδου του διαφορικού ενισχυτή μπορεί να θεωρηθεί γραμμικός συνδυασμός των σημάτων εισόδου· δηλαδή:

$$U_o = A_1 \cdot U_1 + A_2 \cdot U_2 \quad (1)$$

όπου A_1 η απολαβή του ενισχυτή, αν γειωθεί η είσοδος 2 και εφαρμόζεται σήμα μόνο στην είσοδο 1, και A_2 η απολαβή του, αν γειωθεί η είσοδος 1 και εφαρμόζεται σήμα μόνον στην είσοδο 2. Τα σήματα U_1 και U_2 μπορούν να εκφρασθούν συναρτήσει της διαφοράς τους

$$U_d = U_1 - U_2$$

και της μέσης τιμής τους

$$U_c = (U_1 + U_2)/2$$

ως εξής:

$$U_1 = U_c + U_d/2 \quad \text{και} \quad U_2 = U_c - U_d/2$$

οπότε η σχέση (1) για το σήμα εξόδου γίνεται:

$$\begin{aligned} U_o &= A_1 \cdot (U_c + U_d/2) + A_2 \cdot (U_c - U_d/2) = \\ &= U_c \cdot (A_1 + A_2) + U_d \cdot (A_1 - A_2)/2 = \\ &= A_d \cdot U_d + A_c \cdot U_c \end{aligned} \quad (2)$$



όπου $A_d = (A_1 - A_2)/2$ και $A_c = A_1 + A_2$.

Η σχέση (2) σημαίνει απλά, ότι το σήμα εξόδου είναι γραμμικός συνδυασμός της διαφοράς και της μέσης τιμής των σημάτων εισόδου. Οι δε γραμμικοί συντελεστές A_d και A_c δεν εκφράζουν τίποτε περισσότερο από την απολαβή του ενισχυτή για τη διαφορά και τη μέση τιμή των σημάτων εισόδου αντίστοιχα.

Είναι προφανές, ότι, για να προσεγγίζει ο πραγματικός διαφορικός ενισχυτής όσο το δυνατόν περισσότερο τον ιδανικό, θα πρέπει η απολαβή A_d να είναι όσο γίνεται μεγαλύτερη και η A_c όσο γίνεται μικρότερη ή αλλιώς θα πρέπει ο λόγος

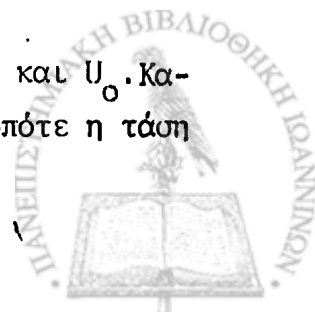
$$\rho = \frac{|A_d|}{|A_c|}$$

να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερος. Ο λόγος αυτός ονομάζεται λόγος απορρίψεως κοινής συνιστώσας (common mode rejection ratio - CMRR) και αποτελεί το βασικό κριτήριο ποιότητας του διαφορικού ενισχυτή, επειδή, όσο μεγαλύτερος είναι ο λόγος αυτός, τόσο μικρότερες διαφορές μπορεί να αναγνωρίσει και να εμφανίσει ενισχυμένες στην έξοδο ο ενισχυτής για δεδομένου μεγέθους σήματα εισόδου.

Ο προσδιορισμός του λόγου απορρίψεως γίνεται με μέτρηση των απολαβών A_d και A_c . Οι απολαβές αυτές μετρούνται ως εξής: Εφαρμόζονται αρχικά στις εισόδους του ενισχυτή δυο σήματα αντίθετα και μεγέθους ανάλογου προς την επιθυμητή στάθμη μετρήσεως (π.χ. 50mV και -50mV ή 1V και -1V), οπότε η τάση εξόδου του ενισχυτή είναι:

$$\begin{aligned} U_o &= A_d \cdot U_d + A_c \cdot U_c = \\ &= A_d \cdot (U_1 - U_2) + A_c \cdot (U_1 + U_2)/2 = \\ &= A_d \cdot [U_{in} - (-U_{in})] + A_c \cdot (U_{in} - U_{in})/2 = \\ &= A_d \cdot 2U_{in} + A_c \cdot 0 = \\ &= 2 \cdot A_d \cdot U_{in} \end{aligned}$$

και η απολαβή A_d υπολογίζεται άμεσα, αν μετρηθούν τα σήματα U_{in} και U_o . Κατόπιν εφαρμόζονται δυο σήματα ίσα στις εισόδους του ενισχυτή, οπότε η τάση



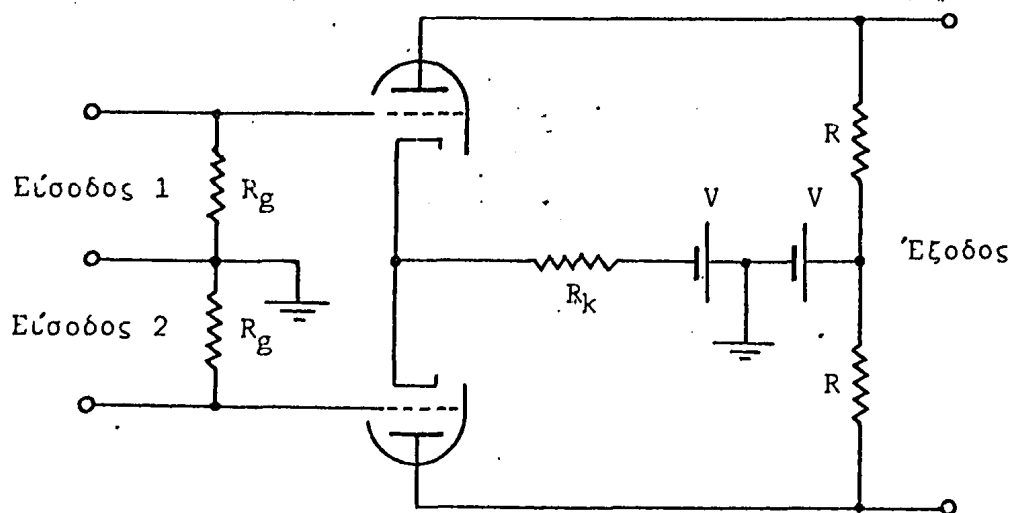
εξόδου του γίνεται:

$$\begin{aligned}
 U_o &= A_d \cdot U_d + A_c \cdot U_c = \\
 &= A_d \cdot (U_1 - U_2) + A_c \cdot (U_1 + U_2)/2 = \\
 &= A_d \cdot (U_{in} - U_{in}) + A_c \cdot (U_{in} + U_{in})/2 = \\
 &= A_d \cdot 0 + A_c \cdot 2U_{in}/2 = \\
 &= A_c \cdot U_{in}
 \end{aligned}$$

και η απολαβή A_c υπολογίζεται επίσης άμεσα.

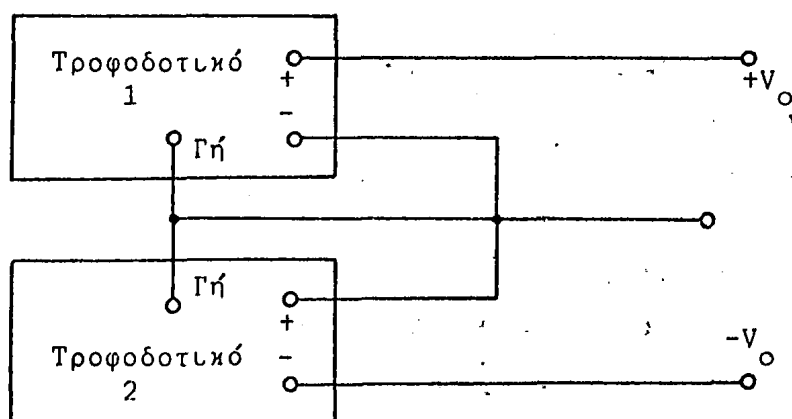
Στο σχήμα 11-2 δίνεται το απλοποιημένο κύκλωμα ενός συμμετρικού διαφορικού ενισχυτή με κρυσταλλοτριόδους σε σύζευξη εκπομπού (emitter - coupled). Αντί των κρυσταλλοτριόδων μπορούν ισοδύναμα να χρησιμοποιηθούν FET's ή και ηλεκτρονικές λυχνίες με κατάλληλες βέβαια τροποποιήσεις του κυκλώματος. Ένα τέτοιο παράδειγμα διαφορικού ενισχυτή με ηλεκτρονικές λυχνίες δίνεται στο σχήμα 11-3. Ο συμβολισμός των λυχνιών με ανοιχτά κελύφη υποδηλώνει, ότι δεν πρόκειται για δυο ανεξάρτητες τριόδους, αλλά για μια διπλο-τρίοδο, δηλαδή για μια ηλεκτρονική λυχνία με μια κάθοδο και ένα νήμα θερμάνσεως, αλλά με δύο ανόδους και δύο οδηγιά πλέγματα.

Σχετικά τώρα με τη λειτουργία του κυκλώματος 11-2 αναφέρουμε τα εξής: Έστω ότι ένα σήμα θετικό εφαρμόζεται στην είσοδο 1. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα η ορθή πόλωση της επαφής εκπομπού της κρυσταλλοτριόδου Q_1 να αυξηθεί προκαλώντας αντίστοιχα αύξηση στα ρεύματα βάσης, εκπομπού και συλλέκτη της. Αύξηση όμως του ρεύματος συλλέκτη σημαίνει μεγαλύτερη πτώση τάσης κατά μήκος της αντιστάσεως R_{c1} , άρα και ελάττωση του δυναμικού του συλλέκτη της Q_1 , που αποτελεί τον ένα ακροδέκτη της εξόδου του ενισχυτή. Αν στην είσοδο 2 εφαρμόζεται ταυτόχρονα ένα άλλο σήμα - έστω επίσης θετικό και μικρότερου μεγέθους από το σήμα της εισόδου 1 -, σύμφωνα με όσα αναφέρθηκαν για την κρυσταλλοτρίοδο Q_1 , θα ελαττωθεί τελικά το δυναμικό του συλλέκτη της Q_2 , που αποτελεί τον άλλο ακροδέκτη της εξόδου του ενισχυτή. Η ελάττωση δε αυτή των δυναμικών συλλέκτη για κανονικές συνθήκες λειτουργίας του κυκλώματος είναι ανάλογη του μεγέθους του σήματος εισόδου. Προκύπτει κατά συνέπεια, ότι η διαφορά δυναμικού μεταξύ των δύο συλλεκτών -



Διαφορικός ενισχυτής με ηλεκτρονικές λυχνίες

Σχήμα 11-3



Διάταξη διπλού τροφοδοτικού

Σχήμα 11-4



δηλαδή το σήμα εξόδου του ενισχυτή - είναι ανάλογη της διαφοράς των σημάτων στις δύο εισόδους και μάλιστα ενισχυμένη κατά την απολαβή της ενισχυτικής βαθμίδας.

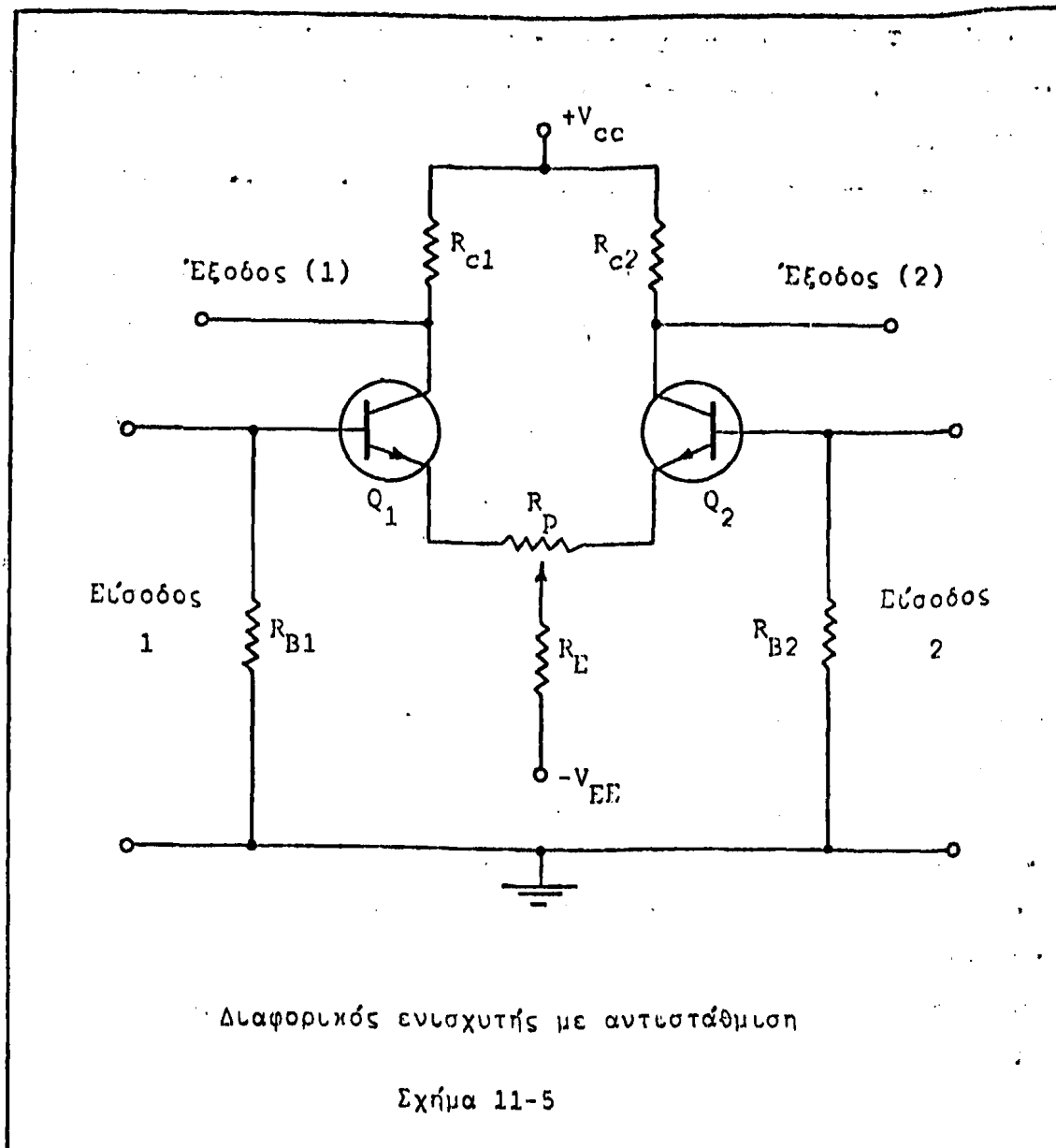
Μερικά συμπληρωματικά τώρα στοιχεία για το διαφορικό ενισχυτή του σχήματος 11-2.

α) Ανεξάρτητα από τον τύπο των κρυσταλλοτρίοδων (ρηρ ή ηρη) απαιτεί για την τροφοδοσία του δυο τάσεις τροφοδοσίας μια θετική και μια αρνητική ως προς τη γη. Οι τάσεις αυτές είναι ίσες κατ'απόλυτη τιμή και λαμβάνονται από ένα διπλό τροφοδοτικό ($0 - \pm V_0$ Volts) ή από δυο τροφοδοτικά συνδεδεσμένα, όπως στο σχήμα 11-4.

β) Για τη λειτουργία του ενισχυτή είναι κεφαλαιώδους σημασίας η συμμετρία των δύο τμημάτων του. Για την R_E δεν τίθεται πρόβλημα, επειδή είναι κοινή και στα δύο τμήματα, ενώ για τις R_{C1} , R_{C2} και R_{B1} , R_{B2} το ζήτημα έχει περιορισμένη σημασία, διότι η κατασκευή δύο ακριβώς ομοίων αντιστάσεων είναι σήμερα τεχνολογικά ευχερής. Πρόβλημα εμφανίζεται προκειμένου για τις κρυσταλλοτρίοδους, επειδή κατά τα γνωστά η πλήρης σύμπτωση των χαρακτηριστικών παραμέτρων τους είναι κατ'αρχήν αδύνατη. Έτσι το συνηθέστερο πρόβλημα στο κύκλωμα του σχήματος 11-2 είναι: χωρίς σήμα στις εισόδους του ενισχυτή να διαρρέονται οι κρυσταλλοτρίοδοι από άνισα ρεύματα και τα δυναμικά των δύο συλλεκτών να είναι άνισα μεταξύ τους. Εμφανίζεται έτσι στην έξοδο του διαφορικού ενισχυτή σήμα - τάση - ακόμη και χωρίς παρουσία σήματος στις εισόδους του. Η τάση αυτή ονομάζεται συνεχής τάση εκτροπής (dc offset voltage), αποτελεί ανεπιθύμητο φαινόμενο και ένας πρώτος τρόπος για την εξάλειψή της δίνεται στο σχήμα 11-5. Η παρεμβολή του ποτενσιόμετρου R_p επιτρέπει τη ρύθμιση της σχετικής πολώσεως των δύο κυκλωμάτων, έτσι ώστε να μηδενίζεται η διαφορά ρευμάτων τους και η τάση εκτροπής. Είναι εύνοητο, ότι σε κάθε θερμοκρασιακή μεταβολή απαιτείται νέα ρύθμιση για το μηδενισμό της τάσης εκτροπής.

γ) Σχετικά με το λόγο απορρίψεως κοινής συνιστώσας (CMRR) προκύπτει εύκολα, ότι αυξάνει, όσο αυξάνει η τιμή της αντιστάσεως R_E . Η αύξηση όμως αυτή της R_E δεν πρέπει να είναι τόσο, ώστε να προκαλεί μηδενιστική ελάττωση του ρεύματος εκπομπής των κρυσταλλοτρίοδων, διότι τότε το σημείο λειτουργίας τους μετατοπίζεται ισχυρά προς την περιοχή αποκοπής και ο λόγος απορρίψεως αυξάνει. Επακόλουθο λοιπόν μειονέκτημα της χρήσης μεγάλων αντιστάσεων R_E είναι η ανάγκη χρησιμοποίησης τροφοδοτικών με υψηλή σχετικά τάση εξόδου.

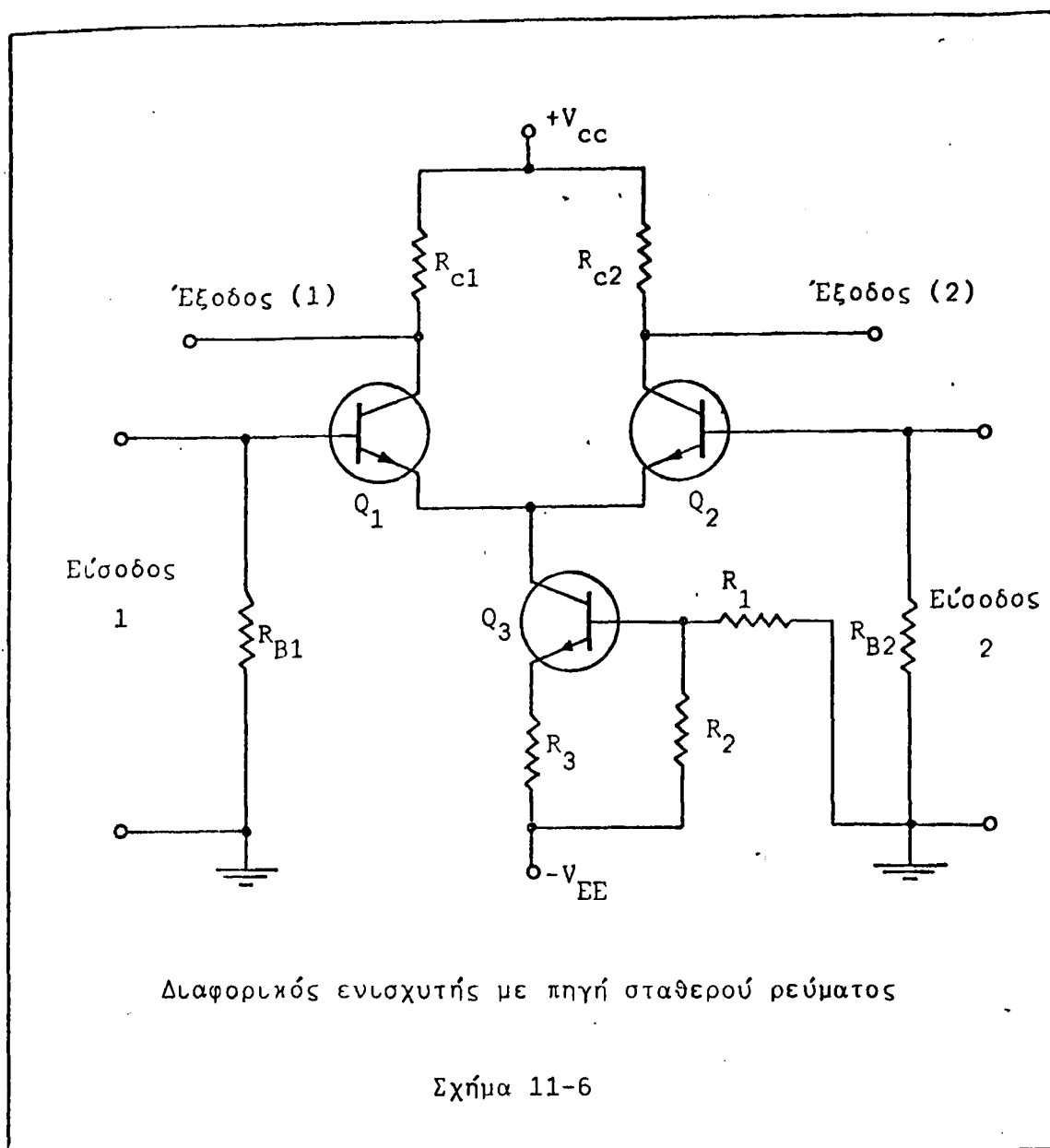




Συχνά προκειμένου να συνδυαστούν οι απαιτήσεις για μεγάλο ρεύμα εκπομπών και μεγάλη αντίσταση πολώσεως εκπομπών, χρησιμοποιείται στη θέση της αντιστάσεως R_E μια πηγή σταθερού ρεύματος με κρυσταλλοτρίοδο, όπως φαίνεται στο σχήμα 11-6. Κυκλώματα με τέτοια σχεδίαση επιτυγχάνουν λόγους απορρίψεως κοινής συνιστώσας της τάξης του 300.000, προσεγγίζουν δηλαδή αρκετά ικανοποιητικά τον ιδανικό διαφορικό ενισχυτή.

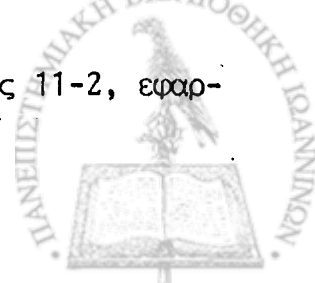
Σήμερα οι καλύτεροι διαφορικοί ενισχυτές είναι αυτοί, που κατασκευάζονται με μορφή ολοκληρωμένου κυκλώματος. Κυριώτεροι λόγοι γι' αυτό είναι η μεγάλη θερμική ομοιογένεια, που εξασφαλίζεται, και κυρίως η σημαντική ταυτότητα χαρακτηριστικών των κρυσταλλοτρίοδων, που επιτυγχάνεται με την επίπεδη τεχνολογία των ολοκληρωμένων.





Το κύκλωμα του σχήματος 11-2 εκτός από διαφορικός ενισχυτής μπορεί να δράσει και σαν αναστροφέας φάσης (phase inverter) ή ορθότερα διαχωριστής φάσης (phase splitter). Με τον όρο αυτό χαρακτηρίζονται τα κυκλώματα εκείνα, που έχουν μια τουλάχιστον είσοδο και δυο τουλάχιστον εξόδους και όταν στην είσοδό τους εφαρμόζεται ένα σήμα, στις εξόδους παρέχουν δύο όμοια προς αυτό ενισχυμένα σήματα, εκ των οποίων το ένα είναι ομοφασικό προς το σήμα εισόδου και το άλλο ετεροφασικό με διαφορά φάσης 180° . Διαχωριστών φάσης υπάρχουν πολλά είδη και χρησιμοποιούνται ευρύτατα στην τεχνολογία των ενισχυτών· μια σημαντική τους εφαρμογή είναι η τροφοδοσία με σήμα των ενισχυτών push-pull.

Έστω λοιπόν ότι στην είσοδο 1 του κυκλώματος του σχήματος 11-2, εφαρ-

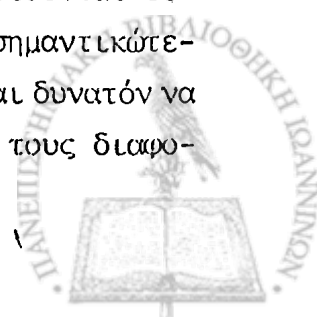


μόζεται ένα τυχόν σήμα. Κατά το θετικό τμήμα της περιόδου του η πόλωση της επαφής εκπομπού της Q_1 αυξάνει προκαλώντας αύξηση των ρευμάτων I_E , I_B και I_C . Η αύξηση αυτή των ρευμάτων - ειδικά του I_C - προκαλεί ελάττωση του δυναμικού του συλλέκτη της Q_1 ανάλογη προς το μέγεθος του σήματος εισόδου γεγονός, που σημαίνει, ότι στην έξοδο (1) - μεταξύ εξόδου (1) και γης - αναπτύσσεται σήμα της ίδιας μορφής με το σήμα εισόδου, αλλά ενισχυμένο και αρνητικό, δηλαδή με διαφορά φάσης 180° ως προς το αρχικό. Ταυτόχρονα η αυξημένη ροή ρεύματος (I_E) δια της αντιστάσεως R_E προκαλεί αύξηση του δυναμικού του εκπομπού της Q_1 , που ταυτίζεται με το δυναμικό εκπομπού της Q_2 . Αύξηση όμως στο δυναμικό εκπομπού της Q_2 συνεπάγεται ελάττωση της ορθής πόλωσης της επαφής εκπομπού της Q_2 , άρα και ελάττωση των ρευμάτων εκπομπού και συλλέκτη της. Η ελάττωση αυτή του ρεύματος συλλέκτη σημαίνει μικρότερη πτώση τάσης κατά μήκος της R_{C2} , άρα αύξηση του δυναμικού συλλέκτη της Q_2 . Εμφανίζεται δηλαδή στην έξοδο (2) ένα σήμα όμοιο προς το σήμα εισόδου ενισχυμένο και ομοφασικό του. Στο ίδιο συμπέρασμα καταλήγουμε και αν θεωρήσουμε τις μεταβολές ρευμάτων και δυναμικών κατά το αρνητικό τμήμα της περιόδου του σήματος εισόδου.

Συνάγεται λοιπόν, ότι με την εφαρμογή σήματος στη μία μόνον είσοδό του διαφορικού ενισχυτή - αδιάφορο ποιό - εμφανίζονται στις εξόδους του ως προς τη γη (single-ended output) δύο όμοια ενισχυμένα σήματα με διαφορά φάσης 180° . Αντίστοιχα στη διαφορική έξοδο (differential output) - ακροδέκτες (1) και (2) - το σήμα, που προκύπτει, είναι συνδυασμός των δύο προηγούμενων και έχει διπλάσιο πλάτος.

Ίδια είναι η δράση του κυκλώματος, αν εφαρμοσθούν στις εισόδους του δύο ίσα, αλλά με διαφορά φάσης 180° σήματα. Αντίθετα, σύμφωνα και με όσα αναφέρθηκαν παραπάνω, αν στις εισόδους εφαρμοσθούν δύο ίσα ομοφασικά σήματα, τότε στη διαφορική έξοδο δεν εμφανίζεται κανένα σήμα. Το χαρακτηριστικό αυτό αποτελεί σπουδαίο πλεονέκτημα για το διαφορικό ενισχυτή, επειδή απαλείφει αυτόματα και δεν εμφανίζει στην έξοδο όλα τα παρασιτικά και ανεπιθύμητα σήματα, όπως θερμικοί θόρυβοι, διακυμάνσεις τάσης, κυμάτωση τροφοδοσίας, ραδιοφωνικές συνιστώσες κλπ, διότι αυτά εμφανίζονται ταυτόχρονα - ομοφασικά - και στις δύο εισόδους.

Για το λόγο αυτό άλλωστε οι διαφορικοί ενισχυτές χρησιμοποιούνται ευρύτατα σε κυκλώματα ενισχυτών συνεχούς. Στα κυκλώματα αυτά το σημαντικότερο πρόβλημα είναι τα θερμικής προελεύσεως παράσιτα, που δεν είναι δυνατόν να διακριθούν από το κανονικό σήμα και τα οποία απορρίπτονται από τους διαφο-



ρικούς ενισχυτές.

Τελειώνοντας αναφέρουμε, ότι οι διαφορετικοί ενισχυτές μπορούν να συνδυασθούν μεταξύ τους με διάφορες μεθοδολογίες, έτσι ώστε να επιτυγχάνεται μεγαλύτερη ενίσχυση της διαφοράς και καλύτερος λόγος απορρίψεως της κοινής συνιστώσας του σήματος.

Απαιτούμενες γνώσεις

Δ. Μ. Μηλιώτη: Ηλεκτρονικά κυκλώματα και εφαρμογές τους, σελ. 297-308.

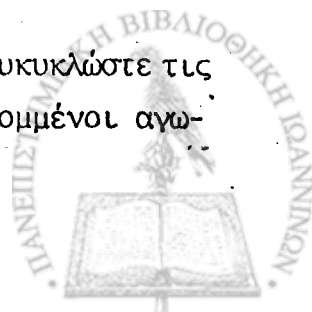
Χρησιμοποιούμενα όργανα

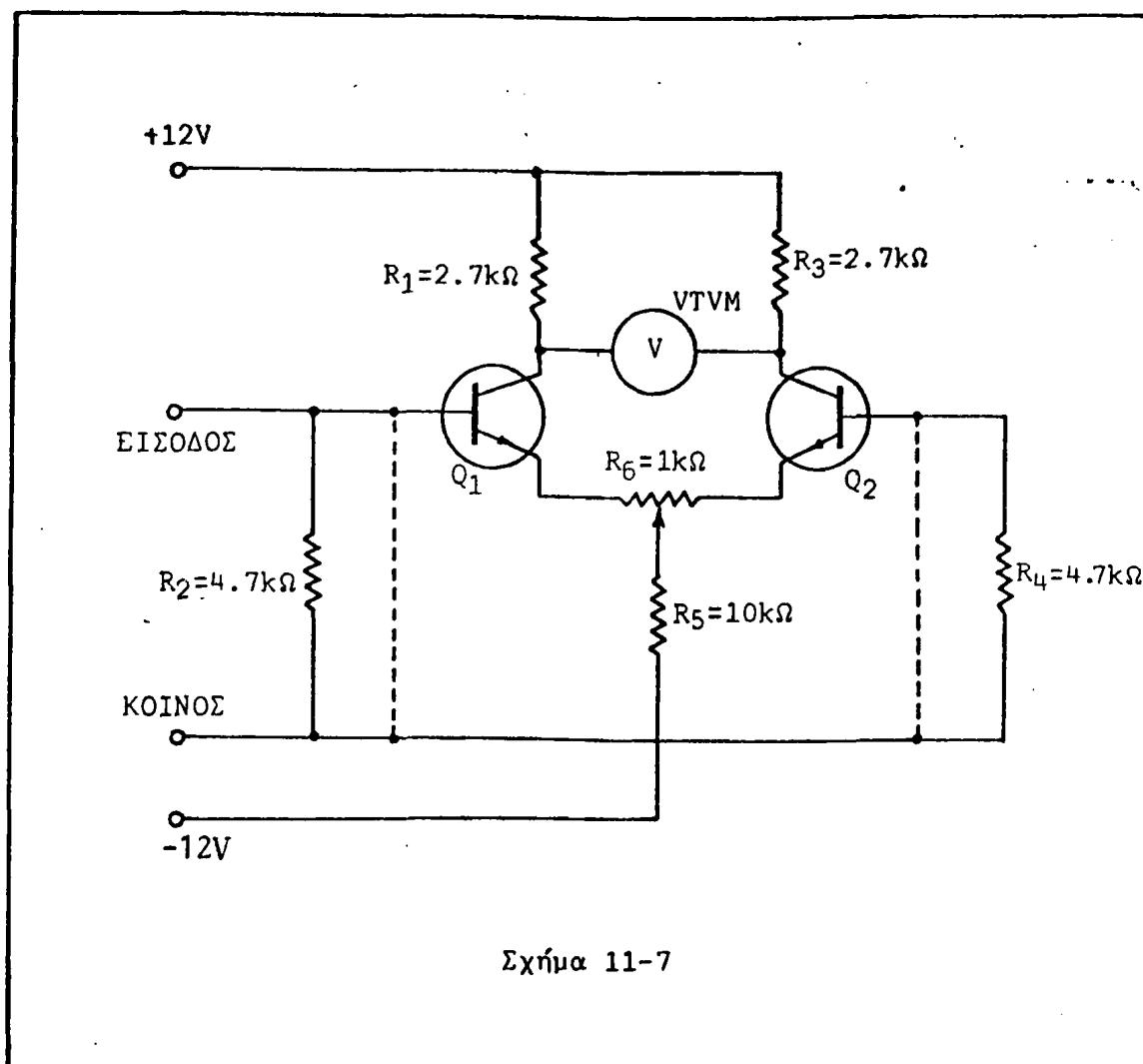
1. Τροφοδοτικό χαμηλής τάσης (2)
2. Ηλεκτρονικό βολτόμετρο
3. Γεννήτρια ακουστικών συχνοτήτων
4. Παλμογράφος
5. Πολύμετρο
6. Κρυσταλλοτρίοδοι ηρη (2)
7. Ποτενσιόμετρα: $1k\Omega$ -2W, $10k\Omega$ -0.5W
8. Αντιστάσεις: 47Ω -1W (3), $2.7k\Omega$ -1W, $4.7k\Omega$ -1W, $10k\Omega$ -1W

Πειραματικό μέρος

Προσοχή: Να έχετε υπ' όψη σας, ότι ο ακροδέκτης common του ηλεκτρονικού βολτομέτρου και η είσοδος ground του παλμογράφου είναι σημεία γειώσεως και κατά συνέπεια σημεία κοινού δυναμικού. Δεν πρέπει λοιπόν κατά την εκτέλεση της ασκήσεως να συνδεθούν στα προαναφερθέντα άκρα σημεία του κυκλώματος, που έχουν λόγω δομής και τροφοδοσίας του διαφορετικά δυναμικά, διότι υπάρχει κίνδυνος καταστροφής ωρισμένων εξαρτημάτων και βέβαια κακής λειτουργίας του κυκλώματος.

1. Πραγματοποιείτε το κύκλωμα του σχήματος 11-7 και βραχυκυκλώστε τις βάσεις των κρυσταλλοτριόδων προς το κοινό ηλεκτρόδιο - διακεκομμένοι αγω-





Σχήμα 11-7

γoί στο κύκλωμα. Χρησιμοποιώντας κατόπιν τα δυο τροφοδοτικά συγκροτείστε ένα διπλό τροφοδοτικό (σχήμα 11-4). Μη συνδεσμολογήσετε προς το παρόν τις γειώσεις. Ρυθμίστε τα τροφοδοτικά σε τάσεις +12V και -12V αντίστοιχα, βάλτε τα στη θέση STAND BY και συνδεσμολογείστε τα στο κύκλωμα. Ρυθμίστε το ποτενσιόμετρο R_6 στη μέση περίπου της διαδρομής του και συνδεσμολογείστε το ηλεκτρονικό βολτόμετρο μεταξύ των συλλεκτών των δύο κρυσταλλοτρίδων. Τροφοδοτείστε με τάσεις $\pm 12V$ τον ενισχυτή. Μετρείστε και καταγράψτε τη συνεχή τάση εκτροπής του.

$V_{off} =$	V
-------------	-----

2. Ρυθμίζοντας προσεκτικά το ποτενσιόμετρο R_6 μηδενίστε την τάση εκτροπής με το ηλεκτρονικό βολτόμετρο στη μέγιστη ευαισθησία του. Η εργασία αυτή είναι απαραίτητη για την ισορρόπηση του ενισχυτή (balancing of amplifier). Αποσυνδέστε το ηλεκτρονικό βολτόμετρο και τους βραχυκυκλωτήρες βά-

σεων από το κύκλωμα.

3. Συνδεσμολογείτε στην είσοδο τη γεννήτρια ακουστικών συχνοτήτων και ρυθμίστε την έξοδο της σε τάση $V_{out} = 0.4V_{p-p}$ και συχνότητα $f = 1\text{kHz}$ μετρημένα με τον παλμογράφο. Χρησιμοποιώντας παλμογράφο διπλής δέσμης (διπλού ίχνους - dual trace) απεικονίστε στην οθόνη το σήμα εισόδου και το σήμα εξόδου 1 (συλλέκτης κρυσταλλοτριόδου Q_1). Μετρείστε και καταγράψτε το μέγεθος του σήματος εξόδου, τη διαφορά φάσης του από το σήμα εισόδου και υπολογίστε την απολαβή τάσης της εξόδου 1. Επαναλάβετε τα ίδια για την έξοδο 2 (συλλέκτης κρυσταλλοτριόδου Q_2) του ενισχυτή. Υπολογίστε την απολαβή της διαφορικής εξόδου του ενισχυτή.

$V_{out1} =$	V_{p-p}
$\Delta\phi_1 =$	deg
$A_{v1} =$	

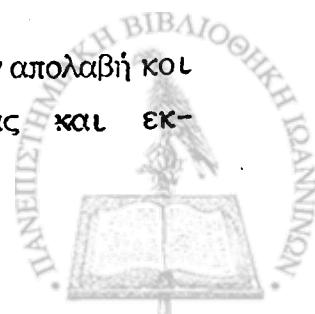
$V_{out2} =$	V_{p-p}
$\Delta\phi_2 =$	deg
$A_{v2} =$	

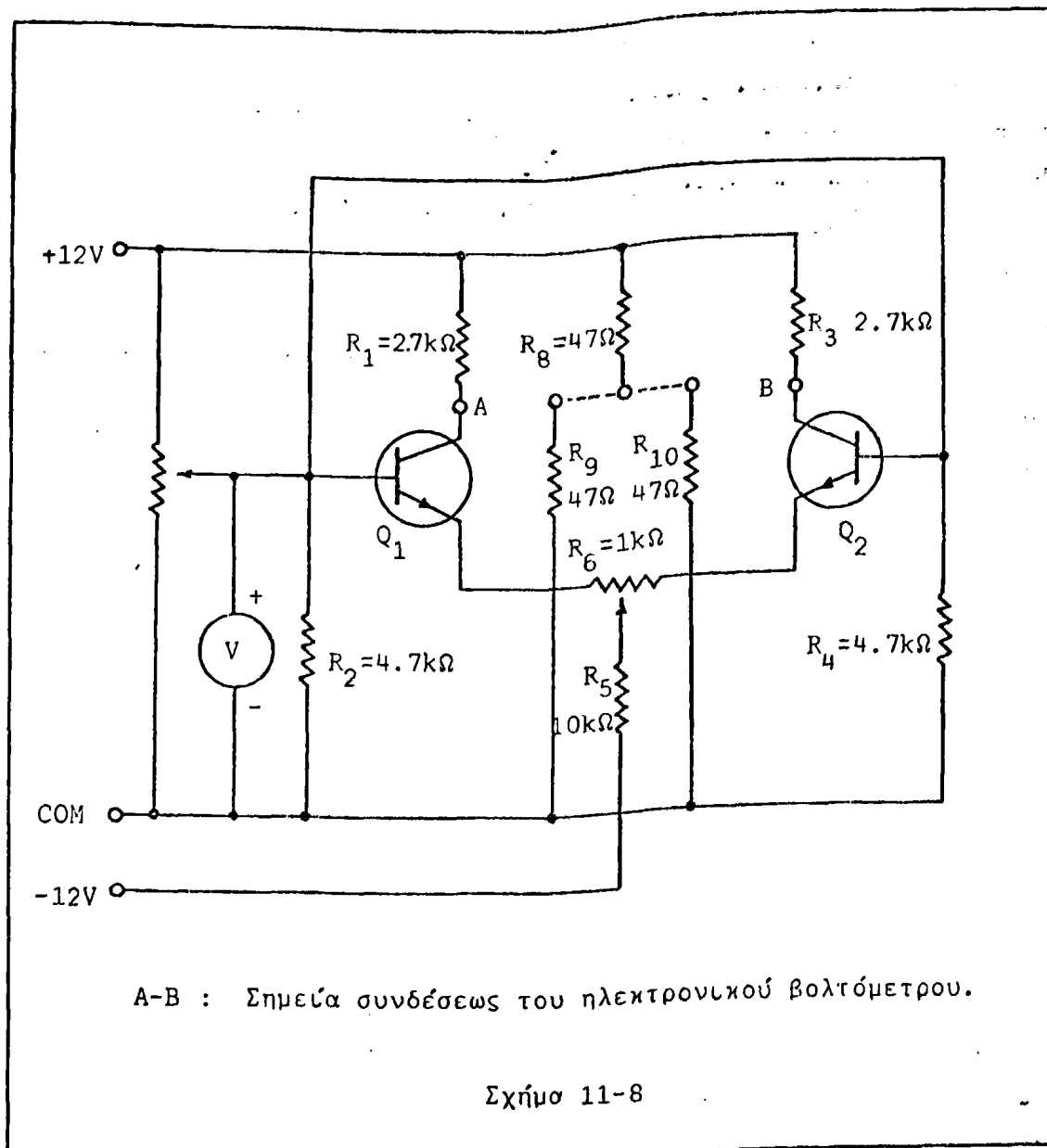
$A_{vdiff} =$

4. Συνδεσμολογείτε το κύκλωμα του σχήματος 11-8. Μη συνδέστε προς το παρόν τους βραχυκυκλωτήρες μεταξύ των αντιστάσεων R_9 , R_{10} και R_8 . Τροφοδοτείστε τον ενισχυτή και ρυθμίστε το ποτενσιόμετρο R_7 στην ελάχιστη τιμή του - μηδενική σχεδόν ένδειξη του βολτομέτρου V . Ισορροπείτε το διαφορικό ενισχυτή σύμφωνα με την προηγούμενη διαδικασία. Μην ξεχάστε μετά την ισορρόπηση να αφαιρέσετε τους βραχυκυκλωτήρες των βάσεων. Κατόπιν μεταβάλετε την τιμή του ποτενσιόμετρου R_7 μέχρις ότου το βολτόμετρο δείξει διαφορά δυναμικού 5V. Η τάση αυτή είναι συνεχές σήμα κοινό και στις δύο εισόδους του ενισχυτή. Μετρείστε με το ηλεκτρονικό βολτόμετρο τη διαφορά δυναμικού - σήμα - στη διαφορική έξοδο του ενισχυτή και υπολογίστε την απολαβή του για την κοινή συνιστώσα σήματος.

$V'_{diff} =$	mV	$A_{VCM} =$
---------------	----	-------------

5. Γνωρίζοντας τη διαφορική απολαβή του ενισχυτή και την απολαβή κοινής συνιστώσας υπολογίστε το λόγο απορρίψεως κοινής συνιστώσας και εκ-

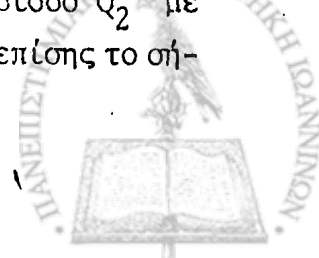




φράστε την σε dB.

CMRR =	CMRR =	dB
--------	--------	----

6. Αφού πρώτα διακόψετε την τροφοδοσία του ενισχυτή, αφαιρέστε από το κύκλωμα το ποτενσιόμετρο R_7 και το βολτόμετρο και συνδέστε τις αντιστάσεις R_9 και R_{10} . Τροφοδοτείστε πάλι τον ενισχυτή και ισορροπείστε τον, όπως προηγουμένως. Κατόπιν φέρτε σε στενή θερμική επαφή την κρυσταλλοτρίοδο Q_1 και την αντίσταση R_9 (θερμαντικό σώμα). Μετρείστε και καταγράψτε το σήμα στη διαφορική έξοδο. Κατόπιν φέρτε σε θερμική επαφή την κρυσταλλοτρίοδο Q_2 με την αντίσταση (θερμαντικό σώμα) R_{10} . Μετρείστε και καταγράψτε επίσης το σή-



μα στη διαφορική έξοδο. Σχολιάστε και αιτιολογείστε τα αποτελέσματα.

$V_1 =$	mV	$V_2 =$	mV
---------	----	---------	----

Ερωτήσεις

1. Τι είναι ο λόγος απορρίψεως κοινής συνιστώσας ενός διαφορικού ενισχυτή και ποιές τιμές του είναι προτιμότερες; οι μικρές ή οι μεγάλες;
2. Γιατί στις περισσότερες περιπτώσεις προτιμάται η αγορά διαφορικών ενισχυτών σε μορφή πλήρως ολοκληρωμένου κυκλώματος αντί για τη συναρμολόγησή τους από εξαρτήματα;
3. Ποιές διατάξεις είναι πιο ευαίσθητες θερμικά οι απλοί ή οι διαφορικοί ενισχυτές και γιατί;
4. Ποιές άλλες διατάξεις ή κυκλώματα διαχωριστών και αναστροφέων φάσης γνωρίζετε;
5. Γιατί στο κύκλωμα του σχήματος 11-8 το σήμα, που μετρείται με το βολτόμετρο, είναι κοινό και στις δύο εισόδους του διαφορικού ενισχυτή;



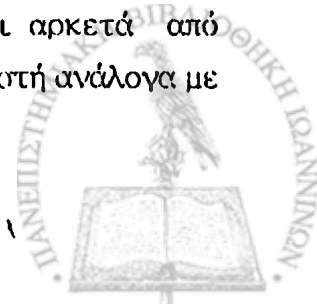
Α Σ Κ Η Σ Η 12Τ Ε Λ Ε Σ Τ Ι Κ Ο Σ Ε Ν Ι Σ Χ Υ Τ Η ΣΕισαγωγή

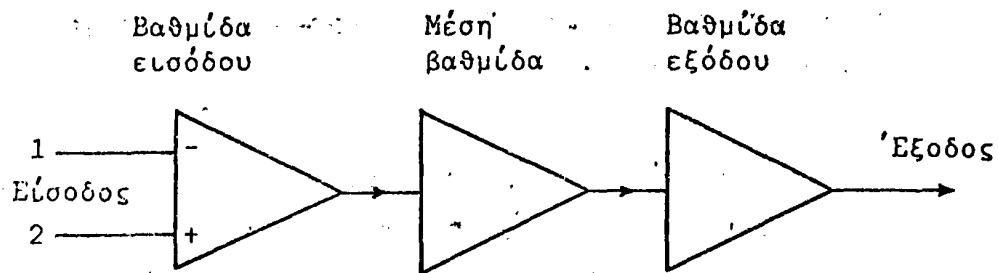
Ο τελεστικός ενισχυτής (operational amplifier) αρείλει την ονομασία του στο πλήθος των εργασιών (λειτουργιών - πράξεων), που μπορεί να εκτελέσει. Με ρικές από τις εργασίες αυτές είναι η ενίσχυση, η διακρόριση, η ολοκλήρωση, η πρόσθεση, η αφαίρεση και πολλές άλλες.

Οι τελεστικοί ενισχυτές είναι γνωστοί από αρκετά παλιά - πάντοτε βέβαια μέσα στα όρια ηλικίας της νέας ηλεκτρονικής τεχνολογίας -, η χρήση τους όμως ήταν περιορισμένη, επειδή για τη συγκρότησή τους απαιτούντο πολλά ηλεκτρονικά στοιχεία. Η ευρύτερη χρησιμοποίηση και ανάπτυξη εφαρμογών τους άρχισε μετά το 1967, όταν έγινε δυνατή η πραγματοποίησή τους με μορφή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων γεγονός, που υποβίβασε δραστικά το κόστος και τον όγκο τους, ενώ παράλληλα αύξησε την αξιοπιστία κατασκευής και λειτουργίας τους, καθώς επίσης και την ευχέρεια συνδεσμολογίας και χρησιμοποιήσεώς τους.

Επειδή λοιπόν σήμερα οι τελεστικοί ενισχυτές κυκλοφορούν στο εμπόριο και χρησιμοποιούνται στις εφαρμογές αποκλειστικά με τη μορφή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων - άλλωστε με τη μορφή αυτή θα μελετηθούν και στο πειραματικό μέρος της ασκήσεως - δεν παρουσιάζει ιδιαίτερο ενδιαφέρον και δεν πρόκειται να ασχοληθούμε με το αναλυτικό τους κύκλωμα. Στα επόμενα δηλαδή ο τελεστικός ενισχυτής θα θεωρείται σαν μια δεδομένη διάταξη άγνωστης υφής (black - box), που έχει ωρισμένους ακροδέκτες - εισόδου, εξόδου, ελέγχου - και μπορεί να πραγματοποιήσει μια σειρά από ηλεκτρονικές λειτουργίες. Στόχος δε της συζητήσεως και της πειραματικής μελέτης θα είναι η διακρίβωση και προσδιορισμός των χαρακτηριστικών κάθε συγκεκριμένης λειτουργίας.

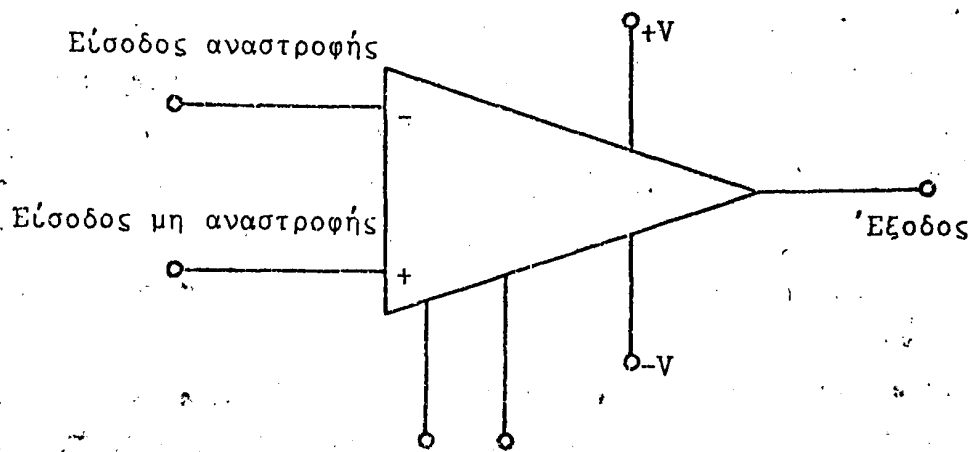
Παρ' όλα αυτά δίνουμε αρχικά μια γενική περιγραφή των ιδιοτήτων και των δομικών μονάδων, από τις οποίες αποτελείται ένας τελεστικός ενισχυτής και οι οποίες μεμονωμένα έχουν μελετηθεί σε προηγούμενες εργαστηριακές ασκήσεις. Πρέπει όμως να έχουμε υπ' όψη, ότι το αναλυτικό κύκλωμα διαφέρει αρκετά από ολοκληρωμένο σε ολοκληρωμένο και από κατασκευαστή σε κατασκευαστή ανάλογα με τη χρήση για την οποία κυρίως προορίζεται η διάταξη.





Δομική συγκρότηση τελεστικού ενισχυτή

Σχήμα 12-1



Ακροδέκτες αντισταθμίσεως

Κυκλωματικό σύμβολο τελεστικού ενισχυτή και ακροδέκτες του

Σχήμα 12-2

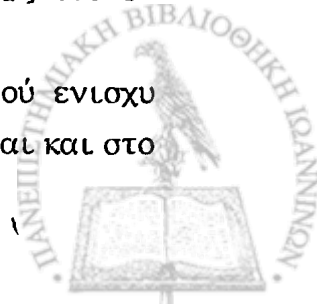
Ο τελεστικός ενισχυτής είναι γενικά ένας ενισχυτής με άμεση σύζευξη και υψηλή απολαβή. Έχει μεγάλη αντίσταση εισόδου και μικρή αντίσταση εξόδου, ενώ από άποψη συχνοτήτων μπορεί να ενισχύει ικανοποιητικά από συνεχή σήματα (dc) έως πολύ υψηλές συχνότητες. Η χρησιμοποίηση ανασυζεύξεως μεταξύ εξόδου και εισόδου βελτιώνει σε πολλές περιπτώσεις τα χαρακτηριστικά επιδόσεων και λειτουργίας του.

Όπως φαίνεται και στο σχήμα 12-1 αποτελείται γενικά από τρεις επί μέρους βαθμίδες. Η βαθμίδα εισόδου είναι σχεδόν πάντοτε ένας διαφορικός ενισχυτής με πηγές σταθερού ρεύματος. Έχει δύο εισόδους, που κάθε μια τους οδηγεί μια διαφορική βαθμίδα. Τα σήματα, που εφαρμόζονται στη μη αναστρεπτική είσοδο (non-inverting input), εμφανίζονται στην έξοδο απλώς ενισχυμένα - με την ίδια φάση -, ενώ τα σήματα, που εφαρμόζονται στην αναστρεπτική είσοδο (inverting input), εμφανίζονται στην έξοδο ενισχυμένα και ανεστραμμένα - με διαφορά φάσης 180° . Βέβαια αν στις δύο εισόδους εφαρμοσθούν ταυτόχρονα δύο καθ'όλα ίσα σήματα, στην έξοδο δεν θα εμφανισθεί τίποτε. Από την πρώτη αυτή βαθμίδα εξαρτώνται σε μεγάλο βαθμό τα χαρακτηριστικά και οι επιδόσεις του τελεστικού ενισχυτή και ειδικότερα τα χαρακτηριστικά πιστότητάς του, επειδή, όπως είναι προφανές, κάθε σφάλμα, που εμφανίζεται ή δημιουργείται στη βαθμίδα αυτή, εμφανίζεται ενισχυμένο στην τελική έξοδο της διατάξεως. Μερικά από τα χαρακτηριστικά του τελεστικού, που κατά κύριο λόγο προσδιορίζονται από τη βαθμίδα αυτή, είναι η αντίσταση εισόδου, ο λόγος απορρίψεως κοινής συνιστώσας, η απολαβή συνεχούς, η απόρριψη θορύβου, το εύρος ζώνης συχνοτήτων, η ταχύτητα αποκρίσεως κλπ.

Η ενδιάμεση βαθμίδα αποτελείται από ένα συνδυασμό διαφορικών και κοινών ενισχυτών βαθμίδων, που η ακριβής τους σύνθεση εξαρτάται από τον προορισμό του ενισχυτή. Σε γενικές γραμμές η βαθμίδα αυτή προκαλεί μια επί πλέον ενίσχυση του σήματος και διορθώνει τα πιθανά σφάλματα της πρώτης βαθμίδας. Η επίδρασή της πάντως στην τελική πιστότητα και απόδοση του ενισχυτή είναι περιορισμένη.

Η βαθμίδα εξόδου τέλος αποτελείται σχεδόν πάντα από κυκλώματα κρυσταλλοτριόδων σε συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη (emitter follower). Παρουσιάζουν κατά τα γνωστά μεγάλη αντίσταση εισόδου και χαμηλή αντίσταση εξόδου. Η βαθμίδα αυτή καθορίζει επίσης τα όρια συχνοτήτων αποκρίσεως του ενισχυτή.

Στο σχήμα 12-2 δίνεται το συμβολικό διάγραμμα ενός τελεστικού ενισχυτή και οι κυριώτεροι ακροδέκτες συνδεσμολογίας του. Όπως φαίνεται και στο



διάγραμμα αυτό, ο τελεστικός ενισχυτής τροφοδοτείται από ένα τροφοδοτικό συνεχούς διπλής πολικότητας και με ίσες τάσεις (π.χ. +5V ή -5V ή +12V και -12V). Αυτό είναι και το βασικό αίτιο, που επιτρέπει στην έξοδό του να παραμένει διαρκώς σε μηδενικό δυναμικό και να διακυμαίνεται μόνον με την ύπαρξη σήματος, οπότε και γίνεται κατά περίπτωση θετική ή αρνητική. Υπάρχουν ακόμη δυο ακροδέκτες, οι οποίοι μπορούν να χρησιμοποιηθούν έτσι, ώστε με τη βοήθεια ποτενσιομέτρου να ρυθμίζεται η διαφορική είσοδος του ενισχυτή και να αντισταθμίζονται οι πιθανές τάσεις συνεχούς εκτροπής (dc offset voltage), που εμφανίζονται στην έξοδο λόγω της μη απόλυτης δομικής και λειτουργικής συμμετρίας των δύο διαφορικών βαθμίδων. Η δυνατότητα αυτή είναι ιδιαίτερα ζωτικής σημασίας, επειδή, όπως αναφέρεται και στα σχετικά με το διαφορικό ενισχυτή, σπάνια τα ρεύματα και οι τάσεις πολώσεως στις δυο παράλληλες βαθμίδες εξελίσσονται συμμετρικά.

Όταν γίνει αντιστάθμιση των δύο εισόδων, τότε η αντίσταση μεταξύ των δύο ηλεκτροδίων εισόδου είναι εξαιρετικά μεγάλη. Το γεγονός αυτό προσδίδει απ' ενός τη χαρακτηριστικά υψηλή αντίσταση εισόδου στον τελεστικό ενισχυτή και παρέχει απ' ετέρου τη δυνατότητα υπάρξεως ηλεκτροδίου με δυναμική γείωση (μη πραγματική γείωση) (virtual ground). Η έννοια αυτή είναι πολύ συνηθισμένη στα κυκλώματα τελεστικών ενισχυτών και σημαίνει το εξής: Αν το ένα από τα ηλεκτρόδια εισόδου γειωθεί, αποκτά δυναμικό μηδέν (πραγματική γείωση - ground). Το ρεύμα, που διαρρέει το κύκλωμα των δύο εισόδων, είναι πολύ μικρό λόγω της υψηλής του αντιστάσεως. Κατά συνέπεια το δυναμικό της μη γειωμένης εισόδου θα είναι παραπλήσιο προς το δυναμικό της γειωμένης, δηλαδή σχεδόν μηδέν. Έτσι ενώ πραγματικά γειώνεται μόνον η μία είσοδος, ουσιαστικά είναι και οι δύο γειωμένες. Στις πρακτικές εφαρμογές είναι αδύνατο να μετρηθεί διαφορά δυναμικού μεταξύ των δύο εισόδων σ' αυτή την περίπτωση.

Οι σημαντικότερες από τις απλές εφαρμογές του τελεστικού ενισχυτή είναι οι παρακάτω:

- α) Ενισχυτής και αναστροφέας σήματος (inverting amplifier).
- β) Ενισχυτής χωρίς αναστροφή σήματος (non-inverting amplifier).
- γ) Ενισχυτής - ή υποβιβαστής - και αθροιστής (summing amplifier).
- δ) Συγκριτής τάσεων (voltage comparator).
- ε) Ενεργό φίλτρο (active filter).

Παρακάτω περιγράφεται συνοπτικά κάθε μία από τις λειτουργίες αυτές.



Ενισχυτής και αναστροφέας

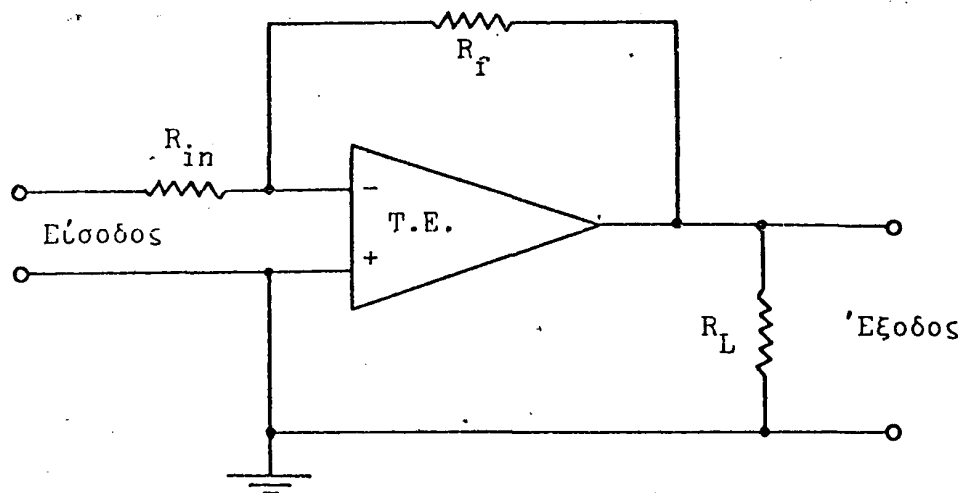
Όπως προαναφέρθηκε, ο τελεστικός ενισχυτής έχει γενικά πολύ μεγάλη απολαβή, που μπορεί να φθάσει και να ξεπεράσει τις 500.000. Το γεγονός αυτό εκτός από τα προφανή πλεονεκτήματά του έχει και ένα σημαντικό μειονέκτημα. Καθιστά τη λειτουργία του ενισχυτή εξαιρετικά ασταθή, επειδή, όπως είναι ευνόητο, η παραμικρή διαφορά δυναμικού στις εισόδους - πέρα βέβαια από το επιθυμητό σήμα - μπορεί να οδηγήσει την έξοδο σε μεγάλα θετικά ή αρνητικά δυναμικά κόρου. Υπάρχουν διάφοροι τρόποι με τους οποίους μπορεί να σταθεροποιηθεί η λειτουργία ενός τελεστικού ενισχυτή. Συνήθως προτιμάται η χρησιμοποίηση ανασυζεύξεως μεταξύ εξόδου και εισόδου. Η λύση αυτή είναι πρακτική, οικονομική και εύκολα εφαρμόσιμη· επιτυγχάνει τη σταθεροποίηση ελέγχοντας την απολαβή του ενισχυτή. Υπάρχει φυσικά και δυνατότητα σταθεροποίησης της λειτουργίας του τελεστικού ενισχυτή χωρίς ανασύζευξη, απαιτεί όμως για την εφαρμογή της επίπονο σχεδιασμό και πολλαπλάσιο κόστος.

Η ανασύζευξη, που προτιμάται για συνηθισμένες περιπτώσεις, πραγματοποιείται μεταξύ εξόδου και αναστρεπτικής εισόδου και γίνεται πάντοτε με μια απλή αντίσταση. Όπως είναι γνωστό, στην περίπτωση αυτή ένα μέρος του σήματος εξόδου επιστρέφει στην είσοδο. Επειδή όμως το σήμα εξόδου είναι αντίθετο - ανεστραμμένο, διαφορά φάσης 180° - από το σήμα εισόδου, συνάγεται, ότι το ποσοστό του, που επιστρέφει στην είσοδο, αφαιρείται από το αρχικό σήμα εισόδου. Έχουμε δηλαδή στην περίπτωση αυτή αρνητική ή αποσβεστική ανασύζευξη (negative or degenerative feedback). Αποτέλεσμα της αρνητικής αυτής ανασυζεύξεως είναι η απορρογή των φαινομένων εκτροπής (κόρου), επειδή κάθε αύξηση στο σήμα εξόδου προκαλεί αντίστοιχη ελάττωση στο σήμα εισόδου αντισταθμίζοντας την πιθανή τάση εκτροπής· ταυτόχρονα όμως προκαλείται και μια ουσιαστική ελάττωση της απολαβής.

Στο σχήμα 12-3 δίνεται ένα απλοποιημένο κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή με αρνητική ανασύζευξη. Το σήμα εισόδου φθάνει στην αναστρεπτική είσοδο μέσω της αντιστάσεως R_{in} . Στην ίδια είσοδο φθάνει μέσω της αντιστάσεως R_f μέρος του σήματος εξόδου. Σύμφωνα λοιπόν με όσα είναι γνωστά για την ανασύζευξη, η απολαβή του ενισχυτή στην περίπτωση αυτή θα δίδεται από τη σχέση:

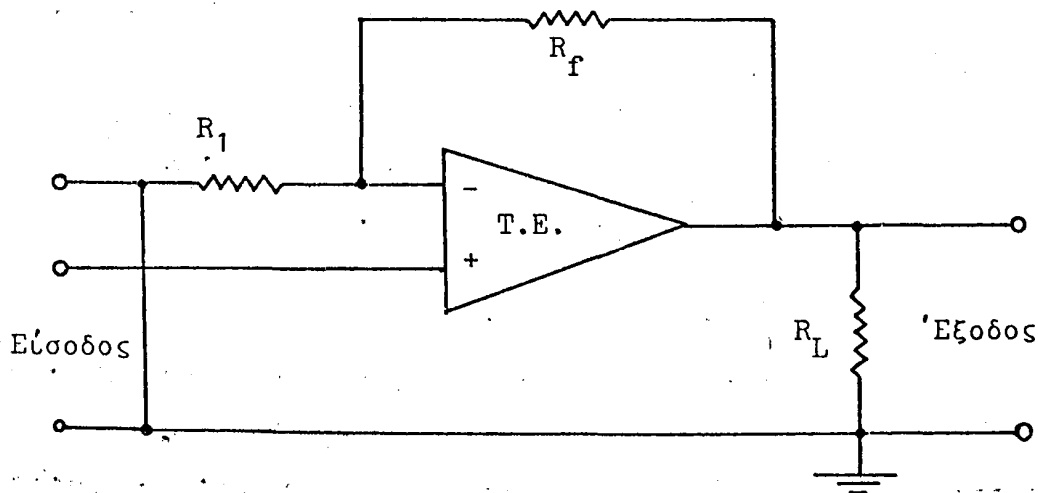
$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{R_f}{R_{in}}$$





Κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή-αναστροφέα

Σχήμα 12-3



Κύκλωμα μη αναστρεπτικού τελεστικού ενισχυτή

Σχήμα 12-4



όπου το σύμβολο (-) υποδηλώνει την αναστροφή του σήματος. Καθοριστικός παράγοντας για τη λειτουργία του ενισχυτή σε τέτοιες συνθήκες είναι και ο παράγοντας ανασυζεύξεως (feedback factor), που συμβολίζεται με το ελληνικό γράμμα β και ορίζεται από τη σχέση:

$$\beta = \frac{V_f}{V_{out}}$$

όπου V_{out} η τάση εξόδου και V_f η τάση στα άκρα της αντιστάσεως ανασυζεύξεως. Προφανώς ο παράγοντας αυτός εκφράζει το ποσοστό του σήματος εξόδου, που επιστρέφει στην είσοδο.

Η εφαρμογή αρνητικής ανασυζεύξεως στον τελεστικό ενισχυτή εκτός από τη σταθεροποίηση λειτουργίας προκαλεί και βελτίωση στην καμπύλη αποκρίσεως συχνοτήτων μετατοπίζοντας το άνω όριό της προς υψηλότερες συχνότητες.

Σήμερα τελεστικοί ενισχυτές με αρνητική ανασύζευξη χρησιμοποιούνται ευρύτατα σε διάφορες εμπορικές, βιομηχανικές και στρατιωτικές εφαρμογές αναλογικών κυκλωμάτων.

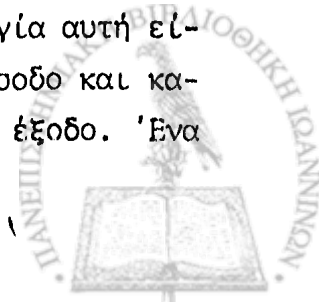
Μη αναστρεπτικός ενισχυτής

Η δομή και λειτουργία του μη αναστρεπτικού ενισχυτή είναι παραπλήσια με τη δομή και λειτουργία του ενισχυτή - αναστροφέα. Το απλουστευμένο κύκλωμα συνδεσμολογίας του δίνεται στο σχήμα 12-4.

Όπως φαίνεται και στο σχήμα αυτό υπάρχουν δυο βασικές δομικές διαφορές μεταξύ των δύο τύπων ενισχυτών: α) Η αναστρεπτική είσοδος γειώνεται μέσω μιας αντιστάσεως R_1 και β) Το σήμα εισόδου εφαρμόζεται στη μη αναστρεπτική είσοδο.

Υπάρχουν επίσης δύο λειτουργικές διαφορές, όπως θα δούμε παρακάτω: α) Η απολαβή είναι λίγο διαφορετική και συγκεκριμένα ελαφρά μεγαλύτερη και β) Έχει μεγαλύτερη αντίσταση εισόδου - ο μη αναστρεπτικός. Από το κύκλωμα είναι προφανές, ότι και στην περίπτωση αυτή υπάρχει μια αρνητική ανασύζευξη στον ενισχυτή, η οποία όμως επιδρά στη διαμόρφωση του σήματος εξόδου έμμεσα και όχι άμεσα.

Η αρχή λειτουργίας του τελεστικού ενισχυτή στη συνδεσμολογία αυτή είναι η εξής: Το σήμα εισόδου εφαρμόζεται στη μη αναστρεπτική είσοδο και κατά συνέπεια εμφανίζεται ενισχυμένο και με την ίδια φάση στην έξοδο. Ένα



τμήμα τώρα του σήματος εξόδου επιστρέφει στην αναστρεπτική είσοδο. Έτσι δεν προκαλεί βέβαια άμεσα μείωση του σήματος εισόδου, αλλά έμμεσα, επειδή, όπως είναι γνωστό, αν στην είσοδο ενός διαφορικού ενισχυτή - του τελεστικού εν προκειμένω - εφαρμοσθούν ταυτόχρονα δυο σήματα, στην έξοδο του εμφανίζεται ενισχυμένη η διαφορά τους. Κατά συνέπεια τελικό αποτέλεσμα της ανασυζεύξεως είναι πάλι η ελάττωση απολαβής του ενισχυτή και η σταθεροποίηση λειτουργίας του. Πλεονέκτημα επίσης σημαντικό είναι η αύξηση της αντιστάσεως εισόδου της διατάξεως, η οποία, όσο η διαφορά δυναμικού μεταξύ των δύο εισόδων ελαττώνεται, αυξάνει και τείνει θεωρητικά στο άπειρο για μηδενική διαφορά δυναμικού.

Η απολαβή του τελεστικού ενισχυτή για τη συνδεσμολογία αυτή προκύπτει ίση προς:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_{in} + R_f}{R_{in}} = 1 + \frac{R_f}{R_{in}}$$

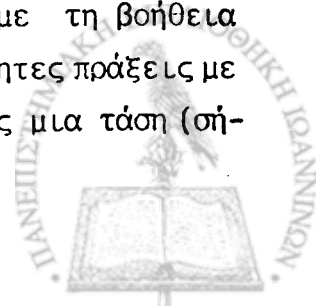
οπότε συνάγεται εύκολα και αυτό, που προαναφέρθηκε, ότι δηλαδή η απολαβή αυτή είναι ελαφρά μεγαλύτερη - κατά μία μονάδα - από την απολαβή του αναστρεπτικού ενισχυτή.

Ο μη αναστρεπτικός τελεστικός ενισχυτής χρησιμοποιείται σε πολλές εφαρμογές. Μια ειδική και συχνή χρησιμοποίησή του είναι η μεταφορά σήματος από την είσοδο στην έξοδο χωρίς καμιά κατ'αρχήν μεταβολή (ενισχυτής με απολαβή $A_v = 1$).

Αθροιστικός ενισχυτής

Η χρησιμοποίηση του τελεστικού ενισχυτή σαν αθροιστή είναι κεφαλαιώδους σημασίας στην σύγχρονη Ηλεκτρονική Τεχνολογία. Ιστορικά η χρησιμοποίησή αυτή ανάγεται στην εποχή των πρώτων αναλογικών ηλεκτρονικών υπολογιστών.

Οι πρώτοι ηλεκτρονικοί υπολογιστές, που έχουν και το όνομα αναλογικοί, για την επίλυση των διαφόρων προβλημάτων και εκτέλεση υπολογισμών χρησιμοποιούσαν την αρχή της αναλογίας. Σε κάθε δηλαδή μαθηματικό ή φυσικό μέγεθος - απλούστερα διατυπωμένο: σε κάθε αριθμό - αντιστοιχούσαν μια διαφορά δυναμικού (ηλεκτρικό σήμα) ανάλογη προς το μέγεθός του. Κατόπιν με τη βοήθεια διαφόρων ηλεκτρονικών κυκλωμάτων πραγματοποιούσαν τις απαραίτητες πράξεις με ταξύ των σημάτων αυτών και στο τέλος εμφάνιζαν στην έξοδό τους μια τάση (σή-



μα), που ήταν ανάλογη προς το ζητούμενο αποτέλεσμα της αριθμητικής πράξης ή τη λύση π.χ. της εξισώσεως. Σε τέτοιου λοιπόν είδους κυκλώματα εχρησιμοποίητο ο τελεστικός ενισχυτής σαν αθροιστής· ήταν μάλιστα η βασικότερη δομική μονάδα.

Σήμερα βέβαια η χρήση των αναλογικών ηλεκτρονικών υπολογιστών έχει σχεδόν καταργηθεί ή τουλάχιστον περιοριστεί αποφασιστικά. Οι σύγχρονοι ηλεκτρονικοί υπολογιστές είναι ψηφιακοί και υπερέρχουν συντριπτικά των αναλογικών. Παρ'όλα αυτά οι αναλογικές τεχνικές εξακολουθούν να βρίσκουν πολυπληθείς εφαρμογές σε άλλους τομείς της Ηλεκτρονικής Τεχνολογίας - όπως π.χ. τα επιστημονικά όργανα μετρήσεων - και αποτελούν ένα πολύ ζωντανό και ενεργό κλάδο της. Για το λόγο αυτό η σπουδή του τελεστικού αθροιστή είναι σημαντική.

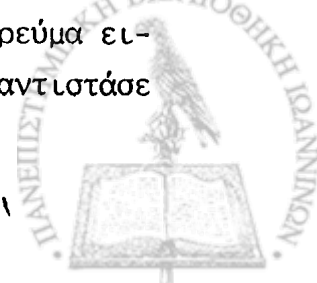
Όπως λοιπόν φανερώνει και το ονομά του, ο τελεστικός αθροιστής αθροίζει έναν αριθμό από σήματα εισόδου και παρέχει στην έξοδό του ένα σήμα ανάλογο προς το άθροισμα αυτό. Υπάρχουν πολλές δυνατές παραλλαγές του αθροιστικού κυκλώματος, οι οποίες εξαρτώνται από τη συγκεκριμένη κάθε φορά αθροιστική δράση. Άλλο π.χ. είναι το κύκλωμα, όταν απαιτείται το απλό άθροισμα δύο σημάτων και άλλο όταν απαιτείται ο μέσος όρος τριών σημάτων ή το άθροισμα πέντε σημάτων, που το κάθε ένα τους είναι πολλαπλασιασμένο επί κάποιο βαθμωτό παράγοντα. Τα δομικά χαρακτηριστικά, που ποικίλουν ανάλογα με την επιδιωκόμενη λειτουργία, είναι ο αριθμός των σημείων εισόδου του κυκλώματος και η σχέση κάθε αντιστάσεως εισόδου προς την αντίσταση ανασυζεύξεως.

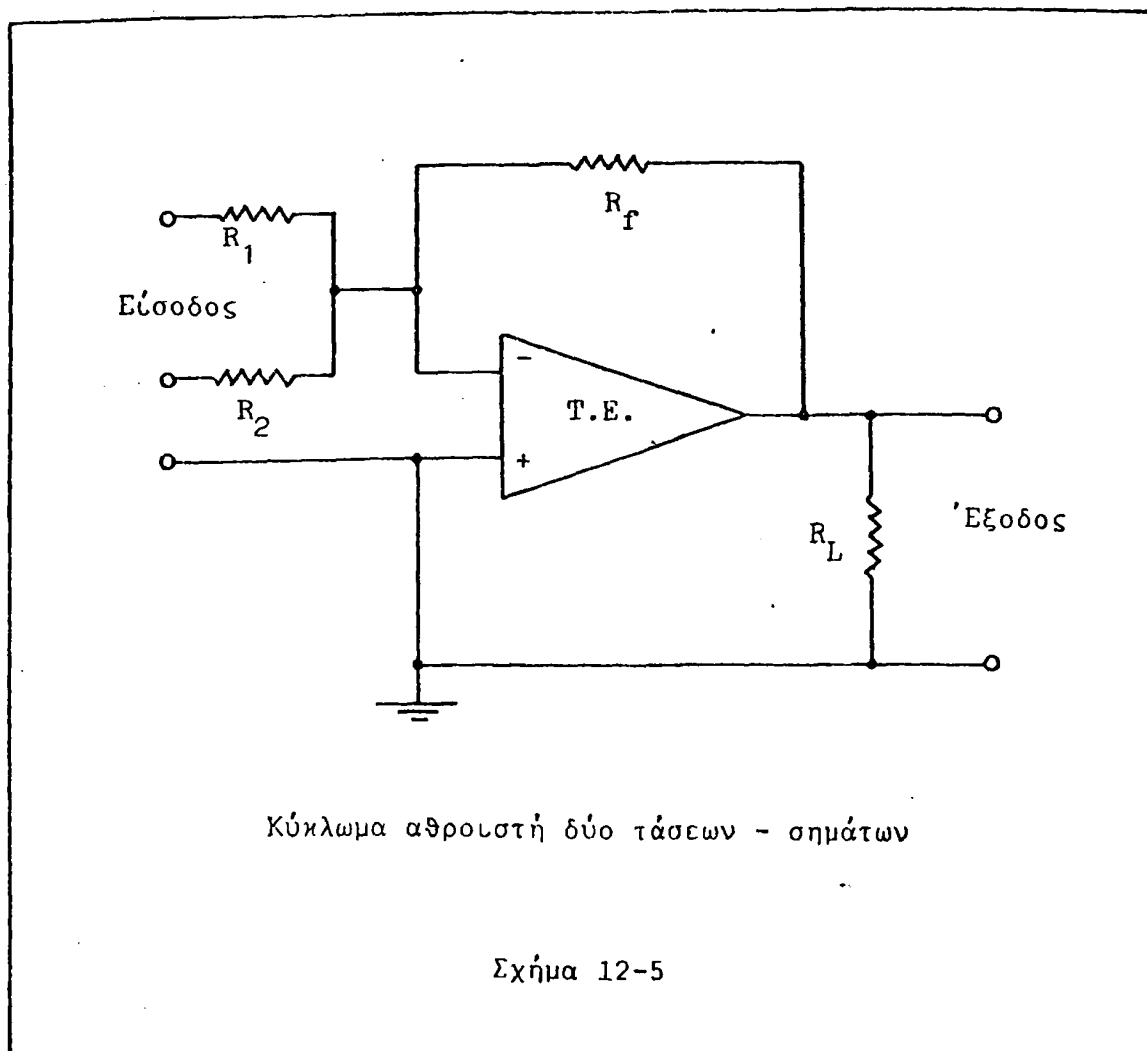
Στο σχήμα 12-5 δίνεται για παράδειγμα το απλοποιημένο κύκλωμα ενός αθροιστή δύο σημάτων εισόδου πολλαπλασιασμένων επί διαφορετικό παράγοντα το καθένα. Το κύκλωμα δηλαδή αυτό δεδομένων δύο αριθμών - τάσεων V_1 και V_2 παρέχει τον αριθμό - τάση:

$$V_o = k \cdot V_1 + \lambda \cdot V_2$$

όπου k και λ καθωρισμένοι θετικοί πραγματικοί αριθμοί.

Στην είσοδο αναστροφής εφαρμόζονται μέσω των αντιστάσεων R_1 και R_2 τα δύο σήματα εισόδου. Η ταυτόχρονη εφαρμογή δύο σημάτων και γενικώτερα η δυνατότητα υπάρξεως πολλαπλής εισόδου είναι εφικτή χάρη στο ότι το ρεύμα εισόδου σε έναν τελεστικό ενισχυτή είναι ασήμαντο λόγω της υψηλής αντιστάσεως



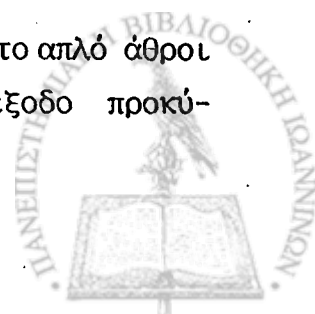


ως εισόδου. Έτσι η ταυτόχρονη εφαρμογή δύο ή περισσότερων σημάτων σημαίνει ουσιαστικά και την άθροισή τους. Ο παράγοντας με τον οποίο θα πολλαπλασιαστεί κάθε σήμα είναι ο λόγος της αντιστάσεως ανασυζεύξεως του ενισχυτή με την αντίσταση "εισόδου" κάθε σήματος. Η τάση εξόδου λοιπόν θα είναι ίση προς:

$$V_o = - \left[\frac{R_f}{R_1} V_1 + \frac{R_f}{R_2} V_2 \right]$$

Το πρόσημο (-) οφείλεται στη χρησιμοποίηση της αναστρεπτικής εισόδου, αλλά η ύπαρξή του δεν έχει ουσιαστική σημασία μια και αυτό, που ενδιαφέρει και απεικονίζει το αποτέλεσμα της πράξης, είναι η απόλυτη τιμή της τάσης V_o .

Έτσι αν $R_1 = R_2 = R_f$, στην έξοδο του αθροιστή προκύπτει το απλό άθροισμα $V_1 + V_2$ των δύο σημάτων εισόδου. Αν $R_1 = R_2 = 2R_f$, στην έξοδο προκύπτει ο μέσος όρος των δύο σημάτων και ούτω καθ'εξής.



Σημειώνεται εδώ, ότι, όταν ο τελεστικός ενισχυτής λειτουργεί σαν αθροιστής, τα σήματα, που δέχεται στην είσοδο και παρέχει στην έξοδό του, είναι συνεχή (dc amplifier).

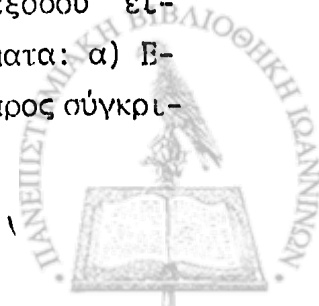
Συγκριτής τάσεων

Συγκριτής τάσεων ονομάζεται κάθε διάταξη, που χρησιμοποιείται για τη σύγκριση δύο διαφορών δυναμικού. Από όσα αναφέρθηκαν προηγούμενα, συνάγεται, ότι ο τελεστικός ενισχυτής είναι ιδανική διάταξη για το σκοπό αυτό, επειδή έχει δύο αντισταθμισμένες εισόδους ευαίσθητες σε τάση και μία μόνον έξοδο.

Πράγματι όταν τα σήματα στις δύο εισόδους είναι ίσα, στην έξοδο δεν εμφανίζεται σήμα. Αν όμως μια από τις δύο εισόδους δεχθεί σήμα έστω και λίγο μεγαλύτερο από την άλλη, στην έξοδο εμφανίζεται σήμα, του οποίου η πολικότητα εξαρτάται από το ποιο σήμα στις εισόδους είναι μεγαλύτερο. Συγκεκριμένα είναι αρνητικό, όταν μεγαλύτερο είναι το σήμα στην αναστρεπτική είσοδο, και θετικό, όταν μεγαλύτερο είναι το σήμα στη μη αναστρεπτική είσοδο. Στη συνήθη πρακτική των εφαρμογών η τάση-σήμα αναφοράς εφαρμόζεται στη μη αναστρεπτική είσοδο και η προς σύγκριση τάση-σήμα στην αναστρεπτική. Σχεδόν πάντοτε πρόκειται για συνεχείς τάσεις. Αν δεν χρησιμοποιηθεί εξωτερικά τάση αναφοράς, η σύγκριση μπορεί να γίνει ως προς το μηδενικό δυναμικό με απλή γείωση της μη αναστρεπτικής εισόδου.

Έτσι λοιπόν η πολικότητα του σήματος εξόδου και μόνον υποδεικνύει, αν η προς σύγκριση τάση είναι μεγαλύτερη, μικρότερη ή ίση προς την τάση αναφοράς.

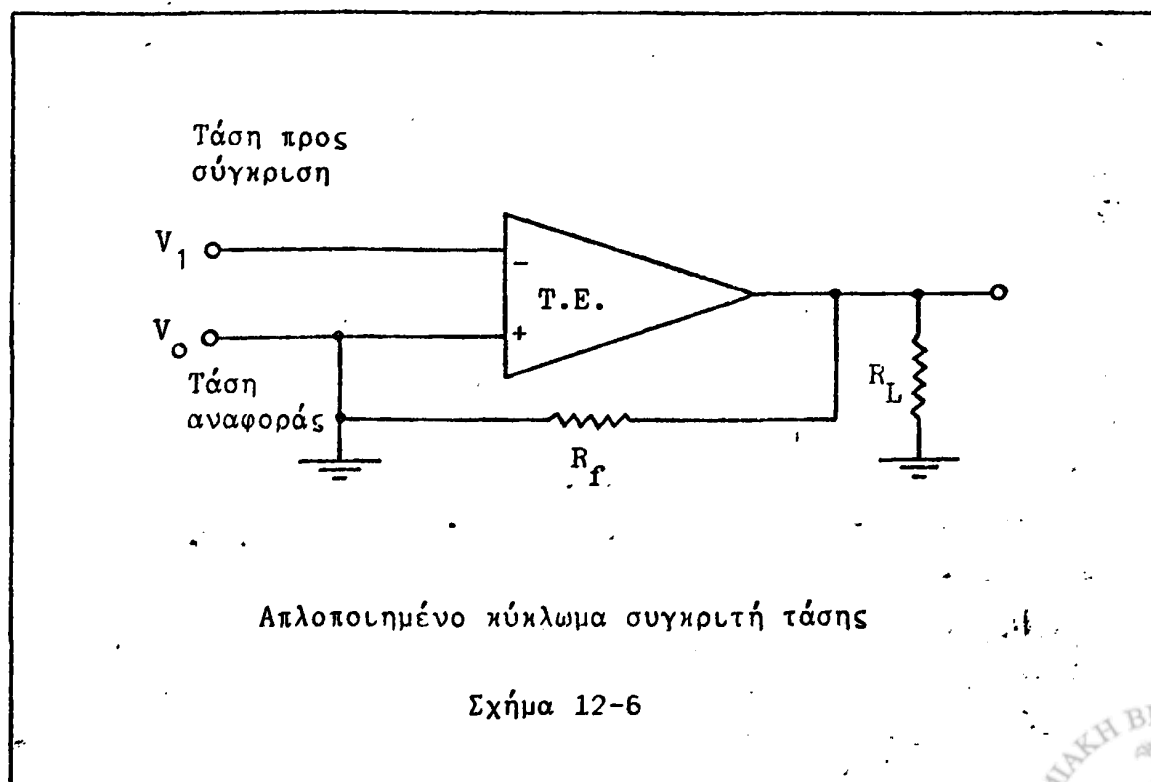
Συχνά το απλοποιημένο κύκλωμα, που περιγράφεται στα παραπάνω, περιλαμβάνει και διάφορα επί πλέον στοιχεία, όπως π.χ. κυκλώματα με διόδους Zener, τα οποία εξακραλίζουν τη σταθερότητα της τάσης αναφοράς. Κοινή πρακτική πάντως στα κυκλώματα συγκριτών τάσης είναι να δημιουργείται μεταξύ εξόδου και μη αναστρεπτικής εισόδου, στην οποία εφαρμόζεται η τάση αναφοράς, ένας ωμικός βρόγχος ανασυζεύξεως, μέσω του οποίου ένα μικρό τμήμα του σήματος εξόδου επιστρέφει στην είσοδο. Αυξάνει έτσι ελαφρώς - με κατάλληλη επιλογή της αντιστάσεως ανασυζεύξεως - η τάση αναφοράς μια και το σήμα εξόδου είναι ομακρασικό της. Το γεγονός αυτό έχει δύο επί μέρους αποτελέσματα: α) Ελαττώνει την ευαισθησία του συγκριτή, επειδή τώρα η υπεροχή της προς σύγκρι-



ση τάσης έναντι της τάσης αναφοράς πρέπει να ξεπερνά την τάση ανασυζεύξεως, για να γίνει δυνατή η αναστροφή πολικότητας της τάσης εξόδου, άρα και η διέγερση του κυκλώματος διαπιστώσεως της συγκριτικής σχέσης. Αυτό αποτελεί μειονέκτημα για το κύκλωμα, διότι αν όχι τίποτε άλλο προκαλεί τουλάχιστον καθυστερήσεις. β) Εμποδίζει τα παράσιτα (ηλεκτρονικός θόρυβος), που πάντοτε συνυπάρχουν με την προς σύγκριση τάση, να προκαλούν τυχαίες και άκαιρες διεγέρσεις και αποδιεγέρσεις του συγκριτή και να δημιουργούν έτσι μια αστάθεια και ασάφεια στη λειτουργία του, όταν η προς σύγκριση τάση πλησιάζει κατά μέγεθος την τάση αναφοράς. Αυτό αυξάνει τη σταθερότητα και αξιοπιστία του συγκριτή και αντισταθμίζει το μειονέκτημα της μικρότερης ευαισθησίας τουλάχιστον για τις συνηθισμένες περιπτώσεις εφαρμογών. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται στα κυκλώματα συγκρίσεως υστέρηση (hysteresis).

Στο σχήμα 12-6 δίνεται το απλοποιημένο κύκλωμα ενός συγκριτή τάσης με μηδενικό δυναμικό αναφοράς. Ελέγχει δηλαδή ο συγκριτής αυτός, πότε η εφαρμοζόμενη στην είσοδο τάση είναι θετική και πότε αρνητική.

Σήμερα οι πιο συνηθισμένες εφαρμογές των συγκριτών τάσης είναι οι ανιχνευτές κατωρλίου (level detectors) στα συστήματα ψηφιακών - αναλογικών και αναλογικών - ψηφιακών μετατροπών (digital-analog and analog -digital converters - DAC, ADC).



Ενεργά φίλτρα

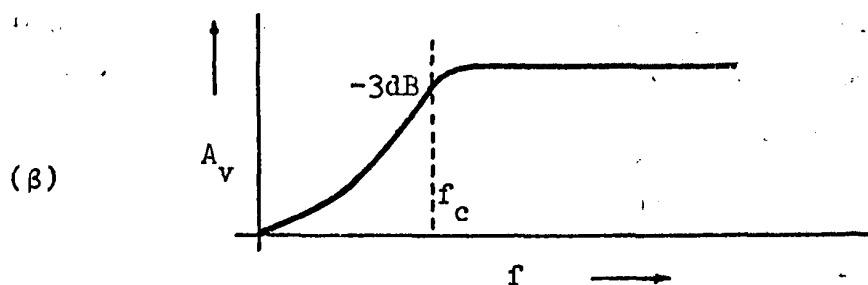
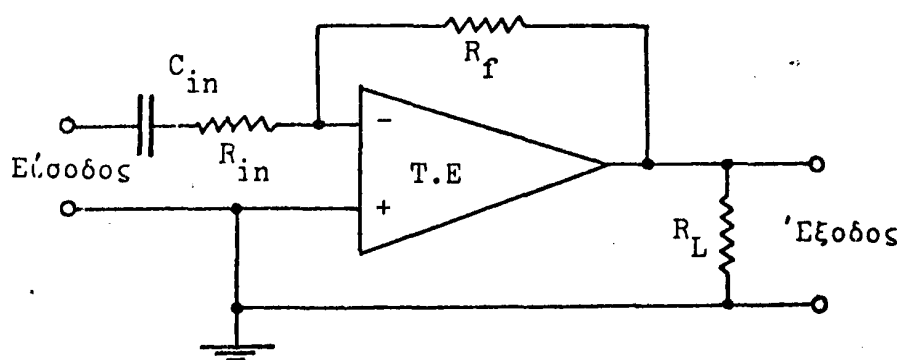
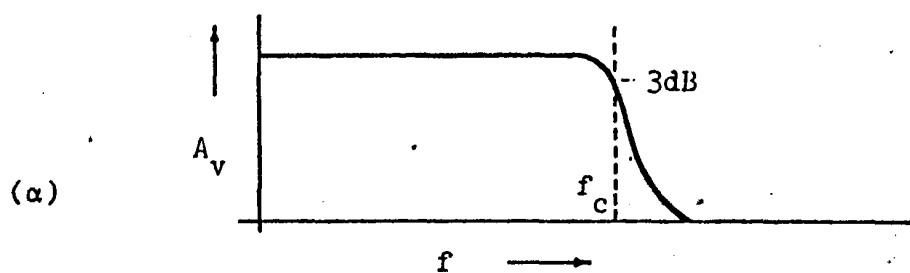
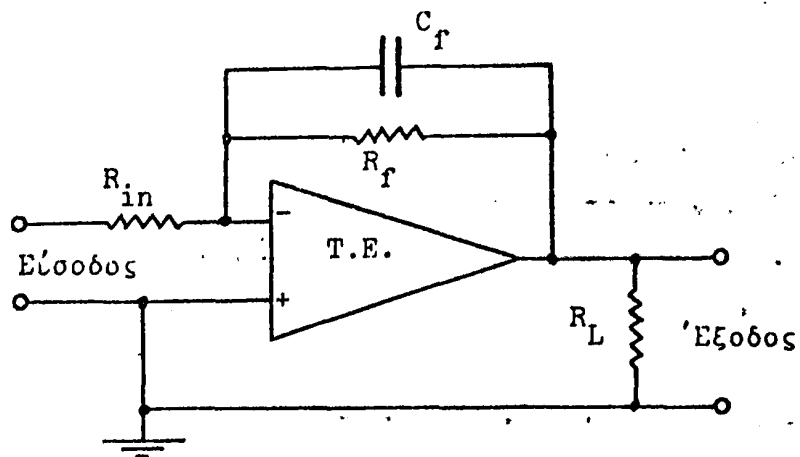
Σε προηγούμενη άσκηση συζητήθηκαν η έννοια, δομή και λειτουργία των παθητικών φίλτρων. Εκτός όμως από τα φίλτρα αυτά υπάρχουν στο χώρο των ηλεκτρονικών εφαρμογών και κυκλώματα, τα οποία ονομάζονται "ενεργά φίλτρα" (active filters). Τα κυκλώματα αυτά ονομάζονται "ενεργά", επειδή περιλαμβάνουν στη δομή τους τόσο παθητικά (αντιπτώσεις, πυκνωτές κλπ.) όσο και μη παθητικά (κρυσταλλοτριόδους, FET's κλπ) στοιχεία. Ονομάζονται δε "φίλτρα", επειδή η λειτουργία τους είναι επιλεκτική δέχονται δηλαδή στην είσοδό τους διάφορα σήματα, αλλά εμφανίζουν στην έξοδό τους μόνον ωρισμένα από αυτά με κριτήριο διαχωρισμού τη συχνότητά τους. Όπως και στα κοινά φίλτρα υπάρχουν τέσσερες βασικές κατηγορίες ενεργών: διελεύσεως χαμηλών συχνοτήτων, διελεύσεως υψηλών συχνοτήτων, διελεύσεως ζώνης συχνοτήτων και απορρίψεως ζώνης συχνοτήτων.

Η κύρια λειτουργική διαφορά μεταξύ των ενεργών και παθητικών φίλτρων είναι, ότι τα ενεργά ενισχύουν τα σήματα της επιθυμητής περιοχής συχνοτήτων και ταυτόχρονα εξασθενούν τα σήματα της ανεπιθύμητης περιοχής, ενώ τα παθητικά εξασθενούν όλα τα σήματα, αλλά βέβαια πολύ περισσότερο τα σήματα της ανεπιθύμητης περιοχής συχνοτήτων. Πάντως και στα ενεργά φίλτρα οι συχνοότητες αποκοπής καθορίζονται από τα παθητικά στοιχεία των κυκλωμάτων τους.

Σήμερα σα βασική ενεργός διάταξη στη συγκρότηση ενός ενεργού φίλτρου χρησιμοποιείται ο τελεστικός ενισχυτής, επειδή παρουσιάζει μια σειρά από πλεονεκτήματα, μερικά από τα οποία είναι: α) Μικρό μέγεθος και χαμηλό κόστος του ίδιου σαν ενεργού μονάδας. β) Μεγάλη ενίσχυση των επιθυμητών συχνοτήτων και παράλληλα δραστική απόρριψη των ανεπιθύμητων. γ) Μεγάλη αντίσταση εισόδου και μικρή αντίσταση εξόδου· το χαρακτηριστικό αυτό απλοποιεί σημαντικά τα προβλήματα προσαρμογής του φίλτρου με τις προηγούμενες και επόμενες βαθμίδες του γενικού κυκλώματος. δ) Δυνατότητα χρησιμοποίησής ως παθητικών στοιχείων μόνον αντιστάσεων και πυκνωτών. Αποφεύγεται έτσι η ανάγκη χρήσης πηνίων, τα οποία είναι ογκώδη και υψηλού κόστους και επηρεάζουν ανάλογα το ολικό μέγεθος και κόστος του φίλτρου.

Υπάρχουν βέβαια και κάποια μειονεκτήματα των ενεργών φίλτρων με τελεστικό ενισχυτή· τα κυριότερα από αυτά είναι: α) Απαιτούν μια ξεχωριστή συνήθως πηγή τροφοδοσίας για την τροφοδοσία και σταθερή λειτουργία του τελεστικού ενισχυτή. β) Είναι περισσότερο ευαίσθητα στο θόρυβο ειδικότερα





Απλοποιημένα κυκλώματα ενεργών φίλτρων

Σχήμα 12-7



στις υψηλές συχνότητες. γ) Παρουσιάζουν μεγαλύτερες δυσχέρειες σχεδιασμού για δεδομένη καμπύλη αποκρίσεως, από ότι ένα κοινό φίλτρο.

Στο σχήμα 12-7 δίνονται τα απλοποιημένα κυκλώματα και οι καμπύλες αποκρίσεως δύο τυπικών ενεργών φίλτρων με τελεστικό ενισχυτή: ενός διελεύσεως χαμηλών συχνοτήτων και ενός διελεύσεως υψηλών συχνοτήτων.

Στο πρώτο κύκλωμα φαίνεται, ότι ο κλάδος ανασυζεύξεως μεταξύ της εξόδου του τελεστικού και της αναστρεπτικής εισόδου του αποτελείται από έναν παράλληλο συνδυασμό μιας ωμικής και μιας χωρητικής αντίστασης. Σύμφωνα με όσα αναφέρονται στα σχετικά με τον αναστρεπτικό ενισχυτή, όσο μεγαλύτερη είναι η ολική αντίσταση του κλάδου αυτού - για σταθερή αντίσταση R_{in} - τόσο μεγαλύτερη είναι η απολαβή του ενισχυτή. Έτσι λοιπόν για χαμηλές συχνότητες, στις οποίες η χωρητική αντίσταση του πυκνωτή παίρνει εξαιρετικά μεγάλες τιμές, η αντίσταση του κλάδου ανασυζεύξεως ισούται ουσιαστικά με την αντίσταση του ωμικού στοιχείου R_f και η απολαβή του ενισχυτή είναι μεγάλη, σταθερή και ίση προς:

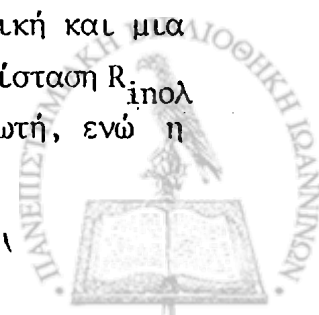
$$A_v = -\frac{R_f}{R_{in}}$$

Όσο αυξάνει όμως η συχνότητα του σήματος, η χωρητική αντίσταση υποβιβάζεται υποβιβάζοντας και την ολική αντίσταση του κλάδου. Ελαττώνεται κατά συνέπεια βαθμιαία η απολαβή του ενισχυτή και τελικά σχεδόν μηδενίζεται για πάρα πολύ υψηλές συχνότητες. Η καμπύλη αποκρίσεως λοιπόν διαμορφώνεται όπως στο σχήμα 12-7.α, από το οποίο φαίνεται, ότι πάνω από μια ωρισμένη συχνότητα πρακτικά δεν υπάρχει διελευσιμότητα του σήματος.

Σχετικά με αυτή τη συχνότητα αποκοπής του φίλτρου (-3dB point-cuttoff frequency) παρατηρούμε, ότι είναι η συχνότητα για την οποία η χωρητική αντίσταση του πυκνωτή εξισώνεται με την αντίσταση του ωμικού στοιχείου, δηλαδή η συχνότητα:

$$f = \frac{1}{2\pi R_f \cdot C_F}$$

Στο δεύτερο κύκλωμα τώρα φαίνεται, ότι ο μεν κλάδος ανασυζεύξεως είναι καθαρά ωμικός, ενώ ο κλάδος προσαγωγής - εφαρμογής - του σήματος στην αναστρεπτική είσοδο του τελεστικού ενισχυτή αποτελείται από μια ωμική και μια χωρητική αντίσταση σε σειρά. Έτσι στις χαμηλές συχνότητες η αντίσταση R_{in} είναι μεγάλη, επειδή μεγάλη είναι η χωρητική αντίσταση του πυκνωτή, ενώ η



R_f είναι γενικά σταθερή και ανεξάρτητη της συχνότητας. Η απολαβή λοιπόν για χαμηλές συχνότητες είναι διαδοχικά μηδενική, ασήμαντη έως μικρή. Σε μεγαλύτερες όμως συχνότητες η αντίσταση του πυκνωτή υποβιβάζεται σημαντικά και ελαττώνεται αντίστοιχα η ολική αντίσταση $R_{inολ}$, οπότε η απολαβή A_V του ενισχυτή αυξάνει και σταθεροποιείται οριακά στην τιμή:

$$A_V = -\frac{R_f}{R_{in}}$$

όταν η χωρητική αντίσταση του κλάδου εισόδου γίνεται ασήμαντη. Η καμπύλη αποκρίσεως λοιπόν του φίλτρου διαμορφώνεται, όπως στο διάγραμμα του σχήματος 12-7.β. Γίνεται έτσι προφανές, ότι το φίλτρο, που δημιουργείται με τη συνδεσμολογία αυτή του τελεστικού ενισχυτή, είναι υψιπερατό.

Η συχνότητα αποκοπής καθορίζεται πάλι από τη χωρητικότητα του πυκνωτή και είναι εκείνη, για την οποία η χωρητική και ωμική αντίσταση του κλάδου εισόδου εξισώνονται, δηλαδή η συχνότητα:

$$f = \frac{1}{2\pi R_{in} \cdot C_{in}}$$

Με την αναφορά αυτή στα ενεργά φίλτρα κλείνουμε τη σύντομη αυτή συζήτηση, που αφορούσε στις ιδιότητες και εφαρμογές του τελεστικού ενισχυτή. Οποιοδήποτε οι εφαρμογές και λειτουργίες, που περιγράφηκαν, δεν είναι οι μόνες· αποτελούν απλά χαρακτηριστικά παραδείγματα, μια και, όπως μπορεί κανείς άμεσα να διαπιστώσει εξετάζοντας ένα οποιοδήποτε πραγματικό σύγχρονο ηλεκτρονικό κύκλωμα, οι τελεστικοί ενισχυτές υπό μορφή ολοκληρωμένου έχουν διεισδύσει παντού.

Απαραίτητες γνώσεις

Δ. Μ. Μηλιώτη: Ηλεκτρονικά κυκλώματα και εφαρμογές τους, σελ. 298-318.

Απαιτούμενα όργανα

1. Τροφοδοτικό χαμηλής τάσης (2)
2. Ηλεκτρονικό βολτόμετρο



3. Γεννήτρια συχνοτήτων
4. Παλμογράφος
5. Τελεστικός ενισχυτής 741C
6. Κρυσταλλοδιόδοι Zener, $V_Z = 12V$ (2)
7. Ποτενσιόμετρο $10k\Omega-0.5W$
8. Αντιστάσεις: $270\Omega-0.5W$ (2), $1k\Omega-0.5W$ (2), $2.2k\Omega-0.5W$, $10k\Omega-0.5W$, $100k\Omega-0.5W$
9. Πυκνωτές: $0.01 \mu F$ (3) ηλεκτρολυτικοί, $0.001 \mu F$

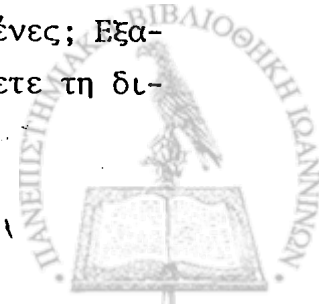
Πειραματικό μέρος

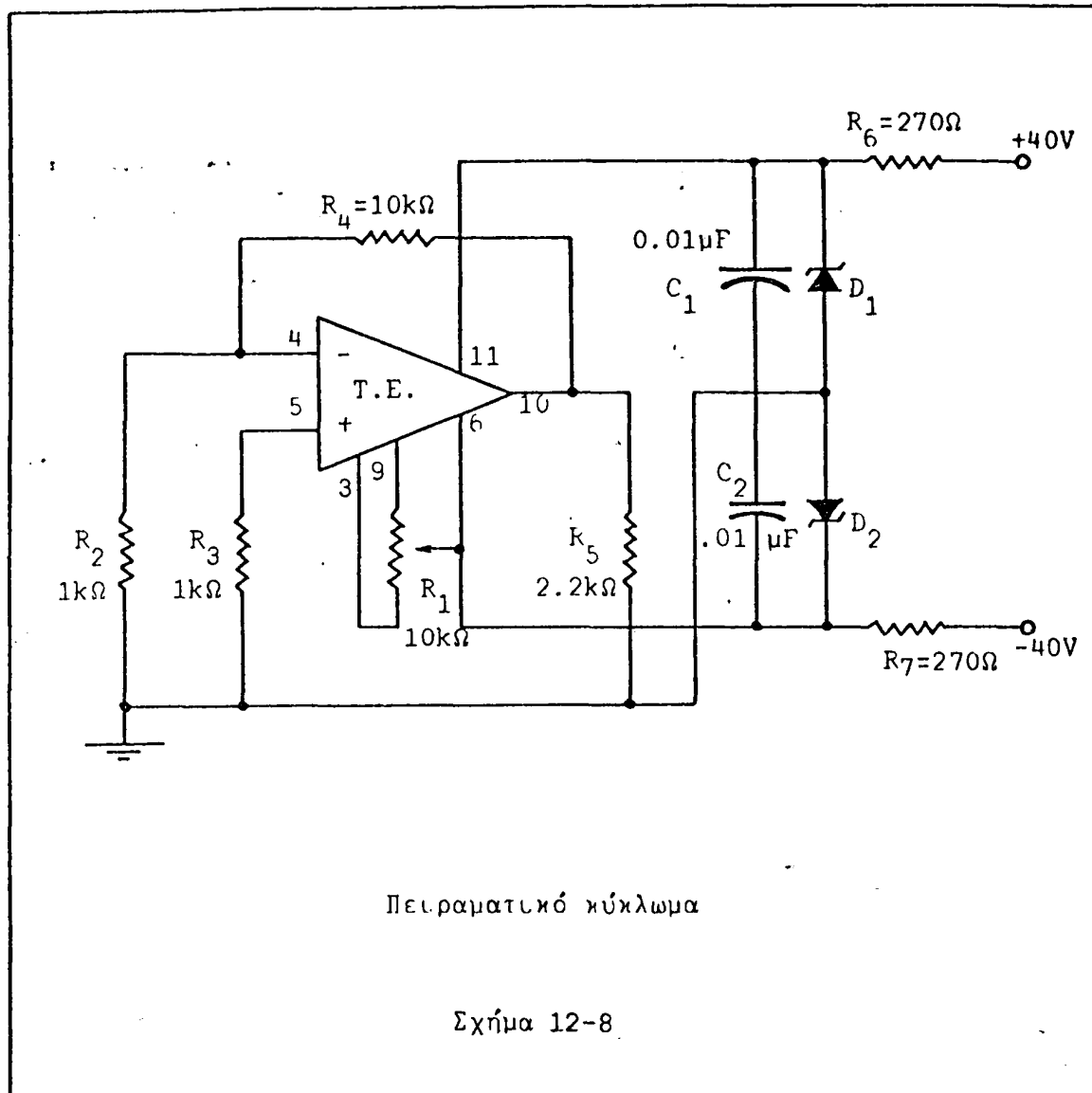
1. Πραγματοποιείτε το κύκλωμα του σχήματος 12-8. Το κύκλωμα παριστά έναν τελεστικό ενισχυτή, στον οποίο οι δυο είσοδοι έχουν βραχυκυκλωθεί προς τη γη μέσω δύο αντιστάσεων $1k\Omega$. Είναι έτοιμο λοιπόν για την πραγματοποίηση της απαραίτητης πριν από κάθε λειτουργία διαδικασίας αντισταθμίσεως των διαφορικών εισόδων, που εξασφαλίζει την απουσία οποιασδήποτε τάσης εκτροπής στην έξοδο της διατάξεως, όταν οι είσοδοι έχουν κοινό δυναμικό.

2. Ρυθμίστε την πηγή τροφοδοσίας στα $\pm 40V$. Προσοχή: Αφαιρέστε από τα τροφοδοτικά τους βραχυκυκλωτήρες των γειώσεων, που είναι πιθανόν να δημιουργήσουν προβλήματα βραχυκυκλώσεως τμημάτων του κυκλώματος.

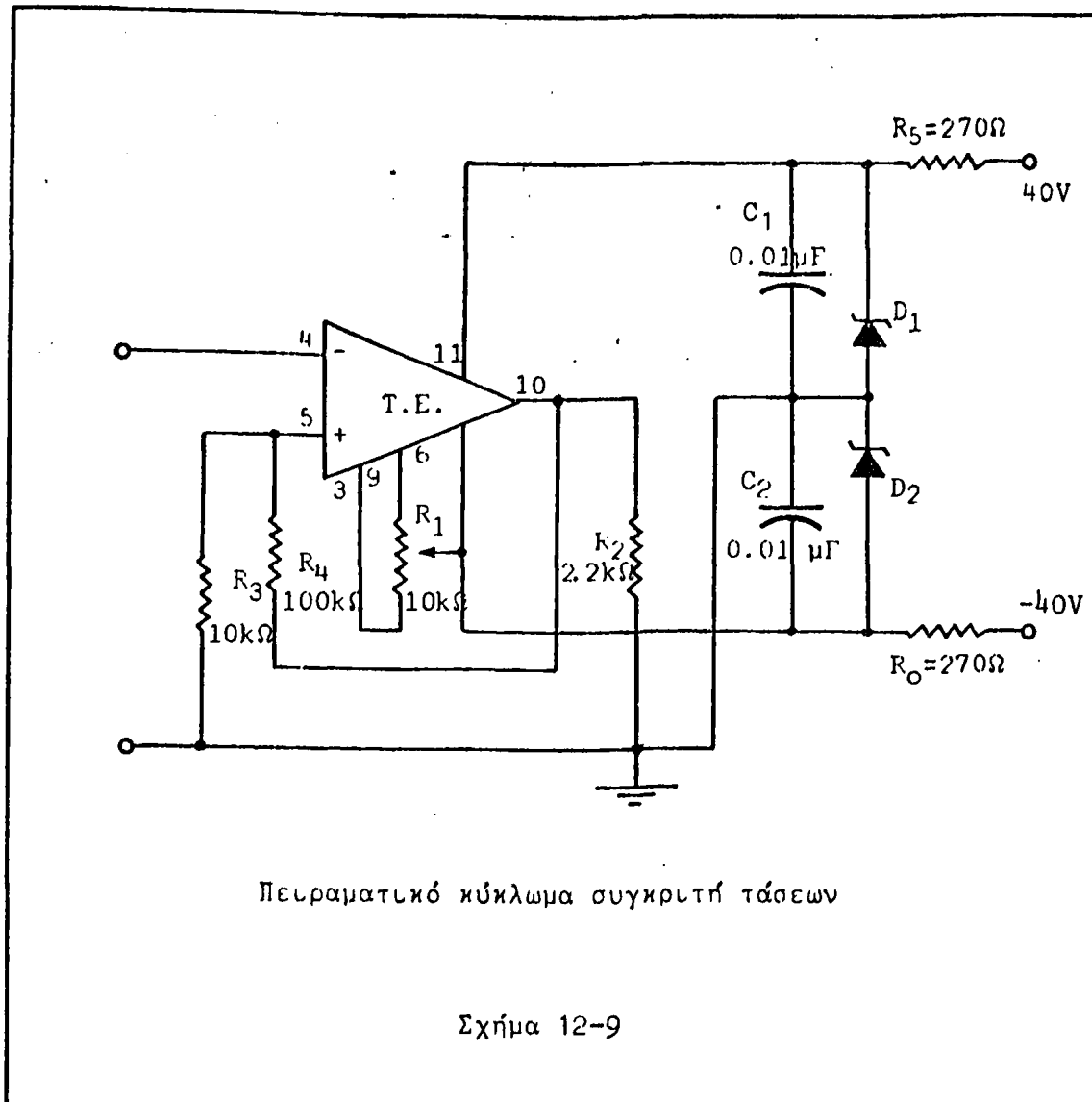
3. Συνδεσμολογείτε το ηλεκτρονικό βολτόμετρο στα άκρα της αντιστάσεως φόρτου R_L (μεταξύ ακροδέκτη 10 του ολοκληρωμένου και γης) και θέσατε τους μεταγωγούς του για μέγιστη μετρούμενη τάση $1.5V$ dc και θέση μηδενός στο κέντρο της κλίμακος (zero center scale). Έχει προηγηθεί βέβαια σχολαστική ρύθμιση μηδενός του οργάνου για τη θέση αυτή. Κατόπιν ρυθμίζοντας προσεκτικά το ποτενσιόμετρο αντισταθμίσεως R_1 μηδενίστε την ένδειξη του ηλεκτρονικού βολτομέτρου. Όταν το επιτύχετε αποσυνδέστε το ηλεκτρονικό βολτόμετρο. Ο τελεστικός ενισχυτής είναι αντισταθμισμένος.

4. Με τη βοήθεια του ηλεκτρονικού βολτομέτρου μετρείστε τις διάφορες τάσεις μεταξύ των ακροδεκτών του τελεστικού ενισχυτή και της γης. Συγκρίνετέ τις με τις αναφερόμενες στον παρακάτω πίνακα. Είναι οι υποδεικνυόμενες τάσεις οι αναμενόμενες; Συμφωνούν με τις πειραματικά μετρημένες; Εξακολουθεί ο ενισχυτής να είναι αντισταθμισμένος; Αν όχι επαναλάβετε τη διαδικασία αντισταθμίσεως.





Ακρο- δέκτης	V αναμ.	V πειρ.
3	-12.0	
4	0.0	
5	0.0	
6	-12.0	
9	-12.0	
10	0.0	
11	+12.0	



5. Πραγματοποιείτε το κύκλωμα του σχήματος 12-9. Το κύκλωμα αυτό είναι ένας συγκριτής τάσεων, που στη συγκεκριμένη περίπτωση συγκρίνει την τάση εισόδου στην αναστρεπτική είσοδο με τη μηδενική.

6. Πραγματοποιείτε κατάλληλο διαιρέτη τάσης - το κύκλωμα του οποίου δεν δίδεται - με τον οποίο να μπορείτε να πάρετε από το τροφοδοτικό χαμηλής τάσης και τάσεις μικρότερες από 1V. Χρησιμοποιώντας τώρα το συνδυασμό τροφοδοτικού και διαιρέτη εφαρμόστε στην αναστρεπτική είσοδο τάσεις θετικές από 0.0V έως 2.2V με βραδύ ρυθμό αύξησης. Ταυτόχρονα παρακολουθείτε το συνδεδεμένο στην έξοδο του ενισχυτή - ακροδέκτης 10 - ηλεκτρονικό βολτόμετρο, και καταχωρείτε τα αποτελέσματα των μετρήσεών σας στον παρακάτω πίνακα.

7. Επαναλάβετε τις μετρήσεις για αρνητικές τιμές τάσης στην αναστρε-



Θετικές τάσεις				Αρνητικές τάσεις			
V_{in} V	V_{out} V	V_{in} V	V_{out} V	V_{in} V	V_{out} V	V_{in} V	V_{out} V
0.0		1.2		0.0		1.2	
0.2		1.4		0.2		1.4	
0.4		1.6		0.4		1.6	
0.6		1.8		0.6		1.8	
0.8		2.0		0.8		2.0	
1.0		2.2		1.0		2.2	

πτική είσοδο. Τι συμπέρασμα συνάγετε για τα φαινόμενα υστερήσεως και γενικότερα τη λειτουργία του κυκλώματος σαν συγκριτή τάσεων;

8. Αποσυνδέστε το κύκλωμα εφαρμογής τάσεων και συνδεσμολογείτε στην αναστρεπτική είσοδο τη γεννήτρια ακουστικών συχνοτήτων. Εφαρμόστε ημιτονικό σήμα συχνότητας 1kHz και ελάχιστου δυνατού πλάτους. Αποσυνδέστε επίσης το ηλεκτρονικό βολτόμετρο και αντί αυτού συνδεσμολογείτε στην έξοδο τον παλμογράφο. Αυξείτε αργά την τάση εξόδου της γεννήτριας συχνοτήτων παρατηρώντας ταυτόχρονα την κυματομορφή εξόδου στον παλμογράφο. Υπάρχει κυματομορφή από την αρχή; Για ποιά τάση της γεννήτριας - μετρημένη με τον παλμογράφο - εμφανίζεται; Τί μορφή έχει; Σχολιάστε και ερμηνεύστε τις παρατηρήσεις σας.

9. Πραγματοποιείτε το κύκλωμα του σχήματος 12-10. Το κύκλωμα αυτό είναι ένα ενεργό φίλτρο διελεύσεως χαμηλών συχνοτήτων.

10. Συνδεσμολογείτε στην είσοδο του φίλτρου τη γεννήτρια ακουστικών συχνοτήτων. Ρυθμίστε τη σε σήμα εξόδου συχνότητας 20Hz και τάσης $V_{p-p} = 100\text{mV}$ μετρημένο με τον παλμογράφο. Συνδεσμολογείτε κατόπιν τον παλμογράφο στην έξοδο του φίλτρου - άκρα της αντιστάσεως R_5 - και μετρείστε το σήμα εξόδου. Επαναλάβετε τη μέτρηση για όλες τις υποδεικνυόμενες συχνότητες και καταχωρείτε τα αποτελέσματα στον παρακάτω πίνακα. Η τάση του σήματος εισόδου διατηρείται σε όλες τις μετρήσεις αυτές σταθερή.

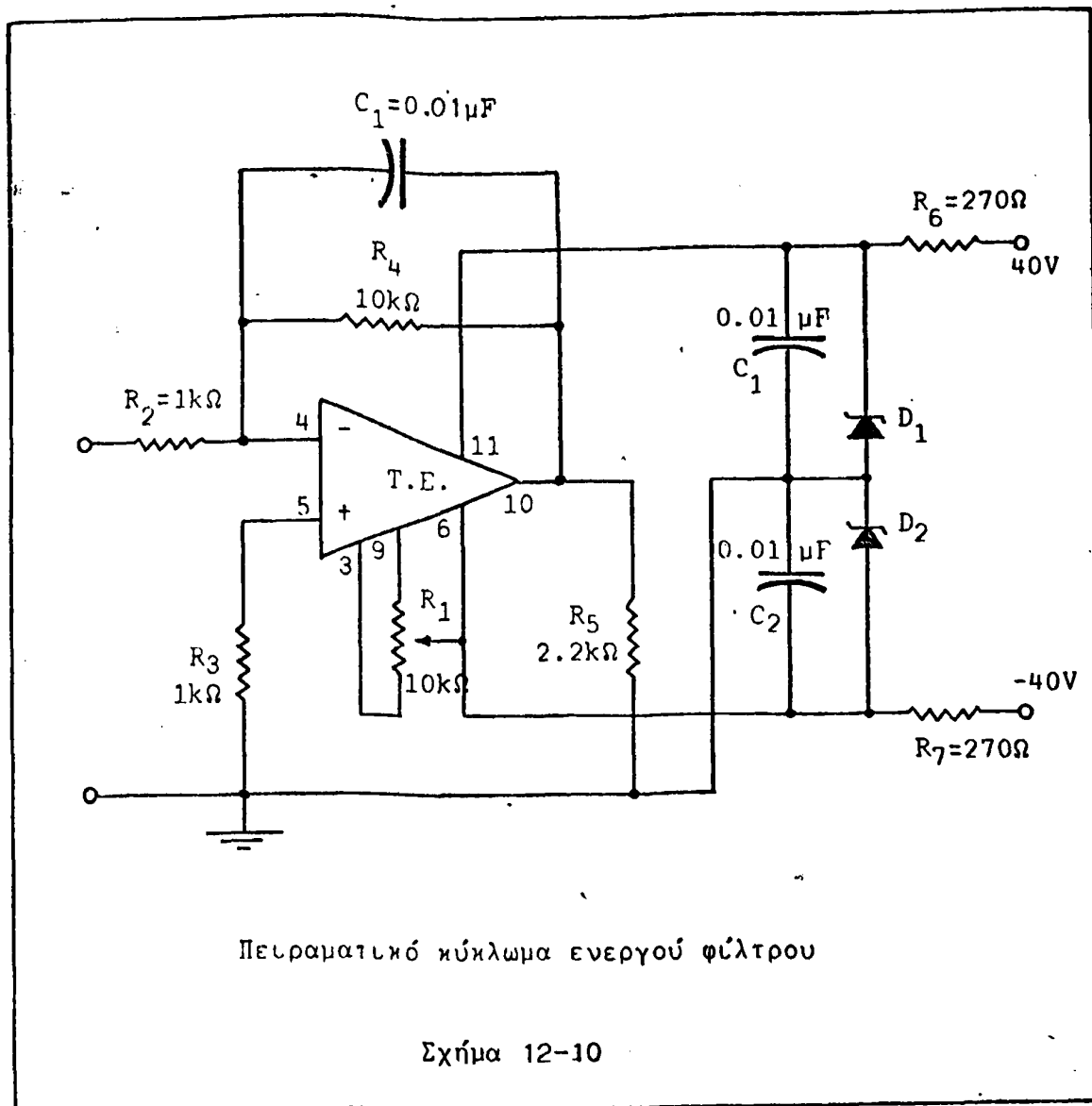


$C = 0.01\mu F$				$C = 0.01\mu F$			
f Hz	E_{out} V_{p-p}	A_v	A_v dB	f Hz	E_{out} V_{p-p}	A_v	A_v dB
20				1.7k			
50				2.0k			
100				3.5k			
200				5.0k			
500				10k			
1.0k				50k			
1.2k				100k			
1.5k				200k			

11. Χαράξτε την καμπύλη αποκρίσεως του φίλτρου και προσδιορίστε τη συχνότητα αποκοπής του. Συμφωνεί η πειραματική τιμή με τη θεωρητικά υπολογιζόμενη;

$C = 0.001\mu F$				$C = 0.001\mu F$			
f Hz	E_{out} V_{p-p}	A_v	A_v dB	f Hz	E_{out} V_{p-p}	A_v	A_v dB
20				1.7k			
50				2.0k			
100				3.5k			
200				5.0k			
500				10k			
1.0k				50k			
1.2k				100k			
1.5k				200k			





12. Αντικαταστήσετε τον πυκνωτή συζεύξεως με έναν, άλλο χωρητικότητας $0.001\mu\text{F}$ και επαναλάβετε τα ζητούμενα στις ερωτήσεις 10 και 11.

13. Σχολιάστε συγκριτικά τα αποτελέσματά σας. Παρατηρήσατε παραμορφώσεις στο σήμα εξόδου; Αν ναι σε ποιές συχνότητες και τι είδους παραμόρφωσή;

Προσοχή: Απαραίτητος όρος για την επιτυχή πραγματοποίηση των πειραμάτων και μετρήσεων είναι να αντισταθμίζεται ο τελεστικός ενισχυτής σε κάθε μεταβολή στοιχείων του κυκλώματός του.

Ερωτήσεις

1. Ποιό είναι το μεγαλύτερο πλεονέκτημα των ενεργών έναντι των παθη-



τικών φίλτρων;

2. Για ποιό λόγο είναι απαραίτητο πριν από κάθε πείραμα να πραγματοποιείται αντιστάθμιση του τελεστικού ενισχυτή;

3. Σε αναλογία με τα πειραματικά κυκλώματα, που μελετήσατε, σχεδιάστε το πειραματικό κύκλωμα ενός αθροιστή, ο οποίος στην έξοδό του παρέχει το μέσο όρο των σημάτων εισόδου του.

4. Γιατί προτιμούνται σήμερα σε πολλές εφαρμογές τα ψηφιακά κυκλώματα αντί των αναλογικών;

5. Γιατί ο τελεστικός ενισχυτής οδηγείται εύκολα σε κατάσταση κόρου; Πώς επιδρά στο φαινόμενο αυτό η τιμή της αντιστάσεως ανασυζεύξεως;



ΑΡΧΕΣ ΡΑΔΙΟΦΩΝΙΚΗΣ ΕΚΠΟΜΠΗΣΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΠΛΑΤΟΥΣΕισαγωγή

Η επιτακτικότερη ανάγκη του πολιτισμένου ανθρώπου είναι αναντίρρητα η ανάγκη επικοινωνίας του με άλλους ανθρώπους, επειδή μόνον μέσω της επικοινωνίας αυτής είναι δυνατόν να συνεχιστεί, διαδοθεί, ομοιογενοποιηθεί και αξιοποιηθεί τόσο ο τεχνικός όσο και ο πνευματικός πολιτισμός. Την ανάγκη αυτή καλύπτει σήμερα με τρόπο, που προσεγγίζει σχεδόν τον ιδανικό, η Ηλεκτρονική με τις εφαρμογές της. Στη γενική του μορφή το πρόβλημα της τηλεπικοινωνίας παρουσιάζεται ως εξής: Υπάρχει πάντοτε κάποια πληροφορία (σήμα στην ηλεκτρονική ορολογία), που προέρχεται από κάποια πηγή (εκδότης - πομπός) και πρέπει να μεταδοθεί σε έναν ή περισσότερους αποδέκτες (παραλήπτες - δέκτες). Τα παρακάτω αφορούν αποκλειστικά στη μετάδοση πληροφοριών, που μέσω κάποιας μεθόδου ή συσκευής έχουν πάρει τη μορφή ηλεκτρικού σήματος. Άλλωστ μέσω τέτοιων σημάτων μεταβιβάζεται σήμερα το συντριπτικό ποσοστό πληροφοριακού υλικού σε όλον τον κόσμο.

Κάθε ηλεκτρικό σήμα μπορεί κατ'αρχήν να μεταφερθεί από την πηγή του προς τον αποδέκτη του μέσω ενός ζεύγους αγωγών (καλώδιο). Η μέθοδος αυτή χρησιμοποιήθηκε στα πρώτα στάδια της ηλεκτρικής τηλεπικοινωνίας (ενσύρματη τηλεγραφία και τηλεφωνία) και χρησιμοποιείται ακόμη και σήμερα - σημαντικά διαμορφωμένη - στα τελικά περιφερειακά στάδια των κεντρικών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων (π.χ. αστική τηλεφωνία). Η ενσύρματη τηλεπικοινωνία όμως έχει μια σειρά ουσιαστικά μειονεκτήματα, που οδήγησαν στη βαθμιαία κατάργησή της, όπου αυτό είναι εφικτό. Τα σημαντικότερα από τα μειονεκτήματα αυτά συνοψίζονται στα παρακάτω:

α) Το κόστος των καλωδιακών ζεύξεων είναι υψηλό και οι τεχνικές δυνατότητες πραγματοποιήσεώς τους συχνά περιορισμένες (π.χ. ζεύξη ανταποκριτών που βρίσκονται στις απέναντι ακτές ωκεανού).

β) Απαιτούνται πάντοτε δεδομένα σημεία επικοινωνίας σταθερά στο χώρο (αδυναμία ζεύξης π.χ. με αεροπλάνα ή πλοία).



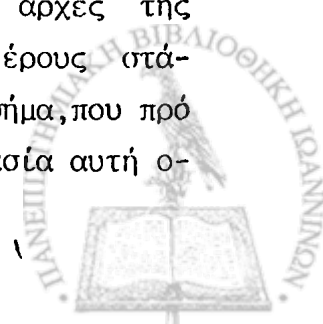
γ) Στην περίπτωση πολλών ταυτόχρονων αποδεκτών (π.χ. μετάδοση ειδήσεων) ο όγκος των καλωδιακών ζεύξεων γίνεται απαγορευτικά μεγάλος.

δ) Μέσω καλωδίων μπορούν να μεταφερθούν ικανοποιητικά - χωρίς δηλαδή μεγάλες απώλειες ισχύος επί της γραμμής - μόνον σήματα χαμηλής συχνότητας, όπως είναι τα τηλεγραφικά (0-120 Hz) και τα τηλεφωνικά (200-3000 Hz). Και για τα σήματα αυτά, αν η γραμμή μεταφοράς είναι μεγάλη - π.χ. άνω των 100 km - απαιτούνται ενδιάμεσοι σταθμοί ενισχύσεως. Όσον αφορά δε στα ραδιοφωνικά (80 - 15000 Hz) και τηλεοπτικά (30 Hz - 10 MHz) σήματα, η μετάδοση τους ακόμη και με ειδικά ομοαξονικά καλώδια είναι προβληματική και σε μέτριες αποστάσεις λόγω των ισχυρών αποσβέσεων, που οφείλονται στη χωρητική και επαγωγική αντίσταση των αγωγών. Στο σημείο αυτό διευκρινίζεται, ότι ο όρος "ραδιοφωνικό σήμα" - αντίστοιχα "τηλεοπτικό" - χαρακτηρίζει την πληροφορία, που εκπέμπουν οι σταθμοί, και όχι τη ραδιοσυχνότητα εκπομπής τους.

ε) Τέλος είναι προφανές, ότι στην περίπτωση άμεσης μετάδοσης σήματος μέσω καλωδίων απαιτείται μια καλωδιακή ζεύξη - ένα ζεύγος αγωγών - για κάθε ζεύγος ανταποκριτών, εφ'όσον αυτοί επικοινωνούν διαδοχικά (μιλά ο ένας, ακούει ο άλλος και αντίστροφα - half doublex communication), ή δύο ζεύξεις, εφ'όσον επικοινωνούν ταυτόχρονα (full doublex communication).

Για όλους αυτούς τους λόγους η ενσύρματη τηλεπικοινωνία υποχώρησε σταδιακά και αντικαταστάθηκε από την ασύρματη. Η βασική αρχή της ασύρματης τηλεπικοινωνίας είναι η εξής: Η πληροφορία - σήμα - "φορτώνεται" κατάλληλα σε ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα, που ονομάζεται φέρον κύμα (common wave C.W ή carrier) ή κάπως ανορθόδοξα φέρουσα συχνότητα και το κύμα αυτό στη συνέχεια ακτινοβολείται στο χώρο, διαδίδεται - σύμφωνα με τα γνωστά από την κλασική ηλεκτρομαγνητική θεωρία - και φθάνει μέχρι τον αποδέκτη του, όπου συλλέγεται κατάλληλα και "παραλαμβάνεται" η φερόμενη πληροφορία.

Ακόμη και από τη βασική της αρχή γίνεται αντιληπτό, ότι η ασύρματη τηλεπικοινωνία είναι μια διαδικασία με πολλά και πολύπλοκα στάδια. Γενικά διαιρείται σε δυο μεγάλα τμήματα: την εκπομπή (emission), δηλαδή τη διαδικασία δημιουργίας και αποστολής του κατάλληλου ηλεκτρομαγνητικού κύματος με την πληροφορία, και τη λήψη (receiving), δηλαδή τη διαδικασία περισυλλογής και "αποκωδικοποίησεως" του ηλεκτρομαγνητικού κύματος από τον αποδέκτη. Στην άσκηση αυτή θα αναφερθούμε σύντομα στις βασικές αρχές της εκπομπής και θα μελετήσουμε πειραματικά το σημαντικότερο επί μέρους στάδιό της, δηλαδή τη διαδικασία με την οποία η πληροφορία - το σήμα, που πρόκειται να αποσταλεί - "αποτυπώνεται" στο φέρον κύμα. Η διαδικασία αυτή ο-



νομάζεται διαμόρφωση (modulation).

Η σύγχρονη Ηλεκτρονική Τεχνολογία έχει αναπτύξει ένα πλήθος τρόπων διαμορφώσεως του φέροντος κύματος, κυριώτεροι από τους οποίους είναι:

α) Διαμόρφωση πλάτους (amplitude modulation - AM), κατά την οποία με την επίδραση του σήματος μεταβάλλεται το πλάτος του φέροντος κύματος.

β) Διαμόρφωση συχνότητας (frequency modulation - FM), κατά την οποία με την επίδραση του σήματος μεταβάλλεται η συχνότητα του φέροντος κύματος.

γ) Διαμόρφωση φάσης (phase modulation - PM), κατά την οποία με την επίδραση του σήματος μεταβάλλεται η φάση του φέροντος κύματος.

Οι τρεις αυτοί κύριοι τρόποι διαμορφώσεως προκύπτουν και από τη θεώρηση της γενικής εξίσωσης ενός κύματος:

$$E = E_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi)$$

από την οποία φαίνεται, ότι τα τρία μεγέθη, που μπορούν να μεταβληθούν στο κύμα είναι το πλάτος E_0 , η συχνότητα f (ω) και η φάση φ . Η διαμόρφωση του φέροντος μπορεί να γίνει άμεσα από το ίδιο το σήμα ή έμμεσα από μια σειρά παλμούς, των οποίων κάποιο χαρακτηριστικό μέγεθος μεταβάλλεται με το ρυθμό της συχνότητας του σήματος και ανάλογα προς το μέγεθός του. Έτσι αν μεταβάλλεται το πλάτος του παλμού, έχουμε τη διαμόρφωση πλάτους παλμού (pulse - amplitude modulation - PAM)· αν μεταβάλλεται η διάρκεια του παλμού, έχουμε τη διαμόρφωση διάρκειας παλμού (pulse - duration modulation - PDM) ή αλλιώς διαμόρφωση εύρους παλμού (pulse - width modulation - PWM)· τέλος αν μεταβάλλεται η θέση του παλμού στην παλμοσειρά, έχουμε τη διαμόρφωση θέσης παλμού (pulse - position modulation - PPM or pulse - time modulation - PTM).

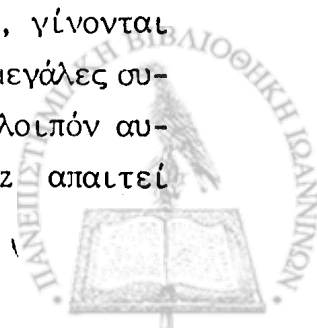
Τα τελευταία χρόνια κατακτά διαρκώς τις εφαρμογές η λεγόμενη παλμοκωδική διαμόρφωση (pulse - code modulation - PCM). Σύμφωνα με τη μέθοδο αυτή στο σήμα, που αποτελεί την πληροφορία, μετρείται κατά τακτά χρονικά διαστήματα η τάση του. Τα αποτελέσματα των μετρήσεων αυτών μετατρέπονται σε μια σειρά παλμούς, οι οποίοι απεικονίζουν στο δυαδικό σύστημα την αριθμητική τιμή κάθε αποτελέσματος. Η παλμοσειρά των διαδοχικών μετρήσεων διαμορφώνει στη συνέχεια κάποιο φέρον κύμα, μεταδίδεται, αποκωδικοποιείται από τον παραλήπτη και δίνει μια σειρά αριθμούς, που αντιστοιχούν στις τιμές του σήματος σε ωρισμένες χρονικές στιγμές. Είναι ευνόητο, ότι, αν η δειγματοληψία του σήματος γίνεται με μεγάλη συχνότητα ως προς τη συχνότη-

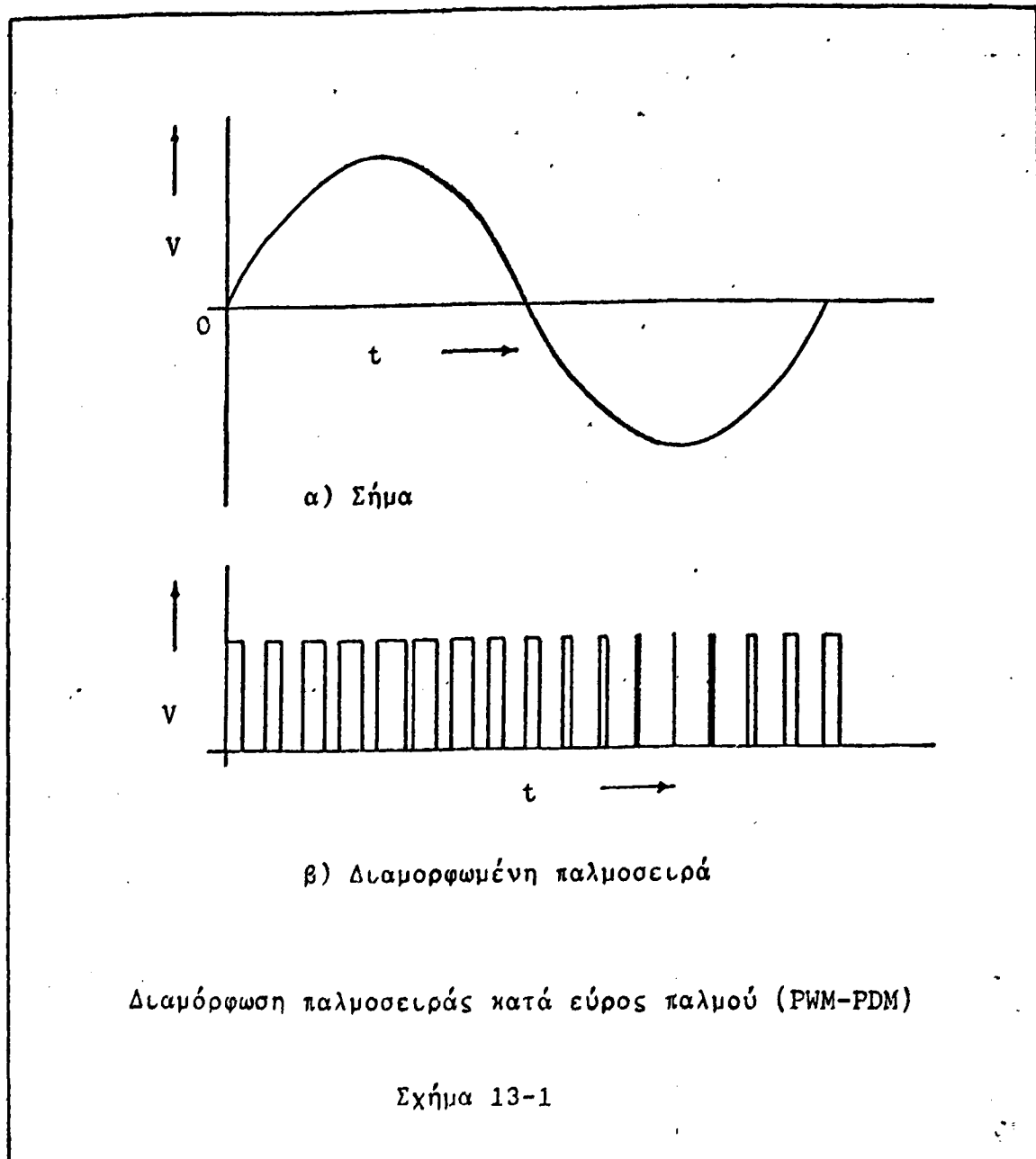
τα μεταβολής του, η σειρά των αριθμών, που προκύπτει στον αποδέκτη, είναι δυνατόν να δώσει πλήρη αναπαραγωγή του σήματος ή τουλάχιστον πλήρη λήψη της πληροφορίας, που περιέχεται σ' αυτό. Αντιλαμβάνεται κανείς εύκολα, ότι η παλμοκωδική διαμόρφωση διαφέρει ριζικά σε λογική από τις προηγούμενες μεθόδους διαμορφώσεως, επειδή αποτελεί ψηφιακή μέθοδο μεταφοράς του σήματος. Τα πλεονεκτήματα των ψηφιακών μεθόδων - που σήμερα χρησιμοποιούνται και σε πλήθος άλλων εφαρμογών, όπως οι ηλεκτρονικοί υπολογιστές, οι διατάξεις αναπαραγωγής ήχου hi-fi κλπ - έναντι των αναλογικών είναι συντριπτικά. Από τα πλεονεκτήματα αυτά αναφέρουμε πρόχειρα την κυριολεκτική εξαφάνιση του θορύβου - παράσιτα -, που συνοδεύει κάθε μεταδιδόμενο σήμα.

Υπάρχουν τέλος και άλλοι περισσότερο ή λιγώτερο πολύπλοκοι τρόποι διαμορφώσεως, που χρησιμοποιούνται σε ειδικές περιπτώσεις - όπως π.χ. στη μετάδοση ραδιοαυτογραφιών ή ραδιοχαρτών καιρού (fascimile) - και δεν είναι σκόπιμο να συζητηθούν εδώ. Συχνά επίσης στο ίδιο κύμα συνυπάρχουν διάφορες διαμορφώσεις, όπως π.χ. στο σήμα τηλεοράσεως. Στο σχήμα 13-1 δίνεται η αρχή της διαμορφώσεως παλμοσειράς κατά διάρκεια παλμού (PDM).

Στη συνείδηση των περισσότερων ανθρώπων, που ασχολούνται με τις τηλεπικοινωνίες, η ασύρματη εκπομπή και η διαμόρφωση είναι δύο έννοιες σχεδόν αχώριστα συνδεδεμένες. Εννοιολογικά και λειτουργικά βέβαια πρόκειται για δυο διαφορετικές φυσικές διεργασίες εντελώς ανεξάρτητες μεταξύ τους. Τα σημαντικά όμως πλεονεκτήματα της ασύρματης επικοινωνίας με διαμορφωμένο κύμα έκαναν τη μία έννοια αχώριστη από την άλλη. Τα κυριώτερα από τα πλεονεκτήματα αυτά είναι:

α) Τελική βαθμίδα μιας διατάξεως ασύρματης εκπομπής είναι η κεραία. Η μελέτη των στοιχείων και ιδιοτήτων των κεραιών αποτελεί ιδιαίτερο και εξαιρετικά σημαντικό κεφάλαιο της Ηλεκτρονικής. Είναι πάντως βασική γνώση, ότι η κεραία έχει διαστάσεις της τάξης του μήκους κύματος της ακτινοβολίας, που πρόκειται να εκπέμψει - ή να συλλάβει αντίστοιχα, αν πρόκειται για κεραία δέκτη -, και η εκπομπή της στο χώρο (δηλαδή η χωρική κατανομή της ισχύος του ηλεκτρομαγνητικού κύματος στις διάφορες διευθύνσεις) είναι ελάχιστα ή καθόλου κατευθυντική. Η κατευθυντικότητα εκπομπής - ή λήψης - μιας κεραίας μπορεί να βελτιωθεί με τη χρήση κατάλληλων κατευθυντήρων και ανακλαστήρων, που οι διαστάσεις τους, όπως άλλωστε και της κεραίας, γίνονται τεχνικά πραγματοποιήσιμες μόνον για μικρά μήκη κύματος, δηλαδή μεγάλες συχνότητες του ηλεκτρομαγνητικού κύματος, που θα εκπεμφθεί. Είναι λοιπόν αυτονόητο, ότι η άμεση εκπομπή ενός σήματος συχνότητας π.χ. 500 Hz απαιτεί





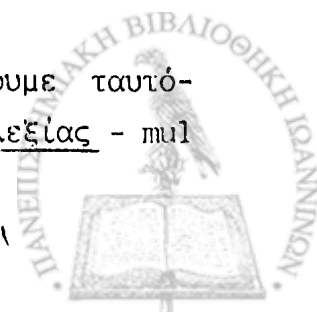
κεράια ανέρικτων διαστάσεων, ακόμη και όταν δεν απαιτείται καμιά κατευθυντικότητα εκπομπής. Αν όμως το σήμα αυτό των 500 Hz διαμορφώσει φέρον κύμα συχνότητας 50 MHz η κατάσταση βελτιώνεται σημαντικά, επειδή οι διαστάσεις της απαιτούμενης κεραίας και των στοιχείων κατευθυντικότητας είναι της τάξης των cm ή των m. Στο σημείο αυτό πρέπει να διευκρινιστεί, ότι η κατευθυντικότητα εκπομπής άλλοτε είναι επιθυμητή και άλλοτε όχι. Έτσι π.χ. προκειμένου για ένα ραδιοφωνικό σταθμό της κοινής Πολιτικής Ραδιοφωνίας η μη κατευθυντικότητα της κεραίας είναι πλεονέκτημα, διότι επιτρέπει τη λήψη του από πλήθος ακροατών - δεκτών - ανεξάρτητα από τη σχετική θέση τους ως προς το σταθμό. Προκειμένου όμως για έναν πομπό υπεραστικής τηλεφωνικής επικοινωνίας, που χρησιμοποιείται για τη ζεύξη δύο πόλεων, η μη κατευθυντικότητα

είναι μειονέκτημα, επειδή εξ αιτίας της το μεγαλύτερο μέρος (μέχρι ποσοστό 99% και περισσότερο) της ισχύος του κύματος ακτινοβολείται προς μη ωφέλιμες κατευθύνσεις και ουσιαστικά χάνεται. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα για δεδομένη επικοινωνιακή εξυπηρέτηση να δαπανώνται σημαντικά μεγαλύτερα από τα απαραίτητα ποσά ισχύος και να πολλαπλασιάζεται το κόστος λειτουργίας και απαιτούμενων εγκαταστάσεων και εξοπλισμού. Ανάλογα ισχύουν και για την κατευθυντικότητα των κεραιών λήψης.

β) Η δομή των κεραιών αλλά και γενικότερα των πομπών και δεκτών είναι τέτοια, ώστε να μπορούν να εκπέμπουν και να λαμβάνουν αντίστοιχα ηλεκτρομαγνητικά κύματα ενός περιορισμένου φάσματος συχνοτήτων. Αυτό σημαίνει, ότι κάθε πομπός μπορεί να συντονιστεί και να εκπέμπει ικανοποιητικά ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία ενός καθωρισμένου κάθε φορά μήκους κύματος ή σωστότερα μιας στενής φασματικής περιοχής σχετικού εύρους π.χ. $\Delta f = \pm 0.05f_0$ περί την κεντρική συχνότητα f_0 . Έτσι ένα τηλεοπτικό σήμα, που σύμφωνα με τα προγράφοντα έχει φασματικό εύρος από 30 Hz έως 10 MHz, είναι εντελώς αδύνατο να εκπεμφθεί άμεσα και να μεταφέρει ικανοποιητικά την πληροφορία, που περιέχει. Αν όμως το σήμα αυτό διαμορφώσει πρώτα ένα φέρον κύμα συχνότητας π.χ. 500 MHz, τότε, όπως θα δούμε παρακάτω, το ολικό εύρος συχνοτήτων της κυματομορφής, που θα προκύψει, είναι $\Delta f = 20 \text{ MHz } (\pm 10 \text{ MHz})$ · προκύπτει δηλαδή ηλεκτρομαγνητικό κύμα με συχνότητες από 490 MHz έως 510 MHz, που μπορεί πολύ εύκολα να εκπεμφθεί με πομπούς και κεραιές απλού ηλεκτρονικού σχεδιασμού. Ανάλογα ισχύουν φυσικά και για τους δέκτες και τις κεραιές λήψης.

Η άμεση εκπομπή θα είχε και ένα άλλο ανυπέρβλητο εμπόδιο για την εφαρμογή της. Αν όλοι π.χ. οι τηλεοπτικοί σταθμοί μιας γεωγραφικής περιοχής εξέπεμπαν άμεσα, θα διαδίδονταν στον ίδιο χώρο περισσότερα από ένα ηλεκτρομαγνητικά κύματα διαφορετικά μεν, αλλά της ίδιας περιοχής συχνοτήτων. Κάτω από τις συνθήκες αυτές όμως είναι αδύνατη η λήψη οποιουδήποτε σήματος λόγω των αμοιβαίων παρεμβολών. (Κατάσταση ανάλογη με αυτή, που παρουσιάζεται στους κοινούς ραδιοφωνικούς δέκτες, όταν συμπίπτει να εκπέμπουν στο ίδιο μήκος κύματος περισσότεροι από ένας ραδιοφωνικοί σταθμοί). Με την τεχνική της διαμορφώσεως έχουμε τη δυνατότητα να προκαλούμε μετάθεση της συχνότητας του σήματος - σωστότερα της εκπομπής - σε διαφορετική, κατά βούληση, θέση του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος επιλέγοντας κατάλληλα το μήκος κύματος του φέροντος· αποφεύγονται έτσι τις παρεμβολές.

γ) Τέλος με τη διαμόρφωση έχουμε τη δυνατότητα να μεταδίδουμε ταυτόχρονα περισσότερα από ένα σήματα (εφαρμογή της αρχής της πολυπλεξίας - mul



time-division multiplexing). Ας θεωρήσουμε π.χ. 10 τηλεφωνικά σήματα. Το καθένα από αυτά έχει φάσμα εύρους 3kHz. Αρχικά γίνεται μια "ολίσθηση" του φάσματός τους, έτσι ώστε το πρώτο σήμα να καταλαμβάνει τις συχνότητες 200-3000Hz, το δεύτερο τις συχνότητες 3200-6000 Hz, το τρίτο τις συχνότητες 6200-9000Hz κ.ο.κ. Δημιουργείται λοιπόν τελικά ένα "γενικευμένο σήμα" με εύρος συχνοτήτων 30 kHz. Το σήμα αυτό μπορεί εύκολα να μεταφερθεί με ένα φέρον κύμα συχνότητας π.χ. 800 kHz χωρίς ιδιαίτερα προβλήματα.

Διαμόρφωση πλάτους

Η διαμόρφωση πλάτους (amplitude modulation - AM) υπήρξε ιστορικά ο πρώτος τύπος διαμορφώσεως, που χρησιμοποιήθηκε, και κυριάρχησε στις τηλεπικοινωνίες μέχρι την τελευταία εικοσαετία, οπότε άρχισε να υποχωρεί σταδιακά και να αντικαθίσταται από τη διαμόρφωση συχνότητας και την παλμοκωδική διαμόρφωση.

Γραφικά η διαμόρφωση πλάτους φαίνεται στο σχήμα 13-2. Στο σχήμα 13-2α παρίσταται το φέρον κύμα, στο σχήμα 13-2.β το σήμα, που για λόγους απλότητας θεωρείται ημιτονικό, και στο σχήμα 13-2.γ το διαμορφωμένο κύμα, του οποίου το πλάτος μεταβάλλεται και ουσιαστικά έχει πάνω του "αποτυπωμένο" το ημιτονικό σήμα. Είναι προφανές, ότι όσο μεγαλύτερη είναι η συχνότητα του φέροντος σχετικά με τη συχνότητα του σήματος, τόσο πιστότερη είναι η αποτύπωση του τελευταίου στο φέρον.

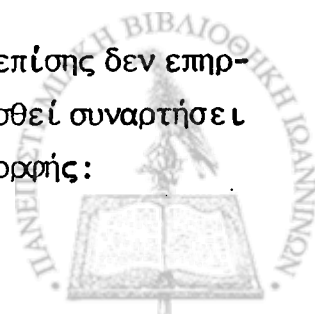
Με απλή μαθηματική προσέγγιση το πρόβλημα έχει ως εξής: Έστω

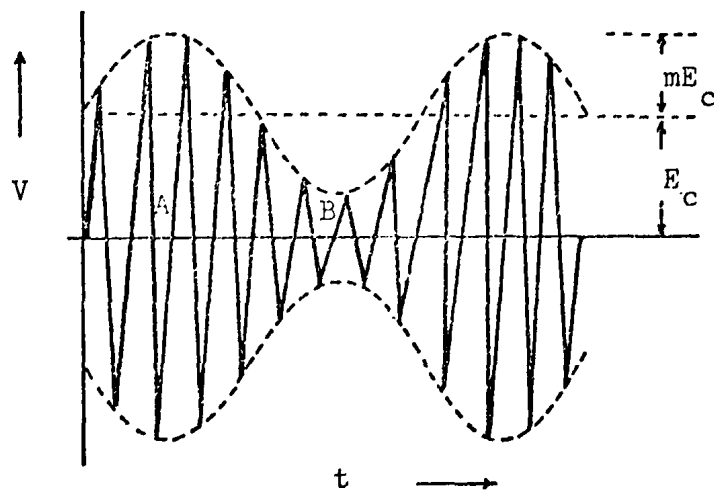
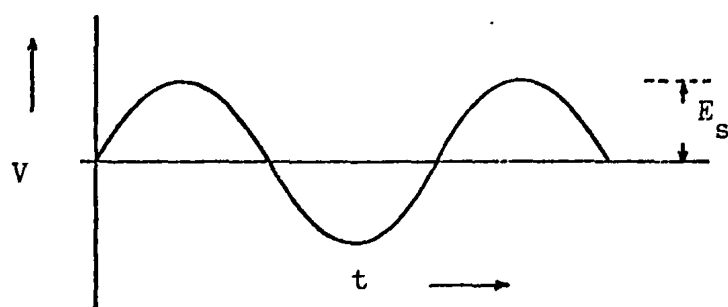
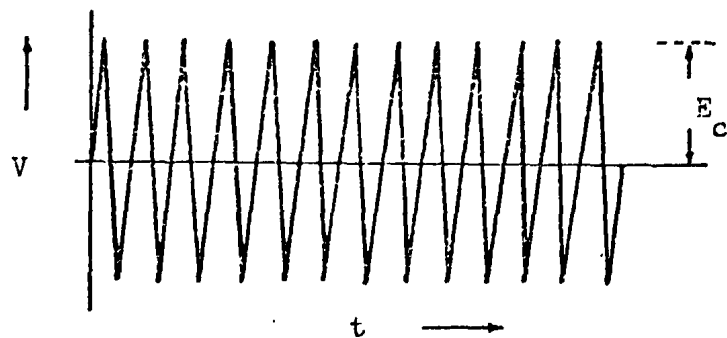
$$E = E_0 \cdot \sin \omega t$$

η εξίσωση περιγραφής του φέροντος κύματος. Η διαφορά φάσης - αρχική φάση - υποτίθεται μηδενική, $\varphi = 0^\circ$. η παραδοχή αυτή δεν επηρεάζει τη γενικότητα, όσων ακολουθούν. Έστω επίσης, ότι το σήμα έχει εξίσωση περιγραφής:

$$S = S_0 \cdot \sin \omega' t$$

Η παραδοχή και στην περίπτωση αυτή μηδενικής αρχικής φάσης επίσης δεν επηρεάζει τη γενικότητα. Το πλάτος του σήματος μπορεί να εκφραστεί συναρτήσει του πλάτους του φέροντος με μια σχέση απλής αναλογίας της μορφής:





Διαμόρφωση κατά πλάτος

Σχήμα 13-2



$$S_0 = m \cdot E_0$$

Ο συντελεστής m είναι καθαρός αριθμός και ονομάζεται ποσοστό διαμορφώσεως (modulation factor) - σπανιότερα διαμόρφωση ή συντελεστής διαμορφώσεως. Με απλούς συλλογισμούς συνάγεται - φαίνεται άλλωστε και από το σχήμα 13-2 -, ότι η τιμή του μπορεί να κυμαίνεται από 0 έως 1 (0% έως 100%) γεγονός, που δικαιολογεί και την ονομασία "ποσοστό".

Το πλάτος λοιπόν του διαμορφωμένου κύματος εκφράζεται από τη σχέση:

$$E_{m_0} = E_0 + m \cdot E_0 \cdot \sin \omega' t$$

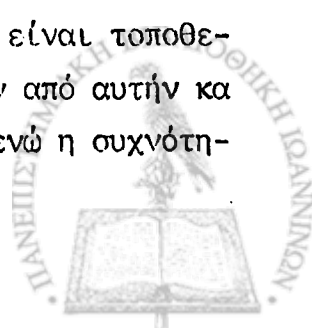
και το διαμορφωμένο κύμα από τη σχέση:

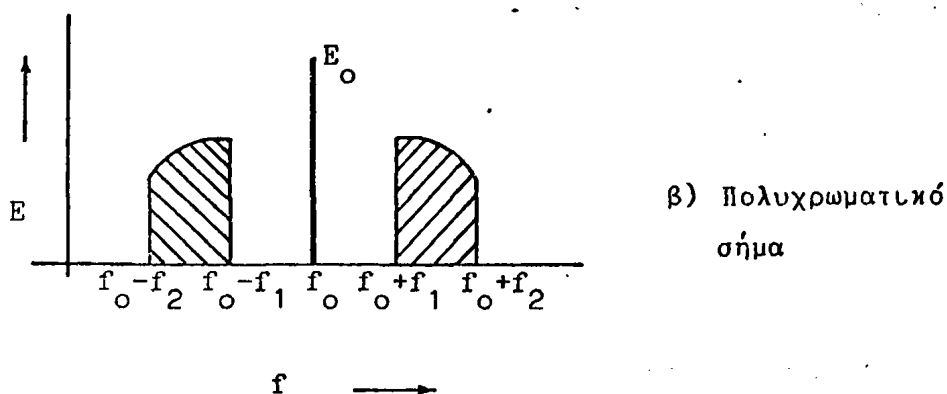
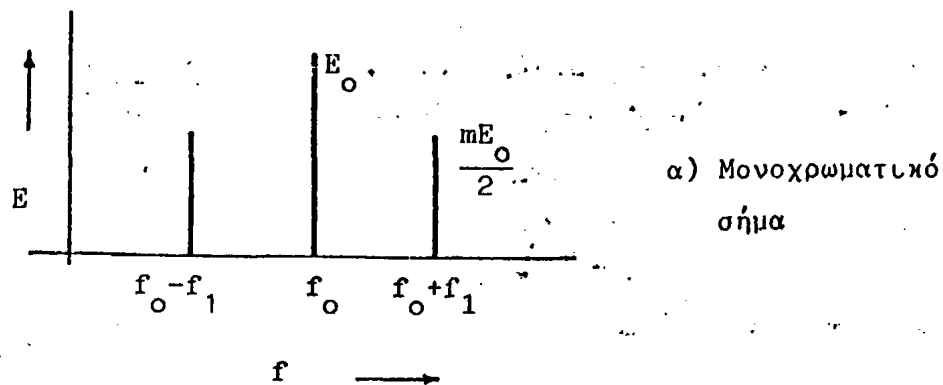
$$\begin{aligned} E_m &= (E_0 + mE_0 \cdot \sin \omega' t) \cdot \sin \omega t = \\ &= E_0 \cdot \sin \omega t + mE_0 \cdot \sin \omega' t \cdot \sin \omega t \end{aligned}$$

Ο δεύτερος όρος του τελευταίου αθροίσματος με τη βοήθεια τριγωνομετρικής ταυτότητας μπορεί να μετασχηματιστεί κατάλληλα, οπότε η εξίσωση του διαμορφωμένου κύματος γίνεται:

$$\begin{aligned} E_m &= E_0 \cdot \sin \omega t + \frac{m \cdot E_0}{2} \cdot \sin(\omega + \omega') t + \frac{m \cdot E_0}{2} \cdot \sin(\omega - \omega') t = \\ &= E_0 \cdot \sin 2\pi f t + \frac{m \cdot E_0}{2} \cdot \sin 2\pi(f_0 + f_s) t + \frac{m \cdot E_0}{2} \cdot \sin 2\pi(f_0 - f_s) t \end{aligned}$$

Από την τελευταία σχέση προκύπτει άμεσα, ότι το διαμορφωμένο κύμα αποτελεί άθροισμα - υπέρθεση - τριών διακεκριμένων κυμάτων: α) του φέροντος β) ενός κύματος με πλάτος μισό από το πλάτος του φέροντος πολλαπλασιασμένο επί το ποσοστό διαμορφώσεως και συχνότητα το άθροισμα συχνοτήτων φέροντος και σήματος γ) ενός κύματος με πλάτος ίσο προς το προηγούμενο και συχνότητα τη διαφορά συχνοτήτων φέροντος και σήματος. Στο σχήμα 13-3.α δίνεται το φάσμα συχνοτήτων ενός τέτοιου διαμορφωμένου κύματος. Είναι χαρακτηριστικό, ότι οι συχνότητες των δύο τελευταίων συνιστωσών είναι τοποθετημένες συμμετρικά ως προς τη συχνότητα φέροντος και απέχουν από αυτήν κατά f_s . Για το λόγο αυτό αποκαλούνται πλευρικές συχνότητες, ενώ η συχνότη-





φάσμα κύματος διαμορφωμένου κατά πλάτος

Σχήμα 13-3

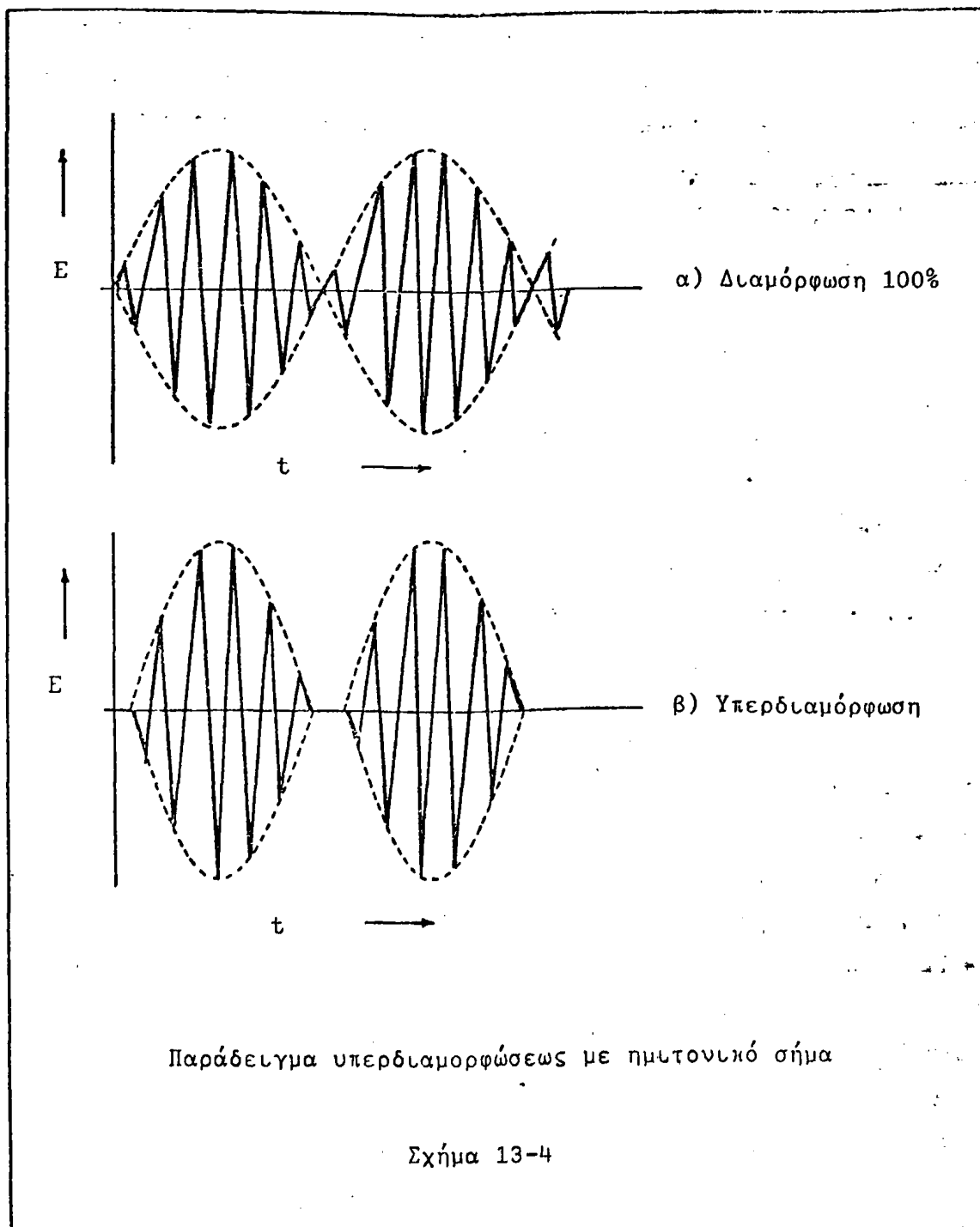
τα φέροντος ονομάζεται κεντρική.

Εύκολα αντιλαμβάνεται κανείς, ότι αν το σήμα δεν είναι ημιτονικό - δηλαδή μονοχρωματικό κατά συχνότητα -, τότε μπορεί να αναλυθεί κατά Fourier σε ένα φάσμα συχνοτήτων ενίοτε συνεχές, που εκτείνεται από μια ελάχιστη συχνότητα f_{\min} μέχρι μια μέγιστη f_{\max} και που πρέπει να "αποτυπωθεί" ολόκληρο στο φέρον. Επειδή όμως για κάθε διαμορφώνουσα συχνότητα δημιουργούνται στο φάσμα του διαμορφωμένου δυο συμμετρικές πλευρικές συχνότητες, γίνεται φανερό, ότι για διαμόρφωση από σήμα, που συνίσταται από ζώνη συχνοτήτων, οι πλευρι-

κές συχνότητες διευρύνονται και μεταπίπτουν σε δύο συμμετρικές πλευρικές ζώνες (side - bands), όπως φαίνεται και στο σχήμα 13-3.β. Η ζώνη, που περιλαμβάνει συχνότητες μεγαλύτερες από τη συχνότητα του φέροντος, ονομάζεται άνω πλευρική ζώνη (upper side-band - USB) και η ζώνη, που περιλαμβάνει συχνότητες μικρότερες από τη συχνότητα φέροντος, κάτω πλευρική ζώνη (lower side-band - LSB). Από τα παραπάνω συνάγεται το εξής σημαντικό συμπέρασμα: Το φασματικό εύρος συχνοτήτων, που απαιτείται για τηλεπικοινωνία με κατά πλάτος διαμορφωμένα ηλεκτρομαγνητικά κύματα, είναι το διπλάσιο της μεγαλύτερης συχνότητας, που περιέχεται στο σήμα.

Η Διεθνής Τηλεπικοινωνιακή Επιτροπή (International Communications Commission-NCC) έχει καθορίσει, ότι οι ραδιοφωνικοί πομποί - σταθμοί - μπορούν να εκπέμπουν σε συχνότητες, που απέχουν μεταξύ τους κατά 10kHz τουλάχιστον. Έτσι π.χ. τυπικές συχνότητες εκπομπής ραδιοσταθμών μπορούν να είναι οι 960kHz, 970kHz, 980kHz κλπ. Αυτό σημαίνει, ότι και το ολικό φάσμα συχνοτήτων, που μπορεί να απασχολεί κάθε ραδιοσταθμός είναι επίσης εύρους 10kHz. Έτσι η μέγιστη συχνότητα, που μπορεί να περιλαμβάνει το σήμα είναι 5kHz. Για το λόγο αυτό η Ραδιοφωνία, που χρησιμοποιεί διαμόρφωση πλάτους (AM), μπορεί να μεταδίδει σήματα - π.χ. ομιλία μουσική κλπ - που έχουν συχνότητες από 80Hz έως 5kHz. Γίνεται έτσι άμεσα αντιληπτό, ότι είναι αδύνατη η μετάδοση μουσικής υψηλής πιστότητας (hi-fi, συχνότητες μέχρι 14kHz) από τους ραδιοφωνικούς σταθμούς AM. Αν από τέτοιους σταθμούς μεταδοθούν σήματα συχνότητας μεγαλύτερης από 5kHz, υπάρχει πρόβλημα παρεμβολών μεταξύ γειτονικών σταθμών, κατάσταση που είναι απόλυτα απαγορευμένη στη Διεθνή Πολιτική Ραδιοφωνία.

Στο σημείο αυτό, εφ' όσον αναφερθήκαμε στην παρεμβολή, χρήσιμο είναι να ασχοληθούμε και με μια ειδική λειτουργική κατάσταση ενός ραδιοφωνικού πομπού, που αποτέλεσμά της είναι οι ανεπιθύμητες παρεμβολές. Όπως αναφέρθηκε προηγούμενα, το ποσοστό διαμορφώσεως m μπορεί να ποικίλει από 0% - μη διαμορφωμένο φέρον - μέχρι 100% - πλήρως διαμορφωμένο κύμα (σχήμα 13-4.α). Υπάρχει όμως και η περίπτωση της υπερδιαμορφώσεως (overmodulation), στην οποία η τιμή του m υπερβαίνει τυπικά τη μονάδα. Αυτό σημαίνει, ότι το πλάτος του διαμορφωμένου κύματος μηδενίζεται αρκετά πριν μεγιστοποιηθεί αρνητικά το σήμα και βέβαια παραμένει μηδενισμένο μέχρι τη "συμμετρική χρονική στιγμή" (σχήμα 13-4.β). Έτσι όμως το φερόμενο από τη ραδιοσυχνότητα σήμα δεν είναι πλέον ημιτονικό, αλλά ψαλλιδισμένο (clipped) και η ανάλυσή του κατά Fourier παρέχει εκτός από τη θεμελιώδη και αρκετές ανώτερης τάξης



άρμονικες. Αποτέλεσμα αυτών είναι το φάσμα συχνοτήτων της διαμορφωμένης ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας εκτός από την κεντρική και τις δυο πλευρικές συχνότητες - ή ζώνες αν το σήμα είναι πολυχρωματικό - να περιλαμβάνει και τα πολλαπλάσια των πλευρικών, που αντιστοιχούν στις ανώτερης τάξης αρμονικές. Έτσι όμως το φασματικό εύρος του υπερδιαμορφωμένου κύματος διευρύνεται υπερβολικά και είναι σχεδόν βέβαιο, ότι επικαλύπτει τη φασματική θέση άλλων γειτονικών ραδιοσταθμών προκαλώντας λιγότερο ή περισσότερο ισχυρές παρεμβολές. Το φαινόμενο είναι ιδιαίτερα συχνό στους ραδιοφωνικούς σταθμούς

μεσαίων κυμάτων (medium waves - MW - 550kHz έως 1600kHz), οι οποίοι λειτουργούν χωρίς τυπικές και ουσιαστικές προδιαγραφές (πειρατικοί). Οι ελεγχόμενοι τεχνικά ραδιοφωνικοί πομποί, προκειμένου να αποφευχθούν τα ανεπιθύμητα αυτά φαινόμενα, διατηρούν το ποσοστό διαμορφώσεως στα επίπεδα του 95%, ώστε να υπάρχουν πάντοτε τα απαραίτητα περιθώρια ασφάλειας.

Αν το σήμα είναι συμμετρικό ως προς τον άξονα των χρόνων, από τη μορφή του διαμορφωμένου κύματος - όπως λαμβάνεται π.χ. στην οθόνη ενός παλμογράφου - στιγμιότυπο (E t) - είναι δυνατόν πολύ απλά να υπολογιστεί το ποσοστό διαμορφώσεως ως εξής:

Έστω A το μέγιστο από κορυφή σε κορυφή (peak to peak) πλάτος της κυματομορφής και B το ελάχιστο (σχήμα 13-2.γ). Το πλάτος του φέροντος είναι ο μέσος όρος των τιμών αυτών:

$$E_{cp-p} = \frac{A+B}{2} \leadsto E_C = \frac{A+B}{4} \quad (1)$$

Αντίστοιχα το πλάτος του σήματος είναι:

$$E_S = \frac{A/2 - B/2}{2} = \frac{A - B}{4} \quad (2)$$

Ισχύει όμως ότι: $E_S = m \cdot E_C$. Αντικαθιστώντας στη σχέση αυτή τις τιμές των E_C και E_S από την (1) και (2) προκύπτει ότι:

$$m = \frac{E_S}{E_C} = \frac{(A-B)/4}{(A+B)/4} = \frac{A - B}{A + B}$$

που είναι και η συνήθης σχέση υπολογισμού του ποσοστού διαμορφώσεως.

Ως προς την ισχύ τέλος του ραδιοφωνικού κύματος αναφέρουμε τα εξής: Η ισχύς του φέροντος κύματος κατά τα γνωστά από την Ηλεκτροδυναμική είναι ανάλογη του τετραγώνου του πλάτους του, ήτοι:

$$N_C = k \cdot E_C^2$$

ενώ η ισχύς του διαμορφωμένου κύματος είναι:

$$N' = k \cdot E_C^2 (1 + m^2/2)$$

όπως προκύπτει εύκολα, αν ληφθεί υπ' όψη, ότι το διαμορφωμένο - με ημιτονι-



κό σήμα - κύμα αποτελεί ουσιαστικά άθροισμα τριών επί μέρους κυμάτων· ενός με πλάτος E_c και συχνότητα f_0 , ενός με πλάτος $mE_c/2$ και συχνότητα $f_0 + f_s$ και ενός με πλάτος $mE_c/2$ και συχνότητα $f_0 - f_s$. Άρα η ολική ισχύς του είναι:

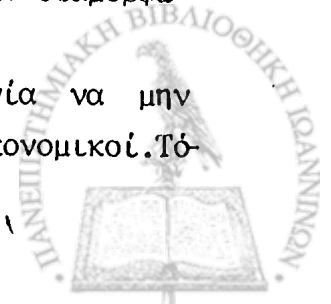
$$\begin{aligned} N' &= k \cdot E_c^2 + k \left(\frac{mE_c}{2} \right)^2 + k \left(\frac{mE_c}{2} \right)^2 = \\ &= k \cdot E_c^2 + 2k \frac{m^2 E_c^2}{4} = k \cdot E_c^2 + k \cdot E_c^2 \frac{m^2}{2} \\ N' &= k \cdot E_c^2 \cdot (1 + m^2/2) \end{aligned} \quad (3)$$

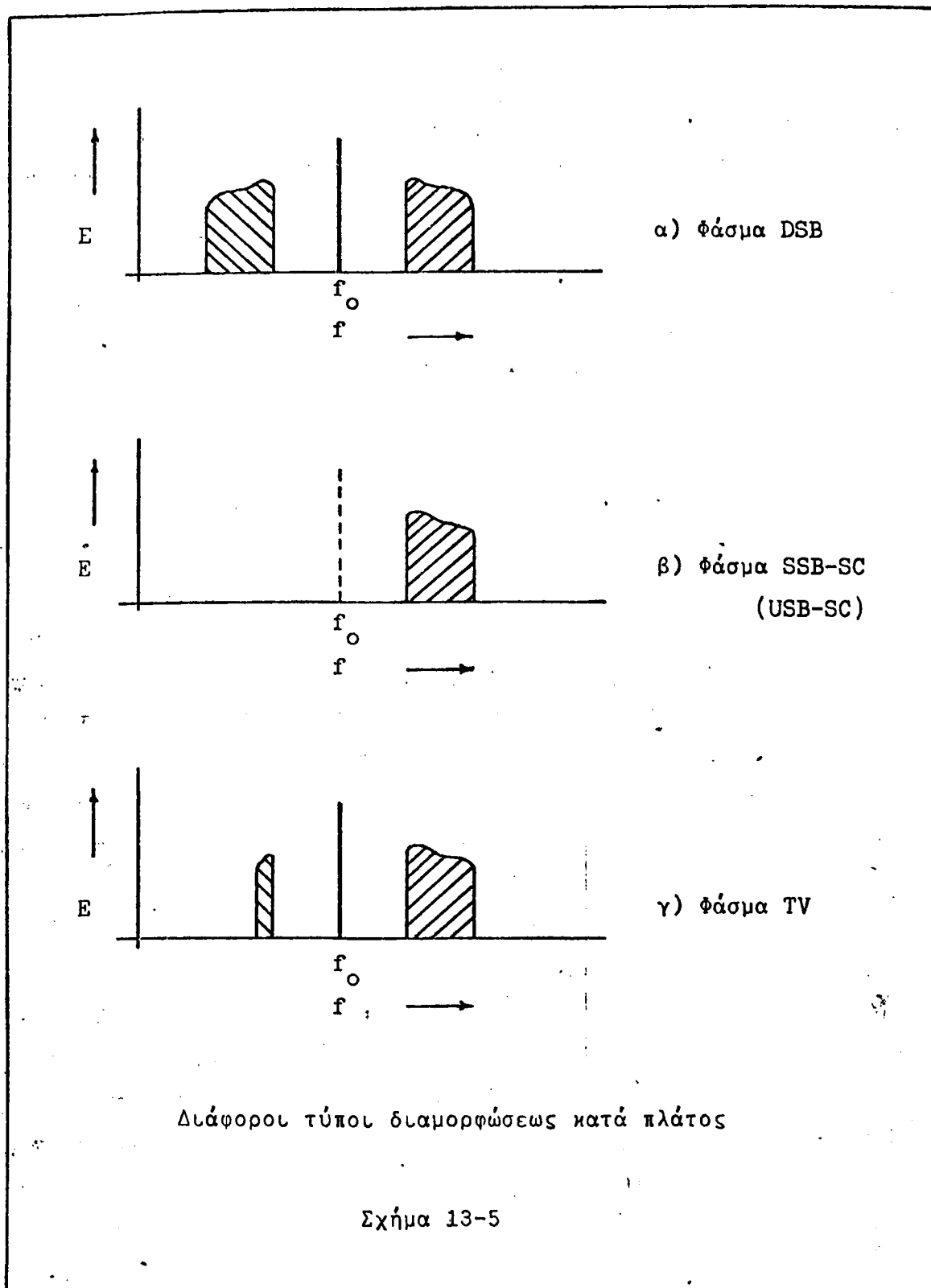
Από τη σχέση (3) προκύπτει, ότι η ισχύς του διαμορφωμένου κατά 100% κύματος είναι 50% μεγαλύτερη από την ισχύ του φέροντος και μοιράζεται έτσι, ώστε τα 2/3 να δαπανώνται στη φέρουσα και από 1/6 σε κάθε πλευρική συχνότητα.

Από όσα προγράφηκαν όμως συνάγεται, ότι η μεν φέρουσα δεν περιέχει καμιά πληροφορία, οι δε πλευρικές περιέχουν ουσιαστικά και οι δυο την ίδια πληροφορία. Είναι λοιπόν φανερό, ότι για την τηλεπικοινωνία αρκεί η μετάδοση μιας μόνον πλευρικής συχνότητας - αντίστοιχα ζώνης. Εξοικονομείται έτσι σημαντικό ποσό ισχύος (τα 5/6 του συνόλου για το προηγούμενο παράδειγμα μονοχρωματικού σήματος). Επίσης αποσυμφορείται το φάσμα ραδιοφωνικής επικοινωνίας, διότι απασχολείται λιγότερο από το μισό εύρος συχνοτήτων, από ότι για συνήθη εκπομπή. Μειώνεται τέλος ο θόρυβος στο δέκτη λήψης, επειδή είναι δυνατόν να αυξηθεί η επιλεκτικότητά του· να ελαττωθεί δηλαδή το εύρος του παράθυρου συχνοτήτων, προς το οποίο - εύρος - ο θόρυβος είναι ανάλογος.

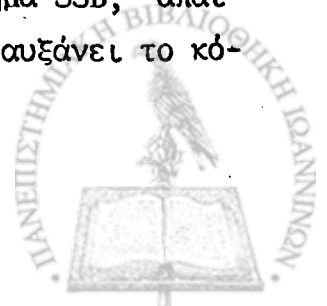
Τα παραπάνω βρίσκουν εφαρμογή στην τηλεπικοινωνία με το λεγόμενο σύστημα μοναδικής πλευρικής ζώνης (single sid-band - SSB) και το σύστημα μοναδικής πλευρικής ζώνης συμπιεσμένου φέροντος (single side-band supressed carrier - SSB - SC), που χρησιμοποιούνται στην τηλεφωνία και παράκτια ραδιοεπικοινωνία, αντί για το σύστημα διπλής πλευρικής ζώνης (double side-band - DSB), που χρησιμοποιεί η κοινή ραδιοφωνία. Οι τηλεοπτικοί σταθμοί εκπέμπουν μια ιδιότυπη μορφή διαμορφωμένου κύματος, που περιλαμβάνει φασματικά τη φέρουσα, την άνω πλευρική ζώνη και το 1/4 της κάτω πλευρικής. Στο σχήμα 13-5 δίνονται τα φάσματα των κυριωτέρων τύπων ραδιοκυμάτων διαμορφωμένων κατά πλάτος.

Δημιουργείται ίσως η απορία, γιατί και στη συνήθη ραδιοφωνία να μην χρησιμοποιείται το σύστημα SSB. Οι λόγοι είναι αποκλειστικά οικονομικοί. Τό-





σο οι πομποί, όσο και οι δέκτες - που λόγω του πλήθους τους αποτελούν το σημαντικότερο παράγοντα - προκειμένου να εργασθούν σε σύστημα SSB, απαιτούν την ύπαρξη περισσότερων δομικών βαθμίδων, γεγονός που αυξάνει το κόστος τους.



Διαμόρφωση συχνότητας

Προτού συζητήσουμε τα κυκλώματα διαμορφώσεως πλάτους, αναφερόμαστε σύντομα στα βασικά στοιχεία και χαρακτηριστικά - αρχές - της διαμορφώσεως συχνότητας (frequency modulation - FM), η οποία διαρκώς εξαπλώνεται στις Πολιτικές και Στρατιωτικές Τηλεπικοινωνίες και τη Ραδιοφωνία.

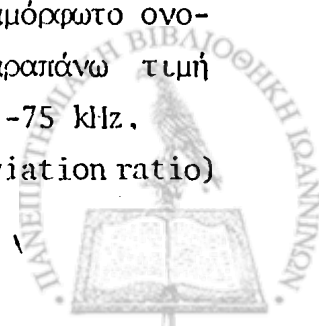
Όπως έχει ήδη προγραφεί, στη διαμόρφωση FM η πληροφορία - συνήθως σήμα ακουστικών συχνοτήτων - προκαλεί μεταβολή της συχνότητας του φέροντος κύματος, ενώ το πλάτος του παραμένει αναλλοίωτο και σταθερό. Στο σχήμα 13-6 παρίσταται γραφικά η διαδικασία αυτή. Στο σχήμα 13-6.α απεικονίζεται το φέρον κύμα, που έχει σταθερή συχνότητα. Η συχνότητα αυτή ονομάζεται κεντρική συχνότητα ή συχνότητα ηρεμίας (center or resting frequency). Στο σχήμα 13-6.β παρίσταται το ακουστικό σήμα, που αποτελεί την πληροφορία και θα διαμορφώσει το φέρον· χάριν απλότητας υποτίθεται ημιτονικό. Τέλος στο σχήμα 13-6.γ δίδεται το διαμορφωμένο κατά συχνότητα ραδιοκύμα. Όπως φαίνεται, τις χρονικές στιγμές που το ακουστικό σήμα έχει μηδενική τιμή, η συχνότητα του διαμορφωμένου ισούται με τη συχνότητα του φέροντος. Όσο αυξάνει θετικά το σήμα, αυξάνει και η συχνότητα του διαμορφωμένου μέχρι μια μέγιστη τιμή, που αντιστοιχεί στην κορυφή του σήματος· κατόπιν ελαττώνεται μέχρι την αρχική της τιμή. Στη συνέχεια όσο αυξάνει αρνητικά το σήμα, ελαττώνεται η συχνότητα του διαμορφωμένου μέχρι μια ελάχιστη τιμή, που αντιστοιχεί στο αρνητικό μέγιστο του σήματος· κατόπιν αυξάνει πάλι μέχρι τη συχνότητα ηρεμίας.

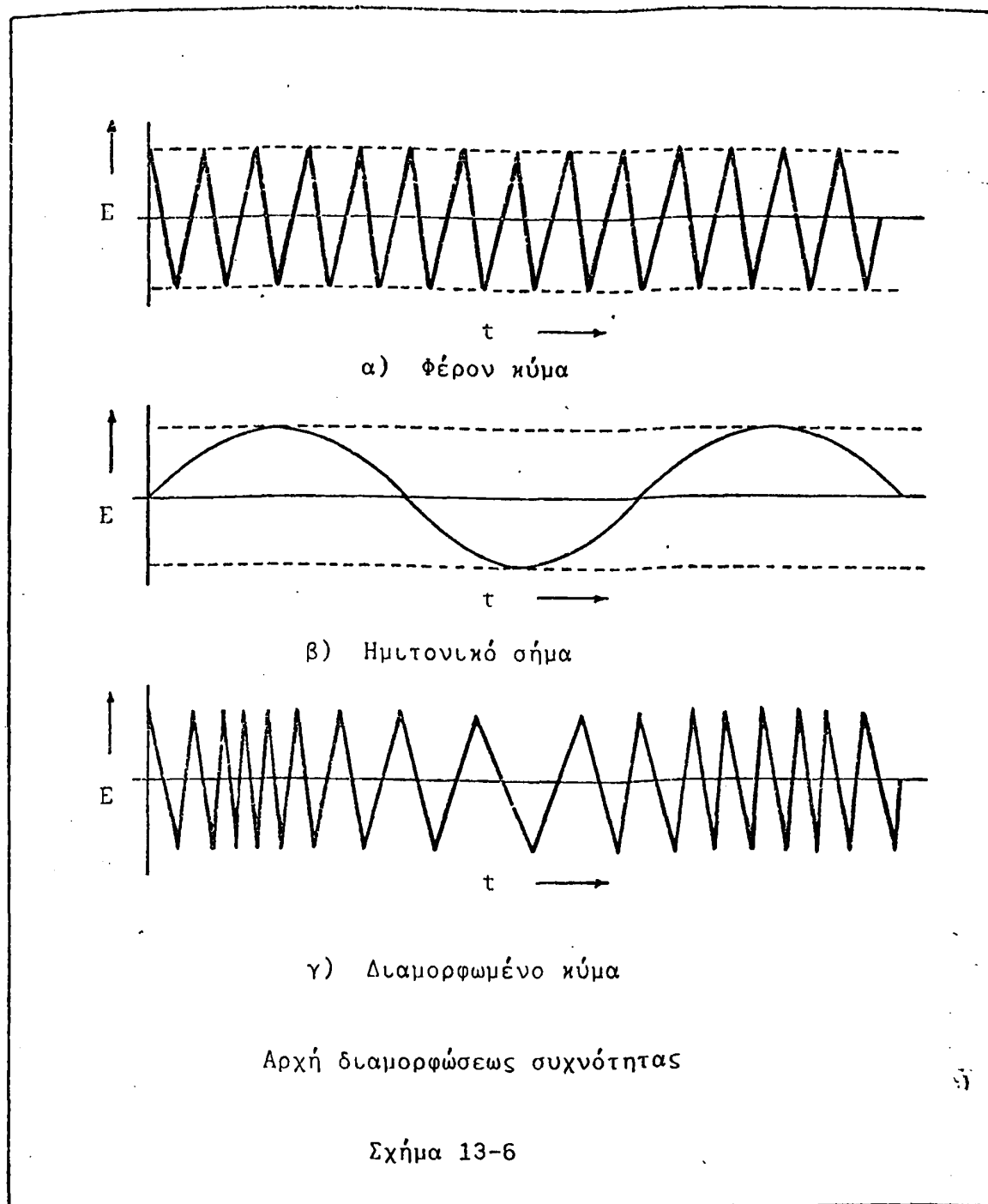
Γίνεται έτσι προφανές, ότι οι μεταβολές μεγέθους του σήματος αποτυπώνονται στο διαμορφωμένο κύμα σαν μεταβολές συχνότητας. Οι μεταβολές συχνότητας του σήματος αποτυπώνονται στο διαμορφωμένο σαν μεταβολές του ρυθμού μεταβολής της συχνότητάς του. Αυτό σημαίνει, ότι σήματα χαμηλής συχνότητας προκαλούν βραδέως ρυθμού μεταβολές της συχνότητας, ενώ σήματα υψηλής συχνότητας προκαλούν ταχέως ρυθμού μεταβολές.

Το ολικό εύρος μεταβολής συχνότητας στο διαμορφωμένο κύμα ονομάζεται απόκλιση συχνότητας (frequency deviation). Η Διεθνής Ραδιοφωνική Επιτροπή έχει καθορίσει την απόκλιση συχνότητας για τους Ραδιοφωνικούς Σταθμούς στα 150 kHz.

Η διαφορά συχνότητας του διαμορφωμένου κύματος από το αδιαμόρφωτο ονομάζεται ολίσθηση φέροντος (carrier swing) και σύμφωνα με την παραπάνω τιμή της αποκλίσεως συχνότητας η τιμή της κυμαίνεται από +75 kHz έως -75 kHz.

Χαρακτηριστικής σημασίας είναι και ο λόγος αποκλίσεως (deviation ratio)





που ορίζεται από τη σχέση:

$$D = S/f_m$$

όπου S είναι η μέγιστη τιμή της ολισθήσεως φέροντος και f_m η μέγιστη συχνότητα του διαμορφωμένου σήματος. Για τη Ραδιοφωνία ο λόγος αυτός έχει τιμή 5· η μέγιστη λοιπόν συχνότητα σήματος, που μπορεί να μεταδοθεί είναι:

$$f_m = S/D = 75\text{kHz}/5 = 15\text{kHz}$$



στα όρια σχεδόν της ακουστής από τον άνθρωπο περιοχής. Είναι προφανής η ύπεροχή της διαμορφώσεως FM έναντι της AM, τουλάχιστον όσον αφορά στη μετάδοση μουσικών προγραμμάτων.

Συγγενικό προς το λόγο αποκλίσεως μέγεθος είναι ο δείκτης διαμορφώσεως (modulation index), που χρησιμοποιείται συχνότερα και ορίζεται από τη σχέση:

$$I = S/f$$

όπου S πάλι η μέγιστη τιμή ολισθήσεως φέροντος και f η συγκεκριμένη συχνότητα του σήματος, που προκαλεί τη διαμόρφωση. Προφανώς ο δείκτης διαμορφώσεως είναι μεταβλητό σε κάθε στιγμή μέγεθος.

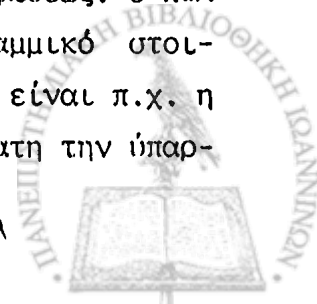
Η διαμόρφωση FM από ενεργειακή άποψη είναι αποδοτικότερη από τη διαμόρφωση AM. Το κυριότερο μειονέκτημα της είναι ότι κατά τη διαμόρφωση FM γύρω από κάθε συχνότητα εκπομπής δημιουργείται ένας άπειρος - θεωρητικά - ή τουλάχιστον πολύ μεγάλος - πρακτικά - αριθμός πλευρικών ζωνών με αποτέλεσμα σημαντικές παρεμβολές σε γειτονικούς σταθμούς και δημιουργία σταθμών - ειδύλων.

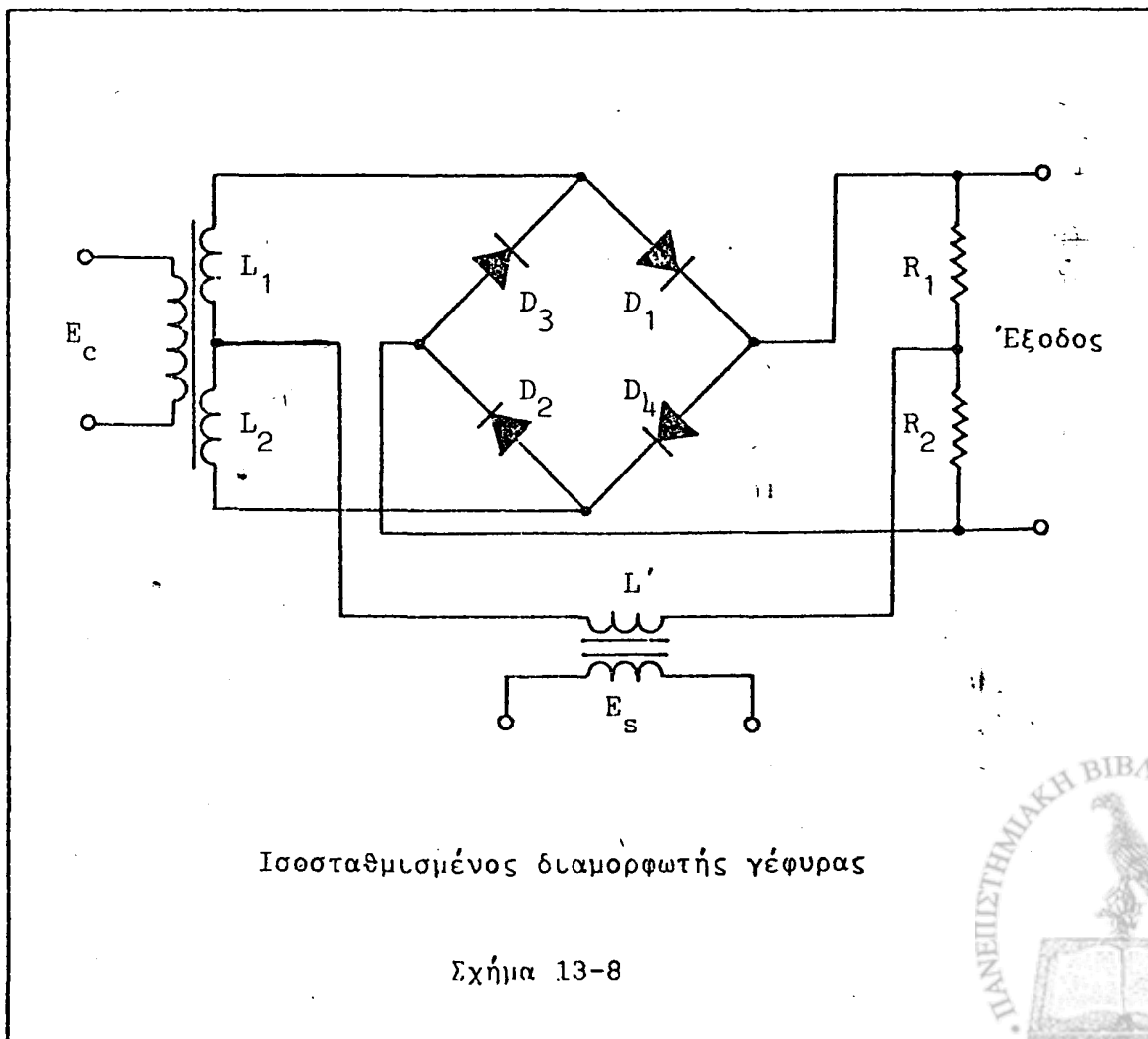
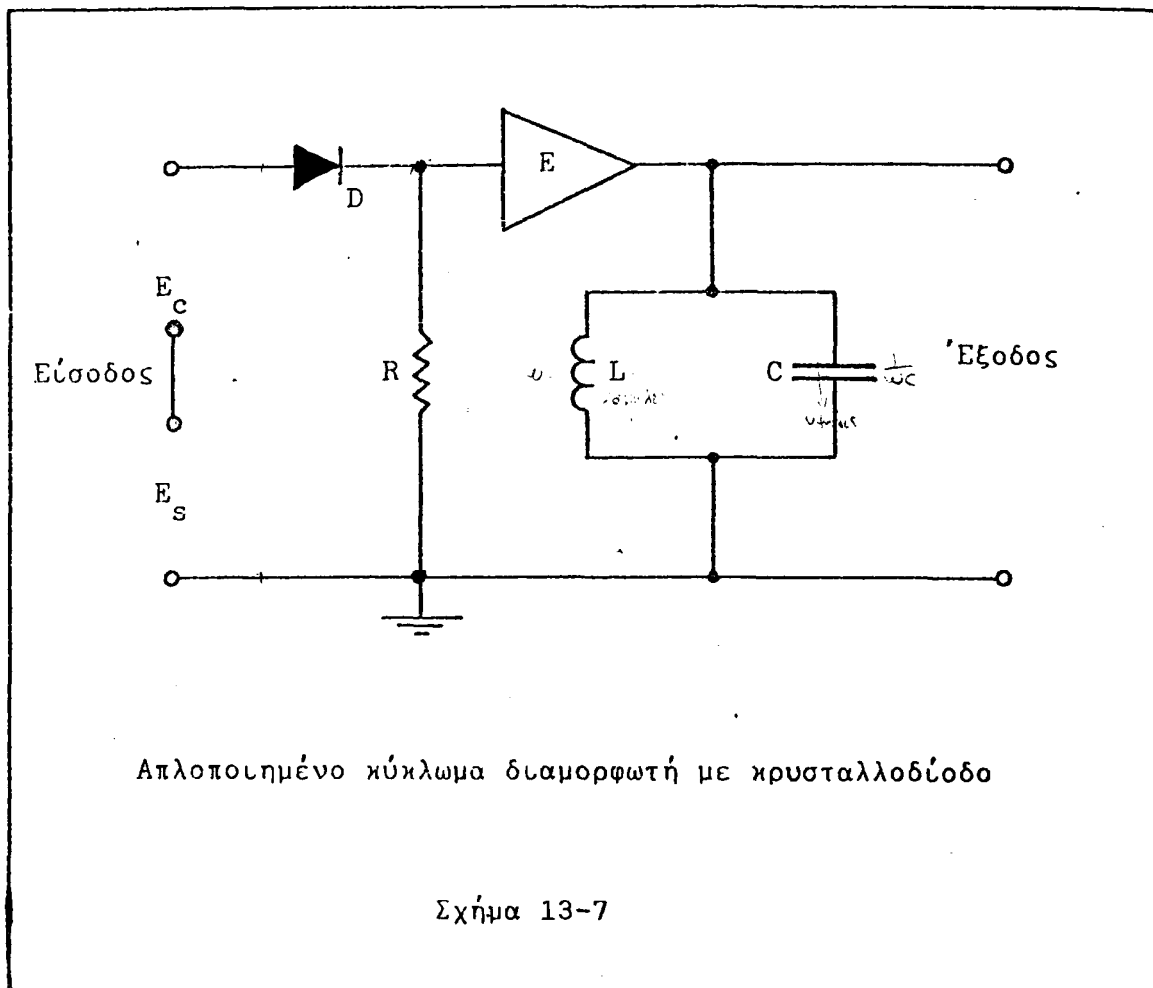
Με βάση απόφαση της Διεθνούς Ραδιοφωνικής Επιτροπής οι ραδιοφωνικοί σταθμοί διαμορφώσεως FM εκπέμπουν στην περιοχή συχνοτήτων από 88 MHz έως 108 MHz.

Κυκλώματα διαμορφώσεως πλάτους

Τα ηλεκτρονικά κυκλώματα, με τα οποία επιτυγχάνεται η διαμόρφωση, περιλαμβάνουν συνήθως αρκετές βαθμίδες και απέχουν αρκετά από το να μπορούν να χαρακτηριστούν "στοιχειώδη" ή "απλά". Έτσι η λεπτομερής και αναλυτική περιγραφή τους είναι πέρα από τα όρια και τους σκοπούς αυτού του βιβλίου. Τα παρακάτω λοιπόν έχουν την έννοια βασικών στοιχείων περιγραφής και όχι λεπτομερούς συζητήσεως λειτουργίας.

Σύμφωνα με όσα αναφέρθηκαν στα προηγούμενα, διαμόρφωση σημαίνει ουσιαστικά πολλαπλασιασμό του φέροντος κύματος επί τον όρο $(1+m \cdot f_s)$, όπου f_s είναι η συνάρτηση περιγραφής του σήματος και m το ποσοστό διαμορφώσεως. Ο πολλαπλασιασμός αυτός είναι αδύνατο να πραγματοποιηθεί από ένα γραμμικό στοιχείο· μπορεί όμως να πραγματοποιηθεί από ένα μη γραμμικό, όπως είναι π.χ. η κρυσταλλοδίοδος. Το μεγάλο πρόβλημα, που καθιστά πρακτικά αδύνατη την ύπαρ-

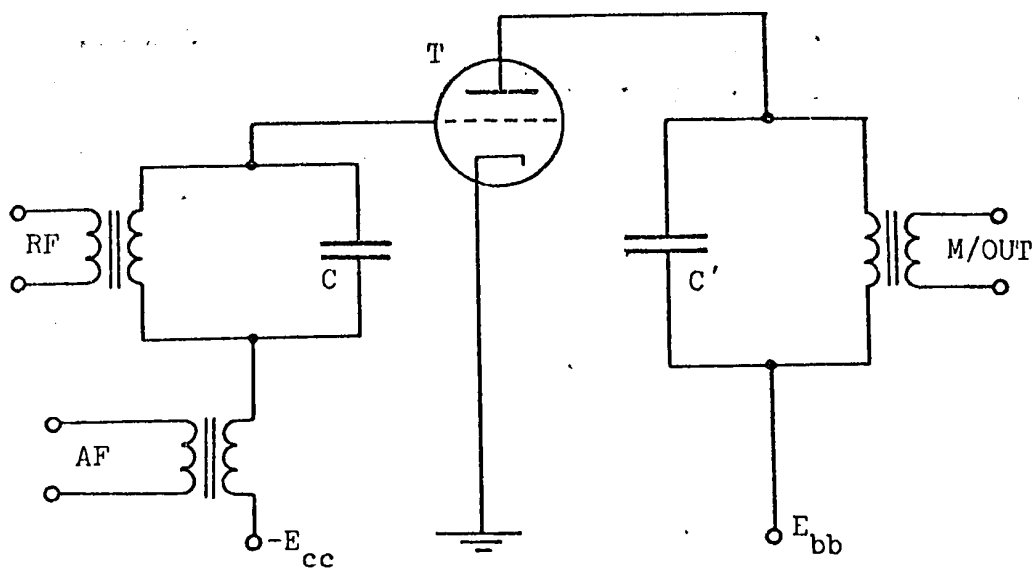




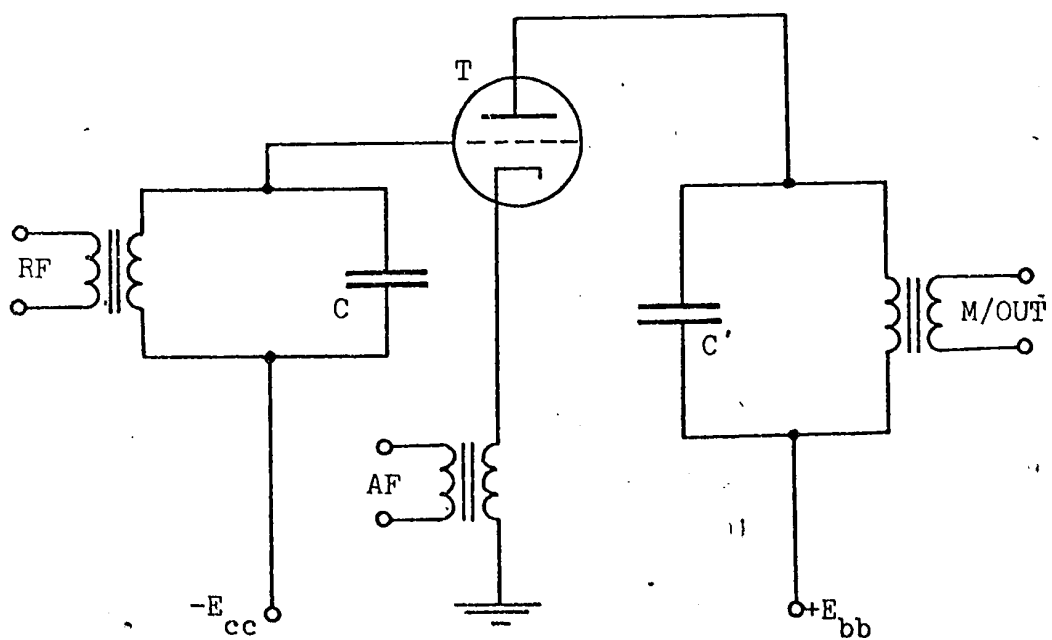
ξη απλής δομής στους διαμορφωτές, είναι, ότι η "διαμορφωμένη" κυματομορφή, που προκύπτει στην έξοδο ενός απλού μη γραμμικού συστήματος, όπως η κρυσταλλοδιόδος, περιέχει πάντοτε και ένα πλήθος από ανεπιθύμητες συνιστώσες, που πρέπει με κατάλληλα φίλτρα, συντονισμένα κυκλώματα ή άλλες τεχνικές να αποκοπούν. Στο σχήμα 13-7 δίνεται το απλοποιημένο κύκλωμα ενός διαμορφωτή με κρυσταλλοδιόδο, ο οποίος χρησιμοποιεί επί πλέον έναν απομονωτικό ενισχυτή (isolating amplifier) και ένα συντονισμένο κύκλωμα LC για να απομακρύνει τις ανεπιθύμητες συνιστώσες της διαμορφωμένης. Στη συνέχεια στο σχήμα 13-8 δίνεται το κύκλωμα ενός διαμορφωτή με τέσσερες κρυσταλλοδιόδους, που ονομάζεται ισοσταθμισμένος διαμορφωτής γέφυρας και χρησιμοποιείται συχνά - ιδιαίτερα σαν ολοκληρωμένο κύκλωμα - στη φερέσυχη τηλεφωνία.

Στους ραδιοφωνικούς σταθμούς μεσαίων κυμάτων με διαμόρφωση ΑΜ, των οποίων η ισχύς εξόδου είναι της τάξης αρκετών kW, χρησιμοποιούνται για τη διαμόρφωση ηλεκτρονικά κυκλώματα με ισχυρές λυχνίες κενού. Οι λυχνίες αυτές λειτουργούν σε τάξη C, η οποία εμφανίζει έντονη μη γραμμικότητα (Τόμος Α' Άσκηση 9 - Ενισχυτής ισχύος μιας βαθμίδας). Αρχή λειτουργίας των κυκλωμάτων αυτών είναι η εξής: Ο ενισχυτής ενισχύει το φέρον κύμα (ραδιοσυχνότητα), ενώ το ακουστικό σήμα επιδρά στην απολαβή του ενισχυτή αυξομειώνοντάς την κατάλληλα. Συγκεκριμένα την αυξάνει, όταν το ακουστικό σήμα είναι θετικό, και την ελαττώνει, όταν είναι αρνητικό. Οι λυχνίες, που χρησιμοποιούνται είναι συνήθως πέντοδοι. Ανάλογα δε με το πού εφαρμόζεται το σήμα, έχουμε διαμόρφωση πλέγματος, διαμόρφωση ανόδου ή διαμόρφωση καθόδου. Στο σχήμα 13-9 δίνονται δυο απλοποιημένα παραδείγματα διαμορφώσεως πλέγματος και διαμορφώσεως καθόδου με τρίοδο ηλεκτρονική λυχνία.

Τελειώνοντας τη σύντομη αυτή αναφορά στις βασικές αρχές τηλεπικοινωνιών και διαμορφώσεως δίνουμε στο σχήμα 13-10 το δομικό διάγραμμα (block-diagram) ενός πομπού ΑΜ. Ο πομπός περιλαμβάνει: α) Έναν ταλαντωτή στη συχνότητα του φέροντος, που συνήθως οδηγείται από κρύσταλλο. β) Έναν ενισχυτή ραδιοσυχνοτήτων, που ενισχύει το σήμα του ταλαντωτή, ώστε να φθάσει τα επιθυμητά επίπεδα ισχύος. γ) Έναν διαμορφωτή, στον οποίον καταλήγει το ενισχυμένο φέρον κύμα. δ) Μια γεννήτρια σήματος π.χ. χειριστήριο Morse, μικροφωνική εγκατάσταση κλπ. ε) Έναν ενισχυτή ακουστικών συχνοτήτων, που ενισχύει το σήμα της γεννήτριας μέχρι το επιθυμητό επίπεδο ισχύος. Το σήμα από τον ακουστικό ενισχυτή οδηγείται και αυτό στο διαμορφωτή. Το διαμορφωμένο κύμα, που εξέρχεται από το διαμορφωτή οδηγείται στην κεραία, από όπου και εκπέμπεται στο χώρο. Το όλο σύστημα συνοδεύουν τα τροφοδοτικά του και



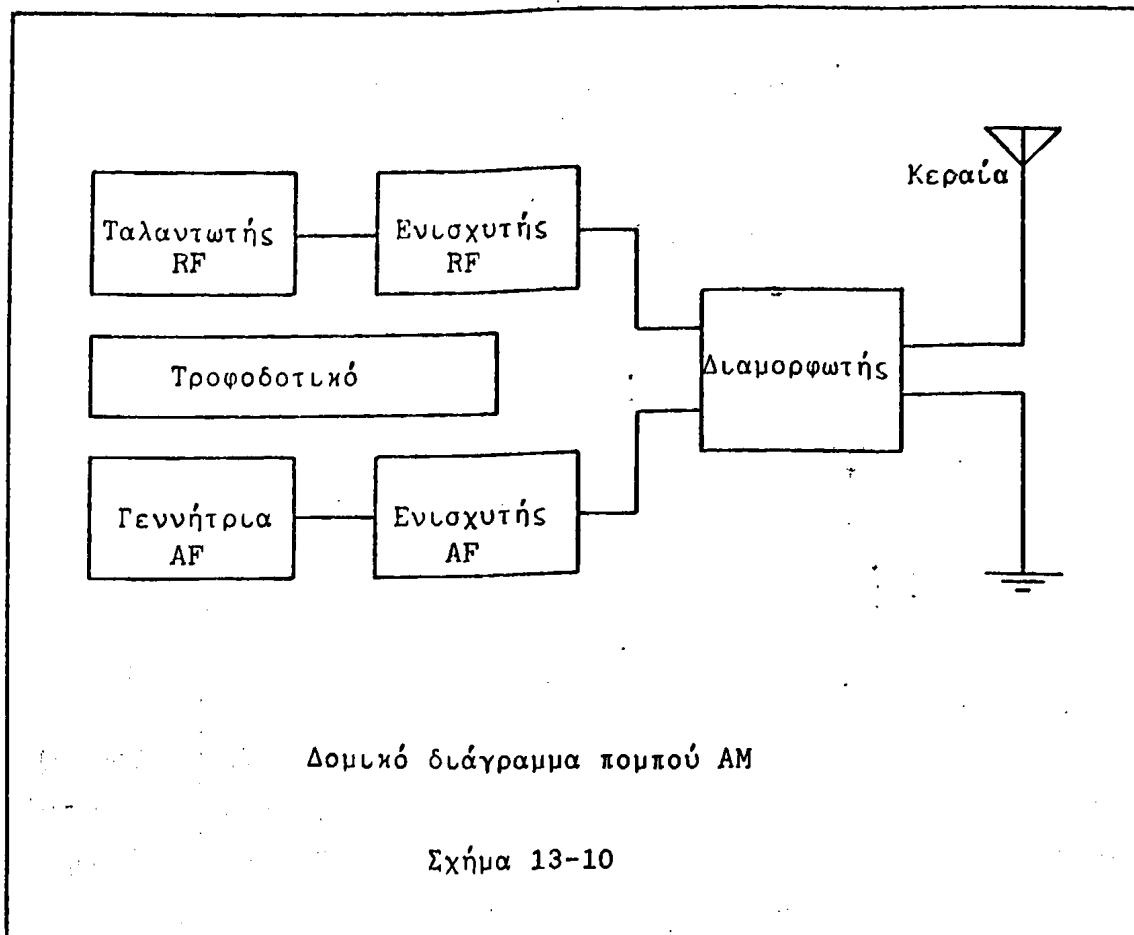
α) Διαμόρφωση πλέγματος



β) Διαμόρφωση καθόδου

Σχήμα 13-9





άλλη υποστηρίζουσα ηλεκτρονική υποδομή.

Απαραίτητες γνώσεις

Δ. Μ. Μηλιώτη: Ηλεκτρονικά κυκλώματα και εφαρμογές τους, σελ. 132-162

Χρησιμοποιούμενα όργανα

1. Τροφοδοτικό χαμηλής τάσης
2. Γεννήτρια ακουστικών συχνοτήτων
3. Παλμογράφος
4. Κρυσταλλοτρίδος ηρη
5. Κρυσταλλοτρίδος FET
6. Ακουστικό
7. Μετασχηματιστής προσαρμογής (interstage transformer)



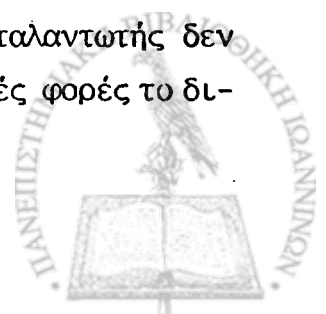
8. Οδηγός μετασχηματιστής (driver transformer)
9. Πηνίο κεραίας (antenna coil)
10. Πηνίο 2.5 mH (RF choke)
11. Ποτενσιόμετρο 1k Ω -2W
12. Αντιστάσεις: 100 Ω -0.5W, 470 Ω -0.5W, 1k Ω -0.5W, 22k Ω -0.5W, 47k Ω -0.5W
13. Μεταβλητός πυκνωτής 10-365 pF
14. Πυκνωτές: 25pF, 50pF, 100pF, 390pF, 0.002 μ F (2), 0.02 μ F, 0.05 μ F, 10 μ F ηλεκτρολυτικός.
15. Διακόπτης

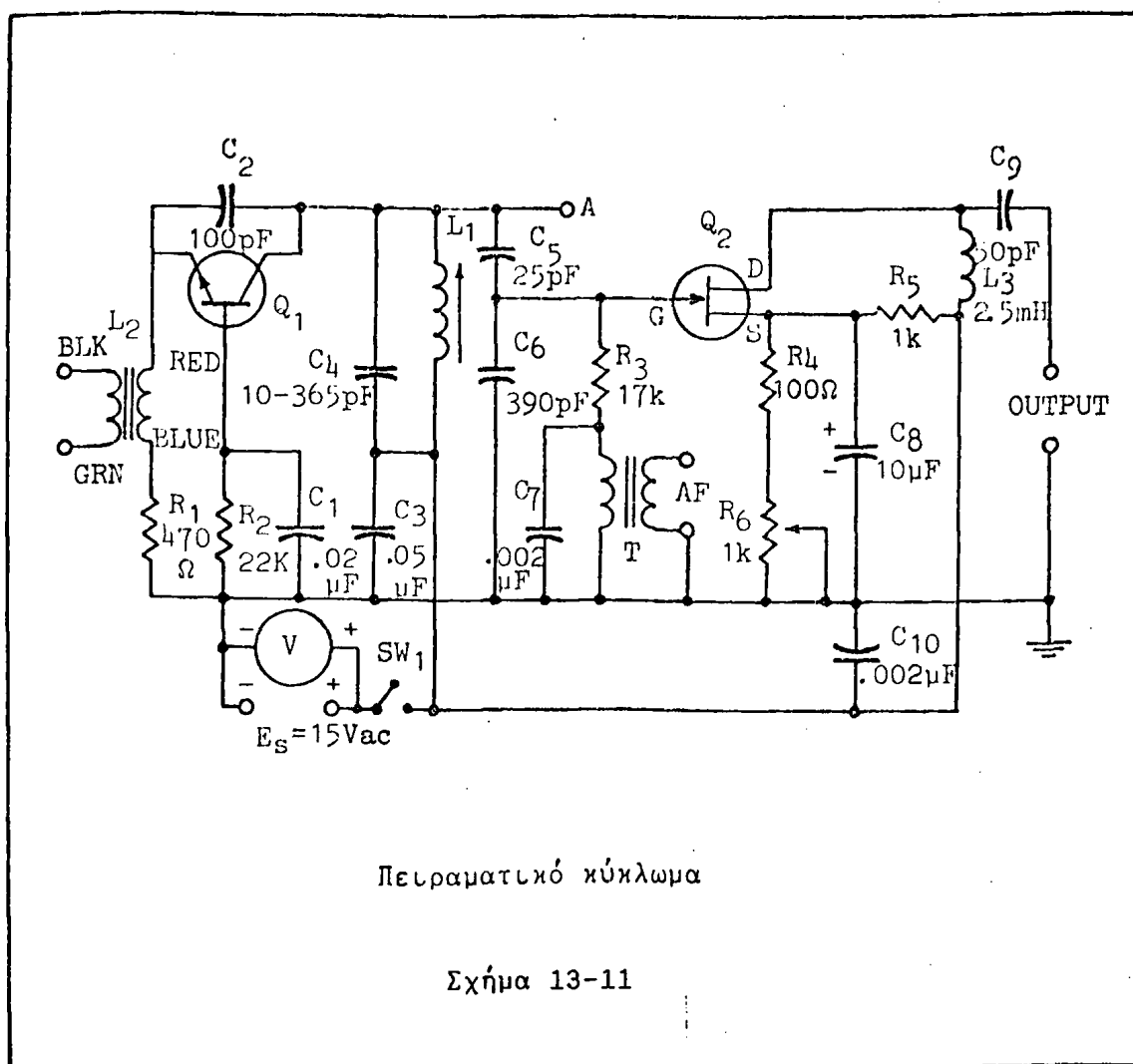
Πειραματικό μέρος

Γενική περιγραφή πειραματικού κυκλώματος: Η κρυσταλλοτρίοδος Q_1 και το συντονισμένο κύκλωμα LC με πηνίο το L_1 και πυκνωτή τον C_4 συγκροτούν έναν συντονισμένο ταλαντωτή ραδιοφωνικών συχνοτήτων. Το ημιτονικό σήμα του ταλαντωτή εφαρμόζεται στην πύλη της κρυσταλλοτριόδου FET, που αποτελεί το κύριο στοιχείο του διαμορφωτή, αφού πρώτα αποκτήσει την κατάλληλη στάθμη με τη βοήθεια του διαιρέτη τάσης, που σχηματίζουν οι πυκνωτές C_5 και C_6 . Το ακουστικό σήμα εφαρμόζεται και αυτό στην πύλη του FET μέσω του μετασχηματιστή T_1 . Αποτέλεσμα της μίξης των δύο σημάτων στην πύλη του FET είναι το ρεύμα αποχτεύσεως - άρα και η τάση εξόδου του κυκλώματος - να κυμαίνεται στο ρυθμό και της ραδιοσυχνότητας και ακουστικής συχνότητας, να είναι δηλαδή διαμορφωμένο.

1. Συνδεσμολογείτε το κύκλωμα του σχήματος 13-11 φροντίζοντας τα μήκη των καλωδίων να είναι όσο το δυνατόν μικρότερα. Ο μεταβλητός πυκνωτής ρυθμίζεται στο μέσον περίπου της τιμής του.

2. Μη συνδεσμολογείτε ακόμη τη γεννήτρια ακουστικών συχνοτήτων. Συνδεσμολογείτε το βαθμολογημένο παλμογράφο μεταξύ του σημείου A και της γης προκειμένου να παρατηρήσετε τη ραδιοσυχνότητα (φέρον κύμα) του ταλαντωτή. Ρυθμίστε την τάση τροφοδοσίας στα 15V και κλείστε το διακόπτη. Μετρείστε και καταγράψτε τα στοιχεία της παρατηρούμενης κυματομορφής. Αν στον παλμογράφο δεν εμφανιστεί κυματομορφή, που γενικά σημαίνει, ότι ο ταλαντωτής δεν άρχισε να ταλαντώνεται (blocking state), ανοιγοκλείστε μερικές φορές το διακόπτη, για να αρχίσει.





$V_{p-p} =$	V	$f =$	kHz
-------------	---	-------	-----

3. Μεταβάλετε τη χωρητικότητα του μεταβλητού πυκνωτή, ώστε να πάρει όλες τις δυνατές τιμές της. Παρατηρώντας στον παλμογράφο διαπιστώστε, αν η κυματομορφή υπάρχει διαρκώς. Αν το κύκλωμα πάψει να ταλαντώνεται για κάποια τιμή χωρητικότητας, διορθώστε την κατάσταση μεταβάλλοντας την αυτεπαγωγή του πηνίου L_1 (αλλαγή στη θέση του σπλισμού του).

4. Αποσυνδέστε τον παλμογράφο από το σημείο A και συνδεσμοποιήστε τον στην έξοδο του κυκλώματος. Στην οθόνη του πρέπει να εμφανίζεται πάλι το φέρον κύμα. Συνδεσμοποιήστε στο κύκλωμα τη γεννήτρια ακουστικών συχνοτήτων και ρυθμίστε την σε συχνότητα 1kHz. Ρυθμίζοντας κατάλληλα την

τάση εξόδου της γεννήτριας και το ποτενσιόμετρο R_6 , που καθορίζει τη στάθμη πολώσεως του FET, παρατηρείστε στον παλμογράφο το διαμορφωμένο κύμα για διάφορα ποσοστά διαμορφώσεως. Προσπαθείστε να επιτύχετε διαμόρφωση 100% και σχεδιάστε την αντίστοιχη κυματομορφή. Σχεδιάστε επίσης μια από τις κυματομορφές με ποσοστό διαμορφώσεως μικρότερο του 100% και προσδιορίστε την ακριβή τιμή του. Παρατηρείστε και σχεδιάστε τέλος μια κυματομορφή με ποσοστό διαμορφώσεως μεγαλύτερο του 100%.

$m =$	$\%$
-------	------

5. Αποσυνδέστε τη γεννήτρια ακουστικών συχνοτήτων και στη θέση της συνδεσμολογείτε το ακουστικό. Χρησιμοποιείτε το ακουστικό σαν μικρόφωνο και μιλείστε μπροστά του κατά προτίμηση με απλούς φθόγγους. Παρατηρείστε στον παλμογράφο τη διαμόρφωση, που προκαλεί η φωνή σας στη φέρουσα. Μπορείτε να προκαλέσετε υπερδιαμόρφωση;

Ερωτήσεις

1. Πόσα είδη διαμορφώσεως γνωρίζετε;
2. Γιατί η υπερδιαμόρφωση είναι μια ανεπιθύμητη κατάσταση;
3. Γιατί οι ραδιοφωνικοί δέκτες (tuners) των συγκροτημάτων hi-fi δεν περιορίζονται μόνον στην περιοχή μεσαίων κυμάτων και τη διαμόρφωση AM;
4. Τετραγωνικός παλμός συχνότητας 100Hz διαμορφώνει 100% ένα φέρον κύμα. Υπολογίστε πόση πρέπει να είναι η συχνότητα του φέροντος, ώστε το σχετικό εύρος της απασχολούμενης φασματικής ζώνης να είναι μικρότερο του 1%. Δίδεται, ότι η κατά Fourier ανάλυση ενός τετραγωνικού παλμού περιέχει αισθητούς όρους μέχρι την ενδεκάτη αρμονική.
5. Ποιά είναι τα πλεονεκτήματα της SSB εκπομπής έναντι της DSB και ποιά τα μειονεκτήματα;



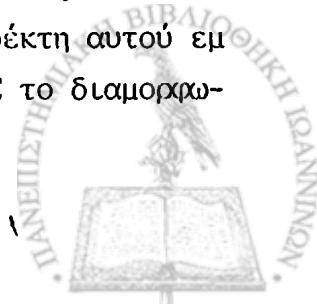
Α Σ Κ Η Σ Η 14Α Ρ Χ Ε Σ Ρ Α Δ Ι Ο Φ Ω Ν Ι Κ Η Σ Λ Η Ψ Η ΣΑ Π Ο Δ Ι Α Μ Ο Ρ Φ Ω Σ Η Π Λ Α Τ Ο Υ ΣΕισαγωγή

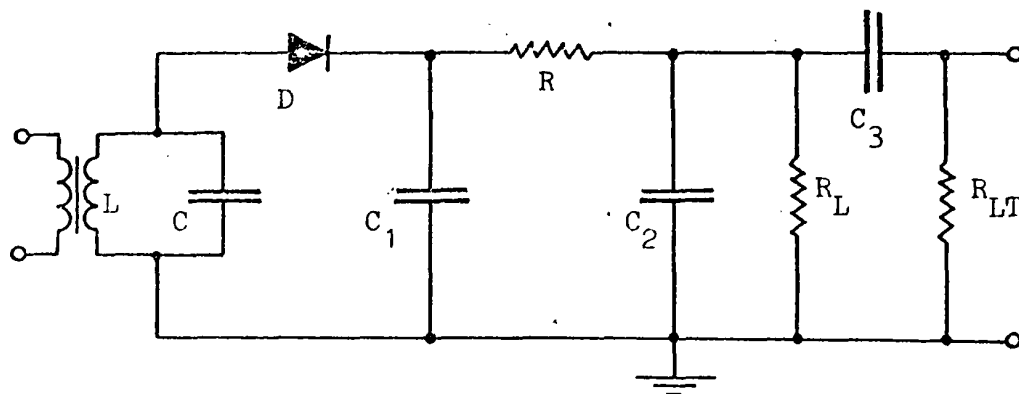
Στην προηγούμενη άσκηση αναφερθήκαμε κυρίως στο ένα σκέλος της ραδιοφωνικής επικοινωνίας, την εκπομπή. Στην άσκηση αυτή αναφερόμαστε στο δεύτερο σκέλος της, τη λήψη. Το βασικό πρόβλημα της εκπομπής είναι να αποτυπωθεί η πληροφορία σε ένα φέρον κύμα μεγάλης γενικά συχνότητας και να εκπεμφθεί στο χώρο (αέρα ή κενό). Αντίστοιχα το βασικό πρόβλημα της λήψης είναι να συλλεγεί το διαμορφωμένο κύμα από το χώρο, στον οποίο διαδίδεται, και να αποχωρισθεί από αυτό η χρήσιμη πληροφορία, που μεταφέρει.

Πρώτος στόχος λοιπόν της ραδιοφωνικής λήψης είναι η περισυλλογή του διαμορφωμένου ηλεκτρομαγνητικού κύματος, που ενδιαφέρει, από το χώρο ή σωστότερα η συλλογή όσο το δυνατόν μεγαλύτερου ποσού ισχύος από το κύμα αυτό, μια και η πλήρης δέσμευσή του είναι πέρα από κάθε σκέψη. Η περισυλλογή αυτή επιτυγχάνεται με τις ραδιοφωνικές κεραίες λήψης, των οποίων η δομή και λειτουργία είναι κατ'αρχήν εντελώς ανάλογη προς τη δομή και λειτουργία των κεραιών εκπομπής. Είναι πέρα από το σκοπό της εισαγωγής αυτής να αναφερθούμε διεξοδικά στις κεραίες. Υπενθυμίζουμε όμως, ότι οι φυσικές διαστάσεις της κεραίας - αυστηρότερα το ηλεκτρικό μήκος της - καθορίζουν μια πρώτη επιλεκτικότητα έναντι των ηλεκτρομαγνητικών ακτινοβολιών διαφόρου μήκους κύματος, ενώ ο προσανατολισμός τους προσδιορίζει το ποσοστό ισχύος, που συλλέγεται από πομπούς με διαφορετικές θέσεις στο χώρο.

Επόμενος στόχος είναι ο αποχωρισμός του σήματος από το φέρον κύμα, δηλαδή η αποδιαμόρφωση (demodulation) του διαμορφωμένου κύματος, όπως λέγεται. Τη διαδικασία αυτή της αποδιαμορφώσεως ενός κύματος διαμορφωμένου κατά πλάτος εξετάζουμε στα επόμενα.

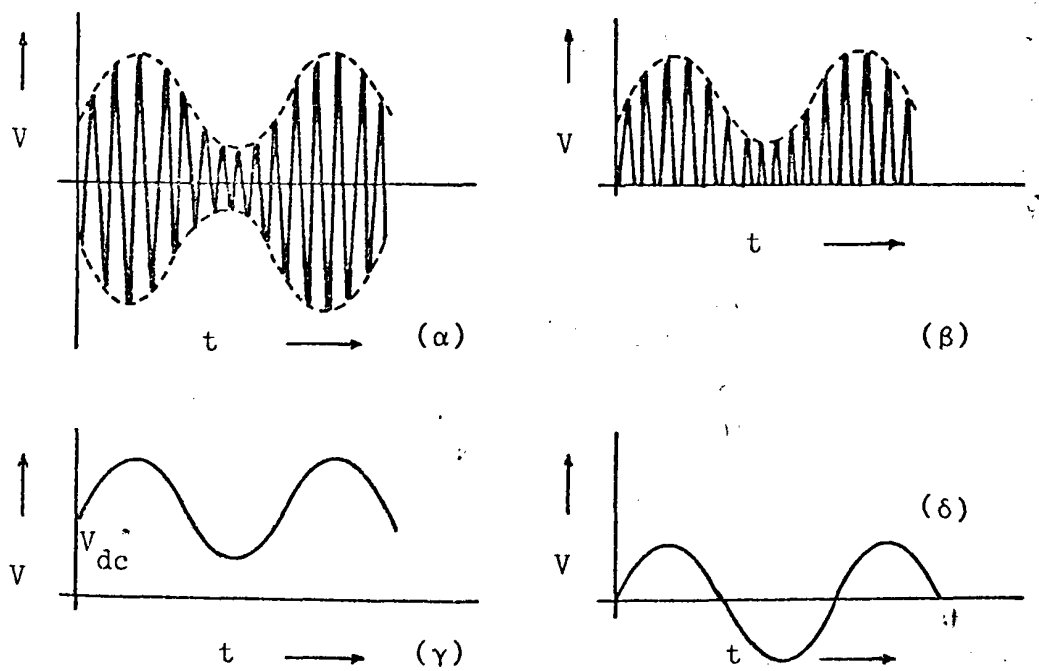
Στο σχήμα 14-1 δίνεται το απλοποιημένο διάγραμμα του τμήματος αποδιαμορφώσεως ενός ραδιοφωνικού δέκτη. Έστω ότι στην είσοδο του δέκτη αυτού εμφανίζεται μέσω της κεραίας και του συντονισμένου κυκλώματος LC το διαμορφω-





Στοιχειώδες κύκλωμα αποδιαμορφώσεως με κρυσταλλοδίοδο

Σχήμα 14-1



Στάδιο αποδιαμορφώσεως

Σχήμα 14-2



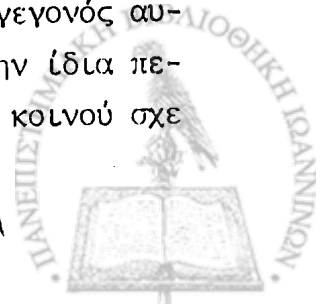
μένο ηλεκτρομαγνητικό κύμα του σχήματος 14-2.α. Το κύμα αυτό οδηγείται σε μια κρυσταλλοδίοδο και ημιανορθώνεται παίρνοντας τη μορφή του σχήματος 14-2.β. Κατόπιν το ημιανορθωμένο αυτό κύμα - που περιέχει ολόκληρη την πληροφορία, διότι η διαμόρφωση πλάτους είναι συμμετρική ως προς τον άξονα των χρόνων - οδηγείται και διέρχεται από ένα φίλτρο Π χαμηλοπερατό, που το αποτελούν οι πυκνωτές C_1 , C_2 και η αντίσταση R . Το φίλτρο αυτό έχει σταθερά χρόνου τ επιλεγμένη έτσι, ώστε να ισχύει:

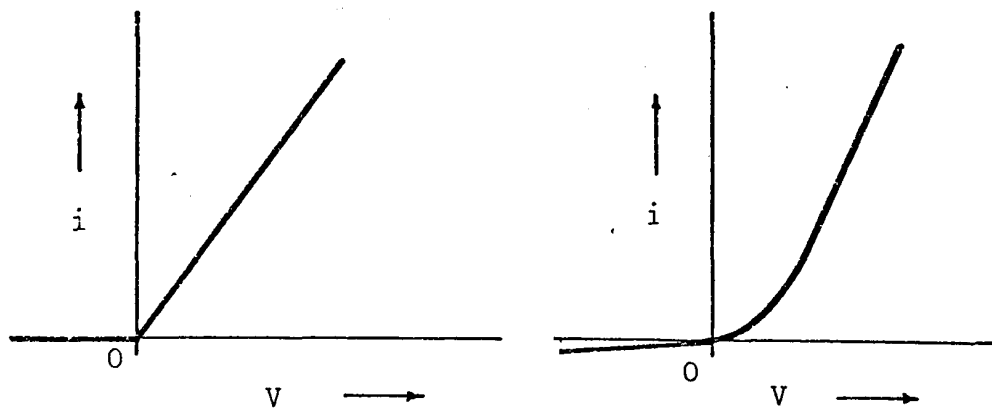
$$\frac{2\pi}{\omega} \ll \tau \ll \frac{2\pi}{\omega_s}$$

όπου ω είναι η κυκλική συχνότητα του φέροντος και ω_s η κυκλική συχνότητα του σήματος. Αυτό σημαίνει, ότι ουσιαστικά οι υψηλές συχνότητες βραχυκυκλώνονται και απομένει μοναδική συνιστώσα στην αντίσταση φόρτου R_L η μέση τιμή της ημιανορθωμένης κυματομορφής και το χαμηλής συχνότητας σήμα (σχήμα 14-2.γ). Η συνεχής συνιστώσα είναι σχεδόν πάντα ανεπιθύμητη και επιζητείται η απομάκρυνσή της. Ακολουθεί λοιπόν ένας πυκνωτής μεγάλης χωρητικότητας (blocking capacitor) C_3 , ο οποίος αποκόπτει τη συνεχή συνιστώσα χωρίς να επηρεάζει το χαμηλής συχνότητας ακουστικό σήμα, το οποίο και εμφανίζεται μόνο του στα άκρα της τελικής αντιστάσεως φόρτου R_{LT} .

Στην πραγματικότητα το πρόβλημα της αποδιαμορφώσεως είναι αρκετά πιο περίπλοκο από την παραπάνω αντιμετώπιση και υπεισέρχονται διάφοροι παράγοντες, που πρέπει να ληφθούν υπ' όψη. Ενδεικτικά αναφέρουμε τα εξής:

Στη συζήτηση υποθέσαμε, ότι η κρυσταλλοδίοδος ανορθώνει τη διαμορφωμένη κυματομορφή, που έρχεται από την κεραία, ιδανικά. Αυτό όμως, προϋποθέτει, ότι η χαρακτηριστική της εμφανίζει ισχυρή ασυνέχεια στο σημείο (0, 0) και απόλυτη γραμμικότητα στα δυο της τμήματα, όπως φαίνεται στο σχήμα 14-3.α, διότι μόνον τότε η ψήραση (detection) (αντίστοιχα με την ανόρθωση) του σήματος είναι γραμμική. Οι πραγματικές κρυσταλλοδιόδοι όμως έχουν αρκετά διαφορετική χαρακτηριστική, που συνήθως για μικρές τάσεις προσεγγίζει ικανοποιητικά την παραβολή και γραμμικοποιείται στη συνέχεια (σχήμα 14-3.β). Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα το φάσμα συχνοτήτων της διαμορφωμένης κυματομορφής μετά την ανόρθωση να περιλαμβάνει και την αρμονική $2\omega_s$, ενώ στην περίπτωση γραμμικού ανορθωτή περιλαμβάνει μόνον τις ω , ω_s , $\omega + \omega_s$, $\omega - \omega_s$ και τις αρμονικές 2ω , $2\omega - \omega_s$, $2\omega + \omega_s$, 4ω , $4\omega - \omega_s$, $4\omega + \omega_s$ κλπ. Το γεγονός αυτό δημιουργεί πολλά προβλήματα, επειδή η αρμονική $2\omega_s$ είναι στην ίδια περιοχή συχνοτήτων με την ω_s και δύσκολα απομακρύνεται με φίλτρο κοινού σχε



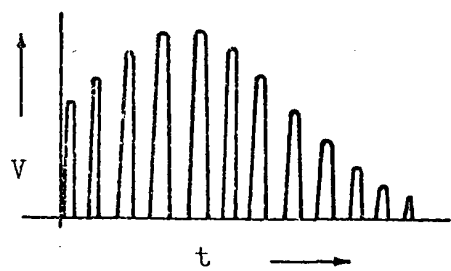


α) Ιδανική

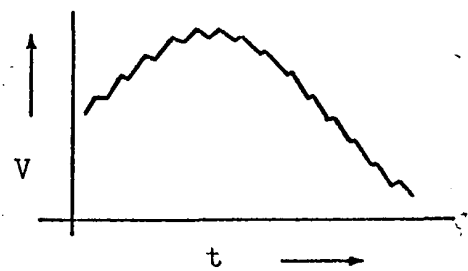
β) Πραγματική

Χαρακτηριστικές κρυσταλλικού φωρατή

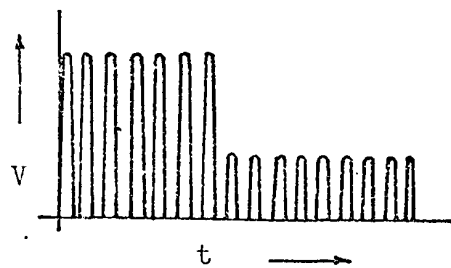
Σχήμα 14-3



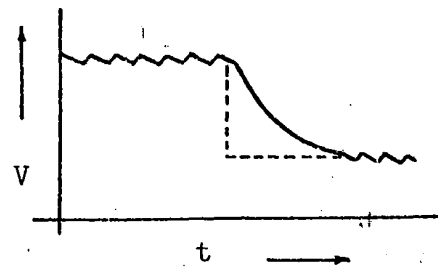
(α)



(β)



(γ)



(δ)

Σχήμα 14-4



διασμού. Αν δε το σήμα δεν είναι μονοχρωματικό, αλλά έχει εύρος μιας τουλάχιστον οκτάβας - δηλαδή από συχνότητα f έως $2f$ -, τότε η απομάκρυνση των ακουστικών αρμονικών είναι ανέφικτη και η παραμόρφωση αναπόφευκτη. Για το λόγο αυτό εκτός από την προσεκτική επιλογή της κρυσταλλοδιόδου επιδιώκεται πάντοτε η προς ανόρθωση κυματομορφή να έχει αρκετά μεγάλο πλάτος, ώστε να χρησιμοποιούνται κατά την ανόρθωση κυρίως τα γραμμικά τμήματα της χαρακτηριστικής.

Μεγάλο πλάτος στην προκειμένη περίπτωση σημαίνει πλάτος της τάξης του volt. Η τάση όμως, που λαμβάνεται στην έξοδο μιας κεραίας είναι της τάξης μερικών μV (microvolts). Είναι λοιπόν απαραίτητο μεταξύ κεραίας και φωρατή να μεσολαβεί ένας ενισχυτής ραδιοφωνικών συχνοτήτων με απολαβή τάσης $A_V \simeq 10^6$. Η κατασκευή ενός τέτοιου ενισχυτή, που να εξασφαλίζει ταυτόχρονα μεγάλη απολαβή, επιλεκτικότητα σήματος (συντονισμένος - tuned amplifier) και λειτουργία σε ολόκληρο το ραδιοφωνικό φάσμα (μεταβλητός συντονισμός) είναι εξαιρετικά δύσκολη και πολυδάπανη. Το πρόβλημα αυτό αντιμετωπίζεται με μια τεχνική, που θα συζητηθεί στο επόμενο κεφάλαιο και ονομάζεται μετατροπή συχνότητας (frequency conversion).

Ένα άλλο σημείο, στο οποίο υποθέσαμε τη λειτουργία του κυκλώματος ιδανική, είναι η δράση του φίλτρου αποχωρισμού των ραδιοφωνικών συχνοτήτων από την ακουστική. Στην πράξη η δράση αυτή δεν είναι ιδανική. Έτσι αν το σήμα εισόδου στο φίλτρο έχει τη μορφή του σχήματος 14-4.α, το σήμα εξόδου του - τάση στα άκρα του πυκνωτή C_2 - θα έχει τη μορφή του σχήματος 14-4.β, που προσεγγίζει βέβαια ικανοποιητικά, αλλά όχι τέλεια την ημιτονοειδή μορφή του σήματος, που προκάλεσε τη διαμόρφωση του φέροντος. Είναι ευνόητο, ότι η "οδοντωτή" εμφάνιση του σήματος στην έξοδο του φίλτρου οφείλεται στην ύπαρξη κάποιας σταθεράς χρόνου εκφορτίσεως του πυκνωτή.

Έστω τώρα ένα διαμορφωμένο κύμα εισόδου, που διαμορφώθηκε από τετραγωνικό παλμό (σχήμα 14-4.γ). Το σήμα, που θα προκύψει στην έξοδο του φίλτρου θα έχει τη μορφή του σχήματος 14-4.δ, το οποίο όμως διαφέρει αισθητά από τον τετραγωνικό παλμό. Υπάρχει συγκεκριμένα ένα τμήμα του σήματος, που χάνεται, ή αλλιώς το σήμα λαμβάνεται με ισχυρή παραμόρφωση. Μια λύση για τον περιορισμό της παραμορφώσεως αυτής είναι η χρησιμοποίηση φίλτρου με πολύ μικρή σταθερά χρόνου. Αυτό όμως σημαίνει αυτόματα, ότι αμβλύνεται η διαχωριστική δράση του φίλτρου και διέρχεται ευκολότερα η ραδιοφωνική συνιστώσα, εφ' όσον η ανισότητα



$$\frac{2\pi}{\omega} \ll \tau$$

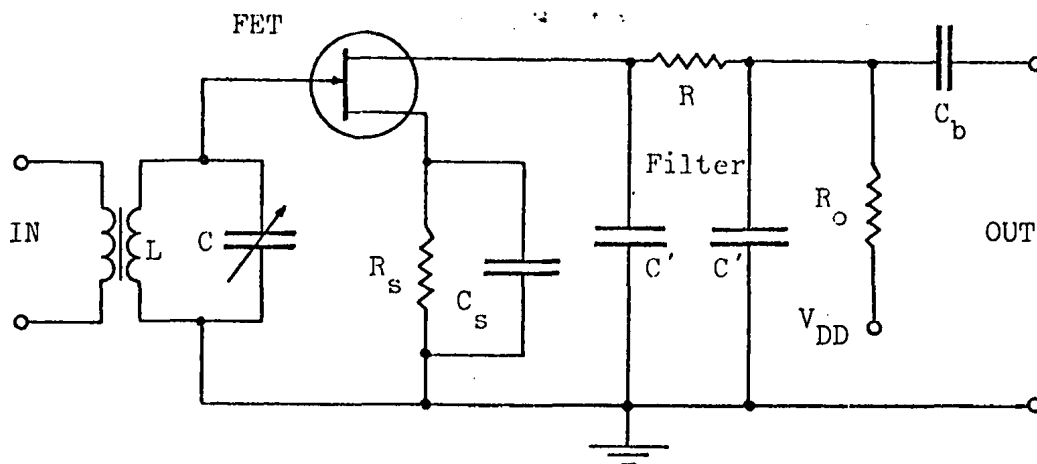
περιορίζεται. Το φαινόμενο αυτό είναι εξ ίσου ανεπιθύμητο και συνήθως γίνεται κάποιος συμβιβασμός ανάμεσα στις δύο ακραίες περιπτώσεις. Πάντως η σημασία της παραμορφώσεως αυτής, που ονομάζεται διαγώνια ψαλλίδιση (diagonal clipping) δεν είναι κρίσιμη για τα κοινά ραδιοφωνικά δίκτυα μεταδόσεως ομιλίας και μουσικής.

Η αποδιαμόρφωση με βασικό μη γραμμικό στοιχείο την κρυσταλλοδίοδο δεν είναι η μοναδική μέθοδος, που υπάρχει. Χρησιμοποιείται μάλιστα κυρίως σε συστήματα δεκτών φορητά και χωρίς ιδιαίτερες απαιτήσεις ποιότητας και επιδόσεων. Συχνότερα για τη φώραση χρησιμοποιούνται κυκλώματα με βασικό ενεργό στοιχείο κρυσταλλοτρίόδους, κρυσταλλοτρίόδους FET ή ηλεκτρονικές λυχνίες - συνήθως τριόδους ή πεντόδους.

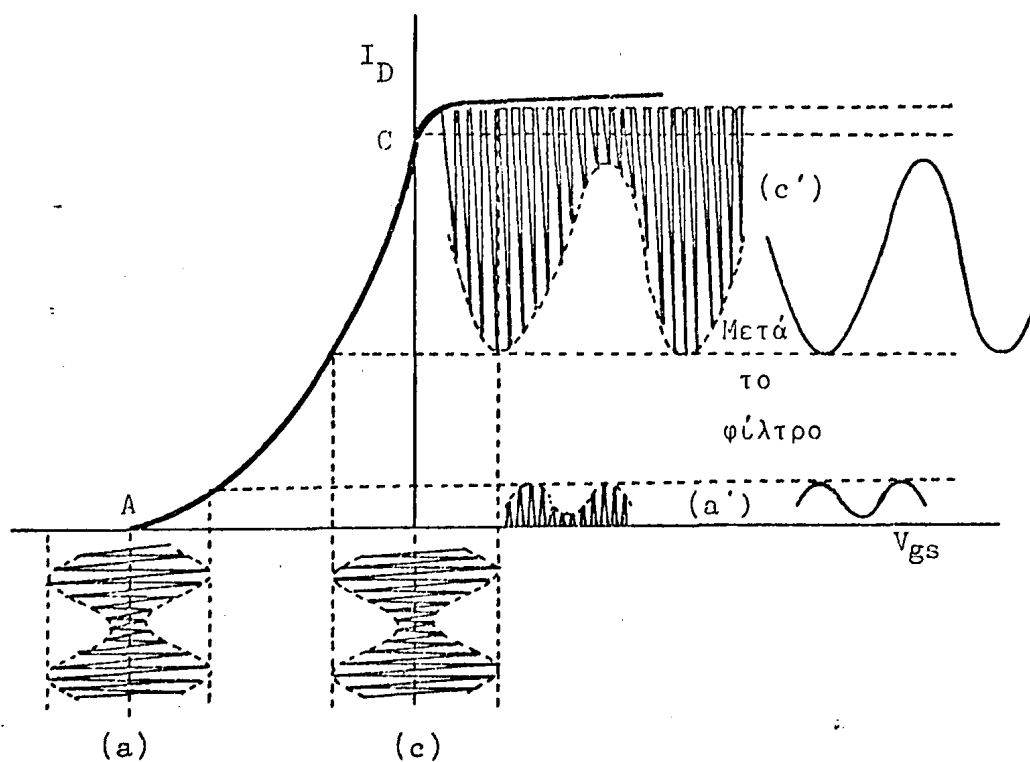
Στο σχήμα 14-5.α δίνεται ένα τυπικό κύκλωμα φώρασεως με FET και στο σχήμα 14-5.β επεξηγείται η λειτουργία του με βάση τη χαρακτηριστική μεταφοράς του FET. Όπως φαίνεται και στο σχήμα αν το FET πολωθεί σε δυναμικό αποκοπής - σημείο A της χαρακτηριστικής -, τότε η δράση του πάνω στην εισερχόμενη κυματομορφή (a) είναι ανάλογη προς τη δράση ανορθωτικού στοιχείου. Το πλεονέκτημα ως προς το ανορθωτικό στοιχείο είναι, ότι η κυματομορφή εξόδου (a') εκτός από ημιανορθωμένη είναι και ελαφρά ενισχυμένη λόγω της ενισχυτικής δράσης του FET. Η πόλωση του FET σε αποκοπή γίνεται συνήθως με κατάλληλη αντίσταση πολώσεως και όχι με πηγή συνεχούς. Εναλλακτικά μπορεί η πύλη να βρίσκεται σε μηδενικό δυναμικό, οπότε σημείο λειτουργίας του FET είναι το σημείο C της χαρακτηριστικής. Λόγω της μεγάλης κλίσης της χαρακτηριστικής στην περιοχή αμέσως αριστερά από το σημείο C το σήμα εξόδου είναι τώρα εκτός από ημιανορθωμένο (αρνητική ανόρθωση) και σημαντικά ενισχυμένο. Δυστυχώς όμως και η συνεχής συνιστώσα του είναι τώρα εξαιρετικά μεγάλη, γεγονός που αντισταθμίζει τα πλεονεκτήματα της αυξημένης ενισχύσεως.

Τέλος στο σχήμα 14-6 δίνεται το κύκλωμα ενός αποδιαμορφωτή με τρίοδο ηλεκτρονική λυχνία. Η λειτουργία του αντιμετωπίζεται εντελώς ανάλογα όπως και για το FET με τη βοήθεια της χαρακτηριστικής μεταφοράς $i_a = f(V_g)$ και για δυναμικό πλέγματος ίσο προς το δυναμικό αποκοπής.

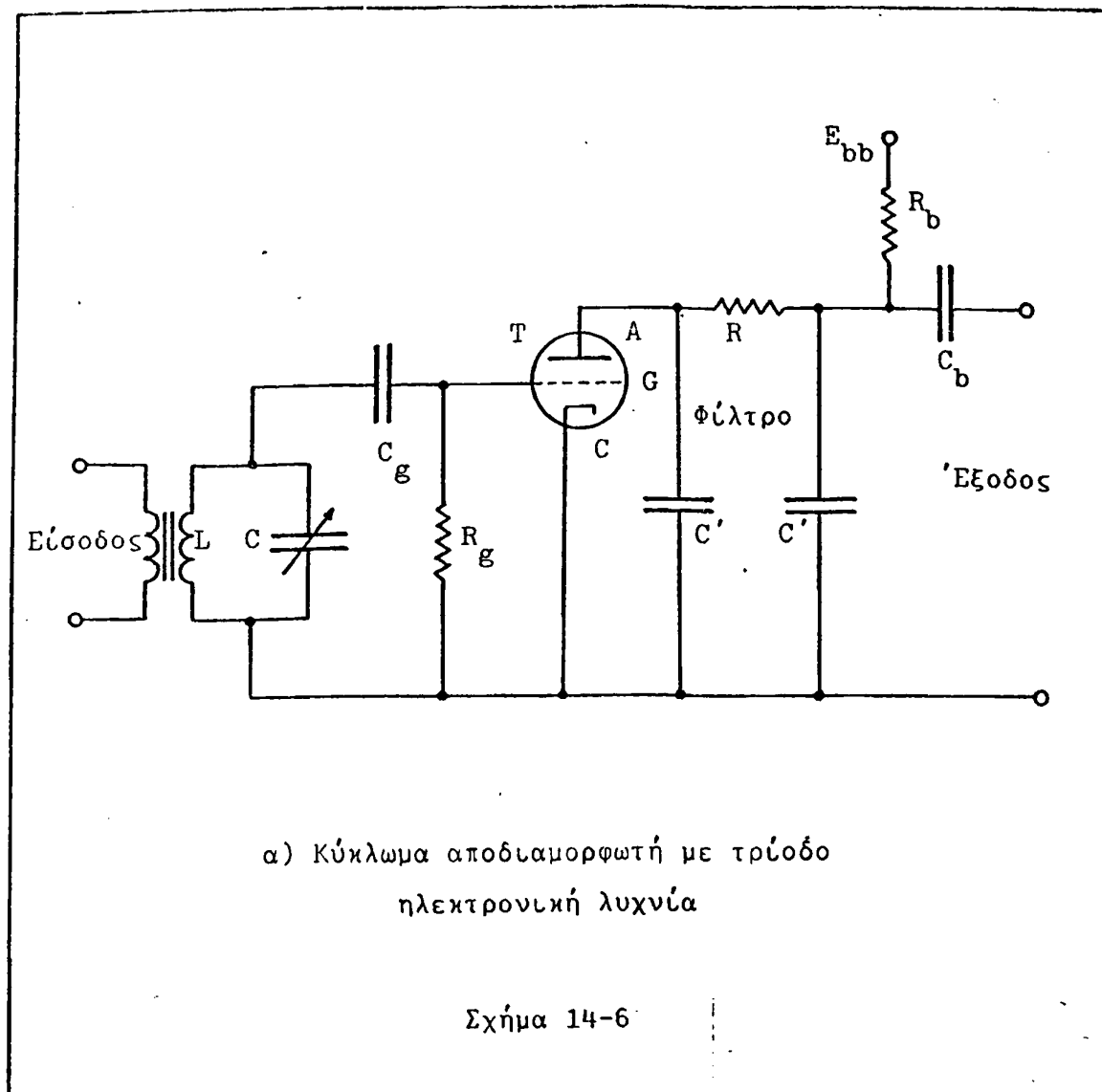




α) Βασικό κύκλωμα αποδιαμορφωτή με FET



β) Χαρακτηριστική μεταφοράς του FET



Αλλαγή συχνότητας

Αναφέρθηκε προηγουμένως, ότι για την ικανοποιητική λειτουργία του φω-
ρατή είναι απαραίτητο το σήμα, που εισέρχεται σ' αυτόν, να έχει μεγάλο πλά-
τος. Η κατασκευή όμως ραδιοφωνικού ενισχυτή με ευρύ φάσμα συχνοτήτων και
απολαβή της τάξης του 10^6 είναι εξαιρετικά δυσχερής και πολυδάπανη. Η με-
τατροπή συχνότητας έχει σκοπό την αντιμετώπιση του προβλήματος αυτού.

Βασική ιδέα της μεθόδου είναι η εξής: Το διαμορφωμένο κύμα, όπως λαμ-
βάνεται στην έξοδο της κεραίας, αφού υποστεί μια πρώτη επιλογή κατά συχνό-
τητα, ώστε να απομονωθεί κατά το δυνατόν το ενδιαφέρον φάσμα συχνοτήτων,
και ενισχυθεί μέτρια, οδηγείται σε μια διάταξη, που ονομάζεται μίκτης (mi-

ker) ή μετατροπείας (converter). Στην ίδια διάταξη οδηγείται και ένα ραδιοφωνικό αδιαμόρφωτο σήμα, που προέρχεται από έναν ανεξάρτητο ταλαντωτή (πχ. Hartley), ο οποίος ονομάζεται τοπικός ταλαντωτής (local oscillator). Η αποστολή του μίκτη είναι, αφού δεχθεί τα δυο προαναφερθέντα σήματα, να δώσει στην έξοδό του ένα σήμα, που διατηρεί τα χαρακτηριστικά διαμορφώσεως του κύματος κεραίας - άρα και ολόκληρη τη μεταφερόμενη πληροφορία -, αλλά η συχνότητά του έχει αλλάξει και ισούται προς τη διαφορά των συχνοτήτων των σημάτων κεραίας και τοπικού ταλαντωτή. Από μαθηματική άποψη η δράση αυτή επιτυγχάνεται με πολλαπλασιασμό των δύο σημάτων και κατάλληλη επιλογή μερικών από τους όρους του αποτελέσματος. Συνάγεται λοιπόν, ότι η στοιχειώδης δομή ενός μίκτη θα περιλαμβάνει κάποιο μη γραμμικό στοιχείο και τα κατάλληλα φίλτρα για την απόρριψη των ανεπιθύμητων συνιστωσών. Επειδή η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή μπορεί να μεταβάλλεται κατά βούληση, είναι εφικτό η διαφορά συχνοτήτων των σημάτων κεραίας και ταλαντωτή, δηλαδή η συχνότητα - υψηλή - του σήματος εξόδου του μίκτη, να διατηρείται σταθερή.

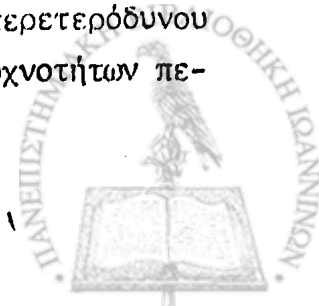
$$f_i = f_c - f_L$$

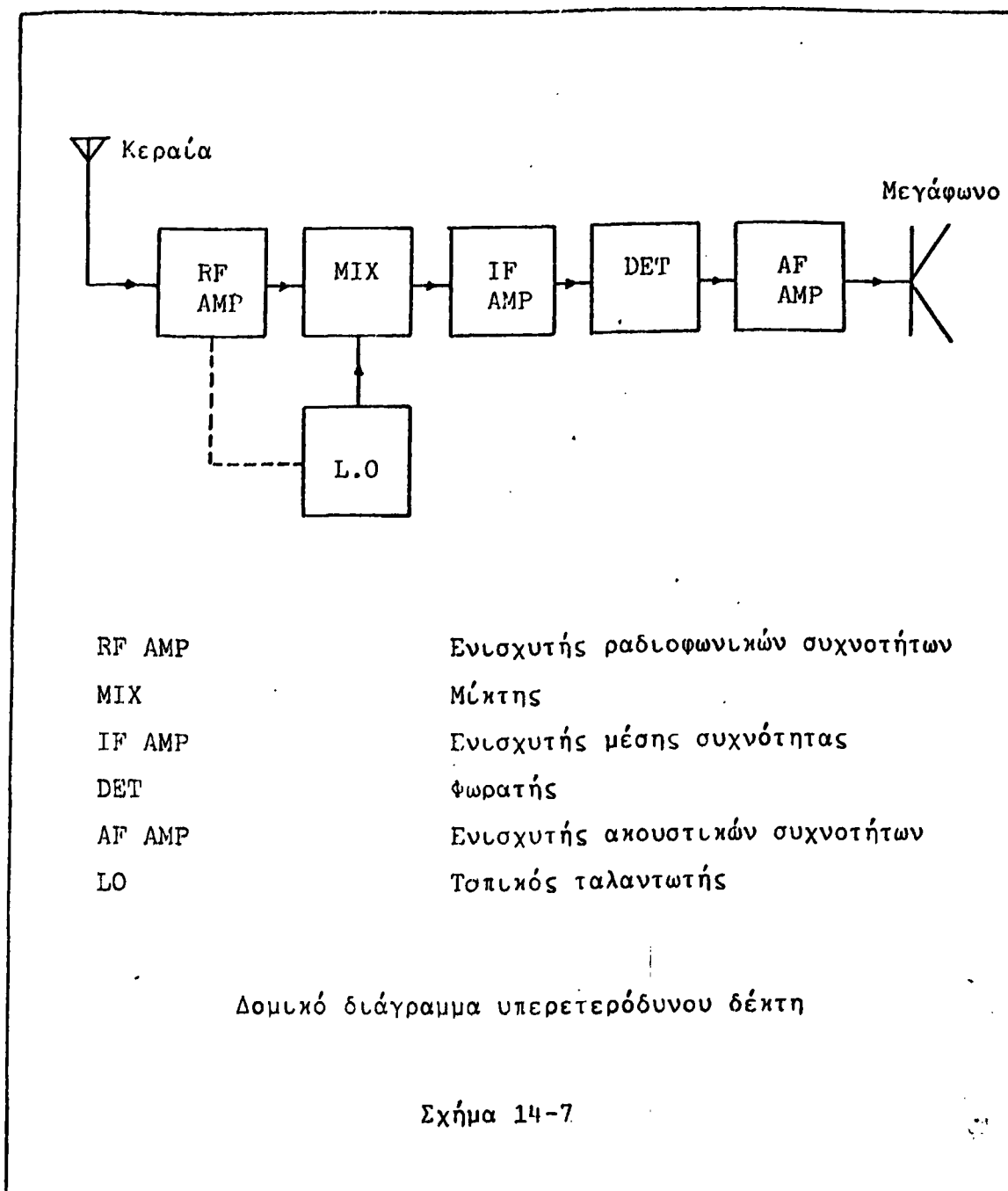
Παρέχεται έτσι η δυνατότητα μετατροπής κύματος οποιασδήποτε συχνότητας, δηλαδή κύματος, που προέρχεται από οποιονδήποτε ραδιοφωνικό σταθμό, σε κύμα σταθερής συχνότητας. Η συχνότητα αυτή ονομάζεται μέση συχνότητα (intermediate frequency - IF) και για τους συνήθεις ραδιοφωνικούς δέκτες είναι 455 kHz ή 10.5 MHz ανάλογα με την περιοχή συχνοτήτων λήψης.

Το ραδιοφωνικό κύμα μέσης συχνότητας οδηγείται κατόπιν σε έναν ενισχυτή με απολαβή $\approx 10^6$ συντονισμένο στη μέση συχνότητα και στη συνέχεια στον αποδιαμορφωτή. Ο ενισχυτής αυτός ονομάζεται ενισχυτής μέσης συχνότητας και η κατασκευή του είναι σχετικά απλή, εφ' όσον πρόκειται να εργασθεί σε καθωρισμένη συχνότητα και με εύρος, που περιλαμβάνει μόνο την έκταση των πλευρικών συνιστωσών.

Η μετατροπή συχνότητας αναφέρεται συχνά με τον όρο ετεροδύναμη (heterodyning) και οι αντίστοιχοι ραδιοφωνικοί δέκτες υπερετερόδυνοι (heterodyne). Σήμερα όλοι οι ραδιοφωνικοί δέκτες, που κυκλοφορούν στο εμπόριο, είναι υπερτετερόδυνοι.

Στο σχήμα 14-7 δίνεται το γενικό δομικό διάγραμμα ενός υπερτετερόδυνου ραδιοφωνικού δέκτη AM. Στη μονάδα του ενισχυτή ραδιοφωνικών συχνοτήτων πε-





ριλαμβάνεται και το κύκλωμα επιλογής συχνότητας λήψης. Η διακεκομμένη γραμμή, που συνδέει τη μονάδα αυτή με τον τοπικό ταλαντωτή, υποδηλώνει, ότι με ένα χειριστήριο (στραφέα) μεταβάλλονται ταυτόχρονα τόσο η χωρητικότητα του πυκνωτή του συντονισμένου κυκλώματος επιλογής, όσο και η χωρητικότητα του πυκνωτή στο κύκλωμα καθορισμού συχνότητας του τοπικού ταλαντωτή· έτσι η διαφορά των δύο συχνοτήτων παραμένει διαρκώς σταθερή και ίση προς τη μέση συχνότητα.

Συχνά σε διάφορες εφαρμογές - κυρίως στους αυτοματισμούς - χρησιμοποιείται μια παραλλαγή της μεθόδου μετατροπής συχνότητας, που ονομάζεται σύγχρονη αχώραση και αρχή της είναι η εξής: Η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή

ρυθμίζεται έτσι, ώστε να συμπίπτει με τη συχνότητα φέροντος του λαμβανομένου κύματος, οπότε στην έξοδο του μίκτη, επειδή η διαφορά συχνοτήτων είναι μηδέν, προκύπτει το σήμα που προκάλεσε τη διαμόρφωση.

Το ακουστικό σήμα από την έξοδο του φωρατή οδηγείται σε έναν ενισχυτή ισχύος ακουστικών συχνοτήτων και τελικά σε ένα μεγάφωνο, προκειμένου να γίνει αντιληπτό.

Οι ραδιοφωνικοί δέκτες νεώτερης κατασκευής και τεχνολογίας πέρα από τις δομικές μονάδες, που ήδη αναφέρθηκαν, περιλαμβάνουν και πολλές άλλες επικουρικές μονάδες, που τους καθιστούν απλούστερους σε λειτουργία ή ικανούς να ανταποκρίνονται σε ειδικές απαιτήσεις. Τέτοια είναι π.χ. τα συστήματα αυτόματου έλεγχου εντάσεως ή απολαβής (automatic volume or gain control - AVC, AGC), τα οποία εξασφαλίζουν σχεδόν σταθερή ένταση ήχου στο μεγάφωνο ανεξάρτητα από το πλάτος του λαμβανομένου ραδιοκύματος. Επίσης τα συστήματα αυτόματου έλεγχου συχνότητας (automatic frequency control - AFC), που διατηρούν σταθερή τη συχνότητα συντονισμού του δέκτη και σε σύμπτωση με τη συχνότητα εκπομπής του λαμβανόμενου ραδιοσταθμού ανεξάρτητα από τυχαίες ή συστηματικές μικρομεταβολές των ηλεκτρικών μεγεθών στα κυκλώματα συντονισμού ή και στη συχνότητα εκπομπής του πομπού.

Απαραίτητες γνώσεις

Δ. Μ. Μηλιώτη: Ηλεκτρονικά κυκλώματα και εφαρμογές τους, σελ. 152-161

Χρησιμοποιούμενα όργανα

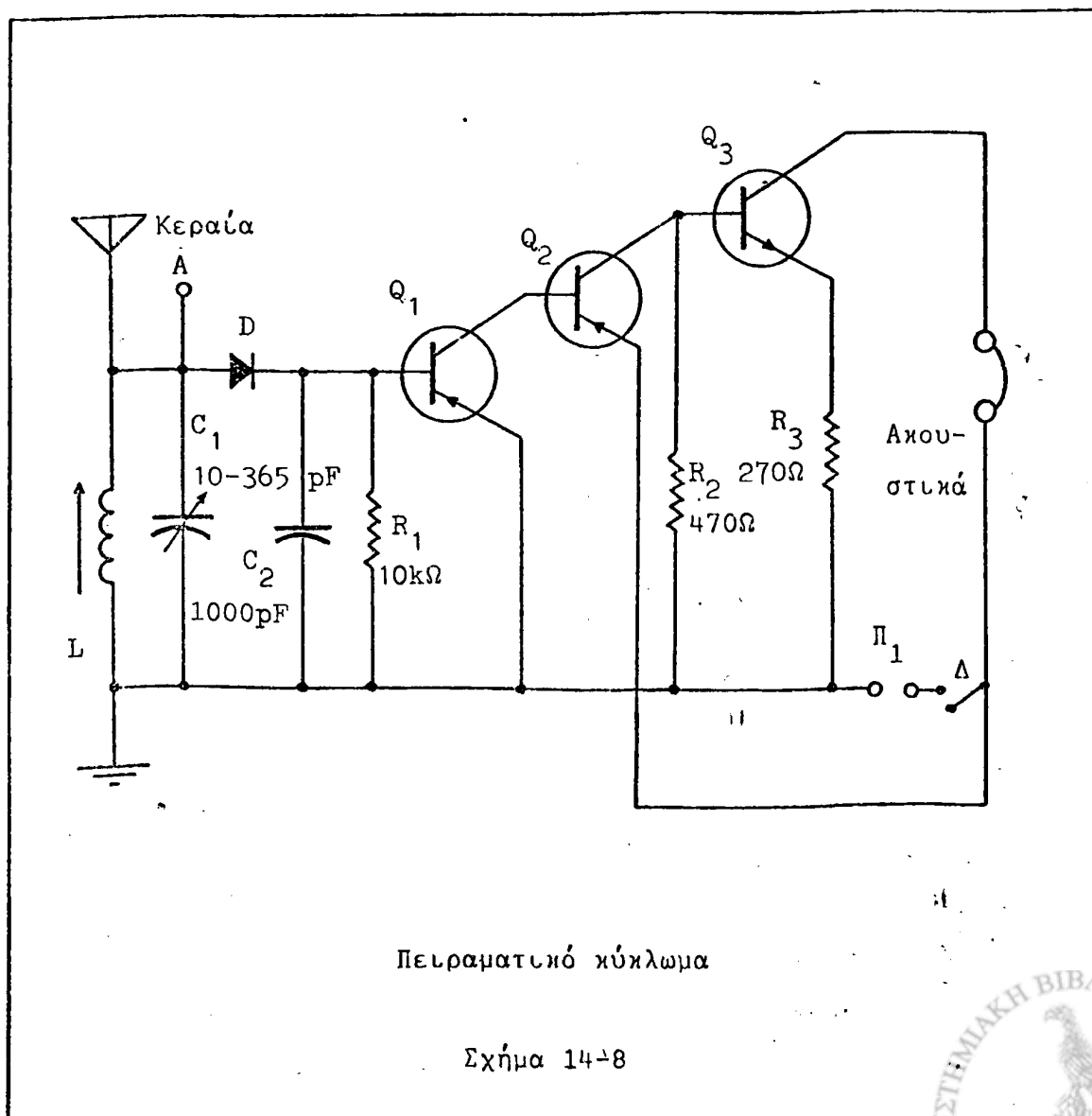
1. Τροφοδοτικό χαμηλής τάσης
2. Γεννήτρια ραδιοφωνικών συχνοτήτων
3. Παλμογράφος
4. Ηλεκτρονικό βολτόμετρο
5. Πολύμετρο
6. Κρυσταλλοτρίοδοι pnp (2)
7. Κρυσταλλοτρίοδος npn
8. Κρυσταλλοδίοδος γερμανίου
9. Ακουστικό



10. Πηνίο κεραίας
11. Αντιστάσεις; 270Ω -2W, 470Ω -0.5W, $10k\Omega$ -0.5W
12. Μεταβλητός πυκνωτής 10-365 pF
13. Πυκνωτές; 25pF, 1000pF
14. Διακόπτης

Πειραματικό μέρος

1. Πραγματοποιείτε το κύκλωμα του σχήματος 14-8. Το κύκλωμα αυτό είναι ραδιοφωνικός δέκτης μεσαίων κυμάτων με διαμόρφωση AM. Συνδέστε τα άκρα του πηνίου L_1 σε μια κεραία - κατά προτίμηση εξωτερική - και μια γείωση. Ρυθμίστε το τροφοδοτικό σε τάση 3V και κλείστε το διακόπτη.



2. Ρυθμίζοντας τη χωρητικότητα του μεταβλητού πυκνωτή και την αυτεπαγωγή του πηνίου κεραίας μπορείτε να συντονίσετε το δέκτη στη συχνότητα κάποιου τοπικού ραδιοσταθμού και να παρακολουθήσετε το πρόγραμμα.

3. Αποσυνδέστε την κεραία από το πηνίο και συνδέστε στο αντίστοιχο άκρο του τον έναν οπλισμό ενός πυκνωτή 25pF. Κατόπιν συνδέστε μεταξύ του άλλου οπλισμού του πυκνωτή και της γης τη γεννήτρια ραδιοφωνικών συχνοτήτων. Ρυθμίστε το σήμα εξόδου της σε συχνότητα 1MHz και διαμόρφωση 1kHz 30-50%. Το πλάτος του σήματος διατηρείται όσο το δυνατό μικρότερο. Ρυθμίστε το πηνίο κεραίας και το μεταβλητό πυκνωτή μέχρις ότου ακούσετε το σήμα στο ακουστικό.

4. Συνδεσμολογείτε το βαθμολογημένο παλμογράφο μεταξύ σημείου Α και γης. Παρατηρείστε και σχεδιάστε τη λαμβανόμενη κυματομορφή. Συνδεσμολογείτε κατόπιν τον παλμογράφο μεταξύ βάσης της κρυσταλλοτρίοδου Q_1 και γης. Παρατηρείστε και σχεδιάστε επίσης τη λαμβανόμενη νέα κυματομορφή. Εξηγήστε τη διαφορά μεταξύ των δύο αυτών κυματομορφών.

5. Συνδεσμολογείτε πάλι τον παλμογράφο μεταξύ σημείου Α και γης. Μεταβάλετε τη χωρητικότητα του μεταβλητού πυκνωτή και παρατηρείστε τι συμβαίνει στην κυματομορφή. Εξηγήστε τις παρατηρήσεις σας.

6. Παρεμβάλετε ένα αμπερόμετρο σε σειρά με το συλλέκτη της κρυσταλλοτρίοδου Q_3 . Μετρείστε το ρεύμα του αντίστοιχου κλάδου. Αποσυνδέστε τη γεννήτρια συχνοτήτων και επαναλάβετε τη μέτρηση. Εξηγήστε, που οφείλεται η διαφορά των δύο ρευμάτων;

$I_1 =$	mA	$I_2 =$	mA
---------	----	---------	----

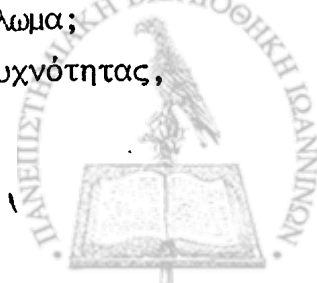
Ερωτήσεις

1. Στο κύκλωμα, που μελετήσατε, ποιά στοιχεία καθορίζουν την πόλωση των κρυσταλλοτρίοδων Q_1 , Q_2 και Q_3 ;

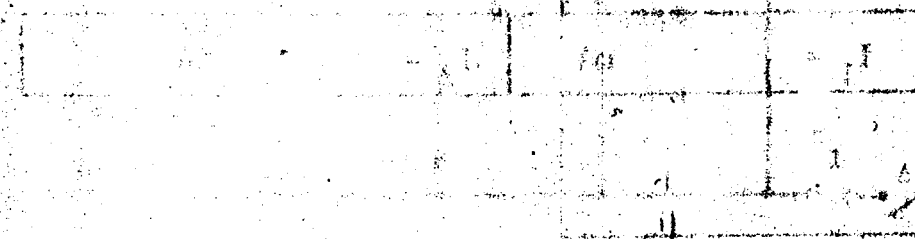
2. Τι είδους σύζευξη έχουν οι κρυσταλλοτρίοδοι Q_1 , Q_2 και Q_2 , Q_3 ;

3. Αν στη θέση των ηρη κρυσταλλοτρίοδων χρησιμοποιηθούν ηρη κρυσταλλοτρίοδοι και αντίσταρα, ποιά βασική αλλαγή απαιτείται στο κύκλωμα;

4. Ποιά είναι η ουσιαστική χρησιμότητα της μετατροπής συχνότητας, που χρησιμοποιείται στους υπερετερόδυνους δέκτες;



5. Είναι δυνατόν σε έναν υπερτετερόδυνο δέκτη να χρησιμοποιηθεί σαν μέση συχνότητα η συχνότητα των 50 kHz;

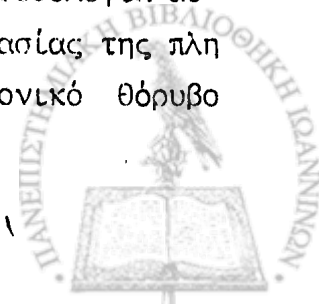


Λ Σ Κ Η Σ Η 15Λ Ο Γ Ι Κ Ε Σ Π Υ Λ Ε Σ - Ψ Η Φ Ι Α Κ Η Λ Ο Γ Ι Κ ΗΕισαγωγή

Γενικά τα ηλεκτρονικά κυκλώματα διακρίνονται σε δύο μεγάλες κατηγορίες. Η μία κατηγορία περιλαμβάνει τα κυκλώματα εκείνα, τα οποία δέχονται, επεξεργάζονται και παρέχουν σήματα, που η τιμή τους μπορεί να είναι οποιαδήποτε με την προϋπόθεση βέβαια, ότι δεν ξεπερνά κάποιο μέγιστο και κάποιο ελάχιστο καθορισμένο για κάθε κύκλωμα όριο. Τα κυκλώματα αυτά ονομάζονται αναλογικά κυκλώματα (analog circuits). Η άλλη κατηγορία περιλαμβάνει τα κυκλώματα εκείνα, τα οποία δέχονται, επεξεργάζονται και παρέχουν σήματα με ορισμένες μόνον τιμές. Υπάρχει δηλαδή μία "κβάντωση" στις τιμές των σημάτων εισόδου και εξόδου των κυκλωμάτων αυτών. Τα κυκλώματα αυτά ονομάζονται ψηφιακά κυκλώματα (digital circuits).

Επειδή με τον όρο "σήμα" εννοούμε πάντοτε "σήμα τάσης", προκύπτει για τα ψηφιακά κυκλώματα, ότι δέχονται στην είσοδό τους τάσεις ορισμένων μόνον τιμών και παρέχουν στην έξοδό τους τάσεις επίσης ορισμένων μόνον τιμών. Τα πιο συνηθισμένα ψηφιακά κυκλώματα είναι τα δίτιμα, εκείνα δηλαδή τα οποία δέχονται και παρέχουν μόνον δύο χαρακτηριστικές τάσεις, που η ακριβής τιμή τους εξαρτάται από τη χρήση, για την οποία προορίζεται το κύκλωμα. Η επικράτηση των δίτιμων ψηφιακών κυκλωμάτων οφείλεται στην απλότητα και αξιοπιστία τους καθώς και στο ότι μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την επεξεργασία και αποθήκευση λογικών και αριθμητικών δεδομένων με βάση το δυαδικό σύστημα αρίθμησης και την άλγεβρα Boole, αν στη μία τιμή τάσης αντιστοιχηθεί αμφιμονοσήμαντα ο αριθμός 0 και στην άλλη ο αριθμός 1.

Σήμερα κάθε είδους πληροφορία μπορεί να μετραπεί σε ψηφιακή, στη συνέχεια να υποστεί επεξεργασία, ανάπτυξη και μεταφορά με τη μορφή αυτή και τελικά να επανέλθει στην αρχική της μορφή (π.χ. αναλογική). Η ψηφιακή μεθοδολογία αυξάνει σε εκπληκτικό βαθμό την αξιοπιστία μεταδόσεως και επεξεργασίας της πληροφορίας και εκμηδενίζει ουσιαστικά κάθε παρενόχληση από ηλεκτρονικό θόρυβο



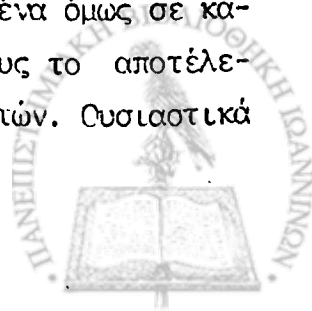
ή παράσιτα. Οι γνωστότερες εφαρμογές της τεχνολογίας αυτής είναι οι ψηφιακοί ηλεκτρονικοί υπολογιστές και μικρουπολογιστές, η ψηφιακή μετάδοση σήματος στις τηλεπικοινωνίες (PCM), η ψηφιακή αποθήκευση και αναπαραγωγή μουσικού ήχου σε δίσκους (laser pick-ups) κλπ. Καθημερινά τα αναλογικά κυκλώματα υποχωρούν και δίνουν τη θέση τους στα πολύ πιο αξιόπιστα ψηφιακά.

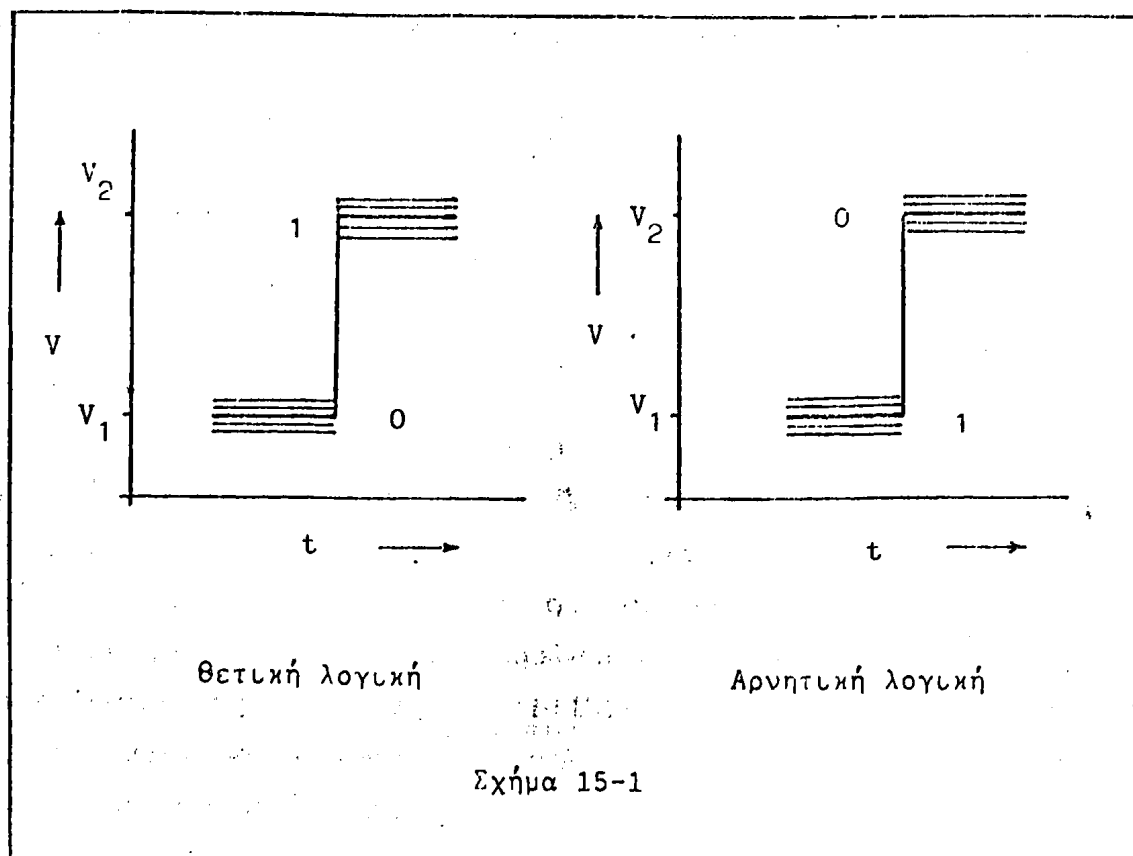
Σχετικά με την αντιστοιχία τάσεων και δυαδικών ψηφίων, που προαναφέρθηκε, έχει επικρατήσει μια ιδιαίτερη ορολογία. Έτσι αν το 0 αντιστοιχισθεί στη μικρότερη τιμή τάσης και το 1 στη μεγαλύτερη, τότε το κύκλωμα ονομάζεται κύκλωμα με θετική λογική (positive logic). Αντίστροφα αν το 0 αντιστοιχισθεί στη μεγαλύτερη τιμή τάσης και το 1 στη μικρότερη, το κύκλωμα ονομάζεται κύκλωμα με αρνητική λογική (negative logic). Τα περισσότερα κυκλώματα αντιστοιχούν το 0 σε τάση 0 Volts και έχουν θετική λογική. Στο σχήμα 15-1 δίνονται οι δύο αυτοί τύποι ψηφιακής λογικής. Όπως φαίνεται, υπάρχει μια "διασπορά" γύρω από τις δύο χαρακτηριστικές τιμές της τάσης. Η διασπορά αυτή παριστά μια φυσική πραγματικότητα. Πράγματι κάθε ψηφιακό κύκλωμα αναγνωρίζει σαν κατάσταση 1 όχι μόνον την προκαθορισμένη τιμή τάσης -έστω V_1 -, αλλά και κάθε άλλη παραπλήσια προς αυτήν, μέσα βέβαια σε κάποιο περιορισμένο εύρος τιμών. Το ίδιο και για την κατάσταση 0. Αυτό γίνεται, επειδή όλα τα ψηφιακά κυκλώματα αποτελούνται από ενεργά και παθητικά στοιχεία, τα οποία οπωσδήποτε έχουν κάποιες ανοχές· έτσι η ακριβής επίτευξη στα σημεία συνδέσεως διαδοχικών κυκλωμάτων των προκαθορισμένων τιμών τάσης είναι πρακτικά αδύνατη.

Τα ψηφιακά κυκλώματα διακρίνονται σε δύο κατηγορίες· τα λογικά και τα ακολουθιακά. Λογικά λέγονται τα ψηφιακά κυκλώματα, των οποίων η κατάσταση εξόδου είναι συνάρτηση της καταστάσεως εισόδου κατά την ίδια χρονική στιγμή και μόνον αυτήν. Αντίστοιχα ακολουθιακά λέγονται τα ψηφιακά κυκλώματα, των οποίων η κατάσταση εξόδου είναι συνάρτηση των καταστάσεων εισόδου κατά την ίδια, αλλά και προηγούμενες χρονικές στιγμές.

Λογικές πύλες

Οι λογικές πύλες είναι στοιχειώδη ψηφιακά κυκλώματα, που αποτελούν τους δομικούς λίθους γενικότερων λογικών κυκλωμάτων. Οι λογικές πύλες δέχονται στην είσοδο ή στις εισόδους τους ένα ή περισσότερα δεδομένα (ένα όμως σε κάθε είσοδο και κάθε χρονική στιγμή) και παρέχουν στην έξοδό τους το αποτέλεσμα ενός λογικού συνδυασμού - επεξεργασίας - των δεδομένων αυτών. Ουσιαστικά





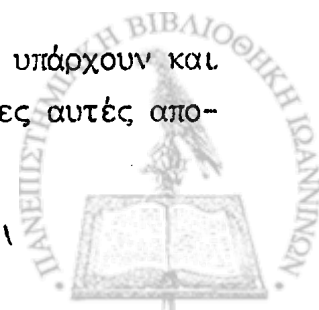
δηλαδή αποτελούν την υλοποίηση σε ηλεκτρονικό κύκλωμα των διαφόρων λογικών συναρτήσεων.

Λογικών πυλών υπάρχουν διάφορα είδη. Η διάκρισή τους γίνεται με δύο κυρίως κριτήρια. Το ένα είναι η λογική συνάρτηση, την οποία απεικονίζουν, και το δεύτερο τα δομικά στοιχεία, από τα τρία αποτελούνται. Με βάση το πρώτο κριτήριο υπάρχουν τα εξής είδη λογικών πυλών:

α) Πύλη ΚΑΙ (AND gate): Έχει δύο εισόδους και μία έξοδο. Πραγματοποιεί τη λογική συνάρτηση ΚΑΙ, που συμβολικά παρίσταται με την έκφραση $A \cdot B$. Η πύλη αυτή εμφανίζει σήμα στην έξοδό της (κατάσταση 1) μόνον, όταν και στις δύο εισόδους της υπάρχει σήμα (κατάσταση 1). Το ηλεκτρονικό γραμμικό της σύμβολο φαίνεται στο σχήμα 15-2.α.

β) Πύλη Ή (OR gate): Έχει δύο εισόδους και μία έξοδο. Πραγματοποιεί τη λογική συνάρτηση Ή, που συμβολικά παρίσταται με την έκφραση $A + B$. Η πύλη αυτή εμφανίζει σήμα στην έξοδό της (κατάσταση 1), όταν τουλάχιστον σε μία από τις εισόδους της υπάρχει σήμα (κατάσταση 1). Το ηλεκτρονικό γραμμικό της σύμβολο φαίνεται στο σχήμα 15-2.β.

Εκτός από τις παραπάνω τυπικές πύλες AND και OR δύο εισόδων υπάρχουν και ίδιες πύλες περισσότερων εισόδων και μιάς πάντα εξόδου. Οι πύλες αυτές απο-



τελούν ηλεκτρονική υλοποίηση των γενικευμένων λογικών συναρτήσεων $A+B+C+\dots$ και $A \cdot B \cdot C \dots$ αντίστοιχα.

γ) Πύλη ΟΧΙ (NOT gate) ή αντιστροφέας (inverter): Έχει μία έξοδο και μία είσοδο. Εμφανίζει σήμα στην έξοδό της (κατάσταση 1), όταν στην είσοδό της δεν υπάρχει σήμα (κατάσταση 0) και αντίστροφα. Αναστρέφει δηλαδή την κατάσταση εισόδου της ή αλλιώς πραγματοποιεί τη λογική συνάρτηση \bar{A} . Το ηλεκτρονικό γραμμικό της σύμβολο φαίνεται στο Σχ. 15-2.γ.

Τα τρία αυτά είδη λογικών πυλών είναι τα βασικά. Όλες οι άλλες πύλες και λογικά κυκλώματα μπορούν να πραγματοποιηθούν με συνδυασμούς αυτών. Ωστόσο έχει επικρατήσει και αναφέρονται σαν ανεξάρτητοι και αυτοτελείς τύποι πυλών και οι παρακάτω δύο. Κύριος λόγος γι' αυτό είναι, ότι οι δύο αυτές πύλες μπορούν μόνες τους να αποτελέσουν ανεξάρτητο, πλήρες και συμβιβαστό σύστημα συγκροτήσεως όλων των άλλων λογικών κυκλωμάτων. Οι πύλες αυτές είναι:

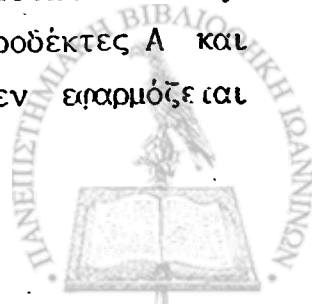
δ) Πύλη ΟΧΙ ΚΑΙ (NOT AND gate - NAND): Έχει δύο - γενικευμένα και περισσότερες - εισόδους και μία έξοδο. Αποτελεί διαδοχικό συνδυασμό μίας πύλης ΚΑΙ (AND) και μίας πύλης ΟΧΙ (NOT). Πραγματοποιεί τη λογική συνάρτηση $A+B$. Η πύλη αυτή εμφανίζει σήμα στην έξοδό της (κατάσταση 1), όταν σε μία τουλάχιστον από τις εισόδους της δεν εφαρμόζεται σήμα, όταν δηλαδή μία τουλάχιστον είσοδος είναι σε κατάσταση 0. Άλλως -αν δηλαδή και οι δύο εισοδοί βρίσκονται σε κατάσταση 1 -η έξοδός της βρίσκεται σε κατάσταση 0. Το ηλεκτρονικό γραμμικό της σύμβολο φαίνεται στο Σχ. 15-2.δ.

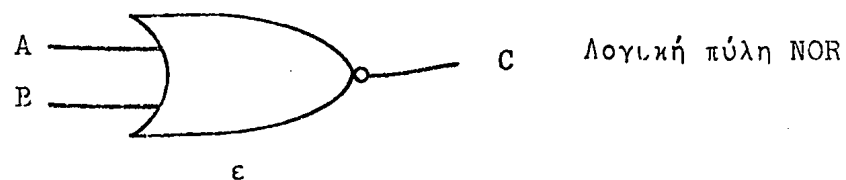
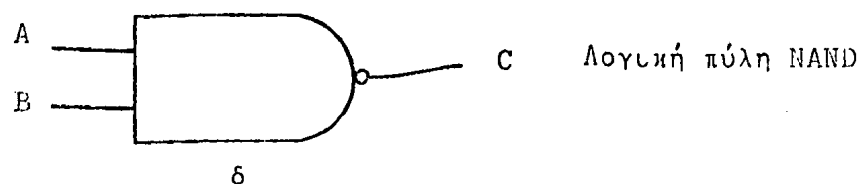
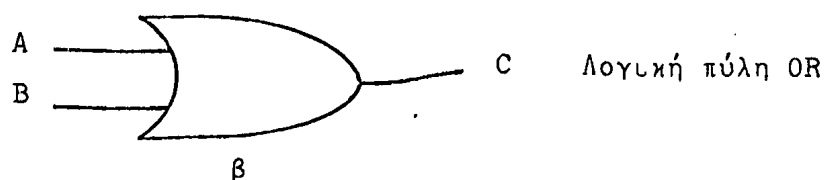
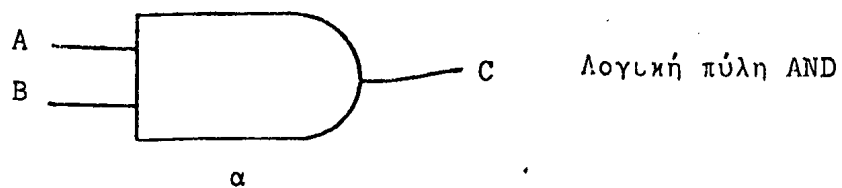
ε) Πύλη ΟΧΙ Ή (NOT OR gate - NOR): Έχει δύο - γενικευμένα και περισσότερες - εισόδους και μία έξοδο. Αποτελεί διαδοχικό συνδυασμό μίας πύλης Ή (OR) και μίας πύλης ΟΧΙ (NOT). Πραγματοποιεί τη λογική συνάρτηση $A \cdot B$. Εμφανίζει σήμα στην έξοδό της (κατάσταση 1), μόνον όταν και στις δύο εισόδους της δεν εφαρμόζεται σήμα (κατάσταση 0). Το ηλεκτρονικό γραμμικό της σύμβολο φαίνεται στο σχήμα 15-2.ε.

Με βάση τα δομικά στοιχεία, που τις απαρτίζουν, υπάρχουν οι εξής οικογένειες λογικών πυλών και κυκλωμάτων:

α) Λογικά κυκλώματα κρυσταλλοδιόδων - κρυσταλλοτριόδων (Diode-Transistor Logic - DTL): Οι λογικές πύλες των κυκλωμάτων αυτών αποτελούνται από κρυσταλλοдиодους και κρυσταλλοτριόδους.

Στο σχήμα 15-3.α δίνεται το κύκλωμα μιας πύλης AND με κρυσταλλοδιόδους. Έξοδος του κυκλώματος είναι ο ακροδέκτης C και είσοδοι οι ακροδέκτες A και B. Όταν σε μία τουλάχιστον - μπορεί και στις δύο - είσοδο δεν εφαρμόζεται

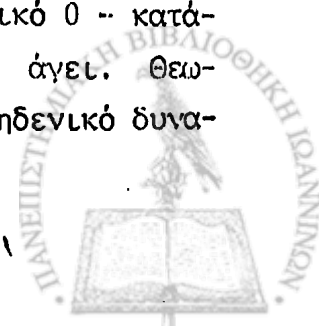


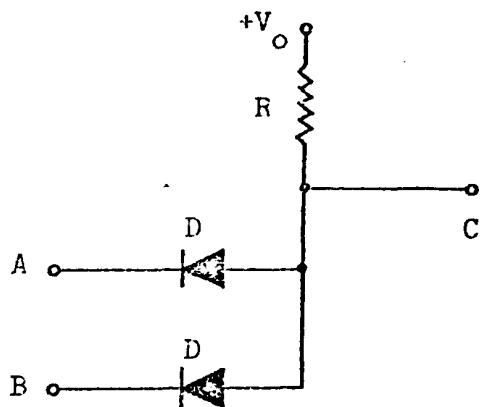


Είδη λογικών πυλών

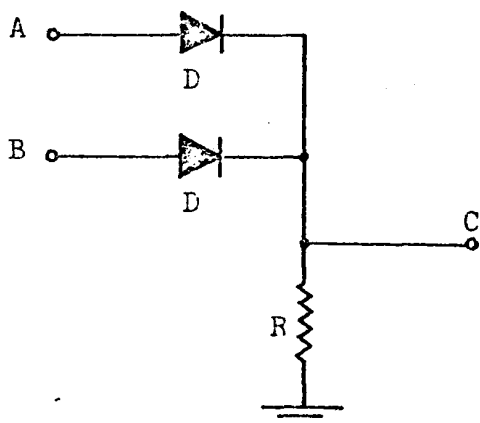
Σχήμα 15-2

σήμα, όταν δηλαδή μία τουλάχιστον είσοδος είναι γειωμένη (δυναμικό 0 -- κατάσταση 0), η αντίστοιχη κρυσταλλοδίοδος είναι ορθά πολωμένη και άγει. Θεωρώντας ιδανικά την αντίστασή της μηδενική το σημείο C θα έχει μηδενικό δυνα-

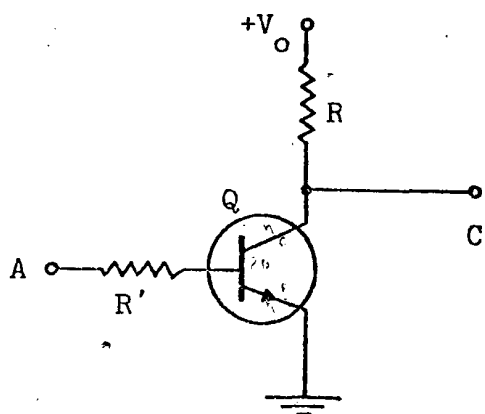




α) Κύκλωμα λογικής
πύλης AND με
κρυσταλλοδιόδους



β) Κύκλωμα λογικής
πύλης OR με
κρυσταλλοδιόδους



γ) Κύκλωμα λογικής
πύλης NOT με
κρυσταλλοτρίοδο

Λογικές πύλες DTL

Σχήμα 15-3



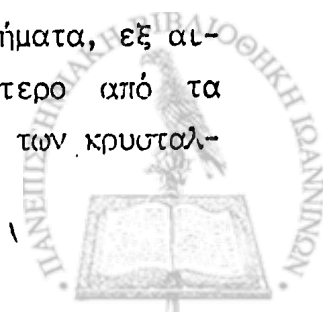
μικό (κατάσταση 0) και όλη η πτώση τάσης θα εμφανίζεται κατά μήκος της αντιστάσεως R . Αν όμως καμιά είσοδος δεν είναι γεωμενική, αλλά έχουν και οι δύο δυναμικό $+V_0$ (κατάσταση 1), τότε οι κρυσταλλοδιόδους είναι αντίστροφα πολωμένες - ορθότερα δεν έχουν πόλωση -, δεν άγουν και το σημείο C έχει δυναμικό V_0 (κατάσταση 1). Το κύκλωμα λοιπόν ανταποκρίνεται πράγματι στη λογική συνάρτηση $A+B$.

Στο σχήμα 15.3.β δίνεται το κύκλωμα μιάς πύλης OR με κρυσταλλοδιόδους. Όταν σε μία τουλάχιστον από τις εισόδους εφαρμοσθεί σήμα (δυναμικό $+V_0$ -κατάσταση 1), τότε η αντίστοιχη κρυσταλλοδιόδος είναι ορθά πολωμένη και άγει. Αν θεωρήσουμε ιδανικά την αντίστασή της μηδενική, το σημείο C αποκτά δυναμικό $+V_0$ (κατάσταση 1) και όλη η πτώση τάσης εμφανίζεται κατά μήκος της αντιστάσεως R . Για να μην υπάρχει σήμα στην έξοδο (κατάσταση 0), θα πρέπει να μην υπάρχει σήμα ούτε στη μία, ούτε στην άλλη είσοδο. Το κύκλωμα λοιπόν ανταποκρίνεται πράγματι στη λογική συνάρτηση $A \cdot B$.

Στο σχήμα 15-3.γ δίνεται το κύκλωμα μιάς λογικής πύλης NOT με κρυσταλλοτρίοδο. Στο κύκλωμα αυτό χρησιμοποιείται κρυσταλλοτρίοδος, επειδή η κατασκευή κυκλώματος αναστραφέα με διόδους - ορθότερα μόνον με διόδους - είναι αδύνατη. Οι αντιστάσεις R και R' έχουν επιλεγεί, έτσι ώστε, όταν η είσοδος του κυκλώματος (βάση της κρυσταλλοτρίοδου) έχει δυναμικό $+V_0$ (κατάσταση 1), η κρυσταλλοτρίοδος να βρίσκεται σε κόρο, ενώ όταν έχει δυναμικό 0 (κατάσταση 0) να βρίσκεται σε αποκοπή. Έτσι λοιπόν αν στην είσοδο υπάρχει σήμα (κατάσταση 1), η κρυσταλλοτρίοδος αποτελεί πρακτικά βραχυκύκλωμα μεταξύ γης και σημείου C, οπότε η έξοδος του κυκλώματος έχει δυναμικό 0 (κατάσταση 0) και όλη η πτώση τάσης αναπτύσσεται κατά μήκος της αντιστάσεως R . Αντίστοιχα αν στην είσοδο δεν υπάρχει σήμα (κατάσταση 0), η κρυσταλλοτρίοδος αποτελεί πρακτικά ανοιχτό διακόπτη και το σημείο C έχει δυναμικό $+V_0$ (κατάσταση 1), εφ' όσον κατά μήκος της αντιστάσεως R δεν υπάρχει πτώση τάσης. Το κύκλωμα λοιπόν ανταποκρίνεται πράγματι στη λογική συνάρτηση \bar{A} .

Σημειώνεται, ότι στα δυο προηγούμενα κυκλώματα η ύπαρξη σήματος στη μία μόνον από τις εισόδους δεν επηρεάζει την άλλη είσοδο, διότι, όπως μπορεί κανείς εύκολα να διαπιστώσει, η κρυσταλλοδιόδος της άλλης εισόδου βρίσκεται τότε αντίστροφα πολωμένη και δεν άγει παρεμποδίζοντας έτσι την τυχόν αλληλεπίδραση των εισόδων.

Τα λογικά κυκλώματα DTL παρουσιάζουν μία σειρά από μειονεκτήματα, εξ αιτίας των οποίων η χρήση τους είναι προβληματική. Το σημαντικότερο από τα μειονεκτήματα αυτά είναι η μη μηδενική αντίσταση ορθής πόλωσης των κρυσταλ-



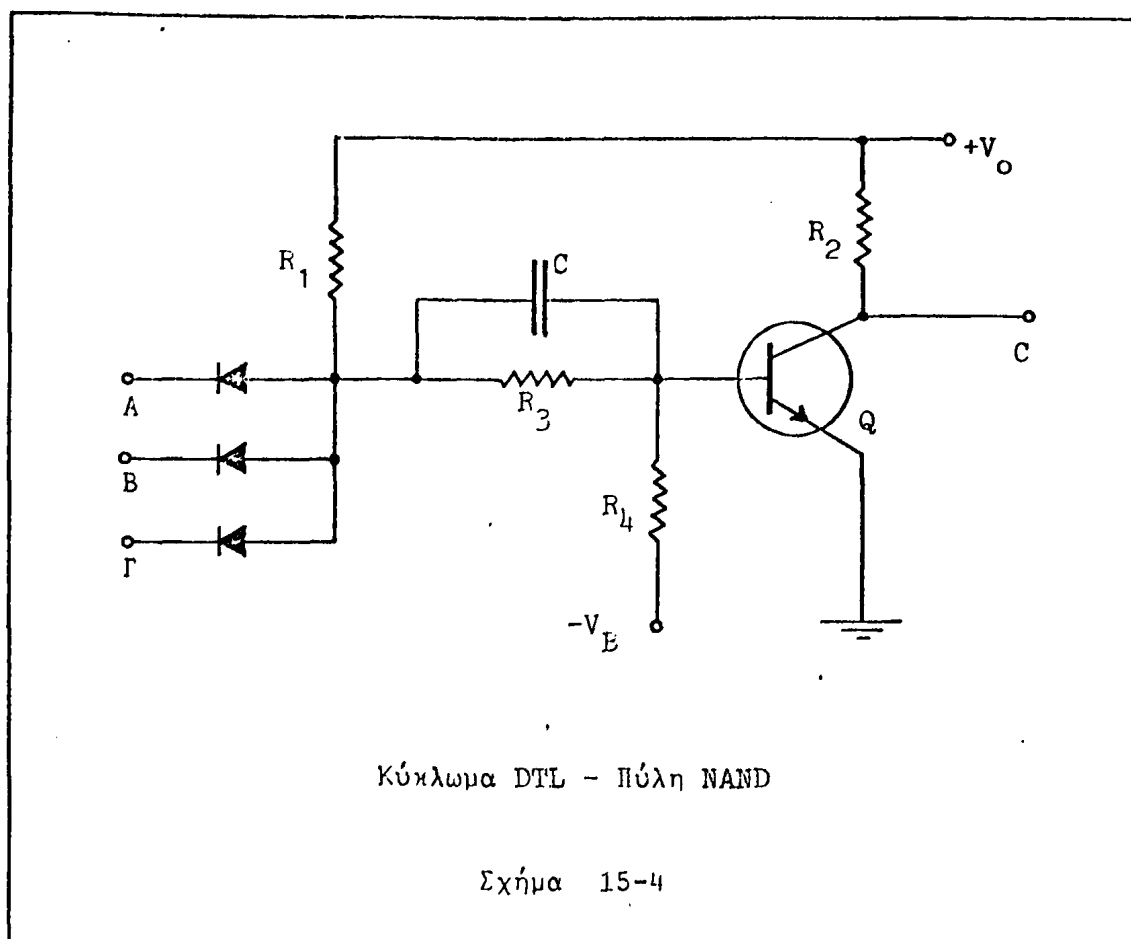
λοδιόδων. Η ύπαρξη της αντιστάσεως αυτής έχει σαν αποτέλεσμα να εμφανίζεται κατά μήκος της κρυσταλλοδιόδου μια πτώση τάσης, συνέπεια της οποίας είναι ο υποβιβασμός του σήματος εξόδου της πύλης. Αν λοιπόν υπάρχει μια διαδοχή από μεγάλο αριθμό πυλών, το σήμα μπορεί να υποβιβαστεί τόσο, ώστε να γίνει μικρότερο από την τάση κατωρλίου της κρυσταλλοδιόδου - που για ημιαγωγό υλικό πυρίτιο είναι $0.6V$ -. Σαν αποτέλεσμα του γεγονότος αυτού η επόμενη πύλη δεν θα μπορέσει να λειτουργήσει. Το φαινόμενο αυτό είναι εξαιρετικά δεσμευτικό επειδή και στα απλούστερα ακόμη λογικά κυκλώματα ψηφιακών εφαρμογών ο αριθμός των πυλών σε διαδοχή είναι τεράστιος. Είναι λοιπόν απαραίτητο να παρεμβάλλονται μεταξύ των πυλών ενισχυτικές βαθμίδες που επαναφέρουν το σήμα στην αρχική του τιμή. Οι ενισχυτικές αυτές βαθμίδες είναι συνήθως κρυσταλλοτρίοδοι σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού (αναστροφείς - NOT gates), οι οποίες, όταν δεν επιδιώκεται και αναστροφή του σήματος, συνδεσμολογούνται πάντοτε δύο σε σειρά, ώστε το τελικό σήμα να μην είναι ανεστραμμένο. Αυτό βέβαια αυξάνει το κόστος, την πολυπλοκότητα και την κατανάλωση του ολικού κυκλώματος.

Άλλο μειονέκτημα των κυκλωμάτων DTL είναι η αργή απόκριση των κρυσταλλοδιόδων στις διάφορες μεταβολές σήματος: ο χρόνος δηλαδή, που χρειάζεται για να μεταπέσει η έξοδος του κυκλώματος από τη μια κατάσταση στην άλλη, είναι σχετικά μεγάλος. Αποτέλεσμα είναι τα κυκλώματα να αποκρίνονται ικανοποιητικά μόνον σε χαμηλές συχνότητες (μικρές ταχύτητες) λειτουργίας. Η ταχύτητα αυτή βελτιώνεται με τη χρησιμοποίηση πυκνωτών στα σημεία συζεύξεως διαδοχικών πυλών, όπως φαίνεται στο σχήμα 15-4, στο οποίο δίνεται το κύκλωμα μιας λογικής πύλης NAND - DTL.

Τρίτο μειονέκτημα των κυκλωμάτων DTL είναι, ότι κάθε κύκλωμα του τύπου αυτού δεν μπορεί να οδηγήσει πολλά κυκλώματα της αυτής οικογένειας. Αυτό σημαίνει, ότι, αν π.χ. στην έξοδο μιας πύλης AND - DTL συνδεθούν παραλλήλα 20 λογικές πύλες NOT - DTL, θα υπάρξει αδυναμία λειτουργίας του συστήματος και θα απαιτηθεί η μεσολάβηση κάποιας ενισχυτικής βαθμίδας.

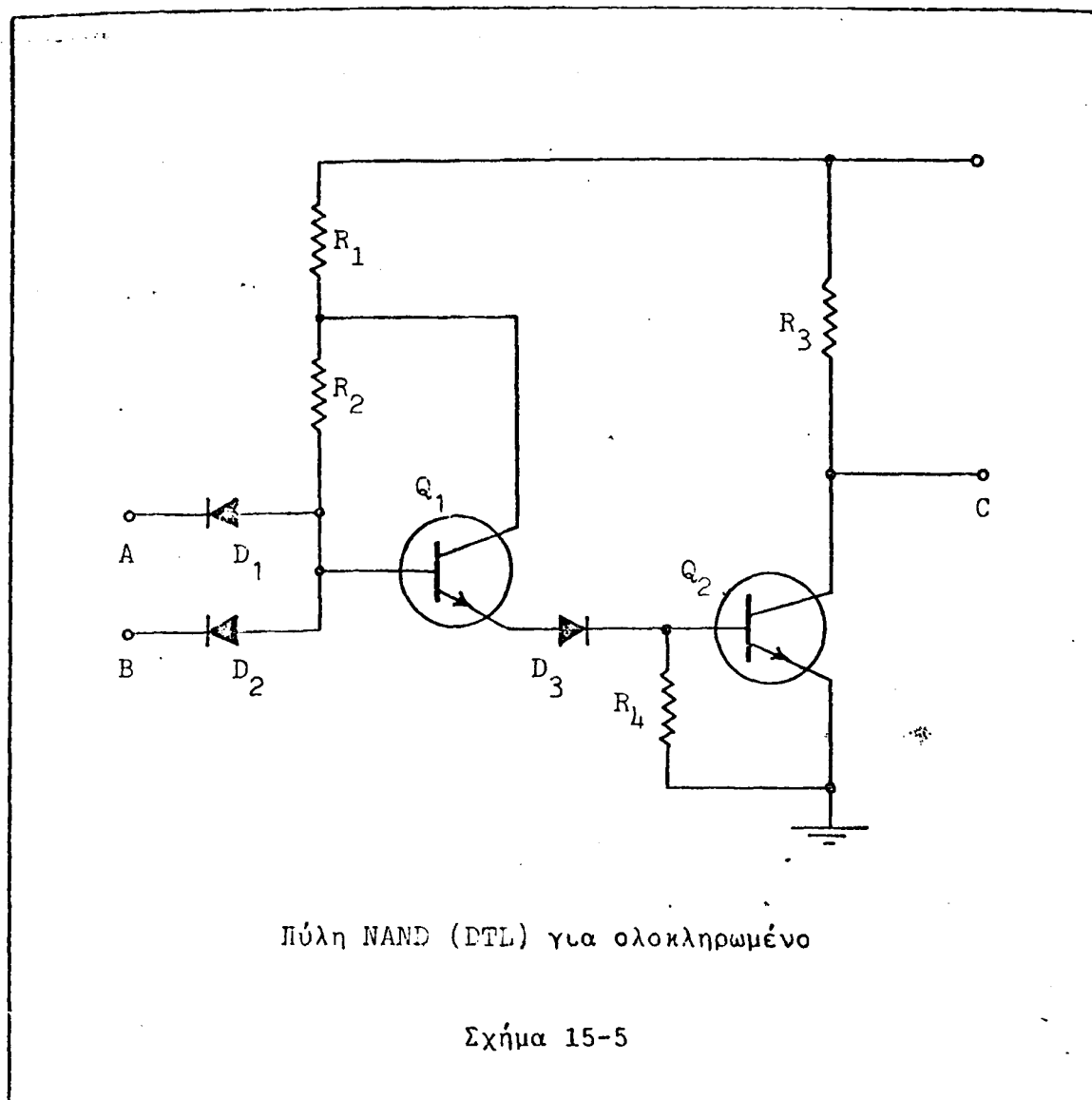
Στις περιπτώσεις που ένα λογικό κύκλωμα πρέπει να πραγματοποιηθεί υπό μορφή ολοκληρωμένου κυκλώματος, απαιτείται να ληφθεί ειδική μέριμνα, ώστε ο σχεδιασμός του να μην περιλαμβάνει μεγάλες αντιστάσεις ή πυκνωτές, των οποίων η πραγματοποίηση σε ολοκληρωμένα κυκλώματα είναι δύσκολη και πολυδάπανη. Έτσι π.χ. αντί για την πύλη NAND του σχήματος 15-4, η πύλη NAND του σχήματος 15-5 είναι επίσης της οικογένειας DTL και καταλληλότερη για να πραγματοποιηθεί υπό μορφή ολοκληρωμένου κυκλώματος.





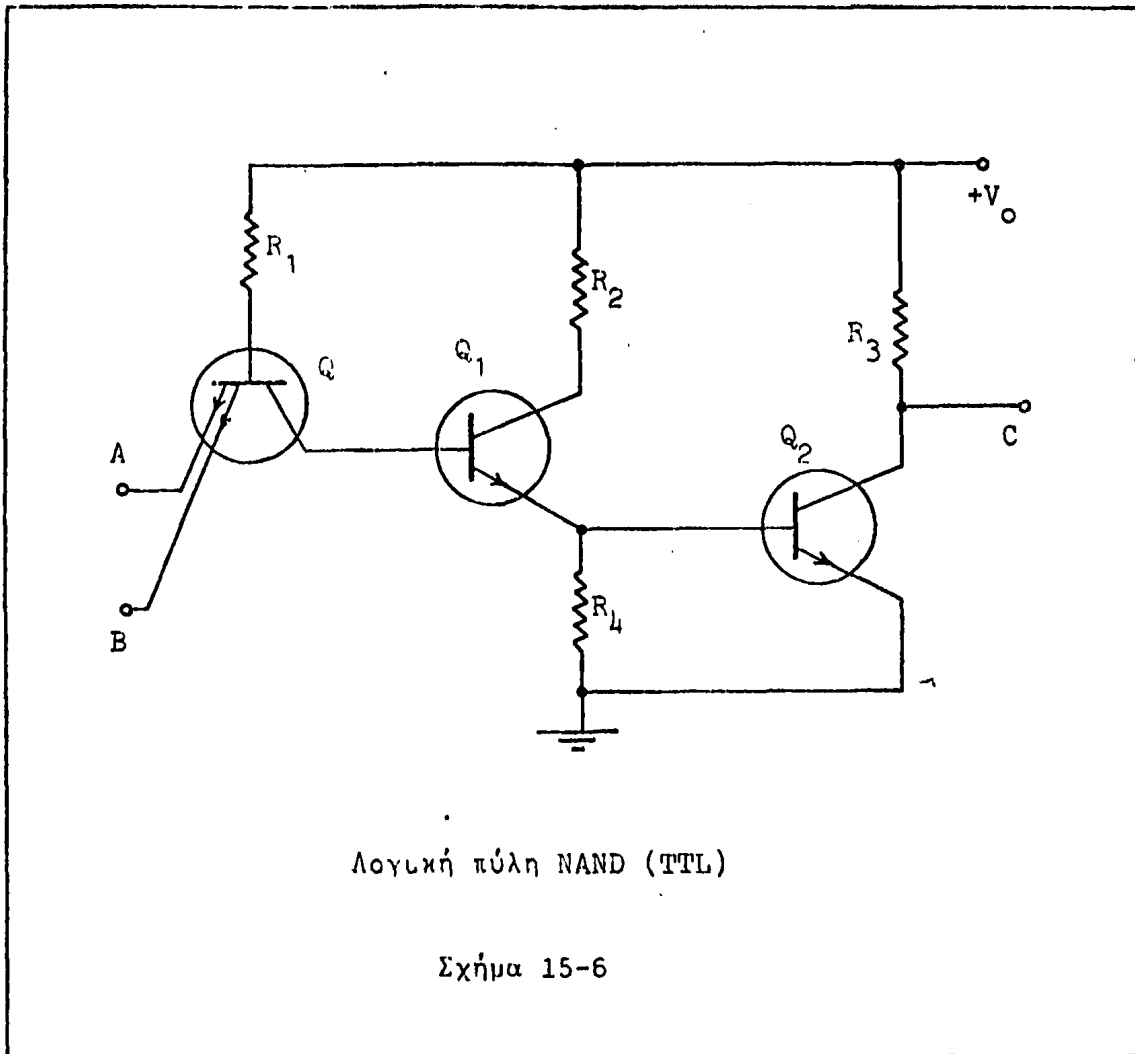
β) Λογικά κυκλώματα κρυσταλλοτρίοδων - κρυσταλλοτρίοδων (Transistor - transistor logic - TTL): Οι λογικές πύλες των κυκλωμάτων αυτών αποτελούνται μόνον από κρυσταλλοτρίοδους. Η παρουσία αντιστάσεων στο κύκλωμα είναι επικουρική, όπως και στα κυκλώματα DTL, και δεν σχετίζεται άμεσα με τη δημιουργία των πυλών.

Στο σχήμα 15-6 δίνεται το κύκλωμα μιας πύλης NAND - TTL. Το κύριο ενεργό στοιχείο της πύλης αυτής είναι η κρυσταλλοτρίοδος πολλαπλού εκπομπού στην είσοδό της. Πρόκειται ουσιαστικά για μια κρυσταλλοτρίοδο με δύο - ή και περισσότερους - ανεξάρτητους εκπομπούς και κατά συνέπεια δύο επαφές εκπομπού. Η πραγματοποίηση κρυσταλλοτρίοδων με πολλαπλό εκπομπό είναι ευχερής στα ολοκληρωμένα κυκλώματα. Άλλωστε μεμονωμένες TTL λογικές πύλες είναι σχεδόν ανύπαρκτες πρακτικά. Αν μια από τις εισόδους - ή και οι δυο βρίσκεται σε κατάσταση 0 (χαμηλό δυναμικό $V \approx 0$) η κρυσταλλοτρίοδος Q έχει ορθά πολωμένη την επαφή εκπομπού και κατά συνέπεια άγει. Η επιλογή μάλιστα των τάσεων και αντιστάσεων είναι τέτοια, ώστε να βρίσκεται σε κατάσταση κόρου. Αποτελεί λοιπόν βραχυκύκλωμα και ο συλλέκτης της - και βάση της Q_1 - έχει δυναμικό μηδέν. Η κρυσταλλοτρίοδος Q_1 έχει τη βάση της σε μηδενικό δυ



ναμικό και κατά συνέπεια βρίσκεται σε αποκοπή. Εφ' όσον λοιπόν δεν άγει, κατά μήκος της R_4 δεν υπάρχει αισθητή διαφορά δυναμικού και ο εκπομπός της - και βάση της Q_2 - έχει επίσης σχεδόν μηδενικό δυναμικό. Ο εκπομπός της Q_2 βρίσκεται και αυτός σε μηδενικό δυναμικό - γειωμένος - κατά συνέπεια η ορθή πόλωση της επαφής εκπομπού της Q_2 είναι μηδενική ή τουλάχιστον πολύ μικρή. Βρίσκεται λοιπόν και η κρυσταλλοτρίοδος αυτή σε κατάσταση αποκοπής και δεν άγει. Έτσι κατά μήκος της αντιστάσεως R_3 δεν υπάρχει πτώση τάσης και το δυναμικό του σημείου C - έξοδος του κυκλώματος - είναι V_0 (κατάσταση 1).

Αν όμως και στις δύο εισόδους A και B της πύλης εφαρμοσθεί ταυτόχρονα σήμα (κατάσταση 1), τότε η ορθή πόλωση και των δύο επαφών εκπομπού είναι μηδενική και η κρυσταλλοτρίοδος βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής. Το δυναμικό λοιπόν του συλλέκτη της είναι υψηλό και επίσης υψηλό είναι το δυναμικό βάσης της Q_1 . Η ορθή πόλωση λοιπόν της Q_1 είναι σημαντική, διότι - ο - εκπο-



μπός της γειώνεται μέσω της R_4 . Η Q_1 άγει και μάλιστα, λόγω της κατάλληλης επιλογής των αντιστάσεων, βρίσκεται σε κατάσταση κόρου. Η πτώση τάσης λοιπόν κατά μήκος της R_4 είναι σημαντική. Έτσι η Q_2 έχει ουσιαστικά ορθά πολωμένη την επαφή εκπομπού. Άγει λοιπόν και αυτή και βρίσκεται επίσης σε κόρο, αποτελώντας πρακτικά βραχυκύκλωμα μεταξύ του σημείου C και της γης. Το σημείο C κατά συνέπεια - έξοδος του κυκλώματος - έχει δυναμικό μηδέν (κατάσταση 0).

Συνάγεται έτσι τελικά, ότι η έξοδος του κυκλώματος βρίσκεται σε κατάσταση 1, όταν μία τουλάχιστον από τις εισόδους βρίσκεται σε κατάσταση 0 και βρίσκεται σε κατάσταση 0, όταν και οι δύο εισόδους βρίσκονται σε κατάσταση 1. Πραγματοποιείται δηλαδή η λογική συνάρτηση $\overline{A+B}$ (λογική πύλη NAND).

Το σημαντικότερο πλεονέκτημα της οικογένειας TTL είναι η μεγάλη ταχύτητα αποκρίσεως και λειτουργίας, τουλάχιστον συγκριτικά με την οικογένεια DTL.

γ) Λογικά κυκλώματα αντιστάσεων - κρυσταλλοτρίδων (Resistor - Tran-

sistor logic - RFL): Οι λογικές πύλες των κυκλωμάτων αυτών αποτελούνται αποκλειστικά από κρυσταλλοτρίοδους και αντιστάσεις, οι οποίες αποτελούν τώρα ουσιαστικό και όχι επικουρικό στοιχείο της δομής της πύλης. Οι εισόδους των πυλών είναι αντιστάσεις, μέσω των οποίων τα σήματα εισόδου μεταφέρονται στις βάσεις των κρυσταλλοτρίοδων και τις οδηγούν κατά περίπτωση σε κατάσταση κόρου ή αποκοπής προκαλώντας τις μεταβολές καταστάσεως της εξόδου, που συνήθως είναι ο συλλέκτης τους. Οι τιμές των αντιστάσεων εισόδου επιλέγονται λαμβανομένων υπ' όψη των στατικών παραμέτρων β των κρυσταλλοτρίοδων και των διαφόρων ανοχών τους.

Στο σχήμα 15-7 δίνεται το κύκλωμα μιας πύλης NOR-RTL. Έστω ότι μία από τις εισόδους - ή και οι δύο ταυτόχρονα - δέχεται σήμα, βρίσκεται δηλαδή σε κατάσταση 1. Η αντίστοιχη κρυσταλλοτρίοδος οδηγείται σε κόρο και ο συλλέκτης της (έξοδος του κυκλώματος, σημείο C) αποκτά μηδενικό δυναμικό (κατάσταση 0). Αντίστοιχα αν ούτε στη μία, ούτε στην άλλη είσοδο υπάρχει σήμα ($A = B = 0$), τότε και οι δύο κρυσταλλοτρίοδοι βρίσκονται σε αποκοπή, δεν άγουν και ο συλλέκτης τους C βρίσκεται σε δυναμικό V_0 (κατάσταση 1), εφ' όσον κατά μήκος της R δεν υπάρχει πτώση τάσης. Το κύκλωμα λοιπόν υλοποιεί πράγματι τη συνάρτηση $\overline{A \cdot B}$ (πύλη NOR).

Υπάρχουν αρκετές ακόμη κατηγορίες λογικών κυκλωμάτων με κριτήριο διακρίσεως τα δομικά τους χαρακτηριστικά. Αναφέρουμε τις κυριώτερες χωρίς να υπεισέλθουμε σε λεπτομέρειες μια και λίγο - πολύ τα λειτουργικά τους στοιχεία και χαρακτηριστικά διέπονται από τις ίδιες αρχές, που εξετάστηκαν μέχρι τώρα στα DTL, TTL και RTL.

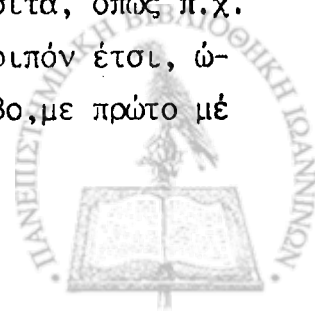
α) Λογικά κυκλώματα ρεύματος (Current mode logic - CML ή Emitter coupled logic - ECL)

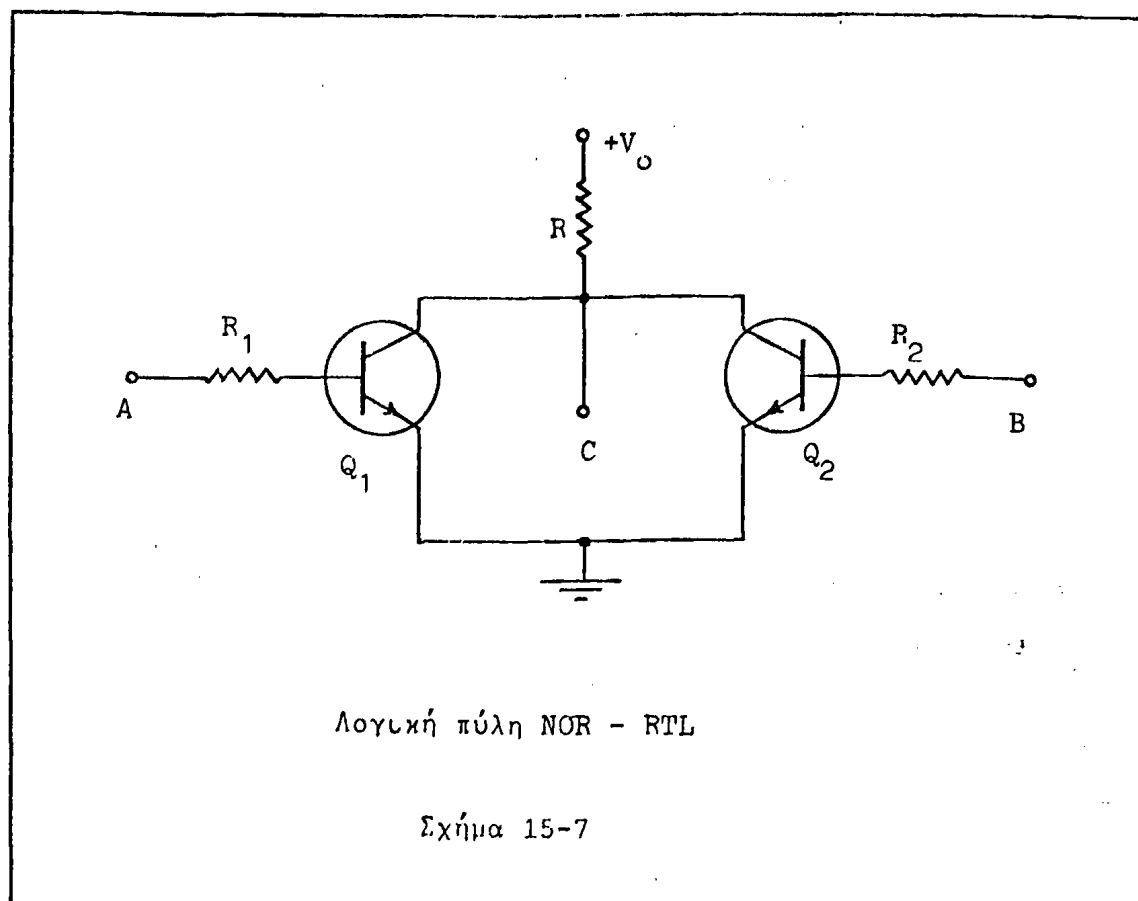
β) Λογικά κυκλώματα MOSFET (Metal oxide semiconductor logic - MOSL).

γ) Λογικά κυκλώματα συμπληρωματικών MOSFET (Complementary metal oxide semiconductor logic - CMOSL).

δ) Λογικά κυκλώματα εγχύσεως ρεύματος (Integrated injection logic - IIL)

Υπάρχουν τέλος τα λογικά κυκλώματα υψηλού κατωρλίου (High threshold logic - HTL), τα οποία διαφοροποιούνται από τις άλλες οικογένειες όχι τόσο δομικά όσο λειτουργικά. Τα κυκλώματα αυτά προορίζονται να λειτουργήσουν σε περιοχές με υψηλή στάθμη ηλεκτρονικού θορύβου και πολλά παράσιτα, όπως π.χ. σε εργοστάσια, σταθμούς ηλεκτροπαραγωγής κλπ. Σχεδιάζονται λοιπόν έτσι, ώστε να είναι κατά το δυνατόν αναίσθητα στον ηλεκτρονικό θόρυβο, με πρώτο μέλημα την αύξηση της τάσης καταστάσεως 1 π.χ. από 5V σε 20V.

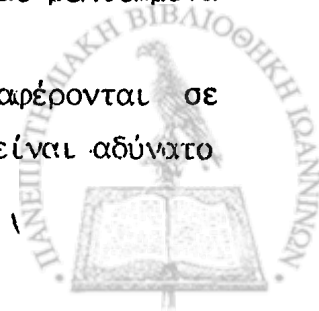




Χαρακτηριστικά λογικών κυκλωμάτων

Από τα προηγούμενα προκύπτει, ότι υπάρχει μια μεγάλη ποικιλία οικογενειών λογικών πυλών, με τις οποίες μπορεί να δομηθεί ένα ψηφιακό κύκλωμα. Ανακύπτει λοιπόν το πρόβλημα, ποιά από τις παραπάνω οικογένειες είναι η καλύτερη, έχει δηλαδή τα περισσότερα πλεονεκτήματα σε σύγκριση με τις άλλες. Η απάντηση δεν είναι μονοσήμαντη, αλλά εξαρτάται από το κύκλωμα, στο οποίο πρόκειται να χρησιμοποιηθούν οι πύλες. Κάθε οικογένεια λογικών πυλών έχει κάποια πλεονεκτήματα και κάποια μειονεκτήματα έναντι των άλλων. Έτσι ανάλογα με την επιζητούμενη χρήση άλλοτε είναι ζωτικής σημασίας τα πλεονεκτήματα της μιας οικογένειας και άλλοτε τα πλεονεκτήματα της άλλης. Αντίστοιχα βέβαια κατευθύνεται και η επιλογή. Είναι λοιπόν απαραίτητο να γνωρίσουμε πρώτα, ποιά είναι τα βασικά χαρακτηριστικά επιδόσεων μιας οικογένειας λογικών πυλών και κατόπιν ποιά από τα χαρακτηριστικά αυτά είναι βελτιωμένα σε κάθε οικογένεια.

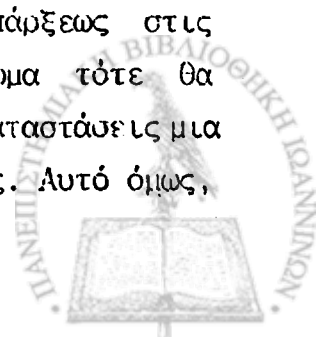
Σημειώνουμε εδώ, ότι τα χαρακτηριστικά και η συζήτηση αναφέρονται σε οικογένειες λογικών πυλών και όχι σε μεμονωμένες πύλες, διότι είναι αδύνατο



να χρησιμοποιηθούν σε συνδυασμούς λογικές πύλες διαφορετικών οικογενειών, επειδή δεν υπάρχει συμβιβαστικότητα στις τάξεις τροφοδοσίας, την ταχύτητα λειτουργίας, τις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου κλπ.

Τα βασικά λοιπόν χαρακτηριστικά μιας οικογένειας λογικών πυλών είναι:

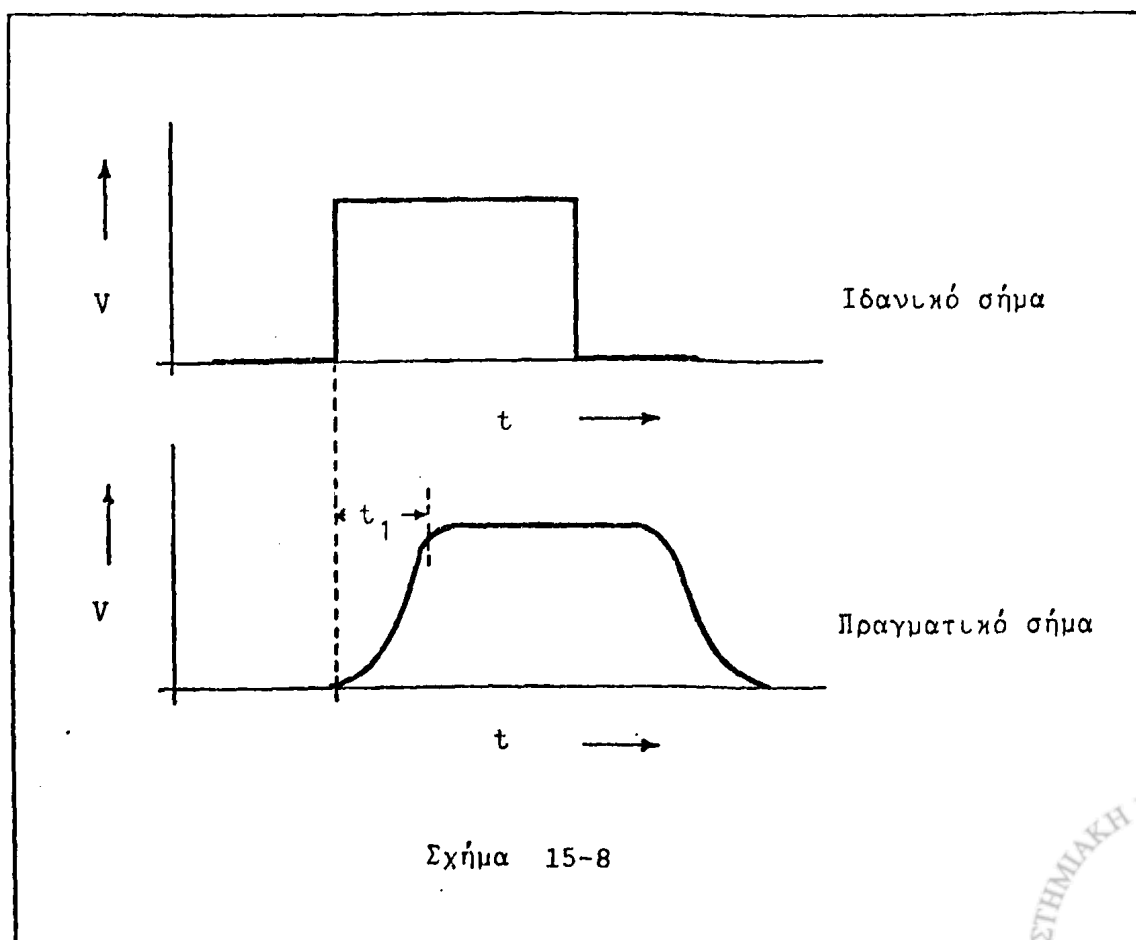
1. Ταχύτητα λειτουργίας: Αν στην είσοδο μιας πύλης εφαρμοσθεί κάποιος συνδυασμός παλμών είναι δυνατόν η έξοδός της να αλλάζει κατάσταση και να εμφανιστεί και σ' αυτήν παλμός. Σε ένα ιδανικό κύκλωμα πύλης η μεταβολή της καταστάσεως - εμφάνιση σήματος - στην έξοδό της θα έπρεπε να είναι ταυτόχρονη με την εφαρμογή των σημάτων στις εισόδους της. Πρακτικά αυτό δεν συμβαίνει ποτέ, διότι η ανάπτυξη σήματος στην έξοδο προϋποθέτει τη δημιουργία κάποιων ρευμάτων (διακίνηση φορέων) στα στοιχεία, που συγκροτούν τις πύλες. Η δημιουργία αυτών των ρευμάτων απαιτεί κάποιο χρόνο, με αποτέλεσμα η εμφάνιση σήματος στην έξοδο της πύλης να καθυστερεί σε σχέση με τη χρονική στιγμή εφαρμογής των σημάτων στην είσοδο. Ο χρόνος καθυστέρησης χαρακτηρίζει και την ταχύτητα της πύλης: μεγάλοι χρόνοι καθυστέρησης σημαίνουν μικρή ταχύτητα και αντίστροφα. Ο χρόνος αυτός δεν είναι ακριβώς ίδιος για όλες τις πύλες της ίδιας οικογένειας, είναι όμως της ίδιας τάξης μεγέθους (μερικά nsec). Εξαρτάται από τη φύση των στοιχείων που συγκροτούν την κάθε πύλη (κρυσταλλοτρίοδοι, MOSFET, κλπ), το μέγεθος των καταρτίων εναλλαγής καταστάσεως, τον αριθμό πυλών, που οδηγεί η θεωρούμενη πύλη (φόρτος) κλπ. Ο χρόνος καθυστέρησης λαμβάνεται σοβαρά υπ' όψη από τους σχεδιαστές και κατασκευαστές ψηφιακών συστημάτων, διότι δεν επηρεάζει μόνον την ταχύτητα του συστήματος, αλλά είναι δυνατόν να προκαλέσει και εσφαλμένα αποτελέσματα κατά την επεξεργασία των σημάτων. Έστω π.χ. ότι σε μια πύλη πρέπει να φθάσουν και να εισέλθουν ταυτόχρονα δυο σήματα, τα οποία ξεκίνησαν ταυτόχρονα από κάποιες εισόδους του γενικού κυκλώματος. Έστω ακόμη, ότι το ένα σήμα, κατά την πορεία του μέσα στο λογικό κύκλωμα και μέχρι να φθάσει στην είσοδο της θεωρούμενης πύλης, πέρασε από 10 προηγούμενες πύλες, ενώ το άλλο σήμα μόνον από 2. Είναι προφανές στην περίπτωση αυτή, ότι αν ο χρόνος καθυστέρησης του σήματος σε κάθε πύλη είναι σημαντικός και η διάρκεια του σήματος μικρή, τα δύο σήματα θα φθάσουν στη θεωρούμενη πύλη με σαφή χρονική διαφορά - διαδοχικά - και η κατάσταση εξόδου της δεν θα αντιπροσωπεύει το λογικό αποτέλεσμα της ταυτόχρονης υπάρξεως στις εισόδους της των δύο προαναφερθέντων σημάτων. Το λογικό κύκλωμα τότε θα κάνει λάθη. Για να αποφευχθούν τέτοιου είδους ανεπιθύμητες καταστάσεις μια λύση είναι η χρησιμοποίηση σημάτων μεγάλης χρονικής διάρκειας. Αυτό όμως,



εκτός του ότι δεν είναι πάντοτε εφικτό, υποβιβάζει δραστικά και την ταχύτητα λειτουργίας του συνολικού ψηφιακού κυκλώματος. Άλλη λύση είναι η εξακρίλιση - στις περιπτώσεις αυτές - ίσου αριθμού πυλών διελεύσεως και για τα δύο σήματα. Αυτό είναι δυνατόν, αν στην πορεία του σήματος με το μικρότερο αριθμό απαραίτητων λογικών διελεύσεων παρεμβληθούν και επαρκείς λογικές πύλες, οι οποίες συνολικά δεν μεταβάλλουν το σήμα, απλώς το καθυστερούν (π.χ. ένας άρτιος αριθμός από διαδοχικούς αναστραφείς).

Είναι ευνόητο, ότι όσο μικρότερος είναι ο χρόνος καθυστέρησης σε σχέση με την τυπική διάρκεια του σήματος, τόσο λιγότερο κρίσιμο είναι το πρόβλημα του συγχρονισμού.

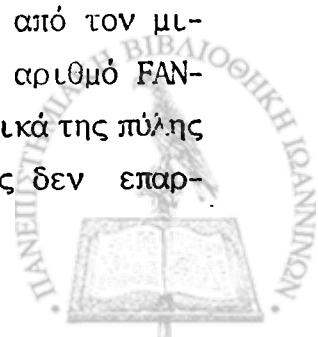
Ένα άλλο τέλος δυσάρεστο αποτέλεσμα της υπάρξεως φαινομένων καθυστέρησης είναι η παραμόρφωση των παλμικών σημάτων σε σχέση με την ιδανική τους μορφή, όπως φαίνεται και στο σχήμα 15-8. Η παραμόρφωση αυτή, αν είναι ιδιαίτερα έντονη - μεγάλοι χρόνοι καθυστέρησης -, μπορεί να έχει σαν αποτέλεσμα την αδυναμία του παραμορφωμένου σήματος να οδηγήσει τις λογικές πύλες από κάποιο σημείο της πορείας του και μετά, πράγμα, που σημαίνει, ότι το ψηφιακό κύκλωμα παύει να λειτουργεί ή κάνει λάθη.



Για τους λόγους αυτούς η ταχύτητα λειτουργίας είναι ένα από τα σπουδαιότερα χαρακτηριστικά των οικογενειών πυλών και δίνεται πάντοτε από τους κατασκευαστές.

2. Ικανότητα μιας πύλης να οδηγήσει άλλες: Σε όλα τα ψηφιακά κυκλώματα οι λογικές πύλες διατάσσονται σε σειρά (διαδοχή) ή παράλληλα. Σε σειρά βρίσκονται δυο πύλες, όταν το σήμα εξόδου της μιας αποτελεί σήμα εισόδου για την άλλη. Παράλληλες είναι δυο πύλες, όταν εξ αιτίας της διατάξεώς τους εφαρμόζεται πάντοτε στις εισόδους τους το ίδιο σήμα. Είναι προφανές, ότι σε κάθε σύνθετο λογικό κύκλωμα υπάρχουν παράλληλες πύλες και μάλιστα περισσότερες από δύο, οι οποίες πρέπει να οδηγηθούν ταυτόχρονα από το σήμα εξόδου μιας πύλης. Αυτό δεν είναι δυνατό να γίνει, αν το σήμα εξόδου δεν έχει επαρκή για το σκοπό αυτό ισχύ. Έτσι π.χ. αν μια οποιαδήποτε πύλη πρόκειται να οδηγήσει 12 πύλες NOT - RTL, θα πρέπει το ρεύμα εξόδου της να είναι μεγαλύτερο - ή οριακά ίσο - από το ρεύμα $12I_B$, όπου I_B το ρεύμα βάσης της κρυσταλλοτριόδου της NOT πύλης. Όλες οι οικογένειες λογικών πυλών, αλλά και όλες οι λογικές πύλες μιας οικογένειας δεν έχουν τις ίδιες απαιτήσεις σε ισχύ (ρεύμα) σήματος, ούτε και παρέχουν σήματα της ίδιας ισχύος. Για τους λόγους αυτούς οι κατασκευαστές των λογικών κυκλωμάτων δίνουν για κάθε πύλη κάθε οικογένειας δυο χαρακτηριστικούς αριθμούς. Ο ένας αριθμός ονομάζεται FAN-IN και χαρακτηρίζει την είσοδο της πύλης από άποψη ισχύος για να διεγερθεί· αν η πύλη έχει περισσότερες από μια εισόδους έχει και περισσότερους αριθμούς FAN-IN. Ο άλλος αριθμός ονομάζεται FAN-OUT και χαρακτηρίζει την έξοδο της πύλης από άποψη δυνατότητας παροχής ισχύος. Και οι δύο αυτοί αριθμοί είναι ακέραιοι. Όταν η έξοδος μιας πύλης συνδέεται προς τις εισόδους κάποιων άλλων, προκειμένου το σύστημα να λειτουργεί χωρίς προβλήματα, πρέπει ο αριθμός FAN-OUT της πύλης, που οδηγεί, να είναι μεγαλύτερος ή οριακά ίσος προς το άθροισμα των αριθμών FAN-IN των οδηγούμενων πυλών (εισόδων).

Για τον καθορισμό των αριθμών αυτών για κάθε πύλη λαμβάνονται υπ' όψη από τους κατασκευαστές οι χειρότεροι συνδυασμοί συνεργασίας και οι χειρότερες συνθήκες λειτουργίας των πυλών, ώστε να υπάρχει κατόπιν βεβαιότητα για την απόδοση και εξασφαλισμένη λειτουργικότητα του συστήματος. Επιδίωξη φυσικά των κατασκευαστών είναι κάθε πύλη να χαρακτηρίζεται από τον μικρότερο δυνατό αριθμό FAN-IN (1) και όσο το δυνατό μεγαλύτερο αριθμό FAN-OUT, χωρίς όμως να επηρεάζονται αρνητικά τα άλλα χαρακτηριστικά της πύλης και το κόστος της. Στις περιπτώσεις, που το FAN-OUT μιας πύλης δεν επαρ-

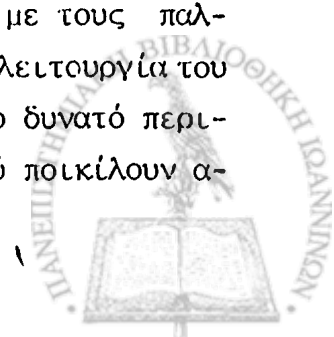


κεί για να οδηγήσει τον απαραίτητο αριθμό λογικών πυλών, παρεμβάλλεται αμέσως μετά την έξοδό της ένας ενισχυτής ρεύματος, ο οποίος ονομάζεται στοιχείο απομονώσεως (buffer element).

3. Τάση τροφοδοσίας: Κάθε οικογένεια λογικών πυλών απαιτεί μια ή περισσότερες τάσεις τροφοδοσίας. Είναι πλεονέκτημα να απαιτείται μία μόνον τάση τροφοδοσίας. Η τάση αυτή πρέπει γενικά να είναι σταθεροποιημένη και με μικρή κυμάτωση. Όσο περισσότερο ανεκτική σε διακυμάνσεις της τάσης τροφοδοσίας είναι μια οικογένεια, τόσο πλεονεκτικότερη είναι έναντι των άλλων.

4. Ισχύς καταναλώσεως: Η ισχύς, που καταναλώνει κατά τη λειτουργία της μια πύλη, είναι κρίσιμο χαρακτηριστικό για την αξιολόγηση της οικογένειας, στην οποία ανήκει. Στόχος βέβαια είναι η μικρότερη κατά το δυνατόν κατανάλωση. Ιδιαίτερη σημασία έχει το χαρακτηριστικό αυτό σε δυο περιπτώσεις εφαρμογών: α) Στους δορυφόρους, αυτόματους μετεωρολογικούς σταθμούς και άλλα ανάλογα συστήματα β) Στους ψηφιακούς ηλεκτρονικούς υπολογιστές. Στους πρώτους η δυνατότητα παροχής ισχύος είναι περιορισμένη· συνήθως τροφοδοτούνται από ηλιακά φωτοκύτταρα ή ηλεκτρικούς συσσωρευτές. Ενδιαφέρει λοιπόν η χαμηλή κατανάλωση, διότι σημαίνει μακροζωία και λειτουργικότητα. Στους δεύτερους υπάρχουν εκατοντάδες χιλιάδες λογικών πυλών ανά τμήμα τους. Χαμηλή κατανάλωση λοιπόν σημαίνει δυνατότητα τροφοδοσίας από τροφοδοτικό μέσης ισχύος και μικρές απαιτήσεις ψυκτικών συστημάτων για θερμοσταθερότητα. Η μικρή κατανάλωση σημαίνει ακόμη δυνατότητα μεγάλης πυκνότητας παραθέσεως πυλών στα ολοκληρωμένα κυκλώματα, διότι η πυκνότητα ισχύος, που αναπτύσσεται είναι χαμηλή. Τη μικρότερη κατανάλωση ισχύος παρουσιάζουν οι πύλες με CMOS, που απαιτούν περίπου 10 nWatt/πύλη.

5. Ευαισθησία στο θόρυβο: Σε κάθε ηλεκτρονικό κύκλωμα εκτός από τα επιθυμητά ηλεκτρικά σήματα διακινείται και ένας μεγάλος αριθμός από ανεπιθύμητα ηλεκτρικά σήματα - συνήθως άτακτα, ακανόνιστα και μικρού αρχικά τουλάχιστον μεγέθους -, που συνιστούν τον ηλεκτρονικό θόρυβο. Ο θόρυβος είναι γενικότερα ανεπιθύμητο φαινόμενο στην Ηλεκτρονική Τεχνολογία, αλλά η παρουσία του στα χαμηλής τάσης ψηφιακά κυκλώματα είναι ιδιαίτερα ανησυχητική λόγω του μεγάλου αριθμού διαδοχικών βαθμίδων. Υπάρχει πάντοτε πιθανότητα μερικοί από τους παλμούς του ηλεκτρονικού θορύβου μετά από διαδοχικές ενισχύσεις στις διάφορες βαθμίδες να γίνουν συγκρίσιμοι σε μέγεθος με τους παλμούς του πραγματικού σήματος και να προκαλέσουν αφάλματα στη λειτουργία του κυκλώματος. Λαμβάνεται λοιπόν πάντοτε πρόνοια για τον μέγιστο δυνατό περιορισμό των θορύβων. Οι μέθοδοι αντιμετώπισεως και περιορισμού ποικίλουν α-



νάλογα με την υφή και προέλευση του θορύβου. Γενικά συνοψίζονται στα εξής:

α) Χρησιμοποίηση ηλεκτροθωρακίσεων από αλουμίνιο καλά γειωμένο για το σύνολο του συστήματος, αλλά και για αρκετά επί μέρους αυτοτελή τμήματά του.

β) Χρησιμοποίηση κατά το δυνατόν σταθεροποιημένων και μη παρασιτικών τροφοδοτικών.

γ) Ελαχιστοποίηση του μήκους των χρησιμοποιούμενων γραμμών μεταφοράς σήματος· απαγωγή γειτονίας γραμμών σήματος και τροφοδοσίας· χρησιμοποίηση ομοαξονικών αγωγών για τις μεγαλύτερου μήκους γραμμές.

δ) Χρησιμοποίηση για τα τυπωμένα κυκλώματα πλακεττών διπλής όψης με γειωμένη τη μια όψη.

ε) Ανάπτυξη διαύλων διαρροής RC, όπου είναι δυνατόν να διαχωρισθεί ο θόρυβος από το σήμα κατά συχνότητα.

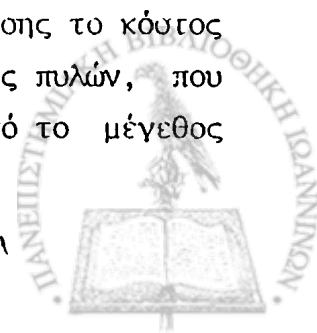
Οι κυριώτερες πηγές θορύβου στα ψηφιακά κυκλώματα είναι: α) Περιβαλλον· τα διάφορα ατμοσφαιρικά ηλεκτρικά φαινόμενα, οι διακόπτες, οι ηλεκτρονόμοι, οι ηλεκτρικοί κινητήρες κλπ. προκαλούν ηλεκτρικούς σπινθήρες και επάγουν ηλεκτρονικούς θορύβους. β) Τροφοδοσία· τα τροφοδοτικά των ψηφιακών κυκλωμάτων υπεισάγουν πάντοτε, θόρυβο σ'αυτά είτε λόγω κυματώσεως (ripple) είτε λόγω των διακυμάνσεων τάσης του δικτύου πόλης κλπ. γ) Αλληλεπίδραση γραμμών μεταφοράς· όταν στο κύκλωμα γειττονούν γραμμές σήματος και γραμμές τροφοδοσίας ή γραμμές διαφορετικών σημάτων, δημιουργούνται λόγω αλληλεπίδρασης παρασιτικοί θόρυβοι, που είναι τόσο έντονότεροι, όσο η χωρητικότητα και αυτεπαγωγή μεταξύ των γραμμών αυτών είναι μεγαλύτερη. δ) Ανάκλαση· είναι ιδιόμορφο φαινόμενο, που εμφανίζεται στις υψηλές συχνότητες λειτουργίας και σε μεγάλου μήκους αγωγούς μεταφοράς σήματος στα σημεία συνδέσεων. Η ανάκλαση αυτή ενός μέρους του σήματος πίσω προς τον αγωγό δημιουργεί παρασιτικούς παλμούς, οι οποίοι συνιστούν ανεπιθύμητο ηλεκτρονικό θόρυβο.

6. Θερμοκρασιακό εύρος λειτουργίας: Όλες οι διατάξεις Στερεάς Κατάστασης είναι θερμοευαίσθητες. Μικρές δηλαδή θερμοκρασιακές μεταβολές στο άμεσο περιβάλλον λειτουργίας τους επηρεάζουν δραστικά τις διάφορες παραμέτρους και χαρακτηριστικά τους μεγέθη και εκτρέπουν τη διάταξη από την κατάσταση κανονικής λειτουργίας. Σε προηγούμενη άσκηση μάλιστα συζητήσαμε και τρόπους αντιμετώπισης των θερμοκρασιακών αυτών αποτελεσμάτων. Οι λογικές πύλες, εφ'όσον είναι κυκλώματα, που περιλαμβάνουν διατάξεις Στερεάς Κατάστασης είναι θερμοευαίσθητες. Είναι δηλαδή δυνατόν θερμοκρασιακές μεταβολές να προκαλέσουν δυσλειτουργία ή και αδυναμία λειτουργίας τόσο αυτών ό-

οο και του γενικώτερου ψηφιακού κυκλώματος, που απαρτίζουν. Για το λόγο αυτό λαμβάνεται πάντοτε πρόνοια τα ψηφιακά κυκλώματα να μπορούν να αποβάλλουν θερμότητα - ψύχονται - είτε παθητικά (ελεύθερη ροή αέρα, θερμικές καταβόθρες κλπ), είτε ενεργητικά (ανεμιστήρες, κλιματιστές κλπ.), διότι ο κυριώτερος παράγοντας θερμάνσεώς τους είναι η θερμότητα, που εκλύεται κατά τη λειτουργία τους λόγω ωμικών απωλειών. Σήμερα στο ελεύθερο εμπόριο κυκλοφορούν δύο τύποι ψηφιακών, αλλά και γενικώτερα ηλεκτρονικών διατάξεων και ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, που βασική διαφοροποιός ιδιότητα είναι το θερμοκρασιακό εύρος λειτουργίας τους. Οι τύποι αυτοί είναι: α) τα κοινά, τα οποία εργάζονται με ασφάλεια και αξιοπιστία από τους 0°C μέχρι τους 75°C και β) τα στρατιωτικών προδιαγραφών (military specifications - MILSPEC), τα οποία εργάζονται με ασφάλεια και αξιοπιστία από τους -55°C έως τους 125°C . Παράλληλα τα τελευταία έχουν και μια σειρά άλλες βελτιώσεις, όπως καλύτερη αντοχή σε υπερτάσεις, μεγαλύτερη αναισθησία στο θόρυβο, μικρότερες ανοχές στις τιμές των παραμέτρων τους, μεγαλύτερη αντοχή σε μηχανικές καταπονήσεις και υγρασία κλπ. Έχουν όμως και σημαντικά μεγαλύτερο κόστος - πολλαπλάσιο των κοινών. Παρά την ονομασία τους τα MILSPEC's δεν χρησιμοποιούνται μόνον σε στρατιωτικές εφαρμογές, αλλά και οπουδήποτε αλλού υπάρχουν αντίξοες συνθήκες λειτουργίας για τις ηλεκτρονικές συσκευές (εξερευνήσεις, έρημος, ορυχεία, πολικοί σταθμοί κλπ.).

7. Ποικιλία λογικών συναρτήσεων: Κάθε οικογένεια λογικών πυλών εκτός από τις βασικές λογικές πύλες περιλαμβάνει και συνθετώτερα λογικά κυκλώματα, που πραγματοποιούν συνθετώτερες λογικές λειτουργίες και συναρτήσεις. Τέτοια κυκλώματα είναι οι αθροιστές, οι ολισθητές, οι απαριθμητές κλπ. Είναι ευνόητο, ότι όσο πιο μεγάλη ποικιλία συναρτήσεων υπό μορφή έτοιμων ολοκληρωμένων κυκλωμάτων διατίθεται στο εμπόριο από κάθε οικογένεια, τόσο πιο εύκολη και ευέλικτη είναι η δημιουργία ψηφιακών κυκλωμάτων με μέλη της οικογένειας αυτής. Αυτό φυσικά αποτελεί σημαντικό πλεονέκτημα και βασικό κίνητρο επιλογής για τους επί μέρους κατασκευαστές ψηφιακών κυκλωμάτων.

8. Κόστος: Όπως σε κάθε αντικείμενο εμπορικού ενδιαφέροντος έτσι και στις λογικές πύλες και στα λογικά κυκλώματα το κόστος είναι κεφαλαιώδους παράγοντας καθορισμού προτιμήσεως. Κοινό χαρακτηριστικό για όλες τις οικογένειες είναι, ότι το κόστος ανά πύλη καθημερινά υποβιβάζεται λόγω της αναπτύξεως των τεχνικών κατασκευής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων· επίσης το κόστος ανά πύλη είναι τόσο μικρότερο, όσο μεγαλύτερος είναι ο αριθμός πυλών, που περιέχονται στο ολοκληρωμένο. Το κόστος επηρεάζεται ακόμη από το μέγεθος



της ανά οικογένεια παγκόσμιας ζήτησης ψηφιακών κυκλωμάτων. Είναι λογικό η οικογένεια με τη μεγαλύτερη ζήτηση να έχει χαμηλότερες τιμές λόγω της μαζικότερης παραγωγής της. Σήμερα η φθηνότερη οικογένεια λογικών πυλών είναι η οικογένεια CMOS.

Στον πίνακα, που ακολουθεί, δίνονται συνοπτικά τα στοιχεία συγκρίσεως μερικών οικογενειών λογικών πυλών.

Συγκριτικά στοιχεία οικογενειών λογικών πυλών				
Οικογένεια	Χρονική καθυστέρηση σήματος	Μέγιστη συχνότητα λειτουργίας	Κατανάλωση ανά πύλη	Ευαισθησία στο θόρυβο
DTL	30 nsec	20 MHz	10 nW	Μάλλον μικρή
TTL	10 nsec	40 MHz	15 nW	Μικρή
ECL	10 nsec	10 MHz	10 nW	Μέτρια
HTL	100 nsec	40 MHz	50 nW	Πάρα πολύ μικρή
MOS	300 nsec	2 MHz	3 nW	Μέτρια
CMOS	70 nsec	5 MHz	0.02 nW	Πολύ μικρή

Απαραίτητες γνώσεις

Δ. Μ. Μηλιώτη: Ηλεκτρονικά κυκλώματα και εφαρμογές τους, σελ. 321-342

Χρησιμοποιούμενα όργανα

1. Τροφοδοτικό χαμηλής τάσης
2. Ηλεκτρονικό βολτόμετρο
3. Ολοκληρωμένο κύκλωμα SN7400
4. Κρυσταλλοτρίοδοι ηρη (2)
5. Κρυσταλλοдиодοι LED (2)



6. Αντιστάσεις: $150\Omega-0.5W$ (2), $1.5k\Omega-0.5W$ (2)

7. Μεταγωγί (2)

Πειραματικό μέρος

1. Συνδεσμολογείτε το ολοκληρωμένο κύκλωμα έτσι, ώστε να προκύψει το κύκλωμα του σχήματος 15-9. Τροφοδοτείτε το κύκλωμα με συνεχή τάση 5V. Με τη βοήθεια των μεταγωγών εφαρμόστε στην είσοδό του τους συνδυασμούς καταστάσεων του παρακάτω πίνακα. Σημειώστε την κατάσταση εξόδου, που προκύπτει κάθε φορά. Αναμμένη LED σημαίνει κατάσταση 1, σβηστή κατάσταση 0.

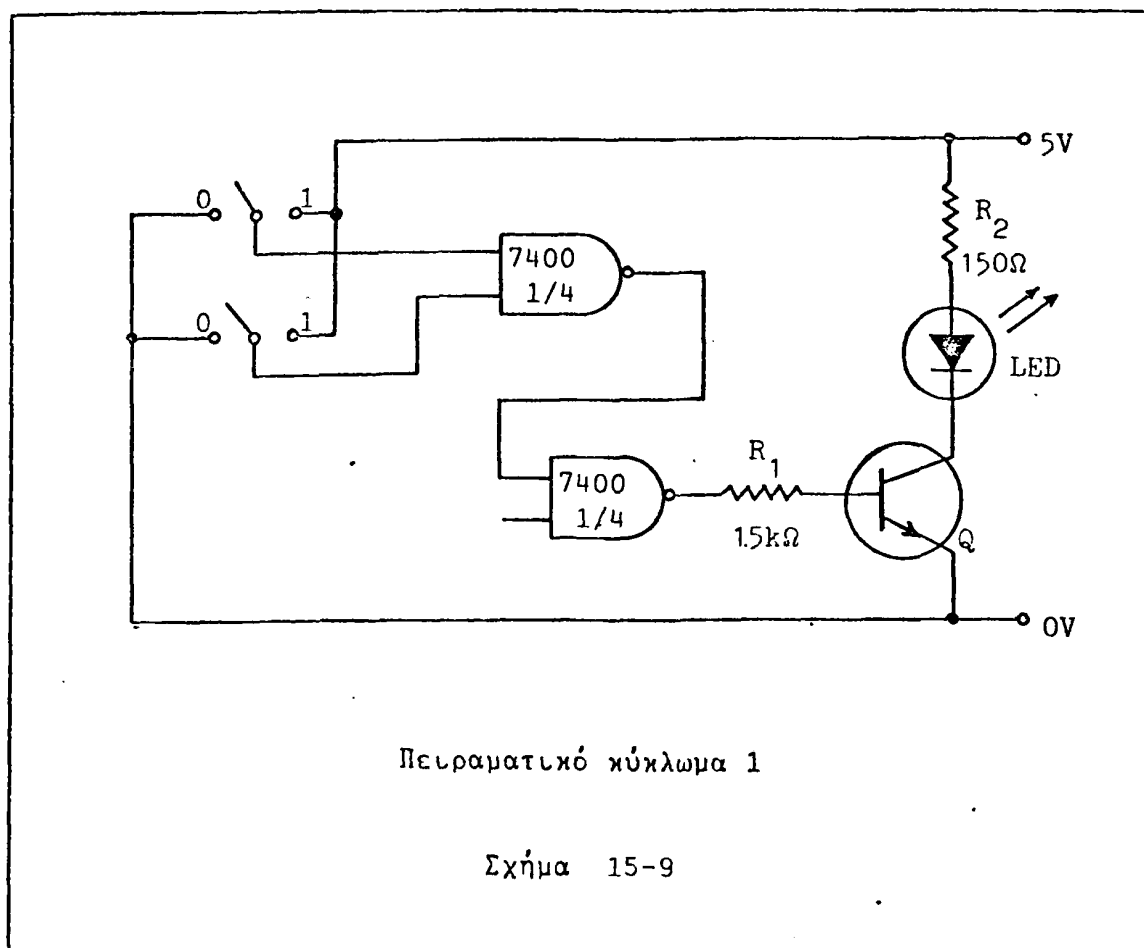
Μεταγωγός 1	Μεταγωγός 2	Έξοδος
0	0	
0	1	
1	0	
1	1	

2. Τι συμπέρασμα συνάγετε για τη λογική συνάρτηση, που πραγματοποιεί το κύκλωμα; Εξηγείτε τη λειτουργία του λαμβάνοντας υπ' όψη, ότι οι μη συνδεδεμένες, είσοδοι των πυλών βρίσκονται σε κατάσταση 1.

3. Αλλάξτε τη συνδεσμολογία του ολοκληρωμένου, ώστε να προκύψει το κύκλωμα του σχήματος 15-10. Τροφοδοτείτε το κύκλωμα με τάση 5V και με τη βοήθεια των μεταγωγών εφαρμόστε στην είσοδό του τους συνδυασμούς καταστάσεων του παρακάτω πίνακα. Σημειώστε κάθε φορά την προκύπτουσα κατάσταση εξόδου

Μεταγωγός 1	Μεταγωγός 2	Έξοδος
0	0	
0	1	
1	0	
1	1	





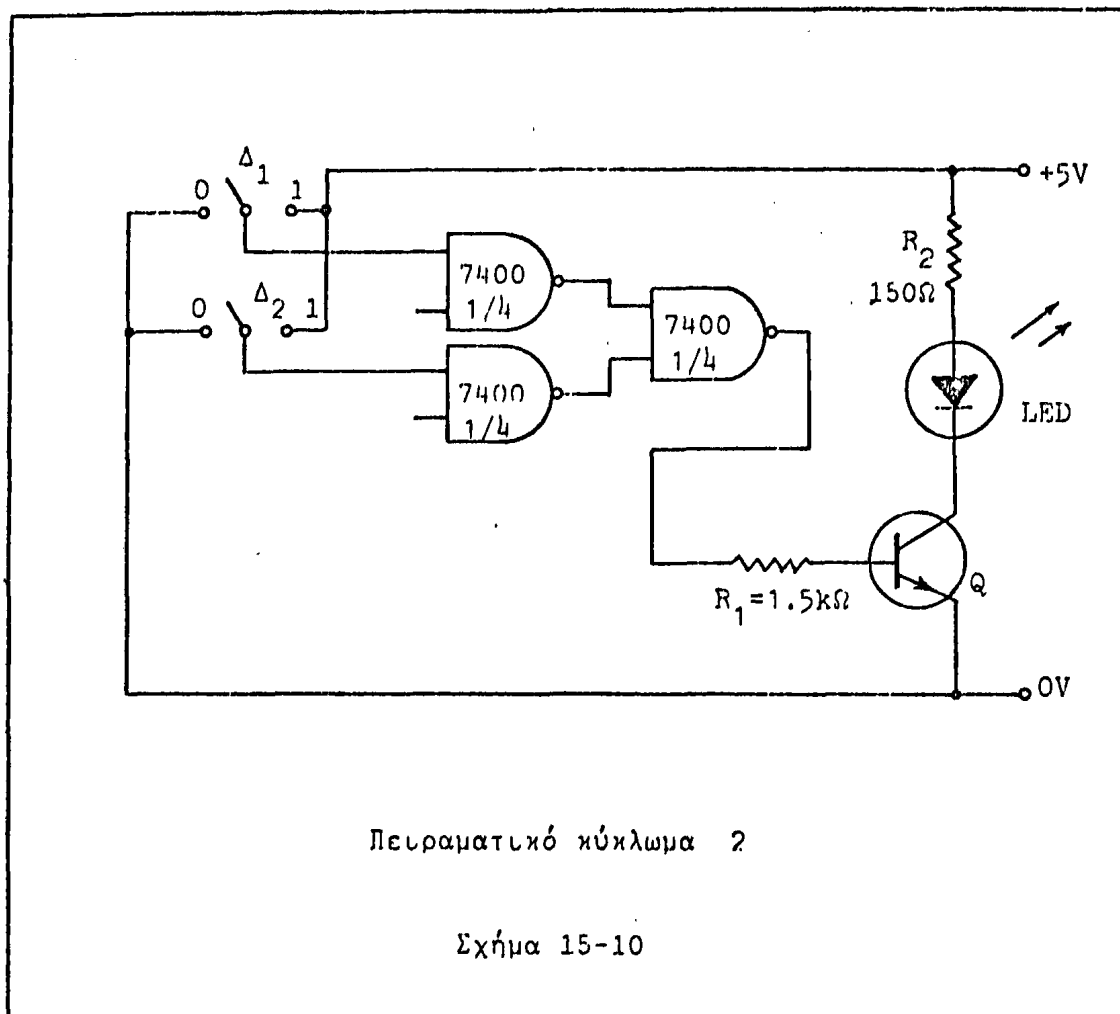
4. Τι συμπέρασμα συνάγετε για τη λογική συνάρτηση, που πραγματοποιεί το κύκλωμα; Εξηγείστε τη λειτουργία του.

5. Αλλάξτε πάλι τη συνδεσμολογία του ολοκληρωμένου, ώστε να προκύψει το κύκλωμα του σχήματος 15-11. Τροφοδοτείστε το με 5V και εφαρμόστε στην είσοδό του τους συνδυασμούς καταστάσεων του παρακάτω πίνακα. Σημειώστε κάθε φορά την προκύπτουσα κατάσταση εξόδου.

6. Τι συμπέρασμα συνάγετε για τη λογική συνάρτηση, που πραγματοποιεί

Μεταγωγός 1	Μεταγωγός 2	Έξοδος
0	0	
0	1	
1	0	
1	1	

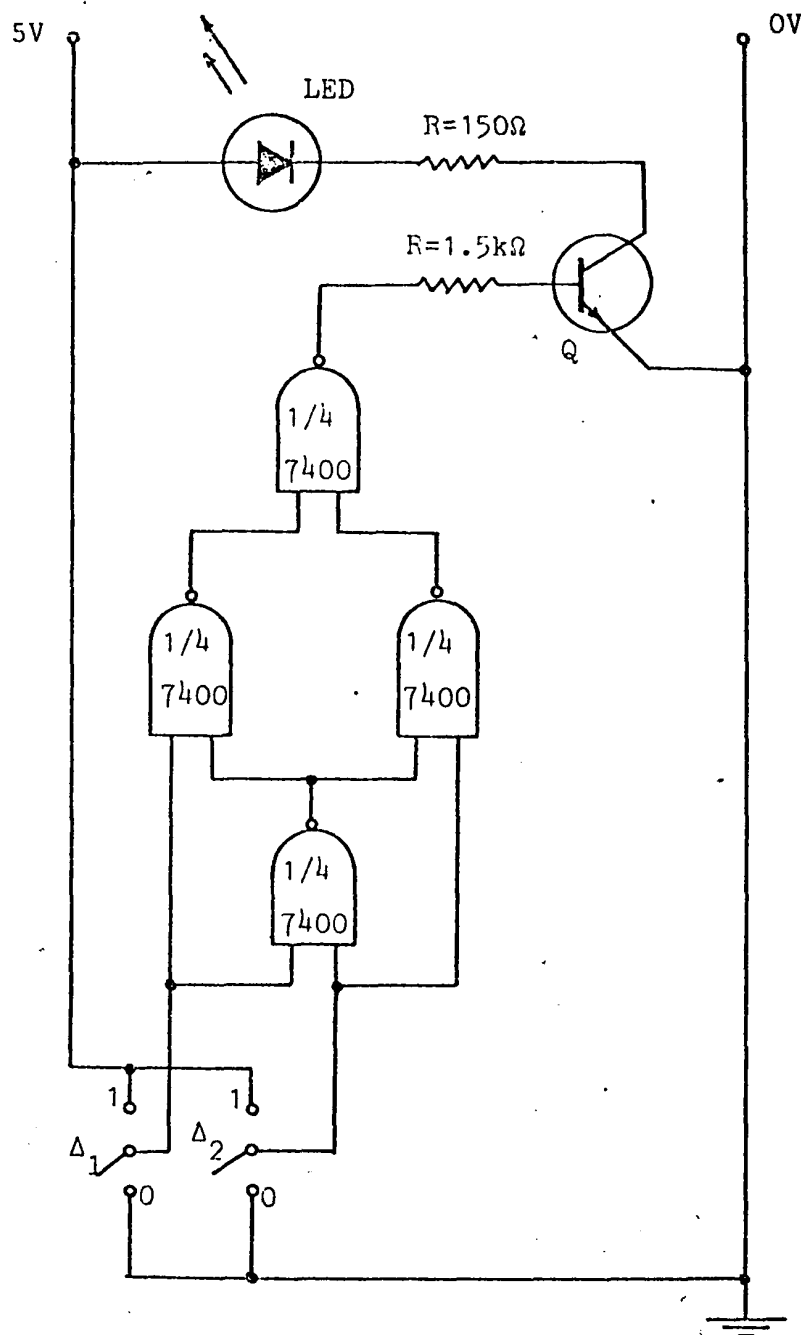




το κύκλωμα; Εξηγείστε τη λειτουργία του.

7. Συνδεσμολογώντας κατάλληλα το ολοκληρωμένο πραγματοποιείτε το κύκλωμα του σχήματος 15-12. Το κύκλωμα αυτό συνιστά έναν δισταθή πολυδονητή (flip-flop). Τροφοδοτείτε το με τάση 5V.

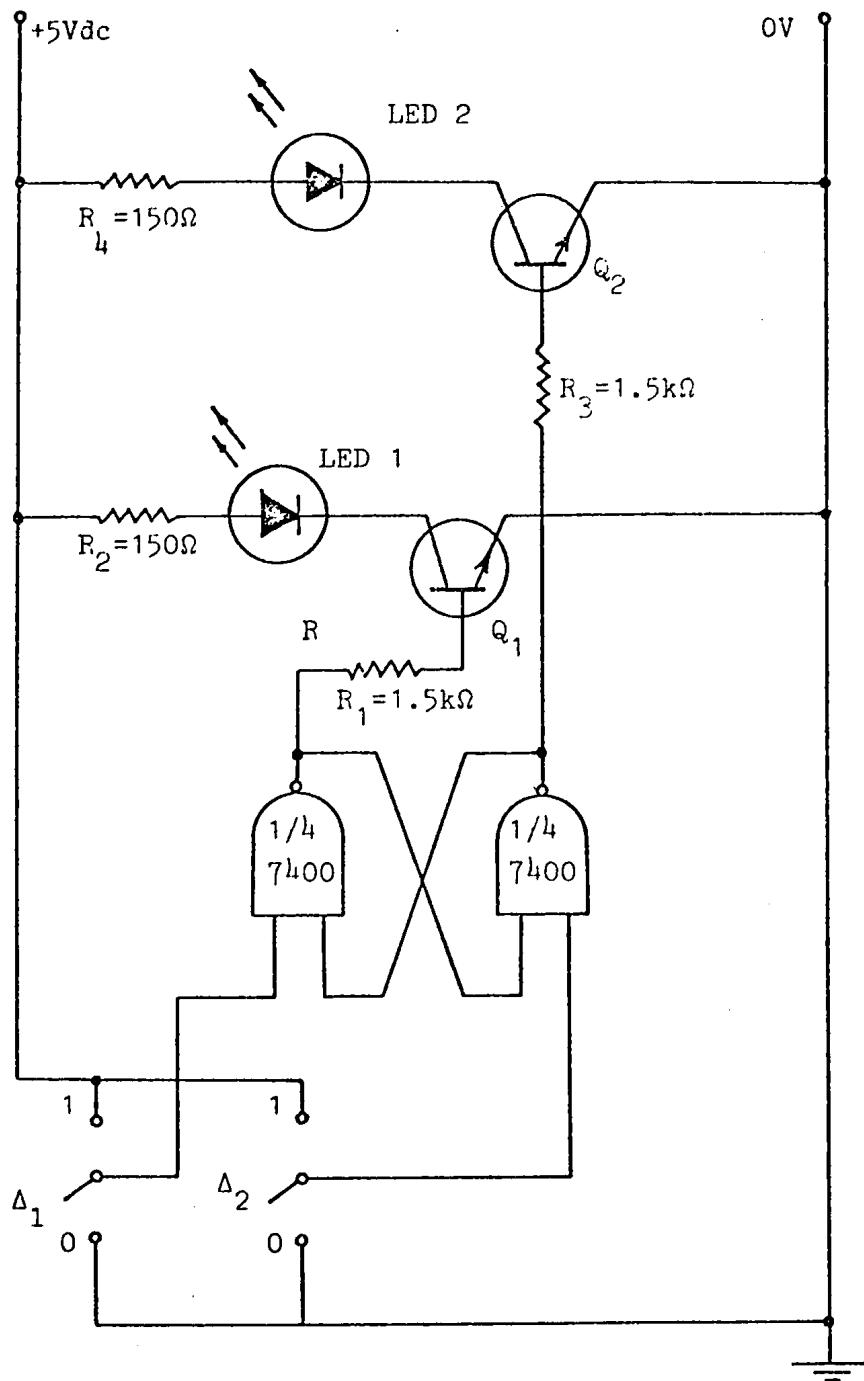
Μεταγωγός 1	Μεταγωγός 2	LED 1	LED 2
0	1		
1	1		
1	0		
1	1		
0	0		



Πειραματικό κύκλωμα 3

Σχήμα 15-11





Πειραματικό κύκλωμα 3

Σχήμα 15-12



8. Θέσετε τους μεταγωγούς έτσι, ώστε η κατάσταση εισόδου του κυκλώματος να εκφράζεται από το συνδυασμό $\Delta 1 = 0$, $\Delta 2 = 1$. Ποιά LED ανάβει; Μεταβάλετε την κατάσταση, ώστε να γίνει $\Delta 1 = 1$, $\Delta 2 = 1$. Αλλάζει η κατάσταση εξόδου; Μεταβάλετε πάλι την κατάσταση εισόδων, ώστε να γίνει $\Delta 1 = 1$, $\Delta 2 = 0$. Αλλάζει η κατάσταση εξόδου; Μήπως αλλάζει για $\Delta 1 = 1$, $\Delta 2 = 1$; Μήπως για $\Delta 1 = 0$, $\Delta 2 = 0$;

9. Τι συμπέρασμα συνάγετε για το κύκλωμα 15-12. Εξηγείστε τη λειτουργία του.

Ερωτήσεις

1. Γιατί οι πύλες NAND και NOR είναι πιο διαδεδομένες από τις υπόλοιπες;
2. Ποιά είναι τα κυριότερα χαρακτηριστικά επιδόσεων και λειτουργίας μιας οικογένειας λογικών πυλών;
3. Ποιά οικογένεια λογικών πυλών είναι πλεονεκτικότερη η DTL ή η TTL;
4. Γιατί τα περισσότερα λογικά κυκλώματα είναι σε μορφή ολοκληρωμένου;
5. Αναφέρετε μερικές εφαρμογές ψηφιακών κυκλωμάτων.



ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

1. J. Brophy: Basic electronics for scientists - Mc Graw Hill - New York, 1972.
2. J. Carroll: Physical models for semiconductor devices - Edward Arnold Pub. - London, 1974.
3. M. Cirovic: Basic Electronics - Reston Publishing Co., Prentice Hall-Reston Virginia, 1979.
4. J. Fischer - B. Gatland: Electronics; From theory into practice, vol. 1 and 2 - Pergamon Press - Oxford, 1976.
5. D. Fraser: The Physics of semiconductor devices - Oxford Science Publications - Clarendon Press Oxford, 1979.
6. H. Gerrish: Learning experiences in transistors and semiconductors, Buck, Farmingdale, 1972.
7. M. Ghausi: Electronic circuits - Van Nostrand, New York, 1971.
8. J. Gibbons: Semiconductor Electronics - Mc Graw Hill - New York, 1966.
9. P. Gray - R. Meyer: Analysis and design of analog integrated circuits - J. Wiley - New York 1977.
10. B. Gregory: An introduction to Electrical Instrumentation.
11. C. Herrick - M. Estrada: Experiments in semiconductors; applications and design - J. Wiley, New York, 1967.
12. R. Hibbert: Solid - State Electronics - Mc Graw Hill - New York 1968.
13. Ch. Holt: Electronic circuits; Digital and analog - J. Wiley- New York, 1978.
14. Κ. Καρούμπλου - Γ. Φιλοκύπρου: Μαθήματα Ηλεκτρονικής - Αθήνα 1978.
15. M. Kiver - B. van Emden: Transistor laboratory manual - Mc Graw Hill, New York, 1962.
16. D. Leach: Transistor circuit measurements - Mc Graw Hill, New York, 1967.
17. N. Lurch: Fundamentals of electronics - J. Wiley - New York, 1971.
18. R. Millman Ch. Halkias: Integrated Electronics - Mc Graw Hill, New York, 1978.



19. J. Quinet: Theorie et pratique des circuits de l'Electronique et des amplificateurs - Dunod - Paris 1967.
20. RCA: Solid-State Devices Manual - RCA Corp - USA, 1975.
21. D. Roddy: Introduction to microelectronics - Pergamon Press, United Kingdom, 1978.
22. V. Stupelman - G. Filaretov: Semiconductor devices - MIR Publishers - Moscow, 1976.
23. G. Thalmann: Symboles electroniques - Spes Dunod, Lausanne, 1973.
24. M. de Vito (Ed): Practical Electronics for career preparation, vol. 1 and 2 - Buck Engineering Co - Farmingdale, N.J. USA, 1974.
25. H. de Waard - D. Lazarus: Modern Electronics - Addison - Wesley - Reading Massachusets, 1966.
26. R. Warner (Ed): Integrated circuits - Mc Graw Hill - New York, 1975.



Π Ε Ρ Ι Ε Χ Ο Μ Ε Ν Α

Πρόλογος

1. Παθητικά φίλτρα
2. Φωτοεκπέμπουσα κρυσταλλοδίοδος
3. Κρυσταλλοδίοδος μεταβλητής χωρητικότητας
4. Κρυσταλλοτρίοδος μιας επαφής
5. Κρυσταλλοτρίοδος MOSFET
6. Ολοκληρωμένο κύκλωμα
7. Σταθεροποίηση πολώσεως
8. Ταλαντωτές
9. Πολυδονητές
10. Ενισχυτής push-pull
11. Διαφορικός ενισχυτής
12. Τελεστικός ενισχυτής
13. Αρχές ραδιοφωνικής εκπομπής - Διαμόρφωση πλάτους
14. Αρχές ραδιοφωνικής λήψης - Αποδιαμόρφωση πλάτους
15. Λογικές πύλες - Ψηφιακή λογική

Βιβλιογραφία

Περιεχόμενα

