

ΕΥΑΓΓΕΛΙΑ Α. ΚΑΡΑΓΙΑΝΝΗ  
ΜΑΡΙΑΛΕΝΑ Σ. ΣΚΛΑΒΟΥΝΟΥ  
ΑΝΔΡΕΑΣ Δ. ΤΣΙΓΚΟΠΟΥΛΟΣ  
ΜΙΧΑΛΗΣ Η. ΦΑΦΑΛΙΟΣ

ΑΣΚΗΣΕΙΣ  
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟΥ  
ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ  
Γ' ΕΤΟΥΣ



ΣΧΟΛΗ ΝΑΥΤΙΚΩΝ ΔΟΚΙΜΩΝ  
ΠΕΙΡΑΙΑΣ 2019



## ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΛΑΚΕΤΑ ΣΥΝΔΕΣΜΟΛΟΓΙΑΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ.....	1
ΠΕΙΡΑΜΑ 1 <sup>ο</sup> ΠΑΛΜΟΓΡΑΦΟΣ – ΠΑΘΗΤΙΚΑ ΦΙΛΤΡΑ.....	21
ΠΕΙΡΑΜΑ 2 <sup>ο</sup> ΚΡΥΣΤΑΛΛΟΔΙΟΔΟΣ.....	33
ΠΕΙΡΑΜΑ 3 <sup>ο</sup> ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΕΣ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ.....	39
ΠΕΙΡΑΜΑ 4 <sup>ο</sup> ΚΥΚΛΩΜΑ ΨΑΛΙΔΙΣΤΗ.....	45
ΠΕΙΡΑΜΑ 5 <sup>ο</sup> ΔΙΟΔΟΣ ZENER – ΣΤΑΘΕΡΟΠΟΙΗΣΗ ΤΑΣΗΣ.....	49
ΠΕΙΡΑΜΑ 6 <sup>ο</sup> ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΑ.....	55
ΠΕΙΡΑΜΑ 7 <sup>ο</sup> ΠΥΛΕΣ ΨΗΦΙΑΚΗΣ ΛΟΓΙΚΗΣ ΜΕ ΔΙΑΚΡΙΤΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ ΚΑΙ ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΑ.....	77
ΠΕΙΡΑΜΑ 8 <sup>ο</sup> ΑΡΙΘΜΗΤΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ.....	93
ΠΕΙΡΑΜΑ 9 <sup>ο</sup> ΔΕΚΑΔΙΚΟΣ ΑΠΑΡΙΘΜΗΤΗΣ.....	109
ΠΕΙΡΑΜΑ 10 <sup>ο</sup> ΤΟ ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΧΡΟΝΙΣΜΟΥ 555.....	133
ΠΕΙΡΑΜΑ 11 <sup>ο</sup> ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΔΙΠΟΛΙΚΩΝ ΕΝΩΣΕΩΝ (BJT).....	147
ΠΕΙΡΑΜΑ 12 <sup>ο</sup> ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΚΟΙΝΟΥ ΕΚΠΟΜΠΟΥ.....	153
ΠΕΙΡΑΜΑ 13 <sup>ο</sup> ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΕΓΚΑΡΣΙΟΥ ΠΕΔΙΟΥ (FET).....	159
ΠΕΙΡΑΜΑ 14 <sup>ο</sup> ΘΥΡΙΣΤΟΡ.....	165
ΠΕΙΡΑΜΑ 15 <sup>ο</sup> Ο ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ.....	171
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΚΕΣ ΑΝΑΦΟΡΕΣ.....	186



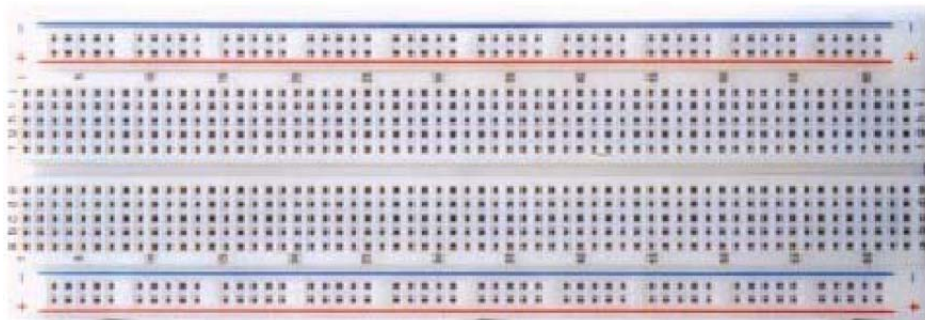
## Πλακέτα Συνδεσμολογίας Ηλεκτρονικών Κυκλωμάτων για τη διεξαγωγή Εργαστηριακών Ασκήσεων (Bread board)

Το bread board είναι μια χρήσιμη πλακέτα γιατί δίνει τη δυνατότητα να κατασκευαστεί ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα χωρίς να χρειασθεί να γίνουν οι κολλήσεις των εξαρτημάτων. Επιτρέπει τη σύνδεση ή αποσύνδεση ηλεκτρονικών εξαρτημάτων και διευκολύνει στην απόκτηση σημαντικής εμπειρίας κατασκευής κυκλωμάτων χωρίς τον κίνδυνο να καταστραφούν τα εξαρτήματα όπως συμβαίνει κατά τη διαδικασία συνδεσμολογίας με το συνήθη τρόπο (κολλήσεις, αποκολλήσεις εξαρτημάτων).

Οι τυχόν καλωδιώσεις και τα εξαρτήματα του κυκλώματος τοποθετούνται στις οπές του bread board και συγκρατούνται με μικρά ελάσματα. Το σχήμα στο τέλος της παραγράφου δείχνει μια τέτοια πλακέτα όπου οι οπές κάθε πεντάδας που είναι σε κάθετη διάταξη είναι βραχυκυκλωμένες. Έτσι, γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι σε κάθε πεντάδα μπορούν να συνδεθούν μέχρι πέντε ακροδέκτες εξαρτημάτων - διατάξεων. Αν οι απαιτήσεις είναι μεγαλύτερες, τότε βραχυκυκλώνεται με καλώδιο σύνδεσης και μία διπλανή πεντάδα.

Επάνω και κάτω από τις πεντάδες υπάρχουν δύο οριζόντιες γραμμές στις οποίες υπάρχουν οπές από τις οποίες η μία (κόκκινη) χρησιμοποιείται για τη θετική (+) τροφοδοσία και η άλλη (μπλε ή μαύρο) για την αρνητική (-). Οι πεντάδες που βρίσκονται σε οριζόντια διάταξη είναι βραχυκυκλωμένες.

Οι ακροδέκτες των εξαρτημάτων δεν πρέπει να κόβονται για να είναι δυνατή η χρήση τους όσες φορές είναι αναγκαίο. Επίσης είναι σημαντικό η διάμετρος των ακροδεκτών να είναι τέτοια ώστε να μη διευρύνει περισσότερο από όσο χρειάζεται τις οπές του bread board διότι χαλαρώνουν οι επαφές με αποτέλεσμα την καταστροφή του.

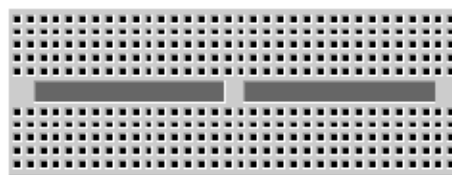


## 1.0 Πλακέτα συνδεσμολογίας ηλεκτρονικών κυκλωμάτων - "Breadboard".

Προκειμένου να κατασκευαστεί προσωρινά ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα - χωρίς να γίνουν μόνιμες κολλήσεις των ηλεκτρικών ή ηλεκτρονικών στοιχείων από τα οποία θα δομηθεί το κύκλωμα αυτό - πρέπει να υπάρχει κάποιο είδος πλατφόρμας που και θα κρατήσει τα στοιχεία αυτά συνδεδεμένα μεταξύ τους και θα παρέχει τις αναγκαίες ηλεκτρικές συνδέσεις - επαφές. Στα πρώτα στάδια ανάπτυξης της ηλεκτρονικής επιστήμης, οι περισσότεροι πειραματιστές ήταν ερασιτέχνες ραδιοχειριστές. Κατασκεύαζαν τα ραδιοκυκλώματά τους σε ξύλινες πλατφόρμες (breadboard), οι οποίες τους έδιναν τη δυνατότητα να τοποθετούν βάσεις στοιχείων, όπως για παράδειγμα σωληνών κενού (λυχνιών), πηνίων, μετασχηματιστών κ.α., με ικανοποιητικό χώρο ενδιάμεσα, και να συνδέουν τους ακροδέκτες των στοιχείων μεταξύ τους με τέτοιο τρόπο ώστε να ολοκληρώνουν τα κυκλώματα με σχετική ευκολία.

Παρά το γεγονός ότι εξυπνότερες τεχνικές έχουν αναπτυχθεί για να κάνουν την κατασκευή και τη δοκιμή των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων ευκολότερες, η ιδέα του breadboard παραμένει, και η διαδικασία κατασκευής των κυκλωμάτων σε μια προσωρινή πλατφόρμα είναι ακόμα γνωστή με τον αγγλικό όρο "breadboarding".

Το σχήμα 1 παρουσιάζει έναν μικρό, σύγχρονο breadboard. Είναι κατασκευασμένο από πλαστικό και έχει 3½" (ίντσες) μήκος και 1¾" πλάτος. Στο μέσο του πλάτους του, κατά το μήκος του, υπάρχει ένα αυλάκι, διακοπτόμενο σε τρία σημεία για να διατηρείται η κατασκευή συμπαγής. Το αυλάκι χωρίζει το breadboard σε δυο όμοιες περιοχές που αποτελούνται από πέντε στήλες με πέντε τρύπες (κυψέλες) η κάθε μια. Οι κυψέλες, σε κάθε περιοχή είναι όλες τοποθετημένες σε διαστήματα 0.1" η μια από την άλλη και το αυλάκι χωρίζει τις δύο περιοχές κατά 0.3". Αυτό κάνει το συγκεκριμένο τύπο breadboard ιδανικό για τη χρήση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (ICs) του τύπου δύο σειρών ακροδεκτών. (Βλ. Σχήμα 4)

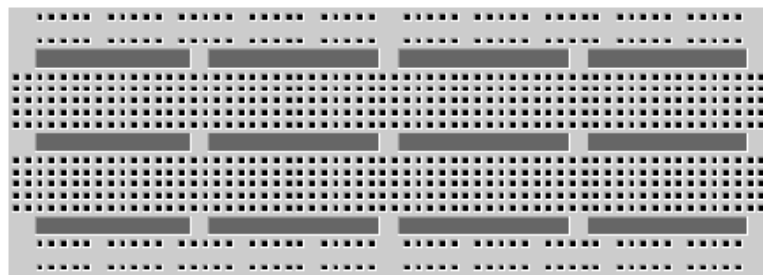


Σχήμα 1

Σημαντικό εδώ είναι ότι οι πέντε κυψέλες κάθε μεμονωμένης στήλης, συνδέονται ηλεκτρικά μεταξύ τους, αλλά παραμένουν μονωμένες ως προς τις άλλες πεντάδες κυψελών. Αυτό επιτυγχάνεται με την κατασκευή που παρουσιάζεται στο σχήμα 2. Είναι κάτοψη της κάτω πλευράς του breadboard, μετά την αφαίρεση του μονωτικού επιστρώματος. Η κατασκευή αυτή από πλαστικό, περιέχει μια σειρά ορθογώνιων αυλακώσεων με λεπτά τοιχία. Ένα προκατασκευασμένο σύνολο μεταλλικών επαφών, παρόμοιο με αυτό που παρουσιάζεται λεπτομερώς στο σχήμα, τοποθετείται σε κάθε αυλακώση για να παρέχει τις απαραίτητες ηλεκτρικές συνδέσεις- επαφές και να κρατάει ταυτόχρονα κάθε ακροδέκτη των χρησιμοποιούμενων στοιχείων (αντιστάσεων, ολοκληρωμένων, κλπ.) σταθερά στο breadboard. Αυτός ο τύπος breadboard είναι χρήσιμος και λειτουργικός για τις περισσότερες πειραματικές κατασκευές. Εντούτοις, το μέγεθος και η ποσότητα των στοιχείων που μπορούν να τοποθετηθούν είναι περιορισμένα. Μια μεγαλύτερη έκδοση παρουσιάζεται στο αμέσως επόμενο σχήμα 3.



Σχήμα 2



Σχήμα 3

Ο συγκεκριμένος τύπος έχει διαστάσεις 6½" μήκος και 3¼" πλάτος. Η μεσαία περιοχή του χρησιμοποιείται ακριβώς όπως και στη μικρότερη εκδοχή που παρουσιάστηκε πιο πάνω. Κάθε στήλη πέντε κυψελών είναι ηλεκτρικά συνδεδεμένη,

αλλά είναι επίσης μονωμένη από όλα τα άλλα σημεία του breadboard.

Πέρα από τις κύριες στήλες των κυψελών, θα παρατηρήσετε τέσσερις σειρές κυψελών (δύο συν δύο) κατά μήκος του πάνω και κάτω άκρου του breadboard του σχήματος. Κάθε σειρά αποτελείται από δέκα πεντάδες και όλες οι κυψέλες της εν λόγω σειράς είναι ηλεκτρικά συνδεδεμένες μεταξύ τους. Αυτό τις καθιστά ιδανικές για τη διανομή της τάσης τροφοδοσίας στα διάφορα κυκλώματα. Σε μερικά breadboard η ηλεκτρική σύνδεση της σειράς κόβεται στη μέση (πέντε πεντάδες κυψελών δεξιά του άξονα συμμετρίας της κατασκευής και πέντε αριστερά).

Αν και οι κυψέλες-υποδοχές του breadboard μπορούν να χρησιμοποιηθούν με πολλούς τρόπους, εντούτοις, υπάρχουν μερικοί κανόνες που πρέπει να ακολουθούνται προκειμένου να επεκταθεί η λειτουργική ζωή των μεταλλικών επαφών και να αποφευχθεί η ζημία στα χρησιμοποιούμενα υλικά.

Αυτοί οι κανόνες είναι:

- Πάντα να είστε σίγουροι ότι η τροφοδοσία είναι αποσυνδεδεμένη κατά την κατασκευή ή την τροποποίηση του πειραματικού κυκλώματός σας. Είναι δυνατό να καταστραφούν υλικά ή να υποστείτε ηλεκτρικό σοκ εάν αφήνετε την τροφοδοσία συνδεδεμένη κατά την ανωτέρω διαδικασία.
- Μην χρησιμοποιείτε ποτέ καλώδιο μεγαλύτερο από AWG #22 για τις συνδέσεις. Το καλώδιο #24 (που χρησιμοποιείται στις κοινές τηλεφωνικές συνδέσεις) είναι μια άριστη επιλογή γι' αυτήν την εφαρμογή. Ο ίδιος περιορισμός ισχύει και για το μέγεθος των ακροδεκτών των διαφόρων στοιχείων.
- Όπου είναι δυνατόν, χρησιμοποιείτε αντιστάσεις  $\frac{1}{4}$  Watt στα κυκλώματά σας. Οι αντιστάσεις  $\frac{1}{2}$  Watt, όπου χρησιμοποιούνται, δε θα πρέπει να συνδέονται κατευθείαν στο breadboard λόγω της μεγάλης διατομής των ακροδεκτών τους.
- Μην ασκείτε πίεση για να τοποθετήσετε τους ακροδέκτες των στοιχείων στις υποδοχές επαφών του breadboard. Εάν το κάνετε μπορεί να καταστρέψετε τις επαφές και να αχρηστέψετε το breadboard. Μερικές φορές είναι χρήσιμο να χρησιμοποιήσετε διαγώνιους κόπτες για να κόψετε τους ακροδέκτες των στοιχείων. Με τον τρόπο αυτό θα γίνει ευκολότερη η εισαγωγή τους στις υποδοχές των επαφών.
- Μη χρησιμοποιείται πολύκλωνο καλώδιο ή καλώδιο με κόλληση στην υποδοχή του breadboard. Εάν έχετε αυτού του είδους το καλώδιο (πηνίων ή μετασχηματιστών), συγκολλήστε ένα μικρού μήκους συμπαγές (μονόκλωνο) καλώδιο για να συνδέσετε το στοιχείο στο breadboard.

Ακολουθώντας τους βασικούς αυτούς κανόνες, το breadboard σας θα διατηρείται σε καλή κατάσταση όπως και τα υλικά με τα οποία συνθέτετε τα κυκλώματά σας.

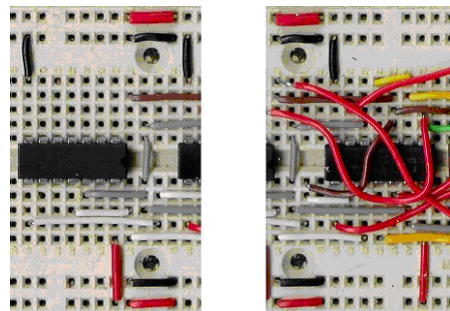
## 2.0 Διαχείριση Ηλεκτρονικών Στοιχείων

Κατασκευάζοντας ένα πειραματικό κύκλωμα σε breadboard, τα δομικά στοιχεία-υλικά του κυκλώματος, τοποθετούνται στις υποδοχές του. Σε πολλές περιπτώσεις είναι προτιμότερο να χρησιμοποιούνται στοιχεία όπως αντιστάσεις ή και πυκνωτές για τη σύνδεση, για παράδειγμα, δύο ολοκληρωμένων ή τρανζίστορ, κλπ. μεταξύ τους χωρίς τη χρήση καλωδίων. Σε άλλες περιπτώσεις θα πρέπει να ολοκληρωθούν οι συνδέσεις με μικρού μήκους καλώδια, συνήθως αποκαλούμενα "jumpers". Σε όλες τις περιπτώσεις, εντούτοις, υπάρχουν μερικοί βασικοί κανόνες για την προετοιμασία και τη χρήση των υλικών στα κυκλώματα. Αυτοί οι κανόνες αναπτύχθηκαν με την πάροδο του χρόνου, για να βοηθήσουν να αποφεύγονται προβλήματα τα οποία αντιμετωπίζονται συχνά σε αυτόν τον τύπο κατασκευής κυκλωμάτων.

Οι βασικοί κανόνες που πρέπει να ακολουθούνται είναι:

### 1. Πάντα η κατασκευή να είναι τακτικά δομημένη.

Συχνά εντοπίζετε ένα ιδιαίτερο σημείο στο κύκλωμα για τη λήψη μετρήσεων ή ένα στοιχείο, π.χ. μία αντίσταση, για την οποία θα θέλετε να δοκιμάσετε περισσότερες της μιας διαφορετικές τιμές. Η μέτρηση ή η αντικατάσταση ενός στοιχείου γίνεται ευκολότερα εάν η κατασκευή σας είναι τακτικά δομημένη διότι το ζητούμενο σημείο εντοπίζεται ευκολότερα. Το σχήμα 4(α) παρουσιάζει μια σωστή κατασκευή. Το σχήμα 4(β) παρουσιάζει μια άναρχη κατασκευή με πιθανότητες δημιουργίας προβλημάτων.



(α) Σχήμα 4 (β)

**2. Χρησιμοποιείτε στοιχεία με μικρού μήκους ακροδέκτες.**

Οι ακροδέκτες των στοιχείων δεν είναι συνήθως μονωμένοι. Έτσι, μεγάλου μήκους ακροδέκτες, δημιουργούν βραχυκυκλώματα και προβληματικές ως προς τον έλεγχό τους κατασκευές.

**3. Χρησιμοποιείτε διαφορετικού χρώματος καλώδια για διαφορετικές λειτουργίες.**

Είναι σύνηθες να χρησιμοποιείται κόκκινου χρώματος καλώδιο για τάσεις τροφοδοσίας (π.χ. +15 volts) και μαύρου χρώματος για το κοινό ή τη γείωση (π.χ. 0 volts ή GRD). Σε κάθε άλλη περίπτωση η επιλογή των χρωμάτων είναι θέμα αυτού που υλοποιεί το πειραματικό κύκλωμα. Έτσι για παράδειγμα, σε ένα ψηφιακό κύκλωμα, μπορεί να χρησιμοποιηθεί πράσινου χρώματος καλώδιο για την σύνδεση του ρολογιού (clock) του συστήματος. Με τον τρόπο αυτό είναι δυνατός ο έλεγχος των συνδέσεων γρήγορα και εύκολα.

**4. Αποφεύγετε συνωστισμό υλικών αλλά και χρήση υπερβολικού χώρου για τις κατασκευές σας.**

Ένα κύκλωμα που θα χρησιμοποιηθεί σε μια σειρά πειραμάτων (όπως για παράδειγμα ένα σετ από φωτεινούς ενδείκτες (LED) ως ενδείκτης λογικών καταστάσεων), πρέπει να κατασκευαστεί με τέτοιο τρόπο ώστε να καταλαμβάνει όσο το δυνατόν λιγότερο χώρο στο breadboard. Αλλά ταυτόχρονα το ίδιο το πειραματικό κύκλωμα πρέπει να επιτρέπει εύκολη πρόσβαση στα στοιχεία που το αποτελούν αλλά και στα σημεία λήψης μετρήσεων ή δοκιμής. Εάν το πειραματικό κύκλωμα - στο αρχικό του στάδιο - καταλαμβάνει πολύ χώρο, υπάρχει το ενδεχόμενο να μην επαρκεί το breadboard για την συνολική υλοποίησή του.

**5. Αποφεύγετε άσκηση πίεσης στις υποδοχές του breadboard όταν τοποθετείται τα στοιχεία.**

Αυτό είναι ιδιαίτερα σημαντικό με τα πολλαπλών ακροδεκτών ολοκληρωμένα κυκλώματα, όπως οι συσκευασίες 14 ή 16 ακροδεκτών διπλής σειράς (DIPs). Αυτό ισχύει όμως και για τους μεμονωμένους ακροδέκτες απλών στοιχείων, π.χ. αντιστάσεων. Οι ακροδέκτες ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος (IC), μπορούν εύκολα να διπλώσουν κάτω από αυτό και να μη γίνει αντιληπτό ότι δεν αποκαθιστούν ηλεκτρική επαφή. Έτσι, εάν το IC αντιστέκεται στην εισαγωγή, τραβήξτε το πίσω και προσπαθήστε ξανά. Όσον αφορά στους μεμονωμένους ακροδέκτες απλών στοιχείων, μπορεί να βοηθήσει η χρήση διαγώνιου κόπτη για να κοντύνετε λίγο τους ακροδέκτες και ταυτόχρονα να λεπτύνετε τις άκρες τους. Με τον τρόπο αυτό θα είναι ευκολότερη η εισαγωγή τους στις κυψέλες των επαφών.

**6. Μην λυγίζετε ποτέ τους ακροδέκτες ενός στοιχείου κοντά στο κυρίως σώμα του.**

Στο σχήμα δεξιά είναι δύο αντιστάσεις  $\frac{1}{4}$  Watt με τους ακροδέκτες τους λυγισμένους έτσι, ώστε να μπορούν να τοποθετηθούν εύκολα σε μια υποδοχή breadboard. Η αντίσταση στην κορυφή έχει λυγισμένους τους ακροδέκτες της έτσι ώστε να απέχουν μεταξύ τους κατά  $\frac{1}{2}$  ίντσα, ή 0.5". Η αντίσταση από κάτω έχει λυγισμένους τους ακροδέκτες της έτσι ώστε να απέχουν μεταξύ τους κατά 0.3". Και οι δύο αποστάσεις είναι πολύ πρακτικές για τη χρήση σε υποδοχές breadboard. Εάν λυγίσετε τους ακροδέκτες της αντίστασης ακριβώς πάνω στο σώμα της, διατρέχετε τον κίνδυνο να την καταστρέψετε ή ακόμα και να αποκολλήσετε τους ακροδέκτες.



**7. Αφήστε μήκος ακροδεκτών τουλάχιστον  $\frac{1}{4}$ " για την τοποθέτηση στοιχείων στις υποδοχές του breadboard.** Ένα μήκος  $\frac{1}{4}$ " θα επιτρέψει την σταθερή τοποθέτηση των στοιχείων στο breadboard. Εάν απαιτείται, το στοιχείο που θα χρησιμοποιηθεί, να μην αγγίζει την επιφάνεια του breadboard, τότε για να υπάρχει σταθερή στήριξή του θα πρέπει το μήκος των ακροδεκτών να είναι τουλάχιστον μεταξύ  $\frac{1}{2}$ " και  $\frac{3}{4}$ ". Με τις πιο πάνω οδηγίες, στις μη μόνιμες κατασκευές, υπάρχει η δυνατότητα αφενός μεν να καταλαμβάνεται μικρό μόνο μέρος του breadboard και αφετέρου οι κατασκευές αυτές να είναι τακτοποιημένες. Τέλος, στις πειραματικές αυτές διατάξεις, κάποια από τα στοιχεία που τις αποτελούν ίσως χρειαστεί να τοποθετηθούν υψηλότερα από την επιφάνεια του breadboard έτσι ώστε να είναι ευκολότερη η πρόσβαση σε αυτά, ειδικά αν η αντικατάστασή τους γίνεται συχνά.



Εάν ακολουθούνται οι παραπάνω κανόνες, τότε, τόσο τα υλικά όσο και το breadboard θα διατηρούνται σε καλή κατάσταση για μεγάλα χρονικά διαστήματα και τα κυκλώματα θα είναι πάντα λειτουργικά και αξιόπιστα.

### 3.0 Κώδικας Χρωμάτων

Το σχήμα στα δεξιά παρουσιάζει μια αντίσταση ½ -watt. Όπως φαίνεται εδώ, υπάρχουν τέσσερις χρωματισμένοι δακτύλιοι γύρω από το σώμα της αντίστασης, ο ένας κοντά στον άλλο, συγκεντρωμένοι στο ένα άκρο της.

Η χρήση του κώδικα χρωμάτων επιτρέπει σε μικρού μεγέθους στοιχεία, όπως είναι οι αντιστάσεις, την αποτύπωση της τιμής τους (π.χ. 470Ω, 10%) με ακρίβεια και βεβαίως την ανάγνωση της με μια γρήγορη ματιά, χωρίς την πιθανότητα σφάλματος. Η δημιουργία των δακτυλίων γύρω από το σώμα της αντίστασης είναι διαδικασία που γίνεται εύκολα κατά την κατασκευή και με πολύ χαμηλό κόστος για τον κατασκευαστή.

Ξεκινώντας από το δακτύλιο που βρίσκεται πιο κοντά στο αριστερό άκρο της αντίστασης, η σπουδαιότητα του κάθε δακτυλίου έχει ως εξής: οι δύο πρώτοι αντιπροσωπεύουν τα δύο σημαντικά ψηφία της τιμής της αντίστασης. Ο τρίτος αντιπροσωπεύει τον δεκαδικό πολλαπλασιαστικό που είναι δύναμη του 10 και απλά ορίζει τον αριθμό των μηδενικών που θα προστεθούν, μετά τα δύο σημαντικά ψηφία, στην τιμή της αντίστασης. Ο τέταρτος κατά σειρά, ορίζει την ανοχή στην καταγεγραμμένη τιμή της αντίστασης. Αν ο τελευταίος αυτός δακτύλιος δεν υπάρχει, αυτό σημαίνει αυτομάτως ότι η ανοχή της συγκεκριμένης αντίστασης είναι 20%. Τα χρώματα που είναι πιθανό να εμφανιστούν στους τέσσερις δακτυλίους μιας αντίστασης φαίνονται στον πιο πάνω πίνακα.

Οι τυποποιημένες αντιστάσεις του εμπορίου κυμαίνονται σε τιμές από 0.24Ω μέχρι 22 ΜΩ (Megohms - 22,000,000Ω). Αυτό βεβαίως δεν σημαίνει ότι μπορεί να βρει κανείς την οποιαδήποτε τιμή αντίστασης επιθυμεί. Οι παρακάτω συνδυασμοί των δύο πρώτων σημαντικών ψηφίων είναι αυτοί που χρησιμοποιούνται (π.χ. 22Ω, 220Ω, 2,2ΚΩ, 22ΚΩ, 220ΚΩ, 2,2ΜΩ, 22ΜΩ).

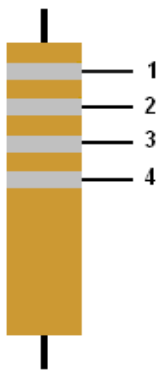
10*	11	12	13	15*	16	18	20	22*	24	27	30	33*	36	39	43	47*	51	56	62	68*	75	82	91
-----	----	----	----	-----	----	----	----	-----	----	----	----	-----	----	----	----	-----	----	----	----	-----	----	----	----

Όλες οι τιμές που αναφέρονται στον παραπάνω πίνακα παρέχονται με ανοχή 5%, ενώ αυτές με την έντονη γραφή παρέχονται με ανοχή 10%. Οι σημειωμένες με αστερίσκο παρέχονται με ανοχή 20%, δεν βρίσκονται όμως εύκολα στην αγορά των ηλεκτρονικών στοιχείων. Τέλος υπάρχει δυνατότητα ανεύρεσης αντιστάσεων με ανοχή 1%, είναι όμως πολύ ακριβότερες των συνηθισμένων και ο κώδικας χρωμάτων περιλαμβάνει διάταξη πέντε δακτυλίων.

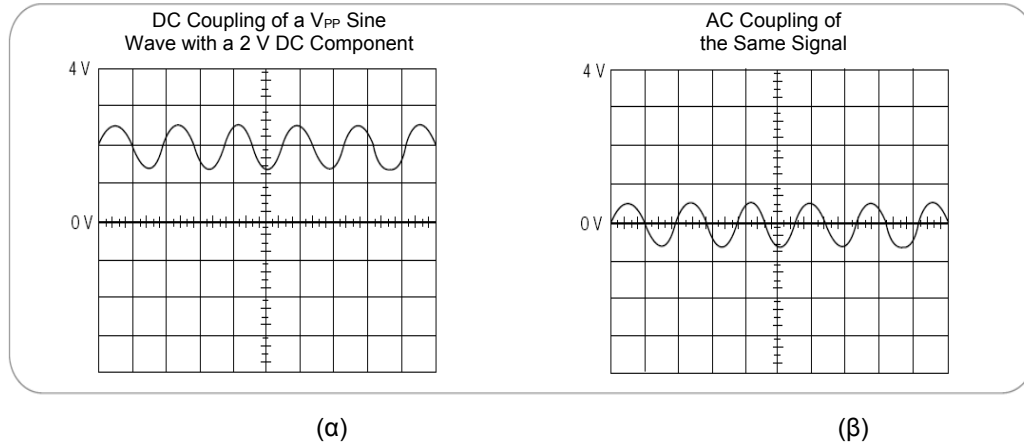
### 4.0 Όργανα Μετρήσεων

Όταν κατασκευάζουμε ένα πειραματικό κύκλωμα, πρέπει να επιβεβαιώνεται η σωστή λειτουργία του. Η διαπίστωση της μη σωστής λειτουργίας του κυκλώματος μας επιτρέπει να εξετάσουμε εκ νέου το πρόβλημα και να επιδιορθώσουμε τα προβληματικά κυκλωματικά σημεία. Για το σκοπό αυτό, υπάρχουν πολλά όργανα μέτρησης με δυνατότητες που μας επιτρέπουν να εξετάζουμε τον τρόπο λειτουργίας όλων των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων.

Χρώμα	Σημαντικό Ψηφίο (1 και 2)	Πολλαπλασιαστικό (3)	Ανοχή (4)
Black	0	1	
Brown	1	10	
Red	2	100	
Orange	3	1000	
Yellow	4	10,000	
Green	5	100,000	
Blue	6	1,000,000	
Violet	7		
Grey	8		
White	9		
Gold		0.1	5%
Silver		0.01	10%
(None)			20%



Οι πιο διαδεδομένοι τύποι οργάνων μέτρησης οι οποίοι θα χρησιμοποιηθούν για την υλοποίηση των κυκλωμάτων που θα κατασκευαστούν στο εργαστήριο Ηλεκτρονικής, παρουσιάζονται στη συνέχεια. Γίνεται μία σύντομη περιγραφή αυτών ως προς τον τρόπο χρήσης και λειτουργίας τους σε βαθμό που να γίνεται κατανοητή η χρησιμότητά τους σε συγκεκριμένο είδος μετρήσεων. Δίνεται ως παράδειγμα παρακάτω η δυνατότητα απεικόνισης στην οθόνη του παλμογράφου ενός ημιτονικού σήματος με και χωρίς DC συνιστώσα.



Σχήμα 4.1. Η απεικόνιση στον παλμογράφο ενός ημιτονικού σήματος συχνότητας 500 Hz (υποθέτουμε ότι η βαθμονόμηση στον οριζόντιο άξονα είναι 1msec/div) με DC συνιστώσα 2 Volt και πλάτος AC 0,5 Volt. Η δεύτερη απεικόνιση έχει καταπιέσει τη DC συνιστώσα και εμφανίζει μόνο την AC συνιστώσα (εναλλασσόμενη τάση).

#### 4.1. Πολύμετρο

Είναι το βασικό όργανο **μέτρησης** στα ηλεκτρικά και ηλεκτρονικά κυκλώματα. Τα σύγχρονα πολύμετρα είναι ψηφιακά (Digital Multimeters). Όπως υποδεικνύεται από το όνομα, είναι όργανα μέτρησης τάσης, αντίστασης και έντασης ρεύματος μίας ευρείας κλίμακας τιμών.



Σχήμα 4.2, Ψηφιακό πολύμετρο.

Όταν το πολύμετρο χρησιμοποιείται ως βολτόμετρο, τότε συνδέεται παράλληλα στο μετρούμενο κύκλωμα και μπορεί να μετρήσει DC (συνεχή) τάση ή AC (εναλλασσόμενη) τάση.

Για παράδειγμα, αν το σήμα εισόδου του πολυμέτρου ήταν αυτό του σχήματος 4.1.(α), τότε, το βολτόμετρο στη θέση DC θα

μετρούσε 2 V ενώ στη θέση AC θα μετρούσε την ενεργό τιμή της εναλλασσόμενης συνιστώσας, δηλαδή περίπου 0,36V. Όσον αφορά το σήμα του σχήματος 4.1(β), το βολτόμετρο στη θέση AC θα μετρούσε ίδια τιμή με την προηγούμενη, ενώ στη θέση DC θα μετρούσε 0 V.

Δαπανηρότερες εκδόσεις πολυμέτρων περιλαμβάνουν δυνατότητες μέτρησης συχνότητας και χωρητικότητας. Το πολύμετρο που θα χρησιμοποιήσουμε παρουσιάζεται στην εικόνα 4.2 και είναι ψηφιακό. Οι μετρήσεις που μπορούν να πραγματοποιηθούν με αυτό το όργανο είναι:

- Μέτρηση DC τάσης με ακρίβεια 0,06%. Η μέγιστη είσοδος φτάνει το 1KV. Όταν το σήμα περιέχει και AC συνιστώσα, για να υπάρχει ακρίβεια στη μέτρηση του DC πρέπει η AC συνιστώσα να μην ξεπερνάει τα 80V με DC 10V, ή τα 6 Volt, με DC 1Volt.
- Μέτρηση AC τάσης (ενεργό τιμή-RMS). Η ακρίβεια του οργάνου σε μικρές τιμές τάσης (100μV) είναι 1% ενώ σε μεγαλύτερες είναι 0,2%. Η μέγιστη είσοδος είναι 750V rms
- Μέτρηση αντίστασης: Η ακρίβεια είναι περίπου 0,1%
- DC ρεύματος: Μπορεί να μετρήσει από 1mA έως 10A με ακρίβεια 0,1% σε χαμηλές τιμές και 3% σε υψηλές τιμές.
- Μέτρηση AC ρεύματος: (RMS) Ισχύουν τα ίδια.
- Μέτρηση Συχνότητας: Μπορεί να μετρήσει συχνότητες από 100Hz έως 100 KHz με ακρίβεια 0,01%.

- Μέτρηση Χωρητικότητας: Μπορεί να μετρήσει πυκνωτές από 100μF έως 10nF με ακρίβεια περίπου 2%

Στο εργαστήριο Ηλεκτρονικής χρησιμοποιούνται επίσης και φορητά αναλογικά πολύμετρα όπως αυτό του Σχ. 4.3 και φορητά ψηφιακά πολύμετρα όπως αυτό του Σχ. 4.4.



Σχ. 4.3. Αναλογικό πολύμετρο.



Σχ. 4.4. Φορητό πολύμετρο.

#### 4.2. Συχνόμετρο

Είναι ένα όργανο που **μετράει** αποκλειστικά συχνότητα. Η λειτουργία του στηρίζεται στην ενίσχυση της κυματομορφής εισόδου και στη συνέχεια στον ψαλιδισμό της έτσι ώστε να προκύψει ευδιάκριτα μία τετραγωνική κυματομορφή. Στη συνέχεια γίνεται μέτρηση του αριθμού των παλμών που εμφανίζονται σε συγκεκριμένο χρονικό διά-



Σχ. 4.5. Συχνόμετρο.

στημα (π.χ. 1 second).

Το συχνόμετρο λειτουργεί με οποιοδήποτε σήμα, αναλογικό ή ψηφιακό, μέσα όμως στην περιοχή συχνοτήτων για την οποία κατασκευάστηκε. Από τα πειράματα που θα ακολουθήσουν, θα γίνει κατανοητό ότι είναι εύκολη η κατασκευή ενός συχνομέτρου. Το συχνόμετρο του εργαστηρίου μας που φαίνεται στην εικόνα 4.5 έχει εύρος ζώνης από 5Hz έως 25MHz (Είσοδος A) και 20MHz έως 1,3GHz (Είσοδος B).

#### 4.3. Τροφοδοτικά Ισχύος DC και AC

Είναι από τα πλέον βασικά όργανα του εργαστηρίου δεδομένου ότι η λειτουργία τους είναι να παρέχουν την αναγκαία DC και AC ισχύ για να λειτουργήσουν τα ηλεκτρονικά κυκλώματα.



Σχ. 4.6. Τροφοδοτικά DC ισχύος.

Τα τροφοδοτικά DC ισχύος τα οποία χρησιμοποιούνται στο εργαστήριο φαίνονται στο Σχ. 4.6. Συνδέονται στην τάση του δικτύου, δηλ. στα 230 V / 50 Hz. Αποτελούνται από δύο όμοιες βαθμίδες οι οποίες μπορούν να παρέχουν DC τάση με δυνατότητα ρύθμισης από 0-32 V καθώς και DC ρεύμα με δυνατότητα ρύθμισης από 0-2 A. Ουσιαστικά δηλαδή κάθε βαθμίδα είναι μία ανεξάρτητη πηγή DC τάσης ή DC ρεύματος. Επιπλέον των δύο αυτών βαθμίδων τα νεότερα τροφοδοτικά διαθέτουν και μία τρίτη βαθμίδα η οποία παρέχει DC τάση με δυνατότητα ρύθμισης από 0-6 V η οποία χρησιμοποιείται αποκλειστικά στα ψηφιακά κυκλώματα.

Τα τροφοδοτικά AC ισχύος τα οποία χρησιμοποιούνται στο εργαστήριο φαίνονται στο Σχ. 4.7. Συνδέονται στην τάση του δικτύου, δηλ. στα 230 V / 50 Hz. Η έξοδος των AC τροφοδοτικών



Σχ. 4.7. Τροφοδοτικά AC ισχύος.

δίνει σήμα με συχνότητα ίση με τη συχνότητα του δικτύου δηλαδή 50 Hz ή 60 Hz. Αποτελούνται από δύο ή τρεις βαθμίδες οι οποίες μπορούν να παρέχουν AC τάση με δυνατότητα ρύθμισης από 0-40 V συχνότητας 50 Hz ή 60 Hz καθώς και DC τάση με δυνατότητα ρύθμισης από 0-40 V. Η τρίτη βαθμίδα δίνει μια σταθερή τάση 6.3 V AC στα 50 Hz. Σε παλαιότερα τροφοδοτικά υπήρχε η δυνατότητα μιας τέταρτης βαθμίδας DC τάσης με δυνατότητα ρύθμισης από 30-300 V.

#### 4.4. Γεννήτρια κυματομορφών διαφόρων συχνοτήτων

Η συγκεκριμένη συσκευή μπορεί να παράγει μία ή περισσότερες κυματομορφές σε συχνότητα μέσα στο εύρος των ακουστικών συχνοτήτων 0.1 Hertz (ένας κύκλος σε 10 seconds) - 100 kHz αλλά και πέρα από αυτό και έως τη συχνότητα των 2 MHz. Οι τυπικές κυματομορφές που παράγονται από τη γεννήτρια είναι: ημιτονικό κύμα (sine wave), τριγωνικό κύμα (triangle wave), πριονωτή κυματομορφή (sawtooth waveform), τετραγωνικό κύμα (square wave), και στενός τετραγωνικός παλμός (narrow rectangular pulse).



Σχ. 4.8. Γεννήτριες κυματομορφών.

Σε πολλές περιπτώσεις μπορούμε να προσθέσουμε στο σήμα μία DC τιμή (dc offset) ή ακόμη να «περάσουμε» το σήμα από έναν κατάλληλο πυκνωτή για να «εξαφανίσουμε» οποιαδήποτε DC συνιστώσα (dc bias). Αυτές οι διαδικασίες επιτρέπουν την πλήρη γνώση του σήματος εισόδου σε ένα αναλογικό κύκλωμα που θα ελεγχθεί, έτσι ώστε να μπορεί να ανιχνευτεί η εξέλιξη του σήματος κατά μήκος του κυκλώματος.

Η γεννήτρια χαμηλών συχνοτήτων που θα χρησιμοποιήσουμε φαίνεται στην εικόνα 4.8. Η συγκεκριμένη γεννήτρια μπορεί να παράγει κυματομορφές ημιτόνου, τριγώνου, ramp, παλμών και DC, μεταβλητού πλάτους (με μέγιστο 20 V<sub>P-P</sub>) και το εύρος ζώνης συχνοτήτων είναι από 0,02 Hz ως τα 2 MHz. Η έξοδος τερματίζεται στα 50 Ω με τη βοήθεια ομοαξονικού βύσματος τύπου BNC.

#### 4.5. Καλώδια που χρησιμοποιούνται στο εργαστήριο

Στο εργαστήριο Ηλεκτρονικής χρησιμοποιούνται διαφόρων τύπων καλώδια για να συνδέουν τις επιμέρους συσκευές μεταξύ τους και με το προς υλοποίηση κύκλωμα.

Ο πλέον συνηθισμένος τύπος καλωδίων φαίνεται στο Σχ. 4.9 και είναι αυτά που στο ένα άκρο τους καταλήγουν σε βύσμα τύπου “μπανάνας” για να συνδέονται με κατάλληλη υποδοχή κάποιας συσκευής ενώ στο άλλο άκρο τους καταλήγουν σε βύσμα τύπου “κροκοδειλάκι” για να μπορούν να αγκιστρωθούν σε κάποιο τμήμα του κυκλώματος (συνήθως επάνω στους αγωγούς διασύνδεσης ή στα ποδαράκια των διακριτών ηλεκτρονικών στοιχείων – αντιστάσεις, πυκνωτές, κλπ.).



Σχ. 4.9. Καλώδια εργαστηρίου.



Σχ. 4.10. Ομοαξονικά καλώδια εργαστηρίου.

Ο δεύτερος τύπος καλωδίων που χρησιμοποιούνται στο εργαστήριο είναι τα ομοαξονικά καλώδια τα οποία χρησιμοποιούνται για να συνδέουν τον παλμογράφο ή τη γεννήτρια σημάτων και επομένως πρέπει να μπορούν να μεταφέρουν σήματα AC όλων των συχνοτήτων που παράγει η γεννήτρια κυματομορφών. Τα ομοαξονικά καλώδια είναι εύκαμπτα και καταλήγουν στα άκρα τους σε βύσματα τύπου BNC (Bayonet Nutt Coupling) εάν θέλουμε να συνδέσουμε δύο συσκευές μεταξύ τους (Σχ. 4.10α) ή σε βύσμα τύπου BNC στο ένα άκρο και δύο βύσματα τύπου “κροκοδειλάκι” στο άλλο άκρο (Σχ. 4.10β) εάν θέλουμε να συνδέσουμε μία συσκευή με ένα τμήμα του κυκλώματος.



Σχ. 4.11. Συνδετήρας τύπου BNC.

Από τα δύο κροκοδειλάκια, το κόκκινο φέρει πάντα το ωφέλιμο σήμα ενώ το μαύρο αντιστοιχεί πάντα στη γείωση (δηλ. δεν μεταφέρει σήμα). Το βύσμα BNC φαίνεται σε λεπτομέρεια στα Σχ. 4.11 και αποτελείται από ένα κεντρικό τμήμα υπό μορφή ακίδας και ένα περίβλημα που αντιστοιχεί στη γείωση. Προκειμένου να συνδέσουμε το βύσμα BNC με μία συσκευή που διαθέτει κατάλληλη υποδοχή εφαρμόζουμε το βύσμα στην υποδοχή ακολουθώντας τον “οδηγό” που είναι χαραγμένος πάνω στο βύσμα και στη συνέχεια στρίβουμε προς τα δεξιά για να το βιδώσουμε ή προς τα αριστερά εάν θέλουμε να το ξεβιδώσουμε.

Ένας τύπος ομοαξονικών καλωδίων που χρησιμοποιείται συχνά στο εργαστήριο είναι αυτός στον οποίο το ένα άκρο καταλήγει σε ακροδέκτη "probe", Σχ. 4.12, δηλαδή σε ειδικό βύσμα το ένα άκρο του οποίου είναι ακίδα και φέρει το ωφέλιμο σήμα και το άλλο άκρο έχει κροκοδειλάκι και είναι η γείωση. Το καλώδιο με probe χρησιμοποιείται αποκλειστικά για τη σύνδεση με παλμογράφο και έχει τη δυνατότητα της ρύθμισης του πλάτους του σήματος που θα εμφανιστεί στην οθόνη του παλμογράφου. Συγκεκριμένα, αν η θέση του probe είναι στην ένδειξη 1:1 τότε ο παλμογράφος θα εμφανίζει στην οθόνη του το πλάτος του σήματος όπως ακριβώς το μετράει στην πραγματικότητα. Αν η θέση του probe είναι στην ένδειξη 10:1 τότε ο παλμογράφος θα εμφανίζει στην οθόνη του το πλάτος του σήματος υποβιβασμένο κατά 10 φορές, δηλαδή 10 φορές εξασθενημένο σε σχέση με την πραγματική του τιμή. Έτσι, έχουμε τη δυνατότητα να μετράμε στον παλμογράφο σήματα το πλάτος των οποίων μπορεί να είναι έως και 10 φορές μεγαλύτερο από το ανώτερο επιτρεπτό με βάση τις προδιαγραφές του.



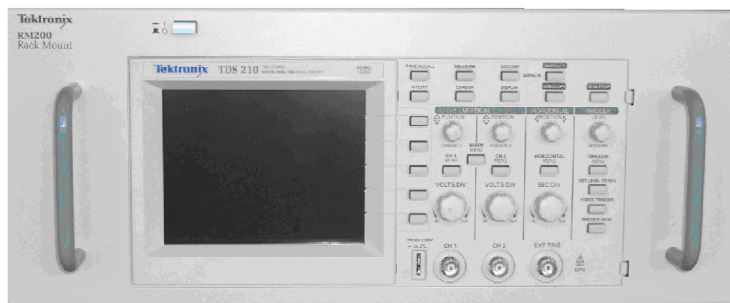
Σχ. 4.12. Probe παλμογράφου.

#### 4.6. Παλμογράφος

Ο παλμογράφος είναι το όργανο που μπορεί να **μετρήσει** τη στιγμιαία τιμή ενός σήματος, προβάλλοντας στην οθόνη του μία διδιάστατη γραφική παράσταση του σήματος, όπως ακριβώς παρουσιάζεται στην εικόνα 4.1. Συνήθως χρησιμοποιείται για να απεικονίσει το πλάτος του σήματος συναρτήσει του χρόνου. Μερικοί παλμογράφοι έχουν δύο ή και τέσσερις εισόδους. Όλες οι εισόδους χρησιμοποιούν την ίδια βάση χρόνου έτσι ώστε να είναι δυνατή η μέτρηση και η σύγκριση του πλάτους των σημάτων καθώς και του σχήματος της κυματομορφής, καθώς «ταξιθεύει» σε ένα πειραματικό κύκλωμα.



Σχ. 4.13. Αναλογικός παλμογράφος.



Σχ. 4.14. Ψηφιακός παλμογράφος.

Υπάρχουν αναλογικοί και ψηφιακοί παλμογράφοι. Το εργαστήριο Ηλεκτρονικής διαθέτει και τα δύο είδη. Λόγω της σημαντικότητας του οργάνου στη σχεδίαση, την κατασκευή και στις μετρήσεις ηλεκτρονικών κυκλωμάτων, το πρώτο εργαστηριακό πείραμα που ακολουθεί αναφέρεται στη χρήση και στην εξοικείωση με τον παλμογράφο.

Ο ψηφιακός παλμογράφος του εργαστηρίου Ηλεκτρονικής είναι ο TDS220 ο οποίος παρουσιάζεται στην εικόνα 4.14 και τα *κουμπιά ελέγχου* του\* τα οποία φαίνονται στην εικόνα 4.15, αναλύονται στη συνέχεια.

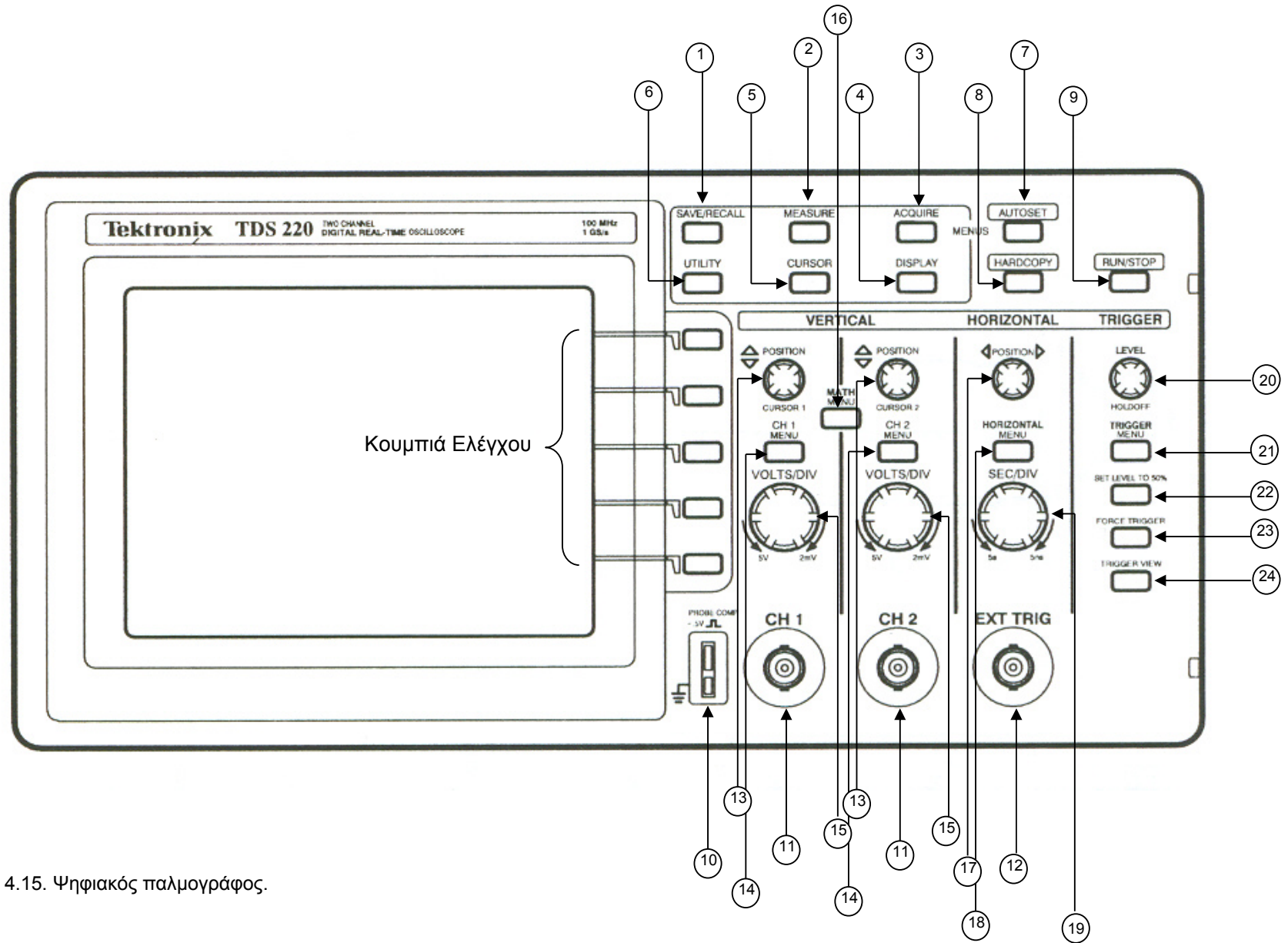
1. SAVE/RECALL. Δείχνει τις επιλογές αποθήκευσης/επανάκτησης των ρυθμίσεων (SETUPS) και των κυματομορφών (WAVEFORMS). Όσον αφορά τα *κουμπιά ελέγχου* των ρυθμίσεων (Setups), οι επιλογές μας είναι: Ανάκτηση εργοστασιακών ρυθμίσεων (Recall Factory) καθώς και πέντε (5) διαφορετικές ρυθμίσεις τις οποίες μπορούμε να αποθηκεύσουμε (Save) ή να ανακτήσουμε (Recall). Όσον αφορά τα *κουμπιά ελέγχου* των κυματομορφών (Waveforms), μπορούμε να έχουμε κυματομορφή ως πηγή (Source) στα CH1, CH2 ή MATH.
2. MEASURE. Δείχνει τις επιλογές αυτόματων μετρήσεων. Με τη βοήθεια των *κουμπιών ελέγχου* των μετρήσεων μπορούμε να θέσουμε τη μέτρηση για το ποιο πηγή (Source) μετράμε (Οι επιλογές είναι CH1 ή CH2) καθώς επίσης και για το ποιο θα είναι το είδος (Type) των μετρήσεων. Οι επιλογές μας εδώ είναι: Συχνότητα (Freq), Περίοδος (Period), Μέση τιμή (Mean), Τιμή από κορυφή σε κορυφή (Pk-Pk), Ενεργός τιμή (Cyc RMS). Οι μετρήσεις εμφανίζονται αυτόματα με το πάτημα των *κουμπιών ελέγχου*.
3. ACQUIRE. Δείχνει τις επιλογές ανάκτησης. Στα *κουμπιά ελέγχου* αυτής της επιλογής, οι πιθανές μορφές ανάκτησης της κυματομορφής είναι: Δείγμα (Sample), Ανίχνευση Κορυφών (Peak Detect), Μέσος Όρος (Averages: 4, 16, 64, 128).
4. DISPLAY. Δείχνει τις επιλογές απεικόνισης. Στα *κουμπιά ελέγχου* αυτής της επιλογής εμφανίζονται τα ακόλουθα: Τύπος (Type) που μπορεί να είναι Σημεία (Dots) ή Διανύσματα (Vectors), όπου ο Τύπος (Type) ορίζει για πόσο χρονικό διάστημα θα εμφανίζεται το κάθε σημείο της κυματομορφής (1, 2 ή 5 sec ή άπειρο χρονικό διάστημα ή και να είναι εκτός λειτουργίας, Off). Η μορφοποίηση (Format) μπορεί να είναι XY (Εμφανίζει το κανάλι 1 στον οριζόντιο άξονα και το κανάλι 2 στον κατακόρυφο άξονα) ή YT (Εμφανίζει την κατακόρυφη τάση συναρτήσει του χρόνου). Στα ίδια *κουμπιά ελέγχου* μπορούμε να ελέγξουμε τη φωτεινότητα της οθόνης (Contrast) και να την αυξήσουμε (Increase) ή να τη μειώσουμε (Decrease).
5. CURSOR. Δείχνει τις επιλογές του μεταγωγέα. Τα *κουμπιά* της κάθετης απόκλισης προσαρμόζουν τη θέση του μεταγωγέα ενώ εμφανίζεται το μενού του μεταγωγέα και οι μεταγωγείς είναι σε λειτουργία (ON). Οι μεταγωγείς παραμένουν εμφανείς (εκτός αν τεθούν εκτός λειτουργίας, OFF) αφού εγκαταλείψουμε το μενού του μεταγωγέα αλλά δεν μπορούν να ρυθμιστούν. Με τα *κουμπιά ελέγχου* αυτής της επιλογής μπορούμε να επιλέξουμε τον τύπο μέτρησης του μεταγωγέα (Τάση, Χρόνος ή να είναι εκτός λειτουργίας, OFF).
6. UTILITY. Δείχνει τις επιλογές χρησιμότητας του οργάνου. Στα *κουμπιά ελέγχου* αυτής της λειτουργίας βρίσκουμε τις ακόλουθες επιλογές: Κατάσταση Συστήματος (System Status), Αυτόματη βαθμονόμηση του οργάνου (Do Self Cal), Αρχείο λαθών (Error log), καθώς και επιλογές για τη γλώσσα του συστήματος (Language). Στην κατάσταση του συστήματος βρίσκουμε πληροφορία για την κατάσταση οριζόντιας απόκλισης, κατακόρυφης απόκλισης, για το σκανδαλισμό, καθώς και για το ίδιο το όργανο.
7. AUTOSSET. Θέτει αυτόματα τον έλεγχο του οργάνου ώστε να παράγει μία ευανάγνωστη κυματομορφή του σήματος εισόδου.
8. HARDCOPY. Εκκινεί λειτουργίες εκτύπωσης. Απαιτεί εξωτερικό module με ένα Centronics. RS232 ή GPIB θύρα.
9. RUN/STOP. Εκκινεί ή σταματά την ανακτημένη κυματομορφή.
10. PROBE COMP. Αντιστάθμιση (καλιμπράρισμα) του ακροδέκτη του βύσματος (probe) μέτρησης τάσης. Το χρησιμοποιούμε για να προσαρμόσουμε ηλεκτρικά τον ακροδέκτη του βύσματος μέτρησης (probe) με το κύκλωμα εισόδου. Η γείωση του ακροδέκτη μέτρησης συνδέεται στο σασί του BNC. Μη συνδέετε πηγή τάσης σ' αυτούς τους ακροδέκτες γείωσης. Θέτουμε το διακόπτη του βύσματος μέτρησης στο 10X και συνδέουμε το ομοαξονικό βύσμα στο κανάλι 1 του παλμογράφου και τους δύο ακροδέκτες σήματος και γείωση του βύσματος στις αντίστοιχες υποδοχές του PROBE COMP. Πατάμε το κουμπί AUTOSSET και μετά από λίγα δευτερόλεπτα θα εμφανιστεί μία τετραγωνική κυματομορφή (περίπου 5 V στο 1 KHz peak-to-peak). Εάν η κυματομορφή δεν είναι απόλυτα τετραγωνική ρυθμίζουμε με ένα κατσαβιδάκι τη μικρή βίδα που υπάρχει στο πλαϊνό μέρος του βύσματος (probe) ώστε η κυματομορφή να γίνει απόλυτα τετραγωνική.
11. CH1 & CH2. Επαφές εισόδου για να εμφανιστεί η μετρούμενη κυματομορφή.
12. EXT TRIG. Επαφή εισόδου για εξωτερική πηγή σκανδαλισμού. Χρησιμοποιούμε το TRIG MENU για να επιλέξουμε την πηγή σκανδαλισμού.

13. POSITION. Θέση καναλιού 1 & 2 και μεταγωγέα 1 & 2. Μετακινεί την κυματομορφή κάθετα. Όταν οι μεταγωγείς είναι σε θέση λειτουργίας (ON) και εμφανίζεται το μενού του μεταγωγέα, αυτά τα κουμπιά τοποθετούν σε συγκεκριμένη θέση τους μεταγωγείς.
14. CH1 & CH2 MENU. Μενού καναλιού 1 & 2. Δείχνει τις επιλογές του μενού του καναλιού εισόδου και θέτει την εμφάνιση του καναλιού εντός λειτουργίας και εκτός λειτουργίας. Στα *κουμπιά ελέγχου\** μπορούμε να ελέγξουμε: τη σύζευξη (Coupling) αν θα είναι DC, AC ή Ground, τα όρια του εύρους ζώνης (BW Limit)\*\* αν θα είναι εκτός λειτουργίας (BW=60MHz) ή κάποια άλλη τιμή, τον έλεγχο της κατακόρυφης απόκλισης (Volts/Div) αν θα είναι Fine ή Coarse, τον πολλαπλασιαστικό παράγοντα του ακροδέκτη μέτρησης (Probe) αν θα είναι 1X, 10X, 100X ή 1000X, την αντιστροφή της κυματομορφής (Invert) αν θα είναι On ή Off.
15. VOLTS/DIV. Μεταγωγέας Κατακόρυφης απόκλισης (κανάλι 1 & 2). Επιλέγει τους συντελεστές της κλίμακας της βαθμονόμησης.
16. MATH MENU. Δείχνει τις επιλογές για μαθηματικές πράξεις στην κυματομορφή και μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να θέσει σε λειτουργία ή εκτός λειτουργίας τη μαθηματική κυματομορφή. Στα *κουμπιά ελέγχου* αυτής της επιλογής μπορεί να θέσουμε την πράξη (Operation) αν θα είναι + ή – καθώς επίσης και για τη διαφορά (-) ποιο κανάλι θα αφαιρείται από ποιο.
17. POSITION. Ρυθμίζει την οριζόντια απόκλιση και των δύο καναλιών και των μαθηματικών συναρτήσεων. Η ακρίβεια αυτού του ελέγχου αλλάζει με την αλλαγή της βάσης χρόνου (για πολύ καλή προσαρμογή θέτουμε τη βάση χρόνου στα 50 ms/div).
18. HORIZONTAL MENU. Δείχνει το μενού της οριζόντιας απόκλισης.
19. SEC/DIV. Οριζόντια απόκλιση βάσης χρόνου. Επιλέγει τον παράγοντα της οριζόντιας κλίμακας time/div για τη βασική απεικόνιση ή για το παράθυρο της βάσης χρόνου. Όταν η ζώνη του παραθύρου είναι επιτρεπτή τότε αλλάζει το πλάτος της ζώνης του παραθύρου αλλάζοντας τη βάση χρόνου του παραθύρου.
20. LEVEL & HOLDOFF. Αυτό το κουμπί ελέγχου έχει διπλό σκοπό: (A) Θέτει το ελάχιστο επίπεδο πλάτους που πρέπει να έχει το σήμα σκανδαλισμού ώστε να γίνει ανάκτηση του επιθυμητού προς μέτρηση σήματος. (B) Ως κουμπί ελέγχου HOLDOFF θέτει το χρονικό διάστημα μεταξύ δύο σκανδαλισμών.
21. TRIGGER MENU. Δείχνει τις επιλογές σκανδαλισμού.
22. SET LEVEL TO 50%. Το ελάχιστο πλάτος σκανδαλισμού τίθεται στο μέσον μεταξύ των κορυφών του σήματος σκανδαλισμού.
23. FORCE TRIGGER. Εκκινεί την ανάκτηση του σήματος ανεξάρτητα από την καταλληλότητα του σήματος σκανδαλισμού. Αυτό το κουμπί δεν έχει καμιά επίδραση αν η ανάκτηση έχει ήδη σταματήσει.
24. TRIGGER VIEW. Δείχνει την κυματομορφή σκανδαλισμού στη θέση της κυματομορφής του καναλιού όταν το κουμπί αυτό είναι πατημένο. Μπορούμε να το χρησιμοποιήσουμε για να δούμε πώς οι ρυθμίσεις σκανδαλισμού επηρεάζουν το σήμα σκανδαλισμού.

\* Τα *κουμπιά ελέγχου* εμφανίζονται στο δεξιό μέρος της οθόνης.

\*\* Το εύρος ζώνης δεν είναι έγκυρο για την περίπτωση όπου ο ακροδέκτης λήψης μέτρησης (Probe) είναι ο P2100 και ο διακόπτης του είναι στην ένδειξη 1X.



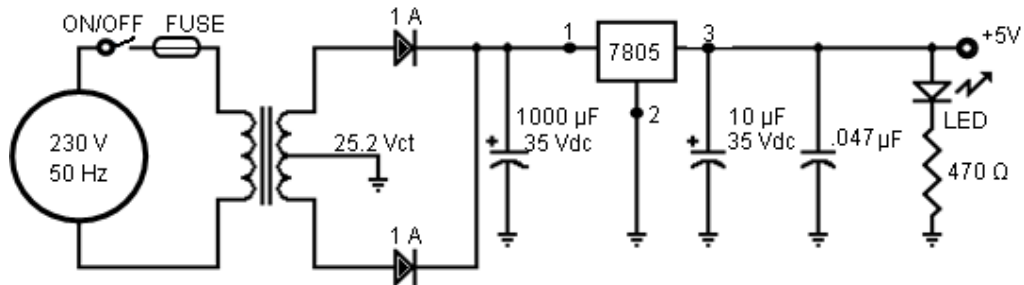


Σχ. 4.15. Ψηφιακός παλμογράφος.

## Παράδειγμα Κατασκευής Τροφοδοτικού για Ψηφιακά Κυκλώματα σε Breadboard.

### Εισαγωγή

Σε πολλές περιπτώσεις, η κατασκευή ενός τροφοδοτικού που θα εξυπηρετεί μικρό μόνον αριθμό ψηφιακών κυκλωμάτων, όπως η κατασκευή σε ένα breadboard, είναι αναγκαία και πρέπει να αντικαθιστά ένα τυποποιημένο τροφοδοτικό, το οποίο συνήθως υποστηρίζει υψηλότερες απαιτήσεις όπως για παράδειγμα έναν ηλεκτρονικό υπολογιστή (20A, 5V). Είναι λοιπόν δυνατό να κατασκευαστεί ένα πολύ καλό τροφοδοτικό στο ένα τέταρτο του χώρου που καταλαμβάνει συνολικά το breadboard, αρκεί να ακολουθούνται οι κανόνες που αναφέρθηκαν σε προηγούμενες παραγράφους.



### Σχηματικό Διάγραμμα

Στόχος του παραδείγματος είναι η ανάδειξη της διαδικασίας κατασκευής του κυκλώματος ενός τροφοδοτικού για την τροφοδοσία ψηφιακών κυκλωμάτων, το οποίο παρουσιάζεται στο πιο πάνω σχηματικό διάγραμμα. Το κύκλωμα είναι αρκετά σύνθετο και περιλαμβάνει μεγάλο αριθμό στοιχείων τα οποία θα χρησιμοποιηθούν στη συνέχεια για την υλοποίηση των πειραμάτων που ακολουθούν.

Η διαδικασία που περιγράφεται, για την κατασκευή του συγκεκριμένου κυκλώματος, παρέχει μια ολοκληρωμένη εικόνα της διαχείρισης των στοιχείων – υλικών κατά τη διάρκεια της κατασκευής. Δύο σημεία θα πρέπει να επισημανθούν στο σημείο αυτό. Το ολοκληρωμένο 7805 που περιλαμβάνει ένα σύνθετο κύκλωμα σταθεροποιητή τάσης στα + 5V και ο μετασχηματιστής. Η διαδικασία τοποθέτησης του πρώτου στο breadboard είναι όμοια με αυτή που ακολουθείτε για ένα τρανζίστορ ή ένα SCR, καθ' όσον το συγκεκριμένο στοιχείο έχει τρεις ακροδέκτες. Σε ότι αφορά το μετασχηματιστή, ένας διακόπτης ON/OFF και μία ασφάλεια (FUSE) θα πρέπει να τοποθετηθούν στο πρωτεύων του μετασχηματιστή, αλλά όχι πάνω στο breadboard, για προστασία από βραχυκύκλωμα.

### Κατάλογος Υλικών

- Μετασχηματιστής μεσαίας λήψης (ct). Παροχή πρωτεύοντος 230 V, 50Hz (τάση δικτύου) και τάση δευτερεύοντος στα 25,2 Vac, δηλαδή 12,6-0-12,6 Vac στο 1,5 Amp.
- 5 Συνδετήρες καλωδίου για τη σύνδεση της τάσης του δικτύου στο πρωτεύον και μεταφορά της τάσης του δευτερεύοντος στο breadboard.
- Αντίσταση 470Ω (με βάση τον κώδικα χρωμάτων Κίτρινο- Μοβ- Καφέ).
- Πυκνωτής κεραμικός 0,047µF.
- Πυκνωτής ηλεκτρολυτικός 10 µF στα 35 V, με ακροδέκτες που βγαίνουν από το ίδιο άκρο του περιβλήματος του πυκνωτή.
- Πυκνωτής ηλεκτρολυτικός 1000 µF στα 35 V, με ακροδέκτες που βγαίνουν ένας από κάθε άκρο του περιβλήματος του πυκνωτή.
- 2 Ανορθωτικές Δίοδοι πυριτίου, με ελάχιστη δυνατότητα ρεύματος ορθής πόλωσης 1 A στα 50 V.
- Ολοκληρωμένο 7805, σταθεροποιητής τάσης στα + 5 V.
- LED πράσινο.
- Καλώδια σύνδεσης χρωματιστά. Κόκκινο για την τροφοδοσία, μαύρο για την τάση αναφοράς και κίτρινο για τις διάφορες συνδέσεις. Θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν περισσότερα χρώματα ώστε να διευκολύνετε ο εντοπισμός συγκεκριμένων συνδέσεων.

### Εργαλεία που απαιτούνται.

Για την κατασκευή του τροφοδοτικού στο breadboard απαιτείται η χρήση ενός κόφτη, ενός απογυμνωτή καλωδίου, ενός μυτοτσιμπίδου και μιας λαβίδας. Σε πρώτη φάση ένα πολύμετρο είναι πολύ χρήσιμο για να διαπιστωθεί η σωστή λειτουργία του κυκλώματος.

### Προετοιμασία Καλωδίων Σύνδεσης

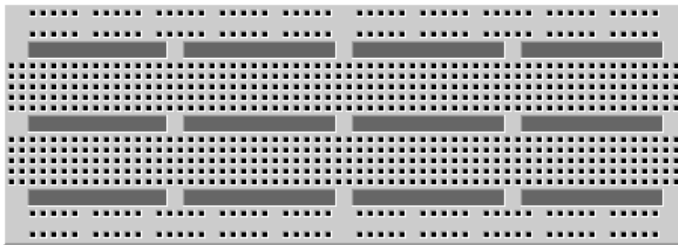
Η πρώτη κίνηση που θα πρέπει να κάνει συστηματικά ο χρήστης του breadboard, είναι η κατασκευή και εγκατάσταση των καλωδίων σύνδεσης. Τα μήκη των καλωδίων αυτών είναι συνήθως 0.3" και 0.5", ταιριάζουν στις αποστάσεις των κυψελών και καλύπτουν τις απαιτήσεις μιας κατασκευής ως επί το πλείστον. Συνήθης πρακτική είναι να κατασκευάζονται τα καλώδια αυτά με τη μορφή που παρουσιάζεται στο παραπλεύρως σχήμα. Αν τα καλώδια που απαιτούνται έχουν μικρό μήκος, τότε για να είναι εφικτή η απογύμνωσή τους, χρησιμοποιείται μεγαλύτερο μήκος καλωδίου και στη συνέχεια αυτό λυγίζεται, βλ. σχήμα δεξιά. Προς αποφυγή βραχυκυκλώματος, τα καλώδια πρέπει να καλύπτονται από το μονωτικό τους περίβλημα εκτός των δύο άκρων τους τα οποία εισέρχονται στις κυψέλες του breadboard και θα έχουν μήκος ¼".



### Άλλα Υλικά

Καλώδια βραχυκύκλωσης	Αντιστάσεις	Δίοδοι	Transistors

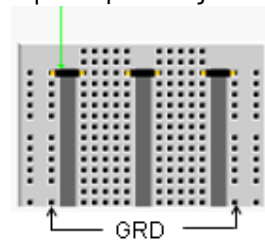
### Κατασκευή του κυκλώματος



Η κατασκευή που παρουσιάζεται στη συνέχεια, είναι ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα της διαδικασίας που θα ακολουθείτε κατά την υλοποίηση των εργαστηριακών ασκήσεων. Η πλακέτα στα αριστερά είναι μια τυπική πλακέτα κατασκευής κυκλωμάτων και θα χρησιμοποιηθεί για την κατασκευή του τροφοδοτικού που αναφέραμε στις προηγούμενες παραγράφους. Τα περισσότερα από τα στοιχεία που θα χρησιμοποιηθούν εφαρμόζουν εύκολα στις κυψέλες της πλακέτας. Όσων οι ακροδέκτες είναι δύσκολο να τοποθετηθούν στις κυψέλες, αλλά και για να αποφευχθεί η καταστροφή της πλακέτας, θα τα τοποθετηθούν κοντά στην πλακέτα και θα προσαρμοστούν σε αυτά κατάλληλοι ακροδέκτες.

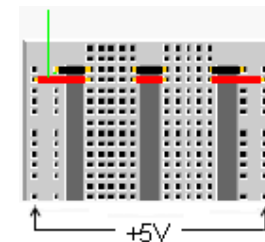
#### Μαύρα καλώδια σύνδεσης μήκους 0.3"

Προετοιμάζουμε τρία μαύρα καλώδια σύνδεσης μήκους 0.3" με την διαδικασία που περιγράψαμε πιο πάνω. Τα τοποθετούμε στην πλακέτα, στις θέσεις που φαίνονται στο διάγραμμα δεξιά. Το μαύρο χρώμα χρησιμοποιείται τυπικά για να δηλώσει τη γείωση των κυκλωμάτων που θα κατασκευάσουμε. Έτσι υπάρχουν δυο γραμμές γείωσης που διατρέχουν κατά μήκος την πλακέτα.



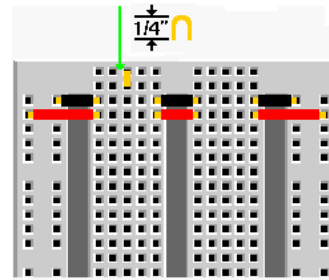
#### Κόκκινα καλώδια σύνδεσης μήκους 0.5" και 0.3"

Προετοιμάζουμε τρία κόκκινα καλώδια σύνδεσης, δυο μήκους 0.5" και ένα μήκους 0.3", με την διαδικασία που περιγράψαμε πιο πάνω. Τα τοποθετούμε στην πλακέτα, στις θέσεις που φαίνονται στο διάγραμμα δεξιά. Το κόκκινο χρώμα χρησιμοποιείται τυπικά για να δηλώνει την τάση τροφοδοσίας των +5 volts που είναι και η τάση τροφοδοσίας των ψηφιακών κυκλωμάτων. Έτσι, και εδώ, υπάρχουν δυο γραμμές τροφοδοσίας που διατρέχουν κατά μήκος την πλακέτα.



### Καλώδιο σύνδεσης 0.1"

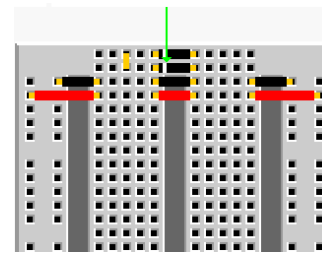
Κόβουμε ένα μήκος καλωδίου  $\frac{1}{2}$ ", το απογυμνώνουμε και το λυγίζουμε όπως στο σχήμα δεξιά. Εδώ δεν απαιτείτε το μονωτικό πλαστικό που ούτως ή άλλως είναι δύσκολο να διατηρηθεί για τόσο μικρό μήκος καλωδίου. Χρησιμοποιούμε το βραχυκύκλωμα αυτό για να συνδέσουμε τις δυο πεντάδες κυμαλών στο πάνω αριστερό μέρος της πλακέτας.



### Ημιαγωγικές διόδους Πυριτίου

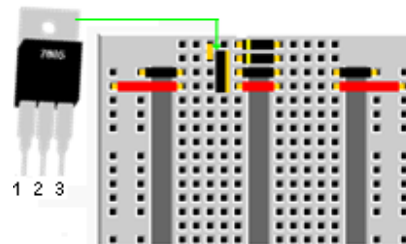
Πριν προετοιμάσετε τις ανορθώτριες διόδους του τροφοδοτικού, παρατηρήστε το σώμα τις κάθε μιας διόδου. Υπάρχει ένας χρωματιστός κύκλος στο ένα άκρο της διόδου κοντά στον ένα μεταλλικό ακροδέκτη. Είναι η ένδειξη της καθόδου του στοιχείου. Είναι πολύ σημαντικό να εντοπισθεί το σημείο αυτό, ώστε να τοποθετηθεί με την σωστή φορά καθεμία διόδος και να αποφευχθεί η οποιαδήποτε ζημιά στα στοιχεία του κυκλώματος.

Οι διόδους πρέπει να τοποθετούνται λίγο υψηλότερα από την επιφάνεια της πλακέτας για να επιτρέπεται η διέλευση αέρα και συνεπώς η ψύξη της διόδου σε περίπτωση υπερθέρμανσης. Για να επιτευχθεί αυτό, αφού λυγίσετε τους ακροδέκτες σε μια απόσταση 0.3", κόψτε τους ακροδέκτες σε ένα μήκος περίπου  $\frac{1}{2}$ ". Τέλος, τοποθετήστε τις διόδους όπως στο σχήμα συναρμολόγησης δεξιά.



### Ολοκληρωμένο 7805. Σταθεροποιητής τάσης +5 Volt.

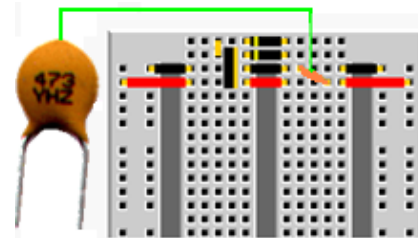
Τοποθετήστε τον σταθεροποιητή τάσης 7805 όπως φαίνεται στο σχήμα δεξιά. Έτσι ο ακροδέκτης 1 είναι συνδεδεμένος με τις καθόδους των διόδων, ο ακροδέκτης 2 στη γείωση και ο ακροδέκτης 3 στην γραμμή τροφοδοσίας. Μερικές φορές είναι ευκολότερο να τοποθετηθεί το ολοκληρωμένο στις κυμέλες της πλακέτας αφού πρώτα έχουν καμφθεί οι ακροδέκτες κατά  $90^\circ$ .



### Κεραμικός πυκνωτής .047μf

Επιλέξτε τον κατάλληλο πυκνωτή και εξετάστε προσεκτικά την τιμή του. Ο συγκεκριμένος πυκνωτής έχει χωρητικότητα .047μf και καταγράφεται ως 473 ή 47000 pf. Σε πολλές περιπτώσεις οι ακροδέκτες του πυκνωτή είναι μικρού μήκους, περίπου  $\frac{3}{8}$ ". Εάν είναι μακρύτεροι τους περιορίζουμε στο μήκος που προαναφέρθηκε.

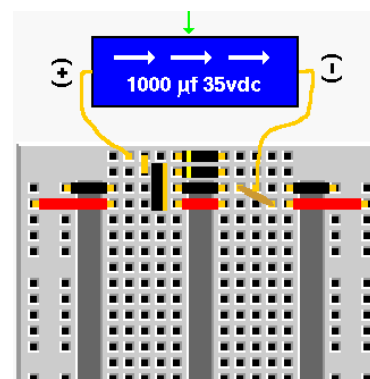
Στη συνέχεια τοποθετούμε τον πυκνωτή στη θέση που προβλέπεται στο διάγραμμα. Η απόσταση μεταξύ των ακροδεκτών πυκνωτή αυτού του τύπου είναι συνήθως μεταξύ 0.2" ή 0.25". Η τοποθέτηση του πυκνωτή στο κύκλωμα φαίνεται στο διάγραμμα συναρμολόγησης δεξιά.



### Πυκνωτής αποθήκευσης ενέργειας του τροφοδοτικού

Ο ηλεκτρολυτικός πυκνωτής των 1000μf είναι πολύ μεγάλος για να τοποθετηθεί πάνω στην πλακέτα, όμως έχει αρκετά μεγάλους ακροδέκτες έτσι ώστε να τοποθετηθεί κοντά στην πλακέτα με τρόπο ώστε οι ακροδέκτες του να τοποθετηθούν στις κυμέλες που πρέπει. Βλέπε διάγραμμα συναρμολόγησης δεξιά.

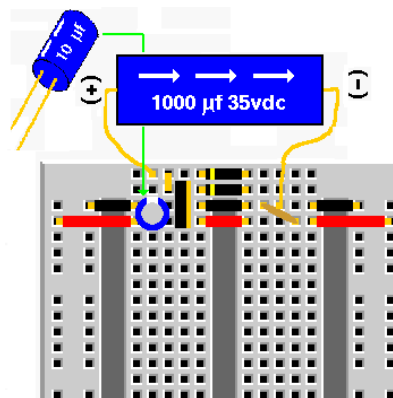
Τα βέλη πάνω στο σώμα του πυκνωτή δείχνουν τον αρνητικό ακροδέκτη και είναι ιδιαίτερα σημαντικό να προσεχθεί η πολικότητά του όταν τοποθετηθεί στο κύκλωμα. Ο αρνητικός ακροδέκτης τοποθετείται σε σημείο γείωσης και ο θετικός στον ακροδέκτη 1 του σταθεροποιητή (7805) ο οποίος συνδέεται ταυτόχρονα με τις καθόδους των δύο διόδων. Η συνδεσμολογία φαίνεται στο διάγραμμα συναρμολόγησης δεξιά.



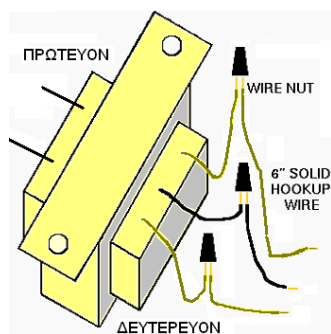
### Πυκνωτής εξόδου του τροφοδοτικού

Παρατηρώντας προσεκτικά τον ηλεκτρολυτικό πυκνωτή των 10μf που θα χρησιμοποιηθεί στην έξοδο του τροφοδοτικού των +5 volts, βλέπουμε ότι οι ακροδέκτες του βγαίνουν από το ίδιο άκρο του κυλινδρικού σώματος, αλλά δεν έχουν το ίδιο μήκος. Ο ακροδέκτης που βρίσκεται κοντά στο σημείο του σώματος που έχει τα λευκά βέλη είναι πάντα ο αρνητικός και είναι πάντα ο πιο κοντός.

Μειώστε το μήκος των ακροδεκτών του πυκνωτή περίπου στα 3/8", και τοποθετήστε τον όπως φαίνεται στο διάγραμμα συναρμολόγησης. Παρατηρήστε προσεκτικά την πολικότητα του πυκνωτή, έτσι ώστε ο αρνητικός ακροδέκτης να συνδεθεί στη γείωση και ο θετικός στα +5 volts. Προσοχή στη τοποθέτησή του, δεν πρέπει να ακουμπά στο σώμα του σταθεροποιητή 7805 (διάγραμμα συναρμολόγησης δεξιά).



### Προετοιμασία του Δευτερεύοντος του Μετασχηματιστή



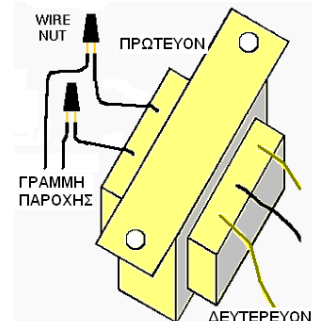
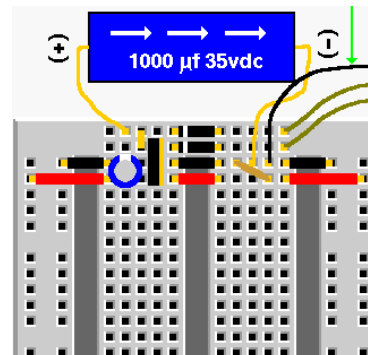
Ο μετασχηματιστής για το τροφοδοτικό που θα κατασκευαστεί έχει τρία καλώδια στο δευτερεύον και δύο στο πρωτεύον. Το μεσαίο μαύρο καλώδιο είναι η μεσαία λήψη του μετασχηματιστή και θα χρησιμοποιηθεί πλέον ως σημείο αναφοράς ή γείωση όπως συνηθίζεται να αποκαλούμε το σημείο αναφοράς.

Χρησιμοποιώντας τρία καλώδια (ένα μαύρο και δύο κίτρινα) μήκους 6", απογυμνώνουμε από το μονωτικό περίβλημα και τις δύο άκρες του καθενός από αυτά κατά 1/4" μήκους. Also trim the exposed wire from the transformer to 1/4" if necessary. Συνδέουμε το καθένα από τα καλώδια αυτά με τα αντίστοιχου χρώματος καλώδια, του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή, με small wire nut. Με προσοχή και όσο καλύτερη φυσική επαφή γίνεται μεταξύ των καλωδίων τοποθετούμε τα wire nut που δημιουργούν και ηλεκτρική μόνωση στις συνδέσεις.

### Σύνδεση του Δευτερεύοντος του Μετασχηματιστή

Συνδέουμε τα δύο κίτρινα καλώδια του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή στις ακριανές δεξιά στην πλακέτα κυψέλες, όπως φαίνεται στο σχήμα. Δεν έχει σημασία το που θα συνδεθεί το κάθε καλώδιο σε σχέση με τις δύο κυψέλες που αναφέραμε. Το επόμενο βήμα είναι η σύνδεση του μεσαίου μαύρου καλωδίου στην κυψέλη γείωσης που είναι δίπλα στις δύο προηγούμενες όπως φαίνεται στο διάγραμμα συναρμολόγησης δεξιά. Με τον τρόπο αυτό έχουμε κρατήσει τα καλώδια του μετασχηματιστή μακριά από το χώρο όπου θα κατασκευάσουμε μελλοντικά το οποιοδήποτε κύκλωμα θέλουμε.

Στη θέση που τοποθετήθηκαν τα δύο κίτρινα καλώδια του δευτερεύοντος, έχουν δημιουργηθεί δύο βρόγχοι (οι δίοδοι είναι σε σειρά με τους βρόγχους) που κάνουν διπλή ανόρθωση στην τάση που προσφέρει το δευτερεύον του μετασχηματιστή.



### Σύνδεση του Πρωτεύοντος του Μετασχηματιστή

Συνδέουμε τα δύο καλώδια του πρωτεύοντος του μετασχηματιστή όπως φαίνεται στο σχήμα, με τη βοήθεια των wire nut στο καλώδιο τάσης του δικτύου. Δεν έχει σημασία που θα συνδεθεί το κάθε καλώδιο του πρωτεύοντος του μετασχηματιστή σε σχέση με τα καλώδια της τάσης του δικτύου.

Η σύνδεση που παρουσιάζετε εδώ είναι απόλυτα αποδεκτή, χωρίς γείωση, διότι η σύνδεση του πρωτεύοντος είναι απόλυτα μονωμένη από το πειραματικό κύκλωμα.

Βεβαίως θα μπορούσε να συνδεθεί η γείωση του δικτύου με το κυρίως σώμα του μετασχηματιστή, αλλά συνήθως η διαδικασία αυτή ακολουθείται όταν το κύκλωμα που κατασκευάζουμε τοποθετείται σε μεταλλικό κουτί για μόνωση και από ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία.

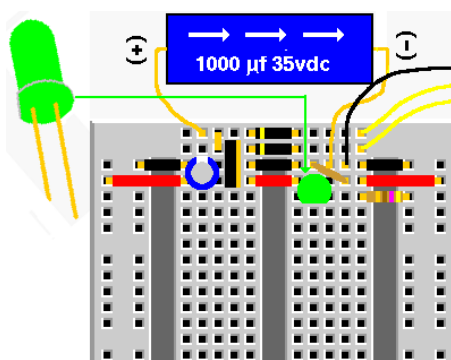
#### Τοποθέτηση της αντίστασης των 470Ω, ¼ Watt

Επιλέγουμε την αντίσταση των 470Ω, ¼ watt (κώδικας χρωμάτων Κίτρινο – Μώβ – Καφέ) και διαμορφώνουμε τους ακροδέκτες της - όπως αναφέραμε νωρίτερα - με απόσταση μεταξύ τους 0.3".

Μειώνουμε το μήκος των ακροδεκτών σε περίπου ¼", και τοποθετούμε την αντίσταση στην πλακέτα όπως φαίνεται στο διάγραμμα συναρμολόγησης δεξιά.

#### Τοποθέτηση Πράσινης Ενδεικτικής λυχνίας LED

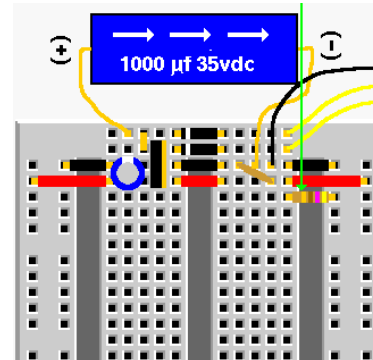
Επιλέγουμε το πράσινο LED Όπως φαίνεται και στο



σχήμα δίπλα, (α) ένας από τους δύο ακροδέκτες του είναι

σε μήκος μεγαλύτερος του άλλου και (β) ο κοντύτερος ακροδέκτης βρίσκεται στην πλευρά όπου η στρογγυλή επιφάνεια του περιβλήματος του LED, σε ένα σημείο της γίνεται επίπεδη. Το επίπεδο σημείο και ο κοντός ακροδέκτης υποδεικνύουν την κάθοδο του LED.

Είναι σημαντικό να επισημανθεί αμέσως η κάθοδος του LED και να τοποθετηθεί σωστά στην πλακέτα όπως φαίνεται και στο διάγραμμα συναρμολόγησης. Το LED τοποθετείται σε σειρά με την αντίσταση των 470Ω.



#### Συμπεράσματα και συμπληρωματικές οδηγίες για τη χρήση της πλακέτας.

Στις προηγούμενες παραγράφους ολοκληρώθηκε η κατασκευή ενός DC τροφοδοτικού +5 Volts, πάνω σε μια πλακέτα (breadboard). Σε κάθε κατασκευή αυτού του τύπου, επιβάλλεται ο τελικός έλεγχος του κυκλώματος που υλοποιήθηκε σε σχέση πάντα με το κυκλωματικό διάγραμμα που έχουμε μπροστά μας. Ο τελικός έλεγχος, πριν ενεργοποιήσουμε το οποιοδήποτε κύκλωμα κατασκευάσαμε, μας δίνει τη δυνατότητα να κάνουμε συνήθως μικρές διορθώσεις σε μικρά σφάλματα που πέρασαν απαρατήρητα κατά την κατασκευή.

Το επόμενο βήμα στην πειραματική διαδικασία που περιγράψαμε στις προηγούμενες σελίδες, είναι η ενεργοποίηση του κυκλώματος και η λήψη μετρήσεων. Παρόλα αυτά, η διαδικασία που περιγράψαμε στόχο είχε την εξοικείωση της χρήσης της πλακέτας και οι διαδικασίες που ακολουθεί είναι τυπική για οποιοδήποτε κύκλωμα. Άλλωστε τα στοιχεία των ημιαγωγών που χρησιμοποιήθηκαν και τα κυκλώματα που κατασκευάστηκαν θα αποτελέσουν αντικείμενα μελέτης του μαθήματος στη συνέχεια.

#### Έλεγχος του Τροφοδοτικού

Ενεργοποιήστε το τροφοδοτικό με παροχή τάσης στο μετασχηματιστή. Μεταξύ δικτύου και μετασχηματιστή θα πρέπει να υπάρχει διακόπτης ON/OFF και ασφάλεια προστασίας.

Ρυθμίστε το βολτόμετρό σας σε κλίμακα 20 V<sub>DC</sub> και συνδέστε το μαύρο ακροδέκτη του οργάνου στη γείωση του κυκλώματος και τον κόκκινο στην τάση (δύο γραμμές των δέκα πεντάδων κυψελών που έχουν δημιουργηθεί με την βοήθεια των κόκκινων καλωδίων, κατά μήκος της πλακέτας) και ενεργοποιήστε την παροχή. Η πράσινη ενδεικτική λυχνία πρέπει να ανάψει άμεσα και να παραμείνει αναμμένη. Την ίδια στιγμή το βολτόμετρο πρέπει να καταγράφει μια τιμή τάσης μεταξύ +4,75 και +5,25 volts (ανοχή της τάσης του 5%). Εάν η τάση είναι η αναμενόμενη αλλά η ενδεικτική λυχνία δεν ανάβει το πιθανότερο σφάλμα είναι ότι έχει τοποθετηθεί με λάθος πολικότητα. Εάν η τάση είναι λάθος ελέγξτε ξανά το κύκλωμα. Σε κάθε περίπτωση κλείστε το τροφοδοτικό και περιμένετε μερικά δευτερόλεπτα μέχρι να εκφορτιστούν οι ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές και στη συνέχεια διενεργήστε τον έλεγχο.

Μετά την επιβεβαίωση της τιμής της τάσης του τροφοδοτικού μετακινήστε τον κόκκινο ακροδέκτη του οργάνου στον θετικό ακροδέκτη του πυκνωτή των 1000µf. Εδώ η τάση θα πρέπει να είναι περίπου +17 volts. Αυτό εξαρτάται από την τάση του δευτερεύοντος και την ανοχή των στοιχείων που χρησιμοποιήθηκαν. Με το κλείσιμο του τροφοδοτικού, μετά το πέρασ

των μετρήσεων, παρατηρείται μια μικρή καθυστέρηση στην απενεργοποίηση της ενδεικτικής λυχνίας. Αυτό οφείλεται στην αποθηκευμένη ενέργεια των ηλεκτρολυτικών πυκνωτών (κυρίως αυτού των 1000μf) και στο χρόνο που χρειάζονται για πλήρη εκφόρτιση.

#### **Παρατηρήσεις για το κύκλωμα που κατασκευάστηκε.**

Η καρδιά του συγκεκριμένου κυκλώματος είναι το ολοκληρωμένο 7805. Αυτό ουσιαστικά κάνει τη δύσκολη δουλειά να κρατά σταθερή την τάση στα +5 volt για κάθε κύκλωμα που θα τροφοδοτεί. Σίγουρα υπάρχουν διαφοροποιήσεις στην τάση αυτή που έχουν να κάνουν με την ανοχή των στοιχείων και άλλων παραγόντων που θα εξεταστούν και στο θεωρητικό κομμάτι του μαθήματος. Η τάση εξόδου πιθανά να κυμαίνεται κατά 5% (0.25 volt) από την ονομαστική τιμή των +5 volt, παρόλα αυτά θα είναι μέσα στην αποδεκτή κλίμακα. Στην συγκεκριμένη περίπτωση το πειραματικό κύκλωμα που κατασκευάστηκε, μετρήθηκε και καταγράφηκε η τάση εξόδου του στα 4.85 volts.

Όταν ενεργοποιείται το κύκλωμα, το πράσινο LED ανάβει. Αυτό επιβεβαιώνει ότι το κύκλωμα έχει ενεργοποιηθεί. Παράλληλα προσφέρει και δυο επιπλέον πληροφορίες για τη λειτουργία του κυκλώματος. Οι πληροφορίες αυτές δίδονται όταν το κύκλωμα απενεργοποιείται. Ας θυμηθούμε ότι το LED παρέμεινε για μερικά δευτερόλεπτα αναμμένο μετά την απενεργοποίησή του. Αυτό δείχνει ότι ο πυκνωτής των 1000μf κρατάει αρκετό φορτίο παρά τις όποιες μεταβολές στο φορτίο ή στην τάση του δικτύου. Στην πειραματική διάταξη που κατασκευάστηκε και μετρήθηκε (**Έλεγχος του Τροφοδοτικού**, τελευταία παράγραφος), η τάση του πυκνωτή μετρήθηκε στα 17.5 volts και είναι αρκετή για να επιτρέψει στον σταθεροποιητή να λειτουργεί χωρίς πρόβλημα. Η δεύτερη πληροφορία που σχετίζεται με το LED έχει να κάνει με το γεγονός ότι προσφέρει ένα ελάχιστο φορτίο στην έξοδο του τροφοδοτικού, άρα ένα δρόμο εκφόρτισης στον πυκνωτή. Χωρίς την ενδεικτική αυτή λυχνία, ο πυκνωτής θα κρατούσε το φορτίο του για μεγαλύτερο χρονικό διάστημα.

**ΣΗΜΕΙΩΣΗ:** Δεν θα πρέπει ποτέ να προστίθεται ή να αφαιρείται κάποιο στοιχείο του κυκλώματος όταν το LED είναι αναμμένο. Η όποια μετατροπή στο κύκλωμα θα πρέπει να γίνει αφότου το LED έχει σβήσει. Με τον τρόπο αυτό προστατεύετε οποιοδήποτε ευαίσθητο στοιχείο του κυκλώματος.

Το τροφοδοτικό που παρουσιάστηκε πιο πάνω έχει τη δυνατότητα να παρέχει ρεύμα μέχρι περίπου 150 milliamperes (mA). Σε περίπτωση που το ολοκληρωμένο 7805 ζεσταθεί, τότε θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί μια ψήκτρα που προβλέπεται από τους κατασκευαστές ολοκληρωμένων κυκλωμάτων αυτού του τύπου.





# 1. Παλμογράφος

## Χρήση και εξοικείωση με τον παλμογράφο.

### 1.1. Εισαγωγή

Ο παλμογράφος, όπως παρουσιάστηκε αναλυτικά στην εισαγωγική παράγραφο 4.6, είναι μια συσκευή εξαιρετικά χρήσιμη και αξιόπιστη για τη μελέτη της συμπεριφοράς των ηλεκτρικών και ηλεκτρονικών κυκλωμάτων. Η ικανότητά του να παρουσιάζει στην οθόνη του κυματομορφές των ηλεκτρικών τάσεων, επιτρέπει τη μελέτη οποιουδήποτε μεταβλητού φαινομένου το οποίο είναι δυνατό να μετατραπεί σε ανάλογη μεταβολή τάσης, εφόσον η συχνότητά του είναι μέσα στα όρια της περιοχής συχνότητας του παλμογράφου. Μετρήσεις συχνότητας, περιόδου, πλάτους, τιμής κορυφής σε κορυφή, παραμόρφωσης μιας κυματομορφής ή χρόνου, διαφορά φάσης, σύγκρισης δύο κυματομορφών είναι μερικά από τα χαρακτηριστικά τα οποία αναλύονται συνήθως με τη χρήση του παλμογράφου. Υπάρχουν πολλές μεταβολές ρεύματος και τάσης στα ηλεκτρονικά κυκλώματα οι οποίες είναι τόσο ακανόνιστες ή μεταβατικές ώστε ο μόνος τρόπος να καταστούν αυτές αντιληπτές είναι η απεικόνισή τους στην οθόνη του παλμογράφου. Ο παλμογράφος παρουσιάζει στην οθόνη του διάγραμμα των μεταβολών της τάσης κατά τον κατακόρυφο άξονα, ως συνάρτηση του χρόνου κατά τον οριζόντιο άξονα.

### 1.2. Μέρος Πρώτο: Μετρήσεις τάσεων AC-DC και συχνότητας

#### 1.2.1. Αντικείμενο - Σκοπός

Σκοπός του παρόντος πειράματος δεν είναι η κατανόηση της θεωρίας του κυκλώματος αλλά η εξοικείωση του χρήστη με την ενέργεια του κάθε ρυθμιστή και την επίδρασή του στην απόδοση του παλμογράφου. Στο παρόν πείραμα θα εξοικειωθεί ο χρήστης με τη λειτουργία του παλμογράφου του εργαστηρίου. Οι οδηγίες που δίδονται είναι γενικής φύσεως και μπορούν να εφαρμοστούν σε οποιονδήποτε παλμογράφο του ίδιου τύπου με αυτόν του εργαστηρίου.

#### 1.2.2. Απαιτούμενος Εξοπλισμός

Πηγή 0 - 40 Vac

Γεννήτρια ακουστικής συχνότητας

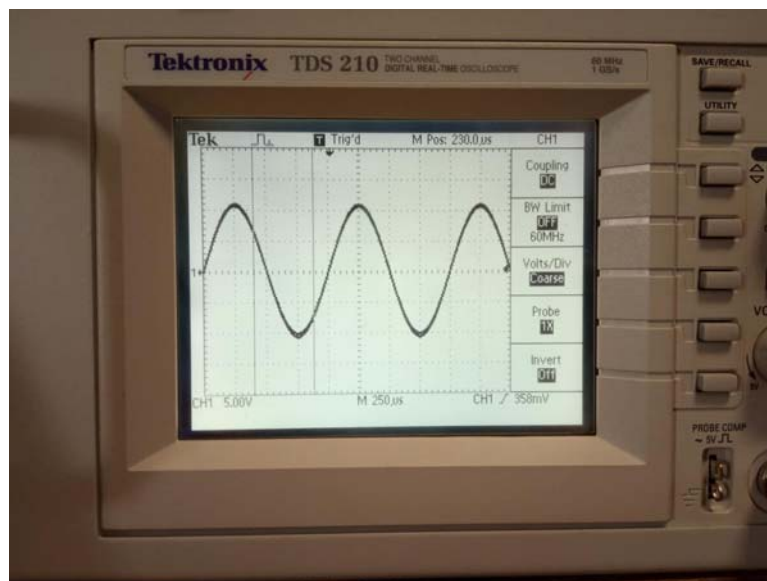
Πηγή 0 - 40 Vdc

Ηλεκτρονικό βολτόμετρο

Παλμογράφος

#### 1.2.3. Διαδικασία Πειράματος

Στην παράγραφο αυτή παρατίθενται τα βήματα που πρέπει να ακολουθηθούν για να χρησιμοποιηθεί ο παλμογράφος του εργαστηρίου.



Σχήμα 1.1

1. Συνδέστε την έξοδο MAIN OUT της γεννήτριας στην είσοδο CH1 του παλμογράφου με ένα καλώδιο BNC σε BNC. Ρυθμίστε το μεταγωγέα AMPLITUDE της γεννήτριας στη μέγιστη θέση (δεξιά), ελέγξτε το κουμπί ATTENUATION-20dB να είναι απενεργοποιημένο. Με το κουμπί DISPLAY SELECT επιλέξτε το KHz (συχνότητα) και ρυθμίστε το μεταγωγέα της συχνότητας στο 1 KHz. Θέσατε το κουμπί επιλογής κυματομορφής στο ημιτονοειδές κύμα. Ο μεταγωγέας DC OFFSET πρέπει να είναι στη μηδενική θέση.
2. Πατήστε δύο φορές το κουμπί CH2 MENU του παλμογράφου, ώστε να εξαφανιστεί η κυματομορφή του CH2. Πατήστε μία φορά το κουμπί CH1 MENU και η επιλογή COUPLING πρέπει να δείχνει DC (εμφανίζεται αυτοούσιο το σήμα). Σε περίπτωση που η επιλογή COUPLING είναι στο AC τότε εμφανίζεται μόνο η AC τιμή του σήματος (κόβεται το DC). Πατήστε το κουμπί AUTOSET του παλμογράφου. Παρατηρήστε την οθόνη του παλμογράφου. Μετακινήστε το μεταγωγέα DC OFFSET της γεννήτριας ώστε να δώσετε μία DC τιμή. Παρατηρήστε ότι η κυματομορφή ανεβαίνει ή κατεβαίνει στην οθόνη. Με το μεταγωγέα POSITION του CH1 μετακινήστε την κυματομορφή ώστε η ένδειξη 1 της οθόνης να βρίσκεται στη μεσαία θέση.
3. Στον παλμογράφο ρυθμίστε τον επιλογέα SEC/DIV ώστε να είναι ευανάγνωστες δύο κορυφές του σήματος όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 1.1. Πατήστε το κουμπί CURSOR για TYPE VOLTAGE και SOURCE CH1 και με τους δύο μεταγωγείς POSITION ρυθμίστε τους κέρσορες να δείχνουν τις δύο ακραίες τιμές του σήματος όσον αφορά τον κατακόρυφο άξονα. Αναγνώστε την ένδειξη DELTA. Συμφωνεί η μέτρηση με την τιμή Vp-p της γεννήτριας; Στη συνέχεια, επιλέξτε TYPE TIME με SOURCE CH1 και μετακινήστε τους μεταγωγείς POSITION σε δύο μέγιστα όσον αφορά στον οριζόντιο άξονα. Η τιμή DELTA που διαβάσετε συμφωνεί συμφωνεί με την τιμή της περιόδου του σήματος και κατ' επέκταση με την τιμή της συχνότητας;
4. Τέλος, διαβάστε στο κάτω αριστερό μέρος της οθόνης την τιμή της κατακόρυφης υποδιαίρεσης για το CH1. Στην περίπτωση του σχήματος 1.1 η τιμή είναι 5V/DIV. Μετρώντας τα κατακόρυφα DIVs της κυματομορφής, μπορούμε να μετρήσουμε την τιμή από κορυφή σε κορυφή. Στην περίπτωση του σχήματος 1.1 είναι περίπου  $4DIV * 5V/DIV = 20Volts$ . Η αντίστοιχη τιμή των υποδιαίρεσεων για την οριζόντια απόκλιση μπορεί να αναγνωστεί στο μέσο κάτω μέρος της οθόνης.
5. Συνδέστε στο CH2 του παλμογράφου την έξοδο DC από την Πηγή 0 - 40 Vdc. Πατήστε το κουμπί CH2 MENU ώστε να εμφανιστεί η δεύτερη κυματομορφή στην οθόνη του παλμογράφου. Πατήστε το κουμπί AUTOSET του παλμογράφου. Με τους μεταγωγείς POSITION των CH1 και CH2 μετακινήστε τις κυματομορφές ώστε η ενδείξεις 1 και 2 της οθόνης να βρίσκονται στη μεσαία θέση. Πάρτε μετρήσεις για την τιμή AC και DC της κυματομορφής του CH2. Σημειώνεται ότι όταν θέλουμε να μετρήσουμε DC τιμή ενός σήματος (MEAN VALUE) η επιλογή COUPLING (εμφανίζεται με το πάτημα του CH1 MENU) θα πρέπει να είναι στη θέση DC, ενώ όταν θέλουμε να μετρήσουμε ενεργό τιμή ενός σήματος (RMS), η επιλογή COUPLING πρέπει να είναι στη θέση AC.

### 1.3. Μέρος Δεύτερο: Μέτρηση Συχνότητας και Φάσης με τη μέθοδο Lissajous

#### 1.3.1. Εισαγωγή

Παρά το γεγονός ότι ο παλμογράφος χρησιμοποιείται για τη μέτρηση διάφορων κυματομορφών στα ηλεκτρονικά κυκλώματα, συχνά χρησιμοποιείται και για τη βαθμονόμηση συχνότητας και μετρήσεις γωνίας φάσης. Με τη χρησιμοποίηση των καμπυλών "Lissajous" είναι δυνατός ο έλεγχος της ακρίβειας γεννητριών σήματος με αναφορά μια πρότυπη γεννήτρια ή ακόμα και τη συχνότητα του δικτύου. Η μέθοδος "Lissajous" επιτρέπει επίσης τη μέτρηση της σχέσης φάσεων μεταξύ δύο κυμάτων της ίδιας συχνότητας.

Σχήματα "Lissajous" είναι δυνατό να παρατηρηθούν στην οθόνη του παλμογράφου όταν επιβάλλονται στις πλάκες οριζόντιας και κατακόρυφης εκτροπής συγχρόνως, ημιτονοειδείς τάσεις. Ο ενισχυτής οριζόντιας εκτροπής του παλμογράφου συνδέεται με τους ακροδέκτες οριζόντιας εκτροπής, με τη βοήθεια του κατάλληλου διακόπτη. Συνδέονται τότε οι ημιτονοειδείς τάσεις στις δύο εισόδους και σχηματίζονται διάφορα σχήματα στην οθόνη. Με την ερμηνεία των σχημάτων αυτών είναι δυνατόν να προσδιορισθούν η σχέση μεταξύ των συχνοτήτων και των

φάσεων των δύο κυματομορφών. Αν η μία από τις συχνότητες αυτές είναι γνωστή, η αναφορά, τότε είναι δυνατός ο προσδιορισμός της άλλης, από τη σχέση η οποία προκύπτει από το σχήμα.

Τα σχήματα "Lissajous" τα οποία προκύπτουν με την εφαρμογή των ημιτονοειδών κυματομορφών φαίνονται στο σχήμα 1.2. Αν οι συχνότητες είναι ίσες τα σχήματα που προκύπτουν φαίνονται στο σχήμα 1.2(α), ανάλογα με τη μεταξύ τους φασική διαφορά.

Όταν η συχνότητα της κατακόρυφης εκτροπής είναι διπλάσια της συχνότητας οριζόντιας εκτροπής, τα προκύπτοντα σχήματα θα είναι όπως αυτά του σχήματος 1.2(β). Σχέσεις συχνότητων 3 προς 1, οριζόντιας προς κατακόρυφη και κατακόρυφης προς οριζόντια, δίδονται από τα σχήματα 1.2(γ). Ο λόγος των συχνότητων βρίσκεται από τη μέτρηση του πλήθους των σημείων επαφής των καμπυλών "Lissajous" με τις φανταστικές ευθείες που εφάπτονται στους οριζόντιους και κατακόρυφους βρόχους των, και οι οποίες ευθείες είναι παράλληλες με τον οριζόντιο και τον κατακόρυφο άξονα του πλέγματος της οθόνης. Ο λόγος αυτός εκφράζεται από τη σχέση :

$$F_V/F_H = T_H/T_V$$

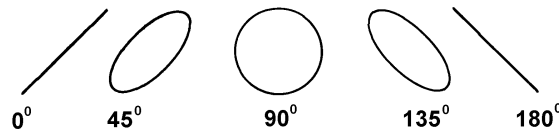
όπου  $F_V$  και  $F_H$  είναι η κατακόρυφη και οριζόντια συχνότητα και  $T_H$  και  $T_V$  είναι το πλήθος των σημείων των οριζόντιων και κατακόρυφων βρόχων αντίστοιχα.

Το σχήμα 1.2(δ) δείχνει λόγο κατακόρυφης προς οριζόντια συχνότητα ίσο προς 3:2. Παρατηρήστε και πάλι τα σχήματα του 1.2(α) για να εξετάσετε τη φασική διαφορά μεταξύ δύο ημιτονοειδών κυμάτων της ίδιας συχνότητας. Όταν τα σήματα έχουν την ίδια φάση το σχήμα που προκύπτει είναι το εμφανιζόμενο στο άκρο αριστερά. Όταν αυξάνεται η φασική διαφορά μεταξύ των δύο σημάτων η ευθεία γίνεται μια στενή έλλειψη ή ένας κύκλος για φασική διαφορά  $90^\circ$ , ή μια έλλειψη αντίθετης κλίσης ή τέλος μια ευθεία για φασική διαφορά  $180^\circ$ . Για φασικές διαφορές από  $180^\circ$  έως  $360^\circ$  τα σχήματα "Lissajous" επαναλαμβάνονται κατά την αντίστροφη τάξη. Το σχήμα 1-3 δείχνει πως συντίθενται οι κυματομορφές στον παλμογράφο για να σχηματιστούν τα σχήματα που εξετάστηκαν.

Πολλές φορές είναι σημαντικό και απαραίτητο να γνωρίζουμε τη γωνία της διαφοράς φάσης μεταξύ των δύο σημάτων της εισόδου. Το σχήμα 1.4 δείχνει πώς είναι δυνατό να προσδιοριστεί η γωνία αυτή για δύο κύματα εισόδου της αυτής συχνότητας.

Ρυθμίζονται κατ' αρχήν το οριζόντιο και κατακόρυφο κέρδος (ευαισθησία) ώστε να προκύπτουν ίσες αποκλίσεις και μεταφέρεται το σχήμα στο κέντρο ακριβώς των αξόνων X και Y, στη συνέχεια μετρώνται οι διαστάσεις  $Y_1$  και  $Y_2$ . Η γωνία φασικής διαφοράς  $\Theta$  υπολογίζεται τότε με τη βοήθεια της σχέσης :

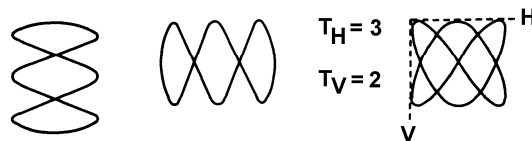
$$\eta\mu \Theta = Y_1/Y_2 \text{ και } \Theta = \text{το}\varsigma \eta\mu (Y_1/Y_2)$$



(α) Λόγος Συχνότητας 1:1

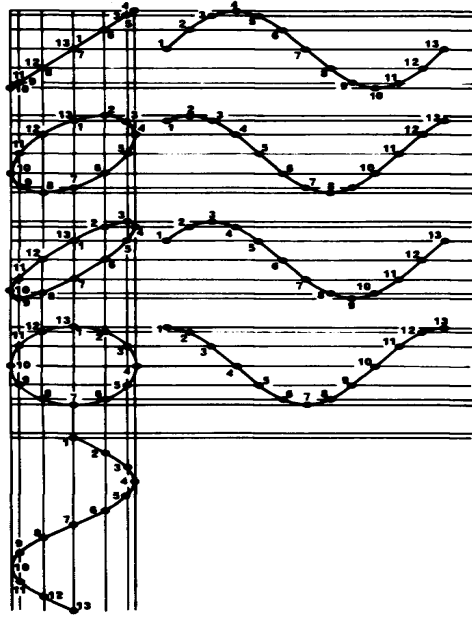


(β) Λόγος Συχνότητας 2:1

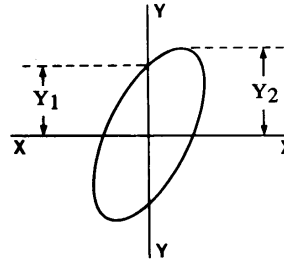


(γ) Λόγος Συχνότητας 3 :1 (δ) Λόγος Συχνότητας 3 :2

Σχήμα 1.2. Σχήματα Lissajous για δύο ημιτονοειδή σήματα.



Σχήμα 1.3. Δημιουργία σχημάτων Lissajous από δύο ημίτονα ίδιας συχνότητας.



Σχήμα 1.4. Προσδιορισμός γωνίας φασικής διαφοράς.

**1.3.2. Αντικείμενο - Σκοπός**

Σκοπός του πειράματος είναι να ελέγξουμε τη συχνότητα μιας γεννήτριας ΑΣ, να τη βαθμονομήσουμε και να μετρήσουμε τη γωνία φασικής διαφοράς μεταξύ τάσης και ρεύματος σε κύκλωμα RC και σε RL.

**1.3.3. Απαιτούμενος Εξοπλισμός**

Πηγή ισχύος 6,5 Vac (50 Hz)

ποτενσιόμετρο  $R_1 = 47\text{ K}\Omega \frac{1}{2}\text{ W}$

Γεννήτρια ακουστικής συχνότητας

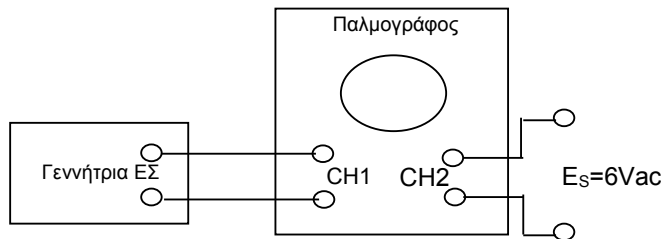
πυκνωτής  $C_1 = 0,002\ \mu\text{F}$

Καθοδικός παλμογράφος

**1.3.4. Διαδικασία Πειράματος**

**1.3.4.1. Μετρήσεις Συχνότητας**

1. Για την επίδειξη του τρόπου με τον οποίο γίνεται ο έλεγχος της συχνότητας μιας γεννήτριας ΕΣ ως προς τις ενδείξεις της κλίμακάς της, συναρμολογήστε το κύκλωμα του σχήματος 1.5.
2. Θέσατε το διακόπτη DISPLAY στη θέση X - Y. Θέσατε τη γεννήτρια ΕΣ σε λειτουργία και, ρυθμίστε τη συχνότητά της στα 50 Hz. Ρυθμίστε την τάση της γεννήτριας αφ' ενός και το κέρδος κατακόρυφης εκτροπής του παλμογράφου αφ' ετέρου, για πλήρη απόκλιση της δέσμης επί της οθόνης κατά την κατακόρυφο.



Σχήμα 1.5

3. Μεταβάλλετε τη συχνότητα της γεννήτριας ΕΣ έως ότου προκύψει το σχήμα ενός μόνο κλειστού βρόχου. Το σχήμα είναι δυνατό να λάβει τη μορφή ευθείας, έλλειψης ή κύκλου και είναι επίσης δυνατό να μεταβάλλει μορφή μεταξύ των

παραπάνω λόγω ολίσθησης της συχνότητας της γεννήτριας. Καταγράψτε την ακριβή ένδειξη της κλίμακας της γεννήτριας για το σχήμα λόγου 1:1, στον πίνακα 1-1.

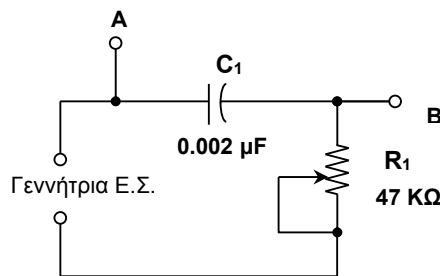
4. Ρυθμίστε τη συχνότητα της γεννήτριας στα 100 Hz και μεταβάλλετε ελαφρώς αυτήν γύρω από την πιο πάνω τιμή, έως ότου εμφανισθεί το σχήμα του “8” επί της οθόνης. Καταγράψτε την ένδειξη της γεννήτριας στον πίνακα 1.1. Εάν φέρετε τις επαπτόμενες στο σχήμα, παράλληλα στον οριζόντιο και τον κατακόρυφο άξονα, θα προκύψουν δύο οριζόντια και ένα κατακόρυφο σημεία επαφής. Επαναλάβετε τη διαδικασία για λόγους 3:2, 5:2 και 6:2. (Πίνακας 1.1).

Σχήματα Lissajous					
$T_H$	1	2	3	5	6
$T_V$	1	1	2	2	2
Πραγματική συχνότητα					
Ακριβής ένδειξη ρυθμιστή γεννήτριας					

Πίνακας 1.1.

#### 1.3.4.2. Μετρήσεις Φάσης

1. Συναρμολογήστε το κύκλωμα του σχήματος 1.6 με το ποτενσιόμετρο  $R_1$  στη μέση της διαδρομής του. Ρυθμίστε τη γεννήτρια ΕΣ στη συχνότητα του 1 KHz και τάση εξόδου 6 Vpp στην οθόνη του παλμογράφου.



Σχήμα 1.6

2. Ακολούθως συνδέστε στην είσοδο κατακόρυφης απόκλισης του παλμογράφου το σημείο B του κυκλώματος και ρυθμίστε την ευαισθησία για πλήρη κατακόρυφη απόκλιση. Αφαιρέστε τον αγωγό απ' την είσοδο κατακόρυφης απόκλισης του παλμογράφου και τοποθετήστε τον στην είσοδο οριζόντιας απόκλισης. Συνδέστε το άλλο άκρο του στο σημείο A του κυκλώματος και ρυθμίστε την ευαισθησία οριζόντιας απόκλισης για πλήρη απόκλιση στον οριζόντιο άξονα της οθόνης.

3. Επανασυνδέστε την κατακόρυφη είσοδο στο B και τοποθετήστε τον διακόπτη DISPLAY στο X-Y. Παρατηρήστε το σχήμα “Lissajous” και σχεδιάστε το σε χαρτί.

4. Τοποθετήστε το σχήμα στο κέντρο των αξόνων X και Y και υπολογίστε τη γωνία φασικής διαφοράς μεταξύ του ρεύματος και της τάσης.  $\Theta = \dots\dots\dots$  Degrees
5. Μεταβάλλετε την  $R_1$  σε ολόκληρη την περιοχή ρύθμισής της και παρατηρήστε συγχρόνως τα σχήματα "Lissajous" τα οποία θα προκύψουν. Καταγράψτε τις παρατηρήσεις σας.

#### 1.4. Μέρος Τρίτο: Παθητικά Φίλτρα 1<sup>ης</sup> τάξης

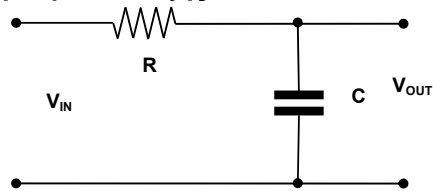
Τα αναλογικά φίλτρα είναι κυκλώματα επιλογής συχνότητας και χρησιμοποιούνται για την ενίσχυση ή την εξασθένηση ενός απλού ημιτονοειδούς σήματος (συνιστώσας) ή ενός μέρους του φάσματος συχνοτήτων. Τα ηλεκτρονικά φίλτρα χωρίζονται σε δύο μεγάλες ομάδες: τα παθητικά και τα ενεργά φίλτρα.

Τα παθητικά φίλτρα, αποτελούνται μόνο από παθητικά στοιχεία (αντιστάσεις, πυκνωτές, πηνία). Το κέρδος τους, δηλαδή το μέτρο της συνάρτησης μεταφοράς, στην καλύτερη περίπτωση μπορεί να είναι μονάδα ( $20\log 1=0$  dB). Ανάλογα με το φάσμα συχνοτήτων στο οποίο επιτρέπουν ή απαγορεύουν τη διέλευση σημάτων, τα φίλτρα χωρίζονται στις ακόλουθες κατηγορίες: Βαθυπερατά (Φίλτρα χαμηλών συχνοτήτων), Υψιπερατά (Φίλτρα Υψηλών Συχνοτήτων), Ζωνοπερατά (Φίλτρα που επιτρέπουν τη διέλευση μιας ζώνης συχνοτήτων) και Ζωνοαποκοπτικά (φίλτρα που αποκόπτουν μια ζώνη συχνοτήτων).

##### 1.4.1. Εισαγωγή στα βαθυπερατά παθητικά φίλτρα 1<sup>ης</sup> τάξης

Το κύκλωμα του σχήματος 1.7 είναι ένα παθητικό βαθυπερατό φίλτρο.

Η συνάρτηση μεταφοράς, δηλαδή ο λόγος της τάσης εξόδου προς την τάση εισόδου είναι:



Σχήμα 1.7: Παθητικό βαθυπερατό φίλτρο

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{Z_C}{Z_R + Z_C} = \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (1.1)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς ως μιγαδικός αριθμός μπορεί να γραφεί σε πολική μορφή, στην οποία το μέτρο θα το ονομάζουμε κέρδος (gain) και θα το συμβολίζουμε G.

$$\left| \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right| = G = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi \cdot f \cdot RC)^2}} \quad (1.2)$$

$$\phi = -\arctan(2\pi f \cdot RC) \quad (1.3)$$

Διερεύνηση: Όταν  $f \rightarrow 0$  τότε  $G(f)=1$  και  $\phi=0^\circ$   
 Όταν  $f \rightarrow \infty$  τότε  $G(f)=0$  και  $\phi=-90^\circ$   
 Όταν  $f \rightarrow f_c$   $G = \frac{1}{\sqrt{2}}$  τότε και  $\phi=45^\circ$

Δηλαδή, για να βρούμε την κρίσιμη συχνότητα αποκοπής  $f_c$ , δηλαδή τη συχνότητα όπου χάνεται η μισή ισχύς, λύνουμε την ακόλουθη εξίσωση

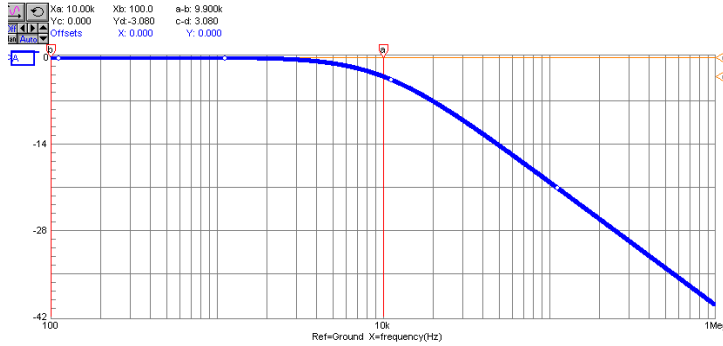
$$G = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi f_c RC)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow (2\pi f_c RC)^2 = 1 \Rightarrow f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (1.4)$$

Η συχνότητα αποκοπής του βαθυπερατού φίλτρου εξαρτάται αντιστρόφως ανάλογα από τις τιμές του πυκνωτή και της αντιστάσης. Είναι μία σταθερά του κυκλώματος.

Όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 1.8, η κλίση της γραφικής παράσταση της συνάρτησης κέρδους για τις συχνότητες αποκοπής (μεγαλύτερες από  $10f_c$ ) είναι  $-20\text{dB/δεκάδα}$  ή  $-6\text{dB/οκτάβα}$ . Αυτό ισχύει για τα φίλτρα 1<sup>ης</sup> τάξης, δηλαδή τα φίλτρα που περιέχουν μόνο ένα άεργο στοιχείο (πυκνωτή-πηνίο). Για να βρεθεί η συχνότητα αποκοπής αρκεί να βρεθεί το σημείο όπου χάνεται η μισή ισχύς ή 3 dB

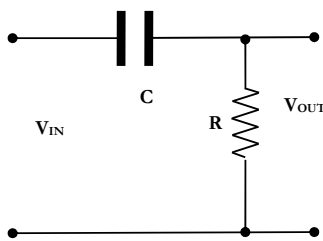
$$\frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{1}{2} \Rightarrow \frac{R_{OUT}}{R_{IN}} = \frac{1}{2} \Rightarrow \frac{V_{OUT}^2}{V_{IN}^2} = \frac{1}{2} \Rightarrow \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (1.5)$$

$$10 \log \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = -3 \text{dB} \quad \text{ή} \quad 20 \log \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = -3 \text{dB}$$



Σχήμα 1.8. Απόκριση βαθυποερατού παθητικού φίλτρου 1ης τάξης

#### 1.4.2. Εισαγωγή στα υπερερατά παθητικά φίλτρα 1ης τάξης



Το κύκλωμα του σχήματος 1.9 είναι ένα υπερερατό παθητικό φίλτρο 1ης τάξης. Με μία πρώτη ματιά, μπορούμε να διακρίνουμε ότι σε περίπτωση που εισέλθει στο κύκλωμα DC σήμα, αυτό θα κοπεί από τον πυκνωτή αφού η αντίσταση του πυκνωτή είναι αντιστρόφως ανάλογη της συχνότητας.

Σχήμα 4.13. Το RC παθητικό υπερερατό φίλτρο

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \quad (1.6)$$

$$\left| \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right| = G = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \quad (1.7)$$

$$\varphi = \text{τοξεφ}(\infty) - \text{τοξεφ}(\omega RC) = 90^0 - \text{τοξεφ}(\omega RC) \quad (1.8)$$

Διερεύνηση: Αν  $\omega=0$  τότε  $\left| \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right| = 0$  και  $\varphi=90^0$

$$\text{Αν } \omega \rightarrow \infty \text{ τότε } \left| \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right| = \frac{\omega RC}{\sqrt{\frac{1}{\omega^2} + (RC)^2}} = 1 \text{ και } \varphi=0^0$$

Αναζητούμε τη συχνότητα αποκοπής, λύνοντας την εξίσωση:

$$\left| \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow 1 + (\omega RC)^2 = 2(\omega RC)^2 \Rightarrow (\omega RC)^2 = 1 \Rightarrow \omega = \frac{1}{RC}$$

Στη συχνότητα αποκοπής η φάση είναι  $\varphi = \text{τοξεφ}(\infty) - \text{τοξεφ}(1) = 90^0 - 45^0 = 45^0$

### 1.4.3. Αντικείμενο - Σκοπός

Σκοπός του πειράματος είναι να ελέγξουμε την απόκριση συχνότητας ενός παθητικού φίλτρου, είτε χαμηλών συχνοτήτων είτε υψηλών συχνοτήτων. Αυτό μπορεί να γίνει με δύο τρόπους. Ο πειραματικός-εργαστηριακός τρόπος προϋποθέτει μετρήσεις απόκρισης του κυκλώματος για σήματα διαφόρων συχνοτήτων και στη συνέχεια σχεδίαση της απόκρισης γραφικά. Ο δεύτερος τρόπος προϋποθέτει την εκμάθηση του προγράμματος προσομοίωσης CIRCUIT LOGIX και τη χρήση του εικονικού αναλυτή φάσματος για απευθείας σχεδίαση της γραφικής παράστασης του κέρδους του κυκλώματος συναρτήσει της συχνότητας.

### 1.4.4. Απαιτούμενος Εξοπλισμός

Πρόγραμμα CIRCUIT LOGIX αντίσταση  $R = 15 \text{ K}\Omega$

Γεννήτρια ακουστικής συχνότητας πυκνωτής  $C = 10 \text{ nF}$

Παλμογράφος

### 1.4.5. Διαδικασία Πειράματος

#### 1.4.5.1. Βαθυπερατό φίλτρο

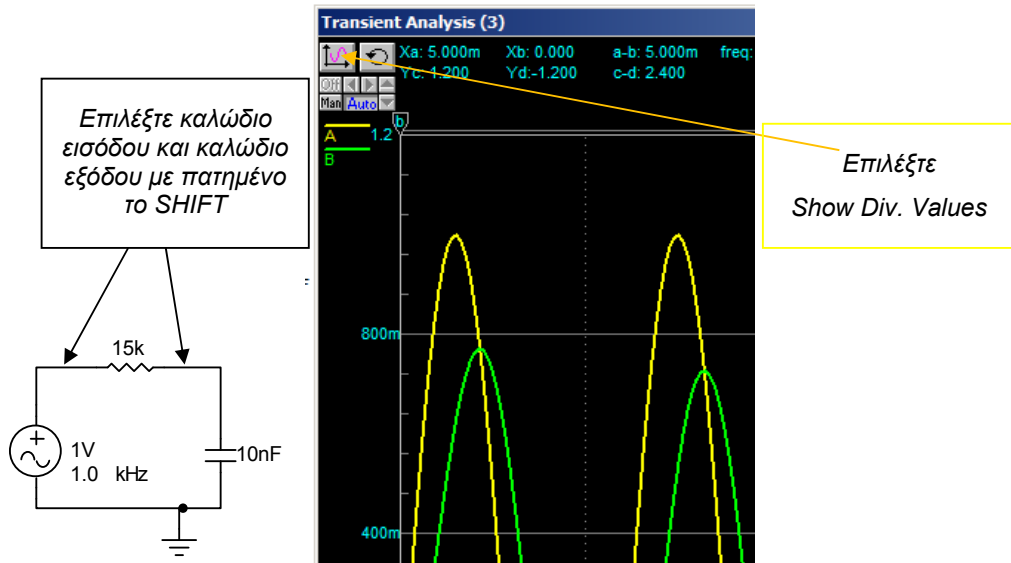
1. Να σχεδιαστεί βαθυπερατό παθητικό φίλτρο 1ης τάξης. Να βρεθεί η συνάρτηση μεταφοράς, το μέτρο και η φάση αυτής. Θεωρώντας  $R=15\text{K}\Omega$  και  $C=10\text{nF}$ , να βρεθεί η θεωρητική τιμή της συχνότητας αποκοπής. Με τις ίδιες τιμές των στοιχείων να γραφούν το μέτρο και η φάση της συνάρτησης μεταφοράς ως συνάρτηση της συχνότητας μόνο και να συμπληρωθεί ο ακόλουθος πίνακας.

f(KHz)	$ V_{\text{OUT}}/V_{\text{IN}} $	$\varphi$ (°)	G(dB)
0.1			
0.5			
0.8			
1			
5			
10			
20			
40			
50			
80			
100			

Σχεδιάστε τα διαγράμματα Bode (μέτρο σε dB και φάση)

2. Σχεδιάστε το κύκλωμα στο Circuit Logix με χρήση  $R=15\text{K}\Omega$  και  $C=10\text{nF}$ .



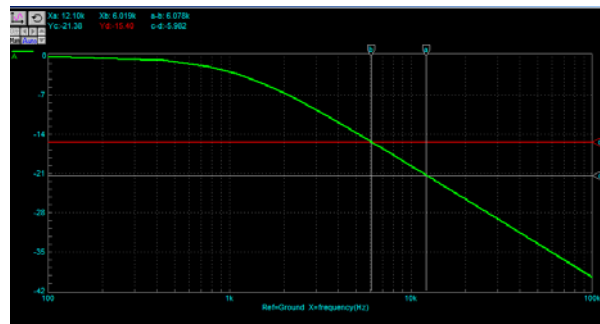


Εφαρμόστε ημιτονοειδή εναλλασσόμενη τάση στην είσοδο του κυκλώματος, πλάτους 1V. Για διάφορες τιμές της συχνότητας της τάσης εισόδου (A), μετρήστε την τάση εξόδου (B). Επίσης, μετρήστε τη χρονική καθυστέρηση της τάσης εξόδου και παρουσιάστε τα αποτελέσματα στον ακόλουθο πίνακα

f(Hz)	V <sub>OUT</sub> (Volt)	Δt (μs)	φ (°)	V <sub>OUT</sub> /V <sub>IN</sub>	G(dB)
0.1					
0.5					
0.8					
1					
5					
10					
20					
40					
50					
80					
100					

Σχεδιάστε τα διαγράμματα Bode.

- Από το μενού Options επιλέξτε Analog Analysis και επιτρέψτε (enabled) την AC Analysis (Bode Plotter) να κυμανθεί από 100Hz έως 100KHz. Στο παράθυρο μετρήσεων θέστε τη συχνότητα σε λογαριθμική κλίμακα ενώ το κέρδος σε γραμμική κλίμακα αλλά σε dB. Συμφωνούν τα αποτελέσματα με τα αποτελέσματα του βήματος 1 και 2; Πότε ισχύει η γνωστή κλίση για τις οκτάβες και τις δεκάδες;



- Υλοποιήστε το κύκλωμα στο breadboard και επαναλάβετε τις μετρήσεις του βήματος 2.

f(Hz)	V <sub>OUT</sub> (Volt)	Δt (μs)	φ (°)	V <sub>OUT</sub> /V <sub>IN</sub>	G(dB)
0.1					
0.5					
0.8					
1					
5					
10					
20					
40					
50					
80					
100					

Συμφωνούν οι πειραματικές μετρήσεις με τα θεωρητικά αποτελέσματα και τα αποτελέσματα της προσομοίωσης;

- Εφαρμόστε τετραγωνικό παλμό στην είσοδο του κυκλώματος, κατάλληλης συχνότητας έτσι ώστε να παρατηρήσετε τη διαδικασία της ολοκλήρωσης στο σήμα εξόδου.

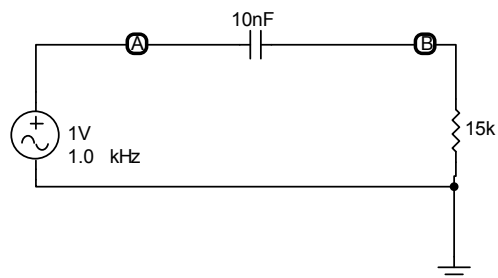
**1.4.5.2. Φίλτρο Υψηλών Συχνοτήτων**

- Να σχεδιαστεί υψιπερατο παθητικό φίλτρο 1ης τάξης. Να βρεθεί η συνάρτηση μεταφοράς, το μέτρο και η φάση αυτής. Θεωρώντας R=15KΩ και C=10nF, να βρεθεί η θεωρητική τιμή της συχνότητας αποκοπής. Με τις ίδιες τιμές των στοιχείων να γραφούν το μέτρο και η φάση της συνάρτησης μεταφοράς ως συνάρτηση της συχνότητας μόνο και να συμπληρωθεί ο ακόλουθος πίνακας.

f(Hz)	V <sub>OUT</sub> /V <sub>IN</sub>	φ (°)	G(dB)
10			
50			
100			
200			
250			
400			
500			
750			
1000			
2000			
5000			
10000			
15000			

Σχεδιάστε τα διαγράμματα Bode (μέτρο σε dB και φάση)

- Σχεδιάστε το κύκλωμα στο Circuit Logix με χρήση R=15KΩ και C=10nF.



Εφαρμόστε ημιτονοειδή εναλλασσόμενη τάση στην είσοδο του κυκλώματος, πλάτους 1V. Για διάφορες τιμές της συχνότητας της τάσης εισόδου (A), μετρήστε την τάση εξόδου (B). Επίσης, μετρήστε τη χρονική καθυστέρηση της τάσης εξόδου και παρουσιάστε τα αποτελέσματα στον ακόλουθο πίνακα

f(Hz)	V <sub>out</sub> (Volt)	Δt (μs)	φ (°)	V <sub>out</sub> /V <sub>in</sub>	G(dB)
10					
50					
100					
200					
250					
400					
500					
750					
1000					
2000					
5000					
10000					
15000					

Σχεδιάστε τα διαγράμματα Bode.

- Από το μενού Options επιλέξτε Analog Analysis και επιτρέψτε (enabled) την AC Analysis (Bode Plotter) να κυμανθεί από 1Hz έως 15KHz. Στο παράθυρο μετρήσεων θέστε τη συχνότητα σε λογαριθμική κλίμακα ενώ το κέρδος σε γραμμική κλίμακα αλλά σε dB. Συμφωνούν τα αποτελέσματα με τα αποτελέσματα του βήματος 1 και 2;
- Υλοποιήστε το κύκλωμα στο breadboard και επαναλάβετε τις μετρήσεις του βήματος 2.

f(Hz)	V <sub>out</sub> (Volt)	Δt (μs)	φ (°)	V <sub>out</sub> /V <sub>in</sub>	G(dB)
10					
50					
100					
200					
250					
400					
500					
750					
1000					
2000					
5000					
10000					
15000					

Συμφωνούν οι πειραματικές μετρήσεις με τα θεωρητικά αποτελέσματα και τα αποτελέσματα της προσομοίωσης;

- Εφαρμόστε τετραγωνικό παλμό κατάλληλης συχνότητας στην είσοδο του κυκλώματος, έτσι ώστε να παρατηρήσετε τη διαδικασία της παραγωγίσις στο σήμα εξόδου.



## 2. Κρυσταλλοδίοδος

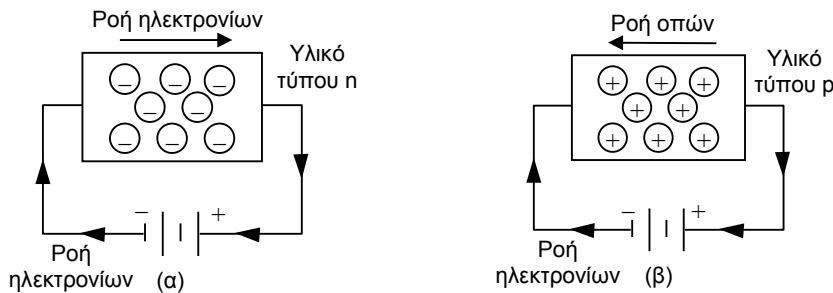
### 2.1. Βασικές έννοιες

1. Μία κρυσταλλοδίοδος (ένωση p-n) είναι μια ημιαγωγική διάταξη η οποία επιτρέπει τη ροή ρεύματος διαμέσου αυτής προς μία μόνο κατεύθυνση.
2. Το υλικό τύπου p σε μια ένωση p-n είναι η *άνοδος* ενώ το υλικό τύπου n είναι η *κάθοδος*.
3. Στην άνοδο εφαρμόζεται θετικό δυναμικό ως προς την κάθοδο έτσι ώστε να έχουμε ροή ρεύματος κατά την ορθή φορά.
4. Οι κρυσταλλοδίοδοι ημιαγωγού έχουν πολύ μικρή αντίσταση ορθής πόλωσης και πολύ υψηλή αντίσταση ανάστροφης πόλωσης (όπου στην άνοδο εφαρμόζεται αρνητικό δυναμικό ως προς την κάθοδο).

### 2.2. Θεωρία

Η Ηλεκτρονική ασχολείται με τη θεωρητική ανάλυση και εφαρμογή διατάξεων οι οποίες ελέγχουν το ηλεκτρικό ρεύμα και την τάση. Στις διατάξεις αυτές περιλαμβάνονται ημιαγωγικές διατάξεις (στερεάς κατάστασης) όπως οι κρυσταλλοδίοδοι. Ως γνωστόν, οι ημιαγωγοί είναι υλικά των οποίων η αντίσταση έχει τιμή μεταξύ της αντίστοιχης τιμής των αγωγών και των μονωτών.

Μια ημιαγωγική δίοδος (κρυσταλλοδίοδος) αποτελείται από υλικά τα οποία είναι μερικώς αγωγιμα, όπως το πυρίτιο (Si) και το γερμάνιο (Ge), και αποτελείται από δύο περιοχές. Η μία έχει περίσσεια ηλεκτρονίων (υλικό τύπου n). Η άλλη περιοχή έχει έλλειμμα ηλεκτρονίων ή περίσσεια οπών (υλικό τύπου p). Η κρυσταλλοδίοδος ονομάζεται επίσης και δίοδος p-n.



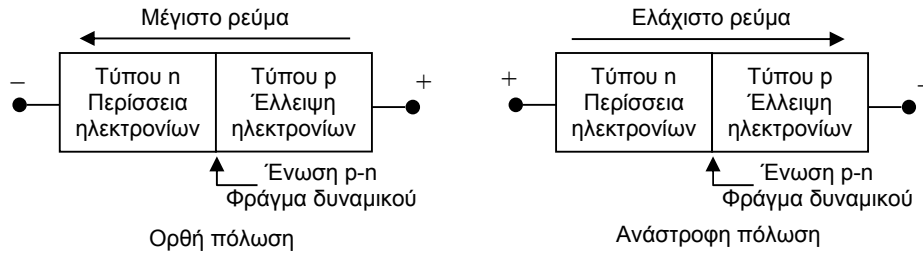
Σχήμα 2.1. (α) Κρύσταλλος τύπου n, (β) κρύσταλλος τύπου p.

Για την παρασκευή ημιαγωγού τύπου (p ή n) νοθεύεται ένα από τα βασικά υλικά (γερμάνιο ή πυρίτιο) με ελάχιστη ποσότητα μιας πρόσμειξης. Πρόσμειξεις όπως το αρσενικό (As) ή το αντιμόνιο (Sb) είναι πεντασθενείς και όταν προσθέτονται στο γερμάνιο ή το πυρίτιο, τα οποία είναι τετρασθενή, αυξάνεται το πλήθος των ελεύθερων ηλεκτρονίων. Η αγωγιμότητα στον κρύσταλλο του τύπου αυτού οφείλεται στα αρνητικά ηλεκτρόνια και ονομάζεται τύπου n. Εάν ο κρύσταλλος του ημιαγωγού νοθευτεί με τρισθενή πρόσμειξη λ.χ. αλουμινίου (Al), γαλλίου (Ga), ινδίου (In), προκύπτει περίσσεια οπών, η αγωγιμότητα στον κρύσταλλο οφείλεται στις θετικές οπές και ονομάζεται τύπου p (βλ. Σχήμα 2.1).

Στην ένωση μεταξύ των δύο περιοχών p και n σχηματίζεται μια *περιοχή απογύμνωσης* που ονομάζεται και *φράγμα δυναμικού*. Το φράγμα δυναμικού, εμποδίζει τα ηλεκτρόνια της περιοχής n να εισέλθουν στην περιοχή p και τις οπές της περιοχής p να εισέλθουν στην περιοχή n.

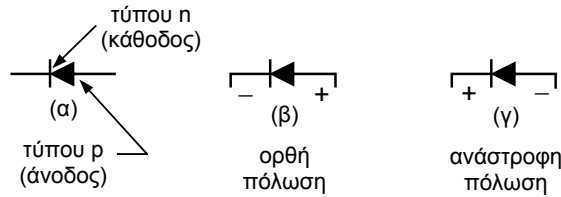
Όμως, όταν εφαρμοστεί ορθή πόλωση (δηλαδή ο θετικός ακροδέκτης της πηγής συνδεθεί στον ακροδέκτη της περιοχής τύπου p και ο αρνητικός ακροδέκτης της πηγής συνδεθεί στον ακροδέκτη της περιοχής τύπου n), το φράγμα δυναμικού ελαττώνεται και οι φορείς μπορούν ελεύθερα να διέρχονται διαμέσου της ένωσης p-n. Το εξωτερικό ρεύμα διαρρέει τη δίοδο όσο η εφαρμοζόμενη πόλωση παραμένει ορθή.

Εάν η πόλωση αντιστραφεί (δίοδος ανάστροφα πολωμένη), τότε ελάχιστο (πρακτικά μηδενικό ρεύμα) διαρρέει τη δίοδο. Κατά τη συμβατική φορά το ρεύμα ρέει προς την κατεύθυνση του βέλους, ενώ τα ηλεκτρόνια κινούνται κατά την αντίθετη φορά από αυτήν του βέλους (Σχήμα 2.2).

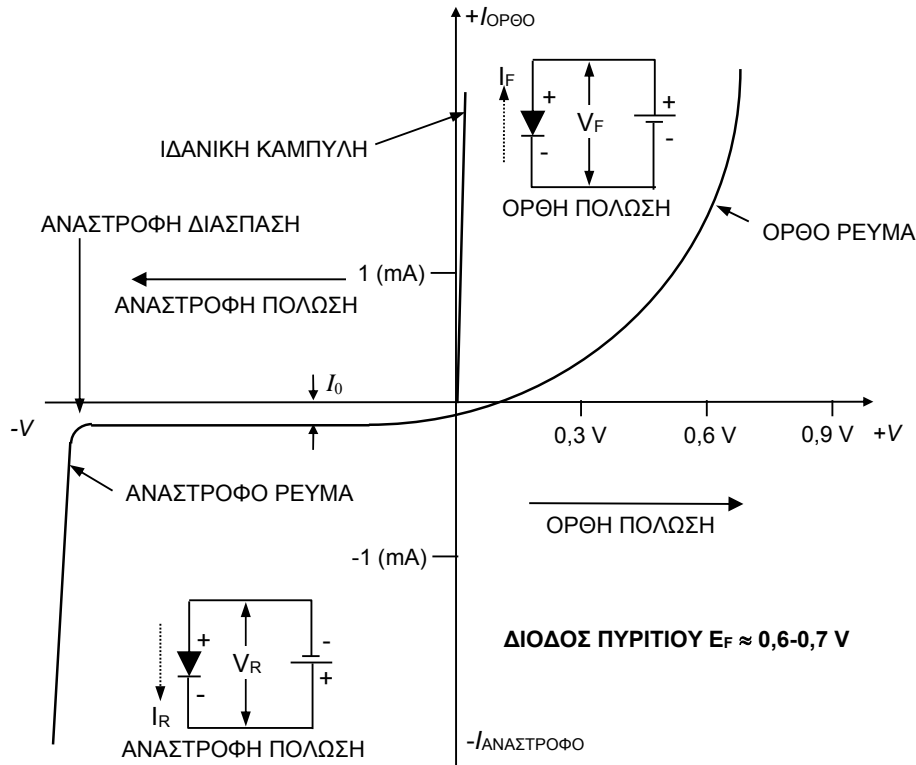


Σχήμα 2.2. Πόλωση κρυσταλλοδιόδου.

Η κρυσταλλοδίοδος χρησιμοποιείται στα ηλεκτρονικά ως ανορθωτής, φωρατής, ψαλιδιστής και λογικός διακόπτης. Ορισμένες διόδους κατασκευάζονται έτσι ώστε να αντέχουν σε υψηλά ρεύματα (εκατοντάδες amperes), ενώ άλλες χρειάζεται να ανιχνεύουν ιδιαίτερα ασθενή ραδιοσήματα, ή να μεταγονται με πολύ υψηλή ταχύτητα από την κατάσταση αγωγής (ορθής πόλωσης) στην κατάσταση μηδενικής αγωγιμότητας (ανάστροφης πόλωσης). Η *ιδανική* διάοδος εμφανίζει τα χαρακτηριστικά ενός διακόπτη. Όταν πολωθεί ορθά έχει μηδενική αντίσταση (βραχυκύκλωμα) και διαρρέεται από μέγιστο ρεύμα. Όταν πολωθεί ανάστροφα έχει άπειρη αντίσταση (ανοικτοκύκλωμα) και διαρρέεται από μηδενικό ρεύμα. Φυσικά, δεν υπάρχει στην πράξη ιδανική διάοδος. Όταν μια διάοδος πολωθεί ορθά εμφανίζει πτώση τάσης στα άκρα της και όταν πολωθεί ανάστροφα διαρρέεται από ένα πολύ μικρό ρεύμα διαρροής (*ανάστροφο ρεύμα κόρου*).



Σχήμα 2.3. Σχηματικό σύμβολο και πολικότητα της πηγής πόλωσης τυπικής κρυσταλλοδιόδου.



Σχήμα 2.4. Χαρακτηριστική καμπύλη κρυσταλλοδιόδου πυριτίου.

Στο Σχήμα 2.4 παρουσιάζεται η τυπική χαρακτηριστική μιας κρυσταλλοδιόδου. Όπως φαίνεται, αρκεί μια πολύ μικρή τάση ορθής πόλωσης ώστε να διαρρέεται η διόδος από μεγάλο ρεύμα, φυσικά, ισχύει και το αντίστροφο, δηλαδή απαιτείται μεγάλη τάση ανάστροφης πόλωσης ώστε να διαρρέεται η διόδος από πολύ μικρό ανάστροφο ρεύμα (της τάξης μερικών  $\mu\text{A}$ ). Η ανάστροφη τάση που εφαρμόζεται μπορεί να είναι μερικές δεκάδες ή εκατοντάδες volt ενώ η ορθή τάση μερικά δέκατα του volt (συνήθως 0.7 V για διόδους πυριτίου και 0.2 V για διόδους γερμανίου). Καθώς η ανάστροφη τάση αυξάνεται, φθάνουμε σε ένα σημείο όπου πραγματοποιείται κατάρρευση της διόδου (voltage breakdown), και το ανάστροφο ρεύμα αυξάνεται πολύ γρήγορα σε μεγάλες τιμές. Τότε, η διόδος καταστρέφεται εάν το μέγιστο αυτό ρεύμα και η θερμοκρασία της διόδου δεν περιοριστούν από κατάλληλο κύκλωμα προστασίας.

### 2.3. Αντικείμενο – Σκοπός

Σκοπός της παρούσας άσκησης είναι:

1. Ο προσδιορισμός της ανόδου και καθόδου και ο έλεγχος της ορθής και ανάστροφης πόλωσης με τη βοήθεια ωμομέτρου.
2. Η παρατήρηση της επίδρασης της ορθής και ανάστροφης πόλωσης στη ροή ρεύματος διαμέσου της κρυσταλλοδιόδου.
3. Η πειραματική μέτρηση της χάραξη της χαρακτηριστικής καμπύλης ρεύματος-τάσης της κρυσταλλοδιόδου.

### 2.4. Απαιτούμενος Εξοπλισμός

Πηγή ισχύος 0-30 Vdc  
Ηλεκτρονικό βολτόμετρο (H.B.)  
Παλμογράφος

Δίοδος πυριτίου 1N4007  
 $R_1 = 4,7\Omega, 2W$   
Αντιστάσεις – 270 $\Omega, 560\Omega, 2W$

### 2.5. Πειραματική Διαδικασία

1. Ένα ημιαγωγικό στοιχείο δεν μπορεί να αντέξει μεγάλες τιμές ρεύματος. Εάν για οποιοδήποτε λόγο περάσει μεγάλο ρεύμα μέσα από ένα ημιαγωγικό στοιχείο αυτό καταστρέφεται. Με την παρακάτω διαδικασία ελέγχουμε εάν μια διόδος λειτουργεί κανονικά. Αυτό αποτελεί επίσημα μια πρακτική επίδειξη της ορθής και ανάστροφης πόλωσης με τη χρήση της πηγής τάσης που περιέχεται σε ένα ωμόμετρο.

Θέσατε το ωμόμετρό σας στην κλίμακα με το σύμβολο της διόδου. Συνδέστε το ωμόμετρο παράλληλα προς τη διόδο κατά τη φορά της ορθής πόλωσης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.3(β) και μετρήστε την αντίσταση της διόδου κατά την ορθή πόλωση.

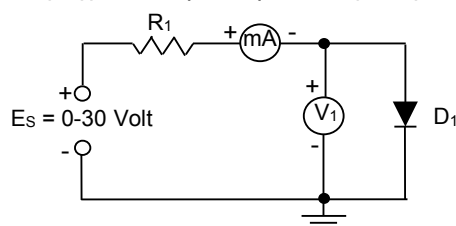
Καταγράψτε την τιμή της αντίστασης  $R_{\text{ΟΡΘΗ}} = \dots\dots\dots \Omega$

Συνδέστε το ωμόμετρο παράλληλα προς τη διόδο κατά τη φορά της ανάστροφης πόλωσης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.3(γ) και μετρήστε την αντίσταση της διόδου κατά την ανάστροφη πόλωση.

Καταγράψτε την τιμή της αντίστασης  $R_{\text{ΑΝΑΣΤΡΟΦΗ}} = \dots\dots\dots \Omega$

Μια διόδος σε καλή κατάσταση θα δείχνει σχετικά χαμηλή αντίσταση κατά την ορθή πόλωση και άπειρη ή πολύ υψηλή αντίσταση κατά την ανάστροφη πόλωση.

2. Πραγματοποιήστε τη συνδεσμολογία του Σχήμα 2.5. Βεβαιωθείτε ότι ηλεκτρονικό βολτόμετρο, μιλλιαμπερόμετρο και διόδος, έχουν συνδεθεί με την ορθή πολικότητα. Θα μετρήσετε με το κύκλωμα αυτό το ρεύμα διόδου ορθής πόλωσης συναρτήσει της τάσης της πηγής με τρεις διαφορετικές τιμές αντίστασης  $R_1$ . Αυξάνοντας την τάση της πηγής  $E_s$  σταδιακά, μετρήστε τάση και ρεύμα της διόδου για τις τιμές τάσης  $V_1$  που φαίνονται στον πίνακα 2.1.

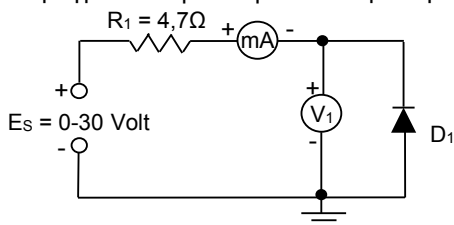


Σχήμα 2.5

Πίνακας 2.1. Χαρακτηριστικές ορθής πόλωσης διόδου με αντιστάσεις 4,7Ω, 270Ω, 560Ω

$V_1$	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	V
$I_F (R_1=4,7\Omega)$											mA
$I_F (R_1=4,7\Omega)$											mA
$I_F (R_1=4,7\Omega)$											mA

3. Πραγματοποιήστε την συνδεσμολογία του Σχήματος 2.6. Βεβαιωθείτε ότι το ηλεκτρονικό βολτόμετρο, μιλλιαμπερόμετρο και διόδος, έχουν συνδεθεί με τη σωστή πολικότητα. Θα μετρήσετε με το κύκλωμα αυτό το ρεύμα διόδου ανάστροφης πόλωσης συναρτήσει της τάσης της πηγής με αντίσταση 4,7 Ω. Αυξάνοντας την τάση της πηγής  $E_s$  σταδιακά, μετρήστε την τάση και το ρεύμα της διόδου για τις τιμές τάσης  $V_1$  που φαίνονται στον πίνακα 2.2.



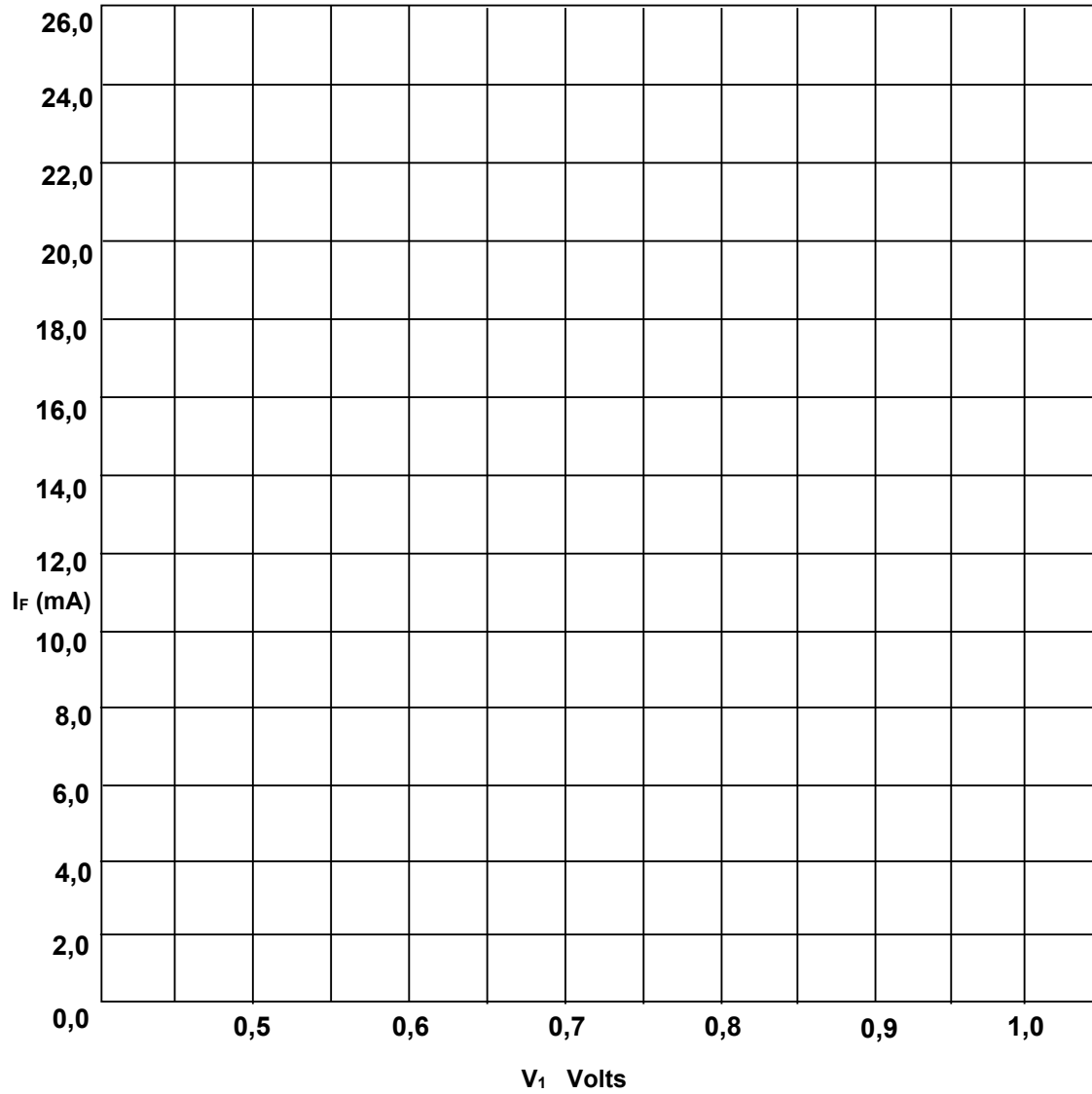
Σχήμα 2.6

Πίνακας 2.2. Χαρακτηριστική ανάστροφης πόλωσης διόδου με αντίσταση 4,7Ω

$V_1$	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	V
$I_R$											mA

4. Σχεδιάστε τις καμπύλες από τις τιμές της διαδικασίας 2 πάνω σε διάγραμμα με άξονες x-y, όπου x η τάση και y το ρεύμα (Σχήμα 2.7). Σχεδιάστε μία ομαλή καμπύλη για όλα τα σημεία και σχολιάστε την καμπύλη αυτή σε σχέση με τις αντιστάσεις σειράς 4,7Ω, 270Ω, 560Ω (εναλλακτικά χρησιμοποιήστε για τα διαγράμματά σας φύλλο εργασίας Excel).
5. Πραγματοποιήστε πάλι τη συνδεσμολογία του Σχήματος 2.5 (ορθή πόλωση). Μετρήστε το ρεύμα  $I$  για  $V_1 = 0,6$  V. Αφαιρέστε την αντίσταση  $R_1$  από το κύκλωμα. Εφαρμόστε και πάλι  $V_1 = 0,6$  V και μετρήστε το  $I$ . Συμφωνεί η μέτρηση με την αντίστοιχη προηγούμενη; Δικαιολογήστε την απάντησή σας.
6. Στο κύκλωμα του ερωτήματος 5, αφαιρέστε το βολτόμετρο και καταγράψτε την τιμή του ρεύματος  $I$ . Συμφωνεί η μέτρησή σας αυτή με την αντίστοιχη του ερωτήματος 5; Δικαιολογήστε την απάντησή σας.
7. Με τη βοήθεια της χαρακτηριστικής καμπύλης υπολογίστε με γραφικό τρόπο την αντίσταση της διόδου για  $V_1 = 0,6$  V. Ποια είναι η αντίσταση αυτή; Η αντίσταση συνεχούς ρεύματος (dc) ή η εσωτερική αντίσταση της διόδου;
8. Τοποθετήστε ένα Η.Β. στα άκρα της  $R_1$ . Μεταβάλλοντας την τάση  $E_s$  και για τρεις (3) διαφορετικές τιμές της  $E_s$  καταγράψτε τις ενδείξεις των δύο βολτομέτρων. Ισχύει  $E_s = V_{D1} + V_{R1}$ ;





Σχήμα 2.7



### 3. Ανορθωτικές Διατάξεις

#### 3.1. Εισαγωγή

Η πιο συνηθισμένη εφαρμογή των διόδων είναι η χρησιμοποίησή τους για τη μετατροπή του εναλλασσόμενου ρεύματος σε συνεχές. Αυτή η μετατροπή είναι απαραίτητη σε όλες τις συσκευές που ανήκουν στην ηλεκτρονική οικογένεια γιατί αυτές λειτουργούν με συνεχείς τάσεις και ρεύματα. Οι συνεχείς τάσεις, είναι απαραίτητες στην πόλωση των ενώσεων των ημιαγωγικών διατάξεων με μοναδική ίσως εξαίρεση την εφαρμογή των διόδων στις ανορθωτικές διατάξεις.

Οι συσκευές που μετατρέπουν την εναλλασσόμενη τάση σε συνεχή λέγονται τροφοδοτικά και αποτελούνται από έναν αριθμό βαθμίδων, βλ. Σχήμα 6.2, που η καθεμία τους εκτελεί ένα συγκεκριμένο και ιδιαίτερα σημαντικό έργο, το οποίο θα παρουσιαστεί στην εργαστηριακή άσκηση 6. Στην παρούσα άσκηση θα ασχοληθούμε με τη δεύτερη βαθμίδα, που είναι αυτή των κυκλωμάτων ανόρθωσης.

##### 3.1.1. Βασικές έννοιες

###### 3.1.1.1. Χαρακτηριστικά Διόδων

###### α) Μέγιστο Συνεχές Ρεύμα

Είναι ένα από τα χαρακτηριστικά που προδιαγράφουν μια δίοδο και αναφέρεται από τους κατασκευαστές σαν μέγιστη επιτρεπόμενη μέση τιμή ρεύματος.

###### β) Μέγιστη Ανάστροφη Τάση

Είναι και αυτή ένα από τα χαρακτηριστικά προδιαγραφής και αναφέρεται από τους κατασκευαστές σαν μέγιστη επιτρεπόμενη τάση ανάστροφης πόλωσης. Για παράδειγμα, η τιμή αυτής της τάσης στο κύκλωμα απλής ανόρθωσης του σχήματος 3.1α είναι ίση με την  $U_m$ , μέγιστη τιμή της τάσης της πηγής, και στην περίπτωση του κυκλώματος του σχήματος 3.2α, η τιμή της είναι πάλι  $U_m$ .

###### 3.1.1.2. Παραδοχές

Όπως γνωρίζουμε, οι δίοδοι παρουσιάζουν μικρή αντίσταση στην ορθή πόλωση και πολύ μεγάλη στην ανάστροφη. Η ιδιότητα αυτή των διόδων επιτρέπει να χρησιμοποιούνται στις ανορθωτικές διατάξεις. Για την απλούστερη μελέτη της ανόρθωσης γίνονται οι ακόλουθες παραδοχές :

- (i) η τάση αγωγής της κρυσταλλοδιόδου  $U_V = 0.6V$  – δίοδος Si. ( $U_V$  είναι η τάση ορθής πόλωσης για την οποία το ρεύμα της διόδου γίνεται απότομα πολύ μεγάλο).
- (ii) το ρεύμα ανάστροφης πόλωσης είναι της τάξης μεγέθους των  $\mu A$  ( $10^{-6} A$ ).
- (iii) Η ωμική αντίσταση  $R_L$  του φορτίου του κυκλώματος είναι πολύ μεγαλύτερη από την  $R_F$ . Άρα η αντίσταση της διόδου  $R_F$  αμελείται.
- (iv) Οι τάσεις και τα ρεύματα τα οποία θα ανορθωθούν είναι καθαρά ημίτονα της μορφής

$$U_i = U_m \eta \mu \omega t \quad (3.1)$$

όπου  $U_i$  είναι η στιγμιαία τιμή της τάσης εισόδου και  $U_m$  η μέγιστη, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.1(β). Τα αντίστοιχα θα ισχύουν και για το στιγμιαίο ρεύμα εισόδου που θα είναι της μορφής  $I_i = I_m \eta \mu \omega t$  όπου  $I_i$  είναι η στιγμιαία τιμή και  $I_m$  η μέγιστη.

##### 3.1.2. Είδη Ανόρθωσης

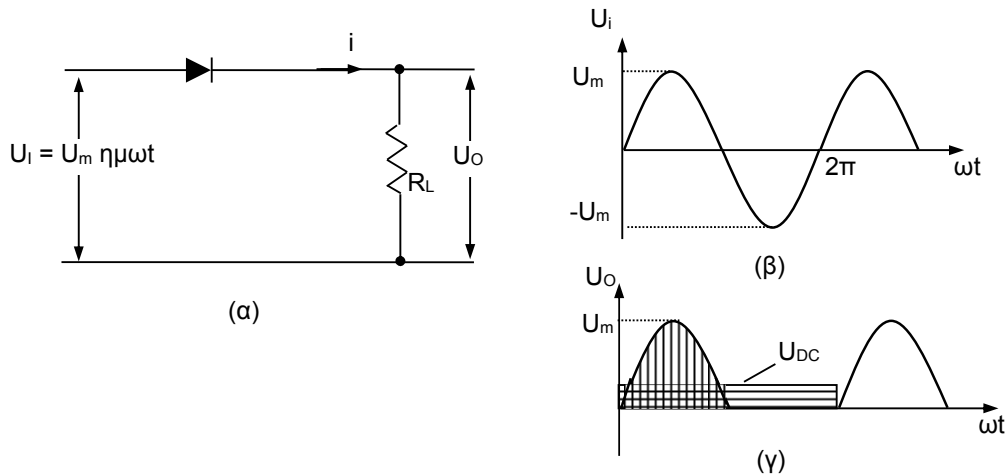
Ανόρθωση μπορεί να γίνει με απλά ή πιο σύνθετα κυκλώματα και είναι δύο ειδών :

1. Απλή Ανόρθωση ή Ημιανόρθωση.
2. Διπλή Ανόρθωση ή Πλήρης Ανόρθωση.

#### 3.2. Θεωρία

##### 3.2.1. Απλή ανόρθωση -- Ημιανόρθωση

Ο απλούστερος τρόπος για να ανορθώσουμε μία εναλλασσόμενη τάση επιτυγχάνεται με το κύκλωμα του σχήματος 3.1(α).



Σχήμα 3.1. (α) Κύκλωμα απλής ανόρθωσης (β) Τάση εισόδου (γ) Τάση εξόδου.

Η τάση της πηγής έχει στιγμιαία τιμή  $U_i$ , το ρεύμα  $i_o$  και η τάση  $U_o$  στα άκρα του φορτίου  $R_L$ , έχουν μόνο θετικές τιμές, δηλαδή εμφανίζονται στη μία μόνο ημιπερίοδο.

Η κυματομορφή της τάσης εξόδου φαίνεται στο σχήμα 3.1(γ). Η μέση τιμή του ρεύματος ή της τάσης εξόδου είναι η συνεχής τάση  $U_{DC}$  και προκύπτει με τους εξής τρόπους:

**1<sup>ος</sup> τρόπος:** Γραφικά, βρίσκεται αν τραβήξουμε μια οριζόντια γραμμή στην κυματομορφή με τέτοιο τρόπο ώστε η κάτω επιφάνεια που σημειώνεται με οριζόντια γραμμοσκίαση να είναι ίση με την επιφάνεια που σημειώνεται με κατακόρυφη γραμμοσκίαση όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.1(γ).

**2<sup>ος</sup> τρόπος:** Με αλγεβρικό τρόπο, από την εξίσωση (3.2)

$$U_{DC} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T |U_m \cdot \eta\mu(\omega \cdot t)| dt \quad (3.2)$$

$$U_{DC} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T |U_m \cdot \eta\mu(\omega \cdot t)| dt = \frac{U_m}{\omega \cdot T} \cdot \int_0^{\pi} \eta\mu(\omega \cdot t) d(\omega t) = \frac{U_m}{2\pi} \cdot \sigma\upsilon\nu(\omega \cdot t) \Big|_0^{\pi} = \frac{U_m}{\pi}$$

εφόσον  $\omega = 2 \cdot \pi / T$

Επομένως, στην απλή ανόρθωση ισχύει

$$U_{DC} = \frac{U_m}{\pi} \approx 0.318 \cdot U_0 \quad (3.3)$$

**3<sup>ος</sup> τρόπος:** Αν αναλύσουμε την κυματομορφή της τάσης εξόδου  $U_o$  κατά Fourier θα έχουμε σαν αποτέλεσμα το άθροισμα δύο συνιστωσών τάσεων, μιας σταθερής που είναι ίση με τη συνεχή τάση  $U_{DC}$  και ενός επί μέρους αθροίσματος αρμονικών συνιστωσών που ισοδυναμεί με την εναλλασσόμενη τάση  $U_{AC}$ .

$$U = U_m \left[ \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \cdot \eta\mu(\omega \cdot t) - \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sigma\upsilon\nu(2 \cdot n \cdot \omega \cdot t)}{(2n+1) \cdot (2n-1)} \right] \quad (3.4)$$

ή

$$U = U_m \left( \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \cdot \eta\mu(\omega \cdot t) - \frac{2}{3 \cdot \pi} \cdot \sigma\upsilon\nu(2 \cdot \omega \cdot t) - \frac{2}{15 \cdot \pi} \cdot \sigma\upsilon\nu(4 \cdot \omega \cdot t) - \dots \right)$$

Παρατηρούμε, ότι πράγματι ο όρος της συνεχούς συνιστώσας είναι αυτός που προέκυψε στην (3.3).

$$U_{DC} = U_m \frac{1}{\pi}$$

Ενώ οι όροι εναλλασσόμενης συνιστώσας είναι

$$U_{AC} = U_m \left( \frac{1}{2} \cdot \eta\mu(\omega \cdot t) - \frac{2}{3 \cdot \pi} \cdot \sigma\upsilon\nu(2 \cdot \omega \cdot t) - \frac{2}{15 \cdot \pi} \cdot \sigma\upsilon\nu(4 \cdot \omega \cdot t) - \dots \right) \quad (3.5)$$

με επικρατέστερο όρο τον πρώτο

$$U_{AC} \approx \frac{U_m}{2} \cdot \eta\mu(\omega \cdot t) \quad (3.6)$$

Εδώ αξίζει να σημειώσουμε ότι η θεμελιώδης συνιστώσα της τάσης εξόδου, (ο δεύτερος όρος της (3.4) ή ο πρώτος της (3.5)) που τη θεωρούμε ως σημαντικότερη, και δίνεται στην εξίσωση (3.6), έχει συχνότητα τη συχνότητα  $\omega$  του δικτύου και ενεργό τιμή, που βρίσκεται και από τη σχέση (3.7)

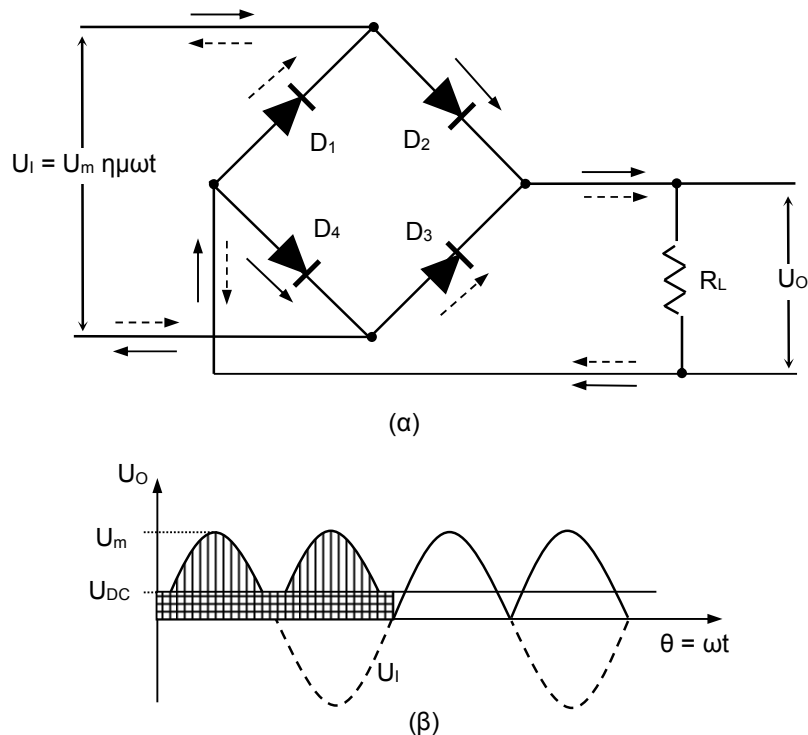
$$U_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T U^2(t) dt} \quad (3.7)$$

$$U_{rms} = \frac{U_m}{2\sqrt{2}} = 0.354U_m \quad (3.8)$$

ενώ οι υπόλοιπες αρμονικές είναι άρτιες και εφόσον έχουν φθίνουσα τιμή, τις αγνοούμε. Πράγματι, η περίοδος της κυματομορφής 3.1(β), είναι ίδια με την περίοδο της κυματομορφής 3.1(γ).

### 3.2.2. Διπλή ανόρθωση

Στο σχήμα 3.2(α) φαίνεται το κύκλωμα της διπλής ανόρθωσης και η αντίστοιχη κυματομορφή της τάσης εξόδου στο σχήμα 3.2(β).



Σχήμα 3.2. (α) Κύκλωμα διπλής ανόρθωσης (β) Κυματομορφές εισόδου, εξόδου.

Το φορτίο  $R_L$  τροφοδοτείται από δύο μεριές, από τις διόδους  $D_2 - D_4$  κατά τη θετική ημιπερίοδο και από τις διόδους  $D_1 - D_3$  κατά την αρνητική ημιπερίοδο. Αν θεωρήσουμε ότι στην πρώτη ημιπερίοδο το σημείο A είναι θετικότερο από το B τότε θα άγουν οι δίοδοι  $D_2$  και  $D_4$  ενώ οι  $D_1$  και  $D_3$  θα είναι σε αποκοπή. Όταν αναστραφεί η πολικότητα στο δευτερεύον τότε θα άγουν οι  $D_1$  και  $D_3$  ενώ θα είναι σε αποκοπή οι  $D_2$  και  $D_4$ . Και στις δύο περιπτώσεις, το ρεύμα στην αντίσταση φορτίου  $R_L$  θα είναι της ίδιας φοράς όπως και η τάση εξόδου.

Η κυματομορφή της τάσης εξόδου φαίνεται στο σχήμα 3.2(β). Η μέση τιμή του ρεύματος ή της τάσης εξόδου είναι η συνεχής τάση  $U_{DC}$  και προκύπτει με τους εξής τρόπους:

**1<sup>ος</sup> τρόπος:** Γραφικά, βρίσκεται αν τραβήξουμε μια οριζόντια γραμμή στην κυματομορφή με τέτοιο τρόπο ώστε η κάτω επιφάνεια που σημειώνεται με οριζόντια γραμμοσκίαση να είναι ίση με την επιφάνεια που σημειώνεται με κατακόρυφη γραμμοσκίαση όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.2(β).

**2<sup>ος</sup> τρόπος:** Με αλγεβρικό τρόπο, από την εξίσωση (3.2)

$$U_{DC} = \frac{1}{T} \cdot \left\{ \int_0^{T/2} |U_m \cdot \eta\mu(\omega \cdot t)| dt - \int_{T/2}^T |U_m \cdot \eta\mu(\omega \cdot t)| dt \right\} = \frac{U_m}{2\pi} \cdot \left\{ \int_0^{\pi} \eta\mu(\omega \cdot t) d(\omega t) - \int_{\pi}^{2\pi} \eta\mu(\omega \cdot t) d(\omega t) \right\} = \frac{2U_m}{\pi}$$

εφόσον  $\omega = 2 \cdot \pi / T$

Επομένως, στη διπλή ανόρθωση ισχύει

$$U_{DC} = \frac{2U_m}{\pi} \approx 0.637 \cdot U_m \quad (3.9)$$

**3<sup>ος</sup> τρόπος:** Αν αναλύσουμε την κυματομορφή της τάσης εξόδου  $U_0$  κατά Fourier θα έχουμε σαν αποτέλεσμα το άθροισμα δύο συνιστωσών τάσεων, μιας σταθερής που είναι ίση με τη συνεχή τάση  $U_{DC}$  και ενός επί μέρους αθροίσματος αρμονικών συνιστωσών που ισοδυναμεί με την εναλλασσόμενη τάση  $U_{AC}$ .

$$U = U_m \left[ \frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sigma\upsilon\nu(2 \cdot n \cdot \omega \cdot t)}{(2n+1) \cdot (2n-1)} \right]$$

ή

$$U = U_m \left( \frac{2}{\pi} - \frac{4}{3 \cdot \pi} \cdot \sigma\upsilon\nu(2 \cdot \omega \cdot t) - \frac{4}{15 \cdot \pi} \cdot \sigma\upsilon\nu(4 \cdot \omega \cdot t) - \dots \right) \quad (3.10)$$

Παρατηρούμε, ότι πράγματι ο όρος της συνεχούς συνιστώσας είναι αυτός που προέκυψε στην (3.9).

$$U_{DC} = U_m \frac{2}{\pi}$$

Ενώ οι όροι εναλλασσόμενης συνιστώσας είναι

$$U = U_m \left( \frac{4}{3 \cdot \pi} \cdot \sigma\upsilon\nu(2 \cdot \omega \cdot t) - \frac{4}{15 \cdot \pi} \cdot \sigma\upsilon\nu(4 \cdot \omega \cdot t) - \dots \right) \quad (3.11)$$

με επικρατέστερο όρο τον πρώτο.

Στην περίπτωση αυτή η συνεχής συνιστώσα είναι διπλάσια σε πλάτος από την προηγούμενη της απλής ανόρθωσης. Η συνιστώσα με τη συχνότητα του δικτύου λείπει τελείως ενώ οι υπόλοιπες άρτιες αρμονικές υπάρχουν αλλά με διπλάσιο πλάτος εκείνων της απλής ανόρθωσης. Η σημαντικότερη από αυτές είναι η δεύτερη με συχνότητα  $2\omega$ , η ενεργός τιμή της οποίας βρίσκεται και από τη σχέση (3.7).

$$U_{rms} = \frac{4U_m}{3\pi\sqrt{2}} = 0.3U_m \quad (3.12)$$

Παρατηρούμε ότι η θεμελιώδης συνιστώσα της τάσης εξόδου, (ο δεύτερος όρος της (3.10) ή ο πρώτος της (3.11)) που τη θεωρούμε ως σημαντικότερη, έχει συχνότητα διπλάσια της συχνότητας  $\omega$  του δικτύου.

### 3.2.3. Ποσοστό Κυμάτωσης

Με τον όρο κυμάτωση εννοούμε το πόσο έντονη είναι η παρουσία των αρμονικών στην τάση εξόδου. Πόσο δηλαδή καθαρή από αρμονικές είναι η τάση. Ως μέτρο της κυμάτωσης χρησιμοποιείται το ποσοστό κυμάτωσης  $r$  (ripple factor) και ορίζεται:

$$r = \frac{U_{rms}}{U_{DC}} \quad (3.13)$$

όπου  $U_{rms}$  η ενεργός τιμή της τάσης εξόδου που δίνεται στη σχέση (3.7) και  $U_{DC}$  η τιμή της συνεχούς συνιστώσας της τάσης εξόδου που δίνεται από τη σχέση (3.2). Υπολογίζεται προσεγγιστικά από το λόγο της ενεργούς τιμής της θεμελιώδους συχνότητας της τάσης εξόδου στην απλή ανόρθωση ή της δεύτερης αρμονικής της τάσης εξόδου στη διπλή ανόρθωση, προς την τάση συνεχούς ρεύματος  $U_{DC}$ . Η προσέγγιση συνίσταται στο ότι παραλείπονται οι αρμονικές ανώτερης τάξης.

**3.2.3.1. Ποσοστό Κυμάτωσης στην Απλή Ανόρθωση**

Αντικαθιστώντας στην (3.13) τις τιμές των  $U_{rms}$  και  $U_{DC}$  από τις σχέσεις (3.8) και (3.3) αντίστοιχα - αναφέρονται στην ημιανόρθωση - προκύπτει το ποσοστό κυμάτωσης για την ημιανόρθωση:

$$r = \frac{0,354}{0,318} = 1,11 = 111\% . \tag{3.14}$$

Αυτό σημαίνει ότι η παρουσία των αρμονικών είναι έντονη στην περίπτωση της ημιανόρθωσης.

**3.2.3.1. Ποσοστό Κυμάτωσης στη Διπλή Ανόρθωση**

Αντικαθιστώντας στη σχέση (3.13) τις σχέσεις (3.12) και (3.9), προκύπτει

$$r = \frac{0,3}{0,637} = 0,47 = 47\% \tag{3.15}$$

**3.3. Πείραμα**

**3.3.1. Αντικείμενο - Σκοπός**

Σκοπός του πειράματος που θα υλοποιηθεί είναι η μετατροπή εναλλασσόμενου σήματος σε συνεχές. Αυτό θα το επιτύχουμε με δύο τρόπους ώστε να καταλήξουμε στον καλύτερο.

**3.3.2. Απαιτούμενος Εξοπλισμός**

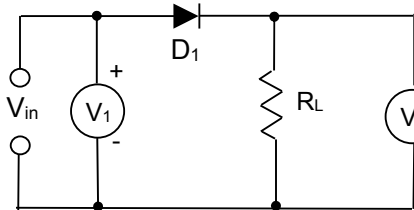
- $D_1, D_2, D_3, D_4$  = Δίοδοι Si (σειρά 1N4000)
- $R_L$  = αντίσταση φορτίου 10kΩ, 0,5~1W
- $C_1$  = 10μF ηλεκτρολυτικός τουλάχιστον 50 Volt
- Παλμογράφος

- Τροφοδοτικό Εναλλασσόμενου
- $V_1$  = βολτόμετρο εισόδου
- $V_2$  = βολτόμετρο εξόδου

**3.3.3. Διαδικασία πειράματος**

**3.3.3.1. ΜΕΡΟΣ ΠΡΩΤΟ : Απλή Ανόρθωση**

1. Υλοποιήστε την παρακάτω συνδεσμολογία.



2. Ρυθμίστε την έξοδο του AC τροφοδοτικού σας στα 10 V AC (ενεργός τιμή – RMS).
3. Συνδέστε το κανάλι 1 του παλμογράφου στην είσοδο του κυκλώματος και το κανάλι 2 στην έξοδό του. Παρατηρήστε, μετρήστε και σχεδιάστε τις κυματομορφές στον πίνακα 1.
4. Μετρήστε τις τάσεις αυτές και με την βοήθεια των βολτομέτρων  $V_1$  και  $V_2$ . Καταγράψτε τις ενδείξεις τους για τις δύο θέσεις μέτρησης AC και DC. (πίνακας 1).

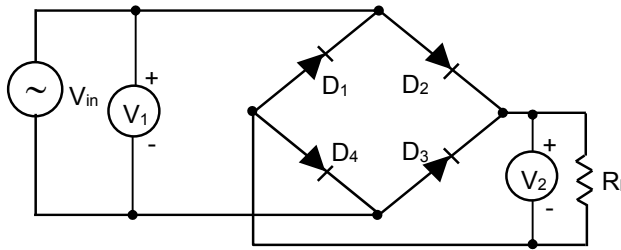
**Πίνακας 1.**

	Ένδειξη Παλμογράφου	Μέτρηση Παλμογράφου $V_{pp}$	Μέτρηση Βολτομέτρου AC	Μέτρηση Βολτομέτρου DC
$V_1$				
$V_2$				
$V_2$ με C				

5. α) Συγκρίνετε τα αποτελέσματα των μετρήσεων που προκύπτουν από παλμογράφο και βολτόμετρο του πίνακα 1. Δικαιολογήστε τις τυχόν διαφορετικές τιμές των μετρήσεών σας.  
 β) Υπολογίστε τις τάσεις  $V_{AC}$  -  $V_{DC}$  με τους θεωρητικούς τύπους και σχολιάστε.  
 γ) Υπολογίστε το ποσοστό κυμάτωσης με βάση τις μετρήσεις σας και συγκρίνετε το αποτέλεσμα με αυτό της σχέσης 3.14.
6. Παράλληλα με το φορτίο  $R_L$  τοποθετήστε έναν ηλεκτρολυτικό πυκνωτή  $C=10\mu F$ . Παρατηρήστε την κυματομορφή εξόδου στον παλμογράφο. Καταγράψτε τις τιμές του βολτομέτρου  $V_2$  για  $V_{AC}$  και  $V_{DC}$  και συμπληρώστε τον πίνακα 1. Υπολογίστε ξανά το ποσοστό κυμάτωσης με βάση τις μετρήσεις σας και συγκρίνετε το αποτέλεσμα με αυτό του βήματος 5.γ.

**ΜΕΡΟΣ ΔΕΥΤΕΡΟ : Διπλή Ανόρθωση**

1. Υλοποιήστε την παρακάτω συνδεσμολογία.



2. Ρυθμίστε την έξοδο του AC τροφοδοτικού σας στα 10V AC (ενεργός τιμή – RMS).
3. Επαναλάβετε τα βήματα 3,4,5,6 του πρώτου μέρους.
4. Καταχωρήστε τις μετρήσεις σας στον πίνακα 2.

**Πίνακας 2.**

	Ένδειξη Παλμογράφου	Μέτρηση Παλμογράφου $V_{pp}$	Μέτρηση Βολτομέτρου AC	Μέτρηση Βολτομέτρου DC
$V_1$				
$V_2$				
$V_2$ με C				

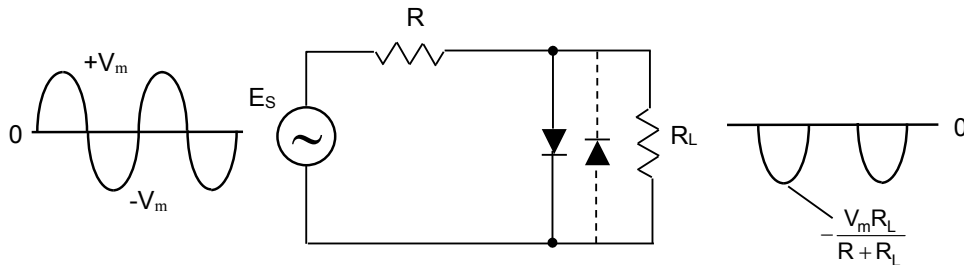


## 4. Κύκλωμα Ψαλιδιστή

### 4.1. Θεωρία

#### 4.1.1. Γενικά

Ένα κύκλωμα που έχει τη δυνατότητα να αποκόπτει τμήμα από το σήμα τάσης της εισόδου του, με αναφορά μια συγκεκριμένη στάθμη, καλείται ψαλιδιστής. Ένας ψαλιδιστής μπορεί να είναι θετικής ή αρνητικής κορυφής ανάλογα με το τμήμα της κυματομορφής εισόδου το οποίο αποκόπτεται. Τα κυκλώματα ψαλιδισμού χρησιμοποιούνται συνήθως στις περιπτώσεις όπου θέλουμε για παράδειγμα να κρατήσουμε ένα ακουστικό σήμα σε προκαθορισμένη στάθμη τάσης ή θέλουμε να αλλάξουμε τη μορφή του ή τέλος θέλουμε να απομακρύνουμε τον θόρυβο από ένα παλμικό σήμα.



Σχήμα 4.1. Ψαλιδιστής θετικής κορυφής.

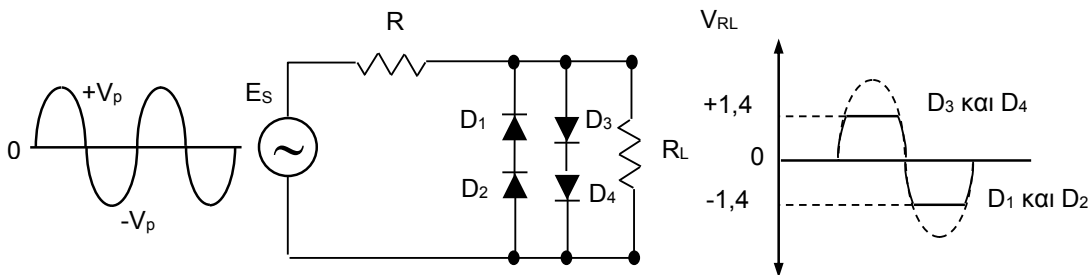
#### 4.1.2. Ψαλιδιστής Θετικής ή Αρνητικής κορυφής

Το κύκλωμα που φαίνεται στο Σχήμα 4.1 είναι ένας ψαλιδιστής θετικής κορυφής και η λειτουργία του περιγράφεται ως εξής :

Κατά τη διάρκεια της θετικής ημιπεριόδου του σήματος εισόδου η διάδος είναι ορθά πολωμένη και άγει (βραχυκύκλωμα), επομένως η τάση εξόδου ιδανικά είναι 0 V (περίπτωση ιδανικής διόδου) ή 0,7 V στην περίπτωση μιας "πραγματικής" διόδου Si.

Κατά τη διάρκεια της αρνητικής ημιπεριόδου του σήματος εισόδου η διάδος πολώνεται ανάστροφα, δεν άγει (ανοικτοκύκλωμα) και στην έξοδο εμφανίζεται η αρνητική ημιπερίοδος.

Εάν θέλουμε ένα ψαλιδιστή αρνητικής κορυφής, αυτό επιτυγχάνεται με αντιστροφή της πολικότητας της διόδου όπως αυτή φαίνεται στο Σχήμα 4.1. με τη διακεκομμένη γραμμή.



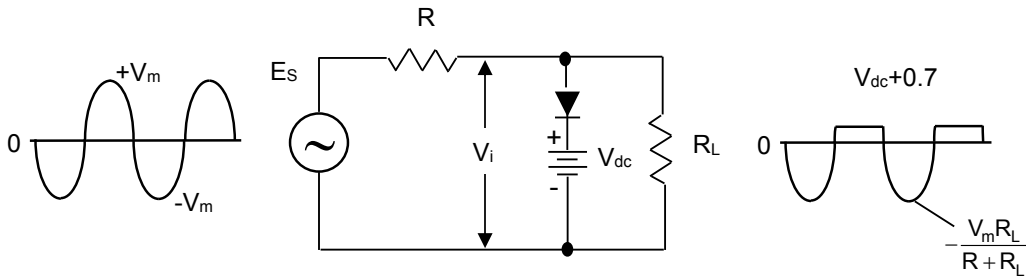
Σχήμα 4.2. Συνδυασμός αρνητικού και θετικού ψαλιδιστή.

Στο Σχήμα 4.2. έχουμε συνδυασμό αρνητικού και θετικού ψαλιδιστή. Με δεδομένο ότι οι διάοδοι που χρησιμοποιούνται δεν είναι ιδανικές, δηλαδή τάση αγωγής 0,7V -δίοδοι Si, η λειτουργία του κυκλώματος είναι η ακόλουθη :

Κατά τη θετική ημιπερίοδο του σήματος της πηγής  $E_s$  οι διάοδοι  $D_1 - D_2$  είναι ανάστροφα πολωμένες και δεν άγουν. Οι διάοδοι  $D_3 - D_4$  για να γίνουν αγωγίμες απαιτείται τάση εισόδου  $E_s \geq 1,4$  V (δίοδοι Si,  $2 \cdot 0,7$  V). Έτσι το σημείο ψαλιδισμού μεταφέρεται στα 1,4 V.

Ομοίως κατά την αρνητική ημιπερίοδο του σήματος της πηγής  $E_s$ , οι διάοδοι  $D_3 - D_4$  είναι ανάστροφα πολωμένες και δεν άγουν. Οι διάοδοι  $D_1 - D_2$  για να γίνουν αγωγίμες απαιτείται τάση εισόδου  $E_s \leq -1,4$  V με αποτέλεσμα η στάθμη αρνητικού ψαλιδισμού να μετατοπίζεται στα -1,4 V.

**4.1.3. Πολωμένος Ψαλιδιστής**

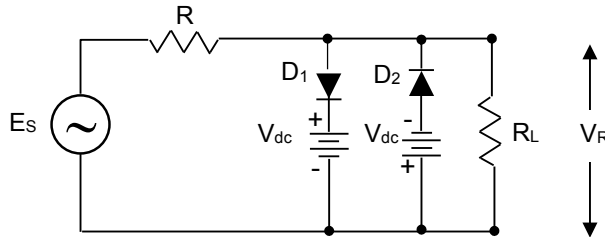


Σχήμα 4.3. Πολωμένος ψαλιδιστής.

Στο κύκλωμα του Σχήματος 4.3 παρουσιάζεται ο τρόπος με τον οποίο μπορούμε να μετακινήσουμε τη στάθμη ψαλιδισμού σε μια προεπιλεγμένη τιμή, έστω  $V_0=+1,7V$ . Αναλυτικά η λειτουργία του κυκλώματος έχει ως εξής :

Όταν η τάση  $V_i$  φθάσει την τιμή  $1,7V$  η δίοδος πολώνεται ορθά, άγει και η έξοδος (στο φορτίο  $R_L$ ) κρατείται στην προαναφερθείσα τιμή. Όταν η τάση εισόδου  $V_i$  γίνει μικρότερη από  $1,7V$  η δίοδος δεν άγει και στην έξοδο εμφανίζεται το υπόλοιπο μέρος της κυματομορφής του σήματος εισόδου αναλλοίωτο.

Με αναφορά στο Σχήμα 4.3, είναι δυνατό να γίνει συνδυασμός κυκλωμάτων με χρήση πολωμένων ψαλιδιστών (ενός θετικού και ενός αρνητικού) όπως δείχνει το Σχήμα 4.4.



Σχήμα 4.4. Σύνθετο κύκλωμα πολωμένων ψαλιδιστών.

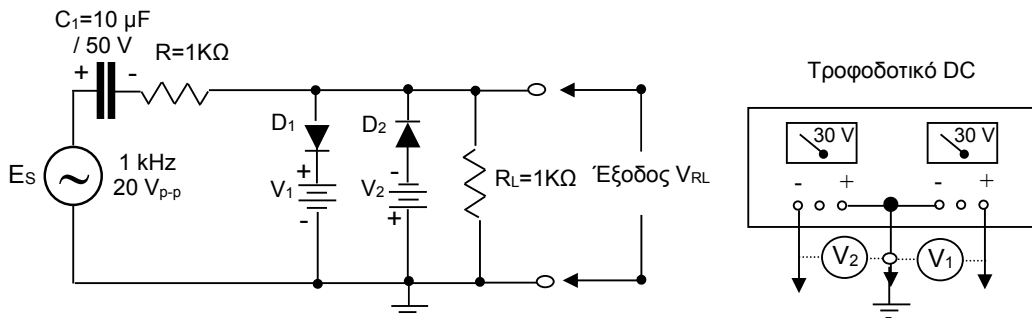
**4.2. Αντικείμενο – Σκοπός**

Σκοπός της παρούσας άσκησης είναι η μελέτη κυκλωμάτων ψαλιδισμού για τον περιορισμό της τάσης εισόδου σε προκαθορισμένες τιμές.

**4.3. Απαιτούμενος Εξοπλισμός**

- Πηγή ισχύος 2 X (0-30)  $V_{dc}$
- Γεννήτρια σημάτων
- Παλμογράφος
- Δίοδοι Si
- Ηλεκτρολυτικός πυκνωτής  $C = 10 \mu F$  στα 50V
- $R = 1K\Omega, 1W (2)$

**4.4. Πειραματική Διαδικασία**



Σχήμα 4.5. Πειραματική Διάταξη Κυκλώματος πολωμένου Ψαλιδιστή.

**ΠΡΟΣΟΧΗ:** Κατά την υλοποίηση του κυκλώματος του Σχήματος 4.5 βεβαιωθείτε ότι το DC τροφοδοτικό και η γεννήτρια σημάτων παραμένουν εκτός λειτουργίας και ενεργοποιούνται μετά τον έλεγχο του κυκλώματος από τους επιβλέποντες καθηγητές.

1. Πραγματοποιήστε το κύκλωμα του Σχήματος 4.5.
2. Ρυθμίστε τη στάθμη του σήματος εξόδου της γεννήτριας στα  $20 V_{pp}$  ac, για συχνότητα 1KHz.
3. Παρατηρήστε και σχεδιάστε με λεπτομέρεια (ακριβές σημείο ψαλιδισμού σε θετική και αρνητική ημιπερίοδο) την κυματομορφή εξόδου για 3 διαφορετικά και διακριτά ζεύγη τιμών της τάσης αναφοράς όπως αυτά δίδονται στον παρακάτω πίνακα.

		$E_s = 20V_{pk-pk}, 1KHz$																								
		$V_{RL}$ (Κυματομορφή & Όρια)																								
$V_1 = 2V$	$V_2 = 2V$																									
$V_1 = 3V$	$V_2 = 5V$																									
$V_1 = 6V$	$V_2 = 3V$																									

4. Εξηγήστε τη λειτουργία του κυκλώματος και δικαιολογήστε τις κυματομορφές που προκύπτουν με αναφορά στο βήμα 3. Είναι οι κυματομορφές στην έξοδο του ψαλιδιστή αναμενόμενες; Δικαιολογήστε την απάντησή σας.



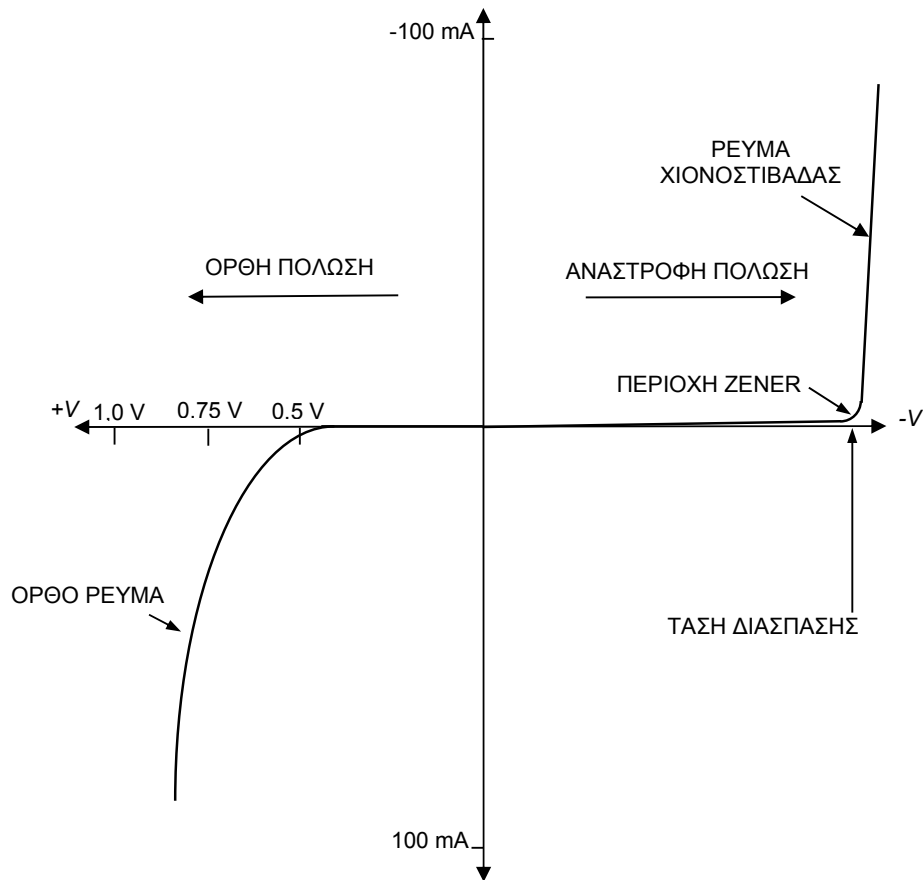
## 5. Δίοδος Zener – Σταθεροποίηση τάσης με Zener

### 5.1. Θεωρία

#### 5.1.1. Γενικά

Η δίοδος Zener είναι μια ειδική δίοδος που οφείλει το όνομά της στον Δρ. C. Zener ο οποίος μελέτησε την περιοχή διασπάσεως των χαρακτηριστικών των διόδων γενικώς. Η δίοδος Zener, όπως κάθε ανάστροφα πολωμένη δίοδος, παρουσιάζει πολύ υψηλή αντίσταση και αμελητέο ρεύμα. Όταν όμως η τάση ανάστροφης πόλωσης γίνει ίση με μια οριακή τιμή – τάση διάσπασης ή τάση Zener – τότε το ανάστροφο ρεύμα αυξάνει απότομα, η αντίστασή της μειώνεται δραστικά (λίγες δεκάδες  $\Omega$ m, μικρότερη και από αυτή της ορθής πόλωσης) και η πτώση τάσης στα άκρα της παραμένει πρακτικά σταθερή, ανεξάρτητα από την οποιανδήποτε περαιτέρω αύξηση της τάσης ανάστροφης πόλωσης.

Οι δίοδοι Zener κατασκευάζονται για μεγάλες περιοχές τάσεως και ισχύος, και χρησιμοποιούνται για τη σταθεροποίηση τάσης στην έξοδο κυκλωμάτων τροφοδοσίας ή σε κάποιο άλλο σημείο ενός κυκλώματος καθώς επίσης για προστασία ηλεκτρονικών κυκλωμάτων από υπερτάσεις.



Σχήμα 5.1. Χαρακτηριστική καμπύλη δίοδου Zener.

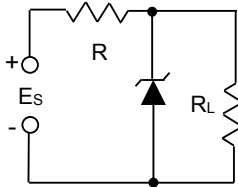
Η δίοδος Zener ονομάζεται συχνά και δίοδος χιονοστιβάδας. Το φαινόμενο χιονοστιβάδας φαίνεται στο Σχήμα 5.1 (πάνω δεξί τεταρτημόριο) με την απότομη αλλαγή της χαρακτηριστικής της δίοδου Zener. Στην κατάσταση ορθής πόλωσης, το ρεύμα ρέει όταν η τάση της εξωτερικής πηγής ξεπεράσει το φράγμα δυναμικού. Η κατάσταση αυτή φαίνεται στο αριστερό κάτω τεταρτημόριο του διαγράμματος. Όταν εφαρμοστεί στη δίοδο αρνητική ή ανάστροφη τάση, τότε ρέει ένα αμελητέο ρεύμα. Εάν όμως αυξηθεί η ανάστροφη τάση πάνω από μία συγκεκριμένη τιμή που ορίζεται από τον κατασκευαστή, αυξάνεται το ρεύμα ταχύτατα με μικρή μόνο πρόσθετη πτώση τάσης. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται φαινόμενο Zener ή φαινόμενο χιονοστιβάδας. Η ιδιότητα αυτή, να διατηρείται δηλαδή σταθερή η τάση στα άκρα της Zener για μεγάλες μεταβολές του

ρεύματός της, την καθιστά το πλέον συνηθισμένο και εύχρηστο στοιχείο σταθεροποίησης της τάσης στην έξοδο ενός κυκλώματος.

Υπάρχουν τρία σημαντικά χαρακτηριστικά της διόδου Zener, εκτός από την τάση διασπάσεως, τα οποία πρέπει να λαμβάνονται υπόψη όταν χρησιμοποιούνται οι διόδοι αυτές σαν ρυθμιστές τάσης:

1. ο συντελεστής θερμοκρασίας
2. η δυναμική αντίσταση
3. η μέγιστη ισχύς λειτουργίας

Από αυτά το σημαντικότερο είναι η *μέγιστη ισχύς λειτουργίας*. Κάθε διόδος Zener έχει για δεδομένη θερμοκρασία μια ονομαστική ισχύ η οποία είναι η μέγιστη ισχύς λειτουργίας και δίνεται από το γινόμενο του μέγιστου ρεύματος Zener ( $I_{Zmax}$ ) επί την τάση διασπάσεως Zener ( $V_Z$ ).



Στο Σχήμα 5.2 φαίνεται ένα τυπικό κύκλωμα σταθεροποιητή τάσης.

Η περιοχή λειτουργίας της Zener καθορίζεται από τον κατασκευαστή, διατίθενται δε διόδοι Zener με ποικιλία τιμών τάσης για διάφορες χρήσεις.

Η πηγής τάσης  $E_S$  πρέπει να παρέχει συνεχή τάση μεγαλύτερη από την επιθυμητή σταθεροποιημένη τάση.

Σχήμα 5.2. Σταθεροποιητής τάσης με Zener.

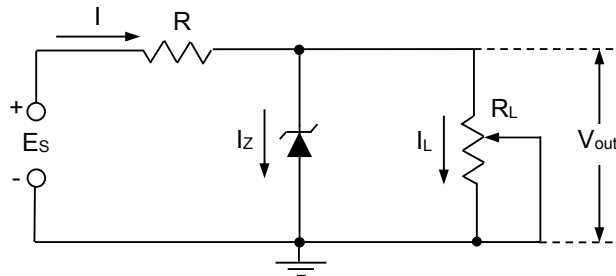
### 5.1.2. Τυπικές περιπτώσεις σταθεροποίησης

Δυο είναι τα τυπικά παραδείγματα - περιπτώσεις σταθεροποίησης της τάσης:

1. Σταθεροποίηση της συνεχούς τάσης εξόδου κυκλώματος που περιλαμβάνει σταθερό φορτίο έναντι μεταβολών που προκύπτουν λόγω διακυμάνσεων της τάσης του δικτύου.
2. Σταθεροποίηση της συνεχούς τάσης εξόδου κυκλώματος που περιλαμβάνει μεταβλητό φορτίο έναντι μεταβολών του ρεύματος του φορτίου, με την τάση του δικτύου σταθερή σε μια συγκεκριμένη τιμή.

Συνδυασμός των δύο πιο πάνω περιπτώσεων είναι η σταθεροποίηση τάσης και φορτίου και αφορά διαδικασίες σταθεροποίησης της συνεχούς τάσης εξόδου όταν η τάση του δικτύου παροχής και το ρεύμα φορτίου μεταβάλλονται συγχρόνως.

Τη χαρακτηριστική ιδιότητα της διόδου Zener να παρουσιάζει το σημείο Zener σε επιθυμητή τάση, εκμεταλλευόμαστε στα κυκλώματα των σταθεροποιητών. Ένα τέτοιο κύκλωμα φαίνεται στο Σχήμα 5.3.



Σχήμα 5.3. Χρήση διόδου Zener ως σταθεροποιητή τάσης.

$$\text{Για το κύκλωμα αυτό ισχύει: } E_S = I \cdot R + V_Z \quad (5.1)$$

Η αντίσταση  $R$  παίζει προστατευτικό ρόλο και η τιμή της υπολογίζεται από τη σχέση:

$$R = (E_S - V_Z) / I_{Zmax} \quad (5.2)$$

όπου  $I_{Zmax}$  είναι η μέγιστη τιμή του ρεύματος που μπορεί να περάσει από τη διόδο Zener και δίνεται από τη σχέση:

$$I_{Zmax} = P_Z / V_Z \quad (5.3)$$

όπου  $P_Z$  είναι η ονομαστική ισχύς της Zener. Σταθεροποίηση της τάσης εξόδου  $V_{out}$  στο κύκλωμα του Σχήμα 5.3 επιτυγχάνεται στις ακόλουθες περιπτώσεις :

#### 5.1.2.1. Μεταβολή της τάσης εισόδου $E_S$

Στην περίπτωση αυτή για να παραμείνει σταθερή η τάση εξόδου:

$$V_{out} = I_L \cdot R_L \quad (5.4)$$

πρέπει να παραμείνει σταθερό το ρεύμα  $I_L$  που διαρρέει το φορτίο και που δίνεται από τη σχέση:

$$I_L = I - I_Z \quad (5.5)$$

Στην παραπάνω σχέση το ρεύμα  $I$  ακολουθεί τις μεταβολές της τάσης  $E_S$ . Από τη σχέση (5.5) φαίνεται ότι για να παραμείνει το ρεύμα  $I_L$  σταθερό, εφόσον μεταβάλλεται το ολικό ρεύμα  $I$ , θα πρέπει να μεταβληθεί αντίστροφα το ρεύμα της Zener  $I_Z$ .

Το ολικό ρεύμα  $I$  ανάλογα με τις μεταβολές της τάσης  $E_S$  λαμβάνει τις παρακάτω οριακές τιμές:

$$I_{\min} = I_L + I_{Z\min} \quad (5.6)$$

όπου  $I_{Z\min}$  το ελάχιστο ρεύμα της Zener για το οποίο έχουμε ανεκτή σταθεροποίηση

$$I_{\max} = I_L + I_{Z\max} \quad (5.7)$$

Οι οριακές τιμές της τάσης εισόδου  $E_S$  για τις οποίες το ρεύμα  $I_L$  παραμένει σταθερό είναι:

$$E_{S\min} = I_{\min} \cdot R + V_Z \quad (5.8)$$

και

$$E_{S\max} = I_{\max} \cdot R + V_Z \quad (5.9)$$

### 5.1.2.2. Μεταβολή της τιμής του φορτίου $R_L$

Στην περίπτωση αυτή από τη σχέση (4) οδηγούμαστε στο συμπέρασμα ότι για να παραμείνει η  $V_{out}$  σταθερή εφόσον μεταβάλλεται το φορτίο, θα πρέπει να μεταβληθεί το ρεύμα  $I_L$  αντίστροφα. Για να μεταβληθεί όμως το  $I_L$  με τρόπο που να μη μεταβληθεί το ολικό ρεύμα  $I$ , θα πρέπει όπως φαίνεται από τη σχέση (5) να μεταβληθεί αντίστροφα το ρεύμα  $I_Z$ . Οι οριακές τιμές του ρεύματος  $I_L$  για τις οποίες έχουμε ικανοποιητική σταθεροποίηση είναι:

$$I_{L\min} = I - I_{Z\max} \quad (5.10)$$

και

$$I_{L\max} = I - I_{Z\min} \quad (5.11)$$

## 5.2. Αντικείμενο – Σκοπός

Σκοπός της παρούσας άσκησης είναι:

1. Η πειραματική χάραξη της χαρακτηριστικής καμπύλης ρεύματος-τάσης της διόδου Zener.
2. Η θεωρητική και πειραματική μελέτη κυκλώματος σταθεροποίησης της τάσης εξόδου για διάφορες μεταβολές της τιμής του φορτίου  $R_L$  ή της τάσης εισόδου  $E_S$ .

### 5.2.1. Απαιτούμενος Εξοπλισμός

Πηγή ισχύος 0-30 Vdc

Βολτόμετρο 0-30 Vdc

Ηλεκτρονικό βολτόμετρο (H.B.)

Αμπερόμετρο 0-10-100 mAdc

Ποτενσιόμετρο  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$

Παλμογράφος

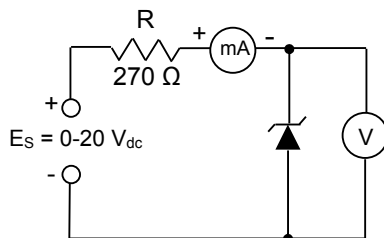
Δίοδος Zener

$R = 270 \Omega$ , 1W

$R = 2 \times 1 \text{ k}\Omega$ , 1W

### 5.2.2. Πειραματική Διαδικασία μέτρησης χαρακτηριστικής διόδου Zener

1. Στη διαδικασία που ακολουθεί θα χαραχθεί η χαρακτηριστική καμπύλη της διόδου Zener υπό συνθήκες ανάστροφης πόλωσης με μέτρηση του ρεύματος ανάστροφης πόλωσης για διάφορες τιμές της ανάστροφης τάσης.



ΑΝΑΣΤΡΟΦΗ ΠΟΛΩΣΗ

Πραγματοποιήστε το κύκλωμα του Σχήματος 5.4.

Κατ'αρχήν μηδενίστε την τάση της πηγής  $E_S$ .

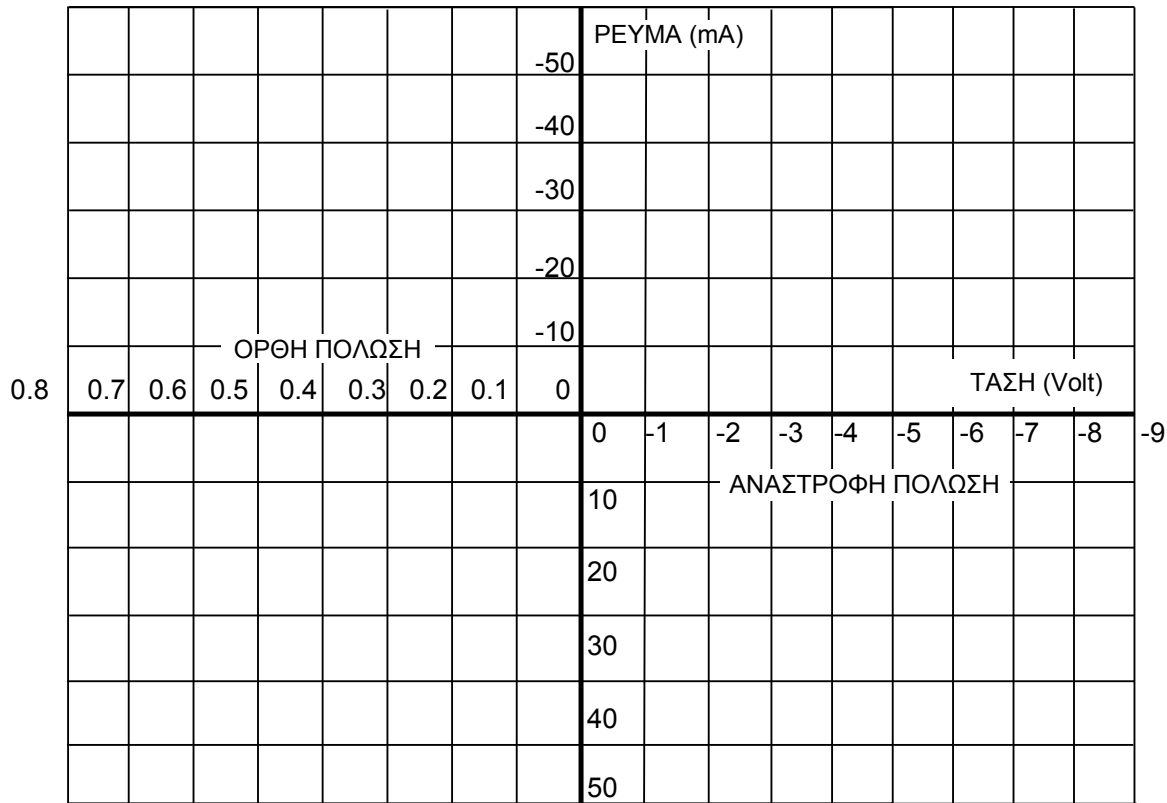
2. Αυξήστε την τάση της πηγής και καταγράψτε το ρεύμα που διαρρέει τη Zener, για τις τιμές τάσης που αναγράφονται στον πίνακα 5.1 (μην υπερβείτε το ρεύμα των **50 mA** κατά τη μέτρηση αυτή).

Σχήμα 5.4. Πειραματική διάταξη μέτρησης χαρακτηριστικής Zener.

ΠΙΝΑΚΑΣ 5.1

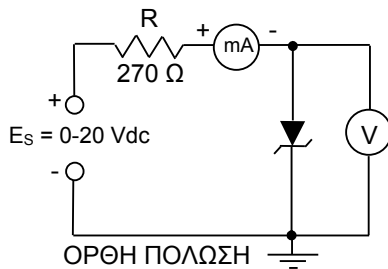
ΑΝΑΣΤΡΟΦΗ ΤΑΣΗ ZENER (Volts)	0	1,0	2,0	4,0	6,0	6,25	6,50	6,75	7,0	8,0
ΑΝΑΣΤΡΟΦΟ ΡΕΥΜΑ (mA)										

3. Με τη βοήθεια των μετρήσεων του πίνακα 5.1 χαράξτε την καμπύλη στο διάγραμμα του Σχήματος 5.5.



Σχήμα 5.5. Διάγραμμα χαρακτηριστικών διόδου Zener.

4. Στη συνέχεια, θα χαραχθεί η χαρακτηριστική καμπύλη της διόδου Zener υπό συνθήκες ορθής πόλωσης, με μέτρηση του ρεύματος ορθής πόλωσης για διάφορες τιμές της τάσης ορθής πόλωσης.



Πραγματοποιήστε το κύκλωμα του Σχήματος 5.6. Μηδενίστε την τάση της πηγής.

5. Αυξήστε την τάση της πηγής και καταγράψτε το ρεύμα που διαρρέει τη Zener, για τις τιμές τάσης ορθής πόλωσης που αναγράφονται στον πίνακα 5.2 (μην υπερβείτε το ρεύμα των 50 mA κατά τη μέτρηση αυτή).

Σχήμα 5.6. Πειραματική διάταξη μέτρησης χαρακτηριστικής Zener.

ΠΙΝΑΚΑΣ 5.2

ΟΡΘΗ ΤΑΣΗ ZENER (Volts)	0,20	0,40	0,50	0,55	0,60	0,65	0,70	0,75	0,80	0,85
ΟΡΘΟ ΡΕΥΜΑ (mA)										

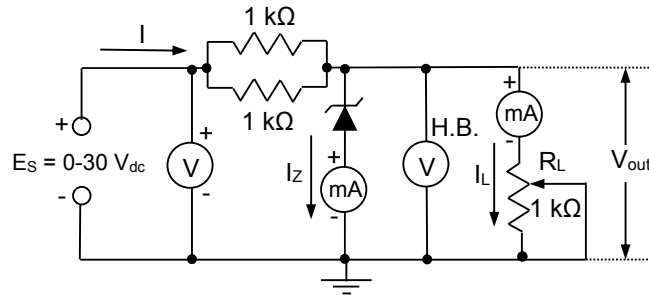
6. Με τη βοήθεια των μετρήσεων του πίνακα 5.2 χαράξτε την καμπύλη στο διάγραμμα του Σχήματος 5.5.
7. Με τη βοήθεια της χαρακτηριστικής που μετρήσατε στο Σχήμα 5.5, ποια τιμή της ορθής πόλωσης υπερέρχει το φράγμα δυναμικού της διόδου Zener; Σε ποια τιμή της ανάστροφης πόλωσης εμφανίζεται το φαινόμενο Zener;

**5.2.3. Πειραματική Διαδικασία σταθεροποίησης τάσης με δίοδο Zener**

1. Η δίοδος Zener έχει τη δυνατότητα να διατηρεί σταθερή τάση υπό συνθήκες μεταβλητού ρεύματος φορτίου. Η δίοδος Zener μπορεί επίσης να διατηρεί σταθερή τάση εξόδου όταν μεταβάλλεται η τάση της πηγής Es. Κατασκευάστε το κύκλωμα του Σχήματος 5.7. Ρυθμίστε το ποτενσιόμετρο RL (1kΩ) στη μέγιστη τιμή του, έτσι ώστε το RL να φαίνεται σαν σταθερή αντί-



σταση 1kΩ. Μηδενίστε την τάση της πηγής  $E_s$ . Στη διαδικασία που ακολουθεί θα προσδιοριστεί η σταθεροποίηση δικτύου του κυκλώματος.



Σχήμα 5.7

2. Ρυθμίστε την τάση της πηγής  $E_s$  διαδοχικά στις τιμές του πίνακα 5.3 και καταγράψτε συγχρόνως, την πτώση τάσης  $V_{out}$  πάνω στο ποτενσιόμετρο 1kΩ το οποίο αποτελεί το φορτίο, το  $I_L$  ρεύμα που περνάει από το ποτενσιόμετρο και το ρεύμα  $I_Z$  που περνάει από τη διόδο Zener, για κάθε dc τιμή της τάσης της πηγής  $E_s$ . Οι μετρήσεις να εκτελεστούν με την αντίσταση ποτενσιόμετρου  $R_L$  ρυθμισμένη στο 1 kΩ. Η μεταβολή επί τοις 100 της σταθεροποιημένης τάσης έναντι μεταβολών της τάσης εισόδου  $E_s$  (MAX και MIN) είναι:

$$\% \text{ σταθεροποίηση} = \frac{V_{OUT,MAX} - V_{OUT,MIN}}{V_{OUT,MIN}} \times 100$$

ΠΙΝΑΚΑΣ 5.3

$E_s$ (Volts)	4	8	12	16	20	24	28	30
$V_{out}$ (Volts)								
$I_L$ (mA)								
$I_Z$ (mA)								

3. Χαράξτε την καμπύλη της τάσης φορτίου  $V_{out}$  συναρτήσει της τάσης της πηγής  $E_s$  πάνω στο διάγραμμα του Σχήμα 5.8. Η καμπύλη αυτή είναι γνωστή σαν καμπύλη σταθεροποίησης της τάσης δικτύου. Η καμπύλη σταθεροποίησης της τάσης δικτύου παρουσιάζει το πεδίο των δυνατών μεταβολών της τάσης της πηγής  $E_s$  μέσα στο οποίο λειτουργεί ικανοποιητικά ο σταθεροποιητής τάσης και διατηρεί μια σχετικά σταθερή συνεχή τάση εξόδου  $V_{out}$ .

Σε ποια περίπου ελάχιστη τάση πηγής αρχίζει να λειτουργεί ικανοποιητικά η διόδος Zener, δηλαδή αρχίζει να ρυθμίζει την τάση ; .....  $V_{dc}$ . Είναι αυτή η περιοχή του φαινομένου Zener;

4. Στη συνέχεια, θα προσδιοριστεί η σταθεροποίηση φορτίου του κυκλώματος του Σχήματος 5.7. Διατηρήστε την τάση της πηγής  $E_s$  σταθερή και ίση με 20  $V_{dc}$ . Ρυθμίστε το ποτενσιόμετρο του 1 kΩ ( $R_L$ ) για να πάρετε τις τιμές ρεύματος φορτίου  $I_L$  που αναγράφονται στον πίνακα 5.4. Καταγράψτε τις τιμές τάσης φορτίου  $V_{out}$  και ρεύματος διόδου Zener  $I_Z$  που αντιστοιχούν σε κάθε τιμή του ρεύματος φορτίου  $I_L$ .

ΠΙΝΑΚΑΣ 5.4

$I_L$ (mA)	0	10	15	20	25	30	35
$V_{out}$ (Volts)							
$I_Z$ (mA)							

5. Χαράξτε την καμπύλη της τάσης φορτίου  $V_{out}$  συναρτήσει του ρεύματος φορτίου  $I_L$  από τις μετρήσεις του πίνακα 5.4. Η καμπύλη θα χαραχθεί πάνω στο διάγραμμα του Σχήμα 5.9. Καθορίστε το ποσοστό της σταθεροποίησης τάσης φορτίου από τα 0 mA (χωρίς φορτίο) έως τα 35 mA (πλήρες φορτίο). Η μεταβολή επί τοις εκατό της σταθεροποιημένης τάσης ένεκα μεταβολής του ρεύματος  $I_L$  ( $I_L=0$  και  $I_{L,MAX}$ ), με σταθερή τάση εισόδου, είναι:

$$\% \text{ σταθεροποίηση} = \frac{V_{OUT, ANEY \text{ ΦΟΡΤΙΟΥ}} - V_{OUT, ΠΛΗΡΟΥΣ \text{ ΦΟΡΤΙΟΥ}}}{V_{OUT, ΠΛΗΡΟΥΣ \text{ ΦΟΡΤΙΟΥ}}} \times 100$$

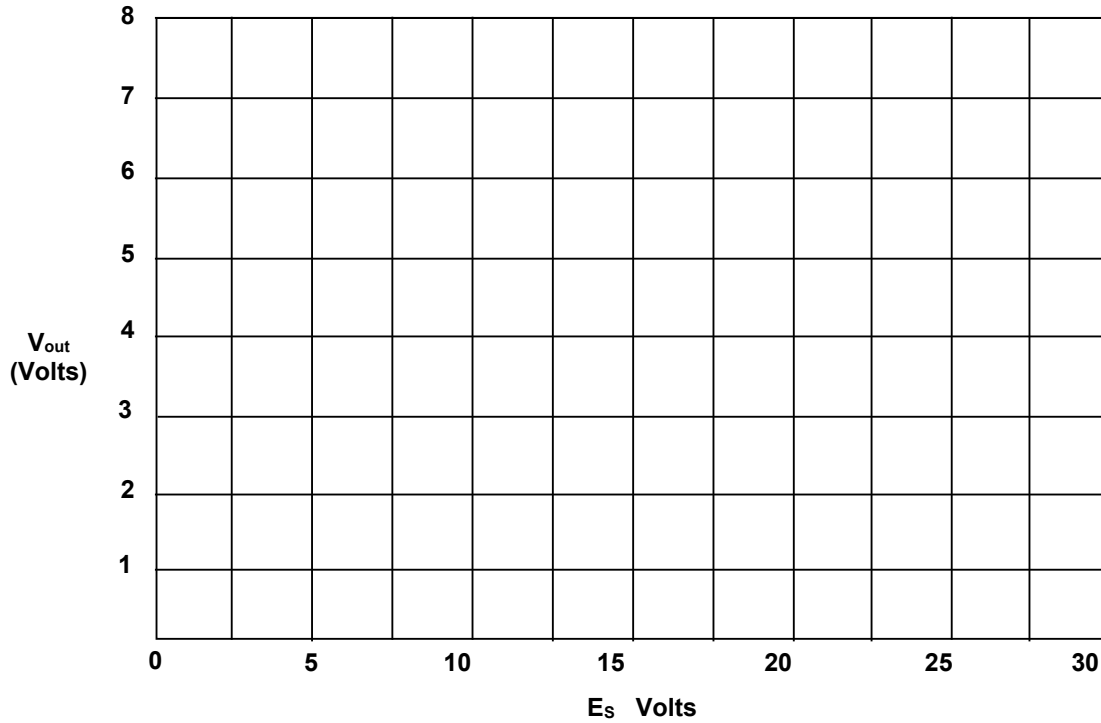
6. Για τάση εισόδου  $E_S = 20 \text{ V}_{dc}$  υπολογίστε τις οριακές τιμές του φορτίου για τις οποίες παρατηρείτε ικανοποιητική σταθεροποίηση:

$$R_{Lmin} = \dots\dots\dots \Omega$$

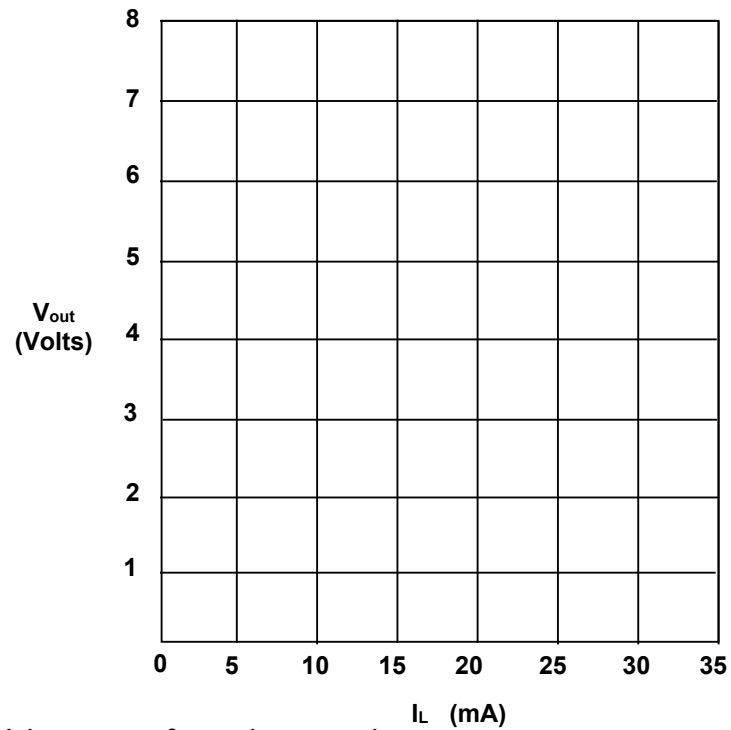
$$R_{Lmax} = \dots\dots\dots \Omega$$

7. Υπολογίστε την τιμή της προστατευτικής αντίστασης  $R$  για  $E_S = 50 \text{ V}$  και  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ .

$$R = \dots\dots\dots \Omega$$



Σχήμα 5.8. Διάγραμμα σταθεροποίησης δικτύου.



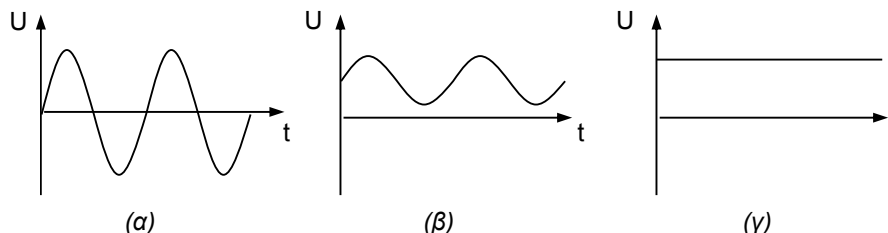
Σχήμα 5.9. Διάγραμμα σταθεροποίησης φορτίου.

## 6. Τροφοδοτικά

### 6.1. Εισαγωγή

Σχεδόν όλες οι ηλεκτρονικές συσκευές για να λειτουργήσουν, χρειάζονται πηγές συνεχούς τάσης. Για φορητές συσκευές ή για συσκευές που απαιτούν μικρή ισχύ, συνήθως χρησιμοποιούνται οι μπαταρίες ως πηγές συνεχούς τάσης. Στις συσκευές όμως που απαιτούν μεγάλη ισχύ, ή δεν είναι φορητές, χρησιμοποιούνται διατάξεις που μετατρέπουν την εναλλασσόμενη τάση σε συνεχή.

Οι συσκευές που μετατρέπουν την εναλλασσόμενη τάση σε συνεχή λέγονται τροφοδοτικά.



Σχήμα 6.1. Τάση Εναλλασσόμενη (α), Συνεχής με μεγάλη κυμάτωση (β) και Συνεχής σταθερή (γ).

Η μετατροπή του εναλλασσόμενου ρεύματος σε συνεχές είναι απαραίτητη σε όλες τις συσκευές που ανήκουν στην ηλεκτρονική οικογένεια γιατί αυτές λειτουργούν με συνεχείς τάσεις και ρεύματα. Οι συνεχείς τάσεις, είναι απαραίτητες στην πόλωση των ενώσεων των ημιαγωγικών διατάξεων - όπως θα δούμε και στη μελέτη των transistors - με μοναδική ίσως εξαίρεση την εφαρμογή των διόδων στις ανορθωτικές διατάξεις οι οποίες για να λειτουργήσουν δεν απαιτείται πόλωση.

### 6.2. Βαθμίδες Τροφοδοτικού

Οι συσκευές που μετατρέπουν την εναλλασσόμενη τάση σε συνεχή λέγονται τροφοδοτικά και αποτελούνται από έναν αριθμό βαθμίδων που η καθεμιά τους εκτελεί ένα συγκεκριμένο και ιδιαίτερα σημαντικό έργο.

#### 6.2.1. Μετασχηματιστής τάσης

Ο μετασχηματιστής τάσης χρησιμοποιείται για την αλλαγή της τιμής της εναλλασσόμενης τάσης που έχουμε στη διάθεσή μας (για την Ελλάδα 240V, 50Hz), σε οποιαδήποτε εναλλασσόμενη τιμή επιθυμούμε. Ο μετασχηματιστής που χρησιμοποιούμε στα τροφοδοτικά ηλεκτρονικών διατάξεων είναι συνήθως υποβιβαστής τάσης με λόγο μετασχηματισμού (σπείρες πρωτεύοντος προς σπείρες δευτερεύοντος), συνήθως πολύ μεγαλύτερο της μονάδας. Η χρησιμοποίηση του μετασχηματιστή είναι αναγκαία, ακόμη και όταν δεν πρόκειται να μετατρέψουμε την τιμή της τάσης (λόγος μετασχηματισμού 1:1) για λόγους προστασίας από ηλεκτροπληξίες.

Όταν από το πρωτεύον του μετασχηματιστή περάσει κάποιο μεταβαλλόμενο ρεύμα, τότε δημιουργείται μεταβαλλόμενο μαγνητικό πεδίο μέσα στο οποίο βρίσκεται το δευτερεύον του μετασχηματιστή. Λόγω της μεταβολής του μαγνητικού πεδίου, δημιουργείται επαγόμενη τάση στο δευτερεύον. Γι' αυτό και ο μετασχηματιστής δεν χρησιμοποιείται για μετασχηματισμό συνεχών τάσεων (σ' αυτή την περίπτωση χρησιμοποιούμε συνήθως διαιρέτες τάσης).

#### 6.2.2. Κύκλωμα ανόρθωσης

Την εναλλασσόμενη τάση που παρήγαγε το δευτερεύον του μετασχηματιστή πρέπει να την κάνουμε συνεχή (τάση μίας πολικότητας, όχι απαραίτητα σταθερής τιμής). Αυτό γίνεται με τη χρήση **διόδου** (απλή ανόρθωση) ή **διόδων** (διπλή ανόρθωση), σε κατάλληλη διάταξη. Η δίοδος λειτουργεί σαν ανοικτός ή κλειστός διακόπτης ανάλογα με τη φορά του ρεύματος που περνάει από μέσα της. Κάθε ηλεκτρική διάταξη που παρουσιάζει μικρή αντίσταση στο ηλεκτρικό ρεύμα κατά την πόλωσή της κατά μία φορά και μεγάλη κατά την πόλωσή της αντίθετα, λέγεται ανορθωτής.

Από την ανόρθωση προκύπτει μία τάση η οποία είναι μεν μίας πολικότητας αλλά όχι σταθερή (Σχήμα 6.1). Περιέχει πλήθος από **εναλλασσόμενες συνιστώσες** (αρμονικές) οι οποίες έχουν συχνότητα ίση και πολλαπλάσια της συχνότητας της τάσης του δικτύου (50Hz), αλλά με τιμές πλάτους που μικραίνουν όσο οι αρμονικές μεγαλώνουν σε συχνότητα, όπως έχει φανεί στις εξισώσεις (3.5) και (3.11) του πειράματος 3. Η παραγόμενη εναλλασσόμενη τάση περιέχει μία

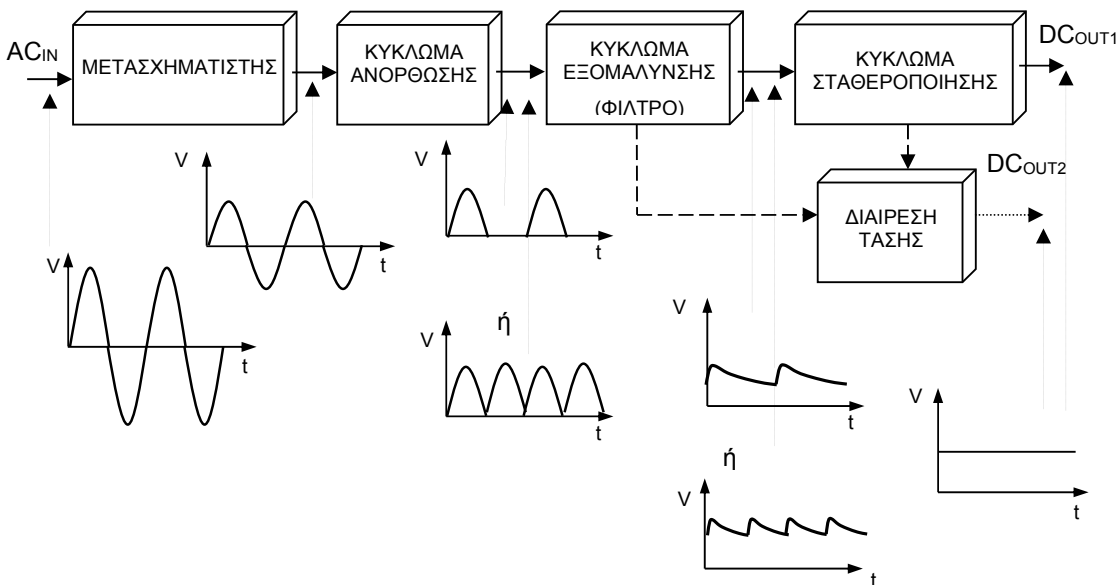
**συνεχή συνιστώσα** (για παράδειγμα απλή ανόρθωση εξίσωση 3.3 και διπλή ανόρθωση εξίσωση 3.9) που προσπαθούμε να την εκμεταλλευτούμε.

### 6.2.3. Φίλτρο

Η ύπαρξη των εναλλασσόμενων συνιστωσών (αρμονικών) που αναφέραμε, επιβάλλει τη χρήση ειδικών κυκλωμάτων τα οποία είναι γνωστά σαν **κυκλώματα εξομάλυνσης ή φίλτρα**. Τα φίλτρα μειώνουν την επίδραση αυτών των αρμονικών και μετατρέπουν το κυματόρευμα σε συνεχές με μικρό μόνο ποσοστό κυμάτωσης, όπως λέγεται η μικρή περιοδική διακύμανση που απομένει στο συνεχές μετά την εξομάλυνση. Τα πιο συνηθισμένα φίλτρα κατασκευάζονται με συνδυασμούς **πυκνωτών**, αντιστάσεων και πηνίων.

### 6.2.4. Σταθεροποιητής

Είναι ειδικό κύκλωμα, το οποίο εκμεταλλεύεται το χαρακτηριστικό των **διόδων Zener** (βλ. πείραμα 5), σταθεροποιεί την πολική του τάση όταν μεταβάλλεται το ρεύμα του φορτίου ή η τάση του δικτύου. Υπάρχουν κυκλώματα σταθεροποιητών με πολύπλοκα ηλεκτρονικά κυκλώματα που περιλαμβάνουν transistor.



Σχήμα 6.2. Δομικό διάγραμμα ενός τροφοδοτικού όπου διακρίνονται οι βαθμίδες καθώς και οι παραγόμενες ενδιάμεσες κυματομορφές.

## 6.3. Χαρακτηριστικά Τροφοδοτικού

Τα σημαντικότερα χαρακτηριστικά ενός τροφοδοτικού είναι:

1. **Η τάση εξόδου:** Η τάση εξόδου μπορεί να είναι σταθερή ή να μεταβάλλεται από 0 έως μια μέγιστη τιμή. Το στοιχείο αυτό αποτελεί κατασκευαστικό στοιχείο του τροφοδοτικού. Π.χ. 0 έως 30 Volt.
2. **Το ρεύμα εξόδου:** Με τον όρο αυτό εννοούμε το **μέγιστο ρεύμα** που μπορεί να δώσει στην έξοδό του το τροφοδοτικό. Σε περίπτωση όμως εξωτερικού βραχυκυκλώματος, το ρεύμα μπορεί να ξεπεράσει την προδιαγεγραμμένη αυτή τιμή. Γι' αυτό, σε πολλά τροφοδοτικά υπάρχει σύστημα **προστασίας** στην έξοδο του τροφοδοτικού ώστε το ρεύμα να μην ξεπεράσει ποτέ την τιμή αυτή. Η προστασία αυτή μπορεί να δοθεί, πολύ απλά με μία ασφάλεια. Πολλά ηλεκτρονικά τροφοδοτικά έχουν πολύ πολύπλοκα συστήματα ασφαλείας τα οποία διακόπτουν την παροχή ρεύματος όταν η τιμή του υπερβεί τη μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή και την αποκαθιστούν όταν οι συνθήκες στο φορτίο επιτρέψουν κανονική τιμή ρεύματος.
3. **Η αντίσταση εξόδου:** Η αντίσταση εξόδου ενός τροφοδοτικού πρέπει να είναι όσο το δυνατόν **μικρότερη**. Αν η αντίσταση εξόδου είναι μεγάλη, τότε η τάση εξόδου του τροφοδοτικού αυξομειώνεται με την αυξομείωση του **φορτίου (load)**, το οποίο συνδέεται παράλληλα με την αντίσταση εξόδου του τροφοδοτικού και μπορεί να δημιουργήσει προβλήματα σε πολλά ηλεκτρονικά κυκλώματα. Όταν συνδέουμε νέα συσκευή στο τροφοδοτικό, τότε γίνεται αυξομείωση

φορτίου. Αυξομείωση φορτίου μπορεί να γίνει επίσης όταν συνδέουμε ψηφιακά ηλεκτρονικά κυκλώματα των οποίων τα υποκυκλώματα δεν λειτουργούν όλα ταυτόχρονα.

4. **Η κυμάτωση:** Η κυμάτωση πρέπει να είναι όσο το δυνατόν μικρότερη. Σημειώνουμε ότι το **κόστος** του τροφοδοτικού ανεβαίνει όταν απαιτούμε πολύ μικρή κυμάτωση. Γι' αυτό η επιλογή του τροφοδοτικού εξαρτάται από την εφαρμογή. Η κυμάτωση είναι συνήθως της τάξης των μερικών mV από κορυφή σε κορυφή.
5. **Η σταθερότητα:** Με τον όρο σταθερότητα εννοούμε την ικανότητα του τροφοδοτικού να διατηρεί την τάση εξόδου του κατά το δυνατόν σταθερή σε αυξομειώσεις της εναλλασσόμενης τάσης εισόδου. Και πάλι το **κόστος** είναι ανάλογο με τη σταθερότητα του τροφοδοτικού, γι' αυτό και πρέπει να περιορίζουμε τις απαιτήσεις μας ανάλογα με την εφαρμογή. Συνήθως η σταθερότητα εκφράζεται ως μεταβολή της τάσης εξόδου σε mV για μεταβολή της εναλλασσόμενης τάσης εισόδου κατά 10%. Πολλές φορές η σταθερότητα αναφέρεται στη θερμική σταθερότητα. Δηλαδή απαιτείται σταθερότητα στα χαρακτηριστικά του τροφοδοτικού με την αύξηση της θερμοκρασίας. Ας μην ξεχνάμε ότι η θερμοκρασία κάθε ηλεκτρονικής συσκευής αυξάνει από τις απώλειες που έχουν τα διάφορα υποστοιχεία της συσκευής. Ένα καλά σχεδιασμένο τροφοδοτικό, πρέπει πάντα να διαθέτει εσωτερικό σύστημα ψύξης (ανεμιστήρες, ψήκτρες για τις διόδους, κλπ)
6. **Η τάσης παροχής:** Είναι η τιμή της εναλλασσόμενης τάσης που εφαρμόζεται στην είσοδο του τροφοδοτικού, η οποία συνήθως είναι ίδια με της τάση παροχής του δικτύου ηλεκτρικής ενέργειας της χώρας.

Από τα παραπάνω, μπορούμε να κατατάξουμε τα τροφοδοτικά σε δύο μεγάλες κατηγορίες:

- I. Τροφοδοτικά που παρέχουν σταθερή σε τιμή τάση, ανεξάρτητα από τη μεταβολή της τάσης εισόδου του τροφοδοτικού (τάση δικτύου) και από τη μεταβολή του ρεύματος (ρεύμα φορτίου) που καταναλώνει η τροφοδοτούμενη συσκευή.
- II. Τροφοδοτικά που η τάση εξόδου τους είναι δυνατόν να ρυθμιστεί ανάλογα με την απαιτούμενη τάση τροφοδοσίας ενός δεδομένου φορτίου, ή ανάλογα της μεταβολής του ρεύματος που καταναλώνει η συσκευή που τροφοδοτείται.

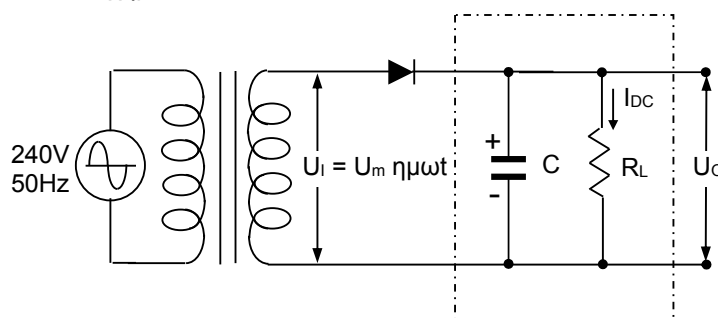
## 6.4. Φίλτρα - Κυκλώματα Εξομάλυνσης

Από την ανάλυση που έγινε στο πείραμα 3, φαίνεται ότι στο ρεύμα και την τάση που προκύπτουν από την απλή ή τη διπλή ανόρθωση της εναλλασσόμενης κυματομορφής, δεν περιέχεται μόνο η συνεχής συνιστώσα αλλά και όλες οι αρμονικές της αντίστοιχης σειράς Fourier (εξισώσεις 3.4 και 3.10). Προκειμένου να απορρίψουμε τις αρμονικές ανώτερων τάξεων, πρέπει να προσθέσουμε στην έξοδο του κυκλώματος ενός ανορθωτή ένα κύκλωμα που λέγεται "**Φίλτρο**" και απαγορεύει να περάσουν προς το φορτίο οι εναλλασσόμενες συνιστώσες ανώτερης τάξης και αφήνει ελεύθερη τη συνεχή καθώς και τη θεμελιώδη συνιστώσα της σειράς Fourier.

Το κύκλωμα αυτό λέγεται και **κύκλωμα εξομάλυνσης** διότι μετατρέπει τη συνεχή συνιστώσα της τάσης εξόδου και τη θεμελιώδη συνιστώσα της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου σε μία κυματομορφή όπως αυτή που παρουσιάζεται στο σχήμα 6.2 και στην καμπύλη ΑΒΓ του σχήματος 6.4 το οποίο ακολουθεί.

### 6.4.1. Φίλτρο C

Το απλούστερο φίλτρο που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να απορρίψει τις ανεπιθύμητες εναλλασσόμενες συνιστώσες και ταυτόχρονα να εξομαλύνει την τάση και το ρεύμα που τροφοδοτούν το φορτίο, είναι ένας μόνο πυκνωτής ο οποίος συνδέεται παράλληλα με την αντίσταση φορτίου, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.3.



Σχήμα 6.3. Κύκλωμα απλής ανόρθωσης με φίλτρο C.

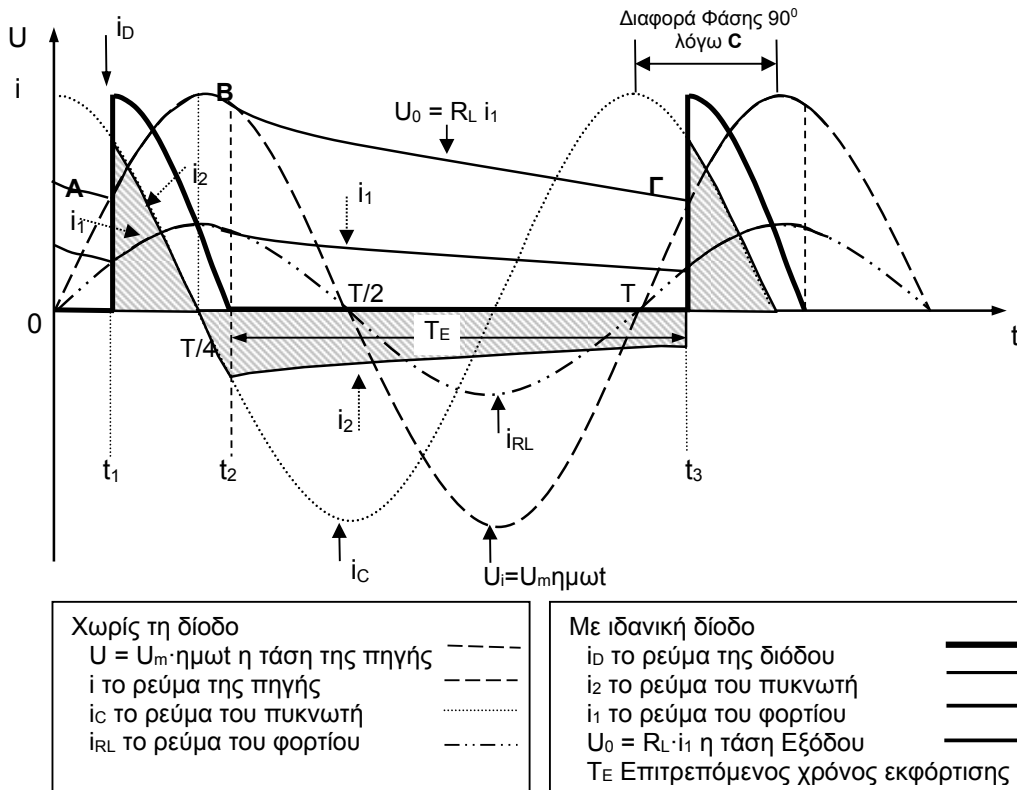
### 6.4.1.1. Επίδραση του πυκνωτή στις χρονικές μεταβολές τάσεων και ρευμάτων.

Το γινόμενο της ωμικής αντίστασης  $R_L$  επί την τιμή της χωρητικότητας του πυκνωτή  $C$ , έχει διαστάσεις χρόνου και λέγεται σταθερά χρόνου  $t=R_L C$ . Στην πράξη, εκφράζεται ως εξής: Αν έχουμε φορτίσει έναν πυκνωτή σε τάση  $U_m$  και συνδέσουμε στα άκρα του μία αντίσταση  $R_L$ , ο πυκνωτής θα εκφορτιστεί μέσω της αντίστασης  $R_L$  σύμφωνα με τη σχέση

$$U_c = U_m \cdot e^{-\frac{t}{R_L C}} \quad (6.1)$$

Κατά την εκφόρτιση, η τάση στα άκρα του θα πέσει στα 36,7% ( $e^{-1}$ ) της τάσης  $U_m$  σε χρόνο  $R_L C$  από τη στιγμή που θα συνδέσουμε την αντίσταση. Θεωρητικά ο πυκνωτής θα εκφορτιστεί κατά 99% σε χρόνο ίσο με  $5 R_L C$ , δηλ. όταν  $t=5 R_L C$  τότε η σχέση 6.1 γίνεται  $U_c=0,01 U_m$ .

Στο σχήμα 6.3 υπάρχει μια ιδανική πηγή ΕΡ, τάσεως  $U=U_m \eta \mu \omega t$ , μια ιδανική διόδος και ένας πυκνωτής παράλληλα με το φορτίο. Στο διάγραμμα του σχήματος 6.4, φαίνονται οι χρονικές μεταβολές των τάσεων και ρευμάτων στους διάφορους κλάδους του κυκλώματος, δηλαδή του ρεύματος της διόδου  $i_D$ , του ρεύματος του πυκνωτή  $i_2$ , του ρεύματος του φορτίου  $i_1$  και της τάσης του φορτίου  $U_0$ .



Σχήμα 6.4. Διάγραμμα χρονικών μεταβολών τάσεων και ρευμάτων σε κύκλωμα απλής ανόρθωσης εναλλασσομένου ρεύματος.

- ♦ Αν δεν υπήρχε η διόδος, το ρεύμα  $i$  της πηγής θα μοιραζόταν στον κόμβο πάνω από τον πυκνωτή και θα είχαμε ένα ρεύμα  $i_R$  μέσα στο φορτίο που θα ήταν σε φάση με την τάση  $U_1$  (στο σχήμα θεωρούμε ότι οι κυματομορφές των  $U_1$  και  $i$  ταυτίζονται) και ένα ρεύμα  $i_c$  μέσα στον πυκνωτή που θα ήταν σε φασική διαφορά  $90^\circ$  από την τάση  $U_1$ . Τα ρεύματα αυτά φαίνονται στο διάγραμμα με τις διακεκομμένες γραμμές.
- ♦ Όμως, στο κύκλωμα υπάρχει η διόδος (ιδανική) και όταν αυτή άγει τότε τα ρεύματα  $i_1$  και  $i_2$  ταυτίζονται με τα  $i_{RL}$  και  $i_c$ , αντίστοιχα. Όταν αυτή δεν άγει τότε το κύκλωμα μετά από τη διόδο απομονώνεται από την πηγή και ο πυκνωτής  $C$  εκφορτίζεται μέσω της αντίστασης  $R_L$ . Η πρώτη κατάσταση επικρατεί όταν η στιγμιαία τιμή της τάσης της πηγής είναι κατά τι

μεγαλύτερη από την τάση του πυκνωτή οπότε η δίοδος πολώνεται ορθά και ο πυκνωτής φορτίζεται. Αυτό συμβαίνει στο διάγραμμα του σχήματος 6.4 στην αρχή της χρονικής περιόδου από  $t_1$  μέχρι  $t_2$  κατά τη διάρκεια της οποίας το ρεύμα του πυκνωτή  $i_2$  ακολουθεί την ημιτονοειδή. Κατά το ίδιο χρονικό διάστημα το ρεύμα της αντίστασης  $i_1$  ακολουθεί την άλλη ημιτονοειδή με διαφορά φάσης  $90^\circ$ . Το άθροισμα των δυο ρευμάτων είναι το συνολικό ρεύμα της διόδου  $i_D$ , δηλαδή εκφράζοντας τα παραπάνω με σχέσεις έχουμε

Για  $t_1 < t < t_2$  χρονικό διάστημα κατά το οποίο η δίοδος άγει

$$i_1 = \frac{U_i}{R} = \frac{U_m \eta \mu \omega t}{R} \quad (6.2)$$

$$i_2 = C \frac{dU_i}{dt} = C \omega U_m \sigma \nu \omega t \quad (6.3)$$

$$i_D = i_1 + i_2 \quad (6.4)$$

$$U_0 = i_1 \cdot R_L \quad (6.5)$$

Παρατηρούμε ότι το ρεύμα  $i_2$  του πυκνωτή αρχίζει από θετικές τιμές, μηδενίζεται στο σημείο  $T/4$  και από εκεί ως το  $t_2$  είναι αρνητικό. Στο σημείο  $t_2$  γίνεται ακριβώς ίσο και αντίθετο με το ρεύμα  $i_1$  της αντίστασης οπότε το ρεύμα  $i_D$  της διόδου μηδενίζεται και αυτή παύει να άγει. Στο διάστημα  $t_1$  έως  $t_2$  η τάση στα άκρα της αντίστασης είναι  $U_0 = R_L \cdot i_1$  και ακολουθεί την ημιτονοειδή από το Α στο Β αντίστοιχα.

Από το σημείο  $t_2$  και πέρα αρχίζει η δεύτερη κατάσταση όπου η πηγή απομονώνεται, διότι δεν άγει η δίοδος. Η κατάσταση αυτή συνεχίζεται μέχρι το σημείο Γ ή το χρόνο  $t_3$ . Από το χρόνο  $t_2$  αρχίζει η εκφόρτιση του πυκνωτή με την εκθετική καμπύλη της μορφής της σχέσης (6.1) όπου η σταθερά χρόνου είναι  $R_L C$ . Το ρεύμα εκφόρτισης του πυκνωτή  $i_2$  (στο σχήμα 6.4 φαίνεται αρνητικό λόγω αλλαγής της φοράς του), θα είναι τότε σε κάθε στιγμή ίσο και αντίθετο με το ρεύμα της αντίστασης φορτίου  $i_1$ . Αντίστοιχα η τάση του πυκνωτή  $U_0 = R_L \cdot i_1$  μειώνεται ακολουθώντας και αυτή εκθετική καμπύλη από το σημείο Β μέχρι το Γ. Όταν η τάση του πυκνωτή γίνει ίση με τη στιγμιαία τιμή της τάσης της πηγής, και αυτό θα συμβεί στο σημείο Γ, αρχίζει να άγει ξανά η δίοδος και τα φαινόμενα επαναλαμβάνονται όπως από τον χρόνο  $t_1$  και πέρα. Εκφράζοντας τα παραπάνω με σχέσεις έχουμε

Για  $t_2 < t < t_3$  χρονικό διάστημα κατά το οποίο η δίοδος δεν άγει

$$i_2 = \frac{U_i}{R_L} = \frac{U_m \eta \mu \omega t_2}{R_L} \cdot e^{-\frac{t-t_2}{R_L C}} \quad (6.6)$$

$$i_2 = -i_1 \quad (6.7)$$

$$i_D = 0 \quad (6.8)$$

$$U_0 = i_1 \cdot R_L \quad (6.9)$$

Στο σχήμα 6.4 η διαγραμμισμένη επιφάνεια αντιστοιχεί στο ρεύμα  $i_2$  του πυκνωτή. Η επιφάνεια που βρίσκεται κάτω από τον άξονα του χρόνου παρουσιάζει το ρεύμα εκφόρτισης του πυκνωτή  $i_2$  και αντιστοιχεί στο φορτίο που έχει προσλάβει ο πυκνωτής στη διάρκεια της φόρτισής του κατά το χρονικό διάστημα από  $t_1$  έως  $T/4$ . Το φορτίο αυτό αποδίδεται από τον πυκνωτή στην αντίσταση  $R_L$  κατά το χρονικό διάστημα από  $T/4$  έως  $t_3$ . Δηλαδή αυτό σημαίνει ότι όσο μεγαλύτερη είναι η χωρητικότητα του πυκνωτή τόσο μεγαλύτερη είναι η επιφάνεια εκφόρτισης, ενώ ο χρόνος φόρτισης μειώνεται. Αυτό σημαίνει επίσης ότι αυξάνεται η θετική μέγιστη τιμή φόρτισης όσο αυξάνεται η χωρητικότητα του πυκνωτή  $C$ . Αυτός είναι ο λόγος για τον οποίο πολλές φορές οι κατασκευαστές δίνουν, εκτός από το μέγιστο επιτρεπόμενο συνεχές ρεύμα, και τη μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή του πυκνωτή που μπορεί να συνδεθεί κατ' ευθείαν στην έξοδο της ανορθωτικής διάταξης. Αν ο πυκνωτής αυτός είναι πολύ μεγάλης χωρητικότητας, μπορεί να προξενήσει καταστροφή της διόδου και αυτό θα οφείλεται στη μεγάλη στιγμιαία τιμή του ρεύματος φόρτισης του κατά την εκκίνηση του τροφοδοτικού.

### 6.4.1.2. Επίδραση της αντίστασης $R_L$ στις χρονικές μεταβολές τάσεων - ρευμάτων

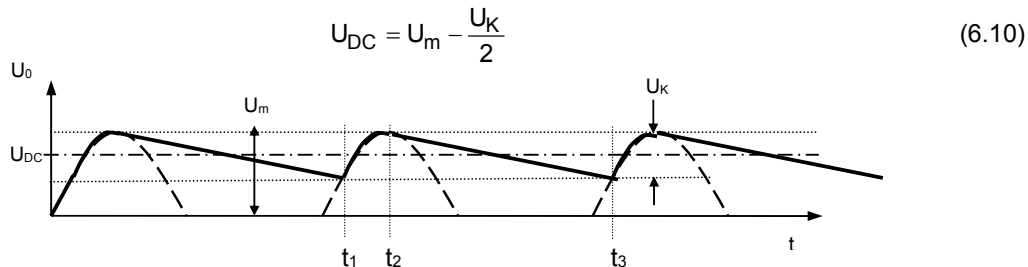
Στην περίπτωση που θεωρήσουμε την τιμή της αντίστασης  $R_L$  άπειρη, τότε, για το χρονικό διάστημα 0 έως  $t_2$  η τάση στα άκρα της  $R_L$  θα ακολουθήσει τη μορφή της τάσης εισόδου  $U_i$ . Ο πυκνωτής θα φορτιστεί και η τάση στα άκρα του θα φτάσει την τιμή  $U_m$ , δηλαδή τη μέγιστη τιμή της εναλλασσόμενης. Στο χρονικό διάστημα  $t_2$  έως  $t_3$ , ο πυκνωτής δεν μπορεί να εκφορτιστεί (ιδανική περίπτωση) γιατί η δίοδος στην αναστροφή πόλωση παρουσιάζει πρακτικά άπειρη αντίσταση και η  $R_L$  είναι άπειρη. Έτσι, θεωρητικά, ο πυκνωτής παραμένει διαρκώς φορτισμένος στην τάση  $U_m$  που είναι και η συνεχής τάση εξόδου του ανορθωτή με άπειρη αντίσταση φορτίου. (Λειτουργία στο κενό, όπως συνηθίζεται να λέμε). Η τάση αυτή δεν παρουσιάζει κυμάτωση και είναι μία συνεχής γραμμή.

Αν η αντίσταση φορτίου  $R_L$  είναι μεγάλη αλλά όχι άπειρη, τότε η σταθερά χρόνου  $R_L \cdot C$  είναι πολύ μεγάλη και επομένως η τάση στα άκρα του πυκνωτή πέφτει με πολύ αργό ρυθμό. Όσο η αντίσταση φορτίου μικραίνει τόσο η σταθερά χρόνου μικραίνει. Ο πυκνωτής εκφορτίζεται γρηγορότερα και η τάση στα άκρα του φτάνει σε χαμηλότερες τιμές. Η κυμάτωση αυξάνει ενώ η μέση τιμή του σήματος μικραίνει. Φυσικά, η μέση τιμή της τάσης στην έξοδο εξακολουθεί να είναι μεγαλύτερη από αυτή που θα ήταν χωρίς πυκνωτή. Όσο λοιπόν μικραίνει η σταθερά χρόνου, τόσο μεγαλώνει η κυμάτωση.

### 6.4.1.3. Υπολογισμός ποσοστού κυμάτωσης φίλτρου C στην απλή ανόρθωση

Στην παράγραφο 3.2.3 δόθηκε ο ορισμός του ποσοστού κυμάτωσης με τη σχέση (3.13). Η παρουσία του πυκνωτή εξομαλύνει την τάση εξόδου και κάνει λιγότερο έντονη την παρουσία των αρμονικών σε σχέση με την τάση εξόδου του κυκλώματος απλής ανόρθωσης του σχήματος 3.1. Όπως φαίνεται στο σχήμα 6.5, η κυμάτωση της τάσης εξόδου (έντονη γραμμή) είναι μικρότερη από την κυμάτωση που θα υπήρχε απουσία πυκνωτή (διακοπτόμενη γραμμή).

Αν  $U_K$  είναι η τιμή της τάσης κυμάτωσης από κορυφή σε κορυφή (σχήμα 6.5), τότε για τη συνεχής τάση στα άκρα του φορτίου  $U_{DC}$ , θα έχουμε



Σχήμα 6.5. Τάση εξόδου τροφοδοτικού απλής ανόρθωσης με φίλτρο C.

Την  $U_K$  τη θεωρούμε προσεγγιστικά πριονωτή παρόλο που η φόρτιση και η εκφόρτιση του πυκνωτή δε γίνεται γραμμικά. Αντικαθιστώντας στη σχέση (3.7) την τάση με πριονωτή κυματομορφή, η ενεργός τιμή της τάσης κυμάτωσης δίνεται από τη σχέση (6.11).

$$U_{K,rms} = \frac{U_K}{2 \cdot \sqrt{3}} \quad (6.11)$$

Για μικρά πλάτη κυμάτωσης η τάση  $U_K$  βρίσκεται ως εξής

$$I_{DC} = C \frac{\Delta U}{\Delta t} \quad (6.12)$$

όπου  $\Delta U$  είναι η τάση κυμάτωσης  $U_K$  και θεωρούμε ότι ο χρόνος  $\Delta t$  που είναι ο χρόνος  $t_2$  ως  $t_3$  του σχήματος 6.5, ισούται κατά προσέγγιση με την περίοδο  $T = \frac{1}{f}$  (που είναι το διάστημα από  $t_1$  έως  $t_3$ ). Άρα, η τάση κυμάτωσης προκύπτει από τη σχέση (6.12).

$$U_K = \frac{I_{DC}}{f \cdot C} \quad (6.13)$$

Αν αντικαταστήσουμε τη σχέση



$$I_{DC} = \frac{U_{DC}}{R_L} \quad (6.14)$$

στην (6.13) και στη συνέχεια στην (6.11), για την ενεργό τιμή της τάσης κυμάτωσης, προκύπτει

$$U_{k,rms} = \frac{U_{DC}}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot f \cdot R_L \cdot C} \quad (6.15)$$

Αντικαθιστώντας τη σχέση (6.15) στην (3.13), το ποσοστό κυμάτωσης για την απλή ανόρθωση με φίλτρο C είναι

$$r = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot f \cdot R_L \cdot C} \quad (6.16)$$

Για  $f = 50 \text{ Hz}$  προκύπτει από την (6.16) ο εμπειρικός τύπος

$$r = \frac{0.577}{R_L \cdot C} \% \quad (6.17)$$

Αν θεωρήσουμε ότι το φανταστικό μέρος της σύνθετης αντίστασης του πυκνωτή (αντίδραση), είναι

$$X_C = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \quad (6.18)$$

τότε η σχέση (6.16), συναρτήσει της σύνθετης αντίστασης του πυκνωτή, γίνεται

$$r = \frac{1}{\sqrt{3} \cdot R_L \cdot \pi \cdot X_C} \quad (6.19)$$

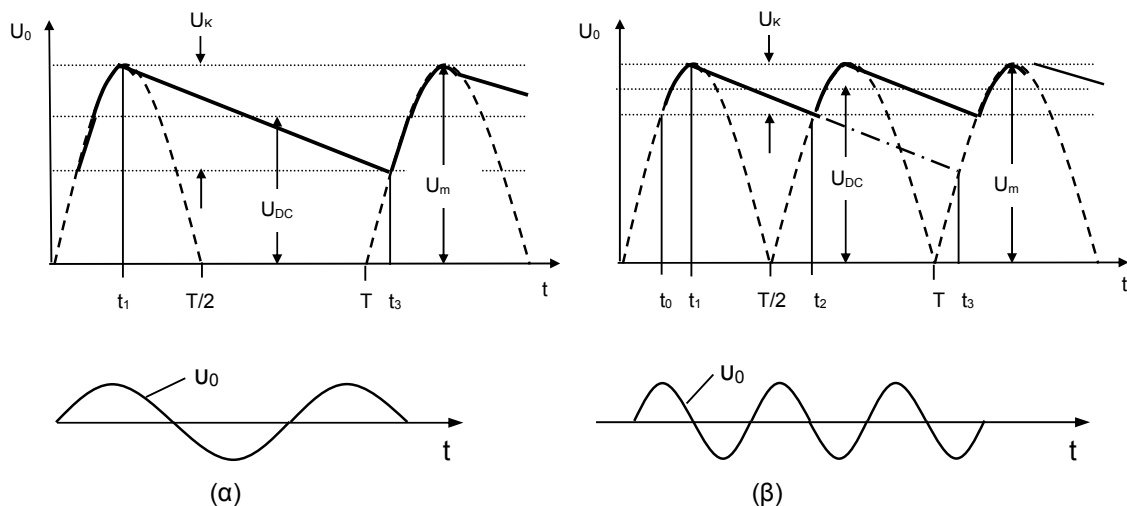
Αντικαθιστώντας τη σχέση (6.13) και (6.14) στην (6.10), προκύπτει

$$U_{DC} = U_m - \frac{U_{DC}}{2 \cdot f \cdot C \cdot R_L}$$

και χρησιμοποιώντας τη σχέση (6.16), προκύπτει

$$\frac{U_m}{U_{DC}} = 1 + r \cdot \sqrt{3} \quad (6.20)$$

#### 6.4.1.4. Φίλτρο C στη διπλή ανόρθωση. Σύγκριση Απλής – Διπλής Ανόρθωσης



Σχήμα 6.6. Καμπύλες φόρτισης - εκφόρτισης πυκνωτή και κυμάτωση τάσης εξόδου σε κύκλωμα (α) απλής και (β) διπλής ανόρθωσης.

Αν το ρεύμα προέρχεται από διπλή ανόρθωση, τότε η εκφόρτιση του πυκνωτή θα διαρκεί λιγότερο, δηλαδή μέχρι να συναντήσει η καμπύλη εκφόρτισης της τάσης του φορτίου τη στιγμιαία τιμή της αμέσως επόμενης ημιπεριόδου τάσης της πηγής (χρονική στιγμή  $t_2$ ). Στο σχήμα 6.6(β) φαίνεται η κυματομορφή της τάσης του πυκνωτή για διπλή ανόρθωση. Για τη διπλή ανόρθωση, η έντονη γραμμή δείχνει ότι ο πυκνωτής εκφορτίζεται από τη χρονική στιγμή  $t_1$  έως  $t_2$ . Για την απλή ανόρθωση (σχήμα 6.6(α)) η έντονη γραμμή δείχνει ότι η πυκνωτής εκφορτίζεται από τη χρονική στιγμή  $t_1$  έως  $t_3$ .

Η τάση που προκύπτει από ένα τέτοιο φίλτρο δεν είναι βέβαια τελείως συνεχής, έχει μια κυμάτωση  $U_K$ . Η κυμάτωση αυτή αναλυόμενη κατά Fourier δίνει μια θεμελιώδη και διάφορες αρμονικές ημιτονοειδείς τάσεις. Παρατηρούμε ότι στην περίπτωση της απλής ανόρθωσης η θεμελιώδης συχνότητα της τάσης κυματομορφής  $U_0$  έχει τη συχνότητα του δικτύου  $\omega$ , ενώ στην περίπτωση της διπλής ανόρθωσης έχει τη συχνότητα  $2\omega$  (μισή περίοδο) και είναι μικρότερου πλάτους.

#### 6.4.1.5. Υπολογισμός ποσοστού κυμάτωσης φίλτρου C στη διπλή ανόρθωση

Το φίλτρο C έχει σκοπό, όπως αναφέρθηκε πιο πάνω, να μειώσει στο ελάχιστο το ποσοστό της εναλλασσόμενης συνιστώσας της τάσης στα άκρα της αντίστασης φορτίου  $R_L$ , δηλαδή το ποσοστό κυμάτωσης που ορίστηκε στην παράγραφο 3.2.3.

Έτσι, αν  $U_K$  είναι η μεταβολή της τάσης της κυμάτωσης, τότε αυτή μπορεί να παρουσιαστεί κατά προσέγγιση από μία πριονωτή κυματομορφή της οποίας η ενεργός τιμή δόθηκε στη σχέση (6.11). Τώρα,  $\Delta t$  ο χρόνος εκφόρτισης του πυκνωτή (από  $t_1$  ως  $t_2$ ) ισούται κατά προσέγγιση με  $\frac{T}{2}$  (από  $t_0$  ως  $t_2$ ) όπως φαίνεται στο σχήμα 6.6(β). Άρα, η σχέση (6.13) γίνεται

$$U_K = \frac{I_{DC}}{2 \cdot f \cdot C} \quad (6.21)$$

με ενεργό τιμή που δίνεται από τη σχέση (6.11). Αντικαθιστώντας στη σχέση (3.13) τις (6.11), (6.21) και (6.14), προκύπτει για το ποσοστό κυμάτωσης

$$r = \frac{U_{K,rms}}{U_{DC}} = \frac{\frac{I_{DC}}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot 2 \cdot f \cdot C}}{U_{DC}} = \frac{\frac{U_{DC}}{4 \cdot \sqrt{3} \cdot f \cdot C \cdot R_L}}{U_{DC}} = \frac{1}{4 \cdot \sqrt{3} \cdot f \cdot C \cdot R_L} \quad (6.22)$$

Θεωρούμε το φανταστικό μέρος της σύνθετης αντίστασης του πυκνωτή (αντίδραση), για τη διπλή ανόρθωση, όπου η συχνότητα είναι διπλάσια,

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \omega \cdot C} = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \quad (6.23)$$

οπότε η σχέση (6.22) γίνεται

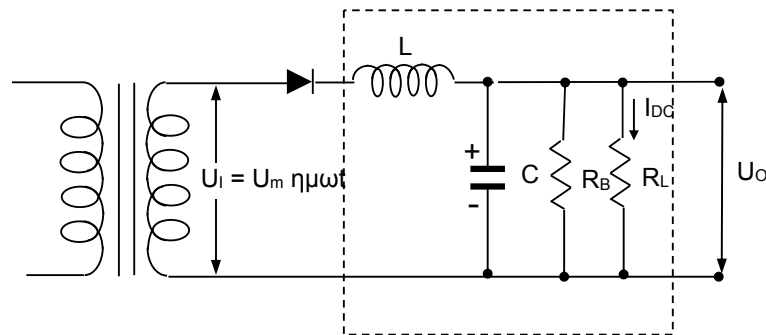
$$r = \frac{1}{\sqrt{3} \cdot \pi \cdot X_C \cdot R_L} \quad (6.24)$$

Για  $f = 50$  Hz από τη σχέση (6.22) προκύπτει ο εμπειρικός τύπος

$$r = \frac{0.289}{R_L \cdot C} \% \quad (6.25)$$

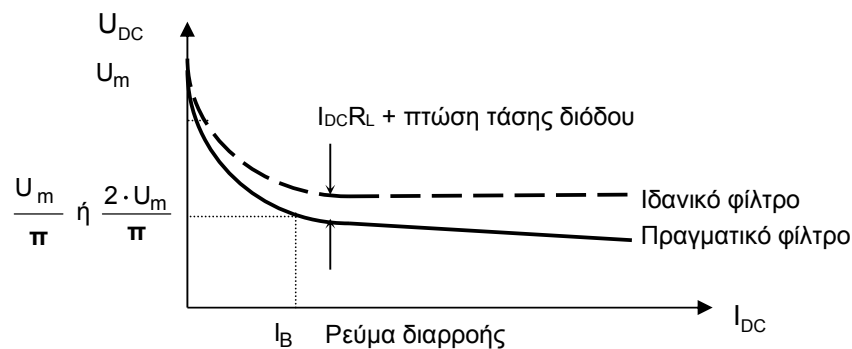
Η τάση κυμάτωσης μεταβάλλεται αντιστρόφως ανάλογα με το φορτίο  $R_L$  και τη χωρητικότητα  $C$ . Με φορτίο  $R = \infty$ , η κυμάτωση είναι μηδέν και ο πυκνωτής φορτίζει στην τιμή του  $U_m$ .

### 6.4.2. Φίλτρο L



Σχήμα 6.7. Κυκλωματικό διάγραμμα του φίλτρου LC στην απλή ανόρθωση.

Για να βελτιώσουμε την απόδοση του πυκνωτή της προηγούμενης παραγράφου, συνδέουμε σε σειρά μεταξύ του στοιχείου ανόρθωσης και του πυκνωτή, ένα πηνίο αυτεπαγωγής L, όπως διακρίνεται στο κυκλωματικό διάγραμμα του σχήματος 6.7. Το φίλτρο εξομάλυνσης αυτού του τύπου λέγεται φίλτρο L και χρησιμοποιείται στην τροφοδότηση συσκευών με μεγάλο και κυμαινόμενο ρεύμα φορτίου, όπως για παράδειγμα στους πομπούς.



Σχήμα 6.8. Χαρακτηριστική φόρτισης φίλτρου L για την απλή ανόρθωση.

Η χαρακτηριστική φόρτισης του φίλτρου αυτού (συνεχής τάση, συναρτήσει συνεχούς ρεύματος) φαίνεται στο σχήμα 6.8 και μπορούμε να διακρίνουμε ότι η τάση εξόδου διατηρείται σχεδόν σταθερή για αρκετά μεγάλες διακυμάνσεις του ρεύματος φορτίου. Από τη χαρακτηριστική αυτή παρατηρούμε ότι στην αρχή της φόρτισης (για μικρά ρεύματα φορτίου) η τάση πέφτει απότομα. Πάνω όμως από μία τιμή του ρεύματος φορτίου  $I_B$ , η τάση παρουσιάζει μία μικρή μεταβολή γύρω από τη συνεχή συνιστώσα της κυματομορφής της απλής ανόρθωσης που δίνεται από τη σχέση (3.3) και της διπλής ανόρθωσης που δίνεται στην (3.9).

$$U = U_m \left( \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \cdot \eta \mu(\omega \cdot t) - \frac{2}{3 \cdot \pi} \cdot \sigma \nu(2 \cdot \omega \cdot t) - \frac{2}{15 \cdot \pi} \cdot \sigma \nu(4 \cdot \omega \cdot t) - \dots \right) \quad (6.26\alpha)$$

$$U = U_m \left( \frac{2}{\pi} - \frac{4}{3 \cdot \pi} \cdot \sigma \nu(2 \cdot \omega \cdot t) - \frac{4}{15 \cdot \pi} \cdot \sigma \nu(4 \cdot \omega \cdot t) - \dots \right) \quad (6.26\beta)$$

Το φίλτρο L περιλαμβάνει στο κύκλωμά του μία αντίσταση που συνδέεται παράλληλα στον πυκνωτή όπως φαίνεται στο σχήμα 6.7. Αυτή η αντίσταση λέγεται αντίσταση διαρροής (Bleeder), συμβολίζεται με  $R_B$  και υπολογίζεται έτσι ώστε να απορροφά ένα ρεύμα  $I_B$  τέτοιο ώστε η τάση στα άκρα του πυκνωτή να μην ανέβει ποτέ πάνω από τη συνεχή συνιστώσα της κυματομορφής της ανόρθωσης, ακόμη κι αν μηδενιστεί το ρεύμα φορτίου. Σύμφωνα με την ανάλυση Fourier των εξισώσεων (3.4) και όταν  $I_{DC} \geq I_B$ , η συνεχής συνιστώσα της τάσης εξόδου είναι

$$U_{DC} = \frac{U_m}{\pi} \quad \text{για την απλή ανόρθωση} \quad (6.27\alpha)$$

και

$$U_{DC} = \frac{2 \cdot U_m}{\pi} \quad \text{για τη διπλή ανόρθωση} \quad (6.27\beta)$$

Σύμφωνα με την ανάλυση Fourier της εξίσωσης (3.4) και όταν ισχύει η συνθήκη  $I_{DC} \geq I_B$ , η συνεχής συνιστώσα της τάσης εξόδου είναι κατά προσέγγιση ίση με τη συνεχή συνιστώσα της τάσης εισόδου του σχήματος 6.7 και δίνεται από τη σχέση (3.3).

Η πρώτη και σημαντικότερη εναλλασσόμενη συνιστώσα της τάσης της απλής ανόρθωσης είναι συχνότητας  $f$ , ίδια με τη συχνότητα του δικτύου, όπως μπορούμε να διακρίνουμε στην εξίσωση (3.4). Το φίλτρο  $L$  έχει σκοπό να ελαττώσει στο ελάχιστο το ποσοστό της εναλλασσόμενης συνιστώσας της τάσης στα άκρα της αντίστασης φορτίου  $R_L$ . Το ποσοστό αυτό λέγεται ποσοστό κυμάτωσης και ορίστηκε στην παράγραφο 3.2.3 με την προσέγγιση ότι παραλείπονται οι αρμονικές ανώτερης τάξης. Σύμφωνα με την ανάλυση Fourier της εξίσωσης (3.4) η ενεργός τιμή της εναλλασσόμενης συνιστώσας της κυματομορφής απλής ανόρθωσης που εισάγεται στο φίλτρο δίνεται από την εξίσωση 3.8.

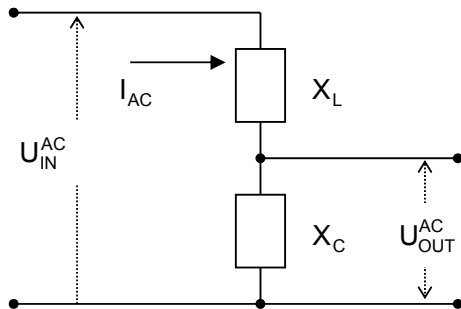
$$U_{AC} = \frac{U_m}{2} \quad \text{για την απλή ανόρθωση} \quad (6.28\alpha)$$

και

$$U_{AC} = \frac{4 \cdot U_m}{3 \cdot \pi} \quad \text{για τη διπλή ανόρθωση} \quad (6.28\beta)$$

Αμελώντας την ωμική αντίσταση της αυτεπαγωγής, του σχήματος 6.7, μπορούμε να σχεδιάσουμε το ισοδύναμο κύκλωμα του φίλτρου LC όπως φαίνεται στο σχήμα 6.9.

Για την απλή ανόρθωση, οι δύο αντιδράσεις είναι:



Σχήμα 6.9. Ισοδύναμο κύκλωμα φίλτρου LC.

$$X_L = \omega \cdot L$$

και

$$X_C = \frac{1}{\omega \cdot C}$$

συνδέονται σε σειρά και δημιουργούν για την εναλλασσόμενη μόνο συνιστώσα ένα διαιρέτη τάσης. Συνεπώς, η εναλλασσόμενη συνιστώσα κατανέ-

μεται με λόγο  $\frac{X_C}{X_C + X_L}$ . Αυτό

σημαίνει ότι όσο μικρότερη είναι η  $X_C$  τόσο μικρότερη είναι και η εναλλασσόμενη συνιστώσα στα άκρα του πυκνωτή, δηλαδή και το ποσοστό κυμάτωσης στο φορτίο. Γι' αυτό, τα φίλτρα αυτά κατασκευάζονται με βάση τη σχέση  $X_C \ll X_L$ . Την τάση αυτή της εναλλασσόμενης συνιστώσας στα άκρα του πυκνωτή μπορούμε να την υπολογίσουμε για διάφορες τιμές της αντίστασης φορτίου  $R_L$ . Τη μεγαλύτερη όμως τιμή θα τη βρούμε αν δεν υπάρχει καθόλου η αντίσταση φορτίου, αφού είναι παράλληλη με τον πυκνωτή, και έτσι, υπολογίζουμε την τάση κυμάτωσης που θα δώσει το δυσμενέστερο αποτέλεσμα. Για  $I_{DC}=0$ , από το σχήμα 6.9, με διαίρεση τάσης παίρνουμε για την εναλλασσόμενη τάση εξόδου:

$$\text{Για την απλή ανόρθωση} \quad I_{AC} = \frac{U_{AC}}{X_C + X_L} \approx \frac{U_{AC}}{X_L} = \frac{U_m}{2 \cdot X_L} \quad (6.30\alpha)$$

$$\text{και} \quad U_{AC} = I_{AC} \cdot X_C = \frac{U_m}{2} \cdot \frac{X_C}{X_L} \quad (6.31\alpha)$$

$$\text{Για τη διπλή ανόρθωση} \quad I_{AC} = \frac{U_{AC}}{X_C + X_L} \approx \frac{U_{AC}}{X_L} = \frac{4 \cdot U_m}{3 \cdot \pi \cdot X_L} \quad (6.30\beta)$$

$$\text{και} \quad U_{AC} = I_{AC} \cdot X_C = \frac{4 \cdot U_m}{3 \cdot \pi} \cdot \frac{X_C}{X_L} \quad (6.31\beta)$$

Η αντίσταση διαρροής  $R_B$  υπολογίζεται με τέτοιο τρόπο ώστε για οσοδήποτε μεγάλη τιμή της αντίστασης φορτίου, ο λόγος της στιγμιαίας τιμής του ρεύματος εναλλασσόμενης συνιστώσας  $I_{AC}$  προς το ρεύμα συνεχούς συνιστώσας  $I_{DC}$  να μην υπερβαίνει τη μονάδα. Η μέγιστη τιμή αυτού του λόγου παρουσιάζεται για τη μέγιστη τιμή του  $I_{AC}$ , δηλαδή θα πρέπει

$$I_{AC} \leq I_{DC} \quad (6.32)$$

Η δυσμενέστερη τιμή αυτού του λόγου προκύπτει για λειτουργία εν κενώ, δηλαδή για  $I_{DC}=I_B$ , οπότε

$$I_{AC} \leq I_B, \quad \text{όπου} \quad I_B = \frac{U_{DC}}{R_B} \quad (6.33)$$

Από την (6.33) με τη βοήθεια των σχέσεων (6.27) και (6.30) μπορούμε να υπολογίσουμε την αντίσταση διαρροής

$$\text{Για την απλή ανόρθωση} \quad R_B \leq \frac{2 \cdot X_L}{\pi} \quad (6.34\alpha)$$

$$\text{Για τη διπλή ανόρθωση} \quad R_B \leq \frac{3 \cdot X_L}{2} \quad (6.34\beta)$$

Αν θέσουμε  $X_L = \omega \cdot L$  για την απλή ανόρθωση και  $X_L = 2 \cdot \omega \cdot L$  για τη διπλή ανόρθωση, όπου  $\omega=2\pi f$ , για  $f=50\text{Hz}$ , οι σχέσεις (6.34) γίνονται

$$\text{Για την απλή ανόρθωση} \quad R_B \leq 200 \cdot L \quad (6.35\alpha)$$

$$\text{Για τη διπλή ανόρθωση} \quad R_B \leq 1000 \cdot L \quad (6.35\beta)$$

Όπου η  $R_B$  εκφράζεται σε Ohm και το  $L$  σε Henry.

Στο φίλτρο αυτό μπορούμε να υπολογίσουμε ακριβώς την τάση εξόδου αν γνωρίζουμε το άθροισμα των ωμικών αντιστάσεων  $\rho$  που είναι σε σειρά στο κύκλωμα, δηλαδή της ωμικής αντίστασης του πηνίου, του μετασχηματιστή και της διόδου. Τότε, από την (6.27) προκύπτει

$$U_{DC} = \frac{U_m}{\pi} - I_{DC} \cdot \rho \quad \text{για την απλή ανόρθωση} \quad (6.36\alpha)$$

$$\text{και} \quad U_{DC} = \frac{2 \cdot U_m}{\pi} - I_{DC} \cdot \rho \quad \text{για τη διπλή ανόρθωση} \quad (6.36\beta)$$

#### 6.4.2.1. Ποσοστό κυμάτωσης φίλτρου $L$ στην απλή ανόρθωση

Από τη σχέση (6.31) με χρήση των σχέσεων (3.8) και (6.29) που ισχύει για την απλή ανόρθωση, υπολογίζουμε την ενεργό τιμή της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου για την απλή ανόρθωση.

$$U_{OUT}^{rms} = \frac{X_C}{X_L} \cdot \frac{1}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot U_m = \frac{1}{\omega^2 \cdot L \cdot C} \cdot \frac{1}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot U_m \quad (6.37)$$

Αντικαθιστώντας στην (3.13) τις (6.37) και (6.27α) - όπου θεωρούμε την τιμή της συνεχούς συνιστώσας εξόδου ίση με την τιμή της συνεχούς συνιστώσας εισόδου - προκύπτει το ποσοστό κυμάτωσης

$$r = \frac{U_{OUT}^{rms}}{U_{OUT}^{DC}} = \frac{\frac{X_C}{X_L} \cdot \frac{1}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot U_m}{\frac{U_m}{\pi}} = \frac{1}{\omega^2 \cdot L \cdot C} \cdot \frac{1}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{\pi}{U_m} \cdot U_m \quad (6.38)$$

Θέτοντας  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ , η (6.38) γίνεται

$$r = \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{X_C}{X_L} = \frac{1}{8 \cdot \pi \cdot \sqrt{2} \cdot f^2 \cdot L \cdot C} \quad (6.39)$$

για τη συχνότητα του δικτύου της ΔΕΗ,  $f=50\text{Hz}$ , η προσέγγιση για το ποσοστό κυμάτωσης είναι

$$r = \frac{0.00113}{L \cdot C} \% \quad (6.40)$$

#### 6.4.2.2. Ποσοστό κυμάτωσης φίλτρου L στη διπλή ανόρθωση

Η πρώτη και σημαντικότερη εναλλασσόμενη συνιστώσα του ρεύματος της διπλής ανόρθωσης είναι συχνότητας  $2f$  όπου  $f$  η συχνότητα του δικτύου. Σύμφωνα με την ανάλυση Fourier της εξίσωσης (3.10) η εναλλασσόμενη συνιστώσα της κυματομορφής διπλής ανόρθωσης που εισάγεται στο φίλτρο δίνεται από την εξίσωση (3.12). Αμελώντας την ωμική αντίσταση της αυτεπαγωγής, ισχύει πάλι το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 6.9. Οι δύο αντιδράσεις τώρα είναι

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

και

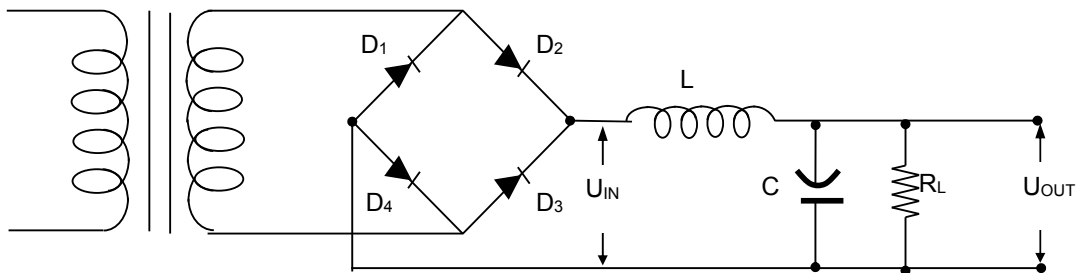
$$(6.41)$$

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \omega \cdot C}$$

συνδέονται σε σειρά και δημιουργούν για την εναλλασσόμενη μόνο συνιστώσα ένα διαιρέτη τάσης του οποίου οι σχέσεις δίνονται στις (6.30β) και (6.31β).

Από τη σχέση (6.31β), με χρήση των σχέσεων (3.12) και (6.41), υπολογίζουμε την ενεργό τιμή της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου για τη διπλή ανόρθωση.

$$U_{OUT}^{rms} = \frac{X_C}{X_L} \cdot \frac{4}{3 \cdot \pi \cdot \sqrt{2}} \cdot U_m = \frac{1}{4 \cdot \omega^2 \cdot L \cdot C} \cdot \frac{4}{3 \cdot \pi \cdot \sqrt{2}} \cdot U_m \quad (6.42)$$



Σχήμα 6.10. Κυκλωματικό διάγραμμα του φίλτρου L στη διπλή ανόρθωση.

Η συνεχής συνιστώσα της τάσης εισόδου που δίνεται από την εξίσωση (3.9) είναι ίση με τη συνεχή συνιστώσα της τάσης εξόδου.

Αντικαθιστώντας στην (3.13) τις (6.42) και (6.27β), μπορούμε να υπολογίσουμε την κυμάτωση

$$r = \frac{U_{OUT}^{rms}}{U_{OUT}^{DC}} = \frac{\frac{4 \cdot U_m}{3\pi\sqrt{2}} \cdot \frac{X_C}{X_L}}{\frac{2 \cdot U_m}{\pi}} = \frac{1}{6 \cdot \sqrt{2} \cdot \omega^2 \cdot L \cdot C} \quad (6.43)$$

Αν θέσουμε  $\omega=2\pi f$  και  $f = 50\text{Hz}$ , η (6.43) γίνεται

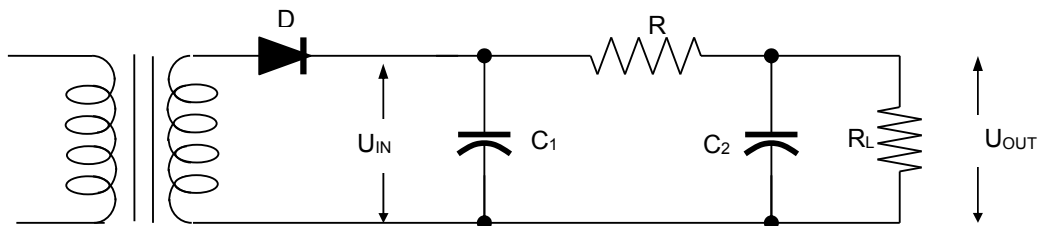
$$r = \frac{1}{24 \cdot \pi^2 \cdot \sqrt{2} \cdot f^2 \cdot L \cdot C} = \frac{0.00012}{L \cdot C} \% \quad (6.44)$$

όπου το L είναι σε H και το C σε F.

Παρατηρούμε ότι τόσο στην απλή όσο και στη διπλή ανόρθωση με χρήση φίλτρου LC για εξομάλυνση, το ποσοστό κυμάτωσης δεν επηρεάζεται από τις διακυμάνσεις της αντίστασης φορτίου  $R_L$ .

### 6.4.3. Φίλτρο Π με αντίσταση και πυκνωτές

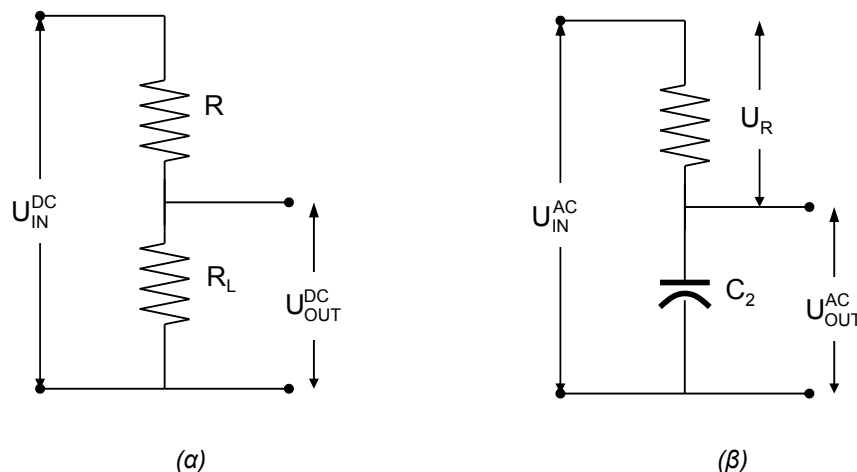
Όπως είδαμε στο φίλτρο C η κυμάτωση είναι πολύ μικρότερη από αυτή χωρίς τον πυκνωτή, ιδιαίτερα για μεγάλες τιμές της αντίστασης φορτίου  $R_L$ . Ωστόσο, η κυμάτωση είναι αρκετά υπολογίσιμη. Η κατάσταση βελτιώνεται αν μετά τον πυκνωτή προσθέσουμε αντίσταση R σε σειρά με την αντίσταση φορτίου και, παράλληλα με την αντίσταση φορτίου, έναν άλλο πυκνωτή. Δημιουργείται έτσι το φίλτρο Π του σχήματος 6.11 με αντίσταση και πυκνωτές. Ο πυκνωτής εισόδου  $C_1$  παίζει τον ίδιο ρόλο που έπαιζε ο πυκνωτής στο φίλτρο C. Υποβιβάζει δηλαδή την κυμάτωση της τάσης που δημιουργείται από τη διόδο και αυξάνει τη συνεχή συνιστώσα. Η προσθήκη του τμήματος  $RC_2$  υποβιβάζει ακόμη περισσότερο την κυμάτωση.



Σχήμα 6.11. Κυκλωματικό διάγραμμα τροφοδοτικού με απλή ανόρθωση και φίλτρο Π με αντίσταση και πυκνωτές.

Έστω  $U_{IN}^{DC}$  η συνεχής συνιστώσα της τάσης στην είσοδο του φίλτρου. Για τη συνεχή συνιστώσα του ρεύματος, ο πυκνωτής  $C_2$  παρουσιάζει άπειρη αντίσταση. Η τάση  $U_{OUT}^{DC}$  στα άκρα της αντίστασης φορτίου  $R_L$  θα είναι βέβαια μικρότερη από την  $U_{IN}^{DC}$  λόγω της πτώσης τάσης στην αντίσταση R. Θα έχουμε δηλαδή από το διαιρέτη τάσης του σχήματος 6.12(α).

$$U_{OUT}^{DC} = \frac{R_L}{R + R_L} \cdot U_{IN}^{DC} \quad (6.45)$$



Σχήμα 6.12. Ισοδύναμα κυκλώματα για το συνεχές και εναλλασσόμενο ρεύμα αντίστοιχα.

Για τις εναλλασσόμενες συνιστώσες θα έχουμε το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 6.12(β). Ο πυκνωτής  $C_2$  επιλέγεται ώστε να παρουσιάζει πολύ μικρή αντίσταση στη μικρότερη από τις αρμονικές συνιστώσες της τάσης εξόδου. Έτσι, οι εναλλασσόμενες συνιστώσες περνούν από τον πυκνωτή  $C_2$ , ο οποίος έχει πολύ μικρότερη αντίσταση γι' αυτές απ' ότι η αντίσταση  $R_L$ , οπότε στο ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 6.12(β) η αντίσταση φορτίου  $R_L$  παραλείπεται. Έτσι, έχουμε έναν διαιρέτη τάσης για τις εναλλασσόμενες συνιστώσες που αποτελείται από την αντίσταση  $R$  και τον πυκνωτή  $C_2$ . Το μέτρο κάθε εναλλασσόμενης συνιστώσας της τάσης εξόδου, θα είναι:

$$U_{AC}^{OUT} = \frac{X_{C_2}}{Z} \cdot U_{AC}^{IN} \quad (6.46)$$

όπου  $Z = \sqrt{R^2 + X_{C_2}^2} \approx R$ , εφόσον η  $R$  είναι πολύ μεγάλη σε σύγκριση με την  $X_{C_2}$ . Έτσι, στα άκρα της αντίστασης φορτίου θα έχουν υποβιβαστεί οι εναλλασσόμενες συνιστώσες. Θα έχουμε δηλαδή μικρότερη κυμάτωση από αυτή που είχαμε στην είσοδο του φίλτρου.

#### 6.4.3.1. Υπολογισμός κυμάτωσης φίλτρου Π με αντίσταση στην απλή ανόρθωση

Ως γνωστόν, κατά την εκφόρτιση του πυκνωτή  $C_1$  ισχύει η σχέση

$$I_{DC} = C_1 \cdot \frac{\Delta U}{\Delta t} \quad (6.47)$$

όπου θεωρούμε ότι το  $I_{DC}$  είναι σχεδόν σταθερό αφού είναι  $\Delta U \ll U_{DC}$ . Η τάση  $\Delta U$  που χάνει ο πυκνωτής κατά την εκφόρτισή του είναι η τάση κυμάτωσης  $U_r$  της εισόδου. Ο χρόνος  $\Delta t$  είναι ο χρόνος εκφόρτισης και για την απλή ανόρθωση θεωρούμε ότι ισούται με την περίοδο  $T$ . Επομένως η τάση κυμάτωσης στην είσοδο του φίλτρου είναι:

$$U_{r,IN} = \frac{I_{DC} \cdot T}{C_1} = \frac{I_{DC}}{f \cdot C_1} \quad (6.48)$$

Η ενεργός τιμή αυτής της τάσης, εφόσον πρόκειται για πριονωτή κυματομορφή (βλέπε σχέση (6.11)), θα είναι

$$U_{r,IN}^{rms} = \frac{I_{DC}}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot f \cdot C_1} \quad (6.49)$$

Αντικαθιστώντας τη σχέση (6.49) καθώς και την  $I_{DC} = \frac{U_{DC}}{R_L}$ , στην (6.46) και προκύπτει για την ενεργό τιμή της τάσης κυμάτωσης στην έξοδο του φίλτρου

$$U_{r,OUT}^{rms} = \frac{I_{DC}}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot f \cdot C_1} \cdot \frac{X_{C_2}}{R} = \frac{U_{DC} \cdot X_{C_2}}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot f \cdot C_1 \cdot R \cdot R_L} \quad (6.50)$$

οπότε, το ποσοστό κυμάτωσης (3.13) θα είναι

$$r = \frac{U_{r,OUT}^{rms}}{U_{DC}} = \frac{X_{C_2}}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot f \cdot C_1 \cdot R \cdot R_L} \quad (6.51)$$

αν θέσουμε  $X_{C_2} = \frac{1}{\omega \cdot C_2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_2}$  και  $f = 50\text{Hz}$ , η σχέση γίνεται

$$r = \frac{U_{r,OUT}^{rms}}{U_{DC}} = \frac{1}{4 \cdot \sqrt{3} \cdot \pi \cdot f^2 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot R \cdot R_L} \quad (6.52)$$

ή



$$r = \frac{0.00184}{C_1 \cdot C_2 \cdot R \cdot R_L} \% \quad (6.53)$$

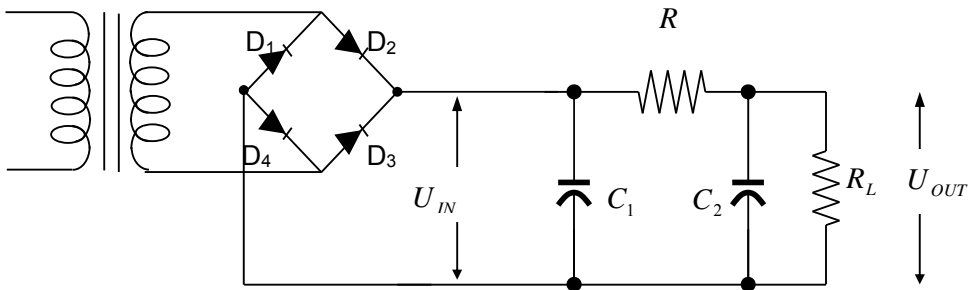
### 6.4.3.2. Υπολογισμός κυμάτωσης για το φίλτρο Π με αντίσταση στη διπλή ανόρθωση

Ως γνωστόν, κατά την εκφόρτιση του πυκνωτή  $C_1$  ισχύει η σχέση (6.47), όπου θεωρούμε ότι το  $I_{DC}$  είναι σχεδόν σταθερό αφού είναι  $\Delta U \ll U_{DC}$ . Η τάση  $\Delta U$  που χάνει ο πυκνωτής κατά την εκφόρτισή του είναι η τάση κυμάτωσης  $U_r$  της εισόδου. Ο χρόνος  $\Delta t$  είναι ο χρόνος εκφόρτισης και για τη διπλή ανόρθωση θεωρούμε ότι ισούται με την ημιπερίοδο  $T/2$ . Επομένως η τάση κυμάτωσης στην είσοδο του φίλτρου είναι:

$$U_{r,IN} = \frac{I_{DC} \cdot T}{2 \cdot C_1} = \frac{I_{DC}}{2 \cdot f \cdot C_1} \quad (6.54)$$

Η ενεργός τιμή αυτής της τάσης, εφόσον πρόκειται για πριονωτή κυματομορφή, θα είναι

$$U_{r,IN}^{rms} = \frac{I_{DC}}{4 \cdot \sqrt{3} \cdot f \cdot C_1} \quad (6.55)$$



Σχήμα 6.13. Κυκλωματικό διάγραμμα τροφοδοτικού με διπλή ανόρθωση και φίλτρο Π με αντίσταση και πυκνωτές.

Αντικαθιστώντας τη σχέση (6.55) και τη σχέση  $I_{DC} = \frac{U_{DC}}{R_L}$  στην (6.46) προκύπτει για την ενεργό τιμή της τάσης κυμάτωσης στην έξοδο του φίλτρου

$$U_{r,OUT}^{rms} = \frac{I_{DC}}{4 \cdot \sqrt{3} \cdot f \cdot C_1} \cdot \frac{X_{C_2}}{R} = \frac{U_{DC} \cdot X_{C_2}}{4 \cdot \sqrt{3} \cdot f \cdot C_1 \cdot R \cdot R_L} \quad (6.56)$$

οπότε, το ποσοστό κυμάτωσης θα είναι

$$r = \frac{U_{r,OUT}^{rms}}{U_{DC}} = \frac{X_{C_2}}{4 \cdot \sqrt{3} \cdot f \cdot C_1 \cdot R \cdot R_L} = \frac{1}{\pi \cdot \sqrt{3}} \cdot \frac{X_{C_2}}{X_{C_1} \cdot R \cdot R_L} \quad (6.57)$$

αν θέσουμε  $X_{C_2} = \frac{1}{2 \cdot \omega \cdot C_2} = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot f \cdot C_2}$  και  $f=50\text{Hz}$  η σχέση (6.57) γίνεται

$$r = \frac{U_{r,OUT}^{rms}}{U_{DC}} = \frac{1}{16 \cdot \sqrt{3} \cdot \pi \cdot f^2 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot R \cdot R_L} \quad (6.58)$$

ή

$$r = \frac{0.00046}{C_1 \cdot C_2 \cdot R \cdot R_L} \% \quad (6.59)$$

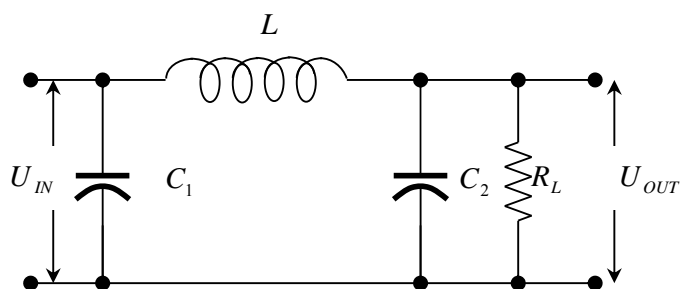
#### 6.4. Φίλτρο Π με πηνίο και πυκνωτές

Στο σχήμα 6.14 φαίνεται ένα φίλτρο με πυκνωτή στην είσοδο που ακολουθείται από ένα φίλτρο L. Αυτό λέγεται φίλτρο Π λόγω της χωροδιάταξης των στοιχείων του. Με αυτό το φίλτρο η τάση συνεχούς ρεύματος στη λειτουργία εν κενό ισούται με τη μέγιστη τιμή  $U_m$  της εναλλασσόμενης τάσης του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή τροφοδότησης. Αυτή η τάση μειώνεται όσο αυξάνεται το ρεύμα φορτίου  $I_{DC}$  με τον ίδιο ρυθμό, από τα μικρά ρεύματα μέχρι και τα μεγάλα. Το φίλτρο αυτό δίνει μικρό ποσοστό κυμάτωσης και μεγάλη συνεχή τάση η οποία όμως μεταβάλλεται με το ρεύμα φορτίου. Γι' αυτό το λόγο το φίλτρο Π χρησιμοποιείται ως εξομαλυντής ανορθωμένης τάσης για να τροφοδοτήσει συσκευές με μικρό και σταθερό ρεύμα φορτίου.

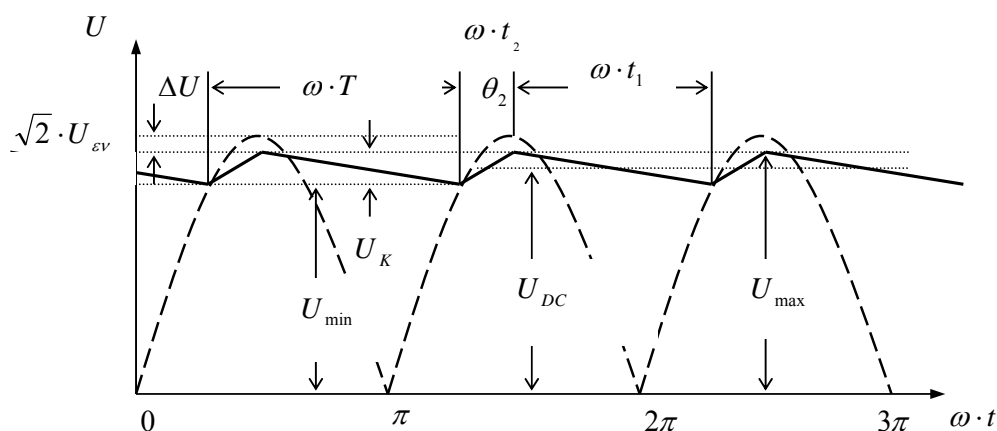
Η στιγμιαία τιμή της τάσης  $U_{IN}$  στην είσοδο αυτού του φίλτρου φαίνεται στο σχήμα 6.15 και προκύπτει από τις διαδοχικές φορτίσεις και εκφορτίσεις του πυκνωτή εισόδου  $C_1$ . Έχει τη μορφή πριονωτής τάσης τιμής  $U_r$  από κορυφή σε κορυφή.

Όπως φαίνεται στο σχήμα 6.15, κατά το χρονικό διάστημα  $t_2$  ο πυκνωτής φορτίζεται ενώ κατά το χρονικό διάστημα  $t_1$  εκφορτίζεται και ισχύει  $t_2 \ll t_1$ .

Αν υποθέσουμε ότι η πτώση τάσης  $\Delta U$  λόγω της ωμικής αντίστασης του πηνίου  $L$  είναι πολύ μικρή, δηλαδή  $\Delta U \ll U_r$ , για τη συνεχή τάση θα ισχύει η σχέση (6.10). Η  $U_K$  (η εναλλασσόμενη τιμή της πριονωτής τάσης εξόδου) υπολογίζεται από το συνεχές ρεύμα  $I_{DC}$  και από τις συνθήκες φόρτισης και εκφόρτισης του πυκνωτή. Αν θεωρήσουμε ότι  $t_2 \ll t_1$ , τότε θα ισχύει  $t_1 \cong T = \frac{1}{f}$



Σχήμα 6.14. Κυκλωματικό διάγραμμα φίλτρου Π.



Σχήμα 6.15. Διαγράμματα στιγμιαίων τάσεων για το φίλτρο Π.

και αν θεωρήσουμε ότι το  $I_{DC}$  είναι σχεδόν σταθερό αφού είναι  $U_K \ll U_{DC}$ , τότε, το φορτίο του πυκνωτή που αποδίδεται κατά την εκφόρτισή του θα είναι ίσο με  $I_{DC}t_1$  και επομένως, η τάση που χάνει αυτός ο πυκνωτής κατά την εκφόρτισή του θα είναι η  $U_K$ :

$$U_K = \frac{Q_1}{C_1} = \frac{I_{DC} \cdot t_1}{C_1} = \frac{I_{DC}}{C_1 \cdot f} = I_{DC} \cdot 2 \cdot \pi \cdot X_{C_1} \quad (6.60)$$

εφόσον  $X_{C_1} = \frac{1}{\omega \cdot C_1}$ . Επομένως, η συνεχής συνιστώσα, θα δίνεται από τη σχέση

$$U_{DC} \cong U_m - I_{DC} \cdot \pi \cdot X_{C_1} = U_0 - I_{DC} \cdot \frac{1}{2 \cdot f \cdot C_1} \quad (6.61)$$

Αν θέσουμε  $f = 50Hz$  τότε

$$U_{DC} \cong U_0 - I_{DC} \frac{0.01}{C_1} \quad (6.62)$$

#### 6.4.1. Υπολογισμός κυμάτωσης φίλτρου Π με πηνίο στην απλή ανόρθωση

Αν υποθέσουμε ότι η ανορθωμένη τάση εισόδου που εισέρχεται στο φίλτρο είναι αποτέλεσμα πλήρους ανόρθωσης, τότε η πριονωτή τάση στα άκρα του πυκνωτή εισόδου με τιμή από κορυφή σε κορυφή ,

Η εναλλασσόμενη τάση που εφαρμόζεται στα άκρα του πυκνωτή εισόδου είναι πριονωτή με στιγμιαία τιμή που δίνεται στη σχέση (6.60) και ενεργό τιμή που δίνεται στη σχέση (6.11):

$$U_{IN}^{rms} = \frac{I_{DC}}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot C_1 \cdot f} = \frac{\pi \cdot I_{DC} \cdot X_{C_1}}{\sqrt{3}} \quad (6.63)$$

όπου κάναμε χρήση της σχέσης (6.29).

Αυτή εισάγεται στο φίλτρο  $L_2C_2$  που ενεργεί σαν διαιρέτης τάσης, οπότε η ενεργός τιμή της εναλλασσόμενης συνιστώσας της τάσης στα άκρα του πυκνωτή  $C_2$  θα είναι:

$$U_{OUT}^{rms} = \frac{X_{C_2}}{X_{C_2} + X_L} \cdot U_{IN}^{rms} \approx \frac{X_{C_2}}{X_L} \cdot U_{IN}^{rms} \quad (6.64)$$

η σχέση (6.64) με χρήση της (6.63) γίνεται

$$U_{OUT}^{rms} = \frac{\pi \cdot I_{DC}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{X_{C_2} \cdot X_{C_2}}{X_L} \quad (6.65)$$

ή με χρήση της (6.29) και θέτοντας  $\omega=2\pi f$ , η (6.55) γίνεται

$$U_{OUT}^{rms} = \frac{I_{DC}}{8 \cdot \sqrt{3} \cdot \pi^2 \cdot f^3 \cdot L \cdot C_2 \cdot C_1} \quad (6.66)$$

Οπότε, το ποσοστό κυμάτωσης, με τη βοήθεια των σχέσεων (3.13),  $I_{DC} = \frac{U_{DC}}{R_L}$  και χρήση της (6.65), είναι

$$r = \frac{U_{r,OUT}^{rms}}{U_{DC}} = \frac{\pi}{\sqrt{3}} \cdot \frac{X_{C_2} \cdot X_{C_2}}{X_L \cdot R_L} \quad (6.67)$$

ή με χρήση της (6.66), θέτοντας  $f=50Hz$ ,

$$r = \frac{1}{8 \cdot \sqrt{3} \cdot \pi^2 \cdot f^3 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot L \cdot R_L} = \frac{0.0000058}{C_1 \cdot C_2 \cdot L \cdot R_L} \% \quad (6.68)$$

### 6.4.2. Υπολογισμός κυμάτωσης φίλτρου Π με πηνίο στη διπλή ανόρθωση

Αν υποθέσουμε ότι η ανορθωμένη τάση εισόδου που εισέρχεται στο φίλτρο είναι αποτέλεσμα πλήρους ανόρθωσης, τότε η εναλλασσόμενη τάση που εφαρμόζεται στα άκρα του πυκνωτή εισόδου είναι πριονωτή με στιγμιαία τιμή που δίνεται στη σχέση (6.60) και ενεργό τιμή που δίνεται στη σχέση (6.11):

$$U_{IN}^{rms} = \frac{I_{DC}}{4 \cdot \sqrt{3} \cdot C_1 \cdot f} \quad (6.69)$$

και εφόσον  $X_{C_1} = \frac{1}{2 \cdot \omega \cdot C_1} = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot f \cdot C_1}$ , η σχέση (6.69) γράφεται:

$$U_{IN}^{rms} = \frac{\pi \cdot X_{C_1} \cdot I_{DC}}{\sqrt{3}} \quad (6.70)$$

Αυτή εισάγεται στο φίλτρο  $L_2C_2$  που ενεργεί σαν διαιρέτης τάσης, οπότε η ενεργός τιμή της εναλλασσόμενης συνιστώσας της τάσης στα άκρα του πυκνωτή  $C_2$  θα είναι:

$$U_{OUT}^{rms} = \frac{X_{C_2}}{X_{C_2} + X_L} \cdot U_{IN}^{rms} \approx \frac{X_{C_2}}{X_L} \cdot U_{IN}^{rms} \quad (6.71)$$

η σχέση (6.60) με χρήση της (6.59) και της (6.5) γίνεται

$$U_{OUT}^{rms} = \frac{\pi \cdot U_{DC}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{X_{C_2} X_{C_1}}{X_L \cdot R_L} \quad (6.72)$$

ή, με χρήση της (6.25):

$$U_{OUT}^{rms} = \frac{\pi \cdot U_{DC}}{4 \cdot \sqrt{3} \cdot \omega^3 \cdot L \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot R_L} \quad (6.73)$$

Οπότε, το ποσοστό κυμάτωσης

$$r = \frac{U_{r,OUT}^{rms}}{U_{DC}} = \frac{\pi}{\sqrt{3}} \cdot \frac{X_{C_2} \cdot X_{C_1}}{X_L \cdot R_L} \quad (6.74)$$

και με τη βοήθεια της σχέσης (6.25), θέτοντας  $\omega=2\pi f$ , όπου  $f=50\text{Hz}$  η (6.63) γίνεται

$$r = \frac{1}{64 \cdot \sqrt{3} \cdot \pi^2 \cdot f^3 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot L \cdot R_L} = \frac{0.00000073}{C_1 \cdot C_2 \cdot L \cdot R_L} \% \quad (6.75)$$

### 6.4.3. Πολλαπλό φίλτρο τύπου L

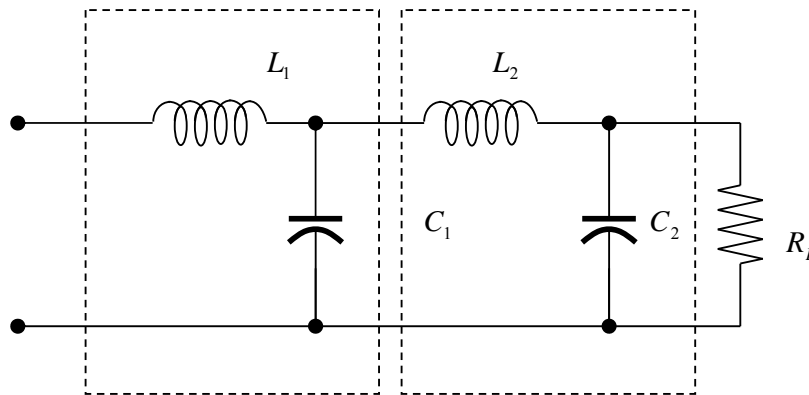
Όπως φαίνεται και από τις σχέσεις της παραγράφου 4.3.1, ο συντελεστή κυμάτωσης μικραίνει όσο αυξάνονται οι τιμές των  $L$  και  $C$ . Καλύτερα αποτελέσματα θα πετύχουμε αν συνδέσουμε στη σειρά δύο ή περισσότερα φίλτρα σχηματίζοντας έτσι ένα πολλαπλό φίλτρο. Το κόστος βέβαια θα είναι μεγαλύτερο αλλά ο συντελεστής κυμάτωσης θα μικραίνει με έναν συντελεστή  $\frac{K}{L \cdot C \cdot n}$  όπου

$K$  μία σταθερά και  $n$  ο αριθμός των φίλτρων.

### 6.5. Σταθεροποιημένα Τροφοδοτικά

Ένα από τα πιο συνηθισμένα κυκλώματα που χρησιμοποιούνται στις ανορθωτικές διατάξεις είναι οι λεγόμενοι σταθεροποιητές τάσης. Τα κυκλώματα αυτά είναι πολλές φορές αρκετά σύνθετα και γι' αυτό δεν μπορούμε να τα περιγράψουμε στο κεφάλαιο αυτό. Χρησιμοποιούνται όμως πάντοτε στα κυκλώματα αυτά δίοδοι Zener για να δώσουν μια σταθερή τάση αναφοράς ως προς την οποία λειτουργεί ο σταθεροποιητής. (Λεπτομερής αναφορά της λειτουργίας της διόδου Zener έγινε στο πείραμα 5).

Το τροφοδοτικό που διακρίνεται στο σχήμα 6.17 ανήκει στην κατηγορία των τροφοδοτικών τα οποία κρατούν σταθερή την τάση εξόδου. Συγκεκριμένα, η μία έξοδος είναι σταθεροποιημένη στα 9 V DC και η άλλη στα 11 V DC. Η έξοδος των 9 V DC παρέχει σταθερή τιμή για ένα μεγάλο εύρος τιμών φορτίου και αυτό, λόγω της ιδιότητας της Zener να κρατάει σταθερή την τάση στα άκρα της.

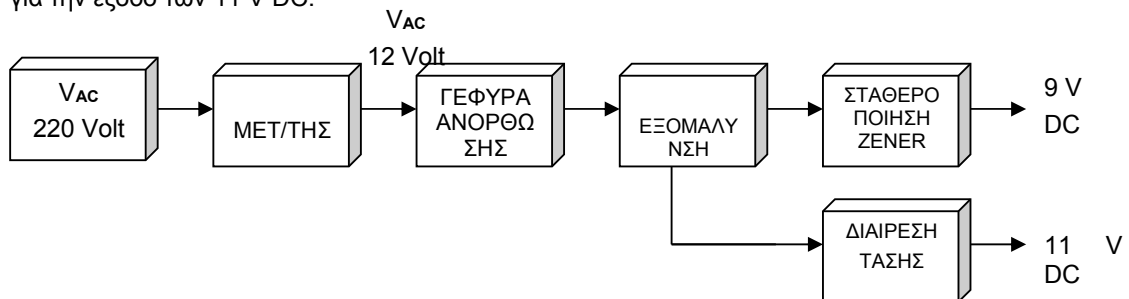


Σχήμα 6.16. Πολλαπλό φίλτρο Π με πηνία και πυκνωτές.

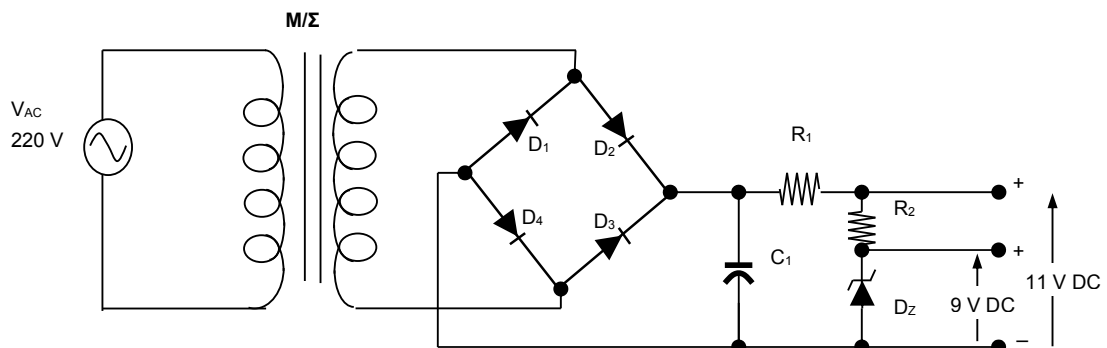
### 6.5.1. Κύκλωμα τροφοδοτικού

Στο τροφοδοτικό αυτό έχουμε πλήρη ανόρθωση, δηλαδή έχουμε και για την αρνητική και για τη θετική ημιπερίοδο του σήματος εισόδου, έξοδο από το στοιχείο ανόρθωσης το οποίο εδώ είναι ένας συνδυασμός από 4 διόδους.

Η εξομάλυνση κι εδώ επιτυγχάνεται μέσω του πυκνωτή  $C_1$  και της αντίστασης  $R_1$ , σε συνδυασμό με το φορτίο. Αυτές οι δύο τιμές καθορίζουν τη σταθερά χρόνου και το μέγεθος της κυμάτωσης για την έξοδο των 11 V DC.



Σχήμα 6.17. Δομικό διάγραμμα τροφοδοτικού με γέφυρα και σταθεροποίηση.



Σχήμα 6.18. Κυκλωματικό διάγραμμα.

$R_1, R_2$  : 100 Ω     $C$  : 1000  $\mu$ F/25 V

$D_1 - D_4$  : 1N4002    Μετασχηματιστής : 220 V AC / 12 V AC

$D_z$  : 9.1 V

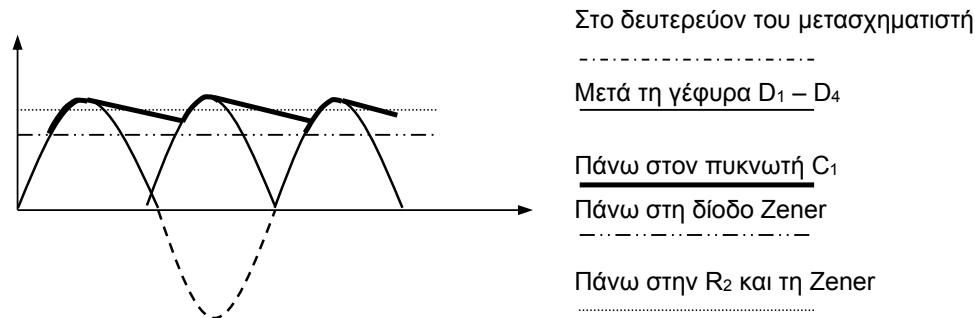
### 6.5.2. Περιγραφή λειτουργίας

Τα 220 Volt του δικτύου εφαρμόζονται στο πρωτεύον του μετασχηματιστή. Η μετασχηματισμένη τάση του δικτύου εφαρμόζεται στο στοιχείο ανορθώσεως το οποίο αποτελείται από 4 διόδους σε συνδεσμολογία γέφυρας. Κατόπιν, η ανορθωμένη τάση εξομαλύνεται με τη βοήθεια του πυκνωτή  $C_1$  και εφαρμόζεται σε ένα συνδυασμό αντιστάσεων ή μίας διόδου Zener.

Η διάδος Zener έχει το χαρακτηριστικό να μεταβάλλει τη ροή του ρεύματος που διέρχεται απ' αυτή έτσι ώστε η τάση στα άκρα της να διατηρείται σταθερή και συγκεκριμένα, ίση με την ονομαστική της τιμή. Έτσι, η διάδος Zener του κυκλώματος με ονομαστική τιμή τα 9 Volt παρέχει στην έξοδο σταθεροποιημένη τάση στα 9 V DC.

Τα 11 Volt, λόγω της σταθερότητας των 9 Volt και λόγω της ίδιας τιμής των αντιστάσεων  $R_1$  και  $R_2$  του διαιρέτη τάσης, είναι κι αυτά σταθεροποιημένα.

Χρησιμοποιώντας τον παλμογράφο, μπορούμε να πάρουμε τις κυματομορφές του σχήματος 7.3.



Σχήμα 6.19. Απόκριση στιγμιαίων τάσεων.

Η συσκευή που παρουσιάσαμε έχει διπλή χρησιμότητα:

- A) Μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν σταθεροποιημένο τροφοδοτικό στα 9 V DC
- B) Μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν σταθεροποιημένο τροφοδοτικό στα 11 V DC

Έτσι, χρησιμοποιείται σε κατασκευές όπου η σταθερότητα της τάσης παίζει σπουδαίο ρόλο, όπως για παράδειγμα, στους ενισχυτές ποιότητας, στα κυκλώματα που χρησιμοποιούν ψηφιακά κυκλώματα CMOS, σε ταλαντωτές όπου η μεταβολή της τάσης μεταβάλλει τη συχνότητα ταλάντωσης.

## 6.6. Πειραματική Άσκηση

Υλοποιείτε τη συνδεσμολογία του κυκλώματος που φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα. Πρόκειται για τροφοδοτικό διπλής ανόρθωσης με εξομάλυνση με φίλτρο Π.

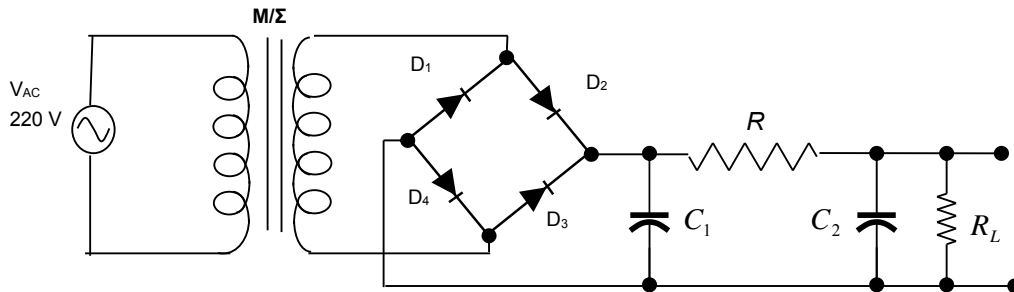
### 6.6.1. Απαιτούμενα υλικά

$R_L$  : 18 KΩ                       $R$  : 100 Ω                       $C_1, C_2$  : 100 μF/25 V

$D_1 - D_4$  : 1N4002

Μετασχηματιστής : 220 V AC / 12 V AC

Αν δεν διαθέτετε μετασχηματιστή, χρησιμοποιείτε τη διάταξη του εργαστηρίου, η οποία δίνει στην έξοδο εναλλασσόμενη τάση ρυθμιζόμενης τιμής.



Σχήμα 6.20. Κυκλωματικό διάγραμμα τροφοδοτικού.

### 6.6.2. Πειραματικές μετρήσεις

1. Σχεδιάστε την κυματομορφή στην είσοδο της γέφυρας.
2. Αποσυνδέστε το φίλτρο εξομάλυνσης και σχεδιάστε τη μετρούμενη τιμή τάσης στην έξοδο της γέφυρας ανόρθωσης.
3. Προσθέστε το φίλτρο  $\Pi$  και σχεδιάστε την εξομαλυμένη κυματομορφή εξόδου του τροφοδοτικού.
4. Από το συνολικό δικτύωμα, αφαιρέστε τον πυκνωτή  $C_1$  και σχεδιάστε την κυματομορφή εξόδου του τροφοδοτικού. Τί παρατηρείτε;
5. Από το συνολικό δικτύωμα, αφαιρέστε τον πυκνωτή  $C_1$  και την αντίσταση  $R$  και σχεδιάστε την κυματομορφή εξόδου του τροφοδοτικού. Τί παρατηρείτε;
6. Θέτοντας τον παλμογράφο στη θέση AC, ώστε να είναι δυνατή η παρατήρηση της κυμάτωσης, μετρήστε με ακρίβεια τις μεταβολές της τάσης στις περιπτώσεις 3, 4, 5 και 6.

### 6.6.3. Θεωρητικοί υπολογισμοί

1. Υπολογίστε το ποσοστό κυμάτωσης από τα πειραματικά αποτελέσματα που βρήκατε στις περιπτώσεις 3, 4, 5 και 6 της προηγούμενης παραγράφου.
2. Υπολογίστε θεωρητικά τα αντίστοιχα ποσοστά κυμάτωσης χρησιμοποιώντας τις τιμές των στοιχείων που χρησιμοποιήσατε στο εκάστοτε τροφοδοτικό. Τα αποτελέσματά σας συμφωνούν; Αν όχι, ποιοι παράγοντες πιστεύετε ότι επηρεάζουν την απόκλιση;

### 6.6.4. Ελεύθερη σχεδίαση

Υλοποιείστε το κύκλωμα του σχήματος 6.18. Εξηγήστε γιατί αυτό το τροφοδοτικό πλεονεκτεί έναντι των προηγούμενων. Πως διαπιστώνουμε αυτή του τη δυνατότητα.





## 7. Πύλες Ψηφιακής Λογικής με Διακριτά Στοιχεία και Ολοκληρωμένα

### 7.1. Εισαγωγή

- 1 Ψηφιακό είναι ένα σήμα το οποίο έχει σταθερή τιμή πλάτους για συγκεκριμένη χρονική διάρκεια και δεν είναι ένα σήμα συνεχώς μεταβαλλόμενο με τον χρόνο.
- 2 Οποιαδήποτε πληροφορία είναι δυνατόν να μετατραπεί σε ψηφιακή -να κωδικοποιηθεί- και στη συνέχεια να τύχει κατάλληλης επεξεργασίας, με τη βοήθεια ψηφιακών ηλεκτρονικών κυκλωμάτων, όπως συμβαίνει στους ηλεκτρονικούς υπολογιστές. Για να επεξεργαστούμε ψηφιακά την οποιαδήποτε πληροφορία, θα πρέπει να ικανοποιούνται δύο βασικές προϋποθέσεις:

*A) Η πληροφορία που κωδικοποιήθηκε θα πρέπει να αντιστοιχεί σε μια απλή εντολή ή διαδικασία, για την οποία μπορεί να κατασκευαστεί ένα αντίστοιχο ηλεκτρικό κύκλωμα. Ένα κύκλωμα που θα στηρίζει τη λειτουργία του σε μια βασική "λογική".*

*B) Η πληροφορία που κωδικοποιήθηκε θα πρέπει να μπορεί να ελεγχθεί με λογική μέθοδο.*

Έτσι λοιπόν, τα ψηφιακά ή "λογικά" κυκλώματα βασίζονται στο δυαδικό σύστημα αρίθμησης, το οποίο περιλαμβάνει τα δυαδικά ψηφία «0» και «1». Δηλαδή οι αριθμοί που αναγνωρίζονται είναι το λογικό «0» και το λογικό «1». Τα βασικά δομικά στοιχεία των κυκλωμάτων αυτών είναι οι πύλες που συνδυάζουν σήματα με τέτοιο τρόπο ώστε η έξοδός τους να ενεργοποιείται μόνον όταν πληρούνται οι επιθυμητοί συνδυασμοί στην είσοδο.

- 3 Η ονομασία "πύλη" προέρχεται από τη λειτουργία την οποία εκτελούν και δεν είναι άλλη από τον έλεγχο της ροής των πληροφοριών - σημάτων. Οι πύλες μπορούν να κατασκευαστούν είτε με διακριτά στοιχεία όπως με συνδυασμό: διόδων - αντιστάσεων (DRL Diode - Resistor Logic), διόδων - τρανζίστορ (DTL Diode - Transistor Logic) που είναι πειραματικές κατασκευές για την κατανόηση της λειτουργίας των πυλών, είτε με τρανζίστορ μόνο (TTL Transistor - Transistor Logic) που είναι η μορφή των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (IC Integrated Circuits) που χρησιμοποιούνται σήμερα και είναι η πλέον εύχρηστη. Τα ψηφιακά ολοκληρωμένα κυκλώματα έχουν χαμηλό κόστος κατασκευής, μικρό βάρος και μέγεθος και καταναλώνουν λιγότερη ισχύ.

- 4 Οι βασικότερες πύλες είναι:

Πύλη **AND** (ΚΑΙ)

Πύλη **NOT** (ΟΧΙ)

Πύλη **NAND** (ΟΧΙ ΚΑΙ)

Πύλη **OR** (Ή)

Πύλη **NOR** (ΟΧΙ Ή)

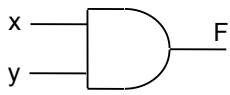
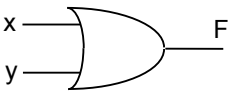
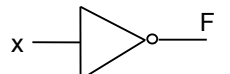
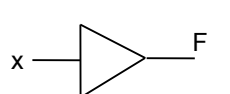
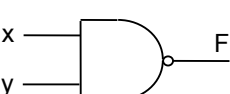
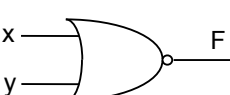
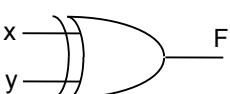
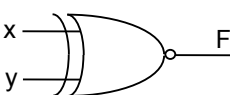
Πύλη **XOR** (ΑΠΟΚΛΕΙΣΤΙΚΟ ΕΙΤΕ)

Σ' αυτή την εργαστηριακή άσκηση θα εξετασθεί αναλυτικά η κατασκευή μερικών από τις ανωτέρω πύλες, με τη χρήση διακριτών στοιχείων.

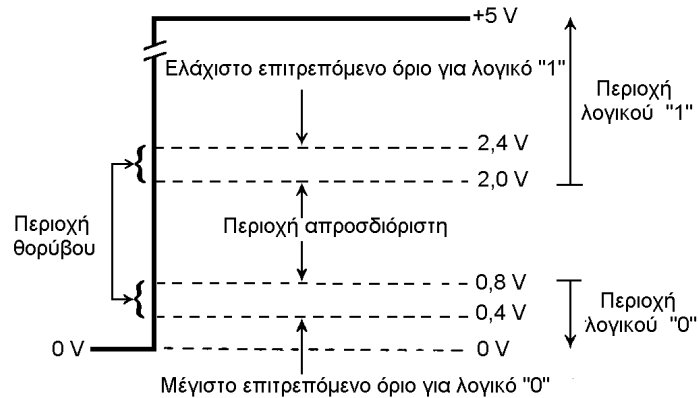
#### 7.1.1. Βασικές Έννοιες

Στο Σχ. 7.1 παρουσιάζονται οι πύλες AND – OR - NOT - NAND - NOR – XOR - XNOR, οι συμβολισμοί τους, οι πίνακες αλήθειας τους και η συνάρτησή τους σύμφωνα με την άλγεβρα BOOLE.

Τα ψηφιακά κυκλώματα λειτουργούν με δύο μόνο επίπεδα τάσης, το λογικό «1» (υψηλό επίπεδο τάσης που αντιστοιχεί σε 5V) και το λογικό «0» (χαμηλό επίπεδο τάσης που αντιστοιχεί σε 0V). Το σχήμα 7.2 που ακολουθεί είναι ένα διάγραμμα των επιτρεπτών επιπέδων τάσης. Μεταξύ των δύο αυτών επιπέδων τάσης, όπου ένα ψηφιακό στοιχείο θα αντιληφθεί το λογικό «1» ή λογικό «0», υπάρχει μία περιοχή απροσδιοριστίας την οποία δεν αντιλαμβάνεται επακριβώς ως «0» ή «1» και επομένως η έξοδός του θα είναι λάθος.

Όνομα	Γραφικό Σύμβολο	Αλγεβρική Συνάρτηση	Πίνακας Αληθείας															
AND		$F = xy$	<table border="1"> <thead> <tr> <th>x</th> <th>y</th> <th>F</th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr> </tbody> </table>	x	y	F	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	1
x	y	F																
0	0	0																
0	1	0																
1	0	0																
1	1	1																
OR		$F = x + y$	<table border="1"> <thead> <tr> <th>x</th> <th>y</th> <th>F</th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr> </tbody> </table>	x	y	F	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1
x	y	F																
0	0	0																
0	1	1																
1	0	1																
1	1	1																
NOT		$F = \bar{x}$	<table border="1"> <thead> <tr> <th>x</th> <th>F</th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td></tr> </tbody> </table>	x	F	0	1	1	0									
x	F																	
0	1																	
1	0																	
Απομονωτής		$F = x$	<table border="1"> <thead> <tr> <th>x</th> <th>F</th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td></tr> </tbody> </table>	x	F	0	0	1	1									
x	F																	
0	0																	
1	1																	
NAND		$F = \overline{xy}$	<table border="1"> <thead> <tr> <th>x</th> <th>y</th> <th>F</th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr> </tbody> </table>	x	y	F	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1	0
x	y	F																
0	0	1																
0	1	1																
1	0	1																
1	1	0																
NOR		$F = \overline{x + y}$	<table border="1"> <thead> <tr> <th>x</th> <th>y</th> <th>F</th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr> </tbody> </table>	x	y	F	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	0
x	y	F																
0	0	1																
0	1	0																
1	0	0																
1	1	0																
XOR		$F = x\bar{y} + \bar{x}y$ $= x \oplus y$	<table border="1"> <thead> <tr> <th>x</th> <th>y</th> <th>F</th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr> </tbody> </table>	x	y	F	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	0
x	y	F																
0	0	0																
0	1	1																
1	0	1																
1	1	0																
XNOR		$F = xy + \bar{x}\bar{y}$ $= x \odot y$	<table border="1"> <thead> <tr> <th>x</th> <th>y</th> <th>F</th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr> </tbody> </table>	x	y	F	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	1
x	y	F																
0	0	1																
0	1	0																
1	0	0																
1	1	1																

Σχ. 7.1. Ψηφιακές λογικές πύλες.



Σχ. 7.2. Διάγραμμα επιτρεπτών επιπέδων τάσης για την οικογένεια TTL.

Η απροσδιόριστη αυτή περιοχή καθώς και οι λογικές στάθμες («1» ή «0») δεν είναι πάντα οι ίδιες αλλά εξαρτώνται από την οικογένεια των ολοκληρωμένων που χρησιμοποιούμε. Σε περίπτωση που αντιστραφούν οι αντιστοιχίες τάσεων και λογικών επιπέδων τότε τα κυκλώματα είναι κατασκευαστικά διαφοροποιημένα και λειτουργούν με αυτό που ονομάζεται αρνητική λογική.

### 7.1.2. Χαρακτηριστικά Ψηφιακών Κυκλωμάτων

#### α. Αριθμός Fan - Out

Είναι ο αριθμός των εισόδων που μπορεί να οδηγήσει μια πύλη, δηλαδή η δυνατότητα που έχει η πύλη να συνδεθεί στην έξοδό της με ένα αριθμό όμοιων κυκλωμάτων -φορτίων- χωρίς να μεταβληθεί η κανονική της λειτουργία. Αυτό σημαίνει ότι η πύλη θα τροφοδοτήσει με το απαραίτητο ρεύμα άλλες πύλες που θα συνδεθούν στην έξοδό της.

#### β. Αριθμός Fan - In

Είναι ο αριθμός των εξόδων των κυκλωμάτων πυλών που μπορεί να δεχθεί η είσοδος μιας πύλης χωρίς να δημιουργηθεί πρόβλημα στη λειτουργία της. Δηλαδή χωρίς να γίνει υπέρβαση της μέγιστης επιτρεπόμενης τιμής του ρεύματος εισόδου.

#### γ. Κατανάλωση Ισχύος.

Είναι η ισχύς που καταναλώνει από την τροφοδοσία μία πύλη για να λειτουργήσει. Η ισχύς αυτή εκφράζεται σε mW ή nW

#### δ. Ταχύτητα λειτουργίας ή καθυστέρηση διάδοσης

Είναι ο χρόνος που χρειάζεται για να διαδοθεί η μεταβολή ενός σήματος -ή και το ίδιο το σήμα- από την είσοδο της πύλης στην έξοδό της. Μονάδα έκφρασή της είναι το ns.

#### ε. Όριο θορύβου

Θόρυβος είναι η παρουσία οποιουδήποτε ανεπιθύμητου σήματος. Όριο θορύβου ορίζεται η μέγιστη τάση θορύβου που μπορεί να εμφανιστεί στην είσοδο του κυκλώματος και η οποία δεν επηρεάζει τη λειτουργία του. Μονάδα έκφρασή του είναι το mV. (βλέπε σχήμα 7.2).

#### στ. Τάση τροφοδοσίας

Είναι η τάση τροφοδοσίας του κυκλώματος και για κάθε οικογένεια ολοκληρωμένων οι κατασκευαστές δίνουν συγκεκριμένες τιμές.

#### ζ. Περιοχή θερμοκρασίας για ασφαλή λειτουργία

Οι κατασκευαστές δίνουν τα όρια θερμοκρασίας και η υπέρβασή τους απαγορεύεται.

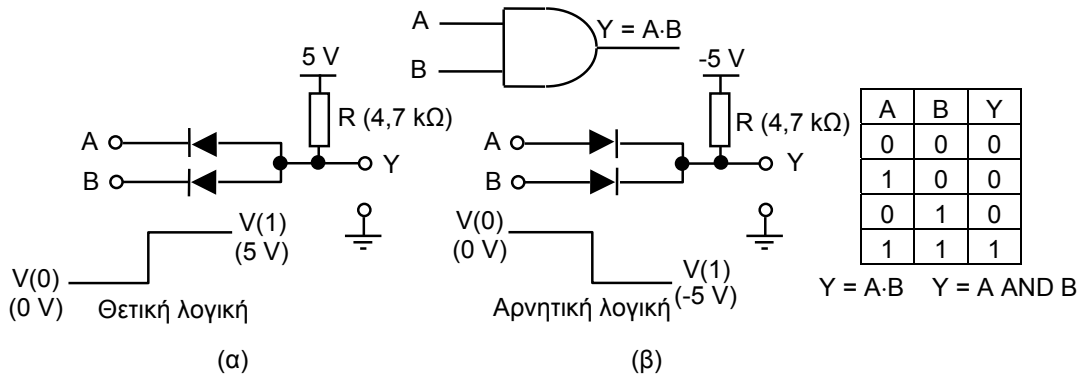
Συνήθως υπάρχουν δύο περιοχές :

Από 0° C έως 70° C για εμπορικά ολοκληρωμένα.

Από -55° C έως +125° C για ολοκληρωμένα στρατιωτικών προδιαγραφών και εφαρμογών.

### 7.2. Θεωρία - Δομή των Πυλών

Η κυκλωματική δομή των πυλών AND, OR, NAND, NOR, NOT με διακριτά στοιχεία παρουσιάζεται στη συνέχεια. Για κάθε πύλη αναλύεται η αρχή λειτουργίας του κυκλώματός της.



Σχ. 7.3. Υλοποίηση πύλης AND με χρήση Διόδων – Αντιστάσεων (Diode Resistor Logic – DRL).

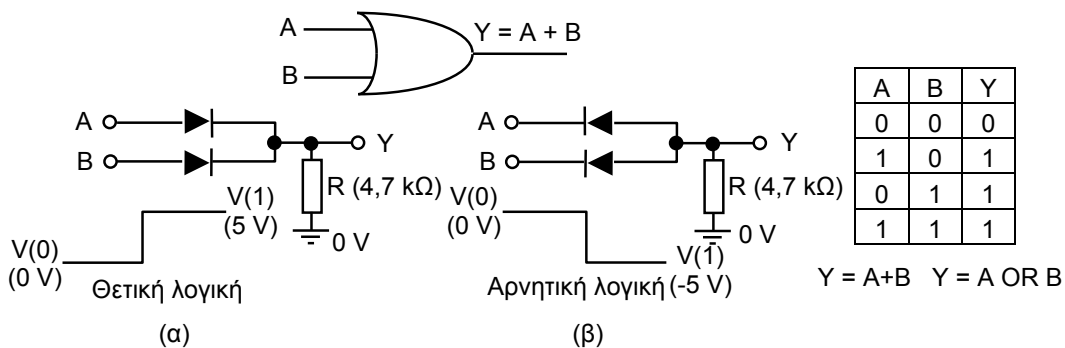
### 7.2.1. Πύλη AND (DRL)

Αν στις εισόδους A και B του κυκλώματος του σχήματος 7.3(α) επιβληθεί το λογικό «1», δηλαδή 5V, τότε και οι δύο διόδοι D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub> θα είναι ανάστροφα πολωμένες και δεν θα άγουν. Στην περίπτωση αυτή η έξοδος, η οποία μετράται στο σημείο Y, θα είναι ίση με την τάση τροφοδοσίας +5V, δηλαδή ίση με το λογικό «1» διότι δεν υπάρχει διαφορά δυναμικού στα άκρα της αντίστασης R. Αν στις εισόδους A και B επιβληθούν οι λογικές καταστάσεις A=«1» και B=«0», τότε η διόδος D<sub>1</sub> θα είναι ανάστροφα πολωμένη και δεν θα άγει, ενώ η διόδος D<sub>2</sub> θα είναι ορθά πολωμένη και θα άγει. Επομένως στο σημείο Y, όπου μετράται η έξοδος, θα υπάρχει χαμηλή τάση -λόγω πτώσης τάσης στα άκρα της αντίστασης R- άρα λογικό «0». Το ίδιο ισχύει αν αντιστραφούν οι εισοδοί, δηλαδή αν A=«0» και B=«1». Αν και οι δύο διόδοι βρεθούν σε κατάσταση «0», τότε και οι δύο διόδοι θα είναι ορθά πολωμένες, άρα στην έξοδο Y μετράται χαμηλή τάση, περίπου 0.6V.

Στο σχήμα 7.3(β) παρουσιάζεται η πύλη AND αλλά με αυτό που αναφέρθηκε παραπάνω ως αρνητική λογική.

Το ηλεκτρικό ισοδύναμο μιας πύλης AND μπορεί να παρουσιασθεί με κύκλωμα δύο διακοπών σε σειρά οι οποίοι συνδέονται, στη συνέχεια, σε σειρά με ένα λαμπτήρα. Όταν και οι δύο διακόπτες είναι κλειστοί -λογικό «1»- τότε ο λαμπτήρας ανάβει, λογικό «1». Σε οποιαδήποτε άλλη περίπτωση ο λαμπτήρας παραμένει σβηστός και αντιστοιχεί στο λογικό «0».

### 7.2.2. Πύλη OR (DRL)



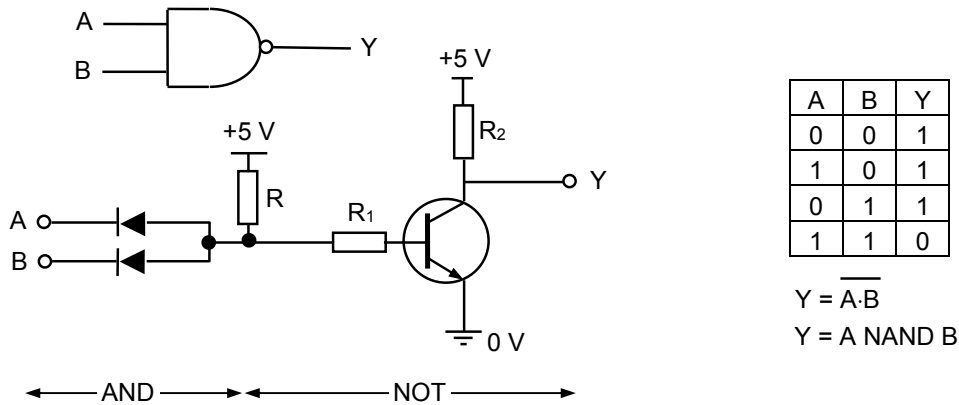
Σχ. 7.4. Υλοποίηση πύλης OR με χρήση Διόδων – Αντιστάσεων (Diode Resistor Logic – DRL).

Αν στις εισόδους A και B του κυκλώματος του σχήματος 7.4(α) επιβληθεί λογικό «1», δηλαδή 5V, τότε και οι δύο διόδοι D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub> θα είναι ορθά πολωμένες και θα άγουν. Στην περίπτωση αυτή η έξοδος, η οποία μετράται στο σημείο Y, θα είναι ίση με την τάση στα άκρα της αντίστασης R=4.7KΩ και θα έχει υψηλή τιμή άρα λογικό «1». Αν στις εισόδους A και B επιβληθούν οι λογικές καταστάσεις A=«1» και B=«0», τότε η διόδος D<sub>1</sub> θα είναι ορθά πολωμένη και θα άγει, ενώ η διόδος D<sub>2</sub> θα είναι ανάστροφα πολωμένη και δεν θα άγει. Επομένως στο σημείο Y θα υπάρχει υψηλή τάση -λόγω πτώσης τάσης στα άκρα της αντίστασης R- άρα λογικό «1». Το ίδιο ισχύει αν αντιστραφούν οι εισοδοί, δηλαδή αν A=«0» και B=«1». Αν και οι δύο διόδοι βρεθούν

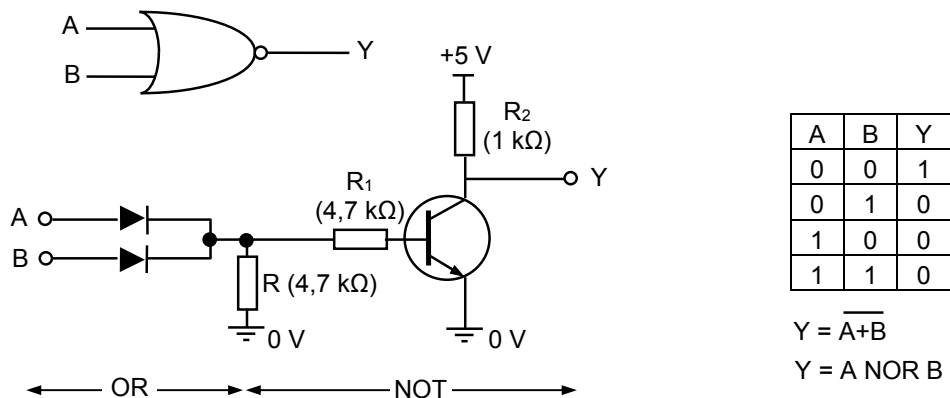
σε κατάσταση «0», τότε και οι δύο θα είναι ανάστροφα πολωμένες και δεν θα άγουν. Το κύκλωμα θα είναι ανοικτό, δεν θα διέρχεται ρεύμα, επομένως δεν θα υπάρχει πτώση τάσης στα άκρα της R και άρα στην έξοδο Y θα μετράται λογικό «0».

Στο σχήμα 7.4(β) παρουσιάζεται η πύλη OR αλλά με αυτό που αναφέρθηκε παραπάνω ως αρνητική λογική.

Το ηλεκτρικό ισοδύναμο μιας πύλης OR μπορεί να παρουσιασθεί με κύκλωμα δύο παράλληλων διακοπών οι οποίοι συνδέονται, στη συνέχεια, σε σειρά με ένα λαμπτήρα. Όταν και οι δύο διακόπτες είναι ανοικτοί -λογικό «0»- τότε ο λαμπτήρας δεν ανάβει, λογικό «0». Σε οποιαδήποτε άλλη περίπτωση ο λαμπτήρας ανάβει και αντιστοιχεί στο λογικό «1».



Σχ. 7.5. Υλοποίηση πύλης NAND με χρήση Διόδων – Τρανζίστορ (Diode Transistor Logic – DTL).



Σχ. 7.6. Υλοποίηση πύλης NOR με χρήση Διόδων – Τρανζίστορ (Diode Transistor Logic – DTL).

### 7.2.3. Πύλες NAND και NOR (DTL)

Στα σχήματα 7.5 και 7.6 η φιλοσοφία λειτουργίας του κυκλώματος των διόδων είναι η ίδια με αυτή των πυλών AND και OR. Το νέο στοιχείο στα κυκλώματα των σχημάτων 7.5 και 7.6 είναι η προσθήκη του τρανζίστορ. Στα ψηφιακά ηλεκτρονικά το τρανζίστορ συμπεριφέρεται σαν διακόπτης και **όχι** σαν ενισχυτής. Έτσι μπορεί να λειτουργεί σε μία από τις δύο καταστάσεις: είτε στον «κόρο», είτε στην «αποκοπή». Επειδή δε αναστρέφει το σήμα εισόδου λειτουργεί ως αναστροφέας και ονομάζεται πύλη NOT.

α) Το τρανζίστορ σε κατάσταση αποκοπής:

Όταν το σήμα εισόδου είναι τάση 0V, τότε το τρανζίστορ δεν άγει διότι  $V_{BE} < 0.6V$ . Άρα η τάση εξόδου στο Y είναι ίση με την τάση τροφοδοσίας (5V), δηλαδή λογικό «1».

β) Το τρανζίστορ σε κατάσταση κόρου:

Όταν το σήμα εισόδου είναι τάση περίπου 5V -λογικό «1»- το τρανζίστορ οδηγείται στον κόρο και η τάση  $V_{CE} < 0.6V$ , άρα η τάση εξόδου στο Y περίπου μηδέν, δηλαδή λογικό «0».

Ο συνδυασμός των ψηφιακών κυκλωμάτων AND και NOT δημιουργεί το λογικό κύκλωμα NAND. Αντίστοιχα ο συνδυασμός των ψηφιακών κυκλωμάτων OR και NOT δημιουργεί το λογικό κύκλωμα NOR.

### 7.3. Αντικείμενο - Σκοπός

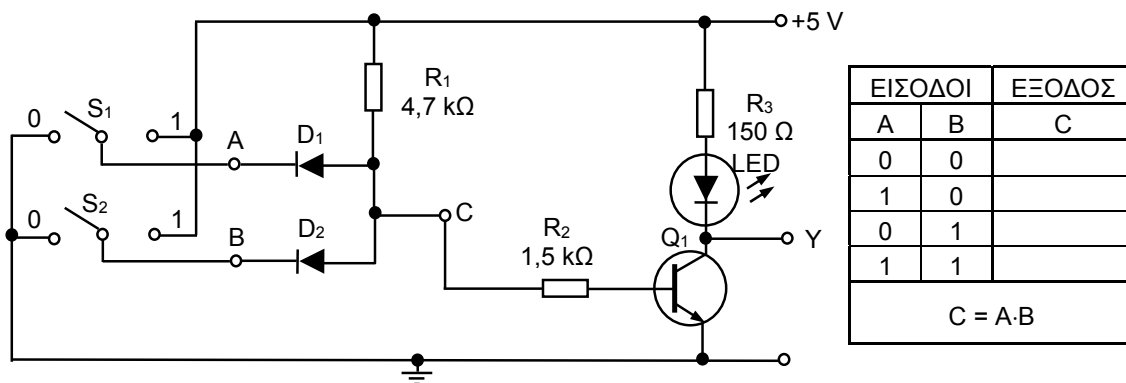
Σκοπός του παρόντος πειράματος είναι η εξοικείωση με τις πύλες, που είναι τα βασικά δομικά στοιχεία των ψηφιακών κυκλωμάτων, με τη μορφή DRL, DTL και TTL.

#### 7.3.1. Απαιτούμενος Εξοπλισμός

Πηγή τάσης 5V, 50mA  
 Ηλεκτρονικό βολτόμετρο  
 Δίοδοι πυριτίου τύπου 1N4000  
 Αντιστάσεις 150Ω, 1KΩ, 1,5KΩ και 4,7KΩ  
 Τρανζίστορ 2N2219  
 Ενδεικτική λυχνία LED  
 Ολοκληρωμένα 74LS00 και 74LS08 ή DM5400 και DM5408

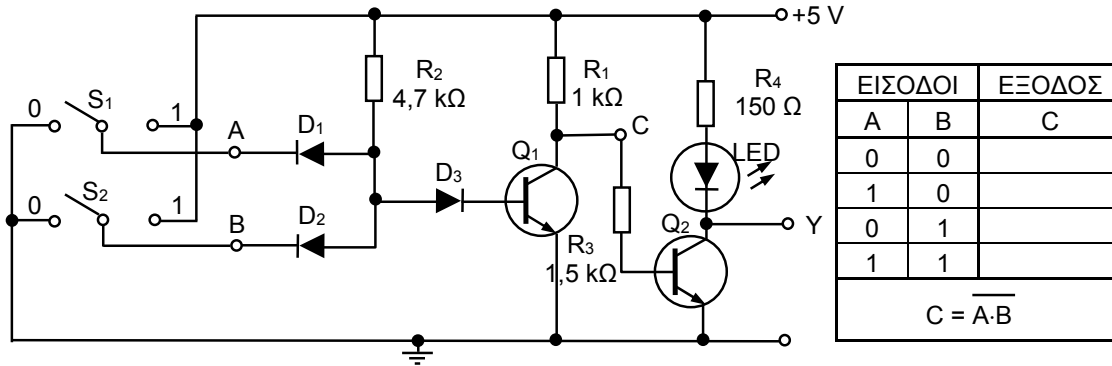
### 7.4. Διαδικασία Πειράματος

#### 7.4.1. Μέρος Πρώτο: Υλοποίηση Πυλών με DRL και DTL



Σχ. 7.7. Οπτική επαλήθευση πύλης AND.

1. Υλοποιήστε το κύκλωμα του Σχήματος 7.7. Με τη βοήθειά του αναγνωρίσατε και επαληθεύσατε τη λειτουργία της πύλης AND με χρήση διόδων, (DRL). Το κύκλωμα του σχήματος περιλαμβάνει και ένα τρανζίστορ ( $Q_1$ ) το οποίο μαζί με τον φωτεινό ενδείκτη LED και τις αντιστάσεις  $R_2$  και  $R_3$  αποτελούν κύκλωμα οπτικής ένδειξης και επαλήθευσης (κύκλωμα οδήγησης του LED).
2. Συμπληρώστε τον πίνακα αλήθειας που βρίσκεται δίπλα στο κύκλωμα.
3. Υλοποιήστε το κύκλωμα του Σχήματος 7.8. Με τη βοήθειά του αναγνωρίσατε και επαληθεύσατε τη λειτουργία της πύλης NAND με χρήση διόδων και τρανζίστορ, (DTL). Στο κύκλωμα περιλαμβάνεται και το κύκλωμα οδήγησης του LED.
4. Συμπληρώστε τον πίνακα αλήθειας που βρίσκεται δίπλα στο κύκλωμα.



Σχ. 7.8. Οπτική επαλήθευση πύλης NAND.

#### 7.4.2. Μέρος Δεύτερο: Επαλήθευση λειτουργίας Πυλών με TTL (Ολοκληρωμένα).

1. Στο δεύτερο μέρος θα χρησιμοποιηθούν τα ολοκληρωμένα 74LS00 (DM5400) ή 74LS08 (DM5408) η διάταξη των οποίων φαίνεται στις σελίδες που ακολουθούν. Τοποθετείστε στη διάτρητη πλακέτα ένα από τα ολοκληρωμένα και εφαρμόστε στον ακροδέκτη 14 τάση +5V και συνδέστε τον ακροδέκτη 7 στο GND.
2. Επιλέξτε μία από τις τέσσερις πύλες του ολοκληρωμένου και επιβάλλοντας διαφορετικές λογικές στάθμες («1» ή «0») στις εισόδους A και B καταγράψτε την έξοδο Y με τη βοήθεια ενός βολτομέτρου.
3. Επιβεβαιώστε ότι τα αποτελέσματα είναι ίδια με αυτά της προηγούμενης διαδικασίας.

## DM74LS00 Quad 2-Input NAND Gate

### General Description

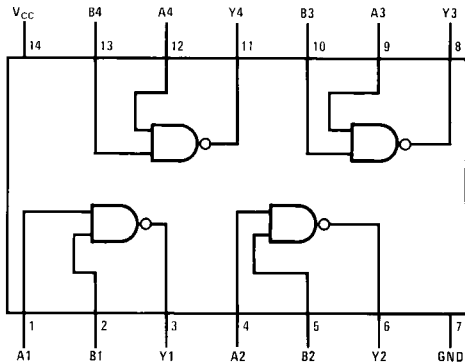
This device contains four independent gates each of which performs the logic NAND function.

### Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
DM74LS00M	M14A	14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-120, 0.150 Narrow
DM74LS00SJ	M14D	14-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide
DM74LS00N	N14A	14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.

### Connection Diagram



### Function Table

$$Y = \overline{AB}$$

Inputs		Output
A	B	Y
L	L	H
L	H	H
H	L	H
H	H	L

H = HIGH Logic Level  
L = LOW Logic Level



**Absolute Maximum Ratings**(Note 1)

Supply Voltage	7V
Input Voltage	7V
Operating Free Air Temperature Range	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

**Note 1:** The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the Electrical Characteristics tables are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

**Recommended Operating Conditions**

Symbol	Parameter	Min	Nom	Max	Units
V <sub>CC</sub>	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
V <sub>IH</sub>	HIGH Level Input Voltage	2			V
V <sub>IL</sub>	LOW Level Input Voltage			0.8	V
I <sub>OH</sub>	HIGH Level Output Current			-0.4	mA
I <sub>OL</sub>	LOW Level Output Current			8	mA
T <sub>A</sub>	Free Air Operating Temperature	0		70	°C

**Electrical Characteristics**

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 2)	Max	Units
V <sub>I</sub>	Input Clamp Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>I</sub> = -18 mA			-1.5	V
V <sub>OH</sub>	HIGH Level Output Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OH</sub> = Max, V <sub>IL</sub> = Max	2.7	3.4		V
V <sub>OL</sub>	LOW Level Output Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OL</sub> = Max, V <sub>IH</sub> = Min		0.35	0.5	V
		I <sub>OL</sub> = 4 mA, V <sub>CC</sub> = Min		0.25	0.4	
I <sub>I</sub>	Input Current @ Max Input Voltage	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 7V			0.1	mA
I <sub>IH</sub>	HIGH Level Input Current	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 2.7V			20	μA
I <sub>IL</sub>	LOW Level Input Current	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 0.4V			-0.36	mA
I <sub>OS</sub>	Short Circuit Output Current	V <sub>CC</sub> = Max (Note 3)	-20		-100	mA
I <sub>CCH</sub>	Supply Current with Outputs HIGH	V <sub>CC</sub> = Max		0.8	1.6	mA
I <sub>CCL</sub>	Supply Current with Outputs LOW	V <sub>CC</sub> = Max		2.4	4.4	mA

**Note 2:** All typicals are at V<sub>CC</sub> = 5V, T<sub>A</sub> = 25°C.

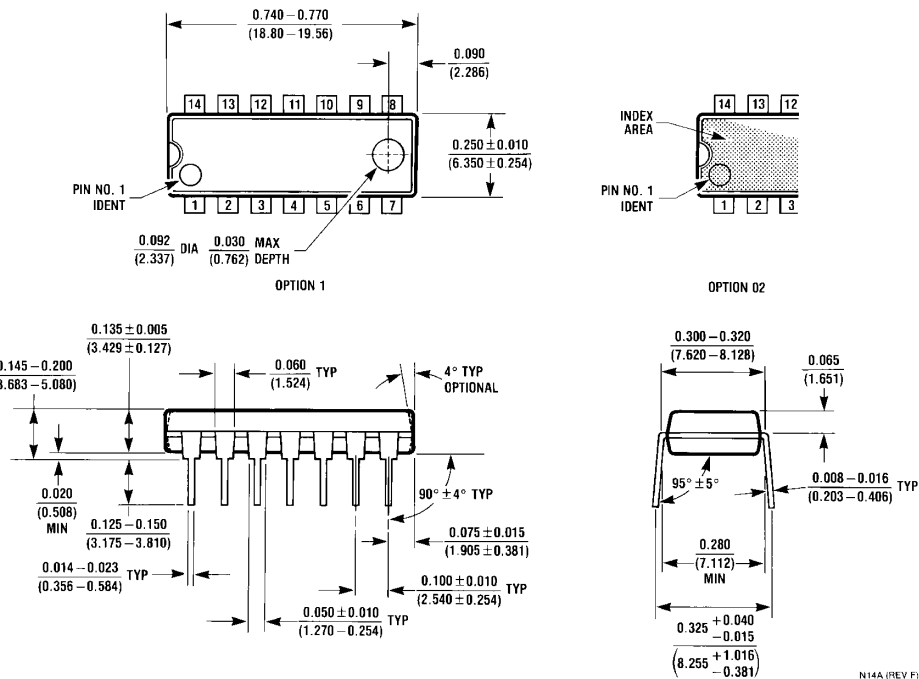
**Note 3:** Not more than one output should be shorted at a time, and the duration should not exceed one second.

**Switching Characteristics**

at V<sub>CC</sub> = 5V and T<sub>A</sub> = 25°C

Symbol	Parameter	R <sub>L</sub> = 2 kΩ				Units
		C <sub>L</sub> = 15 pF		C <sub>L</sub> = 50 pF		
		Min	Max	Min	Max	
t <sub>PLH</sub>	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output	3	10	4	15	ns
t <sub>PHL</sub>	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output	3	10	4	15	ns

**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



**14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide Package Number N14A**

Fairchild does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and Fairchild reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

**LIFE SUPPORT POLICY**

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

[www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com)

[www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com)

## DM74LS04 Hex Inverting Gates

### General Description

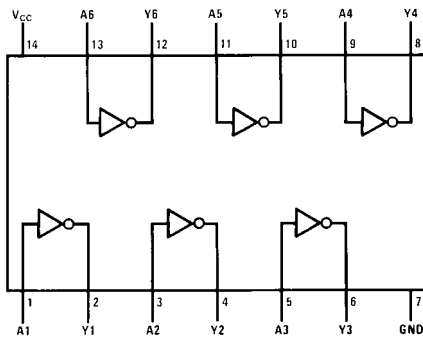
This device contains six independent gates each of which performs the logic INVERT function.

### Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
DM74LS04M	M14A	14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-120, 0.150 Narrow
DM74LS04SJ	M14D	14-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide
DM74LS04N	N14A	14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.

### Connection Diagram



### Function Table

$$Y = \bar{A}$$

Input A	Output Y
L	H
H	L

H = HIGH Logic Level  
L = LOW Logic Level

**Absolute Maximum Ratings**(Note 1)

Supply Voltage	7V
Input Voltage	7V
Operating Free Air Temperature Range	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

**Note 1:** The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the Electrical Characteristics tables are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

**Recommended Operating Conditions**

Symbol	Parameter	Min	Nom	Max	Units
V <sub>CC</sub>	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
V <sub>IH</sub>	HIGH Level Input Voltage	2			V
V <sub>IL</sub>	LOW Level Input Voltage			0.8	V
I <sub>OH</sub>	HIGH Level Output Current			-0.4	mA
I <sub>OL</sub>	LOW Level Output Current			8	mA
T <sub>A</sub>	Free Air Operating Temperature	0		70	°C

**Electrical Characteristics**

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 2)	Max	Units
V <sub>I</sub>	Input Clamp Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>I</sub> = -18 mA			-1.5	V
V <sub>OH</sub>	HIGH Level Output Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OH</sub> = Max, V <sub>IL</sub> = Max	2.7	3.4		V
V <sub>OL</sub>	LOW Level Output Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OL</sub> = Max, V <sub>IH</sub> = Min		0.35	0.5	V
		I <sub>OL</sub> = 4 mA, V <sub>CC</sub> = Min		0.25	0.4	
I <sub>I</sub>	Input Current @ Max Input Voltage	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 7V			0.1	mA
I <sub>IH</sub>	HIGH Level Input Current	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 2.7V			20	μA
I <sub>IL</sub>	LOW Level Input Current	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 0.4V			-0.36	mA
I <sub>OS</sub>	Short Circuit Output Current	V <sub>CC</sub> = Max (Note 3)	-20		-100	mA
I <sub>CCH</sub>	Supply Current with Outputs HIGH	V <sub>CC</sub> = Max		1.2	2.4	mA
I <sub>CCL</sub>	Supply Current with Outputs LOW	V <sub>CC</sub> = Max		3.6	6.6	mA

**Note 2:** All typicals are at V<sub>CC</sub> = 5V, T<sub>A</sub> = 25°C.

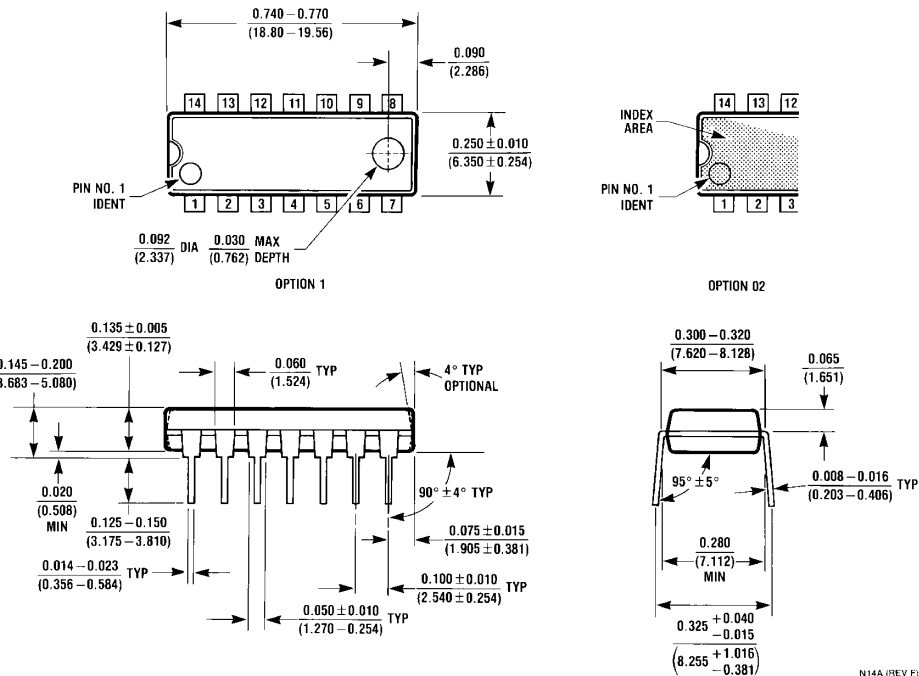
**Note 3:** Not more than one output should be shorted at a time, and the duration should not exceed one second.

**Switching Characteristics**

at V<sub>CC</sub> = 5V and T<sub>A</sub> = 25°C

Symbol	Parameter	R <sub>L</sub> = 2 kΩ				Units
		C <sub>L</sub> = 15 pF		C <sub>L</sub> = 50 pF		
		Min	Max	Min	Max	
t <sub>PLH</sub>	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output	3	10	4	15	ns
t <sub>PHL</sub>	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output	3	10	4	15	ns

**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



**14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide Package Number N14A**

Fairchild does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and Fairchild reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

**LIFE SUPPORT POLICY**

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

[www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com)

[www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com)

## DM74LS08 Quad 2-Input AND Gates

### General Description

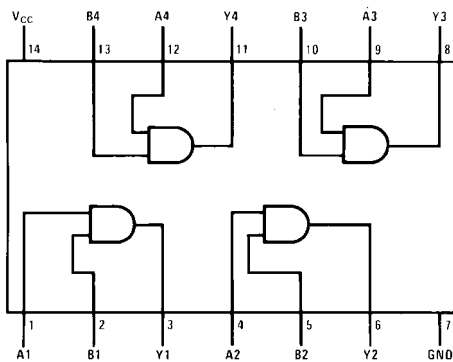
This device contains four independent gates each of which performs the logic AND function.

### Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
DM74LS08M	M14A	14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-120, 0.150 Narrow
DM74LS08SJ	M14D	14-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide
DM74LS08N	N14A	14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.

### Connection Diagram



### Function Table

$$Y = AB$$

Inputs		Output
A	B	Y
L	L	L
L	H	L
H	L	L
H	H	H

H = HIGH Logic Level  
L = LOW Logic Level

**Absolute Maximum Ratings**(Note 1)

Supply Voltage	7V
Input Voltage	7V
Operating Free Air Temperature Range	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

**Note 1:** The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the Electrical Characteristics tables are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

**Recommended Operating Conditions**

Symbol	Parameter	Min	Nom	Max	Units
V <sub>CC</sub>	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
V <sub>IH</sub>	HIGH Level Input Voltage	2			V
V <sub>IL</sub>	LOW Level Input Voltage			0.8	V
I <sub>OH</sub>	HIGH Level Output Current			-0.4	mA
I <sub>OL</sub>	LOW Level Output Current			8	mA
T <sub>A</sub>	Free Air Operating Temperature	0		70	°C

**Electrical Characteristics**

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 2)	Max	Units
V <sub>I</sub>	Input Clamp Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>I</sub> = -18 mA			-1.5	V
V <sub>OH</sub>	HIGH Level Output Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OH</sub> = Max, V <sub>IH</sub> = Min	2.7	3.4		V
V <sub>OL</sub>	LOW Level Output Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OL</sub> = Max, V <sub>IL</sub> = Max		0.35	0.5	V
		I <sub>OL</sub> = 4 mA, V <sub>CC</sub> = Min		0.25	0.4	
I <sub>I</sub>	Input Current @ Max Input Voltage	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 7V			0.1	mA
I <sub>IH</sub>	HIGH Level Input Current	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 2.7V			20	μA
I <sub>IL</sub>	LOW Level Input Current	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 0.4V			-0.36	mA
I <sub>OS</sub>	Short Circuit Output Current	V <sub>CC</sub> = Max (Note 3)	-20		-100	mA
I <sub>CCH</sub>	Supply Current with Outputs HIGH	V <sub>CC</sub> = Max		2.4	4.8	mA
I <sub>CCL</sub>	Supply Current with Outputs LOW	V <sub>CC</sub> = Max		4.4	8.8	mA

**Switching Characteristics**

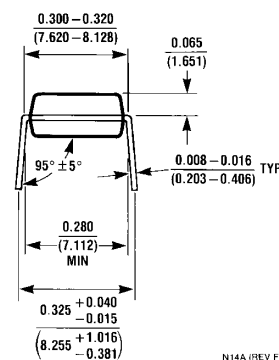
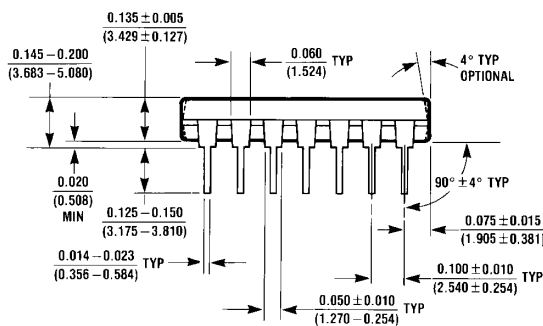
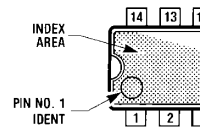
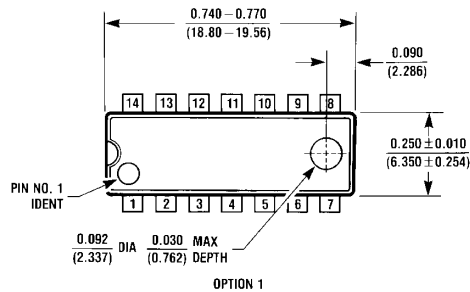
at V<sub>CC</sub> = 5V and T<sub>A</sub> = 25°C

Symbol	Parameter	R <sub>L</sub> = 2 kΩ				Units
		C <sub>L</sub> = 15 pF		C <sub>L</sub> = 50 pF		
		Min	Max	Min	Max	
t <sub>PLH</sub>	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output	4	13	6	18	ns
t <sub>PHL</sub>	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output	3	11	5	18	ns

**Note 2:** All typicals are at V<sub>CC</sub> = 5V, T<sub>A</sub> = 25°C.

**Note 3:** Not more than one output should be shorted at a time, and the duration should not exceed one second.

**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



N14A (REV F)

**14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide Package Number N14A**

Fairchild does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and Fairchild reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

**LIFE SUPPORT POLICY**

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

[www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com)

[www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com)



## 8. Αριθμητικά Κυκλώματα

### 8.1. Εισαγωγή

Οι αριθμητικές πράξεις που γίνονται μεταξύ των δεκαδικών αριθμών ισχύουν και για το δυαδικό σύστημα το οποίο αντιλαμβάνεται ο υπολογιστής.

Στην άσκηση αυτή θα ασχοληθούμε μόνο με την πρόσθεση και την αφαίρεση γιατί οι λογικές αυτές λειτουργίες μπορούν να υλοποιηθούν με σχετικά απλά **Συνδυαστικά Κυκλώματα**.

**Συνδυαστικά Κυκλώματα** στην ψηφιακή λογική ονομάζονται τα κυκλώματα των οποίων η έξοδος εξαρτάται *μόνον* από την παρούσα τιμή (κατάσταση) της εισόδου.

Υπάρχει όμως και μία άλλη κατηγορία κυκλωμάτων τα οποία είναι γνωστά ως **Ακολουθιακά Κυκλώματα** και των οποίων η έξοδος εξαρτάται όχι μόνον από την παρούσα κατάσταση της εισόδου αλλά και από την προηγούμενη τιμή της ίδιας της εξόδου, δηλαδή από την προηγούμενη κατάσταση του κυκλώματος. Τα κυκλώματα αυτά μπορούν να χαρακτηριστούν ως **κυκλώματα με μνήμη**.

### 8.2. Δυαδική Πρόσθεση

#### 8.2.1. Κύκλωμα ημιαθροιστή

Εάν θέλουμε να προσθέσουμε δύο μονοψηφίους δυαδικούς αριθμούς οι δυνατές περιπτώσεις είναι:

$$\begin{array}{cccc} 0 + 0 = 0 & 1 + 0 = 1 & 0 + 1 = 1 & 1 + 1 = 1 \ 0 \\ A \quad B \quad S & A \quad B \quad S & A \quad B \quad S & A \quad B \quad C \quad S \end{array}$$

Όπου A και B οι μονοψηφίοι αριθμοί, C το κρατούμενο και S το μερικό άθροισμα.

Οι περιπτώσεις αυτές υπό μορφή πίνακα αλήθειας παρουσιάζονται ως εξής:

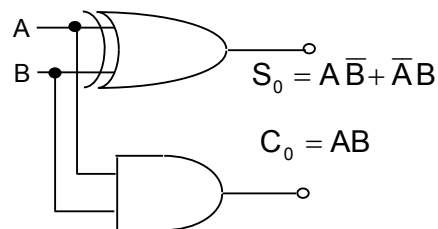
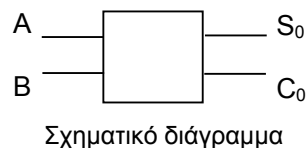
ΕΙΣΟΔΟΙ		ΕΞΟΔΟΙ	
Δυαδικοί για πρόσθεση		Μερικό άθροισμα	Κρατούμενο
A	B	S <sub>0</sub>	C <sub>0</sub>
0	0	0	0
1	0	1	0
0	1	1	0
1	1	0	1

Πίνακας 8.1. Πίνακας αλήθειας ημιαθροιστή.

Αυτός ο πίνακας αντιστοιχεί σε ένα κύκλωμα ημιαθροιστή, ο οποίος έχει δύο εισόδους και δύο εξόδους. Οι λογικές συναρτήσεις που εξάγονται για τις εξόδους του ημιαθροιστή, το σχηματικό του διάγραμμα και το λογικό κύκλωμα που τις υλοποιεί είναι τα ακόλουθα:

$$S_0 = A * \bar{B} + \bar{A} * B = A \oplus B$$

$$C_0 = AB$$



Σχήμα 8.1. (α) Σχηματικό Διάγραμμα και (β) Λογικό Κύκλωμα Ημιαθροιστή.

### 8.2.2. Κύκλωμα πλήρους αθροιστή

Ο πλήρης αθροιστής έχει την δυνατότητα να λαμβάνει υπόψη του και τυχόν κρατούμενο από κάποια προηγούμενη πράξη άθροισης, επομένως θα έχει τρεις εισόδους και δύο εξόδους.

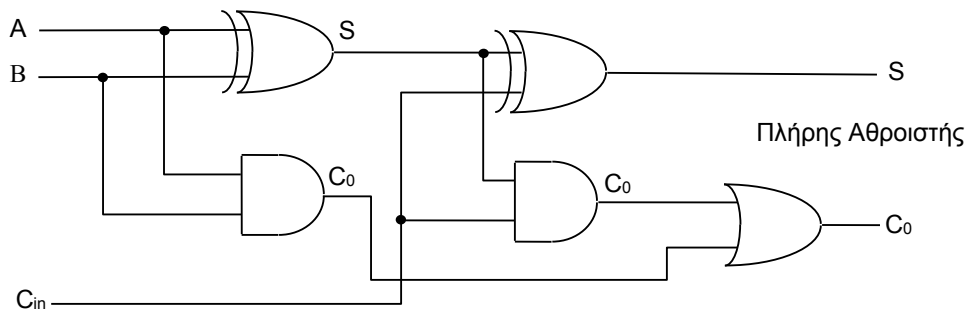
Ο πίνακας αλήθειας που αντιστοιχεί σε ένα πλήρη αθροιστή είναι της μορφής:

ΕΙΣΟΔΟΙ			ΕΞΟΔΟΙ	
A	B	C <sub>in</sub>	S <sub>0</sub>	C <sub>0</sub>
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1



(α)

Πίνακας 8.2. Πίνακας Αλήθειας Πλήρη Αθροιστή



(β)

Σχήμα 8.2. (α) Σχηματικό διάγραμμα και (β) Λογικό κύκλωμα πλήρους αθροιστή

Το σχηματικό διάγραμμα ενός πλήρους αθροιστή είναι αυτό που βρίσκεται δίπλα στον πίνακα αλήθειας και το αντίστοιχο λογικό κύκλωμα φαίνεται στο παραπάνω σχήμα. Οι λογικές συναρτήσεις που εξάγονται από τον ανωτέρω πίνακα είναι οι ακόλουθες:

$$S_0 = \bar{A} * \bar{B} * C_{in} + \bar{A} * B * \bar{C}_{in} + \bar{A} * B * C_{in} + A * B * C_{in} = A \oplus (B \oplus C_{in})$$

$$C_0 = \bar{A} * B * C_{in} + \bar{A} * B * \bar{C}_{in} + A * B * \bar{C}_{in} + A * B * C_{in} = C_{in} (A \oplus B) + A * B$$

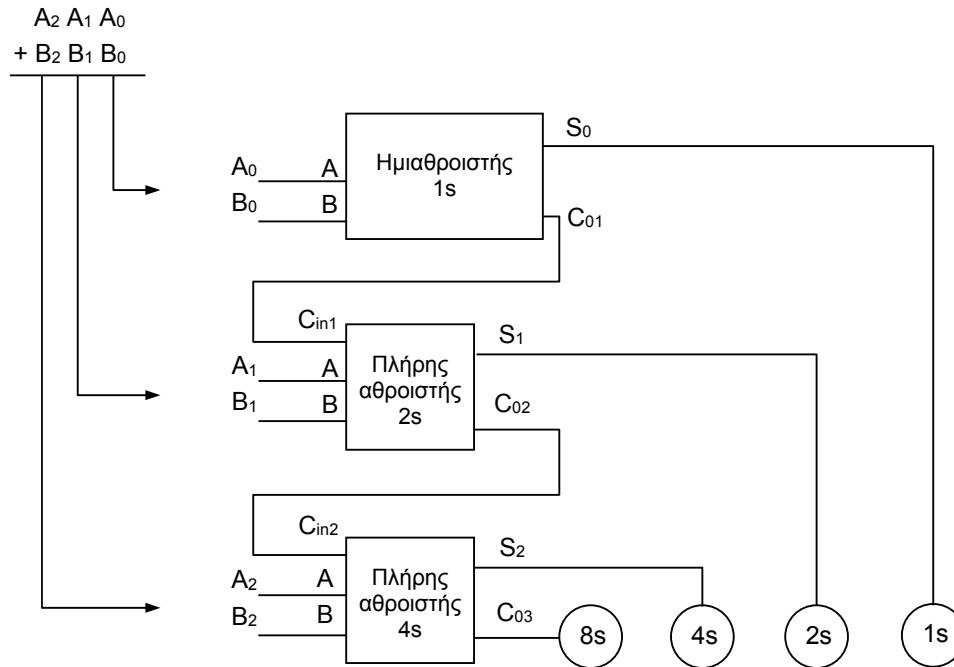
### 8.2.3. Κύκλωμα Παράλληλου Αθροιστή

Ημιαθροιστής και πλήρης αθροιστής είναι λογικά κυκλώματα τα οποία προσθέτουν δυαδικούς αριθμούς του ενός bit. Αν όμως θέλουμε να προσθέσουμε δύο δυαδικούς αριθμούς των 3 bit – για παράδειγμα– μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε έναν παράλληλο αθροιστή που θα έχει σαν εισόδους τους δυαδικούς A<sub>1</sub>A<sub>2</sub>A<sub>3</sub> και B<sub>1</sub>B<sub>2</sub>B<sub>3</sub>. Έστω λοιπόν ότι έχουμε να προσθέσουμε τους δυαδικούς αριθμούς 010 και 111. Κατά τα γνωστά:

$$\begin{array}{r} 010 \\ + 111 \\ \hline 1001 \end{array}$$

Το κύκλωμα που θα υλοποιεί αυτή την πράξη θα αποτελείται από έναν ημιαθροιστή και δύο πλήρους αθροιστές. Ο ημιαθροιστής θα προσθέσει τα δύο πρώτα δεξιά δυαδικά ψηφία 0 και 1, ο πρώτος αθροιστής θα προσθέσει τα δύο επόμενα δυαδικά 1 και 1 και θα μπορεί να λάβει υπόψη και τυχόν κρατούμενο από την προηγούμενη πρόσθεση και ο δεύτερος αθροιστής θα συνεχίσει

την ίδια διαδικασία για τα δύο τελευταία ψηφία του παραδείγματος **0** και **1**. Το σχηματικό διάγραμμα που υλοποιεί το ανωτέρω κύκλωμα είναι:



Σχήμα 8.3. Σχηματικό διάγραμμα για υλοποίηση παράλληλου αθροιστή

### 8.2.4. Κύκλωμα Ημιαφαιρέτη και Κύκλωμα Πλήρους Αφαιρέτη

Ο ημιαφαιρέτης, κατ' αντιστοιχία με τον ημιαθροιστή, υλοποιεί την πράξη της αφαίρεσης μεταξύ δύο μονοψηφίων δυαδικών αριθμών. Ο πίνακας αλήθειας και το σχηματικό του διάγραμμα δίδονται κατωτέρω

ΕΙΣΟΔΟΙ		ΕΞΟΔΟΙ	
Δυαδικό για αφαίρεση		Διαφορά	Δανεικό ψηφίο
A Μειωτέος	B Αφαιρετέος	D <sub>0</sub>	B <sub>0</sub>
0	0	0	0
0	1	1	1
1	0	1	0
1	1	0	0

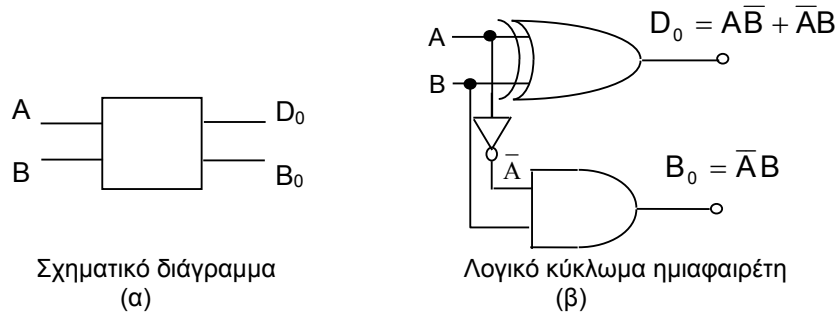
Πίνακας 8.3. Πίνακας Αλήθειας Ημιαφαιρέτη

Στον πίνακα αλήθειας το A είναι ο μειωτέος, το B ο αφαιρετέος, το D η διαφορά και το B<sub>0</sub> το δανεικό.

Οι λογικές συναρτήσεις που εξάγονται από τον πίνακα αλήθειας για τον ημιαφαιρέτη είναι:

$$D_0 = A \oplus B \text{ και } B_0 = \bar{A} * B$$

Παρατηρούμε εδώ ότι το λογικό κύκλωμα που υλοποιεί τις λογικές συναρτήσεις είναι όμοιο με αυτό του ημιαθροιστή, με μόνη διαφορά την προσθήκη ενός αντιστροφέα στην είσοδο της πύλης AND όπου αντί του (A) χρησιμοποιείται ως είσοδος το ( $\bar{A}$ ).



Σχήμα 8.4. Ημιαφαιρέτης.

Εάν θέλουμε να υλοποιήσουμε τον πίνακα αλήθειας του πλήρους αφαιρέτη, ο οποίος λαμβάνει υπόψη του και το δανεικό ψηφίο που μπορεί να υπάρχει από προηγούμενη πράξη αφαίρεσης, τότε αυτός θα έχει τη μορφή:

ΕΙΣΟΔΟΙ			ΕΞΟΔΟΙ	
A	B	$B_{in}$	$D_0$	$B_0$
0	0	0	0	0
0	0	1	1	1
0	1	0	1	1
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	0
1	1	0	0	0
1	1	1	1	1
			Διαφορά	Δανεικό

Πίνακας 8.4. Πίνακας Αλήθειας Πλήρους Αφαιρέτη

Οι λογικές συναρτήσεις που εξάγονται από τον ανωτέρω πίνακα για τον πλήρη αφαιρέτη είναι:

$$D_0 = A \oplus (B \oplus B_{in}) \quad \text{και} \quad B_0 = B_{in}(A \oplus B) + \bar{A} * B$$

Παρατηρώντας τις λογικές συναρτήσεις και τον πίνακα αλήθειας συμπεραίνουμε ότι ο πλήρης αφαιρέτης θα πρέπει να αποτελείται από τις ίδιες λογικές πύλες και να **έχει την ίδια κυκλωματική δομή** με αυτήν του πλήρους αθροιστή με τη μόνη διαφορά ότι η είσοδος (A) στις πύλες AND του κυκλώματος θα είναι ανεστραμμένη ( $\square$ ).

### 8.3. Πειραματική Διαδικασία

#### 8.3.1. Αντικείμενο - Σκοπός

Ο σκοπός του συγκεκριμένου πειράματος είναι να υλοποιηθεί με διακριτές πύλες το κύκλωμα του ημιαθροιστή, του πλήρους αθροιστή καθώς και με τη χρήση του ολοκληρωμένου 74LS83 να υλοποιηθεί το κύκλωμα ενός 4 bits παράλληλου αθροιστή / αφαιρέτη.

#### 8.3.2. Απαιτούμενος Εξοπλισμός

Ολοκληρωμένα DM74LS08, DM74LS32, DM74LS86, DM74LS83.

Αντιστάσεις των 220 Ω και φωτεινοί ενδείκτες led.

Βολτόμετρο

Πηγή DC ±5V

### 8.3.3. Κυκλώματα ημιαθροιστή και πλήρους αθροιστή

1. Από τα φύλλα δεδομένων επιλέξτε τα κατάλληλα ολοκληρωμένα για να σχεδιάσετε έναν ημιαθροιστή και έναν αθροιστή.
2. Να τροφοδοτηθούν τα IC με την τάση των  $\pm 5V$
3. Τις εξόδους των κυκλωμάτων ημιαθροιστή και πλήρους αθροιστή να τις συνδέσετε μέσω αντιστάσεων με led ώστε να έχετε και οπτική επαλήθευση των αναμενόμενων αποτελεσμάτων. Εφαρμόζοντας στις εισόδους A και B του ημιαθροιστή και στις εισόδους A,B και  $C_{in}$  του πλήρους αθροιστή όλους τους δυνατούς συνδυασμούς συμπληρώστε τους αντίστοιχους πίνακες αλήθειας παρατηρώντας τους φωτεινούς ενδείκτες.

### 8.3.4. Κύκλωμα αθροιστή / αφαιρέτη με την χρήση του IC 74LS83

1. Επιλέξτε το 74LS83 και σχεδιάστε το κάτωθι κύκλωμα στο bread board.
2. Τροφοδοτείστε το IC με την τάση  $\pm 5V$ .
3. Κάντε την πράξη της πρόσθεσης με δύο δεκαδικούς και μετατρέψτε την όλη διαδικασία στο δυαδικό σύστημα. Ελέγξτε το αποτέλεσμα με το κύκλωμα που υλοποιήσατε.
4. Επαναλάβετε την ίδια διαδικασία για την πράξη της αφαίρεσης.

#### ΣΗΜΕΙΩΣΗ :

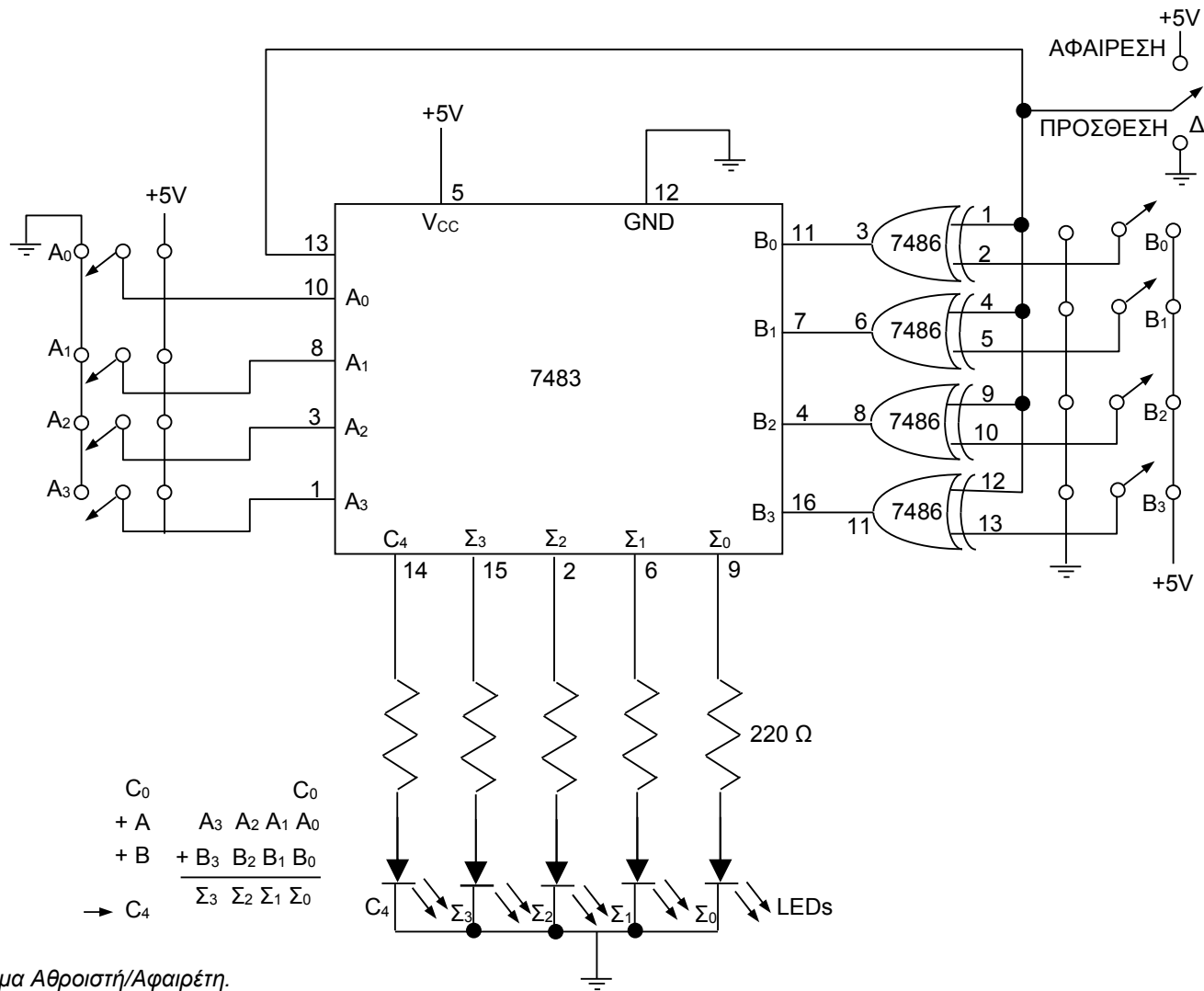
Για να λειτουργήσει το κύκλωμα ως αφαιρέτης, θα πρέπει ο διακόπτης Δ να βρίσκεται στα +5V. Για να επιτευχθεί η αφαίρεση μεταξύ δυαδικών αριθμών αρκεί να βρούμε το συμπλήρωμα ως προς 2 του αφαιρετέου. Ένα τέχνασμα που χρησιμοποιούμε είναι να δημιουργούμε το συμπλήρωμα ως προς 1 με τη χρήση αναστροφέν και εν συνεχεία να θέτουμε το  $C_0 = 1$  το οποίο προστίθεται στο LSB και έτσι λαμβάνουμε το συμπλήρωμα ως προς 2. Δηλαδή τελικά το συμπλήρωμα ως προς 2 ισούται με το συμπλήρωμα ως προς 1+1. Γενικά, το συμπλήρωμα ενός δυαδικού αριθμού ως προς 1, βρίσκεται αν εναλλάξουμε κάθε Bit 1 σε 0 και κάθε bit 0 σε 1. Το συμπλήρωμα ως προς 2 βρίσκεται αν στο συμπλήρωμα ως προς 1 προσθέσουμε 1 στο LSB.

Παράδειγμα

0 0 1 1 0 1 Δυαδικός Αριθμός

1 1 0 0 1 0 Συμπλήρωμα ως προς 1  
+            1

1 1 0 0 1 1 Συμπλήρωμα ως προς 2



Σχήμα 8.5. Κύκλωμα Αθροιστή/Αφαιρέτη.

## DM74LS32 Quad 2-Input OR Gate

### General Description

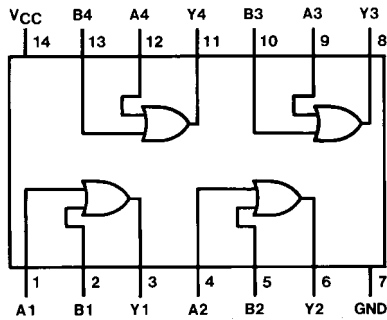
This device contains four independent gates each of which performs the logic OR function.

### Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
DM74LS32M	M14A	14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-120, 0.150 Narrow
DM74LS32SJ	M14D	14-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide
DM74LS32N	N14A	14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.

### Connection Diagram



### Function Table

$$Y = A + B$$

Inputs		Output
A	B	Y
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	H

H = HIGH Logic Level  
L = LOW Logic Level

**Absolute Maximum Ratings**(Note 1)

Supply Voltage	7V
Input Voltage	7V
Operating Free Air Temperature Range	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

**Note 1:** The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the Electrical Characteristics tables are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

**Recommended Operating Conditions**

Symbol	Parameter	Min	Nom	Max	Units
V <sub>CC</sub>	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
V <sub>IH</sub>	HIGH Level Input Voltage	2			V
V <sub>IL</sub>	LOW Level Input Voltage			0.8	V
I <sub>OH</sub>	HIGH Level Output Current			-0.4	mA
I <sub>OL</sub>	LOW Level Output Current			8	mA
T <sub>A</sub>	Free Air Operating Temperature	0		70	°C

**Electrical Characteristics**

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 2)	Max	Units
V <sub>I</sub>	Input Clamp Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>I</sub> = -18 mA			-1.5	V
V <sub>OH</sub>	HIGH Level Output Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OH</sub> = Max V <sub>IH</sub> = Min	2.7	3.4		V
V <sub>OL</sub>	LOW Level Output Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OL</sub> = Max V <sub>IL</sub> = Max I <sub>OL</sub> = 4 mA, V <sub>CC</sub> = Min		0.35 0.25	0.5 0.4	V
I <sub>I</sub>	Input Current @ Max Input Voltage	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 7V			0.1	mA
I <sub>IH</sub>	HIGH Level Input Current	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 2.7V			20	μA
I <sub>IL</sub>	LOW Level Input Current	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 0.4V			-0.36	mA
I <sub>OS</sub>	Short Circuit Output Current	V <sub>CC</sub> = Max (Note 3)	-20		-100	mA
I <sub>CCH</sub>	Supply Current with Outputs HIGH	V <sub>CC</sub> = Max		3.1	6.2	mA
I <sub>CCL</sub>	Supply Current with Outputs LOW	V <sub>CC</sub> = Max		4.9	9.8	mA

**Note 2:** All typicals are at V<sub>CC</sub> = 5V, T<sub>A</sub> = 25°C.

**Note 3:** Not more than one output should be shorted at a time, and the duration should not exceed one second.

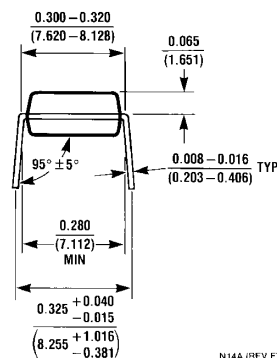
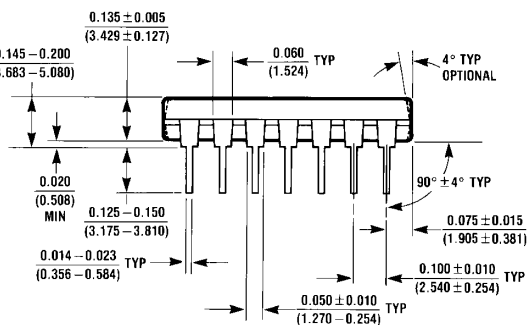
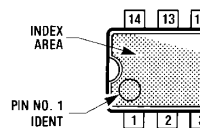
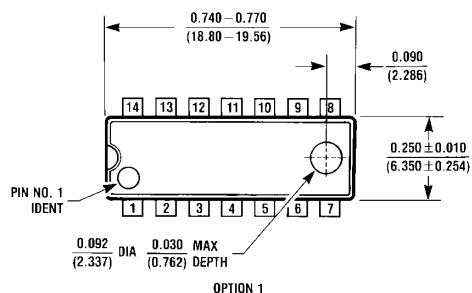
**Switching Characteristics**

at V<sub>CC</sub> = 5V and T<sub>A</sub> = 25°C

Symbol	Parameter	R <sub>L</sub> = 2 kΩ				Units
		C <sub>L</sub> = 15 pF		C <sub>L</sub> = 50 pF		
		Min	Max	Min	Max	
t <sub>PLH</sub>	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output	3	11	4	15	ns
t <sub>PHL</sub>	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output	3	11	4	15	ns



**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



N14A (REV F)

**14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide Package Number N14A**

Fairchild does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and Fairchild reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

**LIFE SUPPORT POLICY**

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

[www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com)

[www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com)

## DM74LS83A 4-Bit Binary Adder with Fast Carry

### General Description

These full adders perform the addition of two 4-bit binary numbers. The sum ( $\Sigma$ ) outputs are provided for each bit and the resultant carry (C4) is obtained from the fourth bit. These adders feature full internal look ahead across all four bits. This provides the system designer with partial look-ahead performance at the economy and reduced package count of a ripple-carry implementation.

The adder logic, including the carry, is implemented in its true form meaning that the end-around carry can be accomplished without the need for logic or level inversion.

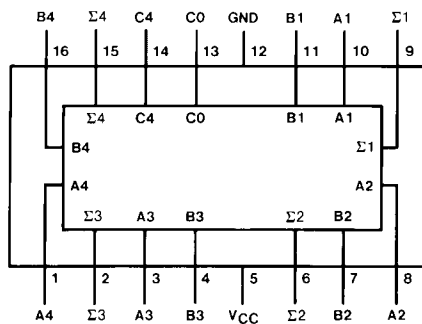
### Features

- Full-carry look-ahead across the four bits
- Systems achieve partial look-ahead performance with the economy of ripple carry
- Typical add times
  - Two 8-bit words 25 ns
  - Two 16-bit words 45 ns
- Typical power dissipation per 4-bit adder 95 mW

### Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
DM74LS83AN	N16E	16-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide

### Connection Diagram





**Absolute Maximum Ratings**(Note 1)

Supply Voltage	7V
Input Voltage	7V
Operating Free Air Temperature Range	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

**Note 1:** The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the Electrical Characteristics tables are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

**Recommended Operating Conditions**

Symbol	Parameter	Min	Nom	Max	Units
$V_{CC}$	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
$V_{IH}$	HIGH Level Input Voltage	2			V
$V_{IL}$	LOW Level Input Voltage			0.8	V
$I_{OH}$	HIGH Level Output Current			-0.4	mA
$I_{OL}$	LOW Level Output Current			8	mA
$T_A$	Free Air Operating Temperature	0		70	°C

**Electrical Characteristics**

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 2)	Max	Units
$V_I$	Input Clamp Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, I_I = -18 \text{ mA}$			-1.5	V
$V_{OH}$	HIGH Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, I_{OH} = \text{Max}$ $V_{IL} = \text{Max}, V_{IH} = \text{Min}$	2.7	3.4		V
$V_{OL}$	LOW Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, I_{OL} = \text{Max}$ $V_{IL} = \text{Max}, V_{IH} = \text{Min}$ $I_{OL} = 4 \text{ mA}, V_{CC} = \text{Min}$		0.35 0.25	0.5 0.4	V
$I_I$	Input Current @ Max Input Voltage	$V_{CC} = \text{Max}$ $V_I = 7V$	A or B C0		0.2 0.1	mA
$I_{IH}$	HIGH Level Input Current	$V_{CC} = \text{Max}$ $V_I = 2.7V$	A or B C0		40 20	$\mu\text{A}$
$I_{IL}$	LOW Level Input Current	$V_{CC} = \text{Max}$ $V_I = 0.4V$	A or B C0		-0.8 -0.4	mA
$I_{OS}$	Short Circuit Output Current	$V_{CC} = \text{Max}$ (Note 3)	-20		-100	mA
$I_{CC1}$	Supply Current	$V_{CC} = \text{Max}$ (Note 4)		19	34	mA
$I_{CC2}$	Supply Current	$V_{CC} = \text{Max}$ (Note 5)		22	39	mA

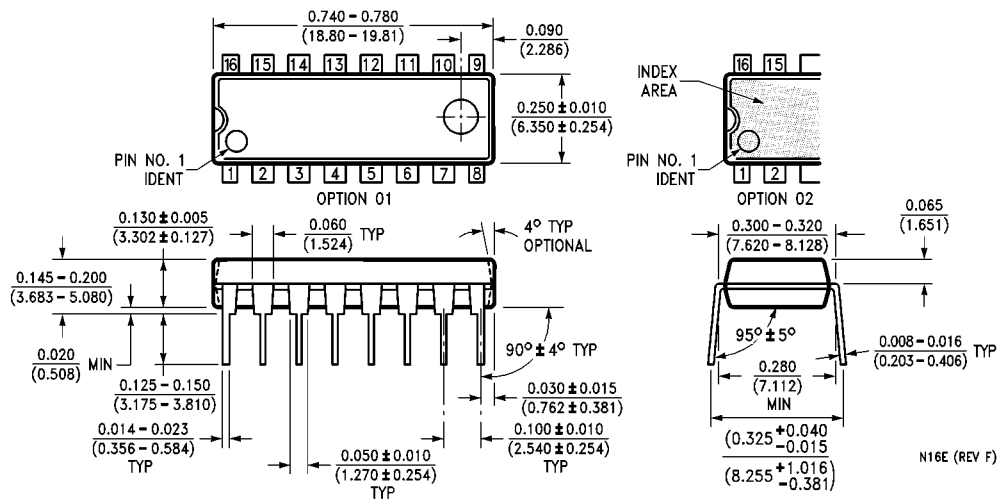
**Note 2:** All typicals are at  $V_{CC} = 5V, T_A = 25^\circ\text{C}$ .

**Note 3:** Not more than one output should be shorted at a time, and the duration should not exceed one second.

**Note 4:**  $I_{CC1}$  is measured with all outputs open, all B inputs LOW and all other inputs at 4.5V, or all inputs at 4.5V.

**Note 5:**  $I_{CC2}$  is measured with all outputs OPEN and all inputs grounded.

**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted



**16-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide Package Number N16E**

N16E (REV F)

Fairchild does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and Fairchild reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

**LIFE SUPPORT POLICY**

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

[www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com)

[www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com)

# DM74LS86

## Quad 2-Input Exclusive-OR Gate

### General Description

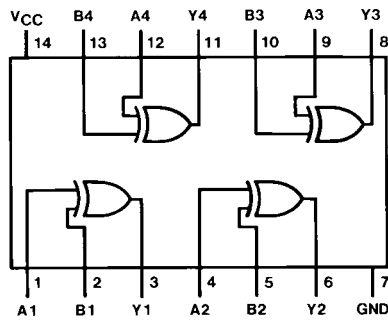
This device contains four independent gates each of which performs the logic exclusive-OR function.

### Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
DM74LS86M	M14A	14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-120, 0.150 Narrow
DM74LS86SJ	M14D	14-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide
DM74LS86N	N14A	14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.

### Connection Diagram



### Function Table

$$Y = A \oplus B = \bar{A}B + A\bar{B}$$

Inputs		Output
A	B	Y
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	L

H = HIGH Logic Level  
L = LOW Logic Level

**Absolute Maximum Ratings**(Note 1)

Supply Voltage	7V
Input Voltage	7V
Operating Free Air Temperature Range	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

**Note 1:** The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the Electrical Characteristics tables are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

**Recommended Operating Conditions**

Symbol	Parameter	Min	Nom	Max	Units
V <sub>CC</sub>	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
V <sub>IH</sub>	HIGH Level Input Voltage	2			V
V <sub>IL</sub>	LOW Level Input Voltage			0.8	V
I <sub>OH</sub>	HIGH Level Output Current			-0.4	mA
I <sub>OL</sub>	LOW Level Output Current			8	mA
T <sub>A</sub>	Free Air Operating Temperature	0		70	°C

**Electrical Characteristics**

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 2)	Max	Units
V <sub>I</sub>	Input Clamp Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>I</sub> = -18 mA			-1.5	V
V <sub>OH</sub>	HIGH Level Output Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OH</sub> = Max, V <sub>IL</sub> = Max, V <sub>IH</sub> = Min	2.7	3.4		V
V <sub>OL</sub>	LOW Level Output Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OL</sub> = Max, V <sub>IL</sub> = Max, V <sub>IH</sub> = Min		0.35	0.5	V
		I <sub>OL</sub> = 4 mA, V <sub>CC</sub> = Min		0.25	0.4	
I <sub>I</sub>	Input Current @ Max Input Voltage	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 7V			0.2	mA
I <sub>IH</sub>	HIGH Level Input Current	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 2.7V			40	μA
I <sub>IL</sub>	LOW Level Input Current	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 0.4V			-0.6	mA
I <sub>OS</sub>	Short Circuit Output Current	V <sub>CC</sub> = Max (Note 3)	-20		-100	mA
I <sub>CCH</sub>	Supply Current with Outputs HIGH	V <sub>CC</sub> = Max (Note 4)		6.1	10	mA
I <sub>CCL</sub>	Supply Current with Outputs LOW	V <sub>CC</sub> = Max (Note 5)		9	15	mA

**Note 2:** All typicals are at V<sub>CC</sub> = 5V, T<sub>A</sub> = 25°C.

**Note 3:** Not more than one output should be shorted at a time, and the duration should not exceed one second.

**Note 4:** I<sub>CCH</sub> is measured with all outputs OPEN, one input at each gate at 4.5V, and the other inputs grounded.

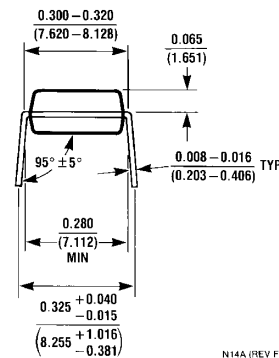
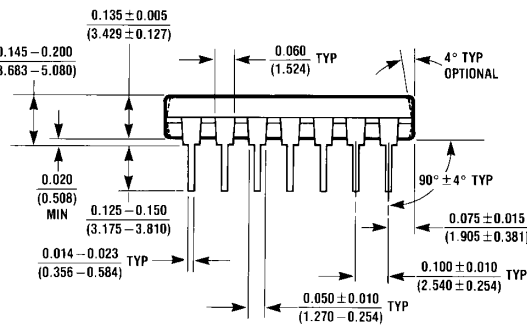
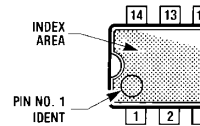
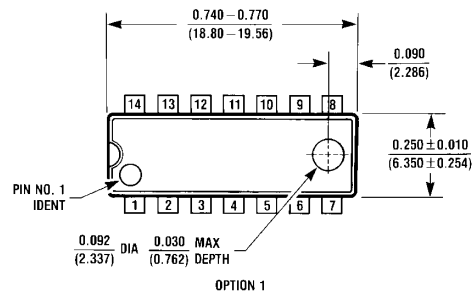
**Note 5:** I<sub>CCL</sub> is measured with all outputs OPEN and all inputs grounded.

**Switching Characteristics**

at V<sub>CC</sub> = 5V and T<sub>A</sub> = 25°C

Symbol	Parameter	Conditions	R <sub>L</sub> = 2 kΩ				Units
			C <sub>L</sub> = 15 pF		C <sub>L</sub> = 50 pF		
			Min	Max	Min	Max	
t <sub>PLH</sub>	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output	Other Input		18		23	ns
t <sub>PHL</sub>	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output	Low		17		21	ns
t <sub>PLH</sub>	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output	Other Input		10		15	ns
t <sub>PHL</sub>	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output	High		12		15	ns

**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



N14A (REV F)

**14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide Package Number N14A**

Fairchild does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and Fairchild reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

**LIFE SUPPORT POLICY**

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

[www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com)

[www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com)



## 9. Δεκαδικός Απαριθμητής

### 9.1. Γενικά

Απαριθμητής είναι ένα ψηφιακό κύκλωμα - αποτελούμενο από συνδυασμό λογικών πυλών και ενός αριθμού flip-flop - το οποίο μπορεί να μετρά τον αριθμό των παλμών (ενός ρολογιού ή μιας γεννήτριας) οι οποίοι εφαρμόζονται στην είσοδό του. Υπάρχουν δυο ειδών απαριθμητές: οι **ασύγχρονοι** και οι **σύγχρονοι**.

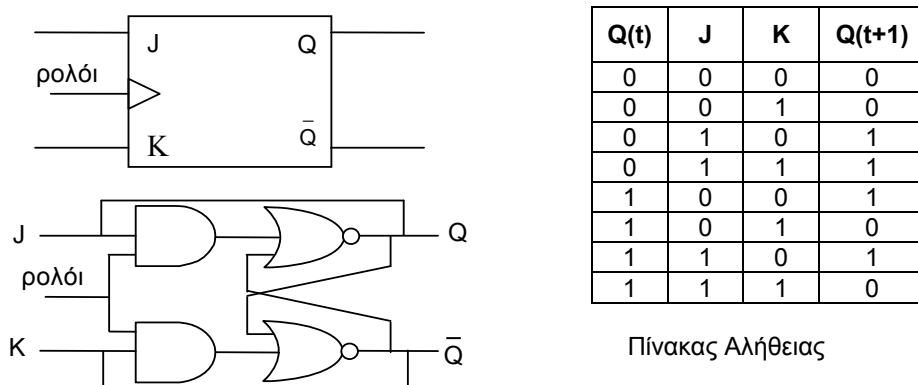
#### 9.1.1. Σύγχρονος και ασύγχρονος απαριθμητής

Οι ασύγχρονοι απαριθμητές είναι σειριακοί απαριθμητές και χαρακτηρίζονται έτσι διότι το αρχικό σήμα clock εφαρμόζεται αποκλειστικά στο πρώτο flip-flop (FF) ενώ τα υπόλοιπα FFs διεγείρονται από σήμα clock το οποίο παράγεται στην έξοδο των FF που προηγούνται. Αν έχουμε συνδεδεμένα σε σειρά τέσσερα FF με χρόνο καθυστέρησης  $t_d$  το καθένα, τότε το τέταρτο FF θα ανταποκρίνεται μετά από χρόνο  $3 \cdot t_d$  και το χρησιμοποιούμενο clock θα πρέπει να έχει συχνότητα  $f_{max} \leq 1/(4 \cdot t_d)$

Οι σύγχρονοι απαριθμητές είναι παράλληλοι απαριθμητές και χαρακτηρίζονται έτσι διότι το σήμα clock εφαρμόζεται ταυτόχρονα σε όλες τις εισόδους clock των FF από τα οποία αυτοί αποτελούνται. Με τους σύγχρονους απαριθμητές, όπως γίνεται αντιληπτό, δεν υφίσταται καθυστέρηση μετάδοσης δεδομένων και άρα είναι ταχύτεροι συγκρινόμενοι με τους ασύγχρονους.

#### 9.1.2. Flip – Flop τύπου J-K

Τα στοιχεία μνήμης που χρησιμοποιούνται στα ακολουθιακά κυκλώματα με ρολόι (flip-flops) παρουσιάζονται αναλυτικά στις σημειώσεις θεωρίας – Ψηφιακά Κυκλώματα σελ. 38-41. Στο σχήμα 9.1 παρουσιάζεται το βασικό κύκλωμα J-K flip-flop καθώς και ο πίνακας αλήθειας.



Σχήμα 9.1. Flip-Flop τύπου J-K και Πίνακας Αλήθειας.

#### 9.1.3. Διαδικασία αρίθμησης – Αριθμός Mod

Όταν αναφερόμαστε στον αριθμό mod κυκλώματος απαριθμητή, αναφερόμαστε στον αριθμό αλλαγής καταστάσεων που υφίσταται ένας απαριθμητής μέχρις ότου συμπληρώσει ένα πλήρη κύκλο μέτρησης πριν επανέλθει στην αρχική του κατάσταση. Αυξάνοντας τον αριθμό των FF κυκλώματος απαριθμητή αυξάνεται ταυτόχρονα και ο αριθμός mod σύμφωνα με την σχέση:

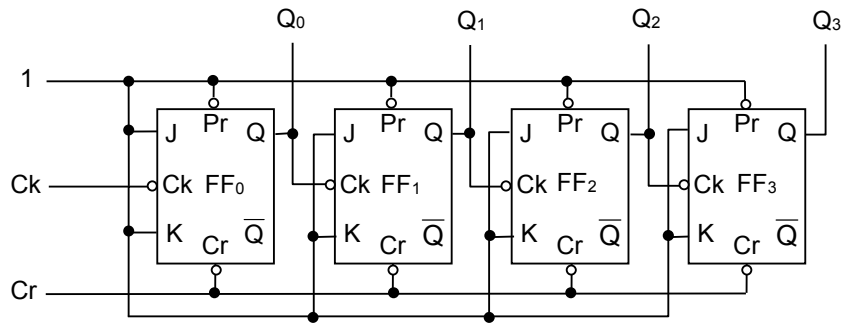
$$\text{αριθμός mod} = 2N \quad \text{όπου } N = \text{αριθμός FF.}$$

## 9.2. Ασύγχρονος απαριθμητής

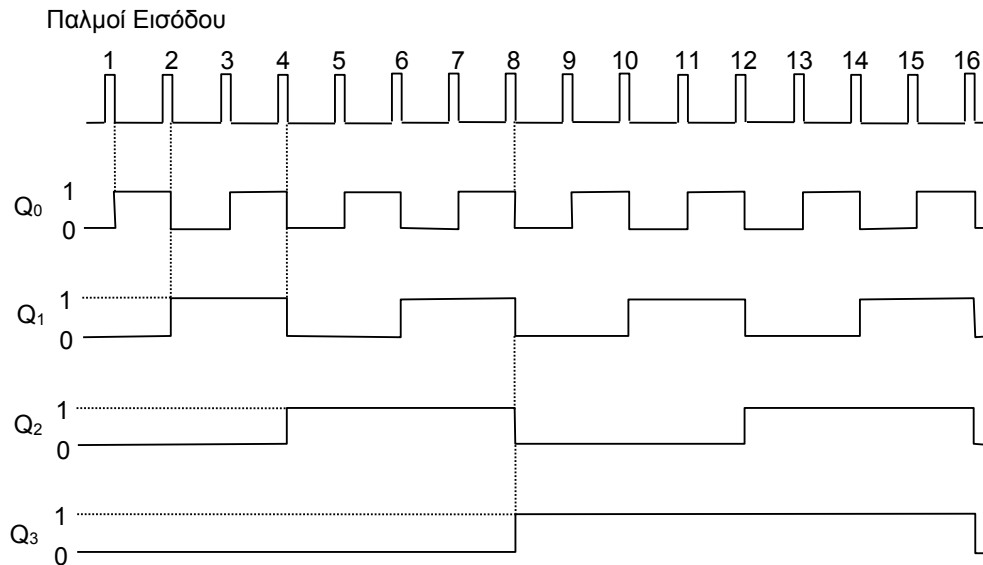
Στο σχήμα 9.2(α) παρουσιάζεται ένας απλός ασύγχρονος απαριθμητής ο οποίος αποτελείται από τέσσερα FF (J-K). Όλες οι εισόδους J-K και Pr (Preset ή Set) είναι συνδεδεμένες με την τάση τροφοδοσίας (δηλ. λογικό 1), η Cr (Clear ή Reset) είναι και αυτή σε κατάσταση 1 και τίθεται σε κατάσταση 0 κάθε φορά που επιθυμούμε να μηδενίσουμε τον απαριθμητή. Κάθε FF αλλάζει κατάσταση (Toggle) κατά την πτώση της τάσης του παλμού του ρολογιού, ενώ κατά την άνοδο της τάσης του παλμού απλώς αποθηκεύεται η πληροφορία και δεν αλλάζει η κατάσταση στην έξοδο Q.

Έτσι με αναφορά στο κύκλωμα του σχήματος 9.2(α), τη χρονική στιγμή της πτώσης της τάσης του πρώτου παλμού του ρολογιού, η έξοδος Q0 του FF0 γίνεται 1 ενώ η έξοδος Q1 του FF1 παραμένει ανεπηρέαστη. Στη συνέχεια, κατά την πτώση της τάσης του δεύτερου παλμού του ρολογιού, η έξοδος Q0 του FF0 γίνεται 0 και αυτό επιδρά στο FF1 ανατρέποντας την κατάστασή του λόγω της πτώσης της τάσης του παλμού στο Ck του. Η ίδια διαδικασία ακολουθείται και στους επόμενους παλμούς με αποτέλεσμα την ενεργοποίηση των υπόλοιπων FF και την καταγραφή του πλήθους των παλμών στις εξόδους του κυκλώματος.

Η παραπάνω λειτουργία του κυκλώματος περιγράφεται αναλυτικά από τον πίνακα αλήθειας του κυκλώματος (βλ. 9.2(γ)) και το διάγραμμα χρονισμού (βλ. 9.2(β)).



Σχήμα 9.2(α). Ασύγχρονος απαριθμητής.



Σχήμα 9.2(β) Διάγραμμα χρονισμού ασύγχρονου απαριθμητή.

Πίνακας Αλήθειας του Κυκλώματος του Ασύγχρονου Απαριθμητή				
Είσοδος Ρολογιού	Έξοδος Q <sub>0</sub>	Έξοδος Q <sub>1</sub>	Έξοδος Q <sub>2</sub>	Έξοδος Q <sub>3</sub>
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1
10	0	1	0	1
11	1	1	0	1
12	0	0	1	1
13	1	0	1	1
14	0	1	1	1
15	1	1	1	1
16	0	0	0	0

Πίνακας 9.2(γ). Πίνακας Αλήθειας του Κυκλώματος του Ασύγχρονου Απαριθμητή.

### 9.2.1. Διάρθρωση συχνότητας.

Σε οποιονδήποτε ασύγχρονο απαριθμητή η συχνότητα εξόδου του περισσότερο σημαντικού FF (MSB) θα είναι ίση με την συχνότητα εισόδου του clock στο λιγότερο σημαντικό FF (LSB) δια του αριθμού mod του απαριθμητή. Δηλαδή αν έχουμε διάταξη τεσσάρων FF συνδεδεμένων σε σειρά (βλέπε σχήμα 9.2(α)) και το clock έχει συχνότητα 16KHz τότε η συχνότητα εξόδου του κάθε FF θα είναι:

$$FF1 = 8\text{KHz} \quad FF2 = 4\text{KHz} \quad FF3 = 2\text{KHz} \quad FF4 = 1\text{KHz}$$

Από το διάγραμμα χρονισμού του ασύγχρονου απαριθμητή (σχήμα 9.1(β)) διαπιστώνουμε ότι το FF0 είναι ένας διαιρέτης συχνότητας δια δύο (2) διότι κατά τη διάρκεια των δεκαέξι (16) παλμών ρολογιού που δέχεται στην είσοδό του, βγάζει στην έξοδό του (Q0) οκτώ (8) παλμούς. Το FF0 είναι δηλαδή ένας διαιρέτης συχνότητας δια δύο (2) ή απαριθμητής διαίρεσης δια δύο (2).

Αντίστοιχα, το FF1 είναι διαιρέτης συχνότητας (απαριθμητής διαίρεσης) δια τέσσερα (4) διότι για τους δεκαέξι παλμούς εισόδου εμφανίζει στην έξοδό του μόνο τέσσερις (4) παλμούς.

Το FF2 είναι διαιρέτης συχνότητας (απαριθμητής διαίρεσης) δια οκτώ (8) διότι για τους δεκαέξι παλμούς εισόδου εμφανίζει στην έξοδό του μόνο δύο (2) παλμούς.

Τέλος το FF3 είναι διαιρέτης συχνότητας (απαριθμητής διαίρεσης) δια δεκαέξι (16) διότι για τους δεκαέξι παλμούς εισόδου εμφανίζει στην έξοδό του μόνο ένα (1) παλμό.

### 9.3. Σύγχρονος απαριθμητής.

Όπως αναφέρθηκε στην εισαγωγή, με τους σύγχρονους απαριθμητές παρακάμπτεται το πρόβλημα της καθυστέρησης της μετάδοσης της πληροφορίας αλλά θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί κάποιο επιπρόσθετο λογικό κύκλωμα το οποίο θα καθορίζει πότε ένα FF θα αλλάζει κατάσταση όταν δέχεται τον παλμό του ρολογιού (Ck).

Στο σχήμα 9.3(α) παρουσιάζεται ένας τύπος απλού σύγχρονου απαριθμητή ο οποίος αποτελείται από τέσσερα FF (J-K). Όλες οι εισόδους Pr (Preset ή Set) είναι συνδεδεμένες με την τάση τροφοδοσίας (δηλ. λογικό 1), η Cr (Clear ή Reset) είναι και αυτή σε κατάσταση 1 και τίθεται σε κατάσταση 0 κάθε φορά που επιθυμούμε να μηδενίσουμε τον απαριθμητή.

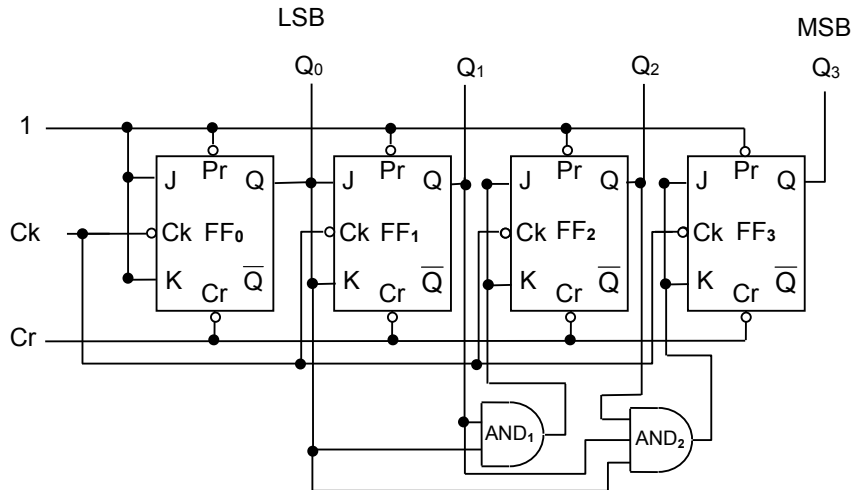
Σε συνδυασμό με τον Πίνακα αλήθειας 9.3(β), παρατηρούμε ότι :

Ο κοινός παλμός του ρολογιού ενεργοποιεί όλα τα FF συγχρόνως. Η κατάσταση όμως της εξόδου του καθενός από αυτά εξαρτάται από τις τιμές των J-K την χρονική στιγμή που δέχονται τον παλμό του ρολογιού. Για την κατάσταση όπου  $J=K=0$  το FF παραμένει αμετάβλητο. Για την κατάσταση όπου  $J=K=1$  το FF αντιστρέφεται.

Έτσι στο FF0 το Q0 αλλάζει κατάσταση ( $J=K=1$ ) σε κάθε πτώση του παλμού του ρολογιού (Παλμός μέτρησης).

**Πίνακας 8.3. Πίνακας Αλήθειας Ημιαφαιρέτη**

Στο FF1 το Q1 αλλάζει κατάσταση όταν  $Q0=1$  κατά την πτώση του παλμού μέτρησης. Για παράδειγμα, αν η μέτρηση είναι 1000, η πτώση του επόμενου παλμού πρέπει να οδηγήσει το Q1 σε κατάσταση "1". Αυτό γίνεται συνδέοντας την έξοδο Q0 στα J-K του FF1.



Σχήμα 9.3(α). Σύγχρονος απαριθμητής (Ολοκληρωμένο 7476).

Είσοδος Ρολογιού	Έξοδος Q <sub>0</sub>	Έξοδος Q <sub>1</sub>	Έξοδος Q <sub>2</sub>	Έξοδος Q <sub>3</sub>
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1
10	0	1	0	1
11	1	1	0	1
12	0	0	1	1
13	1	0	1	1
14	0	1	1	1
15	1	1	1	1
16	0	0	0	0

Πίνακας 9.3(β). Πίνακας Αλήθειας του Κυκλώματος του Σύγχρονου Απαριθμητή.

Στο FF2 το Q2 αλλάζει κατάσταση όταν  $Q0 \cdot Q1=1$  κατά την πτώση του παλμού μέτρησης. Για παράδειγμα, αν η μέτρηση είναι 1100, η πτώση του επόμενου παλμού πρέπει να

οδηγήσει το Q2 σε κατάσταση "1". Αυτό επιτυγχάνεται με τη βοήθεια της πύλης AND1 η οποία παράγει στη έξοδο της Q0.Q1 και οδηγεί τα J-K του FF2.

Τέλος στο FF3 το Q3 αλλάζει κατάσταση όταν Q0.Q1.Q2="1" κατά την πτώση του παλμού μέτρησης. Για παράδειγμα, αν η μέτρηση είναι 1110, η πτώση του επόμενου παλμού πρέπει να οδηγήσει το Q3 σε κατάσταση "1". Αυτό επιτυγχάνεται με τη βοήθεια της πύλης AND2 η οποία παράγει στη έξοδο της Q0.Q1.Q2 και οδηγεί τα J-K του FF3.

## 9.4. Διαδικασία Άσκησης.

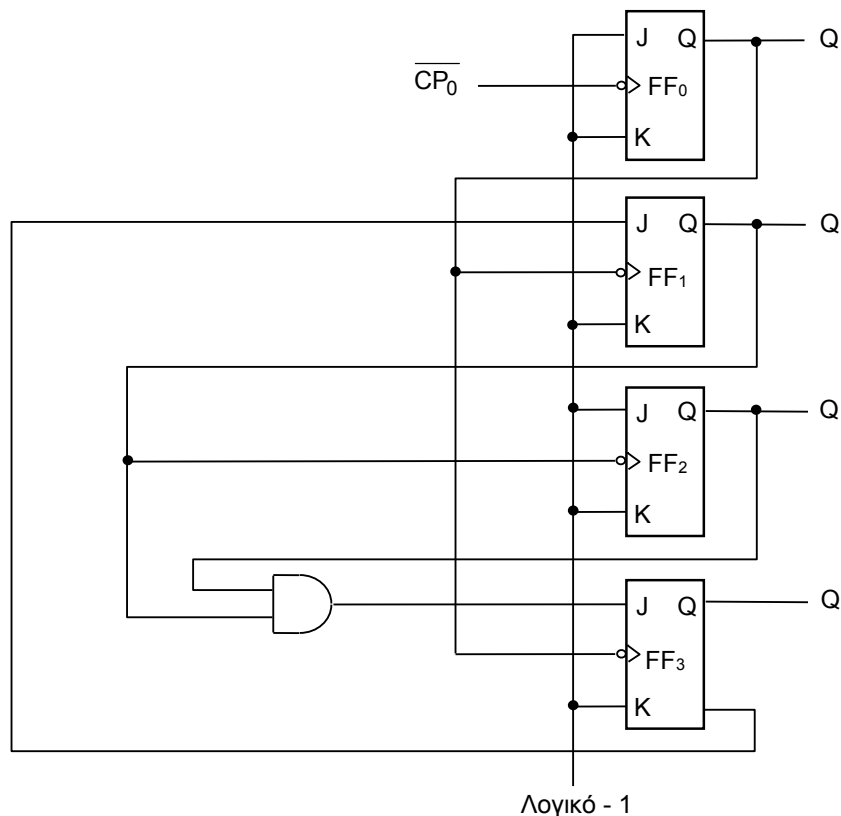
### 9.4.1. Ασύγχρονος δεκαδικός απαριθμητής.

#### 9.4.1.1. Θεωρητική υποδομή

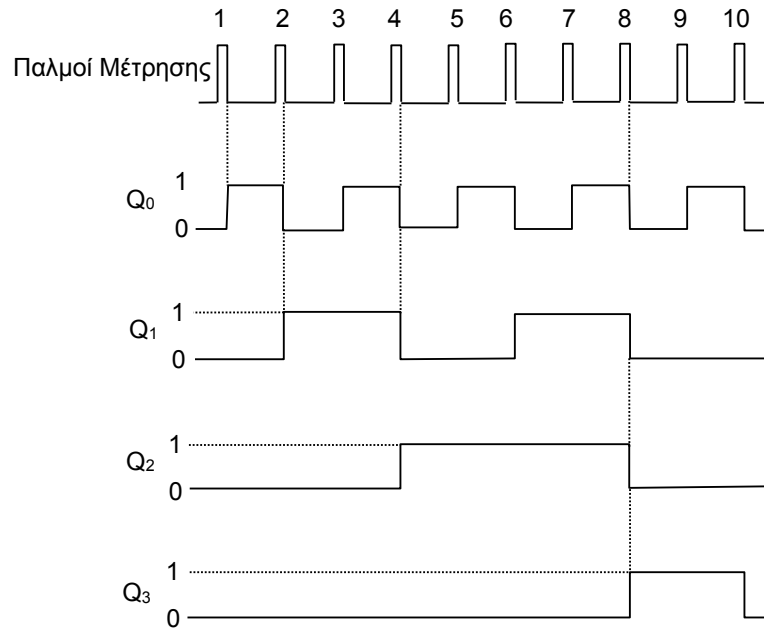
Ένας απαριθμητής που έχει 10 διακριτές καταστάσεις (mod 10) στον κύκλο μέτρησής του είναι δεκαδικός απαριθμητής. Αν ένας δεκαδικός απαριθμητής μετρά από το  $(0000)_2$  έως το  $(1001)_2$ , τότε αυτός ονομάζεται BCD (Binary Code Decimal) απαριθμητής γιατί μετρά μόνο τους 10 πρώτους αριθμούς (010 – 910) του κώδικα BCD.

Τελικά κάθε απαριθμητής mod 10 είναι ένας Δεκαδικός Απαριθμητής και οποιοσδήποτε απαριθμητής που μετρά από  $(0000)_2$  έως  $(1001)_2$  είναι ένας BCD απαριθμητής.

Από το διάγραμμα χρονισμού (σχήμα 9.4(β)) του ασύγχρονου BCD απαριθμητή (σχήμα 9.4(α)) διαπιστώνουμε ότι το FF0 είναι ένας διαιρέτης συχνότητας (απαριθμητής διαίρεσης) δια δύο (2) διότι κατά τη διάρκεια των δέκα (10) παλμών ρολογιού που δέχεται στην είσοδό του, βγάζει στην έξοδό του (Q0) πέντε (5) παλμούς. Το FF3 είναι διαιρέτης συχνότητας (απαριθμητής διαίρεσης) δια δέκα (10) διότι για τους δέκα παλμούς εισόδου εμφανίζει στην έξοδό του μόνο ένα (1) παλμό.



Σχήμα 9.4(α). Ασύγχρονος δεκαδικός BCD απαριθμητής.



Σχήμα 9.4(β). Διάγραμμα χρονισμού ασύγχρονου δεκαδικού BCD απαριθμητή.

Περισσότερες λεπτομέρειες για τη λειτουργία του παραπάνω απαριθμητή βλέπε σημειώσεις θεωρίας – Ψηφιακά Κυκλώματα σελ. 52-53.

Σημείωση: Είναι πολύ σημαντικό να καταλάβουμε τη διαφορά μεταξύ μετατροπής ενός δεκαδικού αριθμού στο δυαδικό σύστημα και μιας δυαδικής κωδικοποίησης του δεκαδικού αριθμού. Η μετατροπή του δεκαδικού 13 σε δυαδικό είναι: 1101, ενώ η αναπαράσταση του 13 με τον κώδικα BCD είναι: 0001 0011.

#### 9.4.1.2. Ολοκληρωμένο 7490 - Ασύγχρονος BCD Απαριθμητής

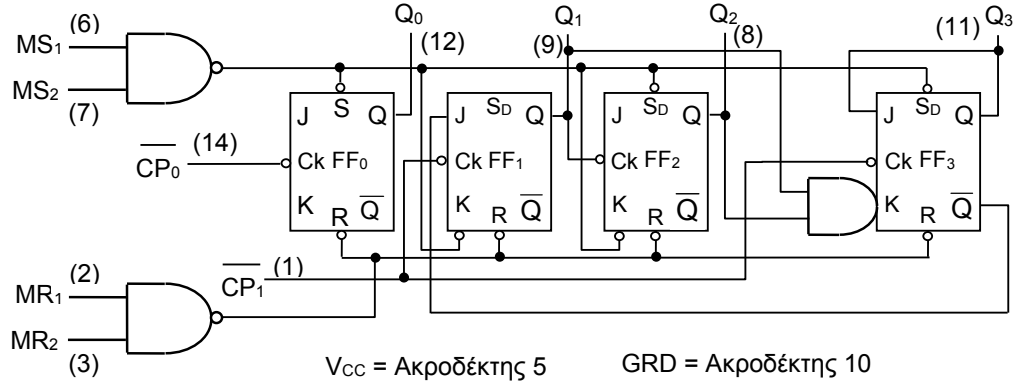
Στην άσκηση θα χρησιμοποιήσουμε ως ασύγχρονο BCD απαριθμητή το ολοκληρωμένο κύκλωμα 7490. Το κύκλωμα αυτό είναι ένας BCD απαριθμητής 4-bits.

Αποτελείται από 4 FF τύπου Master-Slave διασυνδεδεμένα έτσι ώστε να δίνουν δύο ανεξάρτητα μεταξύ τους τμήματα, ένα τμήμα διαίρεσης συχνότητας δια δύο (2) και ένα τμήμα διαίρεσης συχνότητας δια πέντε (5). Κάθε τμήμα έχει ξεχωριστή είσοδο ρολογιού ( $\overline{CP}_0$  και  $\overline{CP}_1$ ).

Προβλέπονται επίσης δύο είσοδοι (MR1 και MR2) οι οποίες μέσω μιας πύλης NAND εκκαθαρίζουν όλα τα FF. Δηλαδή όταν MR1 = MR2 = "1" τότε ο απαριθμητής εκκαθαρίζεται. Για οποιαδήποτε άλλη κατάσταση των MR1 και MR2 ο απαριθμητής λειτουργεί ελεύθερα. Ομοίως, προβλέπονται δύο είσοδοι (MS1 και MS2) οι οποίες μέσω μιας πύλης NAND θέτουν τον απαριθμητή στην κατάσταση Q0= "1", Q1= "0", Q2= "0", Q3= "1", δηλαδή στο δεκαδικό εννέα (9) όταν MS1 = MS2 = "1". Για οποιαδήποτε άλλη κατάσταση των MS1 και MS2 ο απαριθμητής λειτουργεί ελεύθερα ή σύμφωνα με την κατάσταση που του επιβάλλουν οι είσοδοι MR1 και MR2.

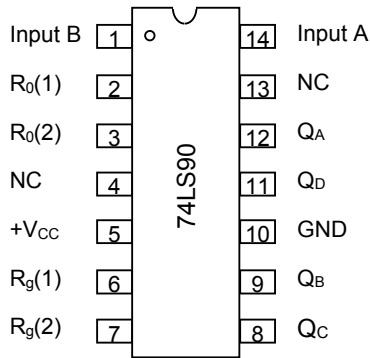
Η διαφορά μεταξύ του ολοκληρωμένου 7490 του σχήματος 9.5 και του κυκλώματος του σχήματος 9.3(α) είναι η εξής: επειδή η έξοδος του 7490 από το τμήμα διαίρεσης συχνότητας δια δύο (2), δηλ. από το FF0, δεν συνδέεται εσωτερικά στις επόμενες βαθμίδες, η διάταξη μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την υλοποίηση διαφορετικών κυκλωμάτων. Για να λειτουργήσει το 7490 σαν ασύγχρονος BCD απαριθμητής όπως και αυτός του σχήματος 9.3(α) θα πρέπει η είσοδος  $\overline{CP}_1$  να συνδεθεί εξωτερικά με την έξοδο Q0. Οι παλμοί ρολογιού εισόδου πρέπει τότε να συνδεθούν στην είσοδο  $\overline{CP}_0$ .

Για να λειτουργήσει το 7490 ως διαιρέτης συχνότητας δια δύο (2) ή δια πέντε (5) δεν χρειάζονται εξωτερικές συνδέσεις. Για τη διαίρεση δια δύο, οι παλμοί ρολογιού εισόδου εφαρμόζονται στην είσοδο  $\overline{CP_0}$  και η έξοδος λαμβάνεται από την έξοδο Q0 του FF0. Για τη διαίρεση δια πέντε, οι παλμοί ρολογιού εισόδου εφαρμόζονται στην είσοδο  $\overline{CP_1}$  και η έξοδος λαμβάνεται από την έξοδο Q3 του FF3.



Σχήμα 9.5(α). Λογικό διάγραμμα ολοκληρωμένου κυκλώματος 7490.

**9.4.1.3. Η χωροδιάταξη του ολοκληρωμένου κυκλώματος**



Σχήμα 9.5(β). Ολοκληρωμένο 7490

Στο ολοκληρωμένο 7490 του οποίου οι ακροδέκτες φαίνονται στο σχήμα 9.5(β) συνδέστε :

Τον ακροδέκτη 5 στην τροφοδοσία  $V_{CC}=+5V$  και τον ακροδέκτη 10 στη γη (GND).

Βραχυκυκλώστε τον ακροδέκτη 1 με τον 12 και συνδέστε τους ακροδέκτες R0 (2,3) & Rg (6,7) στη γη (GND).

Η είσοδος από τη γεννήτρια εφαρμόζεται στον ακροδέκτη 14 και οι έξοδοι λαμβάνονται στους ακροδέκτες QC (8), QB (9), QD (11), QA. (12).

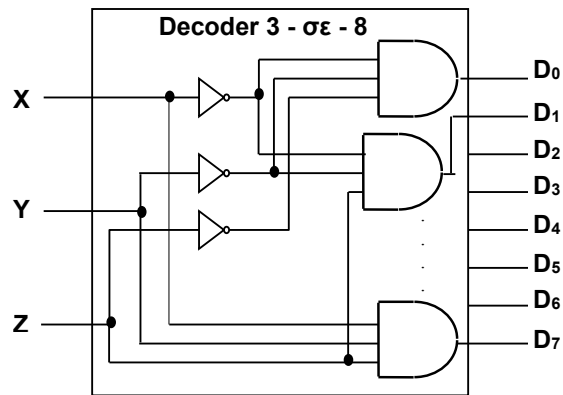
**9.4.2. Αποκωδικοποιητής BCD σε 7 τμήματα**

**9.4.2.1. Θεωρητική υποδομή**

Ο Αποκωδικοποιητής είναι ένα συνδυαστικό κύκλωμα που μετατρέπει τη δυαδική πληροφορία n γραμμών εισόδου σε έως 2<sup>n</sup> γραμμές εξόδου.

Λέγεται αποκωδικοποιητής n - σε - m με  $m \leq 2^n$ .

Ένας αποκωδικοποιητής 3 - σε - 8 μετατρέπει ένα δυαδικό αριθμό σε οκταδικό όπως φαίνεται στον πίνακα αλήθειας 9.6(β).



Σχήμα 9.6(α) Λογικό διάγραμμα αποκωδικοποιητή.

x	y	z	D <sub>0</sub>	D <sub>1</sub>	D <sub>2</sub>	D <sub>3</sub>	D <sub>4</sub>	D <sub>5</sub>	D <sub>6</sub>	D <sub>7</sub>
0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0
1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1

Πίνακας 9.6(β). Πίνακας αλήθειας αποκωδικοποιητή 3-σε-8.

**9.4.2.2. Ολοκληρωμένο 7447 - Αποκωδικοποιητής BCD σε 7 τμήματα**

Το ολοκληρωμένο κύκλωμα 7447 οδηγεί ένα display κοινής ανόδου (όλες οι άνοδοι των δίοδων, με τις οποίες κατασκευάζονται τα τμήματα, είναι συνδεδεμένες μεταξύ τους και πρέπει να συνδεθούν στην Vcc, ενώ οι κάθοδοι συνδέονται στις εξόδους του Ο.Κ.

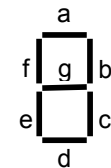
Ο Πίνακας Αλήθειας του ολοκληρωμένου κυκλώματος 7447 παρουσιάζεται στον Πίνακα 9.6(γ). Από τον πίνακα αυτό προκύπτει ότι για την υλοποίηση του συγκεκριμένου συνδυαστικού κυκλώματος απαιτείται ένας πολύ μεγάλος αριθμός πυλών NOT, AND και OR. Για παράδειγμα η συνάρτηση που παρουσιάζει μια από τις 7 εξόδους, έστω την a, είναι η ακόλουθη:

$$a = \bar{D}\bar{C}\bar{B}A + \bar{D}C\bar{B}\bar{A} + \bar{D}C\bar{B}A + D\bar{C}\bar{B}\bar{A} + D\bar{C}B\bar{A} + DC\bar{B}\bar{A} + DCB\bar{A} + DCBA$$

Παρατηρούμε ότι μόνο για την υλοποίηση της συνάρτησης του a απαιτούνται 8 πύλες AND των 4 εισόδων, μια πύλη OR 8 εισόδων και προφανώς 4 πύλες NOT. Είναι κατανοητό ότι λόγω της πολυπλοκότητας του λογικού διαγράμματος του Ολοκληρωμένου Κυκλώματος, αυτό δεν παρουσιάζεται.

Αν κάποια έξοδος (a-g) του ολοκληρωμένου κυκλώματος είναι "0" τότε το αντίστοιχο τμήμα του ενδείκτη δεκαδικών ψηφίων (display) ανάβει, ενώ αν είναι "1" τότε το αντίστοιχο τμήμα του ενδείκτη παραμένει σβηστό. (Τα περισσότερα TTL λειτουργούν με αυτή τη λογική που λέγεται αναστραμμένη λογική).

D	C	B	A	a	b	c	d	e	f	g
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
0	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1
0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0
0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0
0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0
0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0
0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	0
0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0
1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0
1	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0
1	1	0	0	1	0	1	1	1	0	0
1	1	0	1	0	1	1	0	1	0	0
1	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1



Ενδείκτης 7 τμημάτων

Πίνακας 9.6(γ). Πίνακας Αληθείας του ολοκληρωμένου κυκλώματος 7447.

Παρατηρώντας τον πίνακα Αλήθειας 9.6(γ), βλέπουμε ότι νόημα έχουν μόνο οι δέκα πρώτες γραμμές από τις οποίες προκύπτουν οι δεκαδικοί του σχήματος 9.6(δ1). Οι τελευταίες έξι αντιπροσωπεύουν αδιάφορες λογικές καταστάσεις οι οποίες αντιστοιχούν σε μη έγκυρες τιμές του κώδικα BCD και δεν προκύπτουν ποτέ σε ένα κύκλωμα που χειρίζεται δεδομένα γραμμένα στον κώδικα αυτό (BCD).

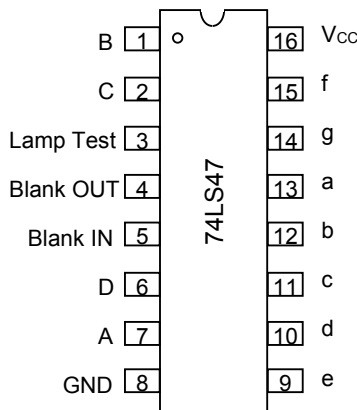




Σχήμα 9.6(δ). Ενδείξεις καταστάσεων του πίνακα 9.6(γ).

Για παράδειγμα η ένδειξη του αριθμού 1, ενεργοποιεί τα LED b και c. Αν επιλέξουμε έναν από τους υπόλοιπους 6 συνδυασμούς, έστω τον 12ο (1011), αυτό που θα προκύψει στον φωτεινό ενδείκτη διακρίνεται στο σχήμα 9.6(δ2). Είναι προφανές ότι το σύμβολο που εμφανίζεται (σε κατάσταση ON είναι τα LED c,d,g), δεν αντιπροσωπεύει κάποιον αριθμό.

**9.4.2.3. Χωροδιάταξη του Ολοκληρωμένου Κυκλώματος.**



Στο ολοκληρωμένο 7447 του σχήματος 9.6(ε) η τροφοδοσία VCC=+5V πηγαίνει στον ακροδέκτη 16 και η γη (GND) στον ακροδέκτη 8. Ο ακροδέκτης Lamp test συνδέεται στα +5V και οι ακροδέκτες Blank In και Blank Out δεν συνδέονται.

Οι εισοδοι του ολοκληρωμένου είναι :

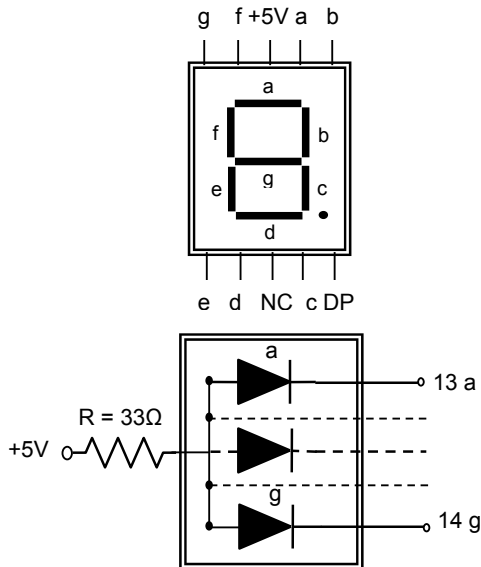
A(7), B(1), C(2), D(6) .

Οι έξοδοι του ολοκληρωμένου είναι :

a(13), b(12), c(11), d(10), e(9), f(15), g(14).

Σχήμα 9.6(ε). Ολοκληρωμένο 7447.

**9.4.3. Ενδείκτης 7 τμημάτων**



Το ολοκληρωμένο φαίνεται στο σχήμα 9.7.

Ο ενδείκτης 7 τμημάτων μπορεί να είναι της κατηγορίας κοινής ανόδου ή κοινής καθόδου. Κάθε ένα από τα φωτεινά τμήματα αποτελείται από ένα LED του οποίου η μια άκρη συνδέεται στην κοινή άνοδο ή κάθοδο - κατά περίπτωση - και η άλλη στον αντίστοιχο ακροδέκτη του αποκωδικοποιητή.

Στην κατηγορία κοινής ανόδου, που είναι η περίπτωση του διατιθέμενου στο εργαστήριο ολοκληρωμένου, όλες οι άνοδοι συνδέονται μεταξύ τους εσωτερικά και οδηγούνται μέσω μιας αντίστασης περιορισμού του ρεύματος 33Ω στην τάση των 5 Volt.

Σχήμα 9.7. Ενδείκτης 7 Τμημάτων Κοινής Ανόδου.

**9.4.4. Σκοπός εργαστηριακής άσκησης**

Σκοπός της άσκησης είναι η καταγραφή σε δεκαδική μορφή του αριθμού των παλμών που προέρχονται από μια γεννήτρια.

#### 9.4.4.1. Απαιτούμενος εξοπλισμός

Για την υλοποίηση του κυκλώματος του σχήματος 9.8 απαιτούνται:

1. Ολοκληρωμένο κύκλωμα 7490
2. Ολοκληρωμένο κύκλωμα 7447
3. Ενδείκτης 7 φωτεινών τμημάτων.
4. Αντιστάσεις 330Ω
5. Ολοκληρωμένο κύκλωμα 7408

#### 9.4.4.2. Εργασία

1. (α) Από τον πίνακα 9.6(γ) να γραφεί η συνάρτηση για την έξοδο e του ολοκληρωμένου 7447.  
(β) Να γίνει η απλοποίηση με τη βοήθεια του χάρτη Karnaugh  
(γ) Να σχεδιαστεί η απλοποιημένη συνάρτηση με τη βοήθεια πυλών NAND.
2. Υλοποιήστε το διάγραμμα χρονισμού του σύγχρονου απαριθμητή του σχήματος 9.3(α) με τη βοήθεια του πίνακα 9.3(β).
3. Σχεδιάστε σύγχρονο απαριθμητή 2 Bit αντίστοιχο αυτού των 4 bit αντίστοιχο αυτού των 4 Bit του σχήματος 9.3(α).

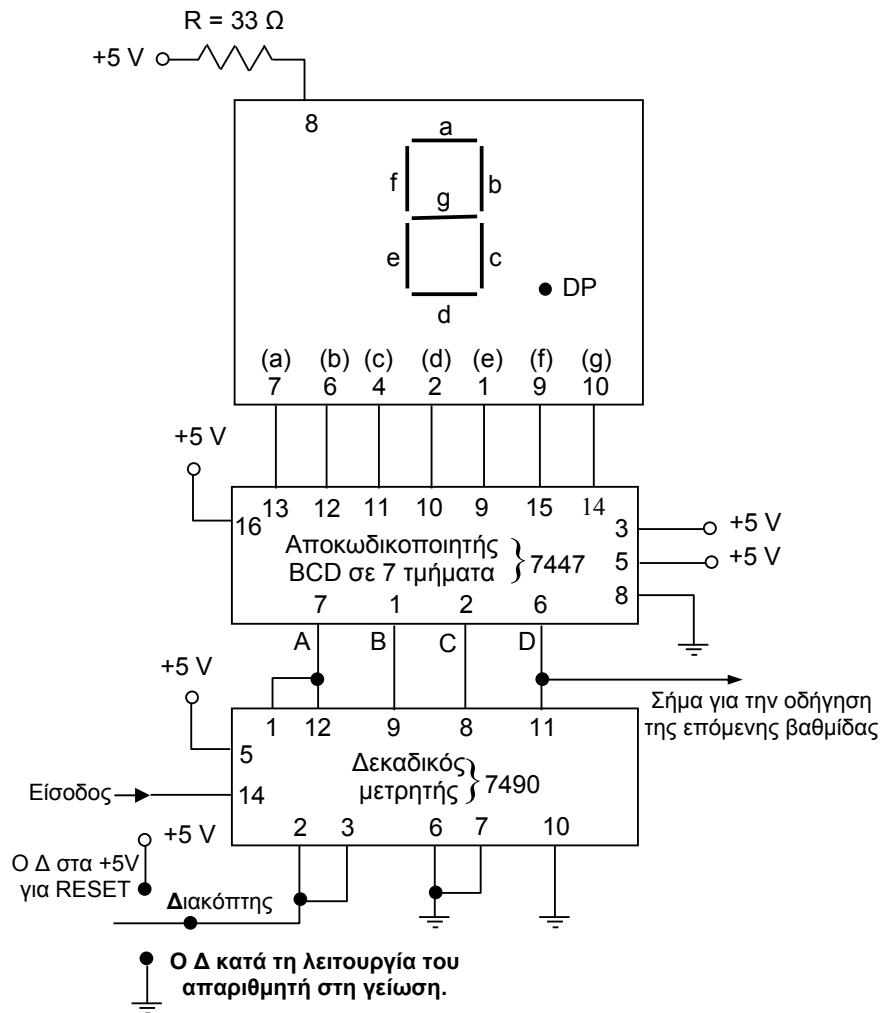
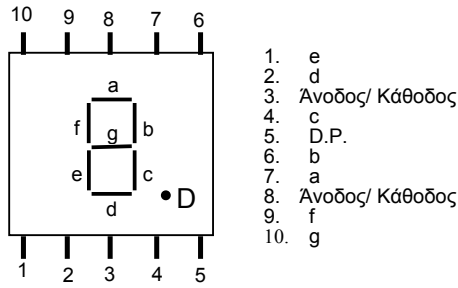
#### 9.4.4.3. Διαδικασία Πειράματος

1. Υλοποιήστε το κύκλωμα του σχήματος 9.8.
2. Στο σχήμα 9.8, τοποθετήστε φωτεινούς ενδείκτες (LED) στα καλώδια που οδηγούν τις εισόδους A, B, C, D του ολοκληρωμένου 7447. Ποια LED θα ανάψουν αν ο ενδείκτης 7 τμημάτων παρουσιάσει το δεκαδικό αριθμό 3;

**Σημείωση 1 :** Ο τετραγωνικός παλμός που θα πάρετε από τη γεννήτρια προκειμένου να οδηγήσετε τον δεκαδικό μετρητή (ακροδέκτης 14 στο ολοκληρωμένο 7490), πρέπει να έχει πλάτος περίπου 2.5 Volt. Η συχνότητα του παλμού θα πρέπει να είναι η χαμηλότερη συχνότητα που παρέχει η γεννήτρια ώστε να είναι αναγνώσιμη η τιμή του φωτεινού ενδείκτη.

**Σημείωση 2 :** Ο ακροδέκτης 8 του ενδείκτη 7 τμημάτων θα πρέπει να είναι στα 5 Volt και ο ακροδέκτης 3 χωρίς σύνδεση (Ενδείκτης κοινής ανόδου).

Ενδείκτης 7 τμημάτων (display)  
κοινής ανόδου



Σχήμα 9.8. Block διάγραμμα κυκλώματος οδήγησης display από αποκωδικοποιητή BCD σε 7 τμήματα με δεκαδικό απαριθμητή.

## DM74LS90 Decade and Binary Counters

### General Description

Each of these monolithic counters contains four master-slave flip-flops and additional gating to provide a divide-by-two counter and a three-stage binary counter for which the count cycle length is divide-by-five for the DM74LS90.

All of these counters have a gated zero reset and the DM74LS90 also has gated set-to-nine inputs for use in BCD nine's complement applications.

To use their maximum count length (decade or four bit binary), the B input is connected to the Q<sub>A</sub> output. The input count pulses are applied to input A and the outputs are as described in the appropriate truth table. A symmetrical divide-by-ten count can be obtained from the DM74LS90 counters by connecting the Q<sub>D</sub> output to the A input and applying the input count to the B input which gives a divide-by-ten square wave at output Q<sub>A</sub>.

### Features

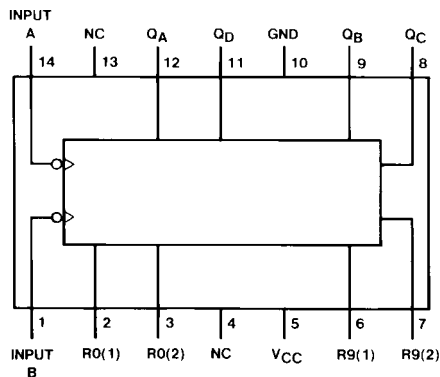
- Typical power dissipation 45 mW
- Count frequency 42 MHz

### Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
DM74LS90M	M14A	14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-120, 0.150 Narrow
DM74LS90N	N14A	14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.

### Connection Diagram



### Reset/Count Truth Table

Reset Inputs				Output			
R0(1)	R0(2)	R9(1)	R9(2)	Q <sub>D</sub>	Q <sub>C</sub>	Q <sub>B</sub>	Q <sub>A</sub>
H	H	L	X	L	L	L	L
H	H	X	L	L	L	L	L
X	X	H	H	H	L	L	H
X	L	X	L	COUNT			
L	X	L	X	COUNT			
L	X	X	L	COUNT			
X	L	L	X	COUNT			

### Function Tables

BCD Count Sequence (Note 1)

Count	Output			
	Q <sub>D</sub>	Q <sub>C</sub>	Q <sub>B</sub>	Q <sub>A</sub>
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	L	H	L	H
6	L	H	H	L
7	L	H	H	H
8	H	L	L	L
9	H	L	L	H

Bi-Quinary (5-2) (Note 2)

Count	Output			
	Q <sub>A</sub>	Q <sub>D</sub>	Q <sub>C</sub>	Q <sub>B</sub>
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	H	L	L	L
6	H	L	L	H
7	H	L	H	L
8	H	L	H	H
9	H	H	L	L

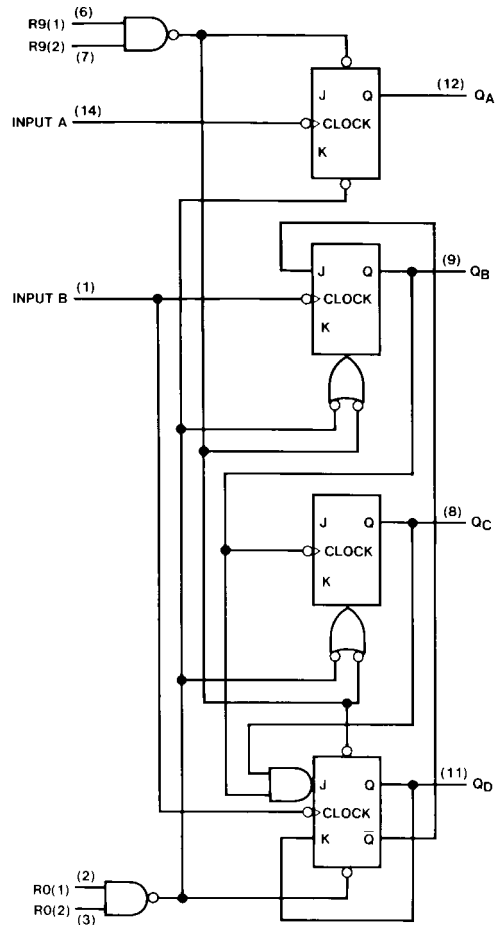
H = HIGH Level  
L = LOW Level  
X = Don't Care

**Note 1:** Output Q<sub>A</sub> is connected to input B for BCD count.

**Note 2:** Output Q<sub>D</sub> is connected to input A for bi-quinary count.

**Note 3:** Output Q<sub>A</sub> is connected to input B.

### Logic Diagram



The J and K inputs shown without connection are for reference only and are functionally at a high level.

**Absolute Maximum Ratings**(Note 4)

Supply Voltage	7V
Input Voltage (Reset)	7V
Input Voltage (A or B)	5.5V
Operating Free Air Temperature Range	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

**Note 4:** The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the "Electrical Characteristics" table are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

**Recommended Operating Conditions**

Symbol	Parameter	Min	Nom	Max	Units
$V_{CC}$	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
$V_{IH}$	HIGH Level Input Voltage	2			V
$V_{IL}$	LOW Level Input Voltage			0.8	V
$I_{OH}$	HIGH Level Output Current			-0.4	mA
$I_{OL}$	LOW Level Output Current			8	mA
$f_{CLK}$	Clock Frequency (Note 5)	A to $Q_A$	0	32	MHz
		B to $Q_B$	0	16	
$f_{CLK}$	Clock Frequency (Note 6)	A to $Q_A$	0	20	MHz
		B to $Q_B$	0	10	
$t_W$	Pulse Width (Note 5)	A	15		ns
		B	30		
		Reset	15		
$t_W$	Pulse Width (Note 6)	A	25		ns
		B	50		
		Reset	25		
$t_{REL}$	Reset Release Time (Note 5)	25			ns
$t_{REL}$	Reset Release Time (Note 6)	35			ns
$T_A$	Free Air Operating Temperature	0		70	°C

**Note 5:**  $C_L = 15$  pF,  $R_L = 2$  k $\Omega$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$  and  $V_{CC} = 5\text{V}$ .

**Note 6:**  $C_L = 50$  pF,  $R_L = 2$  k $\Omega$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$  and  $V_{CC} = 5\text{V}$ .

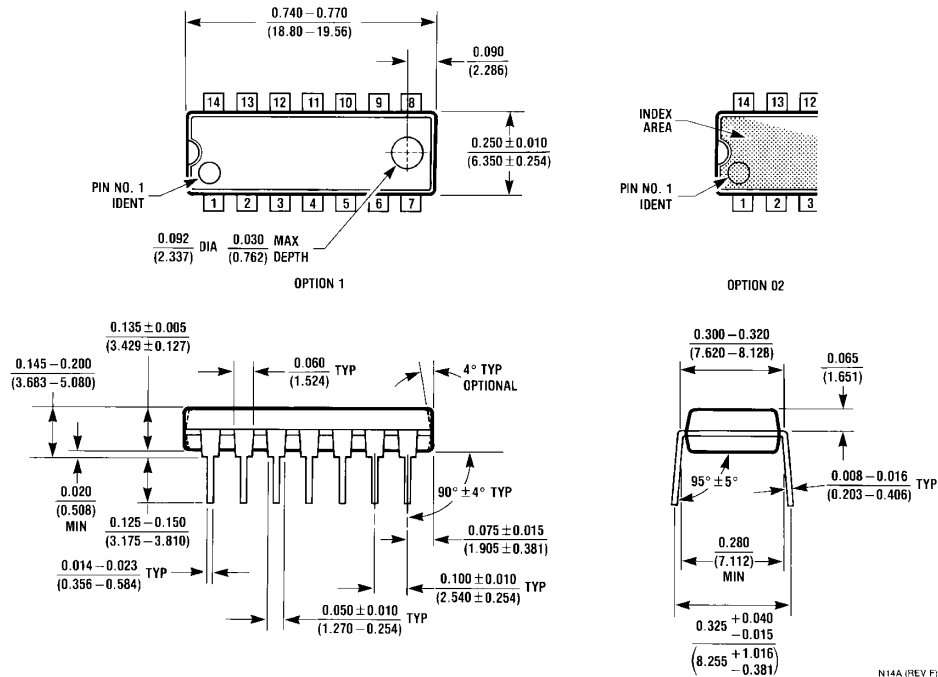
**Electrical Characteristics**

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 7)	Max	Units
$V_I$	Input Clamp Voltage	$V_{CC} = \text{Min}$ , $I_I = -18$ mA			-1.5	V
$V_{OH}$	HIGH Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min}$ , $I_{OH} = \text{Max}$ $V_{IL} = \text{Max}$ , $V_{IH} = \text{Min}$	2.7	3.4		V
$V_{OL}$	LOW Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min}$ , $I_{OL} = \text{Max}$ $V_{IL} = \text{Max}$ , $V_{IH} = \text{Min}$ (Note 8) $I_{OL} = 4$ mA, $V_{CC} = \text{Min}$		0.35 0.25	0.5 0.4	V
$I_I$	Input Current @ Max Input Voltage	$V_{CC} = \text{Max}$ , $V_I = 7\text{V}$ $V_{CC} = \text{Max}$ $V_I = 5.5\text{V}$			0.1 0.2 0.4	mA
$I_{IH}$	HIGH Level Input Current	$V_{CC} = \text{Max}$ , $V_I = 2.7\text{V}$			20 40 80	$\mu\text{A}$
$I_{IL}$	LOW Level Input Current	$V_{CC} = \text{Max}$ , $V_I = 0.4\text{V}$			-0.4 -2.4 -3.2	mA
$I_{OS}$	Short Circuit Output Current	$V_{CC} = \text{Max}$ (Note 9)	-20		-100	mA
$I_{CC}$	Supply Current	$V_{CC} = \text{Max}$ (Note 7)		9	15	mA

**Note 7:** All typicals are at  $V_{CC} = 5\text{V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .

**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



Fairchild does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and Fairchild reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

**LIFE SUPPORT POLICY**

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

[www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com)

## DM7446A, DM7447A BCD to 7-Segment Decoders/Drivers

### General Description

The DM7446A and DM7447A feature active-LOW outputs designed for driving common-anode LEDs or incandescent indicators directly. All of the circuits have full ripple-blanking input/output controls and a lamp test input. Segment identification and resultant displays are shown on a following page. Display patterns for BCD input counts above nine are unique symbols to authenticate input conditions.

All of the circuits incorporate automatic leading and/or trailing-edge, zero-blanking control (RBI and RBO). Lamp test (LT) of these devices may be performed at any time when the BI/RBO node is at a HIGH logic level. All types contain an overriding blanking input (BI) which can be used to control the lamp intensity (by pulsing) or to inhibit the outputs.

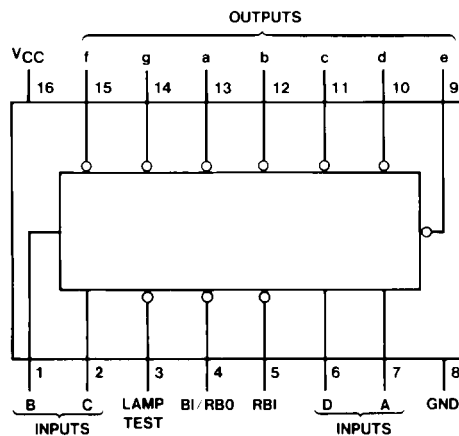
### Features

- All circuit types feature lamp intensity modulation capability
- Open-collector outputs drive indicators directly
- Lamp-test provision
- Leading/trailing zero suppression

### Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
DM7446AN	N16E	16-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide
DM7447AN	N16E	16-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide

### Connection Diagram





## Function Table

Decimal or Function	Inputs						BI/RBO (Note 1)	Outputs							Note
	LT	RBI	D	C	B	A		a	b	c	d	e	f	g	
0	H	H	L	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	H	(Note 2)
1	H	X	L	L	L	H	H	H	L	L	L	H	H	H	
2	H	X	L	L	H	L	H	L	L	H	L	L	H	L	
3	H	X	L	L	H	H	H	L	L	L	L	H	H	L	
4	H	X	L	H	L	L	H	H	L	L	H	H	L	L	
5	H	X	L	H	L	H	H	L	H	L	L	H	L	L	
6	H	X	L	H	H	L	H	H	H	L	L	L	L	L	
7	H	X	L	H	H	H	H	L	L	L	H	H	H	H	
8	H	X	H	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L	
9	H	X	H	L	L	H	H	L	L	L	H	H	L	L	
10	H	X	H	L	H	L	H	H	H	H	L	L	H	L	
11	H	X	H	L	H	H	H	H	H	L	L	H	H	L	
12	H	X	H	H	L	L	H	H	L	H	H	H	L	L	
13	H	X	H	H	L	H	H	L	H	H	L	H	L	L	
14	H	X	H	H	H	L	H	H	H	H	L	L	L	L	
15	H	X	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	
BI	X	X	X	X	X	X	L	H	H	H	H	H	H	H	(Note 3)
RBI	H	L	L	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H	(Note 4)
LT	L	X	X	X	X	X	H	L	L	L	L	L	L	L	(Note 5)

H = HIGH level, L = LOW level, X = Don't Care

**Note 1:** BI/RBO is a wire-AND logic serving as blanking input (BI) and/or ripple-blanking output (RBO).

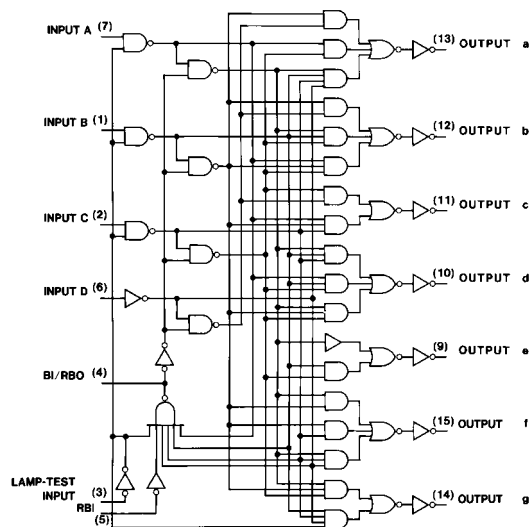
**Note 2:** The blanking input (BI) must be OPEN or held at a HIGH logic level when output functions 0 through 15 are desired. The ripple-blanking input (RBI) must be OPEN or HIGH if blanking of a decimal zero is not desired.

**Note 3:** When a LOW logic level is applied directly to the blanking input (BI), all segment outputs are HIGH regardless of the level of any other input.

**Note 4:** When ripple-blanking input (RBI) and inputs A, B, C, and D are at a LOW level with the lamp test input HIGH, all segment outputs go H and the ripple-blanking output (RBO) goes to a LOW level (response condition).

**Note 5:** When the blanking input/ripple-blanking output (BI/RBO) is OPEN or held HIGH and a LOW is applied to the lamp-test input, all segment outputs are L.

## Logic Diagram



**Absolute Maximum Ratings**(Note 6)

Supply Voltage	7V
Input Voltage	5.5V
Operating Free Air Temperature Range	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

**Note 6:** The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the Electrical Characteristics tables are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

**Recommended Operating Conditions**

Symbol	Parameter	Min	Nom	Max	Units
<b>DM7446A</b>					
V <sub>CC</sub>	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
V <sub>IH</sub>	HIGH Level Input Voltage	2			V
V <sub>IL</sub>	LOW Level Input Voltage			0.8	V
V <sub>OH</sub>	HIGH Level Output Voltage (a thru g)			30	V
I <sub>OH</sub>	HIGH Level Output Current (BI/RBO)			-0.2	μA
I <sub>OL</sub>	LOW Level Output Current (a thru g)			40	mA
I <sub>OL</sub>	LOW Level Output Current (BI/RBO)			8	mA
T <sub>A</sub>	Free Air Operating Temperature	0		70	°C
<b>DM7447A</b>					
V <sub>CC</sub>	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
V <sub>IH</sub>	HIGH Level Input Voltage	2			V
V <sub>IL</sub>	LOW Level Input Voltage			0.8	V
V <sub>OH</sub>	HIGH Level Output Voltage (a thru g)			15	V
I <sub>OH</sub>	HIGH Level Output Current (BI/RBO)			-0.2	μA
I <sub>OL</sub>	LOW Level Output Current (a thru g)			40	mA
I <sub>OL</sub>	LOW Level Output Current (BI/RBO)			8	mA
T <sub>A</sub>	Free Air Operating Temperature	0		70	°C

## DM7446A Electrical Characteristics

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 7)	Max	Units
$V_I$	Input Clamp Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, I_I = -12 \text{ mA}$			-1.5	V
$V_{OH}$	HIGH Level Output Voltage (BI/RBO)	$V_{CC} = \text{Min}$ $I_{OH} = \text{Max}$	2.4	3.7		V
$I_{CEX}$	HIGH Level Output Current (a thru g)	$V_{CC} = \text{Max}, V_O = 30\text{V}$ $V_{IL} = \text{Max}, V_{IH} = \text{Min}$			250	$\mu\text{A}$
$V_{OL}$	LOW Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, I_{OL} = \text{Max}$ $V_{IH} = \text{Min}, V_{IL} = \text{Max}$		0.3	0.4	V
$I_I$	Input Current @ Max Input Voltage	$V_{CC} = \text{Max}, V_I = 5.5\text{V}$ (Except BI/RBO)			1	mA
$I_{IH}$	HIGH Level Input Current	$V_{CC} = \text{Max}, V_I = 2.4\text{V}$ (Except BI/RBO)			40	$\mu\text{A}$
$I_{IL}$	LOW Level Input Current	$V_{CC} = \text{Max}$			-4	mA
		$V_I = 0.4\text{V}$	BI/RBO		-1.6	
$I_{OS}$	Short Circuit Output Current	$V_{CC} = \text{Max}$ (BI/RBO)			-4	mA
$I_{CC}$	Supply Current	$V_{CC} = \text{Max}$ (Note 8)		60	103	mA

**Note 7:** All typicals are at  $V_{CC} = 5\text{V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .

**Note 8:**  $I_{CC}$  is measured with all outputs OPEN and all inputs at 4.5V.

## DM7446A Switching Characteristics

at  $V_{CC} = 5\text{V}$  and  $T_A = 25^\circ\text{C}$

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Max	Units
$t_{PLH}$	Propagation Delay Time	$C_L = 15 \text{ pF}$ $R_L = 120\Omega$		100	ns
	LOW-to-HIGH Level Output				
$t_{PHL}$	Propagation Delay Time			100	ns
	HIGH-to-LOW Level Output				

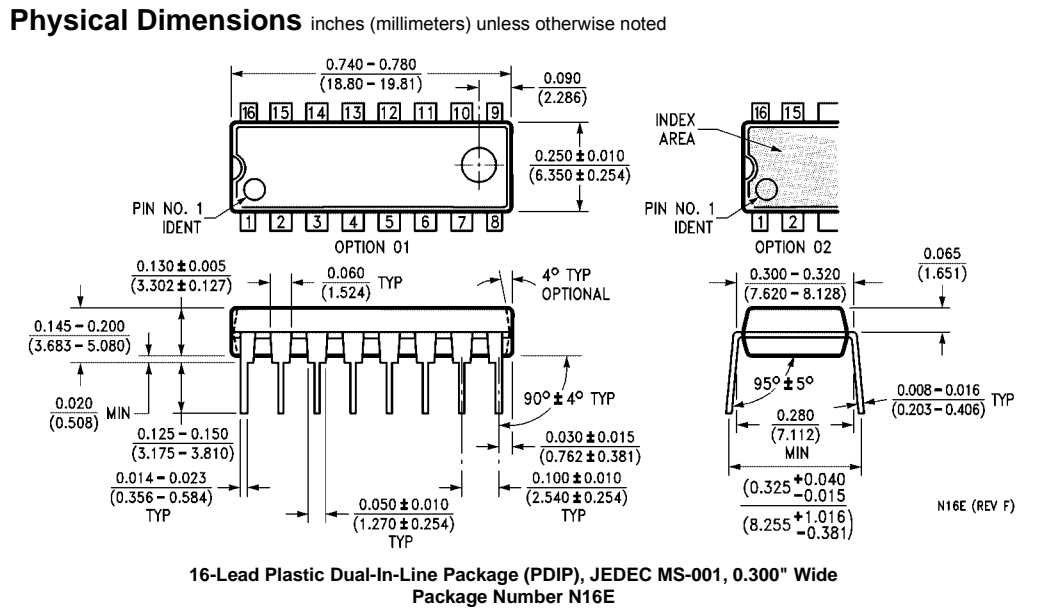
**DM7447A Electrical Characteristics**

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 9)	Max	Units
$V_I$	Input Clamp Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, I_I = -12 \text{ mA}$			-1.5	V
$V_{OH}$	HIGH Level Output Voltage (BI/RBO)	$V_{CC} = \text{Min}$ $I_{OH} = \text{Max}$	2.4	3.7		V
$I_{CEX}$	HIGH Level Output Current (a thru g)	$V_{CC} = \text{Max}, V_O = 15V$ $V_{IL} = \text{Max}, V_{IH} = \text{Min}$			250	$\mu\text{A}$
$V_{OL}$	LOW Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, I_{OL} = \text{Max}$ $V_{IH} = \text{Min}, V_{IL} = \text{Max}$		0.3	0.4	V
$I_I$	Input Current @ Max Input Voltage	$V_{CC} = \text{Max}, V_I = 5.5V$			1	mA
$I_{IH}$	HIGH Level Input Current	$V_{CC} = \text{Max}, V_I = 2.4V$			40	$\mu\text{A}$
$I_{IL}$	LOW Level Input Current	$V_{CC} = \text{Max}$ $V_I = 0.4V$			-4	mA
		BI/RBO Others			-1.6	
$I_{OS}$	Short Circuit Output Current	$V_{CC} = \text{Max}$ (BI/RBO)			-4	mA
$I_{CC}$	Supply Current	$V_{CC} = \text{Max}$ (Note 10)		60	103	mA

**Note 9:** All typicals are at  $V_{CC} = 5V, T_A = 25^\circ\text{C}$ .**Note 10:**  $I_{CC}$  is measured with all outputs OPEN and all inputs at 4.5V.**DM7447A Switching Characteristics**at  $V_{CC} = 5V$  and  $T_A = 25^\circ\text{C}$ 

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Max	Units
$t_{PLH}$	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output	$C_L = 15 \text{ pF}$ $R_L = 120\Omega$		100	ns
$t_{PHL}$	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output			100	ns



Fairchild does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and Fairchild reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

**LIFE SUPPORT POLICY**

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

[www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com)

## DM7476 Dual Master-Slave J-K Flip-Flops with Clear, Preset, and Complementary Outputs

### General Description

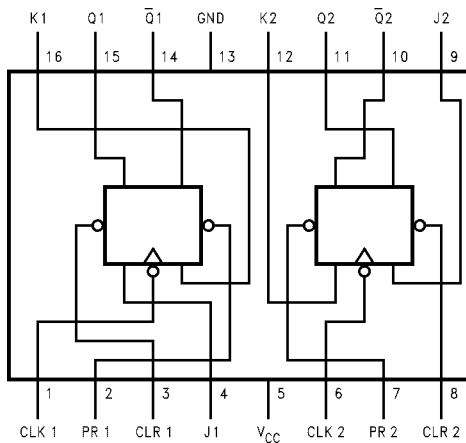
This device contains two independent positive pulse triggered J-K flip-flops with complementary outputs. The J and K data is processed by the flip-flop after a complete clock pulse. While the clock is LOW the slave is isolated from the master. On the positive transition of the clock, the data from the J and K inputs is transferred to the master. While the clock is HIGH the J and K inputs are disabled. On the

negative transition of the clock, the data from the master is transferred to the slave. The logic state of J and K inputs must not be allowed to change while the clock is HIGH. The data is transferred to the outputs on the falling edge of the clock pulse. A LOW logic level on the preset or clear inputs will set or reset the outputs regardless of the logic levels of the other inputs.

### Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
DM7476N	N16E	16-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide

### Connection Diagram



### Function Table

Inputs					Outputs	
PR	CLR	CLK	J	K	Q	$\bar{Q}$
L	H	X	X	X	H	L
H	L	X	X	X	L	H
L	L	X	X	X	H	H
H	H	$\neg$	L	L	$Q_0$	$\bar{Q}_0$
H	H	$\neg$	H	L	H	L
H	H	$\neg$	L	H	L	H
H	H	$\neg$	H	H	Toggle	

H = HIGH Logic Level

L = LOW Logic Level

X = Either LOW or HIGH Logic Level

$\neg$  = Positive pulse data. The J and K inputs must be held constant while the clock is HIGH. Data is transferred to the outputs on the falling edge of the clock pulse.

$Q_0$  = The output logic level before the indicated input conditions were established.

Toggle = Each output changes to the complement of its previous level on each complete active HIGH level clock pulse.

**Note 1:** This configuration is nonstable; that is, it will not persist when the preset and/or clear inputs return to their inactive (HIGH) level.

**Absolute Maximum Ratings**(Note 2)

Supply Voltage	7V
Input Voltage	5.5V
Operating Free Air Temperature Range	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

**Note 2:** The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the Electrical Characteristics tables are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

**Recommended Operating Conditions**

Symbol	Parameter	Min	Nom	Max	Units
$V_{CC}$	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
$V_{IH}$	HIGH Level Input Voltage	2			V
$V_{IL}$	LOW Level Input Voltage			0.8	V
$I_{OH}$	HIGH Level Output Current			-0.4	mA
$I_{OL}$	LOW Level Output Current			16	mA
$f_{CLK}$	Clock Frequency (Note 3)	0		15	MHz
$t_W$	Pulse Width (Note 3)	Clock HIGH	20		ns
		Clock LOW	47		
		Preset LOW	25		
		Clear LOW	25		
$t_{SU}$	Input Setup Time (Note 3)(Note 4)	0 $\uparrow$			ns
$t_H$	Input Hold Time (Note 3)(Note 4)	0 $\downarrow$			ns
$T_A$	Free Air Operating Temperature	0		70	°C

**Note 3:**  $T_A = 25^\circ\text{C}$  and  $V_{CC} = 5\text{V}$ .

**Note 4:** The symbol ( $\uparrow$ ,  $\downarrow$ ) indicates the edge of the clock pulse is used for reference ( $\uparrow$ ) for rising edge, ( $\downarrow$ ) for falling edge.

**Electrical Characteristics**

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

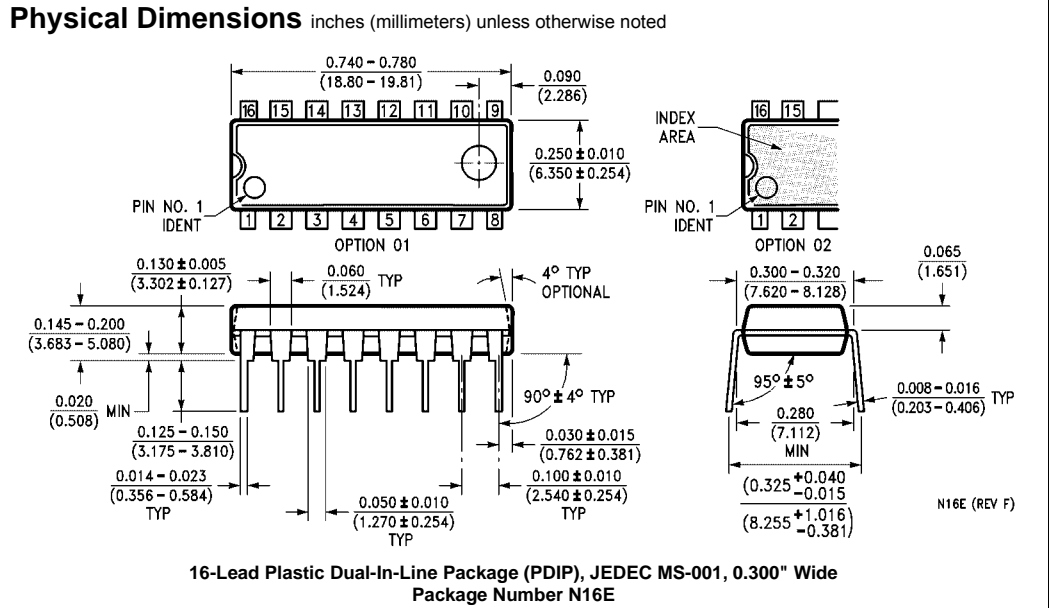
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 5)	Max	Units
$V_I$	Input Clamp Voltage	$V_{CC} = \text{Min}$ , $I_I = -12\text{ mA}$			-1.5	V
$V_{OH}$	HIGH Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min}$ , $I_{OH} = \text{Max}$ $V_{IL} = \text{Max}$ , $V_{IH} = \text{Min}$	2.4	3.4		V
$V_{OL}$	LOW Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min}$ , $I_{OL} = \text{Max}$ $V_{IH} = \text{Min}$ , $V_{IL} = \text{Max}$		0.2	0.4	V
$I_I$	Input Current @ Max Input Voltage	$V_{CC} = \text{Max}$ , $V_I = 5.5\text{V}$			1	mA
$I_{IH}$	HIGH Level Input Current	$V_{CC} = \text{Max}$ $V_I = 2.4\text{V}$	J, K		40	$\mu\text{A}$
			Clock		80	
			Clear		80	
			Preset		80	
$I_{IL}$	LOW Level Input Current	$V_{CC} = \text{Max}$ $V_I = 0.4\text{V}$ (Note 6)	J, K		-1.6	mA
			Clock		-3.2	
			Clear		-3.2	
			Preset		-3.2	
$I_{OS}$	Short Circuit Output Current	$V_{CC} = \text{Max}$ (Note 7)	-18		-55	mA
$I_{CC}$	Supply Current	$V_{CC} = \text{Max}$ (Note 8)		18	34	mA

**Note 5:** All typicals are at  $V_{CC} = 5\text{V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .

**Note 6:** Clear is measured with preset HIGH and preset is measured with clear HIGH.

**Note 7:** Not more than one output should be shorted at a time.

**Note 8:** With all outputs OPEN,  $I_{CC}$  is measured with the Q and  $\bar{Q}$  outputs HIGH in turn. At the time of measurement the clock input is grounded.



Fairchild does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and Fairchild reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

**LIFE SUPPORT POLICY**

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

[www.fairchildsemi.com](http://www.fairchildsemi.com)



## 10. Το Ολοκληρωμένο Κύκλωμα Χρονισμού 555

### 10.1. Θεωρία

Στα σύγχρονα ηλεκτρονικά όργανα και διατάξεις το κύκλωμα χρονισμού (timing circuit) αποτελεί ένα πολύ σημαντικό δομικό στοιχείο. Από την καλή λειτουργία του εξαρτάται και η καλή λειτουργία του συνολικού κυκλώματος και κατ' επέκταση μιας συσκευής. Έτσι, το κύκλωμα χρονισμού πρέπει να είναι σταθερό στη λειτουργία του αλλά συγχρόνως και φθινό στην κατασκευή του. Αυτές οι δυνατότητες προσφέρονται από τα ολοκληρωμένα κυκλώματα χρονισμού. Ένα από αυτά, ίσως το σημαντικότερο, είναι το IC-555.

Το 555 είναι ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα χρονισμού που τροφοδοτείται με τάση από 5 έως 15 Volt DC και παρέχει στην έξοδό του ένα τετραγωνικό παλμό του οποίου τη διάρκεια και τη συχνότητα μπορούμε να ρυθμίσουμε με τη χρήση ορισμένων εξαρτημάτων (αντιστάσεις – πυκνωτές) που συνδέονται εξωτερικά σε αυτό.

Υπάρχουν δύο βασικές συνδεσμολογίες λειτουργίας του 555:

(α) συνδεσμολογία μονοσταθούς πολυδονητή (monostable multivibrator)

(β) συνδεσμολογία ασταθούς πολυδονητή (unstable multivibrator)

#### 10.1.1. Εσωτερική δομή του ολοκληρωμένου κυκλώματος χρονισμού 555

Το κύκλωμα που φαίνεται στο σχήμα 10.1 αποτελείται από δύο συγκριτές, ένα Flip-Flop (S-R) και ένα τρανζίστορ Q1 που λειτουργεί σαν διακόπτης.

Οι συγκριτές είναι ενισχυτές τάσης υψηλού κέρδους. Τα κυκλώματα εισόδου τους είναι γραμμικά ενώ τα κυκλώματα εξόδου παρέχουν τάσεις ψηφιακής μορφής, 0 ή 5V δηλ. λογικό 0 ή 1. Μικρές διαφορές τάσεις μεταξύ των εισόδων τους προκαλούν μεταβολή της λογικής στάθμης στην έξοδο από 0 σε 1 ή αντίστροφα.

Η τροφοδοσία VCC έχει μια τυπική τιμή 5 Volt. Ο διαιρέτης τάσης με τις τρεις αντιστάσεις R1 δημιουργεί δυο τάσεις αναφοράς για τους δύο συγκριτές :

$V_{TH} = 2/3 V_{CC}$  (Threshold) για το συγκριτή 1 και  $V_{TL} = 1/3 V_{CC}$  για το συγκριτή 2.

Το S-R Flip-Flop έχει 2 εισόδους S και R και 2 εξόδους συμπληρωματικές Q και  $\bar{Q}$ . Ο πίνακας αληθείας του είναι ο ακόλουθος :

S	R	Q	$\bar{Q}$
0	0	Θυμάται προηγούμενη κατάσταση	
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	Απαγορευτική κατάσταση	

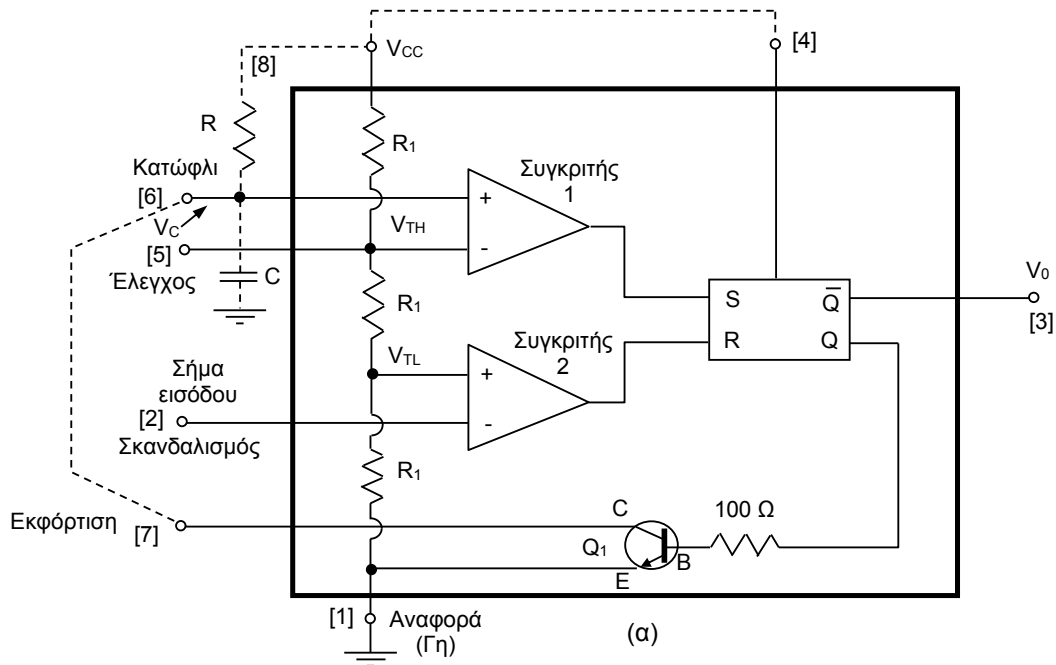
1 ≡ υψηλή τάση

0 ≡ χαμηλή τάση

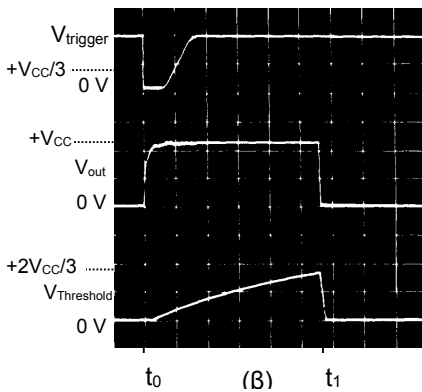
Πίνακας 10.1.

Η έξοδος  $\bar{Q}$  του F-F είναι ο ακροδέκτης εξόδου του ολοκληρωμένου ενώ η έξοδος Q του F-F συνδέεται με το τρανζίστορ Q1 που λειτουργεί σαν διακόπτης.

**10.1.2. Λειτουργία του IC-555 ως Μονοσταθούς Πολυδονητή.**



Σχήμα 10.1. (α) Εσωτερική δομή του κυκλώματος χρονισμού IC-555 και συνδεσμολογία του ως μονοσταθούς πολυδονητή. (β) Κυματομορφές μονοσταθούς πολυδονητή.



Η εξωτερική συνδεσμολογία Μονοσταθούς Πολυδονητή φαίνεται στο σχήμα 10.1.(α). Τα στοιχεία χρονισμού R-C συνδέονται ως εξής: Ο πυκνωτής C μεταξύ ακροδέκτη 6 και αναφοράς (γείωσης) και η αντίσταση R μεταξύ των ακροδεκτών 6 και 8. Οι ακροδέκτες 6 - 7 όπως αντίστοιχα και οι 4 - 8 βραχυκυκλώνονται μεταξύ τους. (βλ. σημείωση 1)

Για σήμα εισόδου ( $V_{trigger}$ ) λίγο μικρότερο από  $V_{cc}/3$  (σχ.10.1.(β)), ο συγκριτής 2 έχει έξοδο 1 και θέτει το F-F σε κατάσταση Reset 1. Τότε  $Q=0$ , δηλαδή τάση  $\approx 0V$  και το τρανζίστορ  $Q_1$  οδηγείται στην αποκοπή επιτρέποντας τη φόρτιση του πυκνωτή C μέσω της αντίστασης R. Όταν η τάση του πυκνωτή ( $V_c$ ) κατά τη φόρτιση γίνεται λίγο μεγαλύτερη από  $2V_{cc}/3$  ( $V_{threshold}$ ),

ο συγκριτής 1 έχει έξοδο 1 που θέτει το F-F σε κατάσταση Set 1 και άρα  $Q=1$ . Μόλις η έξοδος Q γίνει 1, τάση  $\approx 5V$ , το τρανζίστορ  $Q_1$  θα οδηγηθεί στον κόρο και ο πυκνωτής C εκφορτίζεται ταχύτατα. Το αποτέλεσμα είναι ένας ορθογώνιος παλμός στην έξοδο .

Στο σχήμα 10.1.(β) παρουσιάζονται τυπικές κυματομορφές. Ο σκανδαλισμός, είναι στενός παλμός τάσης ίσης με  $V_{cc}$ . Ο παλμός αυτός ( $V_{trigger}$ ) είναι πολύ στενός ώστε τη χρονική στιγμή που η  $V_c$  γίνεται μεγαλύτερη του  $2V_{cc}/3$ , το  $V_{trigger}$  να μην είναι μηδέν. Έτσι αποφεύγετε η απαγορευτική κατάσταση (βλ. Πίνακα 10.1).

Ο πυκνωτής C φορτίζει μέσω της αντίστασης R. Όσο μεγαλύτερη η σταθερά χρόνου RC τόσο μεγαλύτερος χρόνος απαιτείται για να φθάσει η τάση του πυκνωτή την τιμή  $+2V_{cc}/3$ . Δηλαδή το εύρος του παλμού εξόδου του μονοσταθούς είναι ανεξάρτητο της τάσης τροφοδοσίας  $V_{cc}$ , εξαρτάται αποκλειστικά και μόνο από την τιμή των στοιχείων χρονισμού R-C. Αυτό αποδεικνύεται ως εξής. Έστω ότι τη χρονική στιγμή  $t_0=0$  εφαρμόζεται παλμός σκανδαλισμού και η κυματομορφή  $V_c$  (που είναι εκθετική) στα άκρα του C ίση με:

$$V_c = V_{cc}(1 - e^{-t/RC}) \tag{1}$$

Αν τη χρονική στιγμή  $t_1=T$  αντικαταστήσουμε τη  $V_c = 2/3 V_{CC}$  έχουμε :

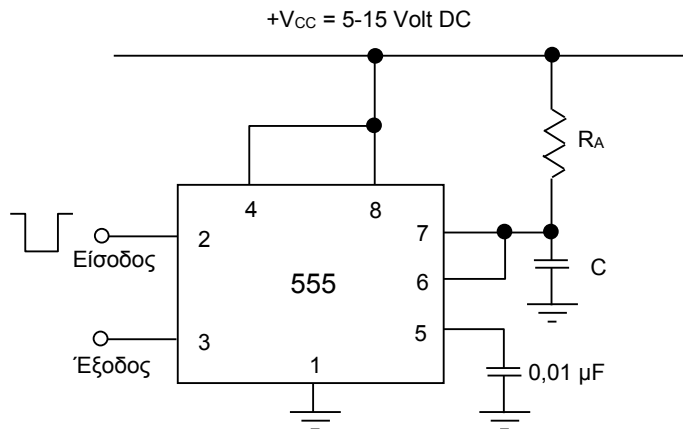
$$\frac{2}{3}V_{CC} = V_{CC}(1 - e^{-T/RC}) \Rightarrow -\frac{1}{3}V_{CC} = -V_{CC}e^{-T/RC} \Rightarrow$$

$$\frac{1}{3} = \frac{1}{e^{T/RC}} \Rightarrow e^{T/RC} = 3 \Rightarrow T = RC \ln 3 \Rightarrow \boxed{T \cong 1.1 RC} \quad (2)$$

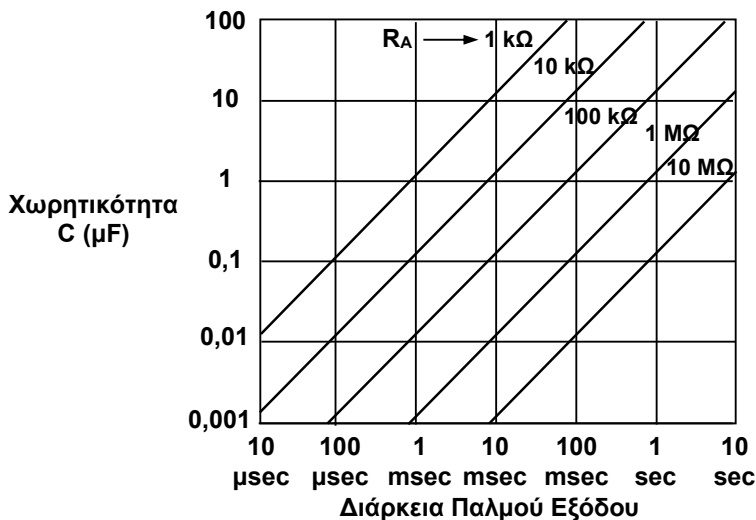
Άρα η θετική χρονική διάρκεια του παλμού εξόδου καθορίζεται από τα στοιχεία RC.

### 10.1.3. Συνδεσμολογία του 555 ως Μονοσταθούς Πολυδονητή

Η συνδεσμολογία του 555 ως μονοσταθούς πολυδονητή φαίνεται στο σχήμα 10.2. Ένας αρνητικός τετραγωνικός παλμός εφαρμόζεται στην είσοδο 2. Στην έξοδο 3 παίρνουμε ένα θετικό τετραγωνικό παλμό τη διάρκεια του οποίου μπορούμε να προκαθορίσουμε ρυθμίζοντας τις τιμές της αντίστασης  $R_A$  και του πυκνωτή C έτσι που να συμφωνούν με τα δεδομένα των καμπυλών του σχήματος 10.3. Η διάρκεια του παλμού δίνεται από τη σχέση  $t_p = 1.1 R_A C$  (3)

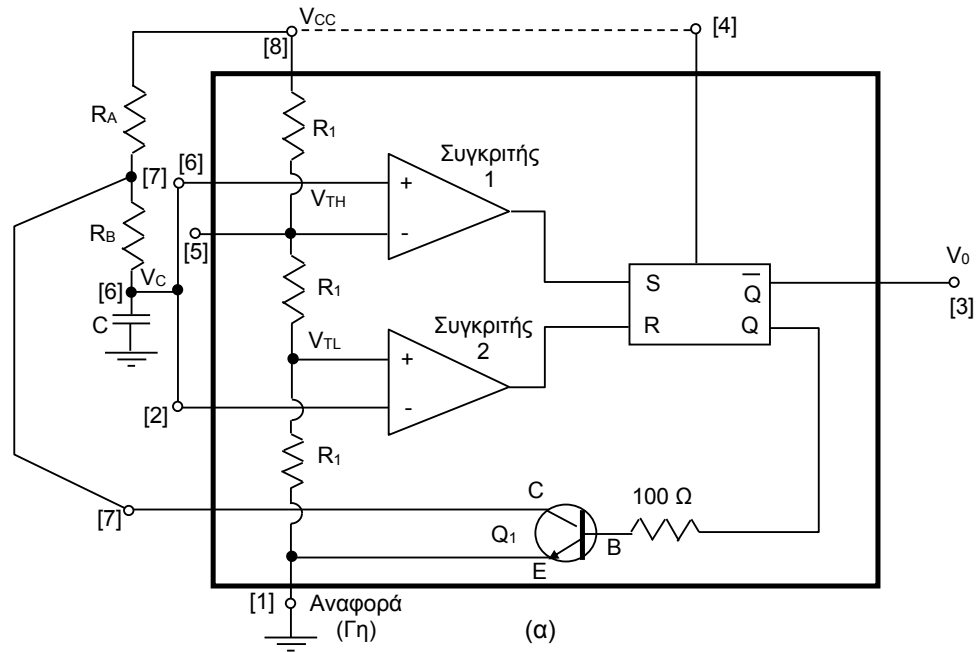


Σχήμα 10.2. Το 555 σε συνδεσμολογία μονοσταθούς πολυδονητή.

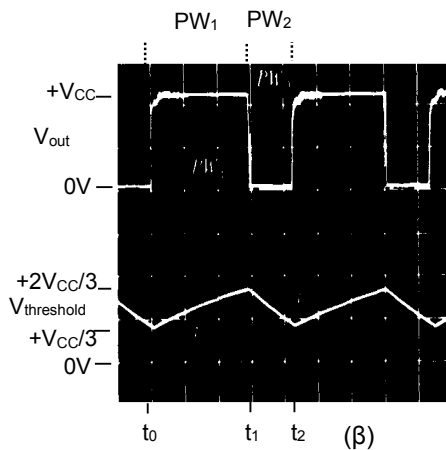


Σχήμα 10.3. Μεταβολή της διάρκειας του παλμού εξόδου του 555 σε λειτουργία μονοσταθούς πολυδονητή, συναρτήσεως της αντίστασης  $R_A$  και της χωρητικότητας C.

**10.1.4. Λειτουργία του IC-555 ως Ασταθούς Πολυδονητή**



Σχήμα 10.4. (α) Εσωτερική δομή του κυκλώματος χρονισμού 555 και συνδεσμολογία του ως ασταθούς πολυδονητή. (β) Κυματομορφές ασταθούς πολυδονητή.



Η εξωτερική συνδεσμολογία Ασταθούς Πολυδονητή φαίνεται στο σχήμα 10.4.(α). Τα στοιχεία χρονισμού  $R_A$ ,  $R_B$ , και  $C$  συνδέονται ως εξής: Ο πυκνωτής  $C$  μεταξύ ακροδέκτη 6 και αναφοράς, η αντίσταση  $R_A$  μεταξύ των ακροδεκτών 7 και 8, και η αντίσταση  $R_B$  μεταξύ των ακροδεκτών 6 και 7. Οι ακροδέκτες 2 - 6 όπως αντίστοιχα και οι 4 - 8 βραχυκυκλώνονται μεταξύ τους. (βλ. σημείωση 1)

**Σημείωση 1** Ο ακροδέκτης 4 αναστέλλει τη λειτουργία του 555. Προς αποφυγή ανεπιθύμητου reset, ο ακροδέκτης αυτός συνδέεται στην τάση τροφοδοσίας.

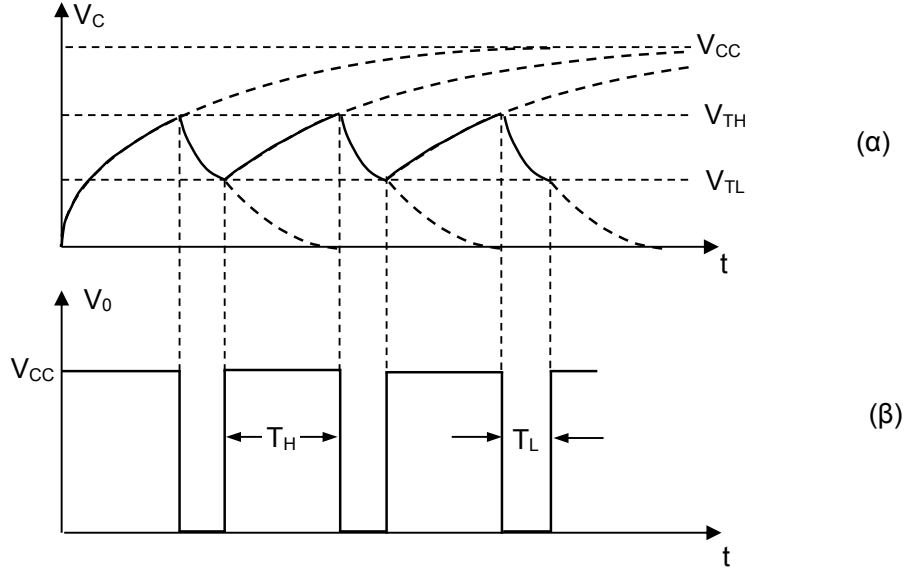
Για τη λειτουργία του 555 σαν ασταθούς πολυδονητή θεωρούμε ότι ο πυκνωτής  $C$  είναι αφόρτιστος. Έτσι για τον συγκριτή 2 έχουμε  $V_{TL} > V_C$  και Reset 1. Στην ίδια χρονική στιγμή, δηλ.  $C$  αφόρτιστος, ο συγκριτής 1 έχει  $V_{TH} > V_C$  και Set 0. Άρα στο F-F το  $Q=0$  και το  $\bar{Q}=1$  οπότε το τρανζίστορ  $Q_1$  είναι στην αποκοπή και ο πυκνωτής  $C$  αρχίζει να φορτίζεται μέσω των  $R_A$ ,  $R_B$ . Όταν η  $V_C$  φθάσει και ξεπεράσει την τάση  $V_{TL} = V_{CC}/3$  του συγκριτή 2, και γίνει  $V_{TL} < V_C < V_{TH}$ , τότε αυτός δίνει έξοδο 0, άρα Reset 0. Αντίστοιχα ο συγκριτής 1 δίνει Set 0. Τότε το F-F δεν αλλάζει κατάσταση αλλά παραμένει στην προηγούμενη. Καθώς ο πυκνωτής συνεχίζει την φόρτισή του και όταν η  $V_C$  φθάσει και ξεπεράσει την τάση  $V_{TH} = 2V_{CC}/3$  τότε ο συγκριτής 1 δίνει στην έξοδό του 1 οπότε έχουμε Set 1 που σημαίνει  $\bar{Q} = 0$  και  $Q = 1$ . Άρα αλλάζει κατάσταση η έξοδος  $V_o$  και ενώ μέχρι τώρα είχαμε  $V_o = 1$ , τώρα έχουμε  $V_o = 0$ . Στη νέα κατάσταση το τρανζίστορ  $Q_1$  λειτουργεί στον κόρο (άγει), οπότε ο πυκνωτής αρχίζει να εκφορτίζεται μέσω της  $R_B$  και του συλλέκτη του  $Q_1$ . Η εκφόρτισή του γίνεται με σταθερά

χρόνου  $R_B C$  και έτσι η τάση  $V_C$  μειώνεται εκθετικά προς την τιμή μηδέν. Μόλις ολοκληρωθεί η πιο πάνω διαδικασία ξεκινά ένας νέος κύκλος λειτουργίας.

Η εκθετική αύξηση της  $V_C$  περιγράφεται από τη σχέση :

$$V_C = V_{CC} - (V_{CC} - V_{TL}) e^{-t/C(R_A + R_B)} \quad (4)$$

για τη χρονική στιγμή  $t = 0$ .



Σχήμα 10.5. Διάγραμμα χρονικών μεταβολών τάσης: (α) πυκνωτή  $V_C$  και (β) εξόδου  $V_0$ .

Αν τώρα θεωρήσουμε τη χρονική στιγμή  $t = T_H$  τότε η τάση

$$V_C = V_{TH} = 2/3 V_{CC} \text{ και } V_{TL} = 1/3 V_{CC} \quad (5)$$

Επομένως αν οι σχέσεις (4) αντικατασταθούν στη σχέση (3), έχουμε

$$T_H = C(R_A + R_B) \ln 2 \Rightarrow T_H \cong 0.69 C (R_A + R_B) = PW_1 \quad (6)$$

όπου  $T_H = T_{ON}$ . Από το σχήμα 10.5 φαίνεται ότι η έξοδος  $V_0$  είναι 0 κατά το χρονικό διάστημα  $T_L$  όπου η τάση  $V_C$  μειώνεται εκθετικά από την τιμή  $V_{TH}$  στην  $V_{TL}$ . Η τάση  $V_C$  του πυκνωτή τη χρονική στιγμή  $t = 0$ , περιγράφεται από τη σχέση :

$$V_C = V_{TH} e^{-t/R_B C} \quad (7)$$

Τη χρονική στιγμή  $t = T_L$  :

$$V_C = V_{TL} = 1/3 V_{CC} \text{ και } V_{TH} = 2/3 V_{CC} \quad (8)$$

Άρα :

$$T_L = CR_B \ln 2 \Rightarrow T_L \cong 0.69 CR_B = PW_2 \quad (9)$$

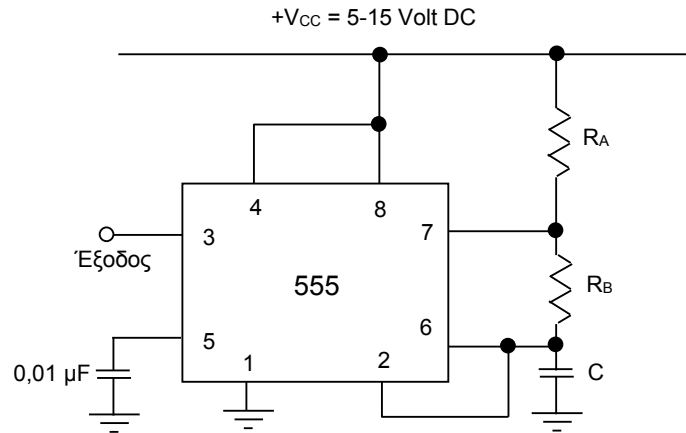
όπου  $T_L = T_{OFF}$ . Επομένως :

$$T = T_H + T_L = 0.69 (R_A + 2R_B) \cdot C \quad (10)$$

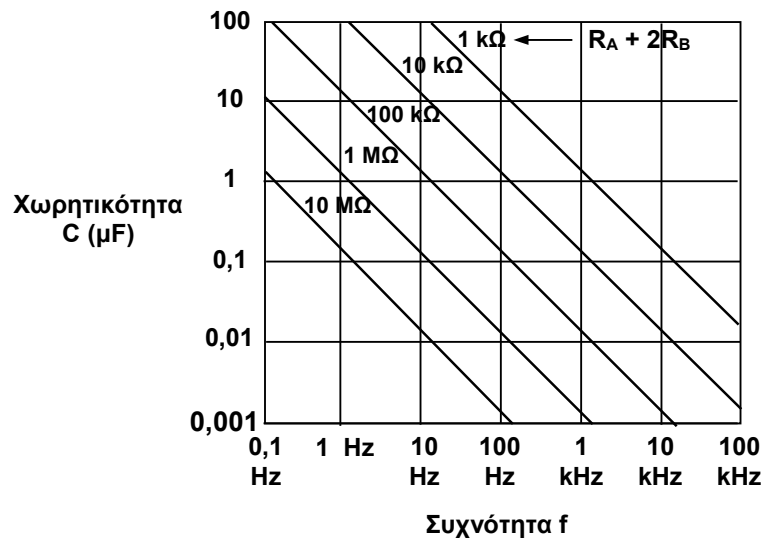
Και ο κύκλος εργασίας της κυματομορφής εξόδου είναι :

$$\text{Κύκλος εργασίας} = \frac{T_H}{T_H + T_L} = \frac{R_A + R_B}{R_A + 2R_B} \quad (11)$$

### 10.1.5. Συνδεσμολογία του 555 ως Ασταθούς Πολυδονητή



Σχήμα 10.6. Το 555 σε συνδεσμολογία ασταθούς πολυδονητή.



Σχήμα 10.7. Μεταβολή της συχνότητας του 555 σε λειτουργία ασταθούς πολυδονητή, συναρτήσει του αθροίσματος  $R_A + 2R_B$  και της χωρητικότητας  $C$ .

Όταν το 555 λειτουργεί ως ασταθής πολυδονητής παράγει στην έξοδό του μια τετραγωνική κυματομορφή της οποίας μπορούμε να προκαθορίσουμε τον κύκλο εργασίας (duty cycle), δηλ. το χρονικό διάστημα που η έξοδος είναι θετική. Αυτό επιτυγχάνεται με την κατάλληλη επιλογή των τιμών των αντιστάσεων  $R_A$  και  $R_B$  και του πυκνωτή  $C$  όπως αυτές φαίνονται στο σχήμα 10.6. Το σχήμα 10.7 παρουσιάζει τη μεταβολή της συχνότητας της κυματομορφής εξόδου του ασταθούς πολυδονητή (555) συναρτήσει της χωρητικότητας  $C$  και του αθροίσματος ( $R_A + 2R_B$ ).

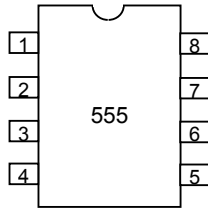
Η συχνότητα της ταλάντωσης δίνεται από τη σχέση

$$f = \frac{1.46}{(R_A + 2R_B) C} \quad (12)$$

Από το σχήμα 10.7 μπορούμε επίσης να επιλέξουμε τις τιμές των  $R$  και  $C$  για διαφορετικές συχνότητες.

**ΣΗΜΕΙΩΣΗ:** Η έξοδος είναι περισσότερο συμμετρική όταν η  $R_B$  είναι περίπου πέντε (5) φορές μεγαλύτερη από την  $R_A$ .

Τέλος, στο σχήμα 10.8 παρουσιάζεται η αρίθμηση των ακροδεκτών του ολοκληρωμένου 555 και η τοπογραφία τους.



1. GND	5. CONTROL VOLTAGE
2. TRIGGER	6. THRESHOLD
3. OUTPUT	7. DISCHARGE
4. RESET	8. +V <sub>CC</sub>

Σχήμα 10.8. Διάταξη ολοκληρωμένου 555.

## 10.2. Αντικείμενο – Σκοπός

Σκοπός της παρούσας άσκησης είναι :

- (1) Η αναγνώριση και εξήγηση της λειτουργίας του κυκλώματος του ολοκληρωμένου 555.
- (2) Η συνδεσμολογία του 555 σε κύκλωμα μονοσταθούς πολυδονητή και η επαλήθευση της λειτουργίας του.
- (3) Η συνδεσμολογία του 555 σε κύκλωμα ασταθούς πολυδονητή και η επαλήθευση της λειτουργίας του.

### 10.2.1. Απαιτούμενος Εξοπλισμός

Πηγή ισχύος 0-15 Vdc

Παλμογράφος

$R_A = 470 \Omega$ ,  $R_B =$  (να υπολογισθεί) –  $\frac{1}{2} W$

Ποτενσιόμετρα 1 k $\Omega$ , 10 k $\Omega$

Πυκνωτές 0,01  $\mu F$  (κεραμικός), C = (να υπολογισθεί).

### 10.2.2. Πειραματική Διαδικασία

1. Ρυθμίστε την έξοδο της γεννήτριας ώστε το κάτω μέρος του τετραγωνικού παλμού να ταυτίζεται με το DC του παλμογράφου (αναφορά). Το πλάτος του παλμού εξόδου της γεννήτριας να είναι  $V_{in} \geq 4V$ . Πραγματοποιήστε το κύκλωμα του 555 σε συνδεσμολογία μονοσταθούς πολυδονητή. Χρησιμοποιήστε  $R_A = 470 \Omega$  και ένα ποτενσιόμετρο του 1 k $\Omega$  σε σειρά. Πυκνωτή C, χωρητικότητας τέτοιας που να παρέχει μέγιστη διάρκεια παλμού γύρω στα 100  $\mu sec$ . Παρατηρήστε την έξοδό σας για δύο τυχαίες θέσεις του ποτενσιομέτρου. Εξηγήστε και επαληθεύστε θεωρητικά τη διάρκεια των παλμών.
2. Πραγματοποιήστε το κύκλωμα του 555 σε συνδεσμολογία ασταθούς πολυδονητή. Χρησιμοποιήστε  $R_A = 470 \Omega$  και ένα ποτενσιόμετρο των 10 k $\Omega$  σε σειρά και επιλέξτε την  $R_B$  έτσι ώστε να έχετε μέγιστη συχνότητα κυματομορφής εξόδου γύρω στα 5 kHz. Για τη συγκεκριμένη συχνότητα χρησιμοποιήστε πυκνωτή C χωρητικότητας 0.01  $\mu F$ . Παρατηρήστε τη μορφή του σήματος εξόδου για δύο τυχαίες θέσεις του ποτενσιομέτρου. Εξηγήστε και επαληθεύστε θεωρητικά τη διάρκεια των παλμών.

- Timing From Microseconds to Hours
- Astable or Monostable Operation
- Adjustable Duty Cycle
- TTL-Compatible Output Can Sink or Source up to 200 mA
- Designed To Be Interchangeable With Signetics NE555, SA555, SE555, and SE555C

**SE555C FROM TI IS NOT RECOMMENDED FOR NEW DESIGNS**

**description**

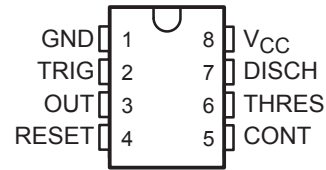
These devices are precision monolithic timing circuits capable of producing accurate time delays or oscillation. In the time-delay or monostable mode of operation, the timed interval is controlled by a single external resistor and capacitor network. In the astable mode of operation, the frequency and duty cycle can be controlled independently with two external resistors and a single external capacitor.

The threshold and trigger levels normally are two-thirds and one-third, respectively, of  $V_{CC}$ . These levels can be altered by use of the control-voltage terminal. When the trigger input falls below the trigger level, the flip-flop is set and the output goes high. If the trigger input is above the trigger level and the threshold input is above the threshold level, the flip-flop is reset and the output is low. RESET can override all other inputs and can be used to initiate a new timing cycle. When RESET goes low, the flip-flop is reset and the output goes low. When the output is low, a low-impedance path is provided between DISCH and ground.

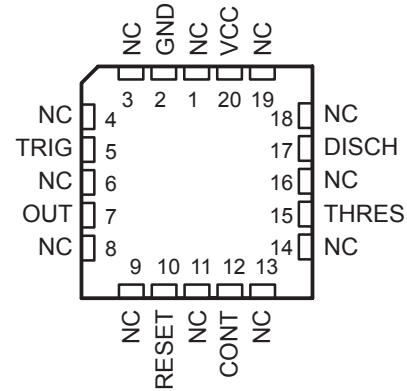
The output circuit is capable of sinking or sourcing current up to 200 mA. Operation is specified for supplies of 5 V to 15 V. With a 5-V supply, output levels are compatible with TTL inputs.

The NE555 is characterized for operation from 0°C to 70°C. The SA555 is characterized for operation from -40°C to 85°C. The SE555 and SE555C are characterized for operation over the full military range of -55°C to 125°C.

**D, JG, OR P PACKAGE  
(TOP VIEW)**



**FK PACKAGE  
(TOP VIEW)**



NC—No internal connection

**AVAILABLE OPTIONS**

T <sub>A</sub>	PACKAGE					CHIP FORM (Y)
	V <sub>THRES</sub> MAX V <sub>CC</sub> = 15 V	SMALL OUTLINE (D)	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (JG)	PLASTIC DIP (P)	
0°C to 70°C	11.2 V	NE555D			NE555P	NE555Y
-40°C to 85°C	11.2 V	SA555D			SA555P	
-55°C to 125°C	10.6 V	SE555D	SE555FK	SE555JG	SE555P	
	11.2 V	SE555CD	SE555CFK	SE555CJG	SE555CP	

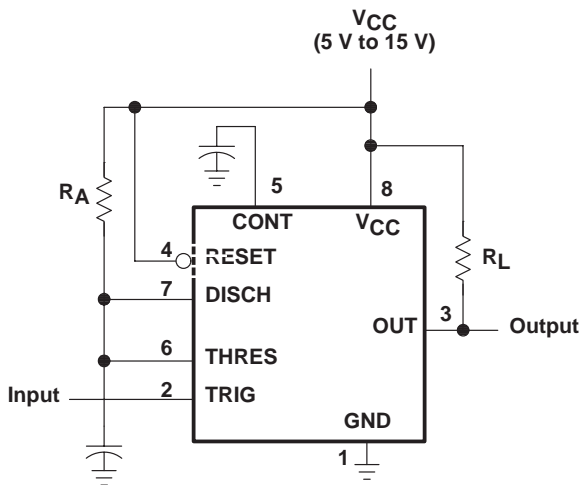
The D package also is available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (e.g., NE555DR).



APPLICATION INFORMATION

monostable operation

For monostable operation, any of these timers can be connected as shown in Figure 9. If the output is low, application of a negative-going pulse to TRIG sets the flip-flop ( $\bar{Q}$  goes low), drives the output high, and turns off Q1. Capacitor C then is charged through  $R_A$  until the voltage across the capacitor reaches the threshold voltage of THRES input. If TRIG has returned to a high level, the output of the threshold comparator will reset the flip-flop ( $\bar{Q}$  goes high), drive the output low, and discharge C through Q1.



Pin numbers shown are for the D, JG, and P packages.

Figure 9. Circuit for Monostable Operation

Monostable operation is initiated when TRIG voltage falls below the trigger threshold. Once initiated, the sequence ends only if TRIG is high at the end of the timing interval. Because of the threshold level and saturation voltage of Q1, the output pulse duration is approximately  $t_w = 1.1R_A C$ . Figure 11 is a plot of the time constant for various values of  $R_A$  and C. The threshold levels and charge rates both are directly proportional to the supply voltage,  $V_{CC}$ . The timing interval is, therefore, independent of the supply voltage, so long as the supply voltage is constant during the time interval.

Applying a negative-going trigger pulse simultaneously to RESET and TRIG during the timing interval discharges C and re-initiates the cycle, commencing on the positive edge of the reset pulse. The output is held low as long as the reset pulse is low. To prevent false triggering, when RESET is not used, it should be connected to  $V_{CC}$ .

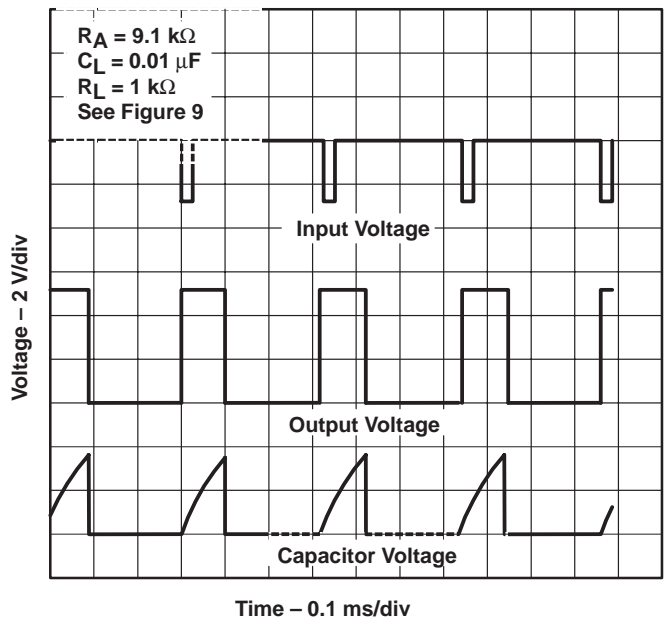


Figure 10. Typical Monostable Waveforms

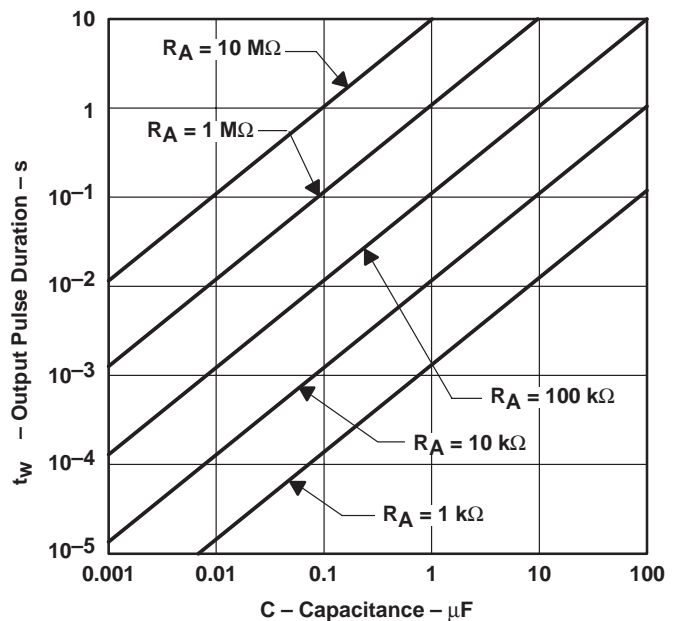


Figure 11. Output Pulse Duration vs Capacitance

# NE555, NE555Y, SA555, SE555, SE555C PRECISION TIMERS

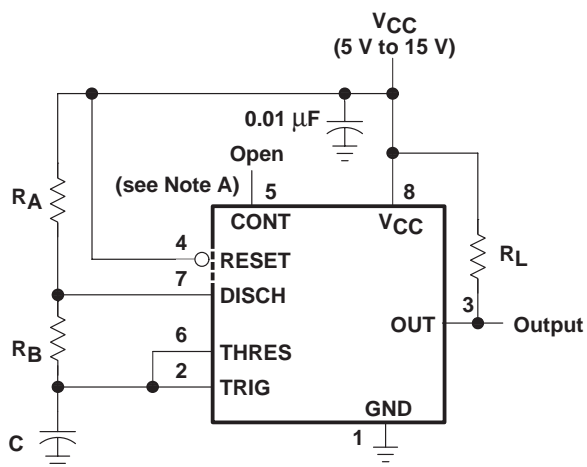
SLFS022A – SEPTEMBER 1973 – REVISED SEPTEMBER 2000

## APPLICATION INFORMATION

### astable operation

As shown in Figure 12, adding a second resistor,  $R_B$ , to the circuit of Figure 9 and connecting the trigger input to the threshold input causes the timer to self-trigger and run as a multivibrator. The capacitor  $C$  charges through  $R_A$  and  $R_B$  and then discharges through  $R_B$  only. Therefore, the duty cycle is controlled by the values of  $R_A$  and  $R_B$ .

This astable connection results in capacitor  $C$  charging and discharging between the threshold-voltage level ( $90.67 \cdot V_{CC}$ ) and the trigger-voltage level ( $90.33 \cdot V_{CC}$ ). As in the monostable circuit, charge and discharge times (and, therefore, the frequency and duty cycle) are independent of the supply voltage.



Pin numbers shown are for the D, JG, and P packages.

NOTE A: Decoupling CONT voltage to ground with a capacitor can improve operation. This should be evaluated for individual applications.

Figure 12. Circuit for Astable Operation

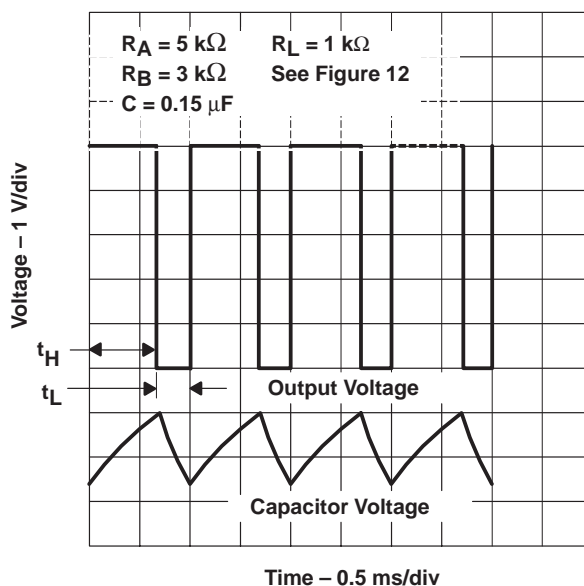


Figure 13. Typical Astable Waveforms

**APPLICATION INFORMATION**

Figure 13 shows typical waveforms generated during astable operation. The output high-level duration  $t_H$  and low-level duration  $t_L$  can be calculated as follows:

$$t_H = 0.693 (R_A + R_B) C$$

$$t_L = 0.693 (R_B) C$$

Other useful relationships are shown below.

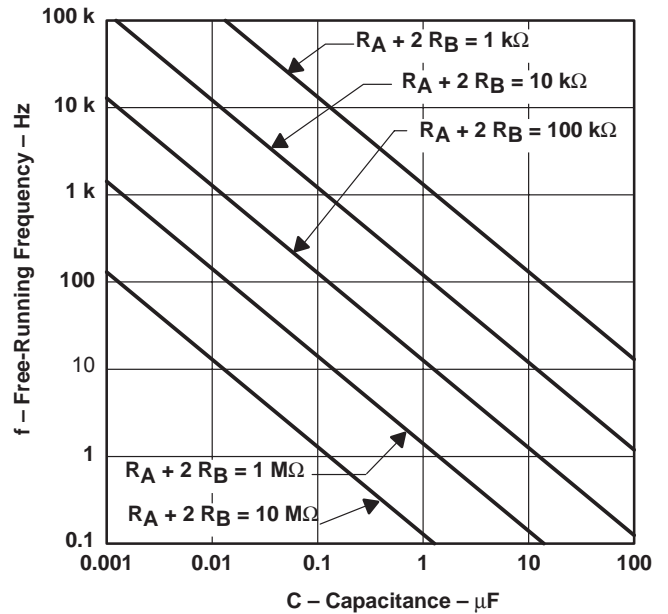
$$\text{period} = t_H + t_L = 0.693 (R_A + 2R_B) C$$

$$\text{frequency} \approx \frac{1.44}{(R_A + 2R_B) C}$$

$$\text{Output driver duty cycle} = \frac{t_L}{t_H + t_L} = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$$

$$\begin{aligned} \text{Output waveform duty cycle} \\ = \frac{t_H}{t_H + t_L} = 1 - \frac{R_B}{R_A + 2R_B} \end{aligned}$$

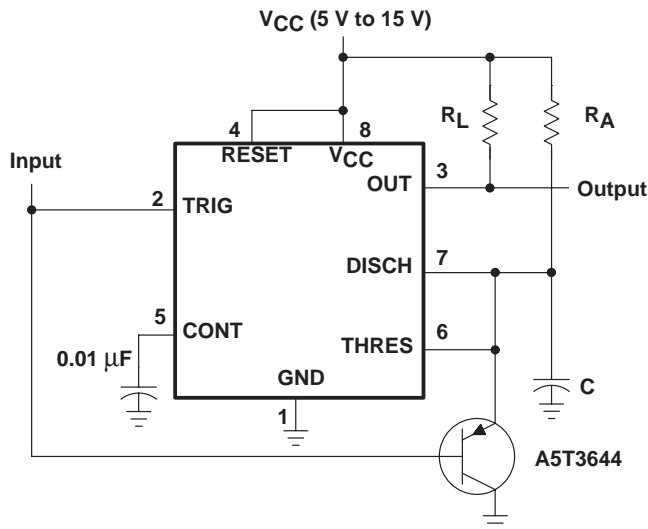
$$\text{Low-to-high ratio} = \frac{t_L}{t_H} = \frac{R_B}{R_A + R_B}$$



**Figure 14. Free-Running Frequency**

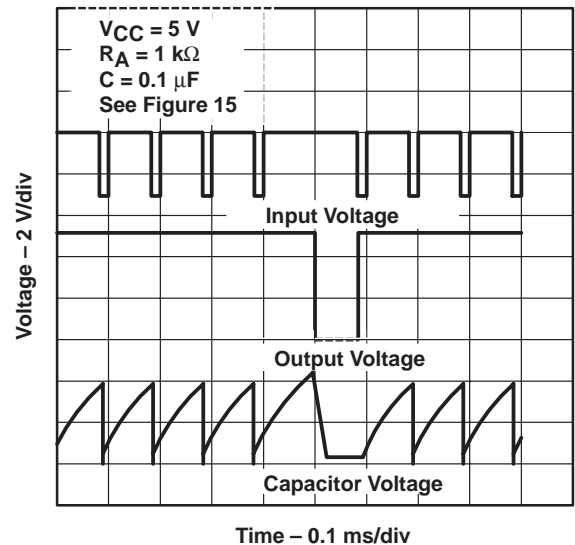
**missing-pulse detector**

The circuit shown in Figure 15 can be used to detect a missing pulse or abnormally long spacing between consecutive pulses in a train of pulses. The timing interval of the monostable circuit is retriggered continuously by the input pulse train as long as the pulse spacing is less than the timing interval. A longer pulse spacing, missing pulse, or terminated pulse train permits the timing interval to be completed, thereby generating an output pulse as shown in Figure 16.



Pin numbers shown are shown for the D, JG, and P packages.

**Figure 15. Circuit for Missing-Pulse Detector**



**Figure 16. Circuit for Missing-Pulse Detector**

## APPLICATION INFORMATION

### frequency divider

By adjusting the length of the timing cycle, the basic circuit of Figure 9 can be made to operate as a frequency divider. Figure 17 shows a divide-by-three circuit that makes use of the fact that retriggering cannot occur during the timing cycle.

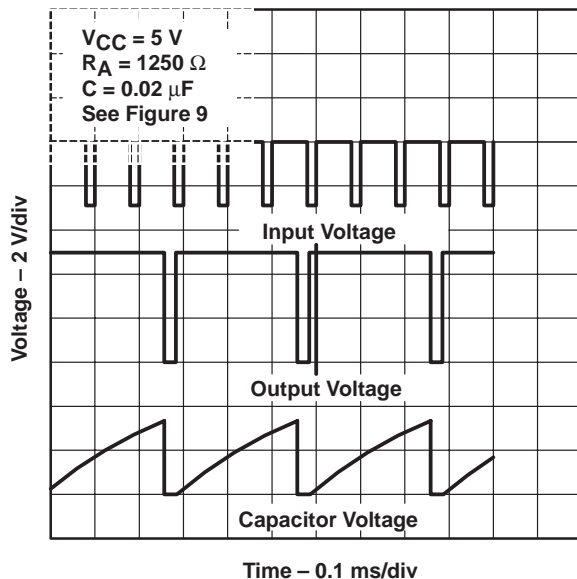
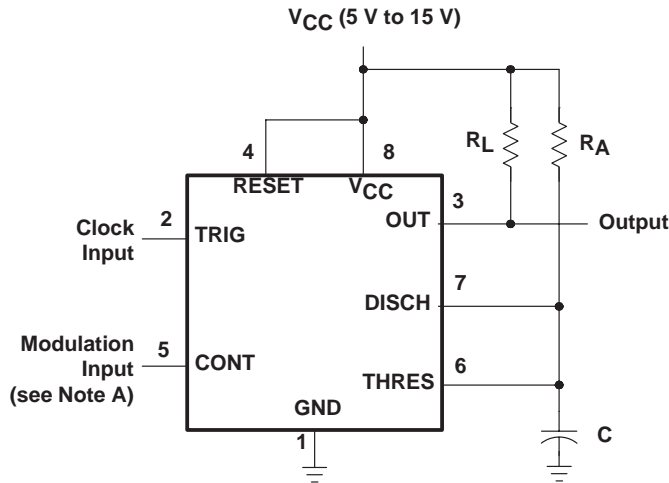


Figure 17. Divide-By-Three Circuit Waveforms

### pulse-width modulation

The operation of the timer can be modified by modulating the internal threshold and trigger voltages, which is accomplished by applying an external voltage (or current) to CONT. Figure 18 shows a circuit for pulse-width modulation. A continuous input pulse train triggers the monostable circuit, and a control signal modulates the threshold voltage. Figure 19 shows the resulting output pulse-width modulation. While a sine-wave modulation signal is illustrated, any wave shape could be used.

APPLICATION INFORMATION



Pin numbers shown are for the D, JG, and P packages.

NOTE A: The modulating signal can be direct or capacitively coupled to CONT. For direct coupling, the effects of modulation source voltage and impedance on the bias of the timer should be considered.

Figure 18. Circuit for Pulse-Width Modulation

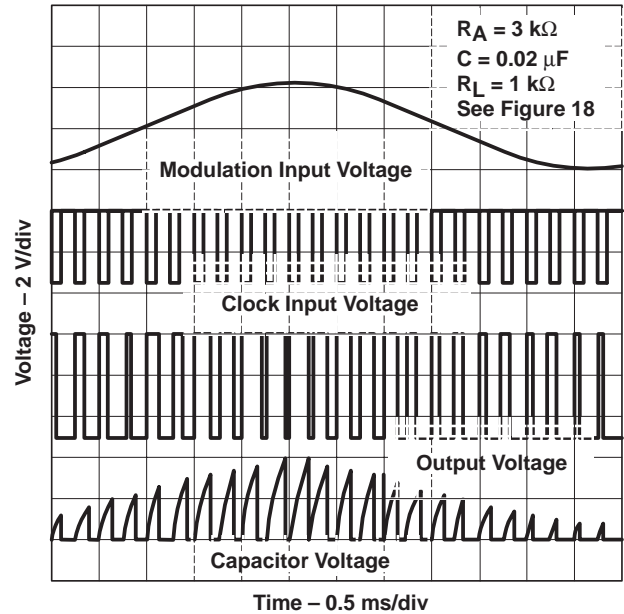
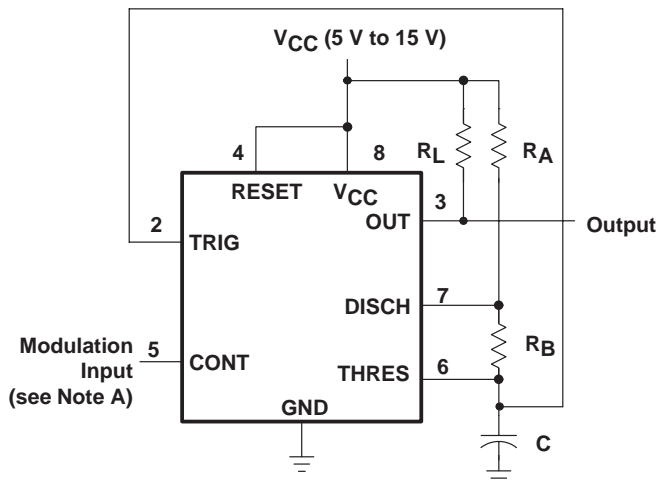


Figure 19. Pulse-Width Modulation Waveforms

pulse-position modulation

As shown in Figure 20, any of these timers can be used as a pulse-position modulator. This application modulates the threshold voltage, and, thereby, the time delay, of a free-running oscillator. Figure 21 shows a triangular-wave modulation signal for such a circuit; however, any wave shape could be used.



Pin numbers shown are for the D, JG, and P packages.

NOTE A: The modulating signal can be direct or capacitively coupled to CONT. For direct coupling, the effects of modulation source voltage and impedance on the bias of the timer should be considered.

Figure 20. Circuit for Pulse-Position Modulation

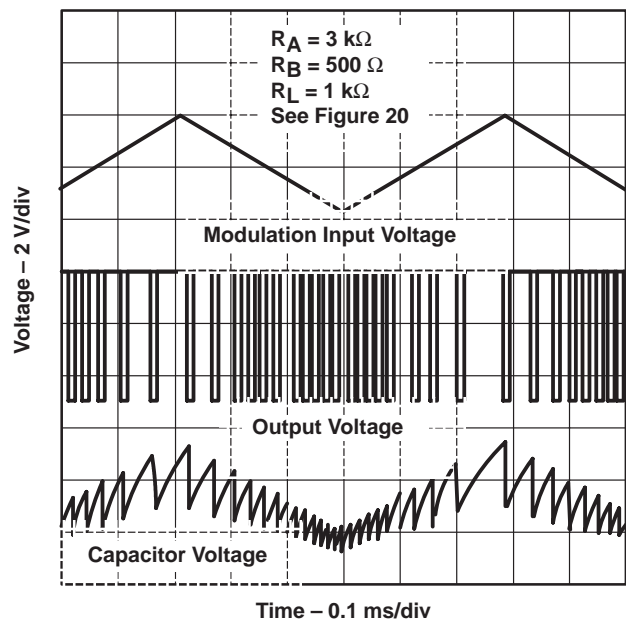


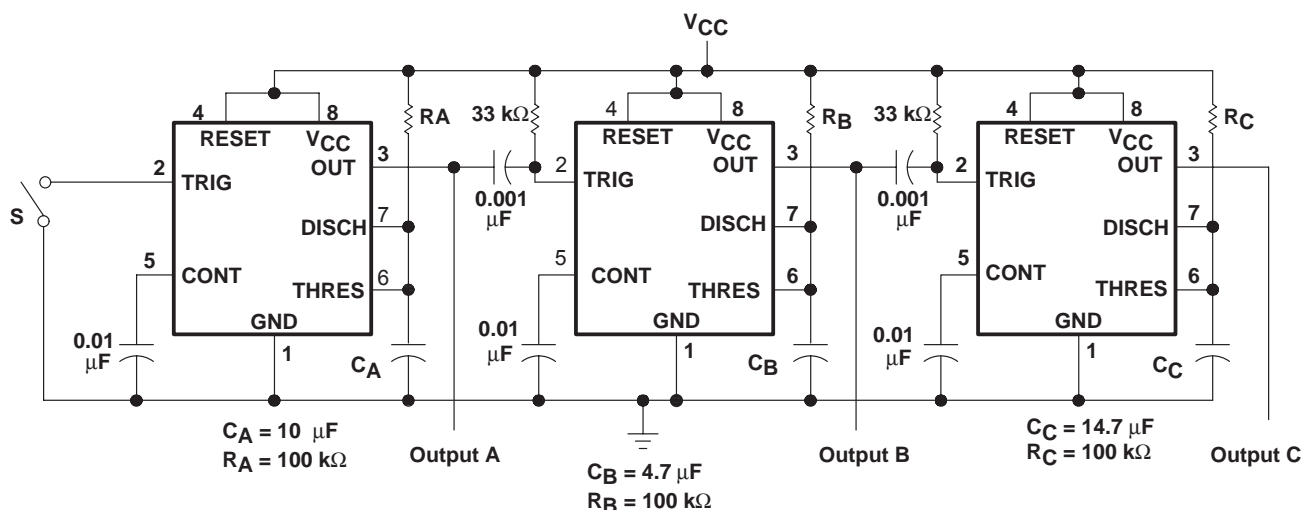
Figure 21. Pulse-Position-Modulation Waveforms

# NE555, NE555Y, SA555, SE555, SE555C PRECISION TIMERS

SLFS022A – SEPTEMBER 1973 – REVISED SEPTEMBER 2000

## APPLICATION INFORMATION

### sequential timer



S closes momentarily at  $t = 0$ .

Pin numbers shown are for the D, JG, and P packages.

Figure 22. Sequential Timer Circuit

Many applications, such as computers, require signals for initializing conditions during start-up. Other applications, such as test equipment, require activation of test signals in sequence. These timing circuits can be connected to provide such sequential control. The timers can be used in various combinations of astable or monostable circuit connections, with or without modulation, for extremely flexible waveform control. Figure 22 shows a sequencer circuit with possible applications in many systems, and Figure 23 shows the output waveforms.

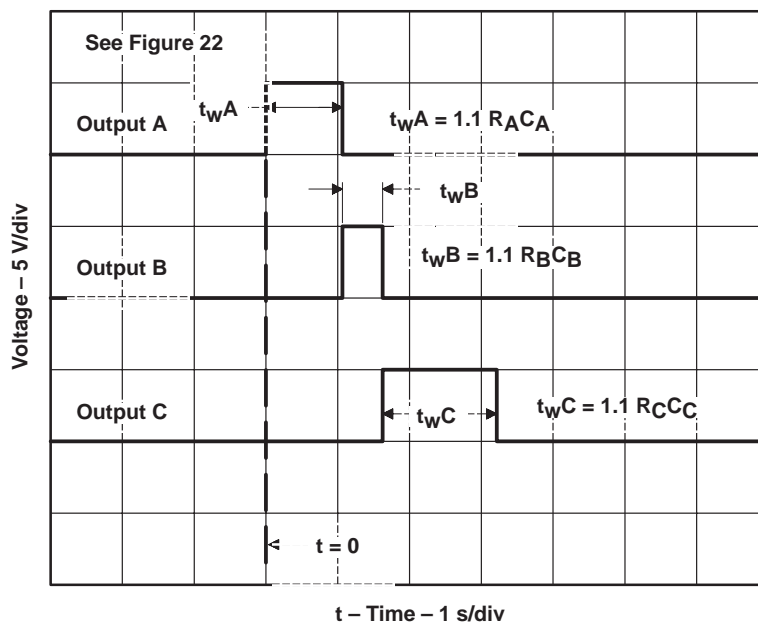


Figure 23. Sequential Timer Waveforms

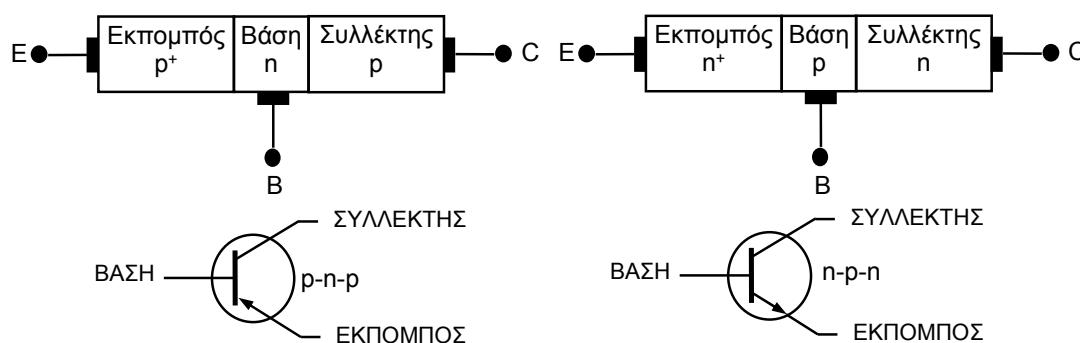
## 11. Τρανζίστορ Διπολικών Ενώσεων (BJT)

### 11.1. Θεωρία

#### 11.1.1. Γενικά

Το τρανζίστορ αποτελεί το κύριο ημιαγωγικό στοιχείο της ηλεκτρονικής βιομηχανίας. Η ανακάλυψή του προετοίμασε το δρόμο για την απίστευτη σμίκρυνση των κυκλωμάτων και των ηλεκτρονικών διατάξεων. Σήμερα αποτελεί την καρδιά των πολύπλοκων κυκλωμάτων των ηλεκτρονικών υπολογιστών.

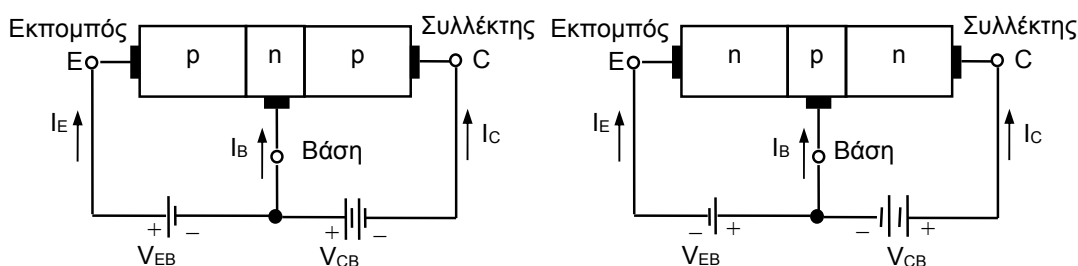
Το τρανζίστορ αποτελείται από τρεις ημιαγωγικές περιοχές. Στο σχήμα 11.1 φαίνεται το διάγραμμα ενός τρανζίστορ και τα σύμβολα που έχουν καθιερωθεί για την παράσταση των τριών ημιαγωγικών περιοχών στα κυκλωματικά διαγράμματα.



Σχήμα 11.1. Διαγράμματα και συμβολισμός τρανζίστορ διπολικών ενώσεων.

Κάθε περιοχή συνδέεται στο εξωτερικό κύκλωμα με έναν ακροδέκτη. Οι ακροδέκτες αυτοί φέρουν τις ονομασίες: *εκπομπός* (emitter), *βάση* (base) και *συλλέκτης* (collector). Σημειώστε τη διαφορά μεταξύ συμβόλων για τα δύο είδη τρανζίστορ: p-n-p και n-p-n αντίστοιχα, ανάλογα με τη νόθευση της κάθε περιοχής. Η διαφορά εντοπίζεται στην κατεύθυνση του βέλους στον εκπομπό.

Όταν το τρανζίστορ συνδέεται σε κύκλωμα, η ένωση εκπομπού-βάσης είναι πάντοτε ορθά πολωμένη ενώ η ένωση συλλέκτη-βάσης πάντοτε ανάστροφα, σχήμα 11.2.

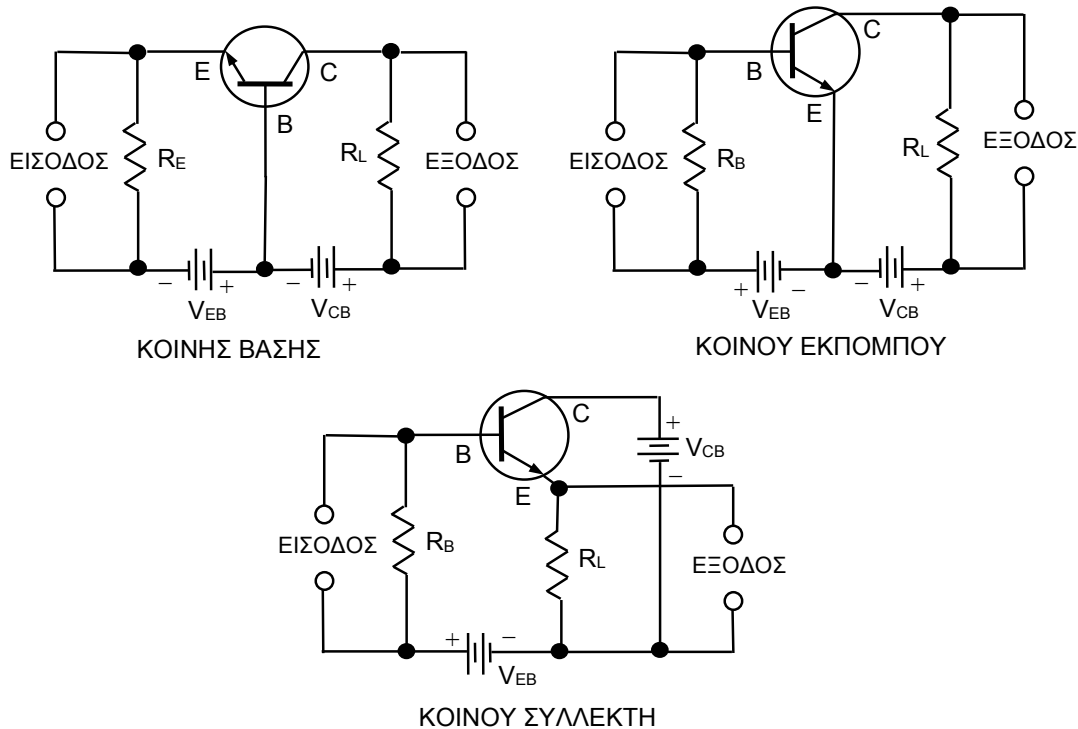


Σχήμα 11.2. Πόλωση διπολικών τρανζίστορ p-n-p και n-p-n.

Η σημαντικότερη διαφορά στη λειτουργία ενός τρανζίστορ και μιας λυχνία είναι η ακόλουθη: Η ροή των ηλεκτρονίων μέσα στη λυχνία ελέγχεται από την τάση πόλωσης της εσχάρας ενώ στο τρανζίστορ το ρεύμα του συλλέκτη ελέγχεται από το ρεύμα εκπομπού-βάσης  $I_B$ . Μια μικρή μεταβολή στο ρεύμα εκπομπού-βάσης προκαλεί μεγάλη μεταβολή στο ρεύμα του συλλέκτη. Για το λόγο αυτό, το τρανζίστορ θεωρείται στοιχείο ελεγχόμενο από ρεύμα σε αντίθεση με τη λυχνία η οποία ελέγχεται από τάση.

### 11.1.2. Συνδεσμολογίες κυκλωμάτων τρανζίστορ

Το τρανζίστορ μπορεί να συνδεθεί είτε σε συνδεσμολογία *κοινής βάσης* (common base, CB), είτε σε συνδεσμολογία *κοινού εκπομπού* (common emitter, CE), είτε σε συνδεσμολογία *κοινού συλλέκτη* (common collector, CC). Οι ονομασίες προκύπτουν από το γεγονός ότι το κοινό στοιχείο ανήκει και στα δύο κυκλώματα εισόδου και εξόδου. Στο σχήμα 11.3 φαίνονται τα κυκλώματα αυτά με τρανζίστορ n-p-n. Θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί και τρανζίστορ p-n-p, με αντιστροφή της πολικότητας των πηγών.



Σχήμα 11.3. Συνδεσμολογίες κυκλωμάτων τρανζίστορ.

Όπως είναι αναμενόμενο, τα χαρακτηριστικά κάθε συνδεσμολογίας ποικίλλουν μεταξύ τους σημαντικά. Στον πίνακα 11.1 δίνονται ορισμένα χαρακτηριστικά για κάθε μία συνδεσμολογία.

ΤΥΠΟΣ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ	$Z_{ΕΙΣ.}$	$Z_{ΕΞ.}$	$A_v$	$A_i$	ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΗ ΦΑΣΗΣ
CB – Κοινής Βάσης	Χαμηλή	Υψηλή	Ναι	$< 1$	ΟΧΙ
CE – Κοινού Εκπομπού	Μέση	Μέση	Ναι	Ναι	ΝΑΙ
CC – Κοινού Συλλέκτη	Υψηλή	Χαμηλή	$< 1$	Ναι	ΟΧΙ

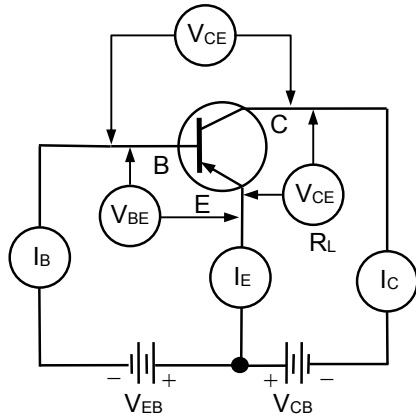
$Z$  : σύνθετη αντίσταση,  $A_v$  : κέρδος τάσης,  $A_i$  : κέρδος ρεύματος

Πίνακας 11.1. Χαρακτηριστικά κυκλωμάτων τρανζίστορ.



### 11.1.3. Δείκτες αναγνώρισης των ρευμάτων (I) και των τάσεων (V)

Στο διάγραμμα του σχήματος 11.4 φαίνονται οι συνήθεις μετρήσεις που εκτελούνται στο κύκλωμα ενός τρανζίστορ.



$I_B$  = Ρεύμα Βάσης       $V_{CE}$  = Τάση Συλλέκτη-Εκπομπού  
 $I_C$  = Ρεύμα Συλλέκτη       $V_{CB}$  = Τάση Συλλέκτη-Βάσης  
 $I_E$  = Ρεύμα Εκπομπού       $V_{BE}$  = Τάση Βάσης-Εκπομπού

#### Πρόσθετα Σύμβολα

$I_{C0}, I_{CB0}$  = Ρεύμα Συλλέκτη με κύκλωμα εκπομπού ανοικτό  
 $P_0$  = Ισχύς Εξόδου       $A_v$  = Κέρδος Τάσης  
 $Z_i$  = Σύνθετη Αντίσταση Εισόδου       $A_i$  = Κέρδος Ρεύματος  
 $Z_0$  = Σύνθετη Αντίσταση Εξόδου       $A_P$  = Κέρδος Ισχύος

Σχήμα 11.4. Συνήθεις μετρήσεις σε κύκλωμα τρανζίστορ.

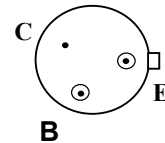
Συνήθως χρησιμοποιούνται κεφαλαία γράμματα ως δείκτες εάν πρόκειται για μέτρηση συνεχούς ρεύματος. Τα πεζά χρησιμοποιούνται ως δείκτες εάν πρόκειται για εναλλασσόμενο μέγεθος.

## 11.2. Αντικείμενο – Σκοπός

Σκοπός της παρούσας άσκησης είναι η πειραματική μέτρηση και χάραξη των χαρακτηριστικών καμπυλών ρεύματος-τάσης του διπολικού τρανζίστορ.

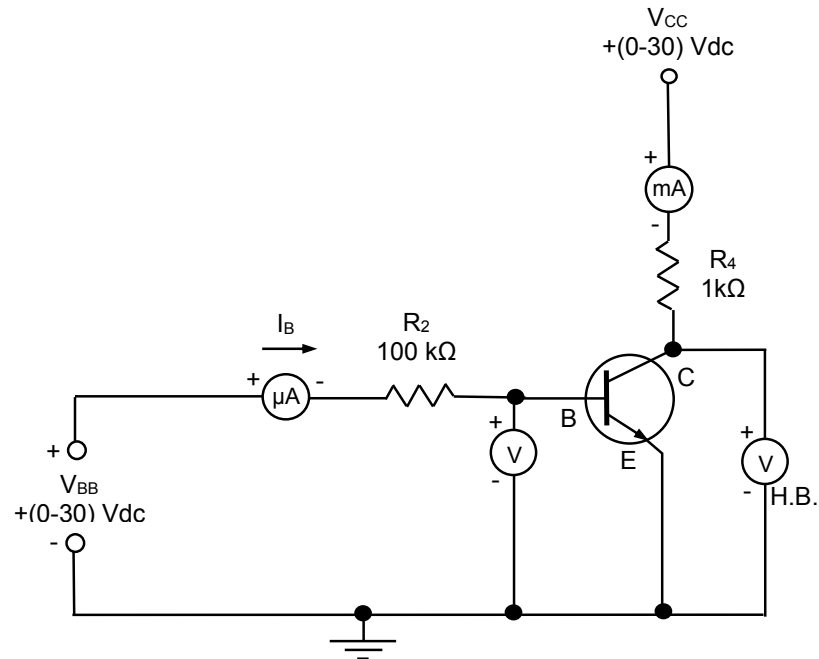
### 11.2.1. Απαιτούμενος Εξοπλισμός

Πηγή ισχύος 0-30 Vdc (1)	Παλμογράφος
Πηγή ισχύος 0-30 Vdc (2)	Τρανζίστορ n-p-n 2N2219
Βολτόμετρο 0-5 Vdc	$R_1$ – Ποτενσιόμετρο 47 kΩ, 1W
Ηλεκτρονικό βολτόμετρο (H.B.)	$R_2$ – 4,7 kΩ, 1W
Αμπερόμετρο 0-0,1 mAdc	$R_3$ – Ποτενσιόμετρο 1 kΩ, 2W
Αμπερόμετρο 0-10-100 mAdc	$R_4$ – 100 Ω, 2W



### 11.2.2. Πειραματική Διαδικασία

- Χρησιμοποιώντας ένα τρανζίστορ 2N2219 (n-p-n) αναγνωρίστε τους ακροδέκτες που αντιστοιχούν σε Βάση (B), Εκπομπό (E) και Συλλέκτη (C).
- Χρησιμοποιώντας ωμόμετρο μετρήστε τις ενώσεις : BE και BC. Με βάση τη θεωρία και τον τύπο του τρανζίστορ (PNP ή NPN) χρησιμοποιείστε προσεκτικά το ωμόμετρο. Δικαιολογείστε το αποτέλεσμα των μετρήσεων.
- Πραγματοποιήστε το κύκλωμα του σχήματος 11.5. Ρυθμίστε την τάση  $V_{BB}$  για πέντε (5) διαφορετικές τιμές του ρεύματος βάσης ( $I_B$ ) έτσι ώστε  $V_{BE} = 0,6$  Volt. Μεταβάλλετε την τάση  $V_{CC}$  και μετρήστε για διάφορες τιμές της  $V_{CE}$  το ρεύμα  $I_C$  και καταγράψτε τις στον πίνακα 11.2. Επαναλάβετε τις μετρήσεις για κάθε τιμή του  $I_B$  και για σταθερές τιμές του  $V_{CE}$  (βλ. Πίνακα 11.2).

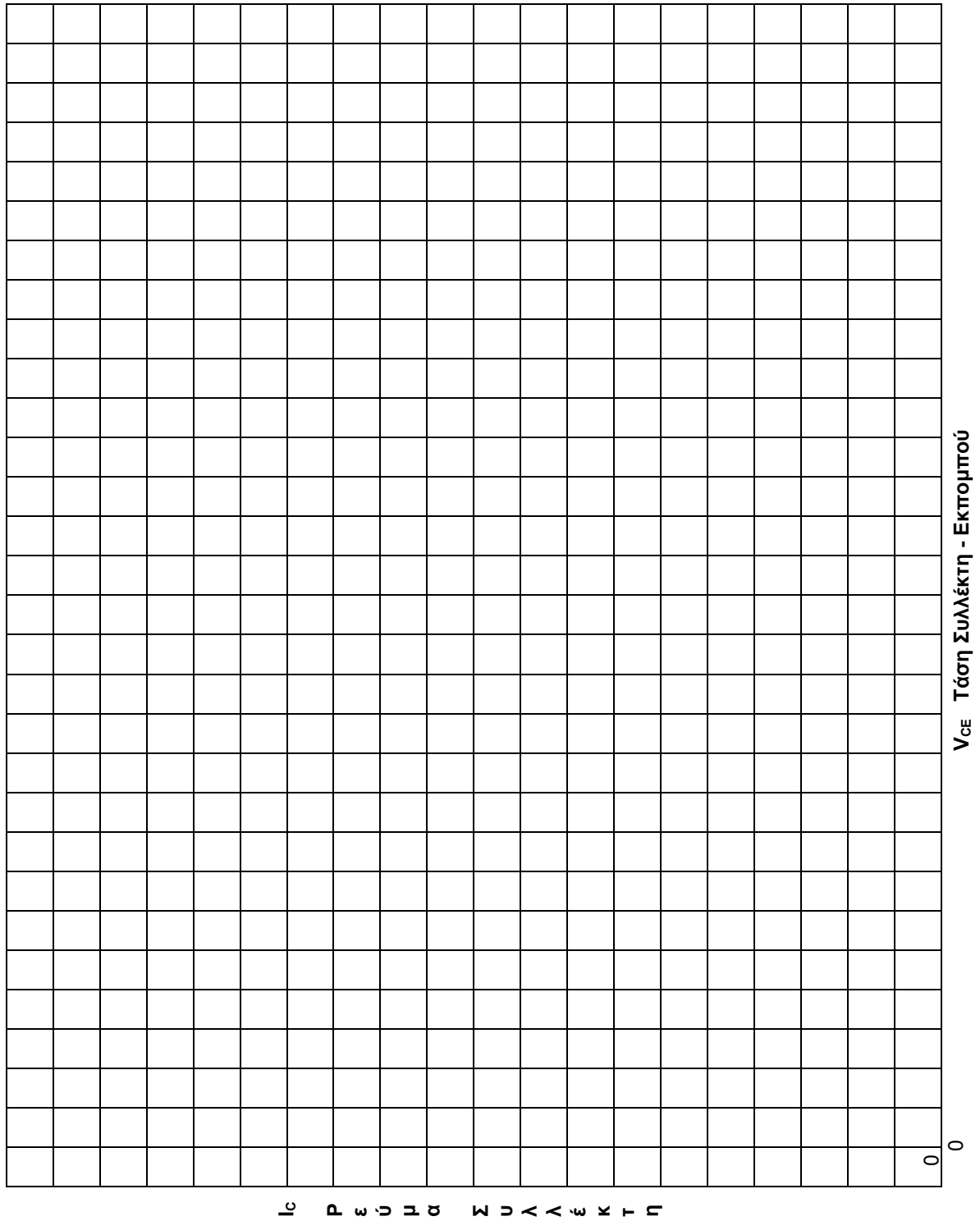


Σχήμα 11.5. Κύκλωμα μέτρησης χαρακτηριστικής τρανζίστορ κοινού εκπομπού.

	$I_{B1} = 5\mu\text{A}$	$I_{B2} = 10\mu\text{A}$	$I_{B3} = 20\mu\text{A}$	$I_{B4} = 40\mu\text{A}$	$I_{B5} = 60\mu\text{A}$
$V_{CE1}$ (V)	$I_{C1}$ (mA)	$I_{C2}$ (mA)	$I_{C3}$ (mA)	$I_{C4}$ (mA)	$I_{C5}$ (mA)
0,1					
0,3					
0,5					
1,0					
5,0					
10,0					
15,0					
20,0					
25,0					

Πίνακας 11.2. Μετρήσεις χαρακτηριστικών εξόδου συνδεσμολογίας κοινού εκπομπού.

4. Σε σύστημα αξόνων x-y (Σχήμα 11.6) όπου ο κάθετος αντιστοιχεί στο ρεύμα εξόδου  $I_C$  και ο οριζόντιος στην τάση  $V_{CE}$  σχεδιάστε τις χαρακτηριστικές εξόδου (πέντε χαρακτηριστικές για τα ρεύματα  $I_{B1} - I_{B5}$ ) του τρανζίστορ (εναλλακτικά χρησιμοποιήστε για τα διαγράμματά σας φύλλο εργασίας Excel).



Σχήμα 11.6. Χαρακτηριστικές εξόδου  $I_C / V_{CE}$  συνδεσμολογίας κοινού εκπομπού.

5. Υπολογίστε το συντελεστή ενίσχυσης ρεύματος ( $\beta$  ή  $h_{ie}$ ) του τρανζίστορ για δύο διαφορετικά ζεύγη τιμών  $I_C$  και  $I_B$  με  $V_{CE} = 5V$ . Ο συντελεστής ενίσχυσης ρεύματος (ή κέρδος ρεύματος) της συνδεσμολογίας κοινού εκπομπού προσδιορίζεται από τη σχέση  $\beta = \Delta I_C / \Delta I_B$  με  $V_{CE}$  σταθερή.

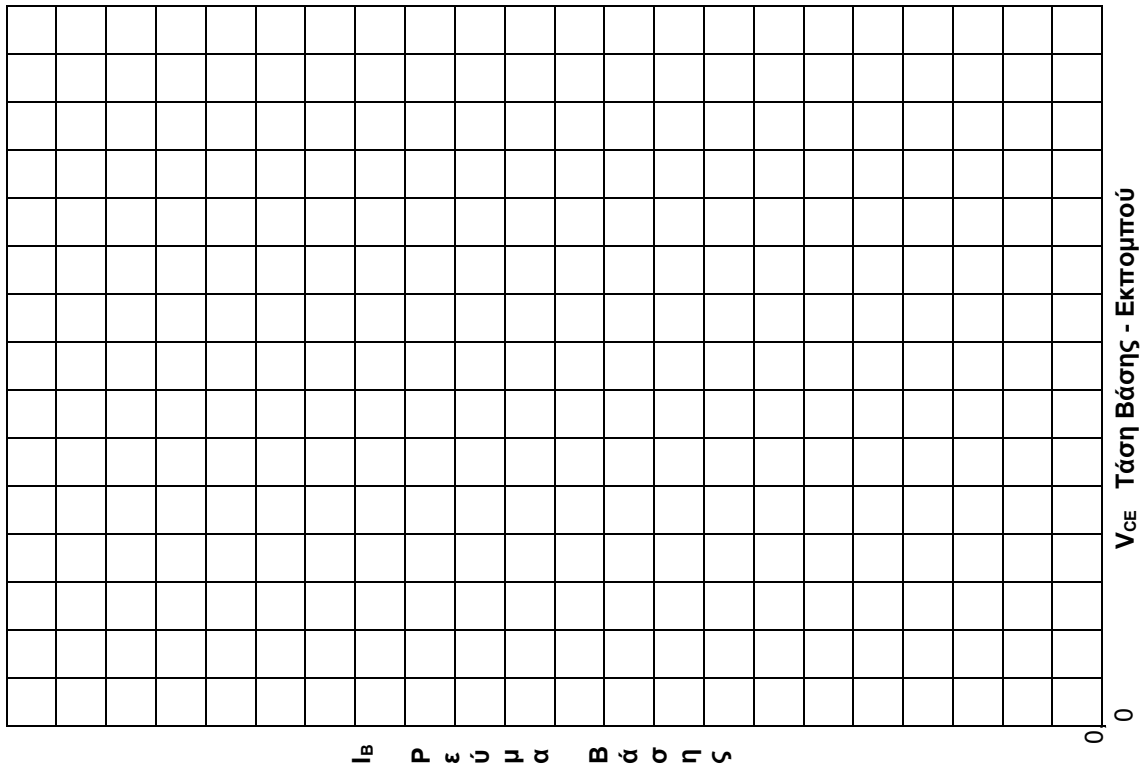
Υπολογίστε επίσης την αγωγιμότητα της εξόδου ( $h_{oe}$ ) λαμβάνοντας υπόψη ότι αυτή ορίζεται από τη σχέση  $h_{oe} = \Delta I_C / \Delta V_{CE}$  με  $I_B$  σταθερό (Στην περίπτωση σας για  $I_B = 40\mu A$ ).

6. Ρυθμίστε την  $V_{CE}$  στα 5V. Μεταβάλλετε την τάση  $V_{BE}$  ρυθμίζοντας την  $V_{BB}$  και καταγράψτε, για διαφορετικές τιμές της τάσης βάσης – εκπομπού, το ρεύμα  $I_B$ . Κρατήστε την  $V_{CE}$  σταθερή κατά την διάρκεια των μετρήσεων ρυθμίζοντας την  $V_{CC}$ . (βλ. Πίνακα 11.3).

V <sub>CE</sub> = 5V															
V <sub>BE</sub> (V)	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,65	0,7	0,75	0,8	0,85	0,9	0,95	1,0
I <sub>B</sub> (μA)															

Πίνακας 11.3. Μετρήσεις χαρακτηριστικών εισόδου συνδεσμολογίας κοινού εκπομπού.

7. Σε σύστημα αξόνων x-y (Σχήμα 11.7) όπου ο κάθετος αντιστοιχεί στο ρεύμα εισόδου  $I_B$  και ο οριζόντιος στην τάση  $V_{BE}$  σχεδιάστε τη χαρακτηριστική εισόδου του τρανζίστορ για  $V_{CE} = 5V$  (εναλλακτικά χρησιμοποιήστε για τα διαγράμματά σας φύλλο εργασίας Excel).



Σχήμα 11.6. Χαρακτηριστικές εισόδου  $I_B / V_{BE}$  συνδεσμολογίας κοινού εκπομπού με  $V_{CE}$  σταθερό.

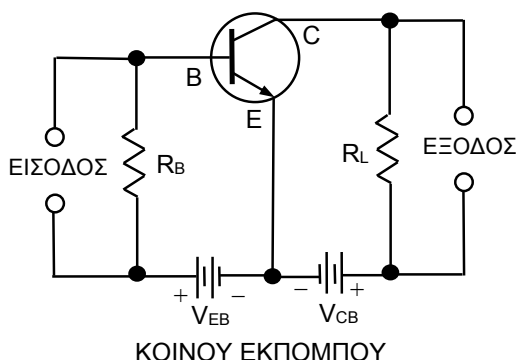
8. Υπολογίστε την αντίσταση εισόδου του τρανζίστορ ( $h_{ie}$ ) λαμβάνοντας υπόψη ότι αυτή ορίζεται από τη σχέση  $h_{ie} = \Delta V_{BE} / \Delta I_B$  με  $V_{CE}$  σταθερό (Στην περίπτωση σας για  $V_{CE} = 5V$ ).

## 12. Ενισχυτής Κοινού Εκπομπού

### 12.1. Θεωρία

#### 12.1.1. Συνδεσμολογία Κοινού Εκπομπού (CE)

Η συνδεσμολογία κοινού εκπομπού είναι το συνηθέστερο κύκλωμα ενισχυτικής διάταξης με transistor. Στη συνδεσμολογία αυτή, το σήμα εισόδου συνδέεται μεταξύ βάσης και εκπομπού και το σήμα εξόδου λαμβάνεται μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού, δηλαδή ο εκπομπός είναι κοινός για τα δύο κυκλώματα (εισόδου και εξόδου). Η συνδεσμολογία κοινού εκπομπού παρουσιάζεται στο σχήμα 12.1.



Σχήμα 12.1. Συνδεσμολογία κοινού εκπομπού.

Στη συνδεσμολογία του σχήματος 12.1, βλέπουμε ότι η ένωση βάσης-εκπομπού είναι ορθά πολωμένη ενώ αυτή βάσης-συλλέκτη ανάστροφα. Ένα σήμα εισόδου θετικής φοράς θα προκαλέσει αύξηση του ρεύματος εκπομπού - βάσης, με αποτέλεσμα την αντίστοιχη αύξηση του ρεύματος εκπομπού - συλλέκτη. Λόγω των μικρών φυσικών διαστάσεων της περιοχής της βάσης, τα περισσότερα από τα ηλεκτρόνια που προέρχονται από την περιοχή του εκπομπού διαχέονται μέσα στην περιοχή του συλλέκτη και έλκονται από το εξωτερικό θετικό δυναμικό του κυκλώματος συλλέκτη. Η αύξηση του ρεύματος συλλέκτη προκαλεί με τη σειρά της αντίστοιχη αύξηση της πτώσης τάσης στην αντίσταση φορτίου του συλλέκτη ( $R_L$ ). Έτσι, το σήμα εξόδου έχει φασική διαφορά  $180^\circ$  ως προς το σήμα εισόδου. Η τάση εξόδου πάνω στην  $R_L$  (που προκαλείται από το ρεύμα συλλέκτη  $I_C$ ) είναι μεγαλύτερη από την τάση εισόδου πάνω στην  $R_B$ . Οι γενικές χαρακτηριστικές λειτουργίας της συνδεσμολογίας κοινού εκπομπού είναι τυπικές και μπορεί να ποικίλλουν ελαφρά από στοιχείο σε στοιχείο του ίδιου τύπου.

Η σύνθετη αντίσταση εισόδου έχει μέση τιμή η οποία κυμαίνεται στην περιοχή των 20 έως 5.000  $\Omega$  ενώ η αντίσταση εξόδου έχει μέση τιμή η οποία κυμαίνεται στην περιοχή των 50 έως 50.000  $\Omega$ .

Το κέρδος ρεύματος της συνδεσμολογίας κοινού εκπομπού συμβολίζεται με  $\beta$  και ορίζεται από τη σχέση  $\beta = \Delta I_C / \Delta I_B$  με την  $V_{CE}$  σταθερή. Επειδή το ρεύμα του συλλέκτη είναι πάντοτε μεγαλύτερο από αυτό της βάσης, το κέρδος ρεύματος είναι πάντοτε μεγαλύτερο της μονάδας. Το  $\beta$  εκφράζεται και με το σύμβολο  $h_{fe}$ . Η συνδεσμολογία κοινού εκπομπού δίνει το μεγαλύτερο κέρδος ισχύος λόγω του μεγάλου κέρδους τάσης και ρεύματος.

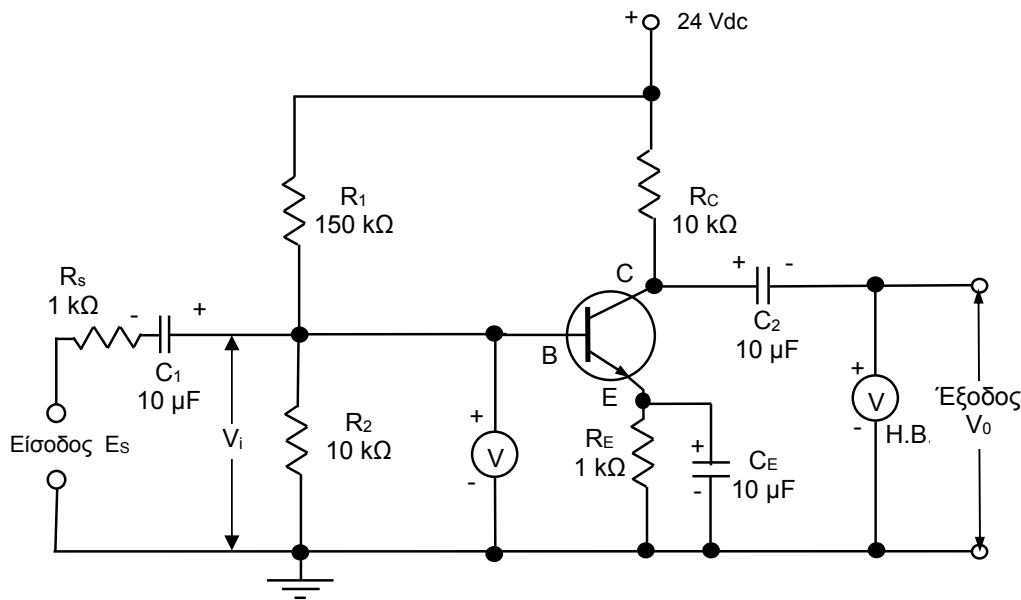
### 12.2. Αντικείμενο – Σκοπός

Σκοπός της παρούσας άσκησης είναι:

1. Η πειραματική μελέτη κυκλώματος ενίσχυσης σήματος με χρήση διπολικού transistor σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού.
2. Η χάραξη της ευθείας φορτίου και ο γραφικός προσδιορισμός του σημείου ηρεμίας Q του transistor.
3. Η Απόκριση συχνότητας του ενισχυτή Κοινού Εκπομπού.

### 12.2.1. Απαιτούμενος Εξοπλισμός

Πηγή ισχύος 0-30 Vdc	Transistor n-p-n 2N2219
Βολτόμετρο 0-5 Vdc	$R_1 - 150 \text{ k}\Omega, 1\text{W}$
Ηλεκτρονικό βολτόμετρο (H.B.)	$R_2, R_C - 10 \text{ k}\Omega, 1\text{W}$
Παλμογράφος	$R_E, R_S - 1 \text{ k}\Omega, 1\text{W}$
Γεννήτρια AC	$C_1, C_2, C_E - 10 \text{ }\mu\text{F}$



Σχήμα 12.2. Συνδεσμολογία ενισχυτή κοινού εκπομπού.

### 12.2.2. Πειραματική Διαδικασία

1. Πραγματοποιήστε τη συνδεσμολογία του σχήματος 12.2.

(α) Επιβεβαιώστε την ορθή λειτουργία του transistor πραγματοποιώντας τις κατάλληλες μετρήσεις. Ποιες μετρήσεις πραγματοποιήσατε και πια τα αποτελέσματα;

(β) Εξηγήστε ποια είναι η χρησιμότητα των πυκνωτών  $C_1$  και  $C_2$  και  $C_E$  στο κύκλωμα. Εξηγήστε επίσης ποια η χρησιμότητα των αντιστάσεων  $R_1$  και  $R_2$  αλλά και των  $R_C$  και  $R_E$  στο κύκλωμα.

2. Κατάσταση DC :

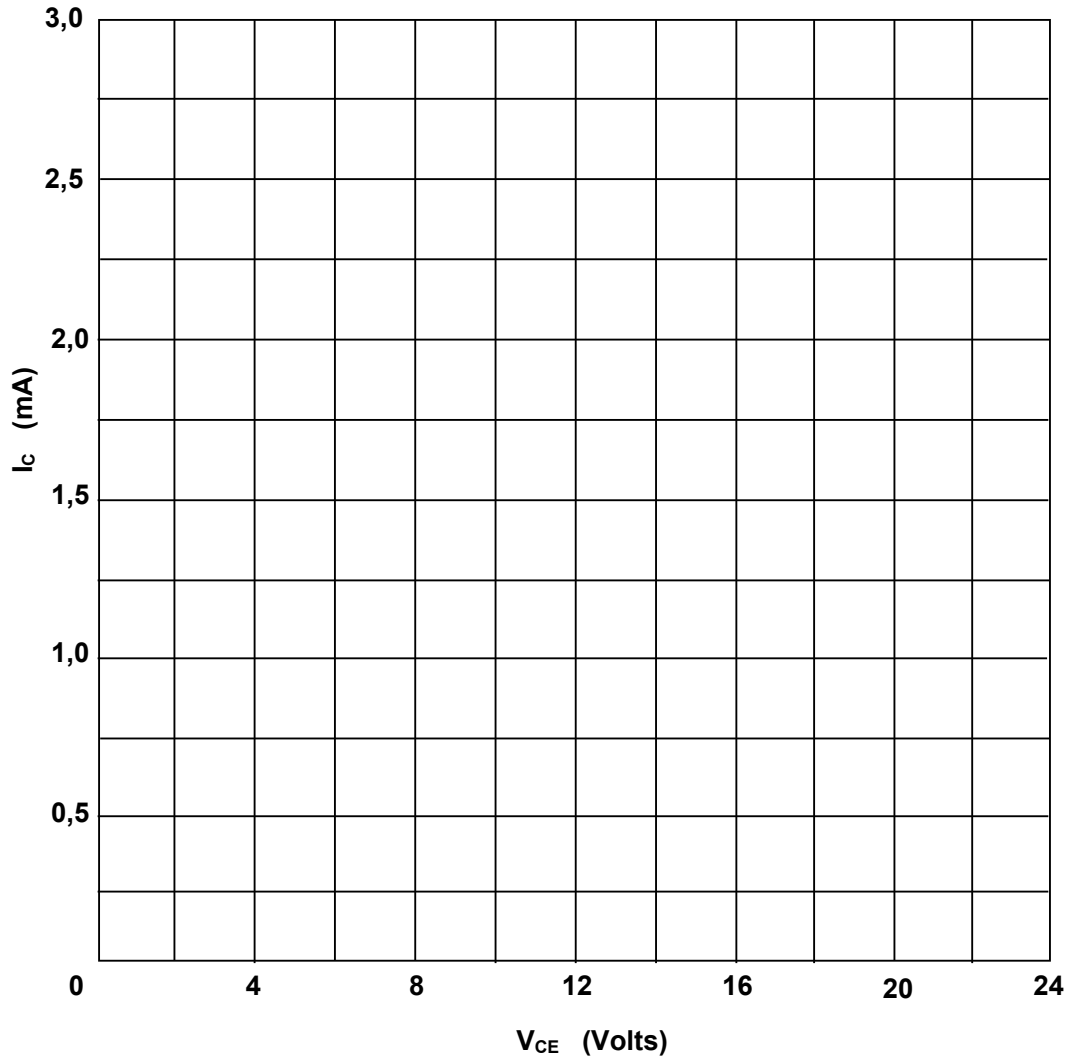
(α) Χρησιμοποιήστε το ψηφιακό βολτόμετρο και μετρήστε τις τάσεις  $V_B$ ,  $V_C$  και  $V_E$ . Υπολογίστε θεωρητικά το δυναμικό της βάσης  $V_B$ . Συμφωνεί η θεωρητική τιμή της τάσης με αυτή που μετρήσατε; Δικαιολογήστε την απάντησή σας.

(β) Από τις μετρήσεις που πραγματοποιήσατε υπολογίστε τα ρεύματα  $I_C$  και  $I_E$  του κυκλώματος. Χρησιμοποιήστε μιλιαμπερόμετρο και μετρήστε τα ρεύματα  $I_B$ ,  $I_C$  και  $I_E$ .

Συμπίπτουν οι τιμές των  $I_C$  και  $I_E$ ; Δικαιολογήστε το αποτέλεσμα.

Με βάση τη θεωρία του βιβλίου και τις χαρακτηριστικές του transistor 2N2219 που σχεδιάσατε στο πείραμα Νο 11, χαράξτε στο σχήμα 12.3 την ευθεία φορτίου και υπολογίστε το σημείο ηρεμίας του κυκλώματος χρησιμοποιώντας τους πιο πάνω υπολογισμούς και τη σχέση :  $V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E$ .

(γ) Προσδιορίστε και γραφικά το σημείο ηρεμίας Q κάνοντας μία μόνο μέτρηση. Εξηγήστε ποια μέτρηση κάνατε και με πιο σκεπτικό. Υπάρχει σύγκλιση τιμών;



Σχήμα 12.3. Διάγραμμα χάραξης ευθείας φορτίου.

3. Κατάσταση AC :

(α) Εφαρμόστε ένα ημιτονικό σήμα  $E_s$  συχνότητας 10 kHz και πλάτους 15 mV rms στην είσοδο του ενισχυτή. Στην έξοδο του κυκλώματος του σχήματος 12.2 τοποθετήστε αντίσταση φορτίου  $R_L$  σε παράλληλο συνδυασμό με πυκνωτή  $C_L$ , όπου  $R_L=2,2K\Omega$  και  $C_L=2000pF$ . Μετρήστε με το ηλεκτρονικό βολτόμετρο το πλάτος εισόδου  $V_i$  και το πλάτος εξόδου  $V_o$ . Υπολογίστε το κέρδος τάσης  $A_v$  του ενισχυτή.

$$A_v = \dots\dots\dots$$

(β) Με τη βοήθεια των παραπάνω μετρήσεων και των δεδομένων του κυκλώματος υπολογίστε το κέρδος ρεύματος  $A_i$  του ενισχυτή.

$$A_i = \dots\dots\dots$$

(γ) Αφαιρέστε τον πυκνωτή  $C_E$  και επαναλάβετε τη διαδικασία του βήματος 3(α),(β). Υπολογίστε ξανά τα κέρδη τάσης  $A'_v$  και ρεύματος  $A'_i$  του ενισχυτή.

$$A'_v = \dots\dots\dots$$

$$A'_i = \dots\dots\dots$$

Τι παρατηρείτε; Σχολιάστε τυχόν διαφοροποιήσεις.....  
 .....  
 .....  
 .....

(δ) Διατηρώντας την έξοδο της γεννήτριας σταθερή στα 15mV μεταβάλλεται τη συχνότητα του σήματος εισόδου σε βήματα όπως αυτά καταγράφονται στον πίνακα 12.4. Με τη βοήθεια βολτομέτρων καταγράψτε τα  $V_i$  και  $V_o$  και υπολογίστε για κάθε ζεύγος τιμών το κέρδος τάσης του ενισχυτή.

Συχνότητα	$V_i$ (mV)	$V_o$ (V)	$A_v=V_o/V_i$	$20\log V_o/V_i$
20 Hz				
60 Hz				
100 Hz				
200 Hz				
300 Hz				
400 Hz				
500 Hz				
600 Hz				
800 Hz				
1 KHz				
4 KHz				
8 KHz				
10 KHz				
20 KHz				
40 KHz				
60 KHz				
80 KHz				
100 KHz				
200 KHz				
300 KHz				
400 KHz				
500 KHz				
600 KHz				
800 KHz				
1000 KHz				

Πίνακας 12.4.

(ε) Μετατρέψτε το κέρδος τάσης του ενισχυτή σε db χρησιμοποιώντας τη σχέση  $20\log(V_o/V_i)$  και καταχωρίστε τις τιμές αυτές σε ημιλογαριθμικό χαρτί (Σχήμα 12.5). Σχολιάστε το σχήμα της καμπύλης που προκύπτει. Είναι το κέρδος της κεντρικής περιοχής συχνοτήτων (mid-band Gain) ίδιο με αυτό της περίπτωσης 3(α); Αν όχι, εξηγήστε γιατί.



**Σύνοψη εξισώσεων συνδεσμολογίας κοινού εκπομπού :**

$$I_E = I_B + I_C$$

$$A_V = \beta \frac{R_{E\Xi\Xi.}}{R_{E\text{I}\Sigma.}}$$

$$I_E = I_B + \beta I_B$$

$$A_i \cong \beta$$

$$I_E = I_B(1 + \beta)$$

$$A_p \cong (\beta)^2 \frac{R_{E\Xi\Xi.}}{R_{E\text{I}\Sigma.}} = A_i A_V = \frac{P_{E\Xi\Xi.}}{P_{E\text{I}\Sigma.}}$$

$$\beta = \left. \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} \right|_{V_c} = h_{fe}$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}$$



## 13. Τρανζίστορ Εγκάρσιου Πεδίου “FET”

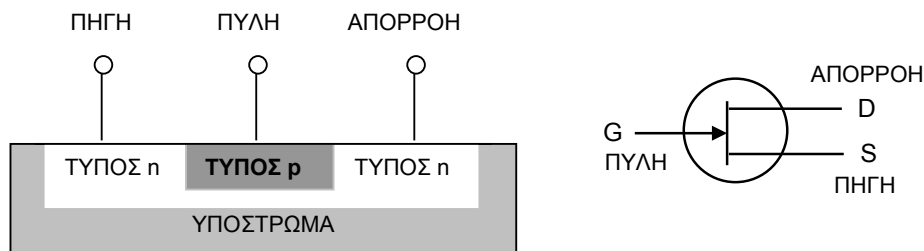
### 13.1. Θεωρία

Η κυριότερη διαφορά μεταξύ λυχνιών και ημιαγωγικών στοιχείων, όπως αναφέρθηκε στη θεωρία, είναι ότι μία λυχνία είναι στοιχείο ελεγχόμενο από τάση ενώ το διπολικό τρανζίστορ BJT είναι στοιχείο ελεγχόμενο από ρεύμα. Αυτό αποτελεί τον κανόνα για όλα τα ημιαγωγικά στοιχεία, αλλά όπως συμβαίνει πάντα υπάρχει και η εξαίρεση. Την εξαίρεση αποτελεί το τρανζίστορ εγκάρσιου πεδίου (Field Effect Transistor, FET) το οποίο αναπτύχθηκε το 1960. Η λειτουργία του FET βασίζεται στην ενίσχυση της τάσης. Ουσιαστικά, η λειτουργία και η απόδοση του FET είναι παρόμοια προς αυτήν της λυχνίας την οποία μπορεί να αντικαταστήσει σε ένα κύκλωμα με μικρές μόνο τροποποιήσεις.

Στη συνέχεια, θα δώσουμε μια απλοποιημένη περιγραφή της λειτουργίας του FET αφήνοντας τη λεπτομερή της διαπραγμάτευση στο βιβλίο της θεωρίας.

Όταν μία ένωση p-n πολωθεί ανάστροφα, τα ηλεκτρόνια και οι οπές απομακρύνονται από την περιοχή της ένωσης και αυξάνεται έτσι το πλάτος της περιοχής απογύμνωσης. Το ηλεκτρικό δυναμικό εγκάρσια προς την περιοχή απογύμνωσης δημιουργεί μια πτώση τάσης η οποία είναι περίπου ίση προς την επιβαλλόμενη ανάστροφη τάση πόλωσης.

Η κατασκευαστική διάταξη ενός FET φαίνεται στο σχήμα 13.1. Με τη βοήθεια εξωτερικής πηγής δημιουργείται ροή ρεύματος όπως φαίνεται στο σχήμα 13.2(α), από τον ακροδέκτη της πηγής (source) προς τον ακροδέκτη της απορροής (drain). Η ροή ηλεκτρονίων στον ημιαγωγό τύπου n του FET συντελείται από τον αρνητικό πόλο της εξωτερικής πηγής στο ηλεκτρόδιο “πηγή”, προς το θετικό πόλο της εξωτερικής πηγής στο ηλεκτρόδιο “απορροή”.

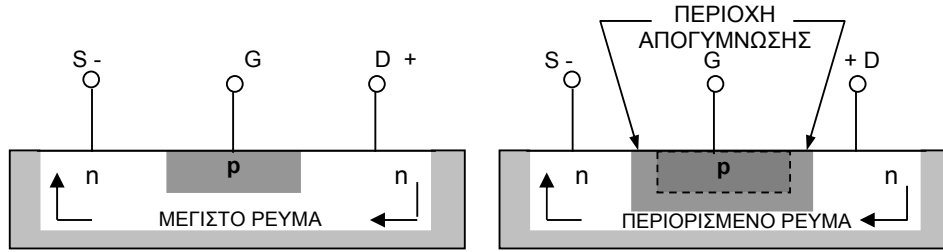


Σχήμα 13.1. Κατασκευαστική δομή και συμβολισμός FET.

Υπό κανονικές συνθήκες λειτουργίας του κυκλώματος, επιβάλλεται μία αρνητική τάση πόλωσης στην “πύλη” όπως στο σχήμα 13.2(β). Η πύλη είναι έτσι ανάστροφα πολωμένη ως προς την πηγή και την απορροή. Η ανάστροφη πόλωση δημιουργεί μια περιοχή απογύμνωσης γύρω απ’ το υλικό τύπου p της πύλης, η οποία περιορίζει την ενεργό περιοχή μέσω της οποίας περνά το ρεύμα, άρα και το ρεύμα το οποίο μπορεί να ρέει από την απορροή προς την πηγή. Εάν εφαρμοστεί αρκετά μεγάλη ανάστροφη πόλωση πάνω στην πύλη, μπορεί να δημιουργηθεί περιοχή απογύμνωσης τόσο μεγάλου εύρους ώστε να μειωθεί το ρεύμα απορροής-πηγής μέχρι και τον πλήρη μηδενισμό του. Η πόλωση αυτή είναι η λεγόμενη “τάση φραγής” (pinch off) και είναι αντίστοιχη προς την τάση αποκοπής της λυχνίας. Στην κανονική κατάσταση λειτουργίας του FET, η πύλη δεν πολώνεται ποτέ ορθά (δηλ. δεν έχει ποτέ θετικό δυναμικό ως προς την πηγή).

Εάν επιχειρήσουμε να αντιστοιχίσουμε τους ακροδέκτες του FET με αυτούς της λυχνίας μπορούμε να πούμε ότι η πηγή αντιστοιχεί στην κάθοδο, η πύλη στην εσχάρα και η απορροή στην άνοδο.

Τέλος επειδή στο FET ελέγχονται μεγάλα ρεύματα απορροής-πηγής από μικρές τάσεις πύλης, θεωρούμε ότι το FET λειτουργεί όπως η ηλεκτρονική λυχνία.



Σχήμα 13.2. (α) Αρχή λειτουργίας FET.

(β) πόλωση FET.

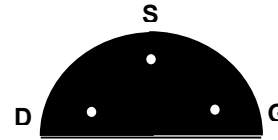
### 13.2. Αντικείμενο – Σκοπός

Σκοπός της παρούσας άσκησης είναι:

- (1) Η πειραματική μέτρηση και χάραξη των χαρακτηριστικών καμπυλών ρεύματος-τάσης του τρανζίστορ JFET.
- (2) Η πειραματική μελέτη κυκλώματος ενίσχυσης σήματος με χρήση τρανζίστορ JFET.

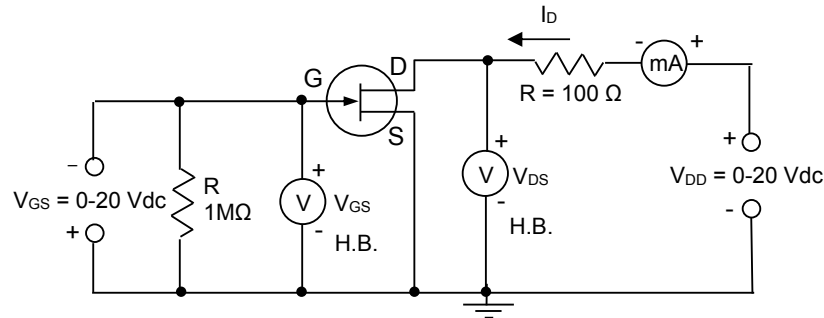
#### 13.2.1. Απαιτούμενος Εξοπλισμός

Πηγή ισχύος 0-30 Vdc	Τρανζίστορ FET BF245C
Πηγή ισχύος 0-30 Vdc	R – 100 Ω, 1W
Βολτόμετρο 0-25 Vdc	R <sub>1</sub> – 1 MΩ, 1W
Ηλεκτρονικό βολτόμετρο (H.B.)	R <sub>2</sub> – 4,7 kΩ, 1W
Αμπερόμετρο 0-1-10 mAcd	R <sub>3</sub> – 1 kΩ, 1W
Παλμογράφος	C <sub>1</sub> , C <sub>2</sub> – 0,022 μF
Γεννήτρια ΕΣ	C <sub>3</sub> – 25 μF ηλεκτρολυτικός



#### 13.2.2. Πειραματική Διαδικασία

1. Πραγματοποιείτε το κύκλωμα του σχήματος 13.3 για τη χάραξη των χαρακτηριστικών καμπυλών του JFET:  $I_D = f(V_{DS})$  με παράμετρο την τάση  $V_{GS}$ . Η τάση τροφοδοσίας πρέπει να αυξάνει σύμφωνα με τις τιμές του πίνακα 13.1. Με τη βοήθεια των μετρήσεων του πίνακα 13.1, χαράξτε στο σχήμα 13.4 τις χαρακτηριστικές καμπύλες του JFET.

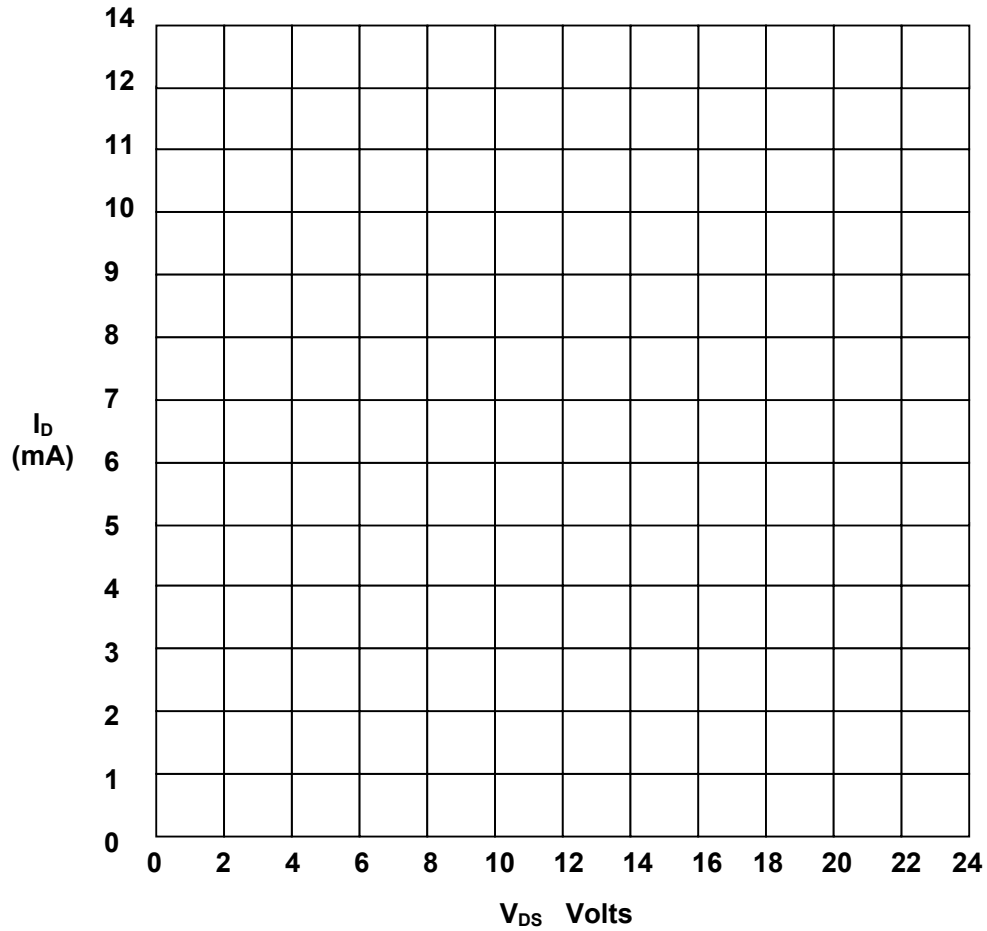


Σχήμα 13.3. Κύκλωμα μέτρησης χαρακτηριστικής τρανζίστορ FET.

Πίνακας 13.1.

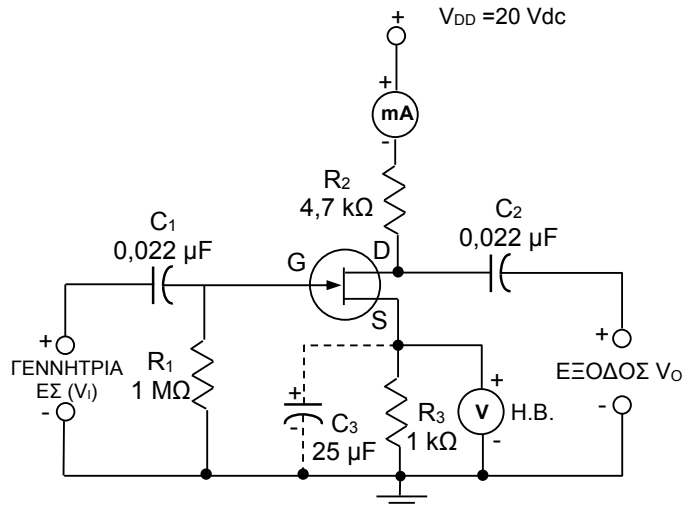
Πειραματικές Μετρήσεις για τη χάραξη των χαρακτηριστικών του Transistor FET.

V <sub>GS</sub> = 0 Volts										
V <sub>DS</sub> (Volts)	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	2,5	5	10	20
I <sub>D</sub> (mA)										
V <sub>GS</sub> = 0,5 Volts										
V <sub>DS</sub> (Volts)	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	2,5	5	10	20
I <sub>D</sub> (mA)										
V <sub>GS</sub> = 1 Volt										
V <sub>DS</sub> (Volts)	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	2,5	5	10	20
I <sub>D</sub> (mA)										
V <sub>GS</sub> = 1,5 Volt										
V <sub>DS</sub> (Volts)	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	2,5	5	10	20
I <sub>D</sub> (mA)										
V <sub>GS</sub> = 2 Volts										
V <sub>DS</sub> (Volts)	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	2,5	5	10	20
I <sub>D</sub> (mA)										
V <sub>GS</sub> = 2,5 Volts										
V <sub>DS</sub> (Volts)	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	2,5	5	10	20
I <sub>D</sub> (mA)										
V <sub>GS</sub> = 3 Volts										
V <sub>DS</sub> (Volts)	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	2,5	5	10	20
I <sub>D</sub> (mA)										
V <sub>GS</sub> = 3,5 Volts										
V <sub>DS</sub> (Volts)	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	2,5	5	10	20
I <sub>D</sub> (mA)										



Σχήμα 13.4. Χαρακτηριστικές καμπύλες FET.

2. Πραγματοποιείτε το κύκλωμα του σχήματος 13.5 για τη μελέτη του JFET σαν ενισχυτή. Αρχικά μην συνδέσετε τον πυκνωτή C<sub>3</sub> και τη γεννήτρια.



Σχήμα 13.5. Κύκλωμα ενισχυτή με τρανζίστορ FET.

3. Τροφοδοτήστε το κύκλωμα με V<sub>DD</sub> = 20 Vdc και μετρήστε τις τάσεις V<sub>D</sub>, V<sub>S</sub> και V<sub>G</sub>.

V<sub>D</sub> = .....Vdc,

V<sub>S</sub> = .....Vdc,

V<sub>G</sub> = .....Vdc

Χρησιμοποιώντας τις γνώσεις σας για τη χάραξη ευθείας φορτίου ενισχυτή, κατασκευάστε πάνω στο διάγραμμα του σχήματος 13.4 την ευθεία φορτίου του δεδομένου κυκλώματος. Υπολογίστε το σημείο λειτουργίας του ενισχυτή και συγκρίνετε – σχολιάστε το αποτέλεσμα με το αντίστοιχο πειραματικό.

4. Συνδέστε τη γεννήτρια ΕΣ και ρυθμίστε την τάση εξόδου της στα 0,3 Volt από κορυφή σε κορυφή (peak to peak) στο 1 kHz με παρατήρηση στον παλμογράφο. Συνδέστε και τα δύο κανάλια του παλμογράφου σε είσοδο και έξοδο του κυκλώματος για ταυτόχρονη παρατήρηση των κυματομορφών. Μετρήστε την τάση εξόδου  $V_o$ . Μεταξύ των σημάτων εισόδου  $V_i$  και εξόδου  $V_o$  υπάρχει διαφορά φάσης; .....

$$V_o = \dots\dots\dots$$

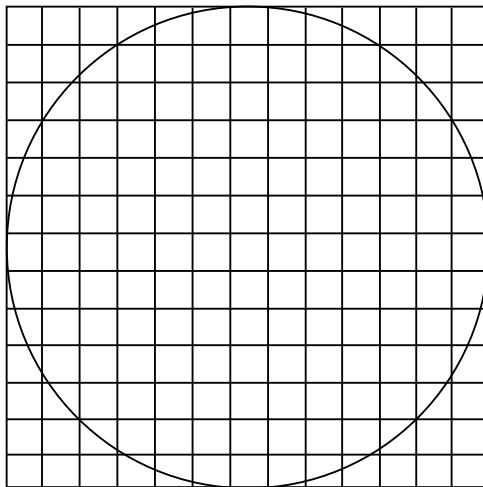
5. Υπολογίστε το κέρδος τάσης  $A_v$ .

$$A_v = V_o / V_i = \dots\dots\dots$$

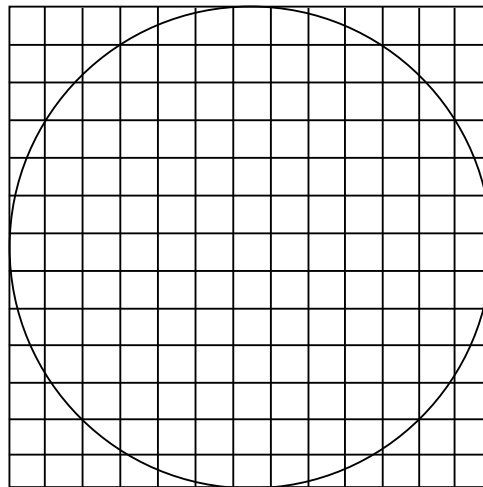
6. Συνδέστε τον πυκνωτή  $C_3$  και μετρήστε την τάση εξόδου  $V_o$ . Υπολογίστε ξανά το κέρδος τάσης  $A_v$ . Τι παρατηρείτε ;

$$A_v = V_o / V_i = \dots\dots\dots$$

Σχεδιάστε τις κυματομορφές εισόδου και εξόδου.



ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΗ ΕΙΣΟΔΟΥ



ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΗ ΕΞΟΔΟΥ





## 14. Θυρίστορ

### 14.1. Θεωρία

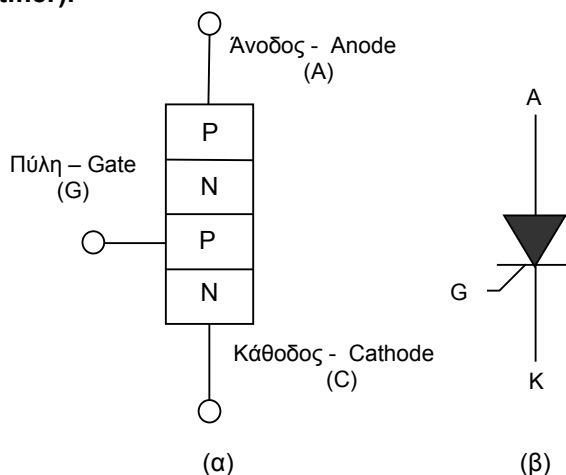
#### 14.1.1 Εισαγωγή.

Τα Θυρίστορ είναι στοιχεία αποτελούμενα από ημιαγωγούς P και N σε διαδοχικές στρώσεις. Συνήθως χρησιμοποιούνται ως διακόπτες σε κυκλώματα ελέγχου στροφών κινητήρα, φωτορυθμικά, κυκλώματα ελέγχου θερμοκρασίας, κ.λ.π.

Τα τρία κυριότερα είδη Θυρίστορ είναι τα SCR, τα DIAC και τα TRIAC.

#### 14.1.2. SCR (Silicon Controlled Rectifier).

Ένα SCR φαίνεται στο σχήμα 14.1. Αποτελείται από τέσσερα διαδοχικά στρώματα ημιαγωγών P και N και έχει τρεις ακροδέκτες. Η λειτουργία του μοιάζει με αυτήν μιας διόδου, δηλαδή πολώνεται με την άνοδό του σε υψηλότερο δυναμικό από την κάθοδό του. Η διαφορά του από τη diode είναι ότι για να περάσει εύκολα ρεύμα μέσα από ένα SCR πρέπει η πύλη G να πολωθεί σε υψηλότερο δυναμικό από την κάθοδο. Τότε αρχίζει να περνά μέσα από το SCR ρεύμα το οποίο δεν διακόπτεται ακόμα και αν διακοπεί η πόλωση της πύλης. Για να σταματήσει η ροή του ρεύματος μέσα από το Θυρίστορ πρέπει να διακοπεί η πόλωση μεταξύ ανόδου – καθόδου.

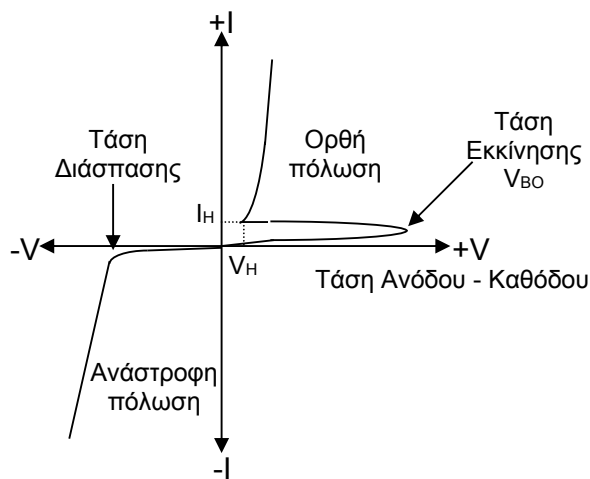


Σχήμα 14.1. (α) Διάταξη ημιαγωγών SCR. (β) Κυκλωματική Παρουσίαση.

#### 14.1.3. Χαρακτηριστική Καμπύλη του Θυρίστορ.

Από την καμπύλη του σχήματος 14.2 φαίνεται ότι κατά την ανάστροφη πόλωση το SCR δεν άγει. Από μια ορισμένη όμως τάση και πάνω (τάση διάσπασης) το ανάστροφο ρεύμα αυξάνεται απότομα. Κατά την ορθή πόλωση από μια ορισμένη τάση και πέρα το ρεύμα παίρνει απότομα μεγάλες τιμές. Η τάση αυτή ονομάζεται τάση εκκίνησης και συμβολίζεται με  $V_{BO}$ .

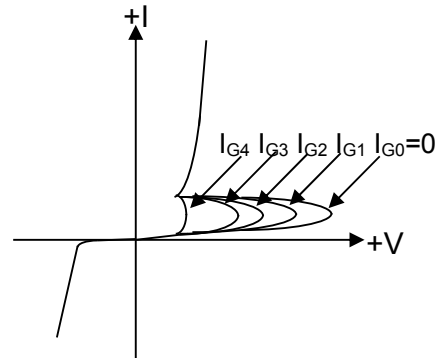
Παρατηρώντας την καμπύλη του Θυρίστορ, βλέπουμε ότι όταν η τάση μεταξύ ανόδου – καθόδου φτάσει την τιμή  $V_{BO}$ , το ρεύμα αυξάνει απότομα και η τάση στα άκρα της διόδου πέφτει στην πολύ μικρότερη τιμή  $V_H$  που μένει σχεδόν σταθερή, ανεξάρτητα από το ρεύμα που διαρρέει τη diode. Η τάση αυτή ονομάζεται τάση συγκράτησης και το ρεύμα  $I_H$  που αντιστοιχεί στην τάση  $V_H$  ονομάζεται ρεύμα συγκράτησης. Για να επανέλθει η diode στην αρχική της κατάσταση, πρέπει η τάση στα άκρα της να πάρει τιμές μικρότερες από την τιμή  $V_H$  ή το ρεύμα να γίνει μικρότερο από την τιμή  $I_H$ . Οι τιμές του  $V_H$  κυμαίνονται από 0.5 έως 20 V περίπου και οι τιμές του  $I_H$  κυμαίνονται από μερικά mA έως μερικές εκατοντάδες mA, ανάλογα με τον τύπο του Θυρίστορ.



Σχήμα 14.2. Χαρακτηριστική καμπύλη SCR.

#### 14.1.4. Πώς το ρεύμα πύλης $I_G$ επηρεάζει την τάση $V_{Bo}$ ;

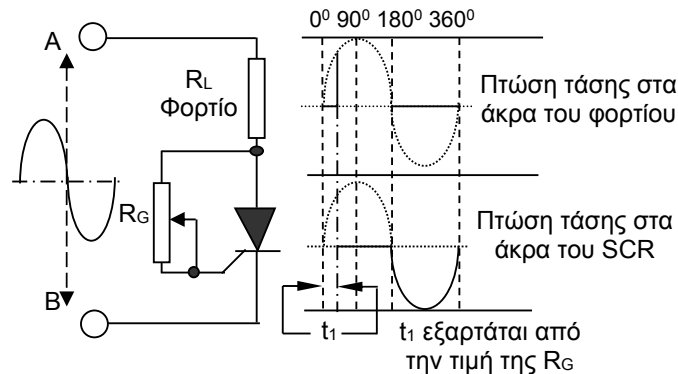
Στο Θυρίστορ όπως είπαμε, πολώνοντας την πύλη θετικότερα απ' ό τι την κάθοδο, δηλαδή διοχετεύοντας ένα ρεύμα  $I_G$  στην πύλη, μπορούμε να ρυθμίσουμε την τάση στην οποία το Θυρίστορ θα εκκινήσει. Όσο αυξάνει το ρεύμα  $I_G$ , τόσο μικραίνει η τάση  $V_{Bo}$ . Στο σχήμα 14.3 φαίνονται οι χαρακτηριστικές ενός Θυρίστορ για διάφορα ρεύματα πύλης.



Σχήμα 14.3. Χαρακτηριστική SCR για διάφορα ρεύματα πύλης.

#### 14.1.5. Το Θυρίστορ ως στοιχείο ελέγχου.

Σύμφωνα με τα όσα έχουμε αναφέρει μέχρι τώρα, ένα Θυρίστορ άγει όταν το ρεύμα (ή η τάση) στο κύκλωμα της πύλης πάρει την κατάλληλη τιμή σε συνδυασμό με την τάση που θα επικρατεί μεταξύ ανόδου και καθόδου. Ας θεωρήσουμε το απλό κύκλωμα του σχήματος 14.4 με το οποίο μπορούμε να ελέγξουμε την ισχύ σ' ένα φορτίο. Μπορούμε δηλαδή να ελέγξουμε το χρόνο που το φορτίο αυτό θα διαρρέεται από ένα ρεύμα μιας επιθυμητής τιμής.

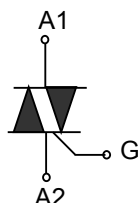


Σχήμα 14.4. Έλεγχος ισχύος με SCR.

Έστω ότι στα άκρα AB συνδέουμε μια τάση  $U=U_m \sin \omega t$ . Κατά την εφαρμογή της τάσης αυτής το Θυρίστορ βρίσκεται σε κατάσταση διακοπής. Τη χρονική στιγμή  $t_1$  το ρεύμα πύλης παίρνει την τιμή  $I_G$  και το Θυρίστορ αρχίζει να άγει. Τότε μέσα από το κύκλωμα ρέει ρεύμα και στα άκρα του φορτίου δημιουργείται πτώση τάσης. Η τάση στα άκρα του Θυρίστορ πέφτει πολύ κοντά στο μηδέν όπως δείχνουν και οι καμπύλες στο σχήμα 14.4. Εφ' όσον το Θυρίστορ άγει μόνον κατά την ορθή πόλωση, η γωνία που μπορεί να ρυθμιστεί είναι μέχρι  $90^\circ$ . Εάν θέλουμε να ρυθμίσουμε τη γωνία που θα αρχίσει να άγει το Θυρίστορ μέχρι τις  $180^\circ$  μπορούμε να προσθέσουμε έναν πυκνωτή μεταξύ πύλης και καθόδου.

Στα παραπάνω κυκλώματα η εκκίνηση του Θυρίστορ γίνεται από μια τάση που εφαρμόζεται στον ακροδέκτη της πύλης. Η τάση αυτή μπορεί να προέρχεται από πηγές συνεχούς ή από γεννήτρια παλμών ή τέλος από πηγή εναλλασσόμενης τάσης. Αν η διέγερση της πύλης γίνεται με παλμούς, οι παλμοί αυτοί πρέπει να έχουν αρκετό πλάτος και διάρκεια έτσι ώστε το Θυρίστορ να σταθεροποιείται στην κατάσταση λειτουργίας.

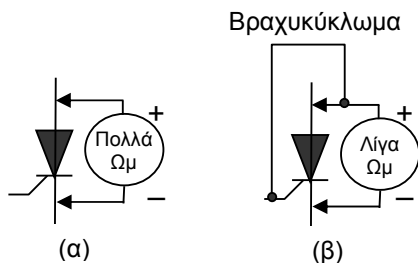
#### 14.1.6. Αμφίδρομο Θυρίστορ (TRIAC)



Σχήμα 14.5. TRIAC.

Είναι ένα Θυρίστορ που άγει και όταν ακόμα είναι αρνητικά πολωμένο. Η λειτουργία του ελέγχεται από την πύλη τόσο με θετικούς όσο και με αρνητικούς παλμούς. Ο συμβολισμός του φαίνεται στο σχήμα 14.5.

### 14.1.7. Έλεγχος ενός Θυρίστορ με ωμόμετρο.



Ένα Θυρίστορ μπορεί να ελεγχθεί με ωμόμετρο όπως φαίνεται στο σχήμα 14.6(α). Στη δεύτερη περίπτωση (σχήμα 6(β)) το ωμόμετρο πρέπει να εξακολουθεί να δείχνει λίγα Ωμ και μετά την αφαίρεση του βραχυκυκλώματος, εάν η μπαταρία του οργάνου δίνει αρκετή τάση.

Σχήμα 14.6. Έλεγχος SCR με ωμόμετρο.

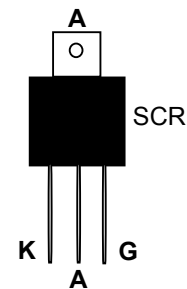
### 14.2. Αντικείμενο – Σκοπός.

Σκοπός της παρούσας άσκησης είναι :

1. Να γίνει έλεγχος ενός Θυρίστορ με ωμόμετρο.
2. Να γίνει αντιληπτός ο τρόπος λειτουργίας του.
3. Να μετρηθεί η γωνία εκκίνησης του Θυρίστορ.
4. Να γίνει αναφορά στη λειτουργία του Θυρίστορ ως στοιχείου ελέγχου.

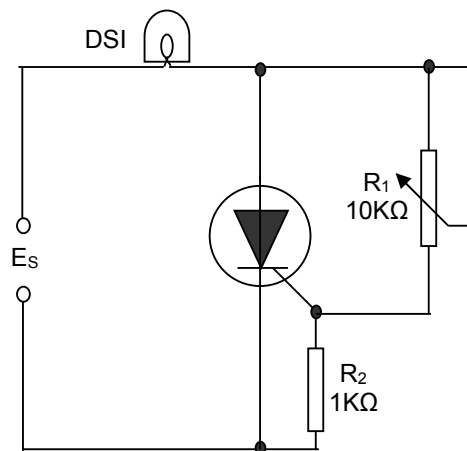
#### 14.2.1. Απαιτούμενος εξοπλισμός.

Πηγή ισχύος AC	SCR και TRIAC
Πηγή ισχύος DC	Λαμπτήρας DSI
Παλμογράφος	Μεταβλητή αντίσταση $R_1 - 100\text{ K}\Omega$
Ωμόμετρο	$R_2 - 1\text{ K}\Omega, 1\text{ W}$



#### 14.2.2. Πειραματική Διαδικασία.

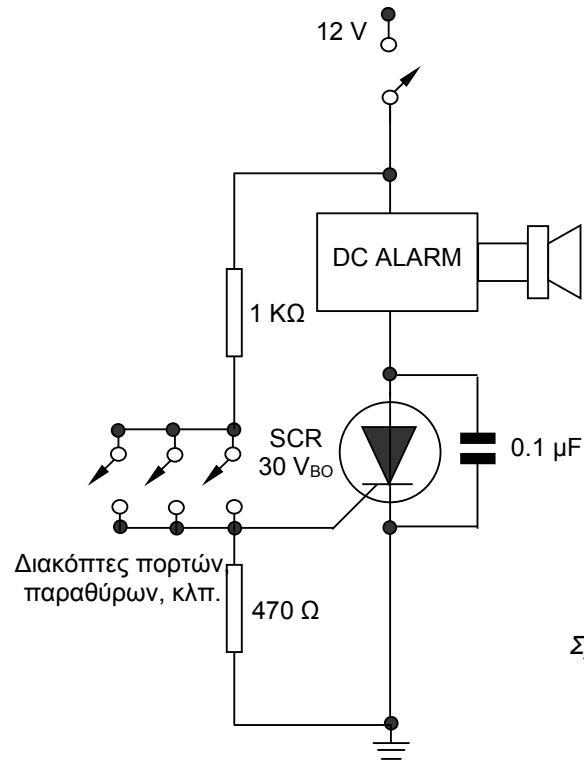
1. Κάντε έλεγχο του Θυρίστορ που θα χρησιμοποιήσετε με αναφορά στη διαδικασία της παραγράφου 14.1.7.



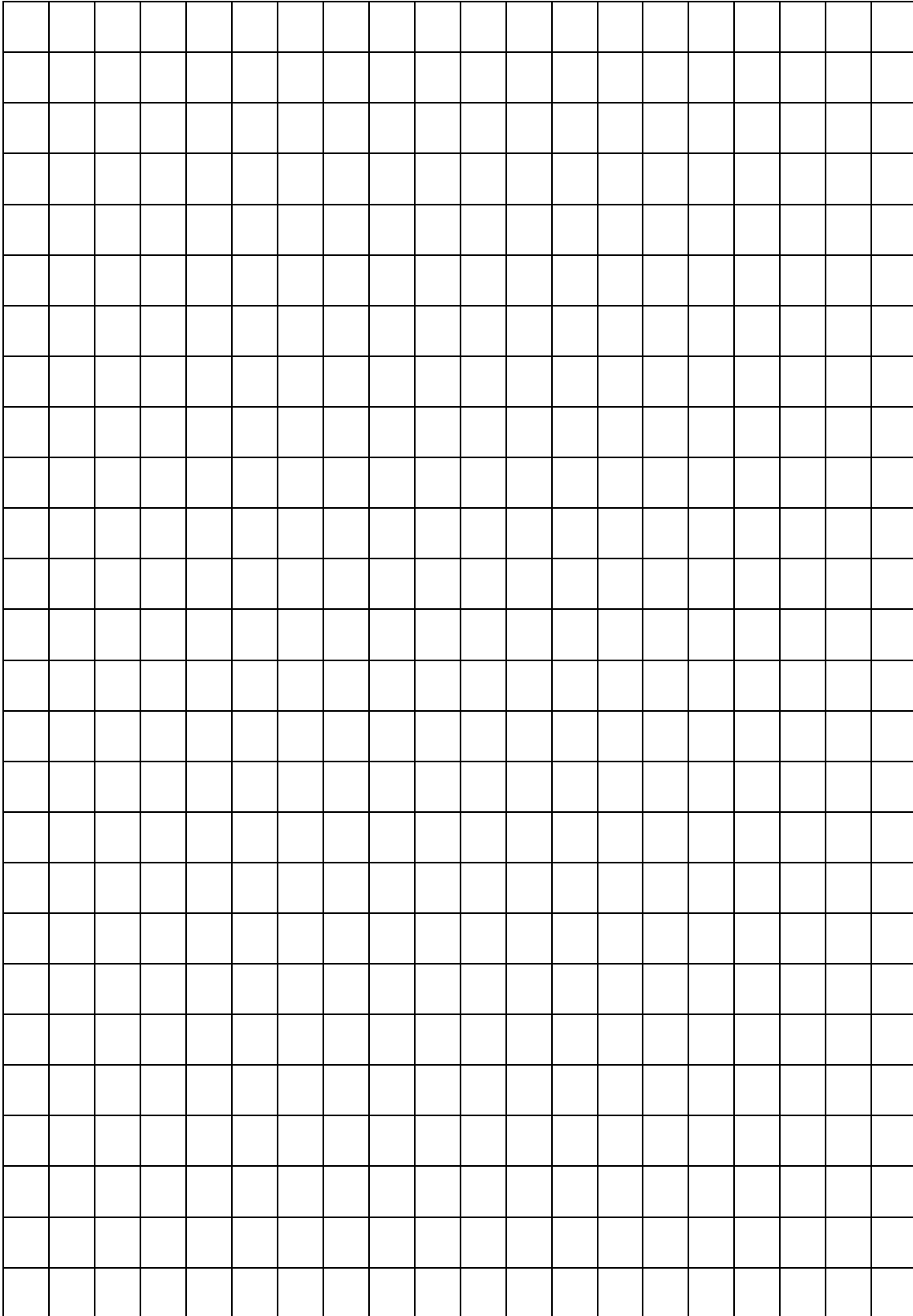
Σχήμα 14.7

2. Πραγματοποιείστε το κύκλωμα του σχήματος 14.7. Εξηγήστε τη λειτουργία του.
3. Ως πηγή  $E_s$  χρησιμοποιείστε τροφοδοτικό A.C. Ρυθμίστε την τάση στα 8V a.c.
4. Μεταβάλλοντας την αντίσταση  $R_1$  παρατηρείστε το λαμπτήρα DSI. Τι συμβαίνει στο κύκλωμα; Εξηγήστε το φαινόμενο.
5. Τοποθετείστε τον παλμογράφο στα άκρα του DSI. Ρυθμίζοντας την  $R_1$ , μετρήστε τη γωνία εκκίνησης του SCR. Σχεδιάστε στο σχήμα 14.9 και εξηγήστε τη μορφή της καμπύλης που εμφανίζεται. Εξηγήστε τον τρόπο με τον οποίο η  $R_1$  ρυθμίζει τη γωνία εκκίνησης του SCR.
6. Διακόψτε την πόλωση της πύλης. Τι παρατηρείτε στο DSI; Εξηγήστε γιατί.
7. Διακόψτε την a.c. τροφοδοσία και εφαρμόστε τάση 6V d.c.

8. Μεταβάλλοντας την αντίσταση  $R_1$  παρατηρείστε το λαμπτήρα DSI. Τι συμβαίνει στο κύκλωμα; Εξηγήστε το φαινόμενο.
9. Διακόψτε την πόλωση της πύλης. Τι παρατηρείτε στο DSI; Εξηγήστε γιατί.
10. Αντικαταστήστε στο κύκλωμα 14.7 το SCR με ένα TRIAC και επαναλάβετε τα βήματα από 1 έως και 9.
11. Με βάση την εμπειρία που αποκτήσατε από την εργαστηριακή άσκηση εξηγήστε την λειτουργία του κυκλώματος συναγερμού του σχήματος 14.8.



Σχήμα 14.8



Σχήμα 14.9. Κυματομορφές στα άκρα του DSI με SCR και TRIAC.

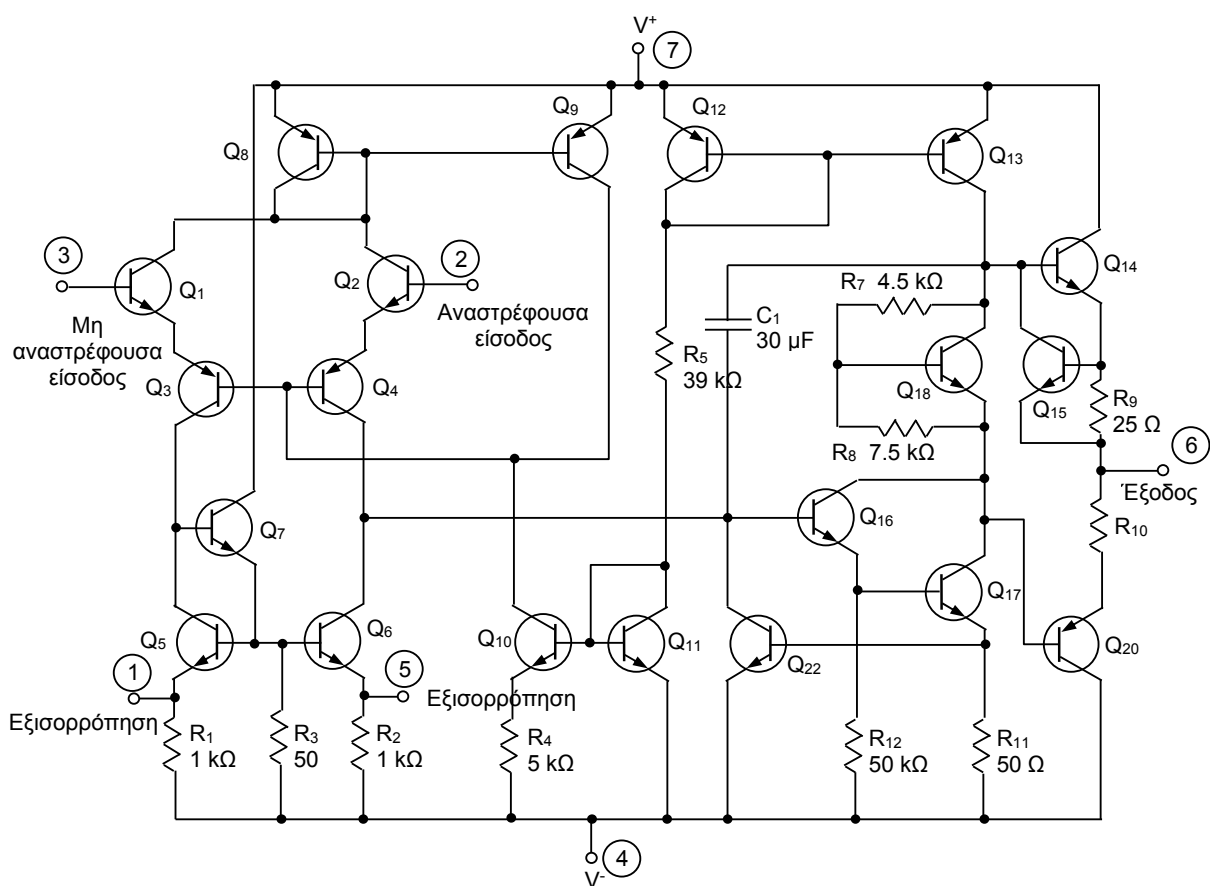


## 15. Ο Τελεστικός Ενισχυτής

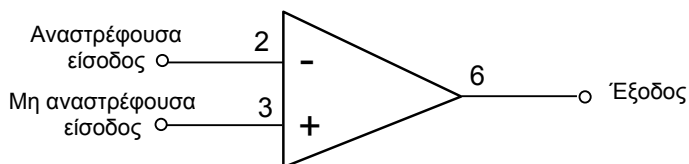
### 15.1. Θεωρία

#### 15.1.1. Γενικά για τον Τελεστικό Ενισχυτή

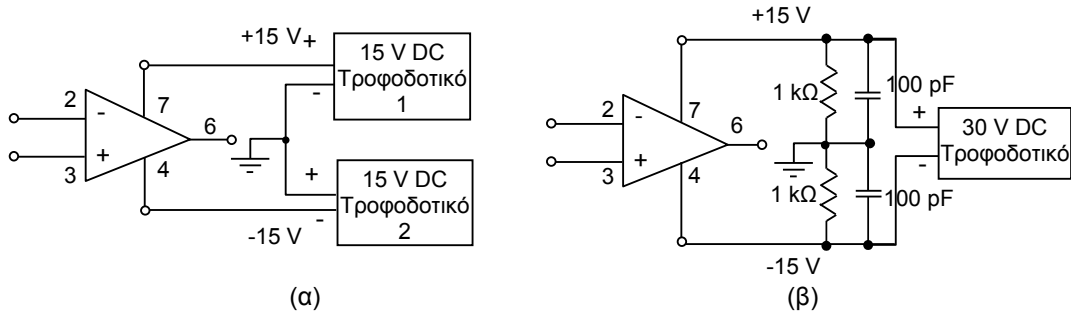
Ο τελεστικός ενισχυτής (Τ.Ε.) είναι ένα ολοκληρωμένο, που περιέχει ένα ειδικό ηλεκτρονικό κύκλωμα. Το κύκλωμα αυτό φαίνεται στο σχήμα 15.1. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί για πολλούς σκοπούς με λίγα εξωτερικά εξαρτήματα. Ο ηλεκτρονικός συμβολισμός για τον Τ.Ε. φαίνεται στο σχήμα 15.2. Υπάρχουν δύο είσοδοι. Η μία ονομάζεται **αναστρέφουσα** είσοδος και σημειώνεται με το (-). Η δεύτερη είσοδος ονομάζεται **μη αναστρέφουσα** είσοδος και σημειώνεται με το (+). Οι δύο αυτές είσοδοι χρησιμοποιούνται σε διάφορες περιπτώσεις που εξαρτώνται από το είδος της συνδεσμολογίας του κυκλώματος. Οι αριθμοί που εμφανίζονται στα σχήματα 15.1 ως 15.5 αναφέρονται στους ακροδέκτες του ολοκληρωμένου 741 που παρουσιάζεται στο σχήμα 15.6(α).



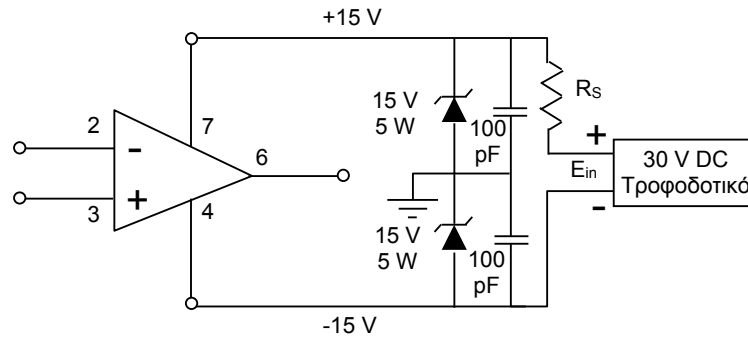
Σχήμα 15.1. Κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή.



Σχήμα 15.2. Συμβολισμός τελεστικού ενισχυτή.



Σχήμα 15.3. Τροφοδοσία του Τ.Ε. 741 από (α) 2 τροφοδοτικά, (β) απλό τροφοδοτικό.



Σχήμα 15.4. Τροφοδοσία Τ.Ε. 741 με απλό τροφοδοτικό και κύκλωμα σταθεροποίησης με Zener.

Ο τρόπος που **τροφοδοτείται** ο Τ.Ε. φαίνεται στο σχήμα 15.3(α). Συνήθως για καλύτερη λειτουργία του Τ.Ε. χρησιμοποιούνται δύο τροφοδοτικά. Είναι δυνατόν όμως να τροφοδοτηθεί ο Τ.Ε. και από ένα απλό τροφοδοτικό. Ο απλούστερος αυτός τρόπος φαίνεται στα σχήματα 15.3(β) και 15.4. Το τροφοδοτικό του σχήματος 15.4 δίνει σταθεροποιημένη τροφοδοσία  $\pm 15$  V DC. Στο κύκλωμα αυτό η αντίσταση προστασίας  $R_s$  υπολογίζεται από τη σχέση :

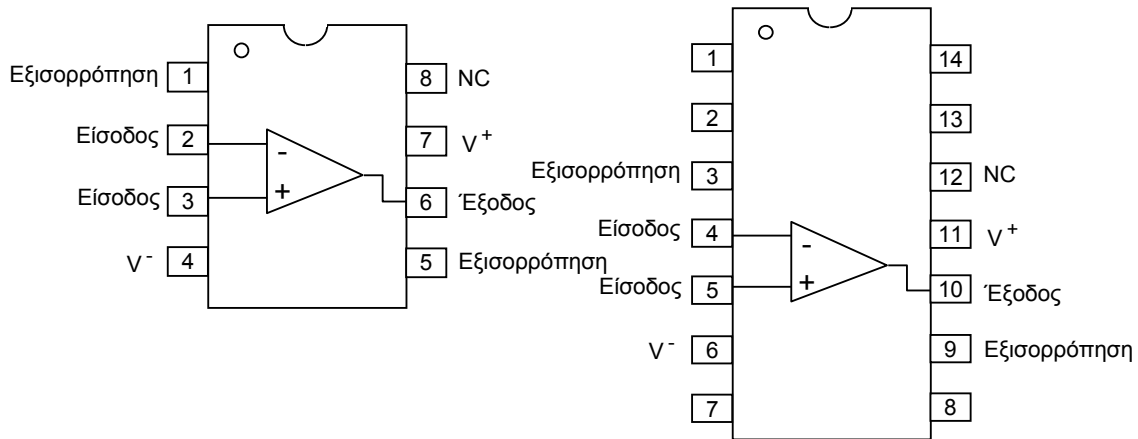
$$R_s = \frac{E_{in} - 30 \text{ V}}{I_z} = \frac{V_R}{I_z} \quad (1)$$

όπου  $E_{in}$  είναι η τάση του τροφοδοτικού και  $I_z$  είναι το ρεύμα που περνάει από τη δίοδο Zener.

Τα **βασικότερα χαρακτηριστικά** ενός Τ.Ε. είναι το πολύ μεγάλο κέρδος τάσης όταν δεν χρησιμοποιείται ανατροφοδότηση ( $\sim 20.000$ ). Άλλο χαρακτηριστικό είναι η μεγάλη αντίσταση εισόδου και η μικρή αντίσταση εξόδου του. Λόγω αυτών των χαρακτηριστικών του χρησιμοποιείται πολύ στα ηλεκτρονικά συστήματα. Βρίσκεται σε κυκλώματα ενισχυτών, ταλαντωτών, video, ελέγχου, οργάνων μετρήσεων και σε πολλά άλλα.

Τελεστικοί ενισχυτές υπάρχουν πολλοί σε μορφή **ολοκληρωμένων κυκλωμάτων**. Ο τύπος που χρησιμοποιείται περισσότερο από όλους είναι ο **τύπος 741** που φαίνεται στο σχήμα 15.5. Υπάρχει ένας ακροδέκτης (7) για τη θετική τροφοδοσία, ένας για την αρνητική τροφοδοσία (4), οι δύο εισοδοι (αναστρέφουσα ο ακροδέκτης 2 και μη αναστρέφουσα ο ακροδέκτης 3), η έξοδος (6) και οι ακροδέκτες 1 και 5 που συνδέοντας ανάμεσά τους ένα ποτενσιόμετρο  $10 \text{ k}\Omega$  μπορούμε να ισοσταθίσουμε του Τ.Ε. 741.





Σχήμα 15.5. Ο Τ.Ε. 741 : (α) με 8 ακροδέκτες, (β) με 14 ακροδέκτες.

Η απλούστερη χρήση του Τ.Ε. είναι ως **ακολουθητής τάσης**. Η βασική χρήση του όμως είναι ως **ενισχυτής** σε αναστρέφουσα ή μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία. Άλλες εφαρμογές του Τ.Ε. είναι ως **συγκριτής τάσεων**, **αθροιστής** και **αφαιρέτης** τάσεων. Οι παραπάνω απλές εφαρμογές παρουσιάζονται στην παράγραφο 15.2.

Είναι δυνατό να επεκταθεί η χρήση του Τ.Ε. και σε άλλες εφαρμογές όπως : **διαφοριστής**, **ολοκληρωτής** και **φίλτρο**. Η θεωρία των φίλτρων παρουσιάζεται στην παράγραφο 15.1.2. Για την ανάλυση των εφαρμογών αυτών (που γίνεται στην παράγραφο 15.3), κρίνεται σκόπιμη η υπενθύμιση ορισμένων γνώσεων από την Ηλεκτροτεχνία.

## 15.1.2. Ενεργά φίλτρα

### 15.1.2.1. Γενικά για τα φίλτρα

Ηλεκτρονικό φίλτρο είναι ένα στοιχείο ή διάταξη που μπορεί να διαβιβάζει ή να διαχωρίζει σε μέρη, ή να αποκόπτει ένα φάσμα συχνοτήτων. Κύριο χαρακτηριστικό μέγεθος ενός φίλτρου είναι η **συνάρτηση μεταφοράς  $H(s)$**  αυτού. Ορίζεται ως ο μιγαδικός λόγος της τάσης εξόδου προς την τάση εισόδου

$$H(s) = \frac{V_D(s)}{V_i(s)} \quad (2)$$

όπου  $s=j\omega$ , με  $\omega=2\pi f$  η κυκλική συχνότητα του σήματος και  $f$  η γραμμική συχνότητα αυτού, ενώ το  $j$  παριστάνει τη μιγαδική μονάδα  $j = \sqrt{-1}$ .

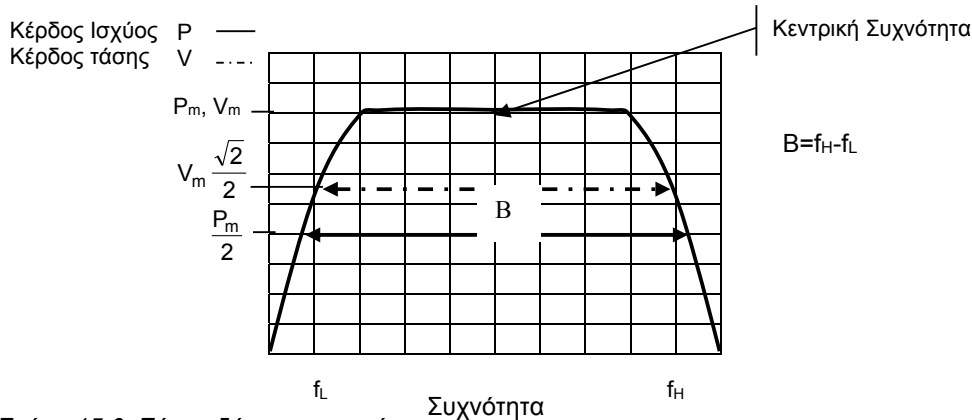
Στην πράξη, ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει το μέτρο  $|H(j\omega)|$  της συνάρτησης μεταφοράς το οποίο εκφράζει το επίπεδο της **ενίσχυσης ή απολαβής τάσης** (σε dB) που δίνει το φίλτρο. **Καμπύλη απόκρισης** του φίλτρου είναι αυτή που δίνει την ενίσχυση αυτή συναρτήσει της συχνότητας.

Τα ηλεκτρονικά φίλτρα χωρίζονται σε δύο μεγάλες ομάδες, τα παθητικά και τα ενεργά φίλτρα. Τα **παθητικά φίλτρα** αποτελούνται μόνο από παθητικά στοιχεία (αντιστάσεις, πυκνωτές, πηνία). Τα μειονεκτήματά τους είναι ότι σε χαμηλές συχνότητες απαιτούν ογκώδη πηνία αφού χρειάζονται μεγάλες επαγωγικές αντιστάσεις όπως επίσης ότι προκαλούν υποβιβασμό του σήματος με μεγάλο συντελεστή απωλειών.

Η χρήση τους αποφεύγεται γι' αυτούς τους λόγους, καθώς επίσης και για το λόγο ότι δημιουργούν έντονα ηλεκτρομαγνητικά πεδία και αποτελούν αιτία ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών. Χρησιμοποιούνται μόνο σε μεγάλες συχνότητες και σε μεγάλη ισχύ. Τα **ενεργά φίλτρα** αποτελούνται από ενεργά στοιχεία (τρανζίστορ, τελεστικοί ενισχυτές κ.α.)

συνδυασμένα με παθητικά στοιχεία. Αυτά τα φίλτρα δεν έχουν τα μειονεκτήματα των παθητικών, είναι αποδοτικά και στοιχίζουν λιγότερο. Χρησιμοποιούνται ευρέως σε χαμηλές συχνότητες και χαμηλή ισχύ. Σε υψηλές συχνότητες (της τάξης των MHz) τα ενεργά φίλτρα έχουν υψηλό κόστος.

**Εύρος ζώνης B**, (Bandwidth) ενός φίλτρου ονομάζουμε το εύρος συχνοτήτων στο οποίο το φίλτρο επιτρέπει τη διέλευση συχνοτήτων με σταθερό κέρδος. Αυτή η ποσότητα, B, ορίζεται ως το διάστημα μεταξύ αυτών των συχνοτήτων στις οποίες το κέρδος ισχύος (απολαβή ισχύος) πέφτει στο μισό της τιμής που έχει στη μεσαία συχνότητα.



Σχήμα 15.6. Εύρος ζώνης ενισχυτή.

Σε πολλές περιπτώσεις ορίζεται το κέρδος τάσης. Εφόσον η τιμή τάσης των σημείων μισής ισχύος είναι  $0.707 V_m$  (όπου  $V_m$  η τάση στη μεσαία συχνότητα), τότε, το εύρος ζώνης ορίζεται ως το διάστημα συχνοτήτων μεταξύ των σημείων όπου το κέρδος τάσης πέφτει στο  $0.707 = \frac{\sqrt{2}}{2}$  της τιμής της στη μεσαία συχνότητα.

### 15.1.2.2. Κατηγορίες Φίλτρων

Ανάλογα με το φάσμα συχνοτήτων στις οποίες επιτρέπουν ή απαγορεύουν τη διέλευση σημάτων, τα ενεργά φίλτρα χωρίζονται στις ακόλουθες κατηγορίες:

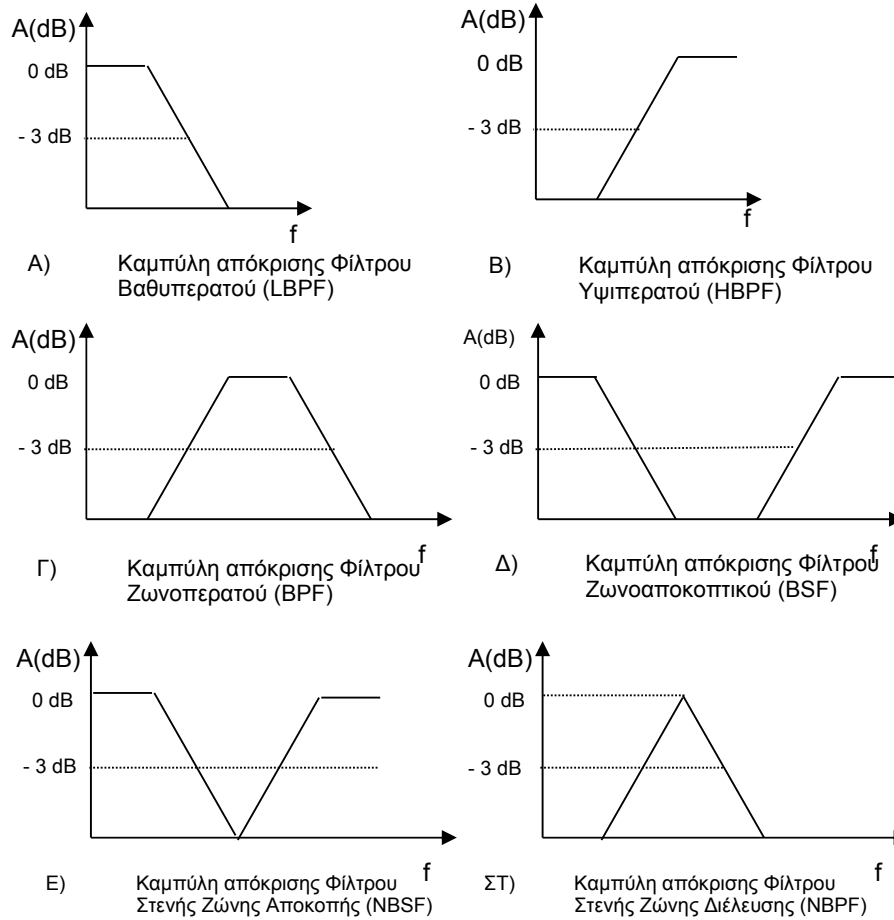
- A. Φίλτρα χαμηλών συχνοτήτων (Low Band Pass Filters=LBPf)
- B. Φίλτρα υψηλών συχνοτήτων (High Band Pass Filters=HBPf)
- Γ. Φίλτρα ζώνης διέλευσης (Band Pass Filters=BPF)
- Δ. Φίλτρα ζώνης αποκοπής (Band Stop Filters=BSF)
- Ε. Φίλτρα στενής ζώνης διέλευσης (Narrow Band Pass Filters=NBPF)
- ΣΤ. Φίλτρα στενής ζώνης αποκοπής (Narrow Band Stop Filters=NBSF)

Τα φίλτρα συνήθως χρησιμοποιούνται για διαχωρισμό του σήματος από το θόρυβο ανάλογα με το αν αυτός είναι υψηλής ή χαμηλής συχνότητας.

Ιδανικό φίλτρο θεωρείται το φίλτρο που ικανοποιεί τους ακόλουθους 4 όρους:

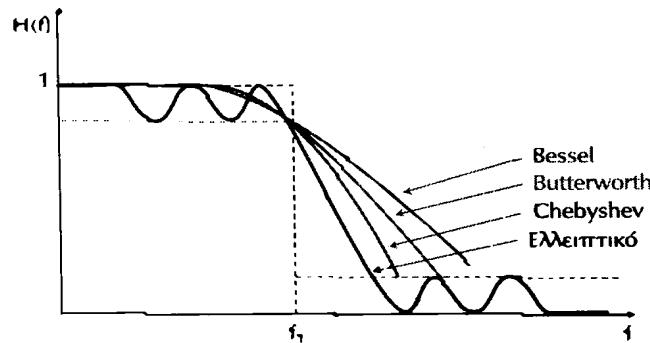
- ✓ Έχει απολαβή (ενίσχυση ή κέρδος) μονάδα, δηλαδή δεν δημιουργεί ούτε ενίσχυση ούτε υποβιβασμό του σήματος εισόδου σ' όλη την έκτασή των ζωνών **διέλευσης** του.
- ✓ Δημιουργεί πλήρη υποβιβασμό (100%) του σήματος εισόδου σ' όλη την έκταση των ζωνών **αποκοπής** του.
- ✓ Η μετάβαση της απόκρισής του από τη μία ζώνη στην άλλη είναι τελείως απότομη.
- ✓ Δε δημιουργεί καμία παραμόρφωση στα σήματα που περνούν μέσα από τη ζώνη διέλευσής του.

Τα σχήματα 15.7 παρουσιάζουν καμπύλες απόκρισης των προαναφερθέντων φίλτρων των οποίων η συμπεριφορά δεν είναι ιδανική, αλλά μοιάζει μ' αυτή που προβλέπεται από τα ιδανικά φίλτρα. Η απότομη μετάβαση από τη ζώνη διέλευσης στη ζώνη αποκοπής και αντίστροφα, δεν είναι πραγματοποιήσιμη στα πραγματικά φίλτρα, όπως φαίνεται και στα ακόλουθα σχήματα.



Σχήμα 15.7. Καμπύλες απόκρισης διαφόρων τύπων φίλτρων.

Στη μαθηματική ανάλυση των φίλτρων έχουν αναπτυχθεί διάφορα μαθηματικά μοντέλα και κυκλώματα με τα οποία προσπαθούμε να επιτύχουμε μία όσο το δυνατό καλύτερη προσομοίωση της συμπεριφοράς των ιδανικών φίλτρων. Τα μοντέλα αυτά ταξινομούνται στις ακόλουθες 4 οικογένειες: Τα φίλτρα **Butterworth**, τα φίλτρα **Chebyshev**, τα φίλτρα **Bessel** και τα **ελλειπτικά** φίλτρα. Στο σχήμα 15.8 εικονίζονται οι τυπικές καμπύλες απόκρισης αυτών των φίλτρων



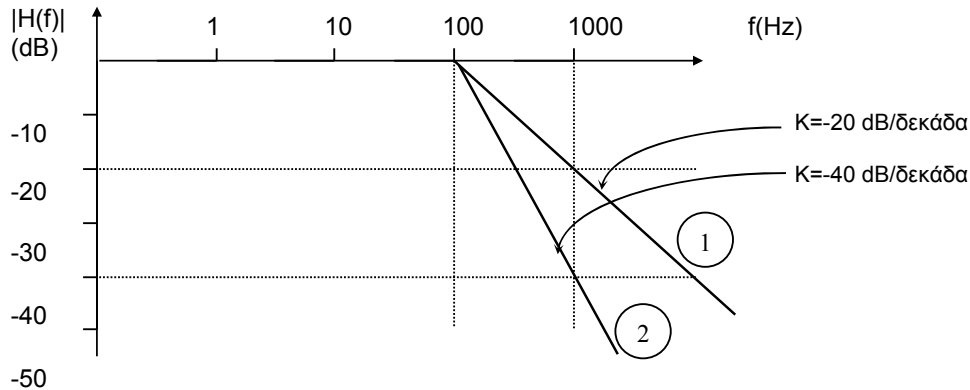
Σχήμα 15.8. Καμπύλες απόκρισης φίλτρων.

### 15.1.3.3. Συνάρτηση Μεταφοράς

Στα φίλτρα, η συνάρτηση μεταφοράς  $H(s)$  εκφράζεται από μία παράσταση στην οποία ο παρονομαστής είναι ένα πολυώνυμο ως προς  $s=j\omega$  ή  $jf$ . Ο αλγεβρικός βαθμός αυτού του πολυωνύμου ονομάζεται **βαθμός ή τάξη  $n$**  του φίλτρου. Εδώ, θα μελετήσουμε τα φίλτρα 1<sup>ης</sup> τάξης ( $n=1$ ).

Στην πραγματικότητα, το  $n$  καθορίζει άμεσα την κλίση  $\kappa$  της μεταβατικής περιοχής της καμπύλης απόκρισης του φίλτρου. Σε λογαριθμική κλίμακα συχνοτήτων, η κλίση αυτή  $\kappa$ , σχετίζεται με το βαθμό του φίλτρου  $n$ , με βάση τον προσεγγιστικό τύπο

$$\kappa = \pm 20 n \text{ (dB/δεκάδα)} = \pm 6 n \text{ (dB/οκτάβα)} \quad (3)$$



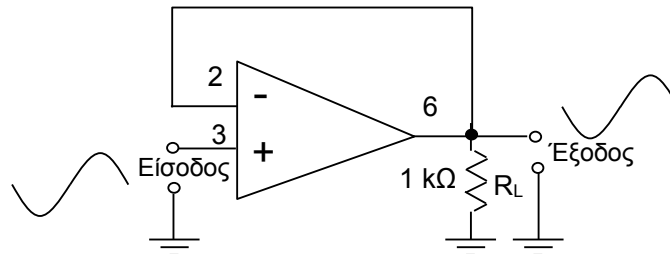
Σχήμα 15.9. Απόκριση φίλτρου.

**Δεκάδα** είναι το διάστημα μεταξύ δύο συχνοτήτων από τις οποίες η μεγαλύτερη είναι 10πλάσια της μικρότερης. **Οκτάβα** είναι το διάστημα στο οποίο η μεγαλύτερη συχνότητα είναι 2πλάσια της μικρότερης. Το  $-$  στην εξίσωση υποδηλώνει αρνητική κλίση, άρα κατερχόμενη καμπύλη (περίπτωση φίλτρου χαμηλών συχνοτήτων) ενώ το  $+$  υποδηλώνει θετική κλίση, άρα ανερχόμενη καμπύλη (περίπτωση φίλτρου υψηλών συχνοτήτων).

Συνεπώς, κατά την εξίσωση, ένα φίλτρο Χαμηλών συχνοτήτων 1<sup>ης</sup> τάξης η κλίση θα είναι  $\kappa = -20 \cdot 1 = -20$  dB/δεκάδα ή  $-6 \cdot 1 = -6$  dB/οκτάβα. (Ευθεία 1 του σχήματος 15.9). Σε ένα φίλτρο υψηλών συχνοτήτων 2<sup>ης</sup> τάξης η κλίση θα είναι  $\kappa = +20 \cdot 2 = +40$  dB/δεκάδα ή  $+12$  dB/οκτάβα.

## 15.2. Απλά Κυκλώματα Τ.Ε.

### 15.2.1. Ο Τ.Ε. ως ακολουθητής τάσης



Σχήμα 15.10. Ο Τ.Ε. σε συνδεσμολογία ακολουθητή τάσης.

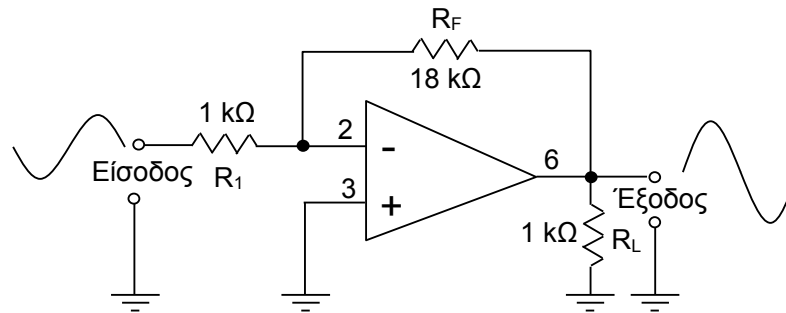
Μια συχνή εφαρμογή του Τ.Ε. είναι η χρήση του σαν ακολουθητή τάσης εισόδου. Ονομάζεται έτσι γιατί το σήμα εξόδου είναι ακριβώς το ίδιο σε μέγεθος και φάση με το σήμα εισόδου. Το κύκλωμα αυτό φαίνεται στο σχήμα 15.10 και χρησιμοποιείται σαν κύκλωμα **προσαρμογής** μεταξύ ενός κυκλώματος με μεγάλη αντίσταση εξόδου και ενός κυκλώματος με τρανζίστορ με

χαμηλή αντίσταση εισόδου. Και αυτό διότι η αντίσταση εισόδου του ακολουθητή τάσης είναι περίπου 200 kΩ η δε αντίσταση εξόδου του είναι περίπου 10 kΩ.

### 15.2.2. Ο Τ.Ε. ως ενισχυτής

Υπάρχουν δύο τρόποι για να χρησιμοποιήσουμε τον Τ.Ε. σαν ενισχυτή.

(α) Ο πρώτος τρόπος είναι όταν το σήμα που θέλουμε να ενισχυθεί εφαρμόζεται στην αναστρέφουσα είσοδο. Τότε έχουμε το κύκλωμα του **αναστρέφοντα ενισχυτή** που φαίνεται στο σχήμα 15.11. Στο κύκλωμα αυτό υπάρχει αναστροφή φάσης 180° μεταξύ εισόδου και εξόδου. Το κέρδος του αναστρέφοντος ενισχυτή μπορεί να υπολογιστεί από τη σχέση (3)



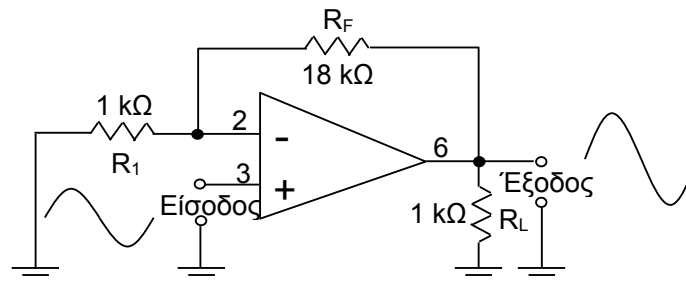
Σχήμα 15.11. Ο Τ.Ε. σε συνδεσμολογία αναστρέφοντος ενισχυτή.

$$\text{Κέρδος τάσης} = -\frac{R_F}{R_1} = \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} \quad (4)$$

Το αρνητικό πρόσημο δείχνει την αναστροφή φάσης των 180° μεταξύ εισόδου – εξόδου. Η εξίσωση (4) δείχνει ότι το κέρδος ενός αναστροφέα Τ.Ε. μπορεί να προσδιοριστεί σε οποιαδήποτε τιμή ανάλογα με τις τιμές των αντιστάσεων  $R_F$  και  $R_1$ .

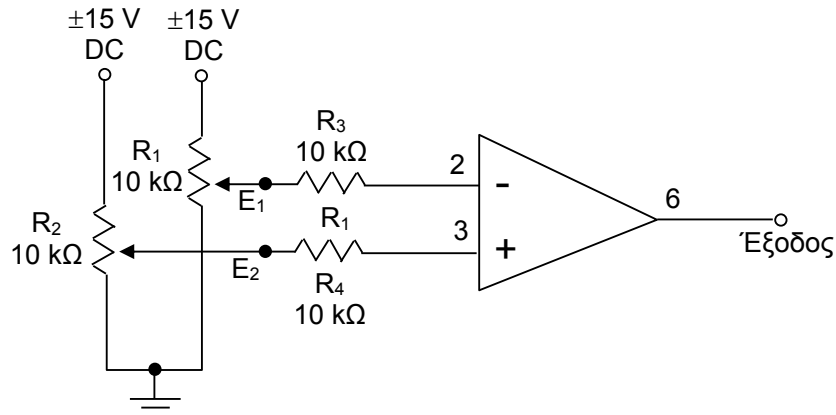
(β) Εάν το σήμα όμως εφαρμοστεί στη μη αναστρέφουσα είσοδο τότε έχουμε το κύκλωμα του μη **αναστρέφοντα ενισχυτή** που φαίνεται στο σχήμα 15.12. Εδώ δεν υπάρχει αναστροφή φάσης μεταξύ εισόδου και εξόδου. Το κέρδος του μη αναστρέφοντος ενισχυτή μπορεί να υπολογιστεί από τη σχέση (5)

$$A_V = 1 + \frac{R_F}{R_1} \quad (5)$$



Σχήμα 15.12. Ο Τ.Ε. σε συνδεσμολογία μη αναστρέφοντος ενισχυτή.

### 15.2.3. Ο Τ.Ε. ως συγκριτής τάσεων



Σχήμα 15.13. Ο Τ.Ε. σε συνδεσμολογία συγκριτή τάσεων.

#### 15.2.3.1. Εξήγηση της λειτουργίας του συγκριτή.

$E_1$ (V)	$E_2$ (V)	Out (V)
+1	+2	+13
+2	+1	-13
+1	-1	-13
-1	+1	+13
-1	-2	-13
-2	-1	+13

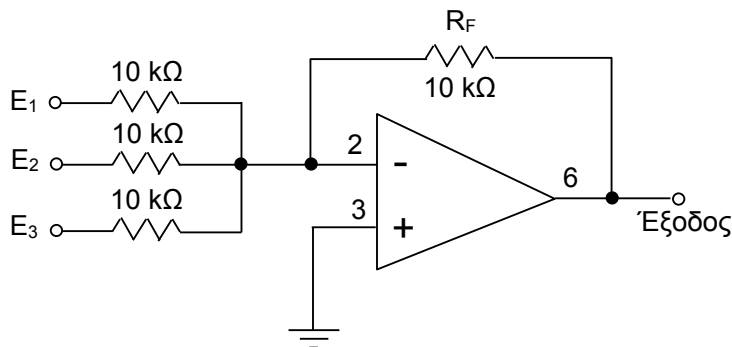
Χωρίς την αντίσταση ανατροφοδότησης  $R_F$  ο Τ.Ε. συμπεριφέρεται σαν συγκριτής τάσεων. Δηλαδή συγκρίνει τις τιμές των τάσεων μεταξύ των δύο εισόδων του και εάν η τάση στη μη αναστρέφουσα είσοδο είναι θετικότερη από αυτήν της αναστρέφουσας εισόδου η έξοδος γίνεται θετική και ίση περίπου με +13 V. Εάν συμβαίνει το αντίθετο, δηλαδή εάν η αναστρέφουσα είσοδος είναι μεγαλύτερη, τότε η έξοδος γίνεται αρνητική και ίση

περίπου με -13 V. Η λειτουργία αυτή φαίνεται στον πιο πάνω πίνακα.

### 15.2.4. Ο Τ.Ε. ως αθροιστής τάσεων

Εάν ο Τ.Ε. συνδεσμοποιηθεί όπως φαίνεται στο σχήμα 15.14, τότε η έξοδος είναι το άθροισμα όλων των τάσεων  $E_1$ ,  $E_2$  και  $E_3$ . Ειδικότερα, η τάση εξόδου δίνεται από τη σχέση (6). Η λειτουργία του πιο πάνω αθροιστή παρουσιάζεται στον πίνακα που ακολουθεί.

$$E_{out} = - \left( \frac{R_F}{R_1} E_1 + \frac{R_F}{R_2} E_2 + \frac{R_F}{R_3} E_3 \right) \quad (6)$$



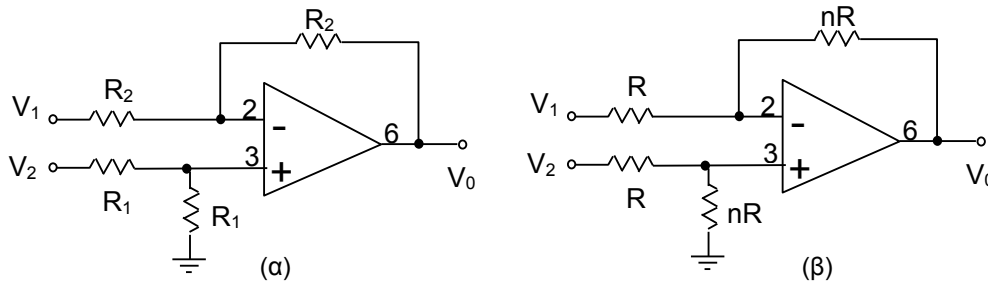
Σχήμα 15.14. Ο Τ.Ε. σε συνδεσμολογία αθροιστή.

E <sub>1</sub> (V)	E <sub>2</sub> (V)	E <sub>3</sub> (V)	Out (V)
+1	+1	+1	-3
+1	+1	-1	-1
+3	+5	-4	-4
-1	-1	-1	+3
-1	-1	+1	+1
-3	-5	+4	+4

**15.2.5. Ο Τ.Ε. ως αφαιρέτης τάσεων ή διαφορικός ενισχυτής**

Εάν ο Τ.Ε. συνδεσμοποιηθεί όπως φαίνεται στο σχήμα 15.15, τότε η έξοδος είναι η διαφορά των δύο τάσεων εισόδου V<sub>1</sub>, V<sub>2</sub>. Ειδικότερα, η τάση εξόδου δίνεται από τη σχέση (7).

$$V_0 = V_2 - V_1 \tag{7}$$



Σχήμα 15.15. Αφαιρέτης ή διαφορικός ενισχυτής (α) απλός, (β) με κέρδος.

Παραλλαγή του κυκλώματος του σχήματος 15.5(α) είναι ο αφαιρέτης με κέρδος, όπως φαίνεται στο σχήμα 15.16(β). Η έξοδος δίνεται από τη σχέση

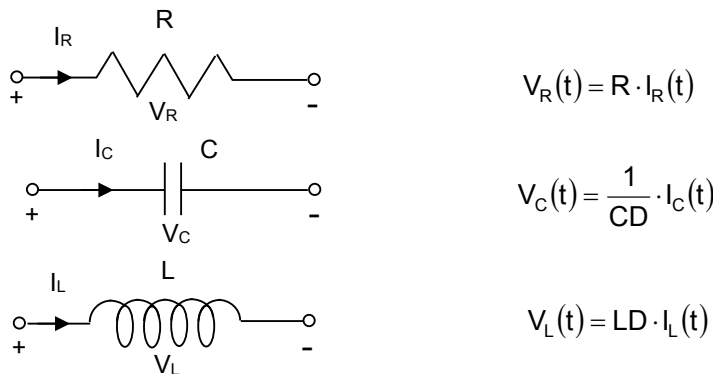
$$V_0 = n(V_2 - V_1) \tag{8}$$

**15.3. Σύνθετα κυκλώματα Τ.Ε.**

Όπως αναφέρθηκε στην εισαγωγή, είναι δυνατό να επεκταθεί η χρήση του Τ.Ε. και σε άλλες εφαρμογές όπως : **διαφοριστής**, **ολοκληρωτής** και **φίλτρο**. Η θεωρία των φίλτρων παρουσιάστηκε στην παράγραφο 15.1.2. Για την ανάλυση των εφαρμογών που θα ακολουθήσουν, κρίνεται σκόπιμη η υπενθύμιση ορισμένων γνώσεων από την Ηλεκτροτεχνία.

**15.3.1. Ο τελεστικός χαρακτήρας των φορτίων R, L, C**

Οι σχέσεις τάσης – ρεύματος για τα στοιχεία R, L, C ακολουθώντας τη συνδυασμένη φορά αναφοράς τάσης – ρεύματος παρουσιάζονται στο σχήμα 15.16.



Σχήμα 15.16. Ο τελεστικός χαρακτήρας των στοιχείων R, L, C.

Ως  $D$  ορίζεται η ακόλουθη ποσότητα :  $D = \frac{d(\cdot)}{dt}$ , που καλείται διαφορικός τελεστής. Η λειτουργία του είναι να παραγωγίζει οποιαδήποτε χρονική συνάρτηση βρίσκεται στα δεξιά του. Προφανώς ο όρος  $\frac{1}{D} = D^{-1} = \int(\cdot) dt$  επιτελεί την αντίστροφη λειτουργία (δηλ. ολοκληρώνει τη χρονική συνάρτηση που βρίσκεται δεξιά του). Συνοπτικά ισχύουν τα εξής :

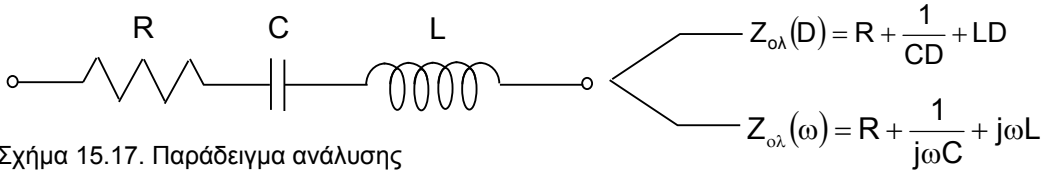
$$D f(t) = f'(t) \quad , \quad \frac{1}{D} f(t) = \int_{-\infty}^t f(\tau) dt \quad (9)$$

Μετά την εισαγωγή του τελεστή  $D$ , οι σχέσεις τάσης – ρεύματος των στοιχείων  $R, L, C$  γίνονται :

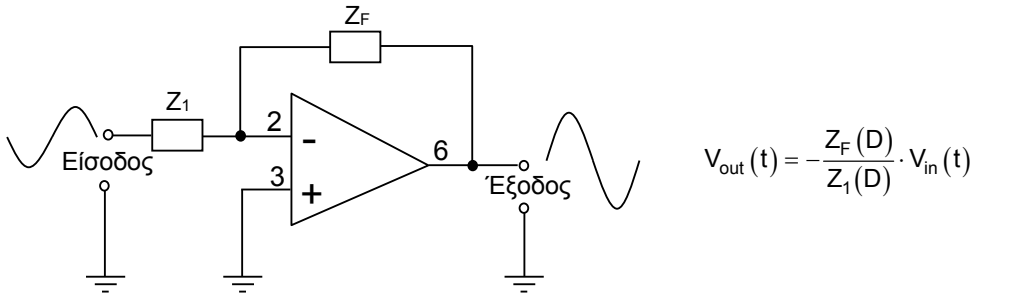
$$V_R(t) = R \cdot I_R(t) \quad \quad V_C(t) = \frac{1}{C} \cdot \int_{-\infty}^t I_C(\tau) dt \quad \quad V_L(t) = L \cdot I'_L(t) \quad (10)$$

Αν τα σήματα είναι αρμονικά (ημιτονικής μορφής), δηλ.  $e^{j\omega t}$  τότε ο τελεστής  $D$  αντικαθίσταται από το  $j\omega$ .

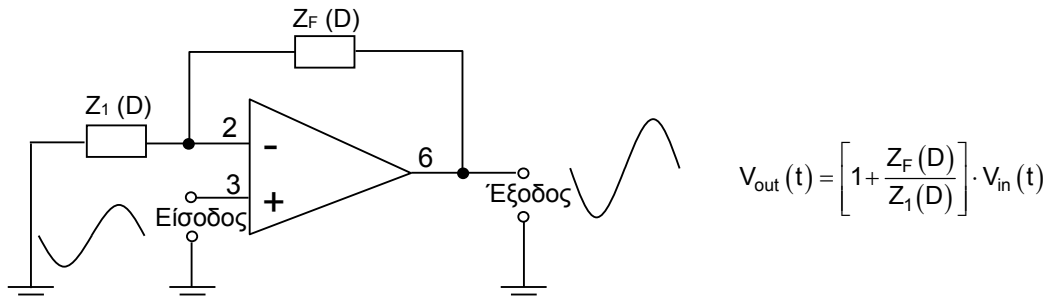
ΣΤΟΙΧΕΙΟ	ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ	
	ΤΕΛΕΣΤΗΣ	ΗΜΙΤΟΝΙΚΗ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ
R	R	R
C	1 / CD	1 / jωC
L	LD	JωL



Σχήμα 15.17. Παράδειγμα ανάλυσης



(α) αναστρέφουσα συνδεσμολογία



(β) μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία

Σχήμα 15.18. Ο Τ.Ε. σε (α) αναστρέφουσα συνδεσμολογία και (β) μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία.



Όσον αφορά στη **χρήση του Τ.Ε. με στοιχεία R, L, C**, θεωρούμε τις δύο γενικές τοπολογίες σύνδεσης του Τ.Ε. σε αναστρέφουσα συνδεσμολογία, όπως φαίνεται στο σχήμα 15.18(α) και σε μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία, όπως φαίνεται στο σχήμα 15.18(β).

### 15.3.2. Ο Τ.Ε. ως διαφοριστής

Αν στην αναστρέφουσα συνδεσμολογία του σχήματος 15.18(α) το  $Z_f$  είναι αντίσταση  $R$  και το  $Z_1$  πυκνωτής  $C$ , τότε :

$$V_{out}(t) = -\frac{R}{\frac{1}{CD}} V_{in}(t) = -RCDV_{in}(t) = -RCV'_{in}(t) \quad (11)$$

### 15.3.3. Ο Τ.Ε. ως ολοκληρωτής

Αν στην αναστρέφουσα συνδεσμολογία του σχήματος 15.18(α) το  $Z_f$  είναι πυκνωτής  $C$  και το  $Z_1$  αντίσταση  $R$ , τότε :

$$V_{out}(t) = -\frac{1}{\frac{CD}{R}} V_{in}(t) = -\frac{1}{RCD} V_{in}(t) = -\frac{1}{RC} \int_{-\infty}^t V_{in}(\tau) d\tau \quad (12)$$

### 15.3.4. Ο Τ.Ε. ως φίλτρο

Στο παρόν θα δούμε τη χρήση του Τ.Ε. ως φίλτρο 1<sup>ης</sup> τάξης. Η τάξη ενός φίλτρου ορίστηκε στην παράγραφο 15.1.1.3.

#### 15.3.4.1. Φίλτρο Χαμηλών Συχνοτήτων

Το σχήμα 15.19 δείχνει το κύκλωμα ενός ενεργού φίλτρου χαμηλών συχνοτήτων 1<sup>ης</sup> τάξης με ενίσχυση  $K$ . Ο τελεστικός ενισχυτής έχει συνδεσμολογηθεί σαν ενισχυτής ελεγχόμενης τάσης (VCVS). Ονομάζεται και φίλτρο Sallen-Key 1<sup>ης</sup> τάξης, προς τιμήν των δύο ερευνητών που το ανέπτυξαν.

Αποδεικνύεται ότι η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου δίνεται από τη σχέση:

$$H(jf) = \frac{K}{1 + j \frac{f}{f_L}} \quad (13)$$

με μέτρο

$$|H(jf)| = \frac{K}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_L}\right)^2}} \quad (14)$$

όπου

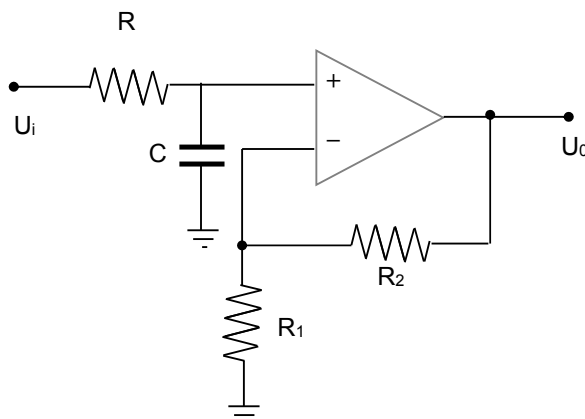
$$K = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (15)$$

είναι η ενίσχυση (κέρδος τάσης) στο DC, δηλαδή για  $f=0$  και η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου είναι

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC} \quad (16)$$

Όταν η συχνότητα  $f$  γίνει ίση με τη συχνότητα  $f_L$  τότε:

$$|H(jf)| = \frac{K}{\sqrt{2}} = 0.707K$$



Σχήμα 15.19. Βαθυπερατό φίλτρο.

Σε λογαριθμική κλίμακα  $|H(jf)| = 20\log K - 20\log\sqrt{2} = 20\log K - 3$ . Δηλαδή, η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου είναι η συχνότητα εκείνη στην οποία το κέρδος είναι 3 dB κάτω από το μέγιστο κέρδος.

Ο υπολογισμός αυτού του φίλτρου γίνεται με τη βοήθεια των εξισώσεων (15) και (16), οπότε γίνεται ο υπολογισμός των  $R$  και  $R_2$  όπως παρουσιάζεται στις εξισώσεις (17).

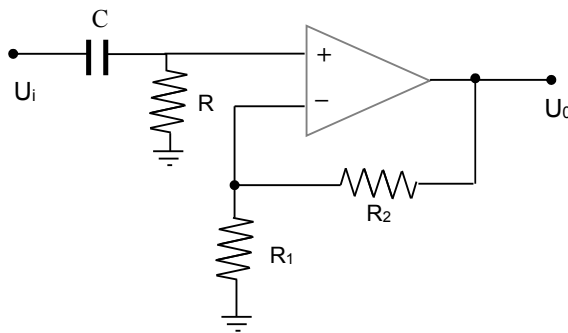
$$R = \frac{1}{2\pi f_L C} \quad (17)$$

$$R_2 = (K - 1)R_1$$

Για να υπολογίσουμε το φίλτρο με δεδομένη την ενίσχυση  $K$  και τη συχνότητα αποκοπής  $f_L$ , δεχόμεστε, έστω και αυθαίρετα μια κατάλληλη τιμή για την  $R_1$  και για τη χωρητικότητα  $C$  και μετά υπολογίζουμε τις αντιστάσεις  $R$  και  $R_2$ .

### 15.3.4.2. Φίλτρο Υψηλών Συχνοτήτων

Το σχήμα 15.20 δείχνει το κύκλωμα ενός ενεργού φίλτρου υψηλών συχνοτήτων 1<sup>ης</sup> τάξης Sallen-Key με ενίσχυση  $K$ .



Σχήμα 15.20. Υπιπερατό φίλτρο.

Αποδεικνύεται ότι η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου αυτού δίνεται από τη σχέση

$$H(jf) = \frac{K j \frac{f}{f_H}}{1 + j \frac{f}{f_H}} \quad (18)$$

όπου  $f_H = \frac{1}{2\pi RC}$  είναι η συχνότητα αποκοπής.

Το κέρδος τάσης δίνεται από την εξίσωση (15).

Ο υπολογισμός αυτού του φίλτρου γίνεται ακριβώς όπως και με το φίλτρο χαμηλών συχνοτήτων.

## 15.4. Πειραματική διαδικασία

### 15.4.1. Αντικείμενο – Σκοπός

Σκοπός της παρούσας άσκησης είναι :

- (1) Ο έλεγχος της συνδεσμολογίας του τελεστικού ενισχυτή σε απλά και σύνθετα κυκλώματα όπως ακολουθητής τάσης, αναστροφέας, συγκριτής, αθροιστής, αφαιρέτης, διαφοριστής, ολοκληρωτής και φίλτρο.
- (2) Η επαλήθευση ότι το κέρδος τάσης ενός Τ.Ε. εξαρτάται από την τιμή της αντίστασης ανατροφοδότησης.
- (3) Η σωστή τροφοδότηση ενός Τ.Ε. 741 και η αναγνώριση των ακροδεκτών του.

### 15.4.2. Απαιτούμενος Εξοπλισμός

Πηγή ισχύος  $\pm 30$  Vdc  
Παλμογράφος  
Τ.Ε. 741

Αντιστάσεις  $R=1K\Omega, 10K\Omega, 39K\Omega, 100K\Omega /1W$   
Ποτενσιόμετρα  $10 k\Omega /1W$   
Πυκνωτές  $C=10 nF, 100 nF$

### 15.4.3. Υλοποίηση Κυκλωμάτων

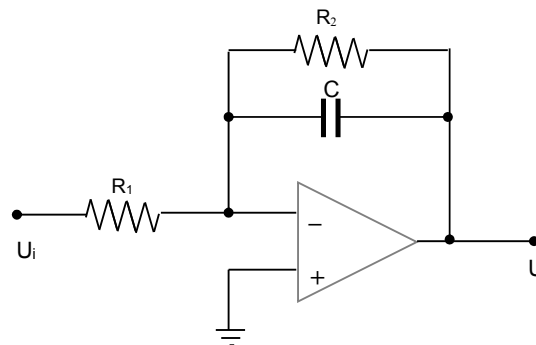
1. Υλοποιήστε τη συνδεσμολογία του Τ.Ε. 741 σαν ακολουθητή τάσης και επαληθεύστε τη λειτουργία του.

2. Υλοποιήστε τη συνδεσμολογία ενός αναστροφέα με τον Τ.Ε. 741 που να έχει κέρδος  $A_v = 10$  και ελέγξτε τον. Πάρτε τις κατάλληλες μετρήσεις και σχεδιάστε την καμπύλη απόκρισης.
3. Υλοποιήστε τη συνδεσμολογία του Τ.Ε. 741 σαν συγκριτή τάσης και επαληθεύστε τη λειτουργία του με κατάλληλο πίνακα μετρήσεων.
4. Υλοποιήστε τη συνδεσμολογία του Τ.Ε. 741 σαν αθροιστή με δύο εισόδους και  $R_1 = R_2 = R_F = 10 \text{ k}\Omega$ . Εφαρμόστε στη μία είσοδο ημίτονο και στην άλλη μια DC τάση. Παρατηρήστε το σήμα εξόδου στον παλμογράφο, σχεδιάστε το και εξηγήστε τη μορφή του.
5. Επαναλάβετε τη διαδικασία 4 για συνδεσμολογία του Τ.Ε. ως διαφορικού ενισχυτή.
6. Υπολογίστε ένα φίλτρο χαμηλών συχνοτήτων 1ης τάξης Sallen-Key με ενίσχυση 5 και συχνότητα αποκοπής 3000 Hz. Δεχτείτε  $C=10 \text{ nF}$  και  $R_1=10 \text{ K}\Omega$ . Να σχεδιαστεί η καμπύλη απόκρισης του φίλτρου.
7. Να υπολογίσετε ένα φίλτρο υψηλών συχνοτήτων 1ης τάξης τύπου Sallen-Key με  $K=5$  και  $f_H=300 \text{ Hz}$ . Να δεχθείτε ότι  $C=100 \text{ nF}$  και  $R_1=10\text{K}\Omega$ .
8. Το παρακάτω φίλτρο είναι φίλτρο χαμηλών συχνοτήτων με Τελεστικό Ενισχυτή συνδεσμολογημένο με αναστροφή. Αποδεικνύεται ότι η συνάρτηση μεταφοράς του δίνεται από τη σχέση

$$H(s) = \frac{K}{1 + \frac{s}{\omega_L}} \quad \text{όπου } K = \frac{R_2}{R_1} \text{ και}$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_2 C} \quad (s=j\omega)$$

Υπολογίστε το φίλτρο αυτό για συχνότητα αποκοπής 1.4 KHz και ενίσχυση 10 και σχεδιάστε την καμπύλη απόκρισής του.

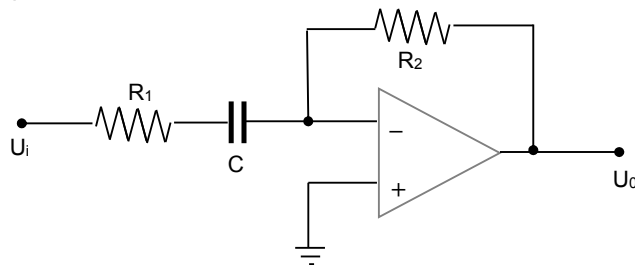


Σχήμα 15.21.

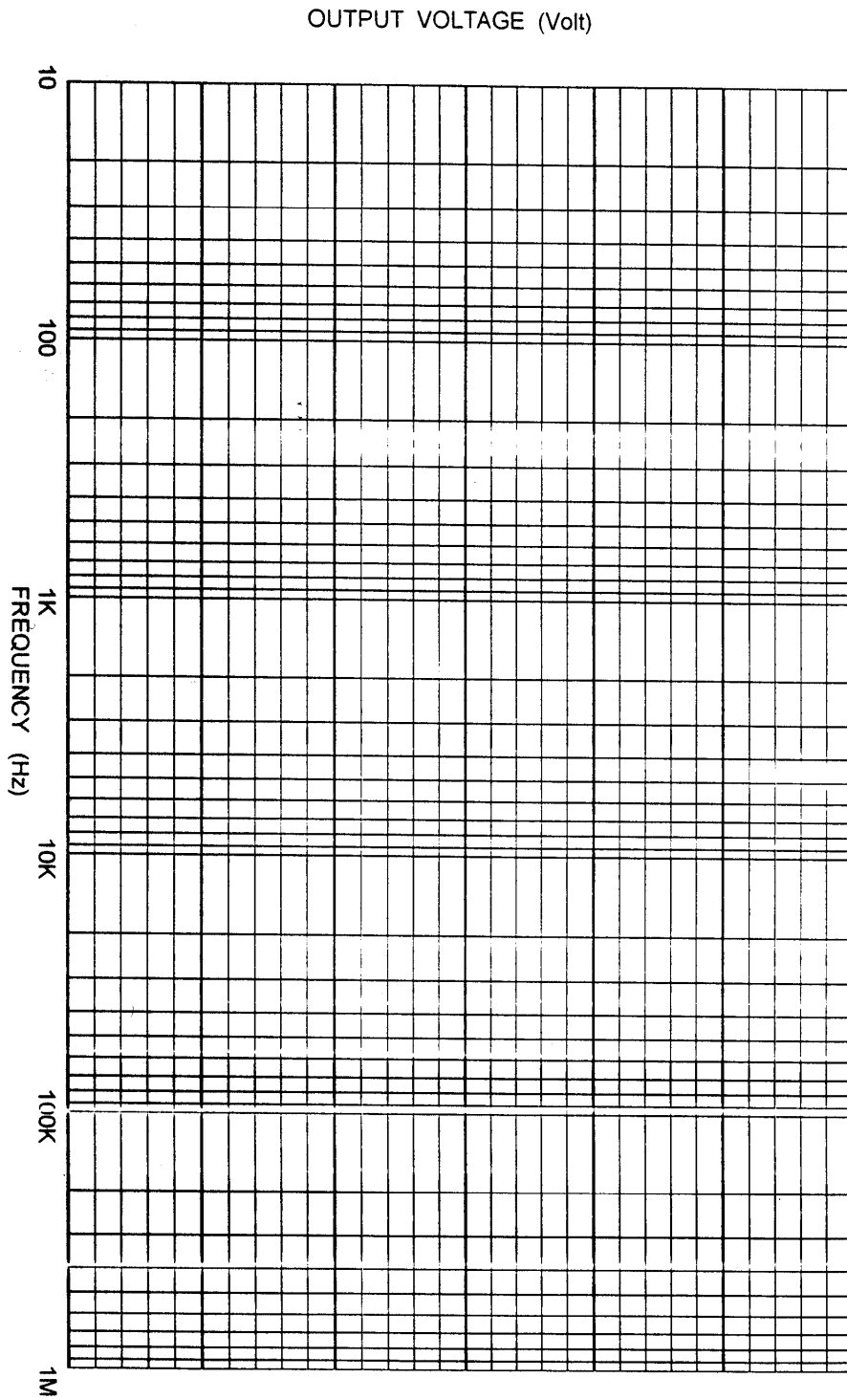
9. Το παρακάτω φίλτρο είναι ένα φίλτρο υψηλών συχνοτήτων 1ης τάξης με τον Τ.Ε. σε κατάλληλη συνδεσμολογία ώστε να δημιουργεί διαφορά φάσης  $180^\circ$  μεταξύ εισόδου και εξόδου. Αποδεικνύεται ότι η συνάρτηση μεταφοράς του δίνεται από τη σχέση

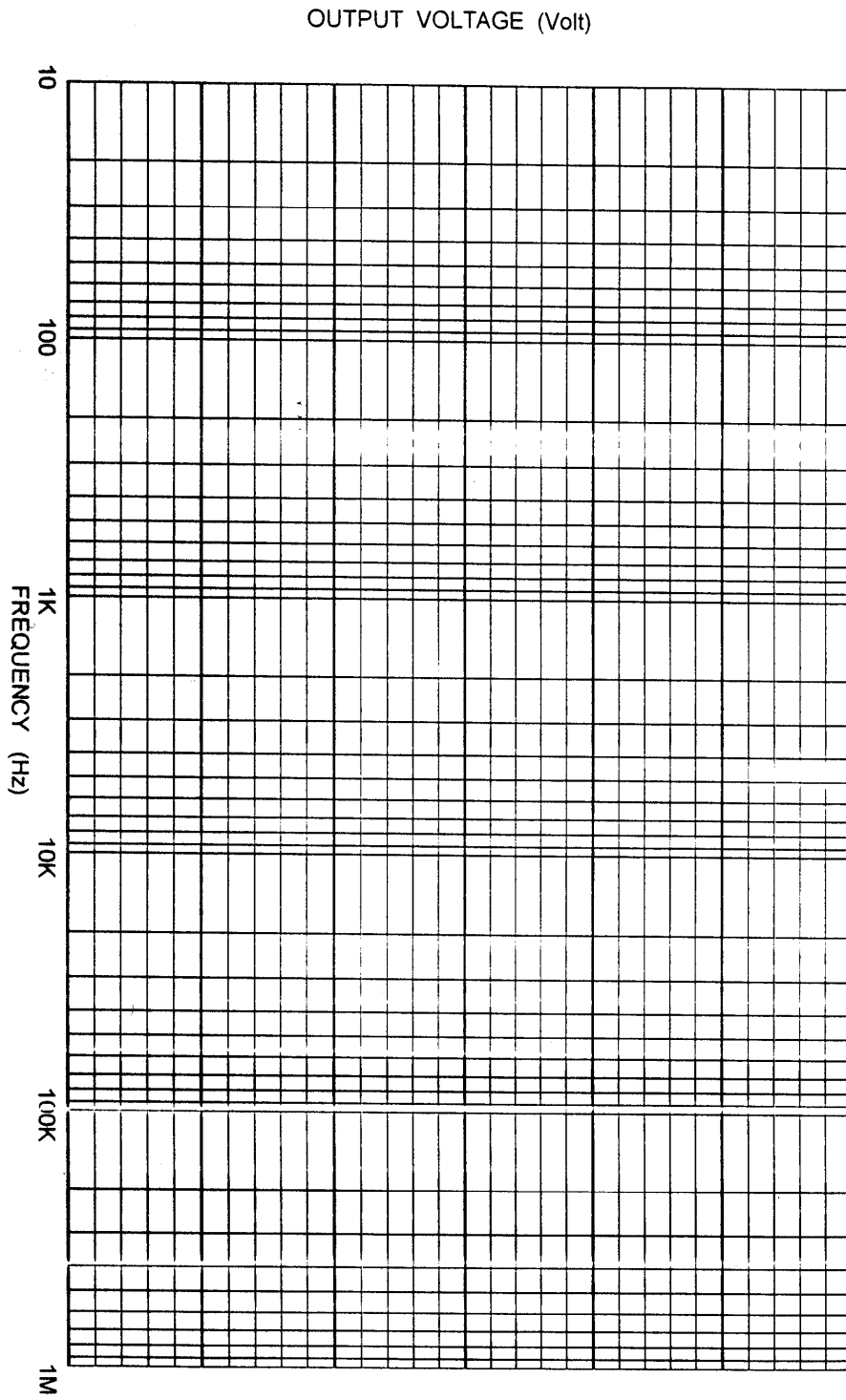
$$H(s) = \frac{K \frac{s}{\omega_H}}{1 + \frac{s}{\omega_H}}$$

όπου  $K = \frac{R_2}{R_1}$  και  $f_H = \frac{1}{2\pi R_1 C}$  ( $s=j\omega$ ). Υπολογίστε το φίλτρο αυτό για συχνότητα αποκοπής 350 Hz και ενίσχυση 8 και σχεδιάστε την καμπύλη απόκρισής του.



Σχήμα 15.22.





**Βιβλιογραφικές αναφορές**

- [1] Γ. Πρωτοπαπαδάκη, “Στοιχεία Ηλεκτρονικής Λυχνίες - Τρανζίστορ”, Σχολή Ναυτικών Δοκίμων, 1988.
- [2] Ε. Τσαγάκη, “Γενικά Ηλεκτρονικά”, Ίδρυμα Ευγενίδου, 1993.