

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ ΜΕ ΘΕΜΑ :

«ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ»

Των σπουδαστριών:

Γιαννακοπούλου Ευαγγελία

Σωτηροπούλου Καλλιόπη



Επιβλέποντες Καθηγητές:

**Αλαφοδήμος Κωνσταντίνος, Φετφατζής Πρόδρομος, Κοφινάς
Παναγιώτης**

ΒΙΒΛΙΟΘΗΚΗ
ΤΕΙ ΠΕΙΡΑΙΑ

Περιεχόμενα

| | |
|--|----|
| Πρόλογος..... | 1 |
| Κεφάλαιο 1..... | 5 |
| 1.1 Εισαγωγή..... | 6 |
| 1.2 Οι ημιαγωγοί..... | 8 |
| 1.2.1 Ημιαγωγοί τύπου n | 8 |
| 1.2.2 Ημιαγωγοί τύπου p..... | 9 |
| 1.2.3 Η επαφή p-n..... | 10 |
| 1.3 Το φωτοβολταϊκό φαινόμενο και η επίδραση της ηλιακής ενέργειας..... | 12 |
| 1.3.1 Ιδιότητες του ηλιακού φωτός..... | 12 |
| 1.3.2 Το φωτοηλεκτρικό φαινόμενο..... | 14 |
| 1.3.3 Ενέργεια φωτονίων..... | 16 |
| 1.3.4 Ροή φωτονίων..... | 18 |
| 1.4 Τα φωτοβολταϊκά συστήματα..... | 19 |
| 1.4.1 Δομή φωτοβολταϊκών στοιχείων | 20 |
| 1.4.2 Ο συντελεστής απορρόφησης..... | 21 |
| 1.5 Ισοδύναμο κύκλωμα ηλιακού κυττάρου..... | 22 |
| 1.6 Βαθμός απόδοσης ηλιακού κυττάρου..... | 28 |
| Κεφάλαιο 2..... | 30 |
| 2.1 Ο ήλιος | 31 |
| 2.2 Φωτοβολταϊκά στοιχεία πυριτίου..... | 35 |
| 2.3 Κατηγορίες φωτοβολταϊκών συστημάτων..... | 46 |
| 2.3.1 Διασυνδεδεμένα φωτοβολταϊκά συστήματα..... | 47 |
| 2.3.2 Αυτόνομα φωτοβολταϊκά συστήματα..... | 48 |
| 2.4 Στήριξη φωτοβολταϊκών πλαισίων | 49 |
| Κεφάλαιο 3 | 53 |
| 3.1 Αντιστροφείς | 55 |

| | |
|--|-----|
| 3.2 Δομή των αντιστροφών πηγής τάσης | 57 |
| 3.3 Μονοφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης ελεγχόμενος με την ημιτονοειδή PWM τεχνική..... | 60 |
| 3.4 Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης ελεγχόμενος με την ημιτονοειδή PWM τεχνική..... | 63 |
| 3.5 Επιλογή αντιστροφέα | 69 |
| 3.6 Κριτήρια επιλογής αντιστροφέα..... | 71 |
| 3.7 Τεχνολογίες αντιστροφών | 77 |
| Κεφάλαιο 4 | 81 |
| 4.1 Εισαγωγή | 82 |
| 4.2 Το κύκλωμα ελέγχου | 83 |
| 4.2.1 Ο τριγωνικός παλμός | 83 |
| 4.2.2 Ο ημιτονικός παλμός | 86 |
| 4.2.3 Ο συγκριτής τάσης | 93 |
| 4.2.4 Ο optocoupler και οι πύλες NOT | 95 |
| 4.2.5 Οι ενισχυτές τάσης | 100 |
| 4.3 Το κύκλωμα οδήγησης και ο αντιστροφέας πλήρους γέφυρας | 102 |
| Κεφάλαιο 5 | 106 |
| 5.1 Εισαγωγή | 107 |
| 5.2 Συμπεράσματα και δυσκολίες | 107 |
| Παράρτημα Α | 111 |
| Α1) Το φύλλο δεδομένων του TL084N | 112 |

| | |
|--|-----|
| A2) Το φύλλο δεδομένων του ICL8038 | 120 |
| A3) Το φύλλο δεδομένων του 6N139 | 128 |
| A4) Το φύλλο δεδομένων του SN74LS04N | 132 |
| A5) Το φύλλο δεδομένων του IR2110 | 139 |

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Στις μέρες μας, η προστασία του πλανήτη είναι από τα κύρια μελήματα μας. Επί πολλές δεκαετίες, το ανθρώπινο είδος σπαταλά τους πόρους της γης προκειμένου να παράγει ενέργεια. Αναμφίβολα, η χρήση των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας, κρίνεται απαραίτητη ώστε να καλύπτονται οι ανάγκες μας σε ενέργεια χωρίς να επιβαρύνουμε το περιβάλλον.

Από τις πλέον διαδεδομένες ανανεώσιμες πηγές ενέργειας είναι η ηλιακή ενέργεια. Πρόκειται για ένα δώρο της φύσης το οποίο είναι ανεξάντλητο, σε αντίθεση με τα ορυκτά καύσιμα τα οποία υπάρχουν σε περιορισμένη ποσότητα. Επιπλέον, είναι εξαιρετικά φιλική με το περιβάλλον. Ως εκ τούτου, αξιοποιώντας την ηλιακή ενέργεια συμβάλλουμε στην προσπάθεια που αφορά στην προστασία του πλανήτη Γη.

Για τη μετατροπή της ηλιακής ενέργειας σε ηλεκτρική, χρησιμοποιούμε τα φωτοβολταϊκά συστήματα. Τα φωτοβολταϊκά συστήματα αποτελούνται από φωτοβολταϊκά πλαίσια (solarpanel). Η τάση που παράγουν τα φωτοβολταϊκά πλαίσια είναι συνεχής (dc). Με την βοήθεια του τριφασικού αντιστροφέα αυτή η συνεχής τάση (dc) μετατρέπεται σε τριφασική εναλλασσόμενη τάση (ac) 400/230 V και συχνότητας

50 Hz που μπορεί να συνδεθεί στο ηλεκτρικό δίκτυο μιας οικείας. Στην Ελλάδα η ΔΕΗ αγοράζει την kWh από τα οικιακά Φ/Β σε τιμή 0.5 € περίπου σήμερα και την πουλά 0.06- 0.1€. Άρα όποιος παράγει ενέργεια από Φ/Β τον συμφέρει να την πουλά πρώτα στο δίκτυο και να καλύπτει τις ανάγκες του αγοράζοντας σε πολύ χαμηλότερη τιμή.

Τις τελευταίες δεκαετίες, παρατηρείται αύξηση του ρυθμού ανάπτυξης των φωτοβολταϊκών συστημάτων. Με ρυθμό ανάπτυξης που φθάνει στο 40% ετησίως, εκτιμάται πως σε δύο δεκαετίες θα είναι η σημαντικότερη πηγή ενέργειας.

Όπως ήδη αναφέρθηκε, τα φωτοβολταϊκά συστήματα είναι φιλικά προς το περιβάλλον. Δηλαδή, δεν προκαλούν κανενός είδους ρύπανση. Εκτός αυτού, υπάρχουν αρκετά ακόμα πλεονεκτήματα στην εγκατάστασή τους. Σίγουρα ο παράγοντας κέρδος είναι πολύ σημαντικός. Με την εγκατάσταση φωτοβολταϊκών συστημάτων η απόσβεση της επένδυσης γίνεται στο άμεσο μέλλον καθώς ο λόγος κέρδους ανά εγκατεστημένο Watt είναι μεγάλος. Επίσης, δεν υπάρχουν πολλές απαιτήσεις για τη συντήρησή τους και ακόμα και μετά το πέρας της ζωής τους, είναι πλήρως ανακυκλώσιμα. Αξίζει να σημειωθεί πως αυξάνεται η αξία του ακινήτου στο οποίο υπάρχουν εγκατεστημένα φωτοβολταϊκά συστήματα. Παράγουν μηδενική ποσότητα ήχου αφού λειτουργούν χωρίς μηχανικά ή κινούμενα μέρη. Τέλος, είναι λειτουργικά ακόμα και αν δεν υπάρχει

άμεση ηλιακή ακτινοβολία. Έτσι εκμεταλλευόμαστε τους «νεκρούς χώρους» προς όφελος μας.

Η χρήση φωτοβολταϊκών συστημάτων, λοιπόν, συμβάλλει στη βελτίωση της ποιότητας ζωής όλων των ανθρώπων. Στην παρούσα εργασία θα μελετήσουμε τα στάδια της κατασκευής ενός μονοφασικού φωτοβολταϊκού αντιστροφέα χαμηλής ισχύος. Η βασική ιδέα είναι η μετατροπή μιας ηλεκτρικής συσκευής σε αυτόνομη και με σεβασμό προς το περιβάλλον. Αυτό μπορεί να γίνει με την χρήση φωτοβολταϊκών πλαισίων. Ο αντιστροφέας τροφοδοτείται με συνεχή τάση η οποία παράγεται από τα φωτοβολταϊκά πλαίσια. Ο ρόλος του είναι να μετατραπεί η συνεχής τάση σε εναλλασσόμενη τάση συχνότητας 50 Hz. Τέλος η εναλλασσόμενη τάση θα οδηγηθεί σε μία ηλεκτρική συσκευή χαμηλής κατανάλωσης ισχύος.

Σε αυτή την πτυχιακή εργασία τα φωτοβολταϊκά πλαίσια θα αντικατασταθούν από μια μπαταρία 12V. Ένα παράδειγμα μιας τέτοιας περίπτωσης θα ήταν να μετατραπεί η ηλεκτρική ισχύς από την μπαταρία ενός αυτοκινήτου για να δώσουμε τάση σε ένα φορητό υπολογιστή, σε μια τηλεόραση ή σε ένα κινητό τηλέφωνο. Η μέθοδος στην οποία η πηγή χαμηλής συνεχούς (DC) τάσης αντιστρέφεται, ολοκληρώνεται σε δύο βήματα. Το πρώτο βήμα είναι να μετατραπεί η χαμηλή DC τάση σε AC και στην συνέχεια με την βοήθεια ενός μετασχηματιστή να ανυψωθεί η τάση στα 220 Volts (220V).

Σε αυτό το σημείο θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε τους καθηγητές μας κύριο Αλαφοδήμο Κωνσταντίνο, κύριο Πρόδρομο Φετφατζή και κύριο Παναγιώτη Κοφινά για την βοήθεια και τις συμβουλές τους.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

1.1 Εισαγωγή

Τα υλικά σώματα που υπάρχουν στην φύση καθώς και εκείνα που κατασκευάζονται με τεχνητά μέσα είναι συνήθως σύνθετα σώματα, δηλαδή αποτελούνται από έναν αριθμό στοιχείων. Τα στοιχεία αποτελούνται από ένα μόνο είδος ατόμων. Τα υλικά σώματα αποτελούνται από μόρια. Τα μόρια είναι δυνατό να διασπαστούν με χημικά μέσα σε άτομα, τα οποία είναι τα μικρότερα συστατικά της ύλης που διατηρούν τις ιδιότητες των στοιχείων από τα οποία προέρχονται.

Τα κύρια μέρη ενός ατόμου είναι τα πρωτόνια, τα νετρόνια και τα ηλεκτρόνια. Τα πρωτόνια σημειώνονται με p^+ επειδή είναι θετικά φορτισμένα, τα ηλεκτρόνια με e^- επειδή είναι αρνητικά φορτισμένα ενώ τα νετρόνια δεν έχουν φορτίο γι αυτό και συχνά αναφέρονται και ως ουδετερόνια. Ο πυρήνας του ατόμου αποτελείται από πρωτόνια και νετρόνια ενώ τα ηλεκτρόνια περιστρέφονται γύρω από αυτόν αφού έλκονται από τα πρωτόνια στον πυρήνα. Το ηλεκτρικό φορτίο του ηλεκτρονίου είναι ίσο κατά απόλυτη τιμή με του πρωτονίου. Στα άτομα, το πλήθος των ηλεκτρονίων είναι ίσο με το πλήθος

των πρωτονίων και γι αυτό κάθε άτομο στην φυσική του κατάσταση εμφανίζεται ηλεκτρικά ουδέτερο.

Είναι όμως δυνατόν σε ένα άτομο, ένα ή περισσότερα ηλεκτρόνια να ξεφύγουν ή να προσκολληθούν σε αυτό. Στην πρώτη περίπτωση το άτομο είναι ηλεκτρικά φορτισμένο θετικά ενώ στην δεύτερη λέμε ότι είναι ηλεκτρισμένο αρνητικά.

Σχεδόν σε όλα τα σώματα υπάρχουν ελεύθερα ηλεκτρόνια. Τα σώματα που επιτρέπουν στα ελεύθερα ηλεκτρόνια να κινούνται με μεγάλη ελευθερία ανάμεσα στα άτομα τους, ονομάζονται καλοί αγωγοί του ηλεκτρισμού ή απλά αγωγοί.

Μία ακόμη κατηγορία σωμάτων είναι οι μονωτές. Πρόκειται για σώματα στα οποία υπάρχει μικρός, έως και μηδαμινός αριθμός ελεύθερων ηλεκτρονίων με πολύ μικρή ευκινησία. (Αντίθετα, τα άτομα που δεν επιτρέπουν στα ηλεκτρόνια καμιά μετακίνηση, ονομάζονται κακοί αγωγοί του ηλεκτρισμού ή απλά μονωτές.)

Υπάρχει και μια τρίτη κατηγορία σωμάτων που επιτρέπουν ελευθερία, υπό συνθήκες, στα ελεύθερα ηλεκτρόνια και τα οποία συμπεριφέρονται είτε ως αγωγοί ,είτε ως μονωτές. Τα στοιχεία αυτά ονομάζονται ημιαγωγοί.

1.2 Οι ημιαγωγοί

Υπάρχουν δύο είδη ημιαγωγών: οι αυτοτελείς και οι ημιαγωγοί προσμίξεως. Οι αυτοτελείς ημιαγωγοί αποκτούν τα ελεύθερα ηλεκτρόνια από την αύξηση της θερμοκρασίας λόγω της θερμικής κίνησης που αυτά αποκτούν. Τότε κάποια ηλεκτρόνια αποκτούν ενέργεια που τα καθιστά ελεύθερα οπότε το υλικό αρχίζει να παρουσιάζει αγωγιμότητα. Οι ημιαγωγοί προσμίξεως αποκτούν την αγωγιμότητα τους με πρόσμιξη με άλλα στοιχεία και χωρίζονται σε δύο είδη, τους ημιαγωγούς τύπου n (negative) και τους ημιαγωγούς τύπου p (positive). Από τους πιο συνηθής ημιαγωγούς είναι το πυρίτιο (Si).

1.2.1 Ημιαγωγοί τύπου n

Ας υποθέσουμε ότι έχουμε ένα πλέγμα από άτομα πυριτίου. Κάθε άτομο πυριτίου διαθέτει στην εξωτερική του στοιβάδα τέσσερα ηλεκτρόνια σθένους. Τα άτομα που βρίσκονται μέσα στο πλέγμα περιβάλλονται από τέσσερα γειτονικά άτομα και δημιουργούν μαζί τους τέσσερις ομοιοπολικούς δεσμούς. Αυτοί οι ομοιοπολικοί δεσμοί έχουν σαν αποτέλεσμα την δέσμευση όλων των διαθέσιμων ηλεκτρονίων.

Εάν αντικαταστήσουμε στο πλέγμα ένα άτομο πυριτίου με ένα άτομο αρσενικού το οποίο φέρει στην εξωτερική του στοιβάδα πέντε ηλεκτρόνια σθένους τότε τα τέσσερα από αυτά θα δεσμευτούν από τα άτομα πυριτίου και θα δημιουργήσουν

ομοιοπολικούς δεσμούς ενώ το πέμπτο ηλεκτρόνιο αποσπάται και γίνεται ελεύθερο. Έτσι το άτομο του αρσενικού μετατρέπεται σε θετικό ιόν. Δημιουργώντας μέσα στον πλέγμα ηλεκτρικό πεδίο τα ελεύθερα ηλεκτρόνια θα αποκτήσουν κινητική ενέργεια ενώ τα θετικά ιόντα επειδή κατέχουν σταθερές θέσεις δεν μετακινούνται καθόλου. Αυτή η αγωγιμότητα καλείται αγωγιμότητα n αφού δημιουργείται λόγω της κίνησης των ηλεκτρονίων ενώ ο ημιαγωγός αυτός καλείται ημιαγωγός τύπου n .

1.2.2 Ημιαγωγός τύπου p

Εάν αντικαταστήσουμε ένα άτομο πυριτίου μέσα στο πλέγμα με ένα άτομο ινδίου (Jn) το οποίο διαθέτει τρία ηλεκτρόνια σθένους, τότε αυτό θα δημιουργήσει τρεις ομοιοπολικούς δεσμούς με τα γειτονικά άτομα πυριτίου ενώ ο τέταρτος δεν θα είναι πλήρης.

Είναι δυνατόν, λόγω της θερμικής κίνησης, κάποιο από τα ηλεκτρόνια ενός ατόμου πυριτίου να φύγει από την θέση του και να εγκατασταθεί στο άτομο του ινδίου. Τότε, αφ' ενός το άτομο του ινδίου θα γίνει αρνητικά φορτισμένο, αφ' ετέρου στο άτομο από το οποίο έφυγε το ηλεκτρόνιο θα δημιουργηθεί μία κενή θέση, η οποία ονομάζεται οπή. Εάν σε ένα τέτοιο πλέγμα δημιουργήσουμε ηλεκτρικό πεδίο θα παρατηρηθεί το παρακάτω φαινόμενο. Τα αρνητικά ιόντα του ινδίου δεν μετακινούνται καθόλου επειδή κατέχουν σταθερές θέσεις στο πλέγμα. Ένα

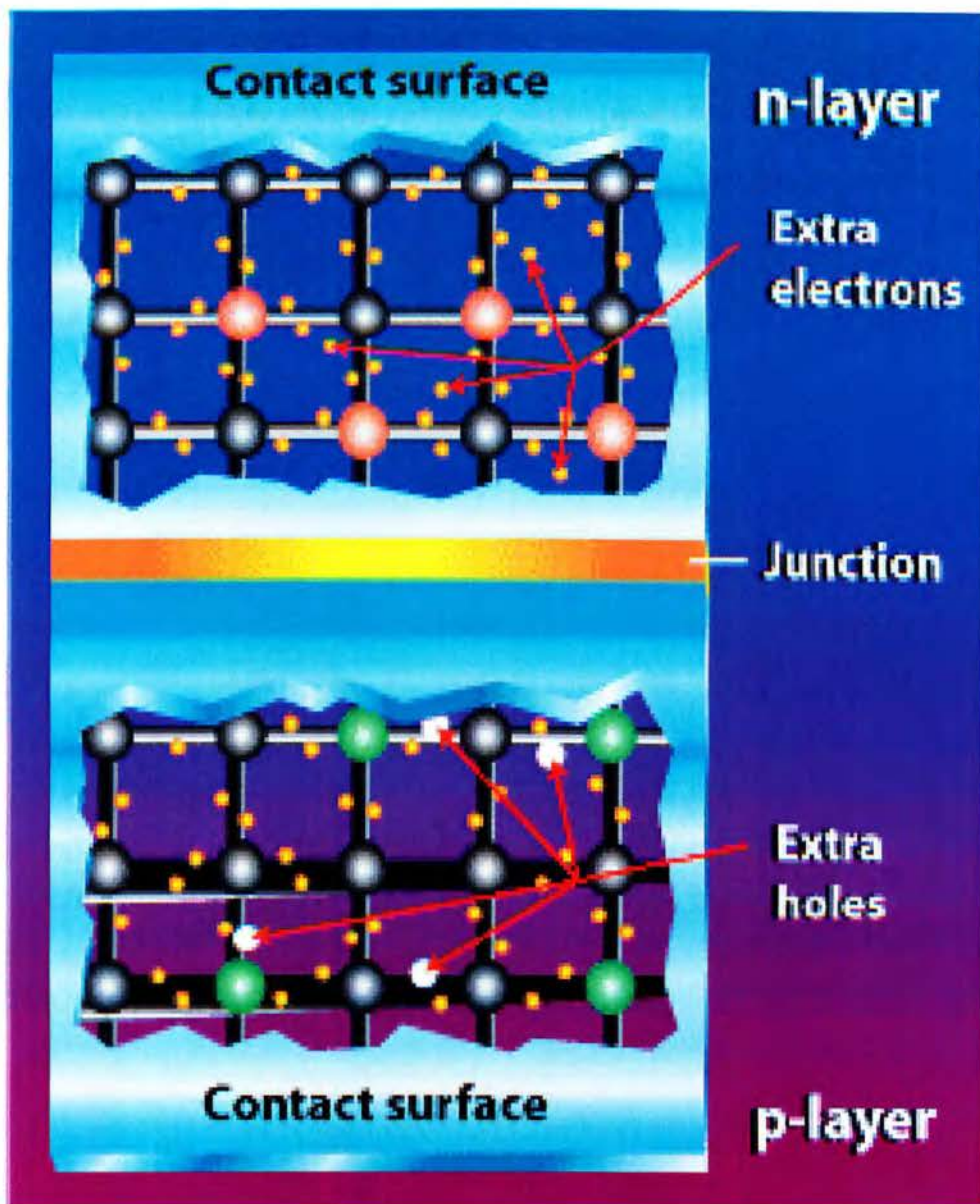
ηλεκτρόνιο όμως μπορεί να αποσπαστεί από ένα άτομο πυριτίου και να καλύψει την οπή που είχε δημιουργηθεί στο πρώτο άτομο πυριτίου. Αυτή η διαδικασία έχει λοιπόν ως αποτέλεσμα στο πρώτο άτομο πυριτίου να δημιουργηθούν τέσσερις πλήρεις ομοιοπολικοί δεσμοί ενώ στο δεύτερο να δημιουργηθεί μια νέα οπή. Σε αυτή την περίπτωση θεωρείται ότι η οπή μετακινείται από άτομο σε άτομο και ότι το ηλεκτρικό ρεύμα οφείλεται σε αυτή την κίνηση των οπών. Οι οπές επειδή έλκουν ηλεκτρόνια θεωρούνται θετικές και η αγωγιμότητα ονομάζεται αγωγιμότητα p , ενώ αυτός ο τύπος του ημιαγωγού ονομάζεται ημιαγωγός τύπου p .

1.2.3 Η επαφή $p-n$

Εάν φέρουμε σε επαφή έναν ημιαγωγό τύπου p με έναν ημιαγωγό τύπου n θα δημιουργηθεί η επαφή $p-n$ ή δίοδος (σχήμα 1.1). Αμέσως μετά την ένωση των δύο αυτών ημιαγωγών παρατηρείται μετακίνηση των ηλεκτρονίων από τον ημιαγωγό n προς τον ημιαγωγό p και αντιστρόφως οι οπές από την περιοχή p να διαχέονται στην περιοχή n . Τα ηλεκτρόνια που εισέρχονται στην περιοχή p εξουδετερώνουν τις οπές που πλεονάζουν σε αυτήν με αποτέλεσμα την δημιουργία αρνητικών ιόντων, ενώ στην περιοχή n οι εισερχόμενες οπές εξουδετερώνονται από τα ηλεκτρόνια που πλεονάζουν με αποτέλεσμα αφού χάνονται ηλεκτρόνια την δημιουργία θετικών ιόντων.

Αποτέλεσμα αυτής της αντίδρασης των φορέων είναι η δημιουργία δύο τμημάτων «απογυμνωμένων» από τους φορείς τους και από τις δυο μεριές της επαφής.

Έτσι το υλικό χάνει τοπικά την ουδετερότητά του και οι πλευρές της ένωσης φορτίζονται με αντίθετα ηλεκτρικά φορτία, στο τμήμα τύπου p συγκεντρώνονται αρνητικά ιόντα ενώ στο τμήμα τύπου n συγκεντρώνονται τα θετικά ιόντα. Αποτέλεσμα των παραπάνω είναι η δημιουργία μιας διαφοράς δυναμικού της τάξης των 0.6 με 0.8 Volts περίπου. Αυτή η διαφορά δυναμικού εμποδίζει την παραπέρα διάχυση των φορέων προς το απέναντι τμήμα της διόδου. Έξω από την περιοχή απογύμνωσης η δομή των ημιαγωγών παραμένει ως είχε. Αυτό το ζευγάρι των δύο ημιαγωγών είναι το δομικό στοιχείο του φωτοβολταϊκού κυττάρου και η βάση της φωτοβολταϊκής τεχνολογίας.

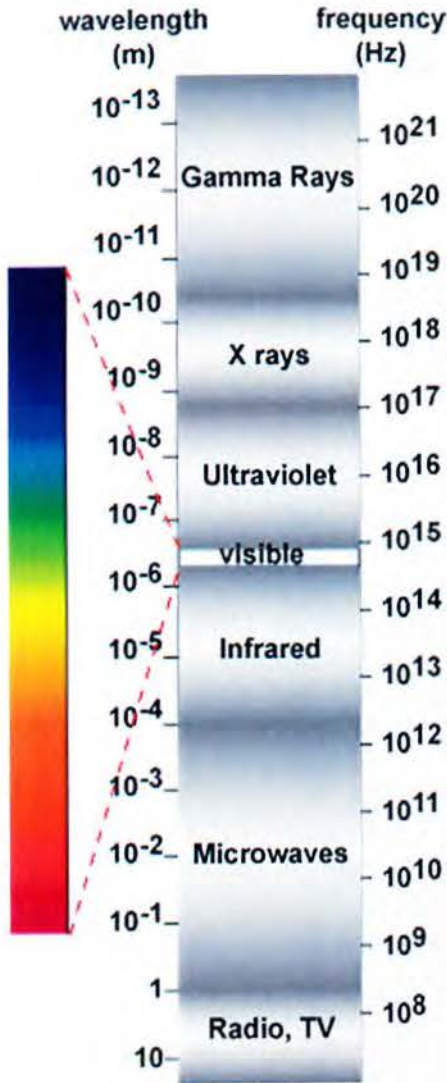


Σχήμα 1.1 Η επαφή p-n[1.1]

1.3 Το φωτοβολταϊκό φαινόμενο και η επίδραση της ηλιακής ακτινοβολίας.

1.3.1 Ιδιότητες του ηλιακού φωτός

Το ηλιακό φως είναι μια μορφή ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας ενώ το ορατό φως είναι μόνο ένα μικρό μέρος του συνολικού ηλεκτρομαγνητικού φάσματος (σχήμα 1.2).



Σχήμα 1.2 Ηλεκτρομαγνητικό φάσμα

Το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα περιγράφει το φως σαν ένα κύμα με συγκεκριμένο μήκος κύματος. Ο Πλανκ πρώτος στις 14 Δεκεμβρίου το 1900 διατύπωσε την υπόθεση ότι η φωτεινή

ενέργεια που ακτινοβολείται από ένα θερμαινόμενο σώμα δεν εκπέμπεται σε συνεχή ροή, αλλά σε μορφή αυτοτελών ποσοτήτων (ϵ) που είναι ανάλογες προς την συχνότητα (ν) του εκπεμπόμενου φωτός. Η θεωρία αυτή δεν είχε επεξηγηματική σημασία μέχρι πέντε χρόνια αργότερα, όταν το 1905 ο Αϊνστάιν επανεξετάζοντας την «υπόθεση Πλανκ» και επεκτείνοντας την και στην διαδικασία της απορρόφησης ερμηνεύοντας έτσι και το φωτοηλεκτρικό φαινόμενο, πρότεινε την ύπαρξη «κβάντων φωτός» δηλαδή φωτονίων.

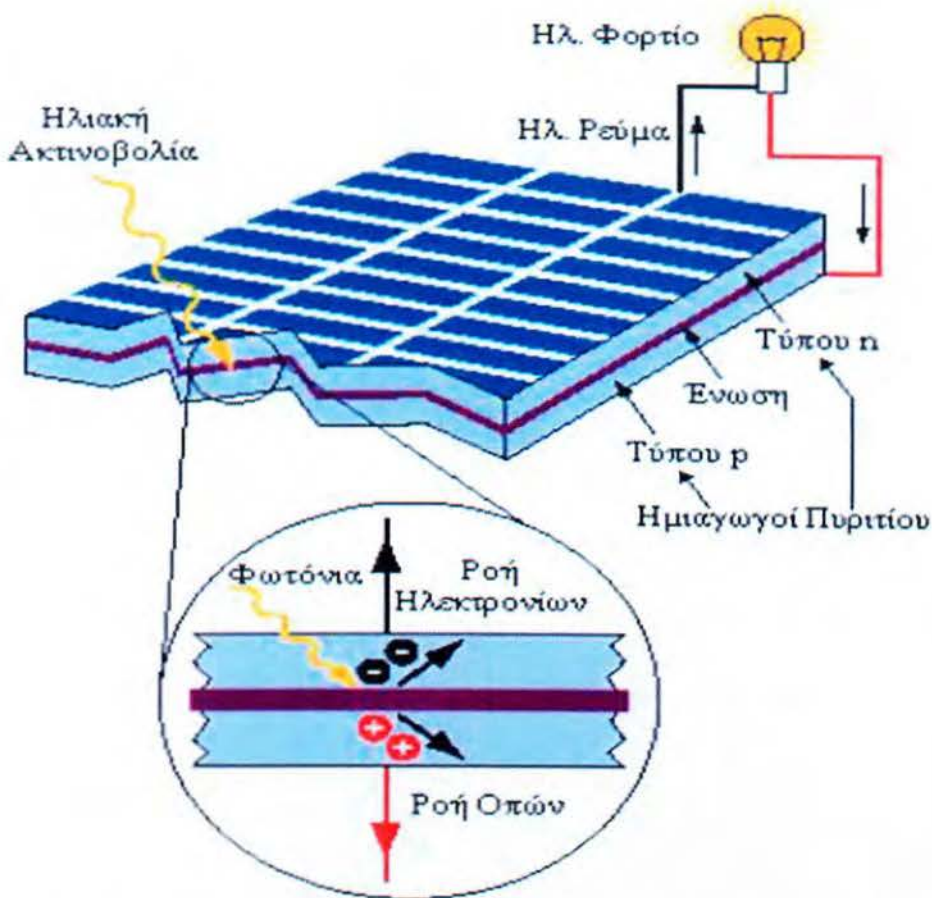
1.3.2 Το φωτοηλεκτρικό φαινόμενο

Η ηλιακή ακτινοβολία όταν προσπίπτει σε μια επιφάνεια είτε απορροφάται από αυτήν, είτε ανακλάται, είτε την διαπερνά. Όταν η ηλιακή ενέργεια απορροφάται, σύμφωνα με την αρχή διατήρησης της ενέργειας, μετατρέπεται σε άλλη μορφή ενέργειας η οποία συνήθως καταλήγει να γίνει θερμότητα.

Οι ημιαγωγοί, που αναφέρθηκαν νωρίτερα, έχουν επιπλέον το χαρακτηριστικό να μετατρέπουν το φως σε ηλεκτρική ενέργεια. Αυτή η διαδικασία κατά την οποία μια επιφάνεια μετατρέπει την ηλιακή ακτινοβολία που απορροφά σε ηλεκτρισμό, καλείται φωτοηλεκτρικό ή φωτοβολταϊκό φαινόμενο. Η επιφάνεια η οποία συμβάλλει στην δημιουργία του καλείται φωτοβολταϊκό στοιχείο. Η ηλιακή ακτινοβολία που προσπίπτει στο φωτοβολταϊκό πλαίσιο, έρχεται με την μορφή πακέτων ενέργειας που καλούνται φωτόνια, όπως αναφέραμε

και παραπάνω. Τα φωτόνια που περνούν στην επαφή p-n , διαπερνούν αδιατάραχτα την περιοχή τύπου n και χτυπούν τα άτομα της περιοχής τύπου p. Τα ηλεκτρόνια της περιοχής p αποκτούν κινητική ενέργεια που τα ωθεί να κινούνται ανάμεσα στις οπές έως ότου φτάνουν στην περιοχή της διόδου όπου και έλκονται από το θετικό πεδίο.

Αφού ξεπεράσουν το ενεργειακό χάσμα είναι αδύνατον να αποκτήσουν αρκετή ενέργεια ώστε να επιστρέψουν, οπότε στο πημήμα επαφής έχουμε περίσσεια ηλεκτρονίων που μπορούμε να εκμεταλλευτούμε. Αυτή η περίσσεια μπορεί να παράγει ηλεκτρικό ρεύμα εάν τοποθετήσουμε έναν μεταλλικό αγωγό στο πάνω μέρος της επαφής n και στο κάτω μέρος της επαφής p παρεμβάλλοντας και ένα φορτίο με τέτοιο τρόπο ώστε να κλείνει ένας αγωγίμος δρόμος για το ηλεκτρικό ρεύμα που παράγεται (Σχήμα 1.3). Η πηγή ηλεκτρικού ρεύματος που δημιουργήθηκε διαρκεί όσο διαρκεί και η πρόσπτωση του ηλιακού φωτός πάνω στην επιφάνεια του στοιχείου.



Σχήμα 1.3 Μετατροπή ηλιακού φωτός σε ηλεκτρικό ρεύμα, [1.2]

1.3.3 Ενέργεια φωτονίων

Ένα φωτόνιο χαρακτηρίζεται από το μήκος κύματος που συμβολίζεται με λ και από την ενέργεια που συμβολίζεται με E . Τα δύο αυτά μεγέθη είναι αντιστρόφως ανάλογα, που σημαίνει ότι το φως που αποτελείται από φωτόνια υψηλής ενέργειας (όπως το μπλε φως) έχει μικρό μήκος κύματος ενώ το φως που αποτελείται από φωτόνια χαμηλής ενέργειας (όπως το κόκκινο φως) έχει μεγάλο μήκος κύματος. Πιο συγκεκριμένα τα παραπάνω μεγέθη συνδέονται με την εξίσωση 1-1 :

$$E = \frac{h \cdot c}{\lambda} \quad (1-1) \quad , [1.3]$$

- $h = 6.626 \cdot 10^{-34} \text{Joule} \cdot \text{sec}$ γνωστή και ως σταθερά του Πλανκ
- $c = 2.998 \cdot 10^8 \text{m/sec}$, η ταχύτητα του φωτός στο κενό

Το γινόμενο $h \cdot c$ πολλές φορές θεωρείται σαν μία σταθερά που ισούται με $1.99 \cdot 10^{-25} \text{Joules} \cdot \text{m}$. Επίσης σαν μονάδα μέτρησης ενέργειας όταν απευθυνόμαστε σε σωματίδια όπως φωτόνια και ηλεκτρόνια χρησιμοποιούμε το eV (electron-Volt) αντί του Joule και η μετατροπή γίνεται με τον τύπο :

$$1eV = 1.602 \cdot 10^{-19} \text{Joule} \quad (1-2) \quad , [1.3]$$

Επομένως η σταθερά $h \cdot c$ σε eV θα είναι :

$$h \cdot c = \frac{(1.99 \cdot 10^{-25} \text{J} \cdot \text{m}) \cdot (1eV)}{1.602 \cdot 10^{-19} \text{Joules}} = 1.24 \cdot 10^{-6} eV \cdot m \quad (1-3), [1.3]$$

Μετατρέποντας και την μονάδα μέτρησης του μήκους κύματος λ σε μm , η σταθερά $h \cdot c$ γίνεται:

$$h \cdot c = 1.24 \cdot 10^{-6} eV \cdot m \cdot 10^6 = 1.24 eV \cdot \mu\text{m} \quad (1-4), [1.3]$$

Εκφράζοντας την εξίσωση της ενέργειας του φωτονίου σε eV και μm :

$$E = \frac{1.24}{\lambda} \quad (1-5), [1.3]$$

όπου το λ δίνεται σε μm

1.3.4 Ροή φωτονίων

Η ροή φωτονίων ορίζεται ως ο αριθμός των φωτονίων ανά δευτερόλεπτο και ανά μονάδα επιφάνειας και συμβολίζεται με Φ .

$$\Phi = \frac{\text{αριθμός φωτονίων}}{\text{sec} \cdot \text{m}^2} \quad (1-6), [1.4]$$

Η ροή των φωτονίων είναι σημαντική για τον καθορισμό του αριθμού των ηλεκτρονίων που παράγονται από ένα ηλιακό κύτταρο. Μέσω του μεγέθους της ροής των φωτονίων δεν δίνονται πληροφορίες σχετικές με την ενέργεια των φωτονίων ή το μήκος κύματος, για αυτό και τα δύο αυτά μεγέθη πρέπει να καθοριστούν.

Σε ένα συγκεκριμένο μήκος κύματος, ο συνδυασμός της ενέργειας του φωτονίου ή του μήκους κύματος με την ροή των φωτονίων στο μήκος κύματος μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τον υπολογισμό της πυκνότητας ισχύος για τα φωτόνια στο συγκεκριμένο μήκος κύματος.

Δεδομένου ότι η ροή των φωτονίων συμβολίζει τον αριθμό των φωτονίων που προσπίπτουν σε μια επιφάνεια σε δεδομένη χρονική στιγμή, πολλαπλασιάζοντας με την ενέργεια του φωτονίου δίνεται η πυκνότητα ισχύος (H).

- $H \left(\frac{W}{m^2} \right) = \Phi * \frac{hc}{\lambda} \quad (SI)$

- $H \left(\frac{W}{m^2} \right) = \Phi * q * \frac{1.24}{\lambda}$ (για μήκος κύματος σε μm)

- $H \left(\frac{W}{m^2} \right) = \Phi * q * E$ (για την ενέργεια σε eV) (1-7), [1.4]

Όπου : Φ , η ροή των φωτονίων και

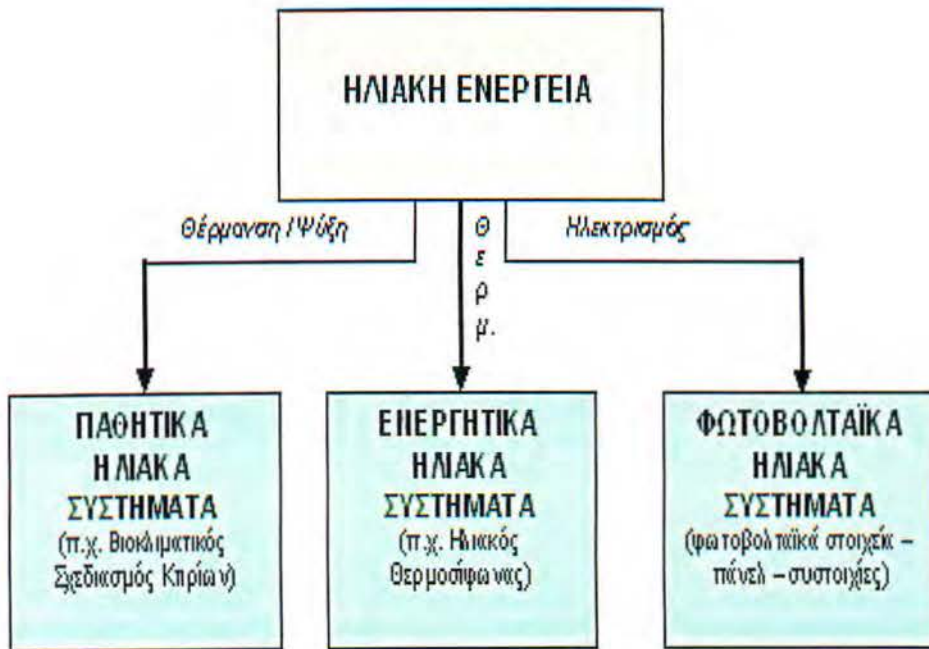
$$q = 1.6 * 10^{-9} \text{ σταθερά}$$

1.4 Τα φωτοβολταϊκά συστήματα

Η ηλιακή ενέργεια είναι η ενέργεια που προέρχεται από τον ήλιο και αξιοποιείται μέσω τεχνολογιών που εκμεταλλεύονται τη θερμική και ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία του ήλιου με χρήση μηχανικών μέσων για τη συλλογή, αποθήκευση και διανομή της. Η ηλιακή ενέργεια στο σύνολό της είναι πρακτικά ανεξάντλητη, αφού προέρχεται από τον ήλιο, και ως εκ τούτου δεν υπάρχουν περιορισμοί χώρου και χρόνου για την εκμετάλλευσή της.

Όσον αφορά την εκμετάλλευση της ηλιακής ενέργειας, θα μπορούσαμε να πούμε ότι χωρίζεται σε τρεις κατηγορίες εφαρμογών: τα παθητικά ηλιακά συστήματα, τα ενεργητικά ηλιακά συστήματα, και τα φωτοβολταϊκά συστήματα (σχήμα 1.4). Τα παθητικά και τα ενεργητικά ηλιακά συστήματα εκμεταλλεύονται τη θερμότητα που προκαλείται μέσω της

ηλιακής ακτινοβολίας, ενώ τα φωτοβολταϊκά συστήματα στηρίζονται στην άμεση μετατροπή της ηλιακής ακτινοβολίας σε ηλεκτρικό ρεύμα μέσω του φωτοβολταϊκού φαινομένου.



Σχήμα 1.4 Κατηγορίες εφαρμογών ηλιακής ενέργειας ,[1.5]

1.4.1 Δομή φωτοβολταϊκών στοιχείων

Ένα ηλιακό κύτταρο είναι μία ηλεκτρονική διάταξη, η οποία μετατρέπει άμεσα το ηλιακό φως σε ηλεκτρικό ρεύμα. Το φως που προσπίπτει στο ηλιακό κύτταρο παράγει τάση και ρεύμα ικανά για την παραγωγή ηλεκτρικής ισχύος.

Αυτή η διαδικασία απαιτεί πρώτον, ένα υλικό στο οποίο η απορρόφηση του φωτός να θέτει ένα ηλεκτρόνιο σε υψηλότερη ενεργειακή στάθμη, συγκεκριμένα στη ζώνη αγωγιμότητας, και

δεύτερον, την μετακίνηση αυτού του ηλεκτρονίου από το ηλιακό κύτταρο σε ένα εξωτερικό κύκλωμα.

Στην συνέχεια, η ενέργεια του ηλεκτρονίου απορροφάται από το εξωτερικό κύκλωμα και τελικά επιστρέφει κάποιο ηλεκτρόνιο στο ηλιακό κύτταρο.

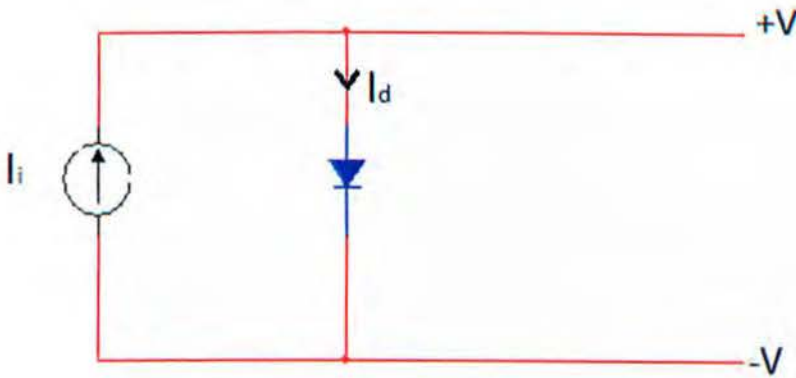
Υπάρχουν πολλά υλικά, και διαδικασίες που είναι δυνατόν να πληρούν τις απαιτήσεις για την μετατροπή του ηλιακού φωτός σε ηλεκτρικό ρεύμα, αλλά στην πράξη σχεδόν όλες οι εφαρμογές φωτοβολταϊκών συστημάτων χρησιμοποιούν ημιαγωγούς σε μορφή επαφής p-n, λόγω του χαμηλού κόστους και της συνολικής επίδοσης του κάθε συστήματος.

1.4.2 Ο συντελεστής απορρόφησης

Ο συντελεστής απορρόφησης (absorption coefficient) καθορίζει πόσο «βαθιά» μπορεί να διεισδύσει το φως συγκεκριμένου μήκους κύματος σε ένα υλικό πριν απορροφηθεί. Σε ένα υλικό με μικρό συντελεστή απορρόφησης, απορροφάται μόνο ένα μικρό μέρος του φωτός και αν το υλικό είναι αρκετά λεπτό τότε θα εμφανίζεται διαφανές στο συγκεκριμένο μήκος κύματος του φωτός.

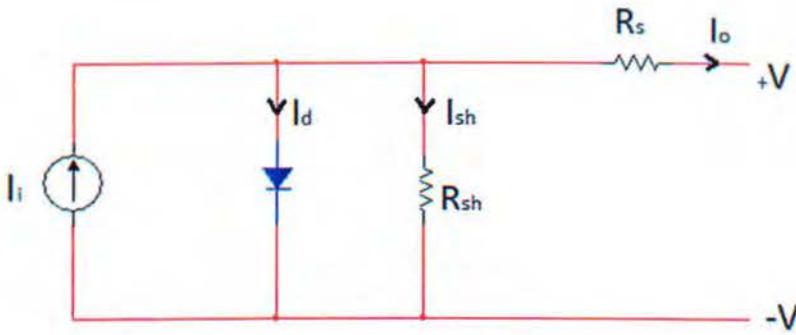
1.5 Ισοδύναμο κύκλωμα ηλιακού κυττάρου

Το ιδανικό ηλιακό κύτταρο θα μπορούσε να αναπαρασταθεί με μια πηγή έντασης συνδεδεμένη παράλληλα με μία δίοδο (Σχήμα 1.5).



Σχήμα 1.5 Ιδανικό ηλιακό κύτταρο, [1.6]

Η πηγή έντασης αντιστοιχεί στο ρεύμα των φωτοηλεκτρονίων και η δίοδος τοποθετείται παράλληλα αφού το υλικό που χρησιμοποιούμε είναι δίοδος. Όταν πολωθεί ορθά τότε άγει και το ρεύμα χάνεται. Στην πράξη όμως, πρέπει να προσθέσουμε μια αντίσταση R_s παράλληλα, η οποία παριστάνει την αντίσταση που συναντά το ηλεκτρόνιο από την στιγμή που θα παραχθεί μέχρι να «βγεί» στο εξωτερικό κύκλωμα και μια παράλληλη αντίσταση R_{sh} σε σειρά, η οποία παριστάνει την επανασύνδεση των ηλεκτρονίων από τις παράπλευρες επιφάνειες (Σχήμα 1.6).



Σχήμα 1.6 Ισοδύναμο ηλιακό κύτταρο,[1.6]

Το ρεύμα στην έξοδο του παραπάνω κυκλώματος δίνεται από την σχέση :

$$I_0 = I_i - I_d - I_{sh} \quad (1-8) , [1.6]$$

Όπου:

- I_0 : το ρεύμα εξόδου.
- I_i : το ρεύμα της πηγής ρεύματος δηλαδή το φωτόρευμα.
- I_d : το ρεύμα της διόδου
- I_{sh} : το ρεύμα που διέρχεται από την παράλληλη αντίσταση.

Η τάση κατά μήκος της διόδου και της παράλληλης αντίστασης δίνεται παρακάτω:

$$V_j = V + IR_s \quad (1-9) , [1.6]$$

, όπου V_j τάση στην έξοδο του κυττάρου.

Το ρεύμα της διόδου δίνεται από την σχέση:

$$I_d = I_c * e^{\frac{q * V_j}{n * k * T}} - 1 \quad (1-10), [1.6]$$

Όπου:

- I_c :το ρεύμα κόρου της διόδου
- n :σταθερά με τιμές από 1 έως 2 και οφείλεται σε φαινόμενα επανασύνδεσης που συμβαίνουν στην περιοχή της επαφής.
- q :φορτίο ηλεκτρονίου
- k :σταθερά του Boltzmann η οποία ισούται με

$$1.38 = 10^{-23} \text{ J/K}$$

- T : η απόλυτη θερμοκρασία

Για το πυρίτιο στους 25°C, $\frac{kT}{q} = 0.0259 \text{ Volts. [1.6]}$

Εάν εφαρμόσουμε τον νόμο του Ohm προκύπτει ότι

$$I_{sh} = \frac{V_j}{R_{sh}} \quad (1-11) [1.6]$$

Έτσι η σχέση (1.8) εάν αντικαταστήσουμε τις σχέσεις (1.9),(1.10) και (1.11) θα γίνει :

$$I = I_0 - I_c * e^{\frac{q * (V + I * R_s)}{n * k * T}} - \frac{V + I * R_s}{R_{sh}} \quad (1-12) , [1.6]$$

Η παραπάνω εξίσωση ονομάζεται χαρακτηριστική εξίσωση του ηλιακού κυττάρου.

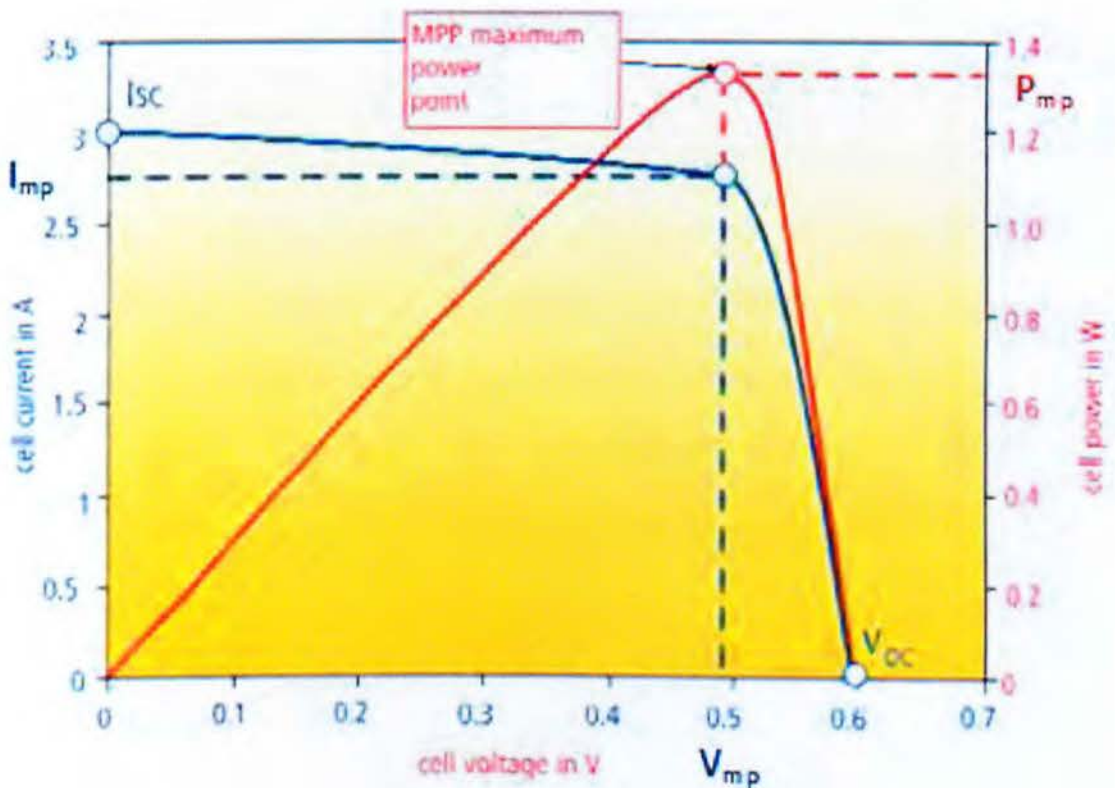
Για $R_{sh}=\infty$, κατά ρεαλιστική προσέγγιση αφού η παράλληλη ανίσταση παίρνει γενικά μεγάλες τιμές, και $\Lambda = \frac{q}{n \cdot k \cdot T}$ η εξίσωση (1-12) θα γίνει :

$$I = I_0 - I_c * e^{V=I \cdot R_s} - 1 \quad (1-13) \quad [1.6]$$

Μία διαφορετική έκφραση της (1.12) είναι η παρακάτω εξίσωση:

$$V = -I * R_s + \frac{1}{\Lambda} * \ln \frac{I_0 - I}{I_c + I} \quad (1-14) \quad , [1.6]$$

Η γραφική παράσταση μεταξύ της τάσης και του ρεύματος του ηλιακού κυττάρου ονομάζεται χαρακτηριστική I-V (Σχήμα 1.7).



Σχήμα 1.7 Χαρακτηριστική I-V ηλιακού κυττάρου, [1.6]

Οι βασικές παράμετροι που την χαρακτηρίζουν είναι οι εξής:

- Ρεύμα βραχυκυκλώσεως (I_{sh}):

Είναι το ρεύμα για τάση εξόδου $V=0$ και αν θεωρήσουμε την εν σειρά αντίσταση R_s πολύ μικρή είναι ίσο με το φωτόρευμα I_0 .

- Τάση ανοιχτού κυκλώματος (V_{oc}):

Είναι η τάση για ρεύμα εξόδου $I=0$ και εάν θεωρήσουμε την R_{sh} πολύ μεγάλη από την (1-13) προκύπτει:

$$V_{oc} = \frac{1}{A} * \ln \frac{I_0}{I_c + 1}$$

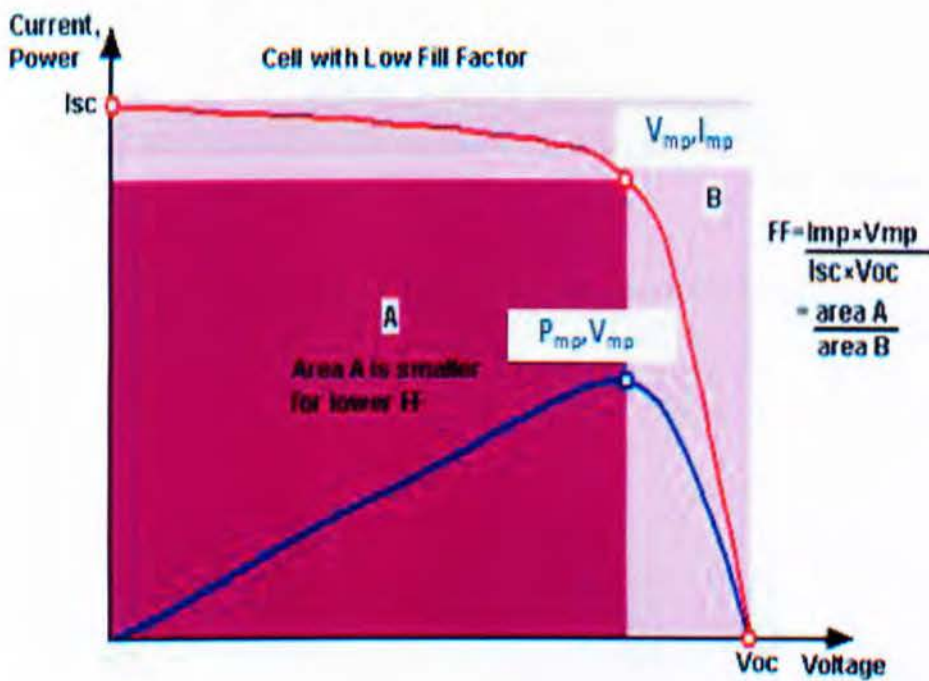
- Σημείο μέγιστης ισχύος εξόδου (P_{mp}):

Αυξάνοντας την ωμική αντίσταση του φορτίου συνεχώς (συνδεδεμένου με ένα κύτταρο που φωτίζεται) από την τιμή 0 (βραχυκύκλωμα), σε μία πολύ υψηλή τιμή (ανοιχτοκύκλωμα) μπορεί να προσδιοριστεί το σημείο μέγιστης ισχύος, το σημείο δηλαδή που μεγιστοποιείται η σχέση $V-I$. Αυτό είναι το φορτίο για το οποίο το κύτταρο τροφοδοτεί την μέγιστη ισχύ σε συγκεκριμένο επίπεδο ακτινοβολίας, ενώ το ρεύμα και η τάση που αντιστοιχούν στο συγκεκριμένο σημείο λειτουργίας είναι I_{mp} και V_{mp} αντίστοιχα.

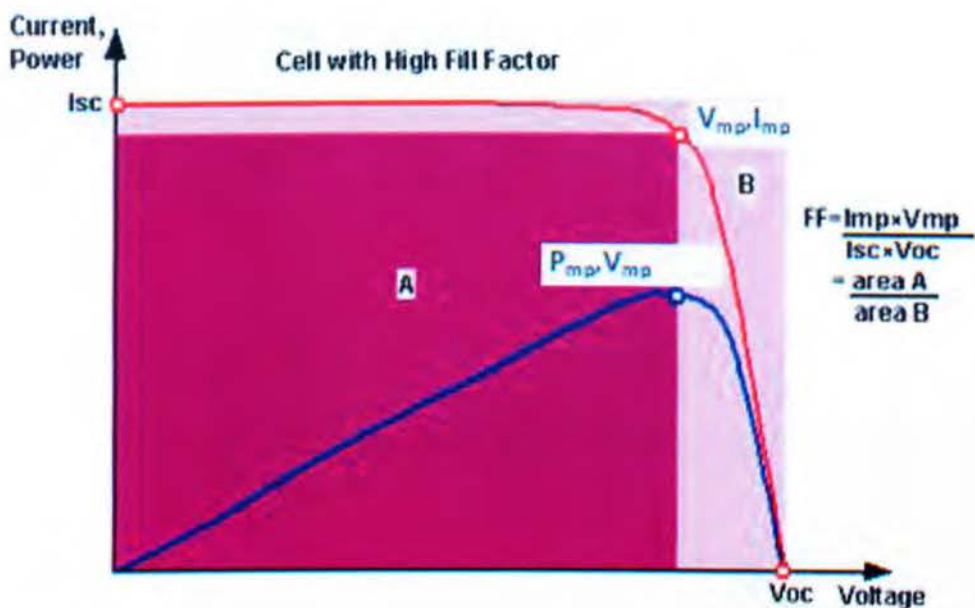
- Συντελεστής πληρώσεως (FillFactor, FF)

Αυτός ο συντελεστής είναι ένας δείκτης ο οποίος δείχνει πόσο τετράγωνη είναι η χαρακτηριστική I-V του ηλιακού κυττάρου. Η τιμή του δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$FF = \frac{P_{mp}}{V_{oc} * I_{sc}} = V_{mp} * \frac{I_{mp}}{V_{oc} * I_{sc}} \quad (1-15), [1.6]$$



Σχήμα 1.7 Χαρακτηριστική I-V με χαμηλό συντελεστή πλήρωσεως, [1.6]



Σχήμα 1.8 Χαρακτηριστική I-V με υψηλό συντελεστή πληρώσεως, [1.6]

Οι τιμές του συνήθως κυμαίνονται από 0,7 έως 0,85.

1.6 Βαθμός απόδοσης ηλιακού κυττάρου

Ο βαθμός απόδοσης του ηλιακού κυττάρου συμβολίζει το ποσοστό της ηλιακής ακτινοβολίας, που προσπίπτει στην επιφάνεια του ηλιακού κυττάρου, που μετατρέπεται σε ηλεκτρική ενέργεια, όταν το ηλιακό κύτταρο είναι συνδεδεμένο σε ένα ηλεκτρικό κύκλωμα.

Ο βαθμός απόδοσης των φωτοβολταϊκών κυττάρων υπολογίζεται με την παρακάτω σχέση:

$$\eta = \frac{P_{mp}}{E \cdot A_c} \quad (1-16), [1.6]$$

όπου:

- P_{mp} : η μέγιστη ισχύς
- E : η ακτινοβολία που προσπίπτει στο ηλιακό κύτταρο σε $\frac{W}{m^2}$
- A_c : η επιφάνεια του ηλιακού κυττάρου

Ο βαθμός απόδοσης των φωτοβολταϊκών κυττάρων που υπάρχουν στην αγορά έχουν βαθμό απόδοσης 7% έως 21%.

[1.1] <http://electrapk.com/diode-2/>

[1.2] http://www.alifragis.com.gr/full_product.php?product_id=Solar&page=1

[1.3] <http://pveducation.org/pvcdrom/properties-of-sunlight/energy-of-photon>

[1.4] <http://pveducation.org/pvcdrom/properties-of-sunlight/photon-flux>

[1.5]

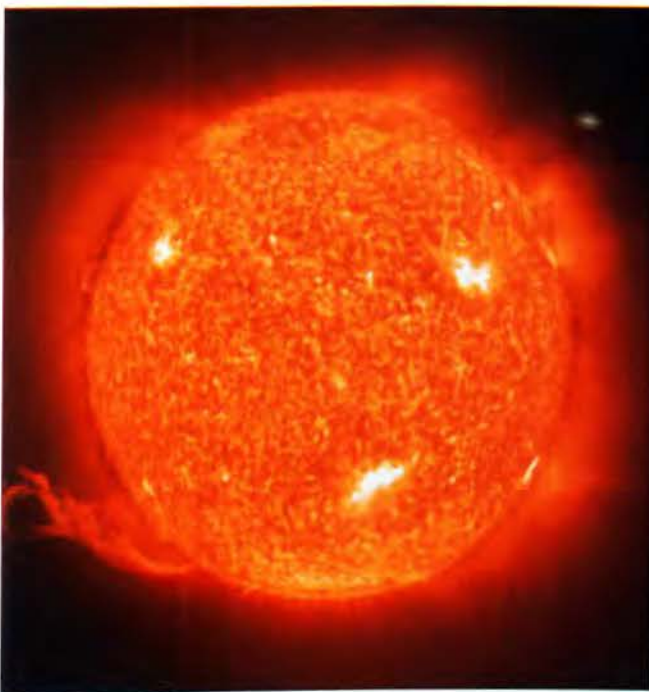
http://el.wikipedia.org/wiki/%CE%91%CF%81%CF%87%CE%B5%CE%AF%CE%BF:Solar_energy_diagram_el.jpg

[1.6] Γκαρτζώνη Λαμπρινή, «Ανάλυση, Σχεδιασμός και διερεύνηση της λειτουργίας μονοφασικού φωτοβολταϊκού συστήματος συνδεδεμένου στο δίκτυο», Πανεπιστήμιο Πατρών, Φεβρουάριος 2010.

Κεφάλαιο 2

2.1 Ο Ήλιος

Ο Ήλιος είναι ένα αστέρι στο εσωτερικό του οποίου η θερμοκρασία ξεπερνά τους 20 εκατομμύρια βαθμούς Κέλβιν (Σχήμα 2.1). Η τόσο υψηλή τιμή της θερμοκρασίας οφείλεται στις πυρηνικές αντιδράσεις σύντηξης που συμβαίνουν στον πυρήνα του Ήλιου, όπου το υδρογόνο μετατρέπεται σε ήλιο. Η ακτινοβολία από τον πυρήνα δεν είναι ορατή καθώς απορροφάται από ένα στρώμα αποτελούμενο από άτομα υδρογόνου, το οποίο βρίσκεται σε μικρή απόσταση από την επιφάνεια του Ήλιου. Στην επιφάνεια του Ήλιου, ή αλλιώς φωτόσφαιρα, η θερμοκρασία φθάνει στους 6 χιλιάδες βαθμούς Κέλβιν.



Σχήμα 2.1.1 Ο Ήλιος, [2.1]

Ο Ήλιος είναι το μόνο άστρο που επηρεάζει φανερά τη ζωή μας, όχι μόνο κατά τη διάρκεια της ημέρας αλλά και τη νύχτα, με ηλιοφάνεια αλλά και με συννεφιά. Ο Ήλιος παράγει και ακτινοβολεί τεράστιες ποσότητες ενέργειας. Η ροή ενέργειας που προσπίπτει κάθετα σε μια επιφάνεια έξω από την ατμόσφαιρα της Γης ονομάζεται ηλιακή σταθερά E_0 και ισούται με 1370 W/m^2 . Λόγω των διαφορών απόστασης μεταξύ γης και ήλιου, η ηλιακή σταθερά μπορεί να εμφανίσει διακυμάνσεις από $-3,5\%$ έως $+3,5\%$. Επίσης λόγω της μεγάλης απόστασης της γης από τον ήλιο ένα μέρος αυτής της ενέργειας φτάνει στην γη, που όμως αρκεί για να καλύψει 10.000 φορές τις ενεργειακές ανάγκες στην γη.

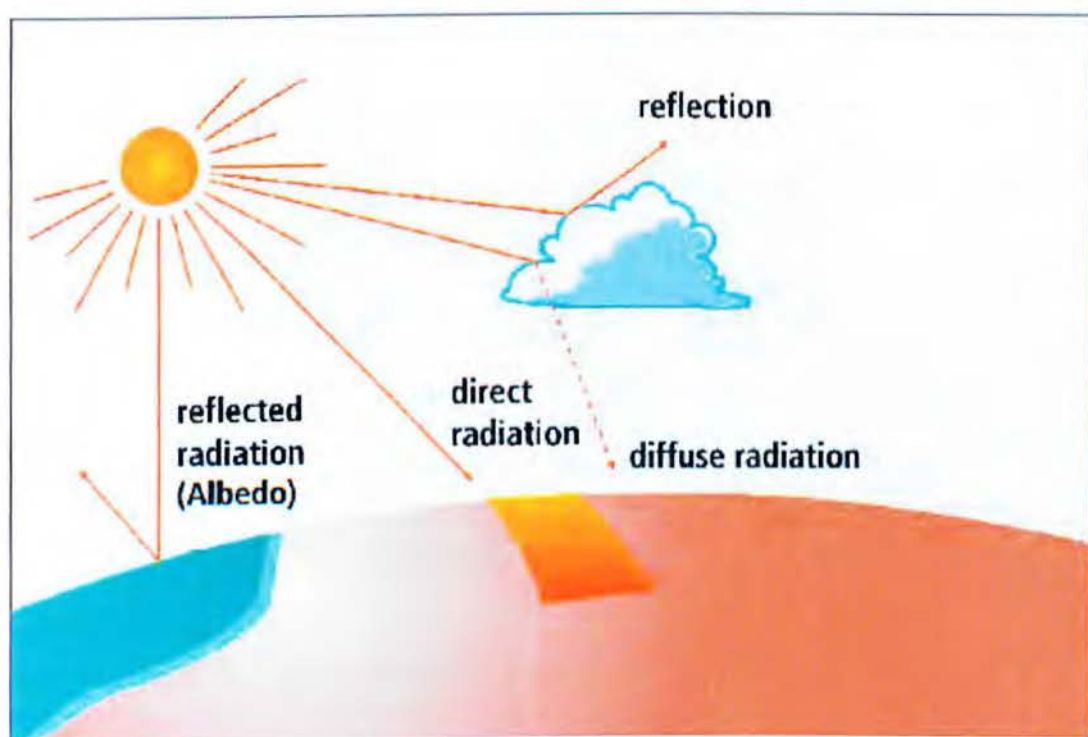
Σε κάθε δευτερόλεπτο που περνά, ο Ήλιος παράγει ενέργεια ίση με μερικές εκατοντάδες δισεκατομμύρια τρισεκατομμυρίων κιλοβατώρες και μας παρέχει όλη την ενέργεια που χρησιμοποιούμε στη Γη. Από την ηλιακή ακτινοβολία προέρχεται σχεδόν όλη η ενέργεια στο ηλιακό σύστημα.

Η ολική ηλιακή ακτινοβολία αποτελείται από δύο συνιστώσες:

- Άμεση ακτινοβολία (b direct radiation): Είναι η ηλιακή ακτινοβολία η οποία προσεγγίζει άμεσα την επιφάνεια της γης.

- Διάχυτη ακτινοβολία (d diffused radiation): Είναι η ακτινοβολία, η οποία προσεγγίζει το έδαφος αφού έχει διασκορπιστεί στην ατμόσφαιρα (π.χ. λόγω σκεδάσεων σε μόρια, αερολύματα, νέφη κ.α.).

Κάποια από τις παραπάνω ακτινοβολίες μπορεί να φθάσει σε έναν δέκτη μετά την ανάκλαση της στο έδαφος ή στο νερό. Αυτή η ακτινοβολία ονομάζεται ανακλώμενη ακτινοβολία (reflected radiation) (Σχήμα 2.2).



Σχήμα 2.1.2 Άμεση, διάχυτη και ανακλώμενη ακτινοβολία [2.2]

Ηλιακή ενέργεια ονομάζουμε το σύνολο των διαφόρων μορφών ενέργειας που προέρχονται από τον Ήλιο, όπως είναι το

φως, (φωτεινή ενέργεια), η θερμότητα (θερμική ενέργεια) αλλά και κάθε είδους ακτινοβολία. Είναι πρακτικά ανεξάντλητη, χωρίς να έχουμε περιορισμούς ως προς την εκμετάλλευσή της, αφού σύμφωνα με τους επιστήμονες ο ήλιος θα εξακολουθεί να «καίει» για τουλάχιστον 5 δισεκατομμύρια χρόνια ακόμη.

Η Ηλιακή ενέργεια αποτελεί πράγματι μία πολύ μεγάλη πρόκληση για την ανθρωπότητα αφού με την χρήση της μπορούμε να αποδεσμευτούμε από το πετρέλαιο, το φυσικό αέριο, την πυρηνική ενέργεια και ένα σωρό ακόμη ενεργειακές πηγές που εκτός από την μόλυνση και την καταστροφή του περιβάλλοντος που προκαλούν, αποτελούν και για τις οικονομίες των χωρών που δεν τις διαθέτουν μία τεράστια αιμορραγία συναλλάγματος. Είναι σημαντικό να αναφερθεί πως μια τυπική τιμή για την ακτινοβολία του ήλιου είναι τα $1000\text{W}/\text{m}^2$. Επίσης, το φαινόμενο του θερμοκηπίου είναι από τους σημαντικότερους λόγους που έχει γίνει στροφή στις ανανεώσιμες πηγές ενέργειας.

2.2 Φωτοβολταϊκά στοιχεία πυριτίου

Η λειτουργία των φωτοβολταϊκών συστημάτων στηρίζεται στο φωτοβολταϊκό φαινόμενο, το οποίο έχει ήδη αναφερθεί. Αποτελούνται από ηλιακά κύτταρα (σχήμα 2.2.1).

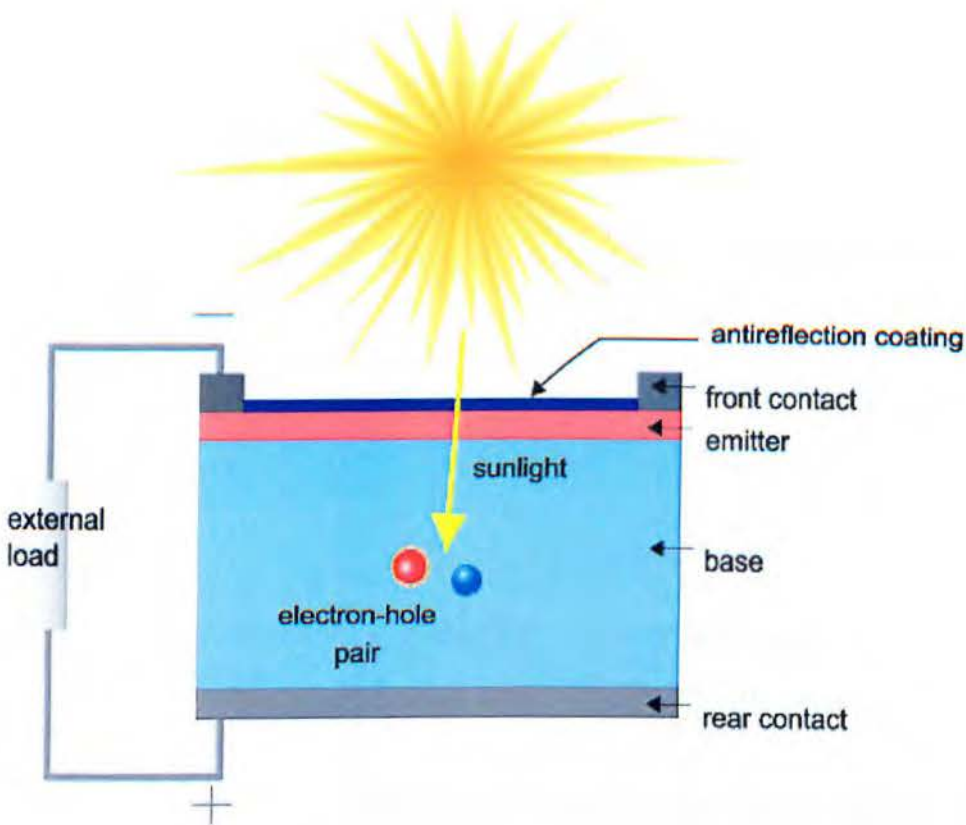
Το ηλιακό κύτταρο είναι μια ηλεκτρονική συσκευή η οποία μετατρέπει άμεσα την ηλιακή ακτινοβολία σε ηλεκτρική

ενέργεια. Η προσπίπτουσα ακτινοβολία στην επιφάνεια του ηλιακού κυττάρου παράγει ηλεκτρική ισχύ και συνεχές ρεύμα και τάση, έτσι έχουμε την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας. Για την πραγματοποίηση αυτής της διαδικασίας απαιτούνται τα παρακάτω.

- Πρώτον, ένα υλικό στο οποίο η ηλιακή ακτινοβολία να έχει τέτοια επίδραση ώστε με την απορρόφηση του φωτός, τα ηλεκτρόνια να εγείρονται σε υψηλότερη ενεργειακή κατάσταση, δηλαδή από ηλεκτρόνια σθένους γίνονται ελεύθερα ηλεκτρόνια.
- Δεύτερον, τη μεταφορά των ηλεκτρονίων υψηλότερης ενεργειακής κατάστασης σε ένα εξωτερικό κύκλωμα.

Τότε, τα ηλεκτρόνια διαχέουν την ενέργειά τους στο εξωτερικό κύκλωμα και στη συνέχεια, κάποια επιστρέφουν στην ηλιακή κυψέλη.

Υπάρχει ποικιλία υλικών και διεργασιών που μπορούν να ικανοποιήσουν τις απαιτήσεις για τη μετατροπή της ενέργειας που περιγράφηκε παραπάνω. Όμως, στην πλειοψηφία των περιπτώσεων, χρησιμοποιούνται ημιαγωγοί με την μορφή p-n επαφής ενώ ο πιο συνηθής ημιαγωγός είναι το πυρίτιο, όπως έχει αναλυθεί στο κεφάλαιο 1.



Σχήμα 2.2.1 Ηλιακό κύτταρο, [2.3]

Τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα του πυριτίου είναι :

1. Υπάρχει σε αφθονία στην φύση. Για την ακρίβεια είναι το δεύτερο σε αφθονία στοιχείο που υπάρχει μετά το οξυγόνο. Το διοξείδιο του πυριτίου (SiO_2), δηλαδή η άμμος και ο χαλαζίτης αποτελούν το 28% του φλοιού της Γης.
2. Μπορεί εύκολα να μορφοποιηθεί καθώς και να μετατραπεί στην μονοκρυσταλλική του μορφή, αφού η τεχνολογία του πυριτίου είναι ιδιαίτερος αναπτυγμένη.
3. Δεν χάνει τις ηλεκτρικές του ιδιότητες ακόμα και στους $125\text{ }^\circ\text{C}$.

Οι κατηγορίες των φωτοβολταϊκών που κυκλοφορούν στην αγορά είναι με βάση το πάχος του υλικού που χρησιμοποιείται και είναι τα φωτοβολταϊκά στοιχεία πυριτίου «μεγάλου πάχους» και τα φωτοβολταϊκά στοιχεία λεπτών επιστρώσεων (thinfilm).

Τα φωτοβολταϊκά στοιχεία πυριτίου «μεγάλου πάχους» είναι τα εξής:

- Φωτοβολταϊκά στοιχεία μονοκρυσταλλικού πυριτίου (Single Crystalline Silicons c-Si (Σχήμα 2.2.2):

Το πάχος τους είναι περίπου 0,3 mm ενώ η απόδοσή τους κυμαίνεται από 15% έως 20% για το πλαίσιο.



Σχήμα 2.2.2 Φωτοβολταϊκό στοιχείο μονοκρυσταλλικού πυριτίου, [2.4]

Οι βασικές τεχνολογίες παραγωγής μονοκρυσταλλικών φωτοβολταϊκών στηρίζονται στην ανάπτυξη ράβδου πυριτίου και είναι η μέθοδος CZ (Czochralski) και η μέθοδος FZ (FloatZone). Το μεγαλύτερο πλεονέκτημα τους είναι η καλύτερη σχέση απόδοσης- επιφάνειας ενώ το μεγαλύτερο μειονέκτημα τους είναι το υψηλό κόστος κατασκευής σε σχέση με τα πολυκρυσταλλικά.

Το μονοκρυσταλλικό φωτοβολταϊκό με την υψηλότερη απόδοση που κυκλοφορεί στο εμπόριο σήμερα είναι της SunPower με απόδοση πλαισίου 20%. Είναι το μοναδικό που έχει τις μεταλλικές επαφές στο πίσω μέρος του πάνελ με αποτέλεσμα να κερδίζουν μεγαλύτερη επιφάνεια αλληλεπίδρασης με την ηλιακή ακτινοβολία.

- Φωτοβολταϊκά στοιχεία πολυκρυσταλλικού πυριτίου (*MultiCrystallineSilicon, mc-Si*) (Σχήμα 2.4) :

Τα φωτοβολταϊκά στοιχεία πολυκρυσταλλικού πυριτίου έχουν πάχος περίπου 0,3 mm ενώ η απόδοσή τους κυμαίνεται από 13% έως 15% για το πάνελ.



Σχήμα 2.2.3 Φωτοβολταϊκό στοιχείο πολυκρυσταλλικού πυριτίου, [2.4]

Οπτικά φαίνονται οι επιμέρους μονοκρυσταλλικές περιοχές και όσο μεγαλύτερες είναι σε έκταση, τόσο μεγαλύτερη είναι και η απόδοση για τα πολυκρυσταλλικά φωτοβολταϊκά κύτταρα.

Οι τεχνολογίες παραγωγής είναι η μέθοδος απ' ευθείας στερεοποίησης DS (directional solidification), η ανάπτυξη λιωμένου πυριτίου (χύτευση) και η ηλεκτρομαγνητική χύτευση EMC.

- *Φωτοβολταϊκά στοιχεία ταινίας πυριτίου (Ribbon Silicon)* (Σχήμα 2.2.4):

Το πάχος τους είναι επίσης περίπου 0,3 mm ενώ η απόδοσή τους κυμαίνεται από 12% έως 13%.



Σχήμα 2.2.4 Φωτοβολταϊκό στοιχείο ταινίας πυριτίου, [2.4]

Είναι μία νέα τεχνολογία η οποία αναπτύσσεται από την EvergreenSolar. Προσφέρει έως και 50% μείωση στην χρήση του πυριτίου σε σχέση με τις παραδοσιακές τεχνικές κατασκευής μονοκρυσταλλικών και πολυκρυσταλλικών φωτοβολταϊκών κυψελών πυριτίου.

Τα φωτοβολταϊκά υλικά λεπτών επιστρώσεων (thin film) είναι τα εξής:

- *Δισεληνοϊνδιούχος χαλκός ($CuInSe_2$ ή CIS, με προσθήκη γαλλίου CIGS)(Σχήμα 2.2.5):*

Το κύριο χαρακτηριστικό αυτού του φωτοβολταϊκού στοιχείου είναι η εξαιρετική απορρόφηση των φωτονίων.



Σχήμα 2.2.5 Δισεληνοϊνδιούχος χαλκός, [2.4]

Παρ' όλα αυτά όμως, η απόδοση στο φωτοβολταϊκό πλαίσιο είναι περιορισμένη αφού δεν ξεπερνά το 11%. Το μεγαλύτερο πρόβλημα έγκειται στο γεγονός ότι το ίνδιο είναι περιορισμένο στην φύση.

- *Φωτοβολταϊκά στοιχεία άμορφου πυριτίου (Amorphous ή Thinfilm Silicon, a-Si(Σχήμα 2.2.6):*

Πρόκειται για ταινίες λεπτών επιστρώσεων οι οποίες παράγονται με την εναπόθεση ημιαγωγού (πυρίτιο) πάνω σε υπόστρωμα υποστήριξης χαμηλού κόστους όπως γυαλί ή αλουμίνιο.



Σχήμα 2.2.6 Φωτοβολταϊκό στοιχείο άμορφου πυριτίου, [2.4]

Το πάχος του πυριτίου είναι περίπου 0,0001 mm ενώ το πάχος του υποστρώματος κυμαίνεται από 1 mm έως 3mm. Κύρια πλεονεκτήματα των φωτοβολταϊκών άμορφου πυριτίου είναι η χαμηλότερη τιμή του λόγω της μικρότερης ποσότητας πυριτίου που χρησιμοποιείται για την κατασκευή του καθώς και ότι δεν επηρεάζεται από υψηλές θερμοκρασίες. Επίσης, πλεονεκτεί στην αξιοποίηση της απόδοσης του σε σχέση με τα κρυσταλλικά φωτοβολταϊκά όταν υπάρχει διάχυτη ακτινοβολία.

Από τα πιο σημαντικά μειονεκτήματα είναι ότι παρουσιάζει αισθητά χαμηλότερες αποδόσεις αφού η απόδοση για το πλαίσιο κυμαίνεται από 6% έως 8%. Δηλαδή, η χαμηλή ενεργειακή τους πυκνότητα το οποίο σημαίνει ότι για να παράγουμε ίδια ενέργεια χρειαζόμαστε σχεδόν διπλάσια επιφάνεια σε σχέση με τα κρυσταλλικά φωτοβολταϊκά στοιχεία.

Τέλος, υπάρχουν αμφιβολίες για την διάρκεια ζωής τους αφού είναι μία σχετικά νέα τεχνολογία και δεν έχει δοκιμαστεί σε βάθος χρόνου.

- *Τελουριούχο Κάδμιο (CdTe)(Σχήμα 2.2.7):*

Το βασικότερο πλεονέκτημα του είναι η δυνατότητα απορρόφησης του 99% της προσπίπτουσας ακτινοβολίας.



Σχήμα 2.2.7 Τελουριούχο Κάδμιο,[2.4]

Οι αποδόσεις πλαισίου όμως με τις σύγχρονες τεχνικές κυμαίνεται από 6% έως 8%. Το βασικότερο μειονέκτημά του είναι ότι σύμφωνα με έρευνες το κάδμιο είναι καρκινογόνο. Ήδη η Greenpeace έχει εναντιωθεί στην χρήση του.

Επίσης, αξίζει να αναφερθούμε στα υβριδικά φωτοβολταϊκά στοιχεία. Αποτελούνται από στρώσεις υλικών διάφορων τεχνολογιών. Τα πιο γνωστά αποτελούνται από δύο επιστρώσεις άμορφου πυριτίου πάνω και κάτω, ενώ ενδιάμεσα έχουν μία στρώση μονοκρυσταλλικού πυριτίου.

Το μεγαλύτερο πλεονέκτημα των υβριδικών φωτοβολταϊκών στοιχείων είναι ο υψηλός βαθμός απόδοσης του πλαισίου που φτάνει το 19%. Αυτό σημαίνει ότι χρειαζόμαστε μικρότερη επιφάνεια για να έχουμε την ίδια εγκατεστημένη ισχύ. Επίσης, χαρακτηρίζονται από υψηλή απόδοση σε υψηλές θερμοκρασίες και από την μεγάλη απόδοσή τους στην διαχεόμενη ακτινοβολία (συννεφιά). Βέβαια, αφού προσφέρουν τόσα πολλά σε σύγκριση με τα συμβατικά φωτοβολταϊκά πλαίσια, η τιμή τους είναι αρκετά μεγαλύτερη.

Φυσικά, η τεχνολογία των φωτοβολταϊκών δεν σταματά να εξελίσσεται και διάφορα εργαστήρια στον κόσμο παρουσιάζουν νέες τεχνολογίες. Κάποιες από τις τεχνολογίες που φαίνεται να ξεχωρίζουν είναι τα νανοκρυσταλλικά φωτοβολταϊκά στοιχεία (*nc-Si*) και τα οργανικά/πολυμερή φωτοβολταϊκά στοιχεία.

Κάποια από τα τεχνικά χαρακτηριστικά που διαφοροποιούν τα φωτοβολταϊκά πλαίσια και πρέπει να προσεχθούν κατά την προμήθεια φωτοβολταϊκού εξοπλισμού είναι:

- P_m : Η ονομαστική (μέγιστη) ισχύς σε Watt
- V_{pm} : Η τάση που αντιστοιχεί στην ονομαστική ισχύ σε Volt
- I_{pm} : Η ένταση του ρεύματος που αντιστοιχεί στην ονομαστική ισχύ σε Ampere
- V_{oc} : Η τάση ανοιχτού κυκλώματος σε Volt
- I_{sc} : Η ένταση του ρεύματος βραχυκυκλώματος σε Ampere
- V_{max} : Η μέγιστη τάση του συστήματος σε Volt
- T_{coe} : Οι συντελεστές επίδρασης θερμοκρασίας a_{Pm} , a_{Isc} , a_{Voc} .

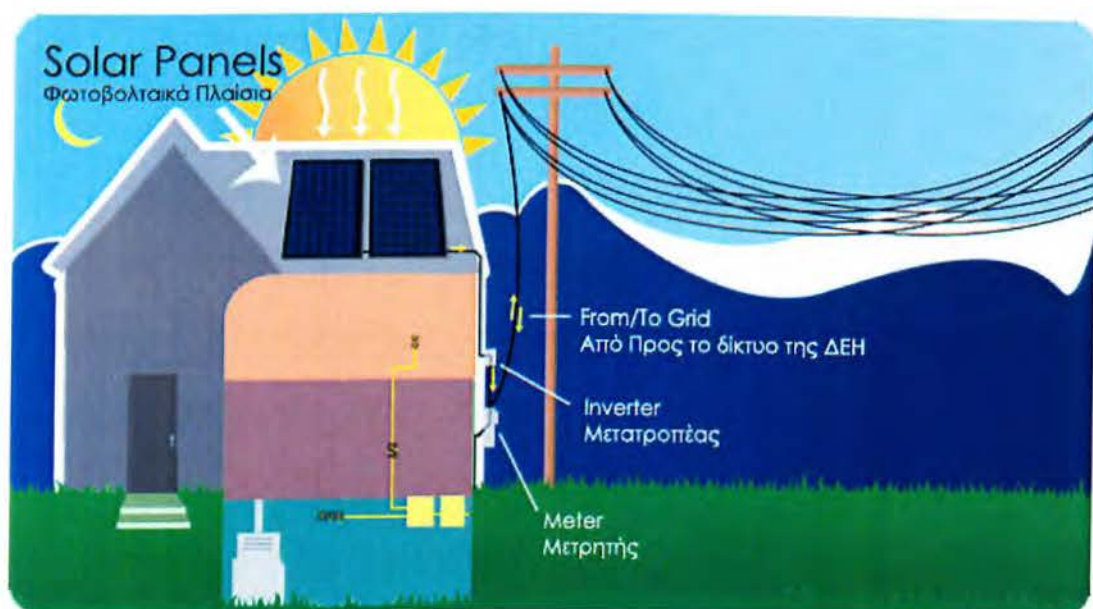
Επίσης ενδιαφέρουν η απόδοση, η εγγύηση, τα όρια ανοχής της ονομαστικής ισχύος και οι δείκτες PTC και STC. Ο δείκτης PTC (PV USA Test Conditions) αντιπροσωπεύει μία περισσότερο πραγματική συνθήκη σε σχέση με αυτή των 1000 W ανά τετραγωνικό μέτρο ηλιακής ακτινοβολίας, 1.5 Air Mass και 20 °C στα οποία αναφέρεται ο δείκτης STC (Factory Standard Test Conditions).

2.3 Κατηγορίες φωτοβολταϊκών συστημάτων

Οι κύριες κατηγορίες φωτοβολταϊκών συστημάτων είναι δύο: τα διασυνδεδεμένα φωτοβολταϊκά συστήματα και τα αυτόνομα φωτοβολταϊκά συστήματα.

2.3.1 Διασυνδεδεμένα φωτοβολταϊκά συστήματα

Το βασικό χαρακτηριστικό τους είναι ότι συνδέονται με το δίκτυο μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας της ΔΕΗ με τέτοιο τρόπο που τους επιτρέπει τόσο την απορρόφηση ενέργειας από το δίκτυο, όσο και την διάχυση ενέργειας προς αυτό (Σχήμα 2.3.1).



Σχήμα 2.3.1 Διασυνδεδεμένο φωτοβολταϊκό σύστημα, [2.5]

Οι κατηγορίες των διασυνδεδεμένων συστημάτων είναι οι εξής:

- Όταν ο μόνος στόχος της εγκατάστασης είναι η έγχυση ενέργειας προς το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας της ΔΕΗ. Η ισχύς που παράγουν αυτά τα συστήματα μπορεί να είναι της τάξης των KW μέχρι και MW.

Αυτά τα διασυνδεδεμένα φωτοβολταϊκά συστήματα συχνά αναφέρονται και ως φωτοβολταϊκά πάρκα. Σε αυτή την περίπτωση υπάρχει μόνο πώληση της ηλεκτρικής ισχύς στην ΔΕΗ.

- Όταν ο τοπικός φωτοβολταϊκός σταθμός της εγκατάστασης δεν επαρκεί για να καλύψει τις ανάγκες της και χρησιμοποιείται το ηλεκτρικό δίκτυο της ΔΕΗ σαν εναλλακτική πηγή τροφοδότησης. Τέτοιου είδους συστήματα ονομάζονται gridinteractive. Σε αυτά τα συστήματα υπάρχει σχέση αγοράς ηλεκτρικής ενέργειας από την ΔΕΗ αλλά και πώλησης ενέργειας σε αυτή όταν υπάρχει περίσσεια. Τέτοια συστήματα δεν υπάρχουν στη χώρα μας επειδή δεν αποτελεί οικονομική εγκατάσταση. Στην Ελλάδα η ΔΕΗ αγοράζει την kWh από τα οικιακά Φ/Β σε τιμή 0.5 € περίπου σήμερα και την πουλά 0.06- 0.1€. Άρα όποιος παράγει ενέργεια από Φ/Β τον συμφέρει να την πουλά πρώτα στο δίκτυο και να καλύπτει τις ανάγκες του αγοράζοντας σε πολύ χαμηλότερη τιμή.

2.3.2 Αυτόνομα φωτοβολταϊκά συστήματα

Αυτά τα συστήματα χρησιμοποιούνται κυρίως όταν η εγκατάσταση είναι σε απομακρυσμένη από το δημόσιο ηλεκτρικό δίκτυο περιοχή.



Σχήμα 2.3.2 Αυτόνομο φωτοβολταϊκό σύστημα, [2.6]

Με αυτόν τον τρόπο καλύπτονται οι ενεργειακές ανάγκες της εγκατάστασης. Τα αυτόνομα φωτοβολταϊκά συστήματα μπορούν, επίσης, να κατηγοριοποιηθούν σε αυτά που διαθέτουν αποθηκευτική διάταξη ηλεκτρικής ενέργειας, συνήθως μπαταρία, και σε αυτά που συνδέονται άμεσα μόνο με τα φορτία που τροφοδοτούν χωρίς μπαταρία.

2.4 Στήριξη φωτοβολταϊκών πλαισίων

Ανάλογα με τον τρόπο στήριξης των φωτοβολταϊκών πλαισίων μπορούμε να κατηγοριοποιήσουμε τις εγκαταστάσεις σε αυτές που έχουν σταθερή στήριξη των φωτοβολταϊκών πλαισίων και σε αυτές που διαθέτουν ηλιοστάτες (*solar trackers*).

Οι εγκαταστάσεις στις οποίες τα πάνελ τοποθετούνται σταθερά μπορούν να τοποθετηθούν στο έδαφος, σε επίπεδη οροφή κτιρίου και σε στέγη με κλίση. Το κόστος αυτών των εγκαταστάσεων είναι χαμηλότερο καθώς και της συντήρησής τους, ενώ η τοποθέτησή τους είναι απλούστερη.



Σχήμα 2.3.3 Εγκατάσταση φωτοβολταϊκού πάνελ σε στέγη, [2.7]

Οι ηλιοστάτες είναι συστήματα που παρακολουθούν την κίνηση του ήλιου και προσανατολίζονται προς αυτόν με τέτοιο τρόπο που εκμεταλλεύονται την άμεση ακτινοβολία. Έτσι, με αυτά τα συστήματα είναι αυξημένη η παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας, αλλά συνίσταται η χρήση τους σε περιοχές που έχουν υψηλό ποσοστό άμεσης ακτινοβολίας και η εγκατάστασή τους γίνεται συνήθως μόνο στο έδαφος. Τα

ποσοστά είναι συνήθως 25 – 30 % επιπλέον ενέργεια, ανάλογα με το σύστημα και την τοποθεσία.



Σχήμα 2.3.4 Ηλιοστάτης εγκατεστημένος στο έδαφος, [2.8]

[2.1] <http://www.howstuffworks.com/sun.htm>

[2.2] Γκαρτζώνη Λαμπρινή, «Ανάλυση, Σχεδιασμός και διερεύνηση της λειτουργίας μονοφασικού φωτοβολταϊκού συστήματος συνδεδεμένου στο δίκτυο», Πανεπιστήμιο Πατρών, Φεβρουάριος 2010.

[2.3] <http://teachers.usd497.org>

[2.4] http://www.selasenergy.gr/fv_systems.php

[2.5] <http://www.exelgroup.gr/E0349BDA.el.aspx>

[2.6] <http://www.e-puzzlecom.gr/productsInfo/891>

[2.7] <http://www.introntv.net/energygreen.html>

[2.8] <http://www.ptolemeo.gr/>

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

Εισαγωγή

Οι ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος, είναι διατάξεις που χρησιμοποιούνται για την μετατροπή της ηλεκτρικής ισχύος από μια μορφή σε μια άλλη. Για τον σκοπό αυτό, περιλαμβάνουν ηλεκτρονικά στοιχεία ισχύος, τα οποία ελέγχονται από αναλογικά ή ψηφιακά ηλεκτρονικά κυκλώματα χαμηλής ισχύος.

Με αυτούς τους μετατροπείς, μπορούμε να ελέγξουμε και να ρυθμίσουμε την ροή ενέργειας μεταξύ διαφορετικών συστημάτων. Σε σχέση με τις ηλεκτρομηχανικές διατάξεις που χρησιμοποιούνταν παλιότερα, οι σύγχρονοι ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος παρουσιάζουν τα παρακάτω πλεονεκτήματα:

- Έχουν μικρότερο όγκο και βάρος.
- Προσφέρουν μεγαλύτερη ακρίβεια και ταχύτερη απόκριση στην ρύθμιση των μεγεθών εξόδου.
- Έχουν υψηλότερο συντελεστή απόδοσης.
- Έχουν ελάχιστες ανάγκες συντήρησης και παρουσιάζουν αθόρυβη λειτουργία.

Μειονέκτημα τους όμως αποτελεί η εμφάνιση ανώτερων αρμονικών στην πλευρά της τροφοδοσίας τους αλλά και στην πλευρά του φορτίου.

Οι κατηγορίες ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος με βάση την μορφή της μετατρεπόμενης και ανταλλασσόμενης ηλεκτρικής ενέργειας είναι οι εξής:

- Μετατροπείς εναλλασσόμενης τάσης σε εναλλασσόμενη (ac-ac), οι οποίοι μετατρέπουν την εναλλασσόμενη τάση μιας ορισμένης τιμής, συχνότητας και αριθμού φάσεων σε εναλλασσόμενη τάση άλλης ενεργούς τιμής, της ίδιας ή άλλης συχνότητας και ενδεχομένως άλλου αριθμού φάσεων.
- Μετατροπείς εναλλασσόμενης τάσης σε συνεχή (ac-dc) οι οποίοι μετατρέπουν την εναλλασσόμενη τάση σε συνεχή (ανορθωτές).
- Μετατροπείς συνεχούς τάσης σε συνεχή (dc-dc) οι οποίοι μετατρέπουν την συνεχή τάση ορισμένης τιμής και πολικότητας σε συνεχή τάση άλλης τιμής και ενίοτε άλλης πολικότητας.
- Μετατροπείς συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη (dc-ac) οι οποίοι μετατρέπουν την συνεχή τάση σε εναλλασσόμενη τάση (αντιστροφείς).

3.1 Αντιστροφείς

Οι διατάξεις ισχύος που μετατρέπουν την ηλεκτρική ενέργεια συνεχούς μορφής dc, σε εναλλασσόμενη μορφή ac,

ονομάζονται *αντιστροφείς (inverters)*. Οι αντιστροφείς χρησιμοποιούνται στον έλεγχο της ταχύτητας των ac κινητήρων, όπως των επαγωγικών και των σύγχρονων (*adjustable speed ac drives*), στην επαγωγική θέρμανση (*induction heating*), στα τροφοδοτικά αδιάλειπτης παροχής (*uninterruptible power supplies, UPS*), στο φωτισμό με λυχνίες φθορισμού και στα φωτοβολταϊκά συστήματα όπου, αυτή τη στιγμή έχουμε την μεγαλύτερη παραγωγή.

Οι αντιστροφείς διακρίνονται σε δύο κύριες κατηγορίες, ανάλογα με τη μορφή της πηγής εισόδου: τους αντιστροφείς πηγής τάσης και τους αντιστροφείς πηγής ρεύματος.

Οι αντιστροφείς πηγής τάσης (*voltage-source or voltage-fed inverters*) τροφοδοτούνται από μια πηγή συνεχούς τάσης, ιδανικά με μηδενική εσωτερική σύνθετη αντίσταση. Η τάση της πηγής εισόδου μπορεί να είναι σταθερή ή μεταβλητή. Η συνεχής τάση εισόδου προέρχεται από μπαταρίες, από φωτοβολταϊκά στοιχεία, ή συνηθέστερα από την ανόρθωση της τάσης του δικτύου. Η έξοδος των αντιστροφέων πηγής τάσης εμφανίζει χαρακτηριστικά πηγής τάσης.

Οι αντιστροφείς πηγής ρεύματος (*current-source or current-fed inverters*) τροφοδοτούνται από μια μεταβλητή πηγή συνεχούς ρεύματος, ιδανικά με άπειρη εσωτερική σύνθετη αντίσταση. Οι αντιστροφείς πηγής ρεύματος χρησιμοποιούνται κυρίως στον έλεγχο ac κινητήρων πολύ μεγάλης ισχύος.

Αντίστοιχα με τους αντιστροφείς πηγής τάσης, η εναλλασσόμενη έξοδος των αντιστροφέων πηγής ρεύματος παρουσιάζει τα χαρακτηριστικά της πηγής ρεύματος.

Οι αντιστροφείς διακρίνονται ακόμη σε *μονοφασικούς* και *πολυφασικούς*, ανάλογα με τη μορφή της εναλλασσόμενης εξόδου. Από τους πολυφασικούς αντιστροφείς θα αναφερθούμε μόνο στους τριφασικούς, που είναι οι πλέον διαδεδομένοι.

Στις περισσότερες εφαρμογές, στους αντιστροφείς υπάρχει η δυνατότητα ρύθμισης της συχνότητας εξόδου. Η ρύθμιση του πλάτους των τάσεων (ρευμάτων) εξόδου επιτυγχάνεται είτε με κατάλληλο έλεγχο των διακοπών του αντιστροφέα ή εξωτερικά, με έλεγχο της συνεχούς τάσης (ρεύματος) εισόδου.

3.2 Δομή των αντιστροφέων πηγής τάσης

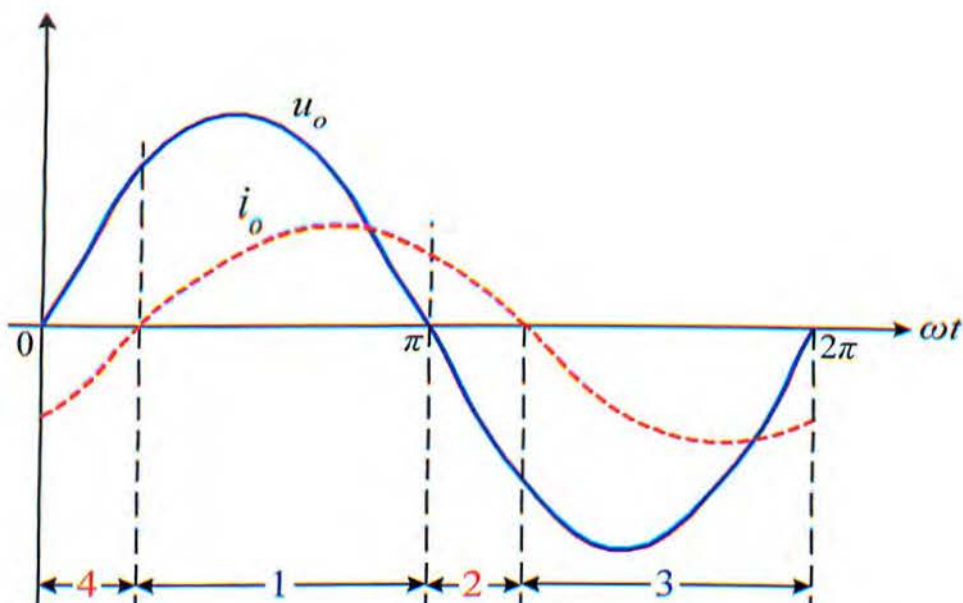
Ως αντιστροφείς πηγής τάσης μπορούν να χρησιμοποιηθούν μόνο μετατροπείς τεσσάρων τεταρτημορίων. Αυτή η απαίτηση είναι φανερή από το σχήμα 3.2.1(α) όπου, εικονίζεται η φιλτραρισμένη τάση και το αντίστοιχο ρεύμα εξόδου ενός μονοφασικού αντιστροφέα, ο οποίος τροφοδοτεί ένα επαγωγικό φορτίο. Στα χρονικά διαστήματα 1 και 3, το γινόμενο της στιγμιαίας τάσης και του στιγμιαίου ρεύματος είναι θετικό. Επομένως, η στιγμιαία ισχύς ρέει από την είσοδο προς την έξοδο του μετατροπέα (λειτουργία αντιστροφέα). Αντίθετα, στα χρονικά διαστήματα 4 και 2, οι τιμές της τάσης και του ρεύματος είναι ετερόσημες και η στιγμιαία ισχύς είναι

αρνητική. Στα διαστήματα 2 και 4 η ισχύς ρέει από την ac έξοδο προς τη dc είσοδο. Επομένως, ο μετατροπέας λειτουργεί ως ανορθωτής. Σε μια περίοδο της τάσης εξόδου ο μετατροπέας λειτουργεί δύο φορές ως αντιστροφέας και άλλες δύο ως ανορθωτής.

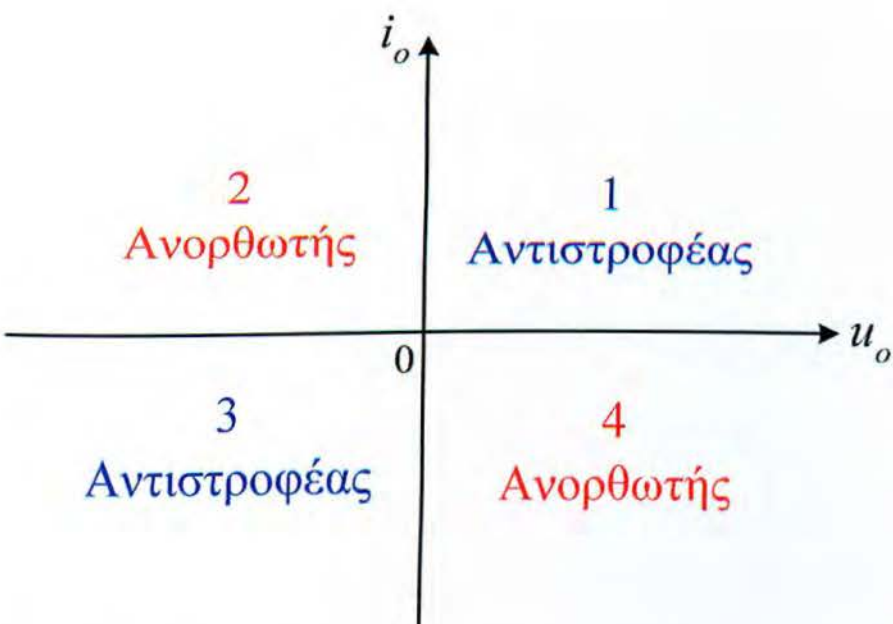
Επειδή το χρονικό διάστημα όπου η ισχύς ρέει από τη dc είσοδο προς την ac έξοδο είναι μεγαλύτερο, ονομάζουμε το μετατροπέα αντιστροφέα.

Η απαίτηση για λειτουργία και στα τέσσερα τεταρτημόρια του επιπέδου $u_0 - i_0$ (Σχήμα 3.2.1(β)), επιβάλλει τη χρήση του μετατροπέα πλήρους γέφυρας στους μονοφασικούς αντιστροφείς (Σχήμα 3.2.2). Ο μετατροπέας πλήρους γέφυρας αποτελείται από δύο σκέλη, καθένα από τα οποία φέρει δύο διακόπτες.

Ένας τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης αποτελείται από τρία σκέλη, ένα για κάθε φάση. Έτσι, ο τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης περιλαμβάνει 6 διακόπτες.

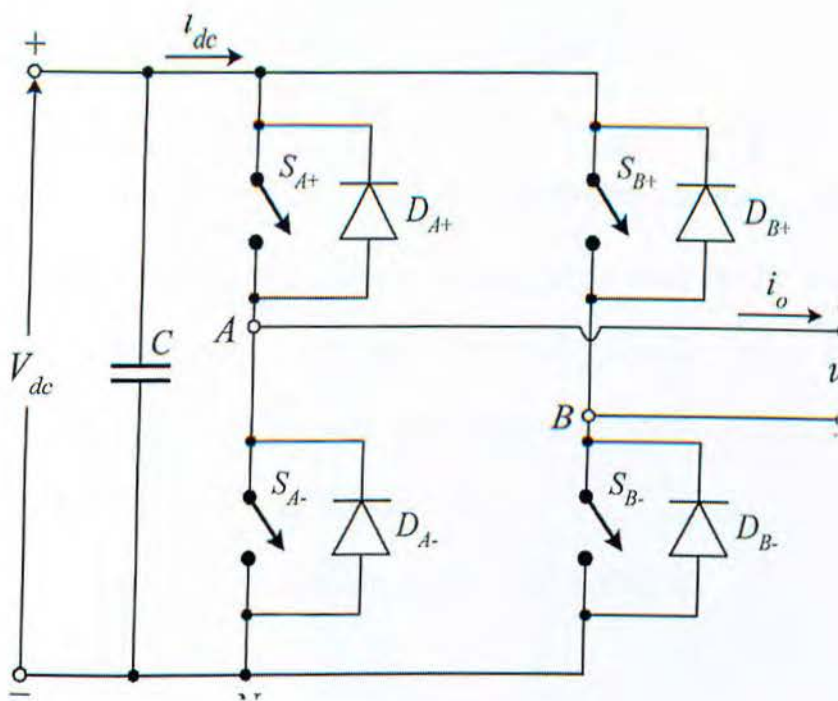


(α) Κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος στην έξοδο του μονοφασικού αντιστροφέα



(β) Τεταρτημόρια του επιπέδου $u_o - i_o$

Σχήμα 3.2.1 Μονοφασικός αντιστροφέας διακοπτικού τύπου



Σχήμα 3.2.2 Μονοφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης

3.3 Μονοφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης ελεγχόμενος με την ημιτονοειδή PWM τεχνική.

Η κυκλωματική δομή του μονοφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης εικονίζεται στο Σχήμα 3.3.1. Ο μετατροπέας πλήρους γέφυρας, χρησιμοποιείται και στους μονοφασικούς αντιστροφείς. Στην περίπτωση των μετατροπέων συνεχούς ρεύματος, μια σταθερή τάση ελέγχου συγκρίνεται με μια περιοδική τριγωνική κυματομορφή, για την παραγωγή των παλμών έναυσης των διακοπών της γέφυρας. Η συχνότητα της τριγωνικής κυματομορφής ορίζει τη συχνότητα μετάβασης των

διακοπών. Η συνεχής τάση στην είσοδο του μετατροπέα συνεχούς ρεύματος, μετασχηματίζεται στην έξοδό του σε μια τετραγωνική κυματομορφή με την επιθυμητή μέση τιμή.

Αντίστοιχα στους μονοφασικούς αντιστροφείς, οι διακόπτες της πλήρους γέφυρας ελέγχονται από τους παλμούς που προκύπτουν από τη σύγκριση της ίδιας τριγωνικής κυματομορφής, με μια ημιτονοειδή τάση ελέγχου, η οποία δίνεται από τη σχέση 3 - 1.

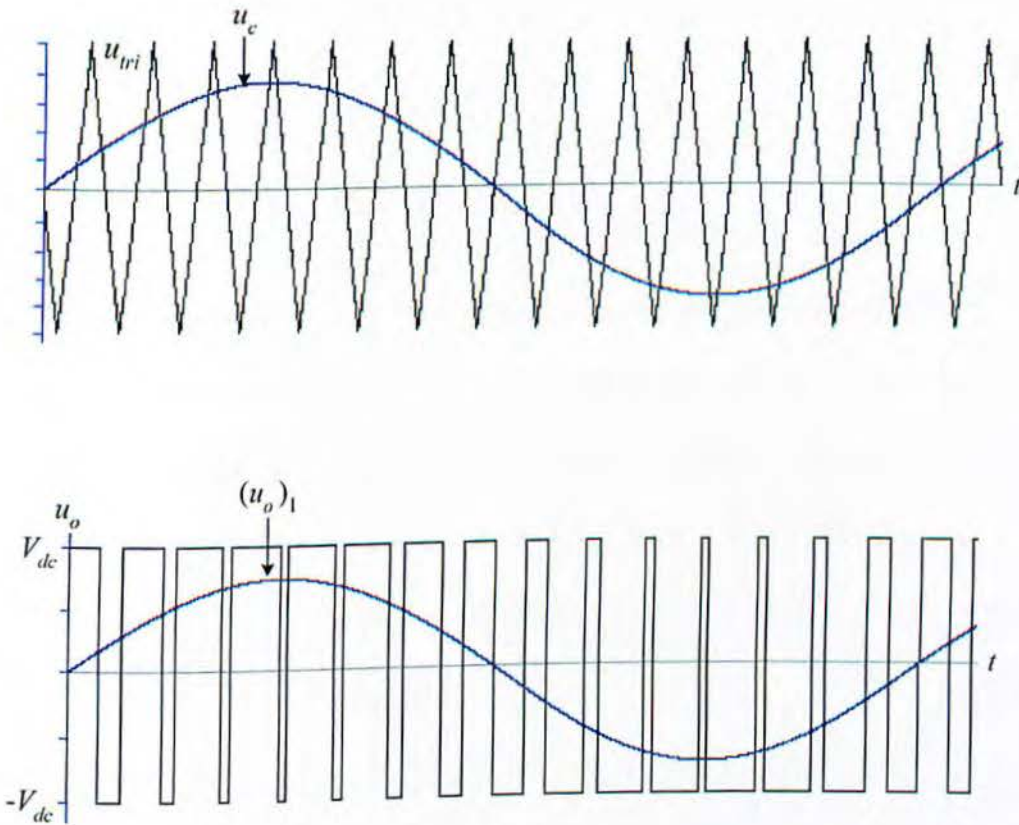
$$u_c = V_c * \sin(\omega * t) \quad (3 - 1)$$

Η συχνότητα της ημιτονοειδούς τάσης ελέγχου καθορίζει τη θεμελιώδη συχνότητα της τάσης εξόδου, η οποία έχει και πάλι παλμική μορφή. Επομένως, η τάση εξόδου δεν είναι τέλεια ημιτονοειδής, αλλά περιέχει αρμονικές. Οι αρμονικές είναι ελάχιστες όταν η τάση ελέγχου έχει ημιτονοειδή μορφή (ημιτονοειδής PWM τεχνική). Η συχνότητα της πριονωτής κυματομορφής ονομάζεται *φέρουσα συχνότητα* f_c (*carrier frequency*). Ο λόγος της φέρουσας συχνότητας προς τη θεμελιώδη ονομάζεται *συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας* k_f , ο οποίος δίνεται από τη σχέση 3 - 2 .

$$K_f = \frac{f_c}{f_1} \quad (3 - 2)$$

Ο λόγος του πλάτους του σήματος ελέγχου προς το πλάτος του τριγωνικού σήματος, ονομάζεται *συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους* k_a και δίνεται από τη σχέση 3 - 3 .

$$k_a = \frac{V'_{c}}{V'_{tri}} \quad (3-3)$$



Σχήμα 3.3.1 Κυματομορφές στο μονοφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης, με την ημιτονοειδή PWM τεχνική με διπολική τάση εξόδου ($k_f = 15$, $k_a = 0.75$).

Σε αντιστοιχία με τους μετατροπείς συνεχούς ρεύματος, διακρίνουμε δύο παραλλαγές της ημιτονοειδούς PWM τεχνικής: την ημιτονοειδή PWM τεχνική με διπολική τάση εξόδου

(*sinusoidal PWM with bipolar voltage switching*) και την ημιτονοειδή PWM τεχνική με μονοπολική τάση εξόδου (*sinusoidal PWM with unipolar voltage switching*).

3.4 Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης ελεγχόμενος με την ημιτονοειδή PWM τεχνική.

Η κυκλωματική δομή του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης εικονίζεται στο Σχήμα 4.1. Ο αντιστροφέας αποτελείται από τρία σκέλη, ένα για κάθε φάση και έξι διακόπτες. Στον έλεγχο των διακοπών του αντιστροφέα με την ημιτονοειδή PWM τεχνική, συγκρίνονται τρία ημιτονοειδή σήματα ελέγχου ίσου πλάτους και με διαφορά φάσης 120° , με μια τριγωνική περιοδική κυματομορφή. Οι διακόπτες του σκέλους A ελέγχονται από τη σύγκριση των σημάτων όπως φαίνεται από τις σχέσεις 3 – 4(α) και 3 – 4(β).

$$u_{cA} > u_{tri} S_{A\pm} \rightarrow ON, S_{A-} \rightarrow OFF \quad (3-4(\alpha))$$

$$u_{cA} < u_{tri} \quad S_{A+} \rightarrow OFF, S_{A-} \rightarrow ON \quad (3-5(\beta))$$

Αντίστοιχα, οι διακόπτες των σκελών B και C ελέγχονται από τη σύγκριση των σημάτων u_{cB} και u_{cC} με το u_{tri} . Οι κυματομορφές των τάσεων, σε διάφορα σημεία του

αντιστροφή, εικονίζονται στο Σχ. 5. Οι κυματομορφές των φασικών τάσεων στα άκρα του φορτίου, προκύπτουν από τις σχέσεις 3 – 5(α), 3 – 5(β) και 3 – 5(γ).

$$u_{An} = u_{AN} - u_{nN} \quad (3-5(\alpha))$$

$$u_{Bn} = u_{BN} - u_{nN} \quad (3-5(\beta))$$

$$u_{Cn} = u_{CN} - u_{nN} \quad (3-5(\gamma))$$

Σε συμμετρικές συνθήκες λειτουργίας του συστήματος αντιστροφή – φορτίου του Σχ. 4 ισχύουν οι σχέσεις 3 – 6(α) και 3 – 6(β).

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (3-6(\alpha))$$

$$u_{An} + u_{Bn} + u_{Cn} = 0 \quad (3-6(\beta))$$

Επομένως,

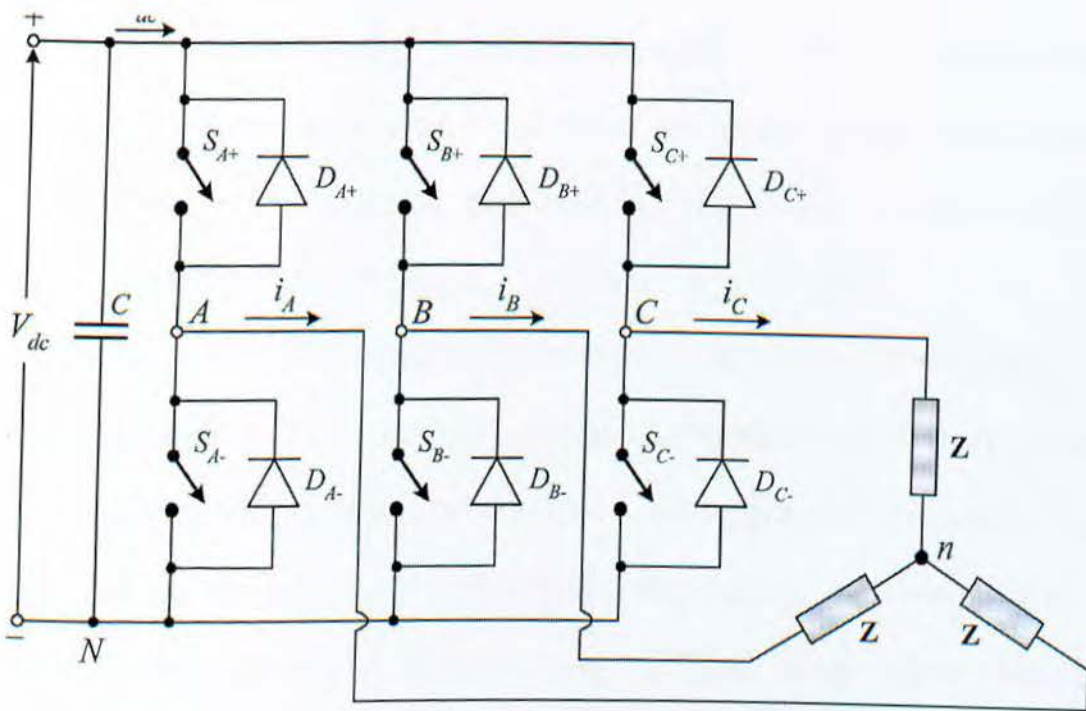
$$u_{nN} = \frac{u_{AN} + u_{BN} + u_{CN}}{3} \quad (3-7)$$

Αντικαθιστώντας την Εξ. (3.7) στις Εξ. (3.5) προκύπτουν οι εκφράσεις των φασικών τάσεων φορτίου.

$$u_{An} = \frac{2}{3} * u_{AN} - \frac{1}{3} * (u_{BN} + u_{CN}) \quad (3-8(\alpha))$$

$$u_{An} = \frac{2}{3} * u_{BN} - \frac{1}{3} * (u_{AN} + u_{CN}) \quad (3-8(\beta))$$

$$u_{CN} = \frac{2}{3} * u_{CN} - \frac{1}{3} * (u_{AN} + u_{BN}) \quad (3-8(\gamma))$$



Σχήμα 3.4.1 Κυκλωματική δομή του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης.

Στους τριφασικούς αντιστροφείς ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας κκεκλέγεται περιττός και πολλαπλάσιος του 3. Όταν ο κείναι περιττός, στις τάσεις u_{AN} , u_{BN} και u_{CN} δεν εμφανίζονται άρτιες αρμονικές, όπως έχουμε δει

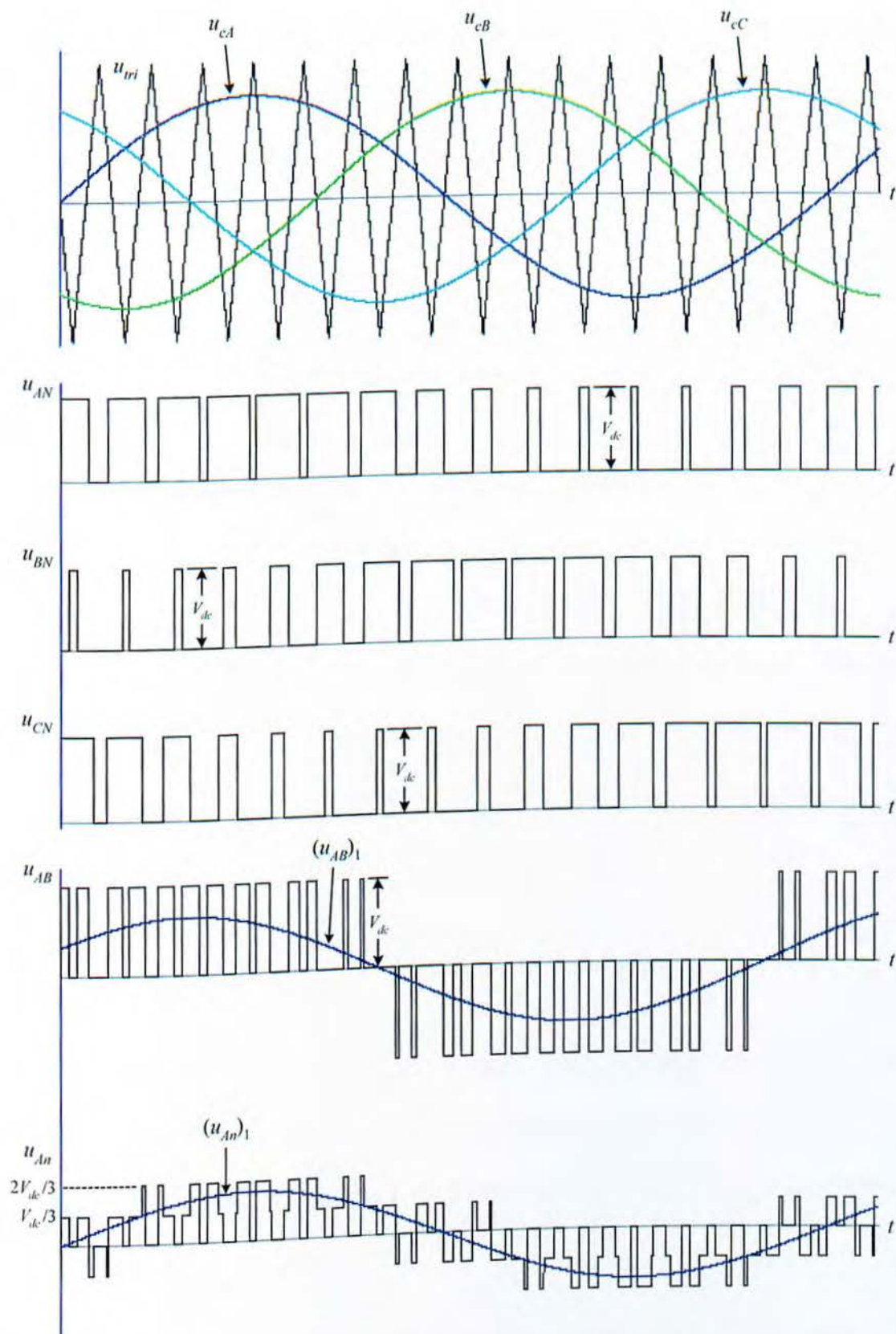
στους μονοφασικούς αντιστροφείς. Αν επιπλέον ο k_f είναι πολλαπλάσιος του 3, οι αρμονικές των παραπάνω τάσεων στη συχνότητα $k_f \cdot f_1$ και τα περιττά πολλαπλάσιά της, δεν εμφανίζονται στις πολικές τάσεις. Επομένως, το αρμονικό περιεχόμενο των πολικών τάσεων στους τριφασικούς αντιστροφείς είναι ελαττωμένο, σε σχέση με τους μονοφασικούς, λόγω της εξάλειψης κάποιων ισχυρών αρμονικών.

Ένα δεύτερο πλεονέκτημα των τριφασικών αντιστροφέων, συγκριτικά με τους μονοφασικούς, αναφέρεται στη μορφή του ρεύματος εισόδου i_{dc} . Το ρεύμα εισόδου στους τριφασικούς αντιστροφείς αποτελείται από τη συνεχή συνιστώσα και τις αρμονικές συνιστώσες υψηλής συχνότητας, σύμφωνα με το k_f . Αντίθετα, στους μονοφασικούς αντιστροφείς το ρεύμα εισόδου περιλαμβάνει και μια αρμονική συνιστώσα με συχνότητα διπλάσια της θεμελιώδους τάσης εξόδου. Αυτή η συνιστώσα χαμηλής συχνότητας ($2 \cdot f_1$) είναι ανεπιθύμητη, καθώς προκαλεί διακυμάνσεις στην τάση εισόδου V_{dc} . Η διακύμανση της V_{dc} από τις αρμονικές υψηλής συχνότητας του i_{dc} είναι αμελητέα.

Όπως και στους μονοφασικούς αντιστροφείς, ο συντελεστής k_f πρέπει να διατηρείται σε ακέραια τιμή (περιττή και πολλαπλάσια του 3) με τη μεταβολή της συχνότητας του u_{tri} , σε μικρές τιμές του k_f και στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης. Σε μεγάλες τιμές του k_f η συχνότητα του σήματος u_{tri} μπορεί να

είναι σταθερή. Τότε, στις τάσεις εξόδου εμφανίζονται υποαρμονικές της θεμελιώδους συχνότητας και άρτιες αρμονικές με μικρά πλάτη. Η μεταβολή της θεμελιώδους συνιστώσας των πολικών τάσεων εξόδου, με το συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους k_a , εικονίζεται στο σχήμα 3.4.2. Στη γραμμική περιοχή ισχύει η σχέση 3 – 9.

$$(V'_{AN})_1 = (V'_{BN})_1 = (V'_{CN})_1 = k_a * \frac{V_{dc}}{2}, k_a \leq 1 \quad (3-9)$$



Σχήμα 3.4.2 Κυματομορφές στον τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης με την ημιτονοειδή PWM τεχνική ($k_f = 15$, $k_a = 0.75$)

Οι τάσεις u_{AN} , u_{BN} , u_{CN} στα τρία σκέλη του αντιστροφέα, παρουσιάζουν διαφορά φάσης 120° . Επομένως, οι πολικές τάσεις στη θεμελιώδη συχνότητα υπολογίζονται από τη σχέση 3-10.

$$(V'_{AB})_1 = (V'_{BC})_1 = (V'_{CA})_1 = (V'_{LL})_1 = \sqrt{3} * k_a * \frac{V_{dc}}{2} \quad (3-10)$$

Στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης, όπου ,

$$V'_{cA,B,V} > V'_{tri}$$

οι πολικές τάσεις δεν μεταβάλλονται γραμμικά με το συντελεστή k_a . Ακόμη, το φασματικό περιεχόμενο των τάσεων αλλάζει δραστικά σε σχέση με τη γραμμική περιοχή. Όταν το πλάτος των τάσεων ελέγχου γίνει πολύ μεγάλο, η τεχνική PWM εκφυλίζεται στην τετραγωνική κυματομορφή. [3.1]

3.5 Επιλογή αντιστροφέα

Ο αντιστροφέας είναι το πιο σημαντικό στοιχείο του φωτοβολταϊκού συστήματος μετά τη φωτοβολταϊκή γεννήτρια. Γι αυτό το λόγο η επιλογή του αντιστροφέα είναι ένα σημαντικό μέρος του συνολικού έργου.

Το ρεύμα από τα φωτοβολταϊκά πάνελ ρέει μέσα από τον αντιστροφέα. Ως εκ τούτου, τα χαρακτηριστικά του επηρεάζουν τη συμπεριφορά και τη λειτουργία του φωτοβολταϊκού συστήματος. Ειδικότερα, οι αντιστροφείς που προορίζονται για

παράλληλη λειτουργία, είναι απαραίτητο να ανταποκρίνονται τόσο στα χαρακτηριστικά του δικτύου όσο και στην απόδοση της ηλιακής γεννήτριας.

Εκτός από τη συνεχή μετατροπή του συνεχούς ρεύματος σε εναλλασσόμενο, οι αντιστροφείς περιλαμβάνουν στοιχεία τα οποία είναι υπεύθυνα για τον τύπο της καθημερινής λειτουργίας του φωτοβολταϊκού συστήματος. Τα στοιχεία αυτά, εξασφαλίζουν ότι η λειτουργία ξεκινάει την κατάλληλη χρονική στιγμή της ημέρας, πράγμα αρκετά σημαντικό καθώς κάθε αποτυχημένη προσπάθεια εκκίνησης απαιτεί ισχύ από το δίκτυο, γι αυτό το λόγο πρέπει να αποφεύγεται.

Η δυνατότητα για εφαρμογή «έξυπνου» ελέγχου από τον αντιστροφέα, αποτελεί βασικό μέρος του συστήματος. Αυτό γίνεται εύκολα αντιληπτό εάν αναλογιστεί κανείς το πόσο συχνά μεταβάλλεται το MPP (maximum power point) κατά τη διάρκεια της ημέρας. Οι μεταβολές αυτές σχετίζονται με τις διακυμάνσεις της ηλιακής ακτινοβολίας και της θερμοκρασίας των φωτοβολταϊκών πάνελ. Ο «έξυπνος» έλεγχος από τον αντιστροφέα περιλαμβάνει τα εξής :

- Παρακολούθηση του MPP
- Αναπροσαρμογή στο επιθυμητό σημείο λειτουργίας

Επιπλέον, η διάταξη του αντιστροφέα περιλαμβάνει συσκευές προστασίας, χάριν στις οποίες αποσυνδέεται αυτομάτως από το

σύστημα σε περίπτωση που προκύψουν ανωμαλίες στο δίκτυο ή στη φωτοβολταϊκή γεννήτρια.[3.2]

3.6 Κριτήρια επιλογής αντιστροφέα

- ***Αυτόματη έναρξη λειτουργίας το πρωί.***

Μετά την ανατολή, ο αντιστροφέας πρέπει να αναγνωρίζει πότε η ισχύς της φωτοβολταϊκής γεννήτριας είναι αρκετά υψηλή ώστε να εξασφαλίζει σύνδεση και ηλεκτρική παροχή στο δίκτυο.

- ***Υψηλή απόδοση υπό φορτίο μικρότερο του ονομαστικού***

Η ηλεκτρική ενέργεια από τα φωτοβολταϊκά συστήματα καθώς είναι πολύτιμη και δαπανηρή πρέπει να μετατρέπεται σε εναλλασσόμενο ρεύμα στον αντιστροφέα με τις ελάχιστες δυνατές απώλειες. Επειδή ο καιρός δεν είναι πάντοτε ηλιόλουστος, το σύστημα συχνά λειτουργεί με μερικό φορτίο. Η εσωτερική κατανάλωση του αντιστροφέα συνεπώς έχει σημαντική επίδραση στην καμπύλη απόδοσης. Στους καλούς αντιστροφείς η εσωτερική κατανάλωση του αντιστροφέα είναι μικρότερη από 1% της ισχύος.

- ***Λειτουργία ορισμένης υπερφόρτισης***

Όταν η ισχύς ξεπεράσει το όριο της στη πλευρά του συνεχούς ρεύματος, πρέπει να ληφθούν μέτρα που να εξασφαλίζουν ότι ο

αντιστροφέας δεν θα απενεργοποιείται και θα παραμένει ανενεργός μέχρι το επόμενο πρωί. Θα είναι προτιμότερο εάν ο αντιστροφέας μπορεί να διατηρεί τη λειτουργία του διαθέτοντας ένα όριο ισχύος. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί μετακινώντας το σημείο λειτουργίας μακριά από το σημείο μέγιστης ισχύος προς τις υψηλότερες τιμές τάσης.

- *Λειτουργία στο σημείο μέγιστης ισχύος από τη πλευρά της ηλιακής γεννήτριας*

Οι ηλιακές κυψέλες έχουν μια χαρακτηριστική καμπύλη με ένα προφανές μέγιστο. Για τα κρυσταλλικά πάνελα το καλύτερο σημείο λειτουργίας είναι συνήθως σε μια τάση λειτουργίας, η οποία είναι περίπου 20% χαμηλότερη από τη τάση ανοιχτοκύκλωσης. Καθώς η πυκνότητα της ακτινοβολίας είναι μεγαλύτερη από μια συγκεκριμένη τιμή, η τάση της ηλιακής γεννήτριας που αντιστοιχεί στο μέγιστο σημείο ισχύος (V_{MPP}) εξαρτάται μόνο από την θερμοκρασία της ηλιακής κυψέλης. Η τάση V_{MPP} πέφτει περίπου 0.4% για κάθε βαθμό αύξησης της θερμοκρασίας σε Κ. Καθώς η θερμική χρονική σταθερά για το ηλιακό πάνελ είναι εννιά με δέκα λεπτά, η προσαρμογή στο σημείο μέγιστης λειτουργίας δεν χρειάζεται να επαναλαμβάνεται πολύ συχνά, περίπου κάθε τρία λεπτά.

- *Παροχή ηλεκτρικού ρεύματος των ηλεκτρονικών εσωτερικού ελέγχου από τη πλευρά της ηλιακής γεννήτριας.*

Κατά τη διάρκεια της νύχτας, ο αντιστροφέας δεν πρέπει να καταναλώνει οποιοδήποτε ποσό ισχύος από το δίκτυο.

Τα ηλεκτρονικά ισχύος ελέγχου δεν πρέπει να θέτονται σε λειτουργία έως ότου η τάση της ηλιακής γεννήτριας να ξεπεράσει ένα συγκεκριμένο όριο το πρωί.

- *Αντοχή του αντιστροφέα σε συνθήκες βραχυκύκλωσης και ανοιχτοκύκλωσης*

Ο αντιστροφέας δεν πρέπει να καταστρέφεται εάν το δίκτυο αποσυνδεθεί ενώ υφίσταται η τάση της φωτοβολταϊκής γεννήτριας. Το αίτημα αυτό είναι δύσκολο να ικανοποιηθεί, επειδή όταν το δίκτυο ξαφνικά αποσυνδεθεί, η αποθηκευμένη ενέργεια στα πηνία και τις χωρητικότητες δεν μπορεί πλέον να διαχυθεί στο δίκτυο αλλά να διασκορπιστεί εσωτερικώς. Αυτή η κατάσταση δύναται να συμβεί εάν ο διακόπτης κλείσει αμέσως στον αντιστροφέα κατά τη διάρκεια λειτουργίας πλήρους φορτίου.

- *Διηλεκτρική αντοχή*

Τόσο η είσοδος όσο και η έξοδος του αντιστροφέα πρέπει να είναι αρκετά ανθεκτικές στην υπέρταση.

- **Ακουστικός θόρυβος**

Ο ακουστικός θόρυβος πρέπει να είναι ο ελάχιστος δυνατός.

- **Αυτόματη αποσύνδεση από το δίκτυο σε απόκλιση τάσης ή συχνότητας.**

Τα ηλεκτρονικά στοιχεία του αντιστροφέα πρέπει να αναγνωρίζουν τα σφάλματα του δικτύου. Εάν υπάρχουν αποκλίσεις από τη συχνότητα ή την τάση του δικτύου, ή διακοπή της μιας φάσης, ο αντιστροφέας πρέπει να αποκόπτεται από το δίκτυο εντός ενός δεδομένου χρονικού πλαισίου. Ο χρόνος αυτός εξαρτάται από τον τύπο του εναλλασσόμενου δικτύου.

- **Συντελεστής ισχύος $\cos \varphi > 0.9$**

Ο συντελεστής ισχύος του συστήματος του πελάτη πρέπει να είναι κοντά στη μονάδα. Αυτό εμποδίζει να απορροφάται από το δίκτυο μεγάλη ποσότητα άεργου ισχύος. Αντιστροφείς με αυτόματη διαμόρφωση πλάτους έχουν συντελεστή ισχύος, $\cos \varphi = 1$.

- *Χαμηλό αρμονικό περιεχόμενο στην παροχή εναλλασσόμενου ηλεκτρικού ρεύματος στο δίκτυο.*

Σε έναν ιδανικό αντιστροφέα, η παροχή ηλεκτρικού ρεύματος στο δίκτυο θα συνίσταται μόνο από τη θεμελιώδη συχνότητα των 50 Hz. Στους πραγματικούς αντιστροφείς, η ηλιακή ηλεκτρική ενέργεια διαθέτει ένα δεδομένο περιεχόμενων αρμονικών. Παρόλα αυτά, οι ηλεκτρονικές συσκευές που συνδέονται στο δίκτυο χαμηλής τάσης πρέπει να συμμορφώνονται με τους γενικούς κανονισμούς για τις αρμονικές.

- *Σήματα χρονισμού*

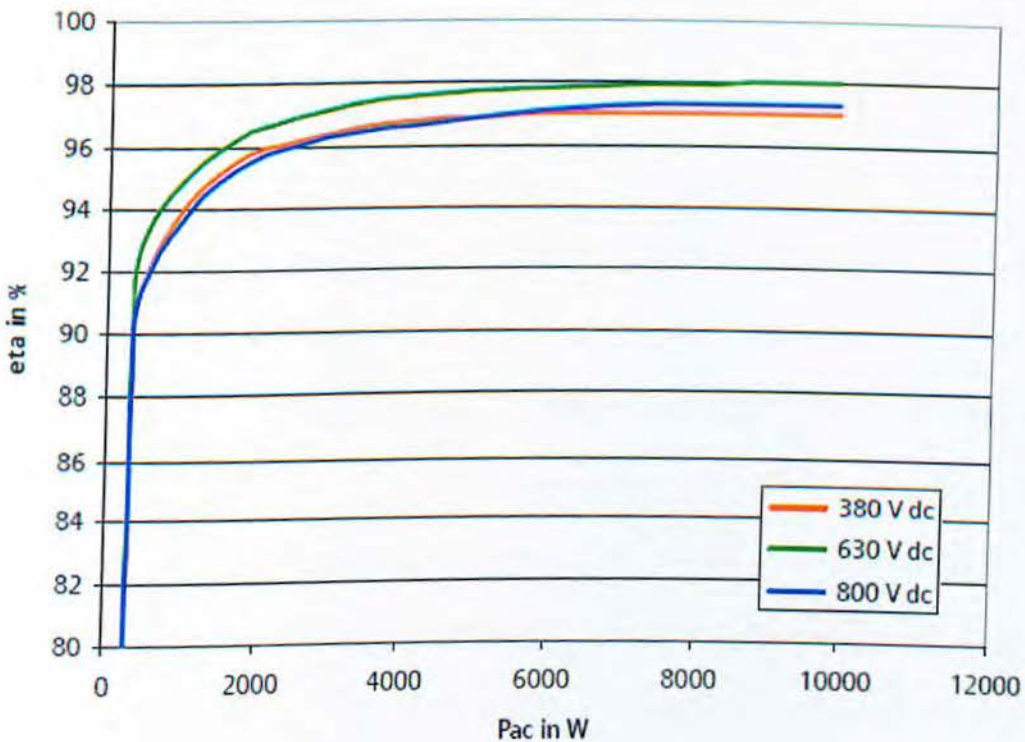
Οι διασυνδεδεμένοι στο δίκτυο αντιστροφείς δεν πρέπει να ενοχλούνται από χαμηλής συχνότητας σήματα χρονισμού. Τα σήματα συγχρονισμού επιβάλλονται από την τάση του δικτύου των 50Hz και δεν πρέπει να προκαλούν καμία σημαντική διακοπή του αντιστροφέα. Αντιθέτως, οι αντιστροφείς δεν πρέπει να μειώνουν τα σήματα συγχρονισμού πάρα πολύ έντονα, π.χ. με εσωτερικά φίλτρα.

- *Επαρκής πληροφόρηση, απλός χειρισμός από το χρήστη*

Ο χειριστής του διασυνδεδεμένου φωτοβολταϊκού συστήματος πρέπει να μπορεί να αποφαινεται εάν το σύστημα λειτουργεί

σωστά με μια γρήγορη ματιά. Η επίδειξη των ακολούθων τιμών είναι χρήσιμη για το σκοπό αυτό.

- τάση της ηλιακής γεννήτριας
- ένταση της ηλιακής γεννήτριας
- ένταση του δικτύου
- κατάσταση μόνωσης της ηλιακής γεννήτριας
- πληροφορίες κατάστασης λειτουργίας [3.2]



Σχήμα 3.6.1 Καμπύλη βαθμού απόδοσης ισχύος του SINVERTPVM10

[3.3]

3.7 Τεχνολογίες αντιστροφών

Στα συνδεδεμένα με το δίκτυο φωτοβολταϊκά συστήματα το συνεχές ρεύμα πρέπει να μετατρέπεται σε εναλλασσόμενο έτσι ώστε να ταιριάζει με τις οικιακές καταναλώσεις δηλαδή με αυτές του δικτύου. Για αυτόν τον λόγο εγκαθίσταται σε κάθε εγκατάσταση ο κατάλληλος μετατροπέας (inverter).

Οι διαθέσιμες τεχνολογίες των αντιστροφών σήμερα μπορούν να ταξινομηθούν στις παρακάτω κατηγορίες:

- **Αντιστροφείς Γραμμής (Line Commutated Inverters)**

Οι αντιστροφείς αυτοί χρησιμοποιούν έναν μηχανισμό ανοίγματος κλεισίματος σαν ένα thyristor που μπορεί να ελέγξει τον χρόνο του ανοίγματος αλλά όχι του κλεισίματος από μόνος του. Αυτό επιτυγχάνεται από βοηθητικά κυκλώματα.

- **Αυτο – Αντιστροφείς (Self Commutated Inverters)**

Αντιθέτως οι αυτό-αντιστροφείς μπορούν να ελέγξουν και τους δύο χρόνους όπως το IGBT και το MOSFET. Μπορούν ελεύθερα να ελέγξουν την τάση και την μορφή των αρμονικών του εναλλασσομένου ρεύματος. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνουν και έλεγχο της παραγόμενης ισχύος ενώ ταυτόχρονα είναι και ανθεκτικοί στις οποιεσδήποτε διακυμάνσεις. Οι αυτό-

αντιστροφείς χρησιμοποιούνται για αυτόν τον λόγο στις περισσότερες εφαρμογές σήμερα.

- **Αντιστροφείς Τάσης (VoltageSource)**

Οι συγκεκριμένοι είναι ένα σύστημα κατά το οποίο στην μεριά του DC έχουμε μια πηγή τάσης που μπορούμε να ην πάρουμε στην μεριά του AC. Επειδή στην περίπτωση των φωτοβολταϊκών συστημάτων η έξοδος του DC είναι μια πηγή τάσης οι συγκεκριμένοι μπορούν να εγκατασταθούν ενώ της έντασης όχι.

- **Θέματος Ελέγχου Ρεύματος (CurrentControl)**

Σε αυτήν την περίπτωση η ένταση εξόδου συγκρίνεται με μία αναφορά που έχουμε ορίσει εμείς ή καλύτερα ο κατασκευαστής του αντιστροφέα και λαμβάνουμε την τελική τιμή.

- **Θέματος Ελέγχου Τάσης (VoltageControl)**

Εδώ η τάση εξόδου συγκρίνεται με μία αναφορά που έχουμε ορίσει εμείς ή καλύτερα ο κατασκευαστής του αντιστροφέα και λαμβάνουμε την τελική τιμή.

- **Αντιστροφείς Έντασης (Current Source)**

Οι συγκεκριμένοι είναι ένα σύστημα κατά το οποίο στην μεριά του DC έχουμε μια πηγή έντασης που μπορούμε να την πάρουμε στην μεριά του AC.

Στις εφαρμογές των φωτοβολταϊκών σήμερα λόγω της μικρής ισχύος τους, χρησιμοποιούμε κυρίως τους αυτό-αντιστροφείς με έλεγχο της έντασης σε αναλογία άνω του 80%. Αυτό συμβαίνει γιατί μπορούμε να πάρουμε μεγαλύτερο βαθμό απόδοσης χρησιμοποιώντας απλά κυκλώματα. Επίσης ο έλεγχος των μεταβατικών φαινομένων στην έξοδο με αυτόν τον τρόπο είναι πολύ ευκολότερος.

Για την επιλογή βέβαια του κατάλληλου αντιστροφέα είναι ακόμα πολύ σημαντικός ο περιβάλλοντας χώρος. Η μέση θερμοκρασία, η σκόνη, η υγρασία, ο θόρυβος, οι ηλεκτρομαγνητικές συμβατότητες κ.α.. Συνήθως οι αντιστροφείς έχουν τα εξής χαρακτηριστικά -25C – 85C / 35dB – 40dB / 5 – 20kg.

Πρέπει να προμηθεύονται με συγκεκριμένες λειτουργίες προστασίας όπως AC/DC υπέρ –τάσεων, εντάσεων υπό –τάσεων, εντάσεων, αύξησης – πτώσης της συχνότητας, προβλημάτων γειώσεων. Προστασία έναντι υπερτάσεων από κεραυνούς εγκαθίσταται ξεχωριστά με surge arrestors and varistors.

Πολύ σημαντικό θέμα είναι η προστασία που πρέπει να παρέχει ο αντιστροφέας έναντι φαινομένων νησιδοποίησης (islanding phenomena). Κατά το φαινόμενο αυτό συνεχές ρεύμα από τον αντιστροφέα μπορεί να διαφύγει στο δίκτυο και να προκαλέσει ατυχήματα, καταστροφές εξοπλισμού κτλ.[3.4]

[3.1]”Power Electronics” by Ned Mohan

[3.2]<http://drivetech.gr>

[3.3]<http://www.enor.gr>

[3.4]<http://www.hyperionee.gr>

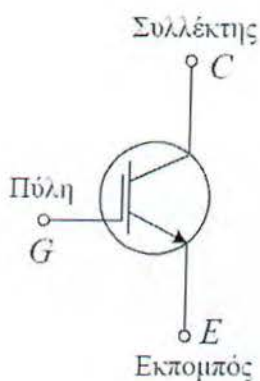
Κεφάλαιο 4

4.1 Εισαγωγή

Το κύκλωμα που κατασκευάσαμε αποτελείται από τα εξής τμήματα:

- Το κύκλωμα ελέγχου
- Το κύκλωμα οδήγησης
- Τον αντιστροφέα πλήρους γέφυρας

Το κύκλωμα ελέγχου είναι το κύκλωμα στο οποίο διαμορφώνουμε το σήμα που τροφοδοτεί το κύκλωμα οδήγησης. Το κύκλωμα οδήγησης αποτελείται από δύο drivers όπου ο κάθε ένας από αυτούς οδηγεί δύο IGBTs του αντιστροφέα. Τα IGBTs είναι ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία και ανήκουν στα ηλεκτρονικά ισχύος. Συνδυάζουν μικρές απώλειες όταν είναι σε κατάσταση αγωγιμότητας, μικρούς χρόνους μετάβασης και απλό τρόπο οδήγησης. Το σύμβολο του δίνεται στο σχήμα 4.1.1.



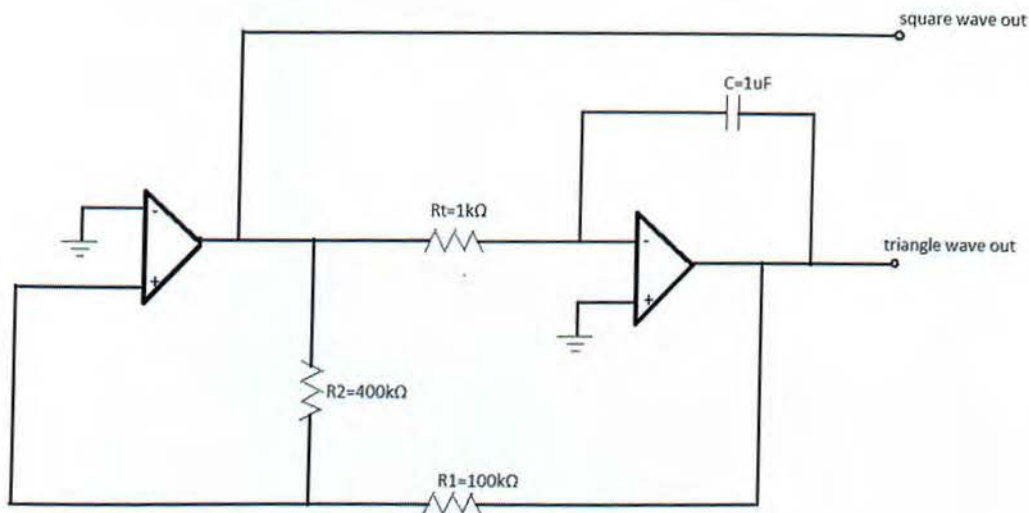
Σχήμα 4.1.1 Το σύμβολο του IGBT,[4.1]

4.2 Το κύκλωμα ελέγχου

Το κύκλωμα ελέγχου είναι το κύκλωμα στο οποίο ελέγχουμε το σήμα που οδηγείτε στον αντιστροφέα πλήρους γέφυρας. Στόχος είναι από μια συνεχή τάση 12V να δημιουργηθεί ένας ημιτονικός παλμός συχνότητας 50Hz και ένας τριγωνικός παλμός συχνότητας 1kHz οι οποίοι θα συγκριθούν και το αποτέλεσμα της σύγκρισης θα οδηγηθεί στην γέφυρα με τα διακοπτικά στοιχεία.

4.2.1 Ο Τριγωνικός παλμός

Για την δημιουργία του τριγωνικού παλμού χρησιμοποιήσαμε ένα κύκλωμα που αποτελείται από δύο τελεστικούς ενισχυτές (operator amplifiers- opamp) (Σχήμα 4.2.1).



Σχημα 4.2.1 Ταλαντωτής παραγωγής τριγωνικού παλμού

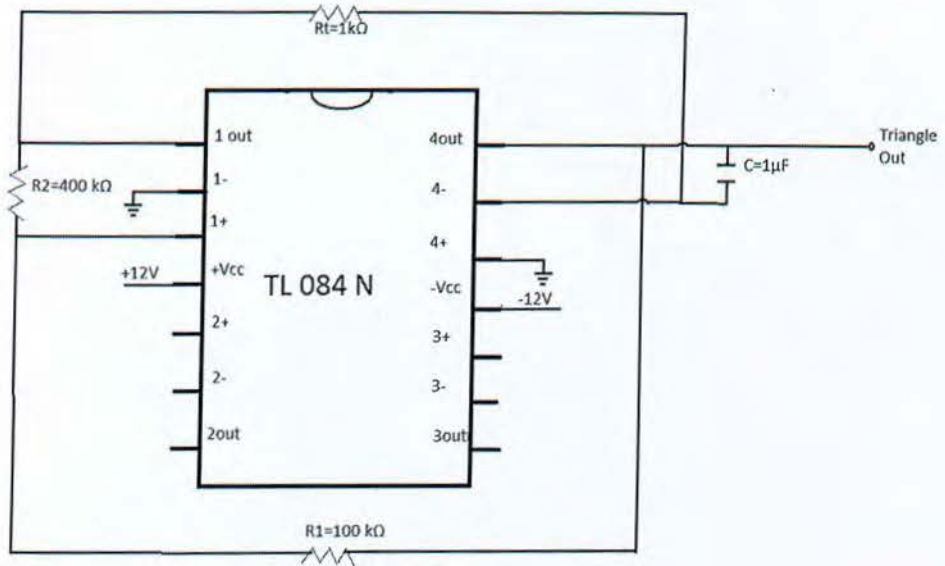
Το κύκλωμα του σχήματος 4.2.1 ανήκει στους ταλαντωτές (oscillators) και όπως βλέπουμε μπορούμε να το χρησιμοποιήσουμε για την παραγωγή τόσο τριγωνικού όσο και τετραγωνικού παλμού. Η συχνότητα του τριγωνικού παλμού δίνεται από την σχέση 4-1.

$$f = \frac{R_2}{4 * R_1 * C * R_t} \quad (4-1)$$

Η επιλογή των τιμών των στοιχείων που χρησιμοποιήσαμε έγινε για να ικανοποιείται η παραπάνω σχέση για $f=1\text{kHz}$.

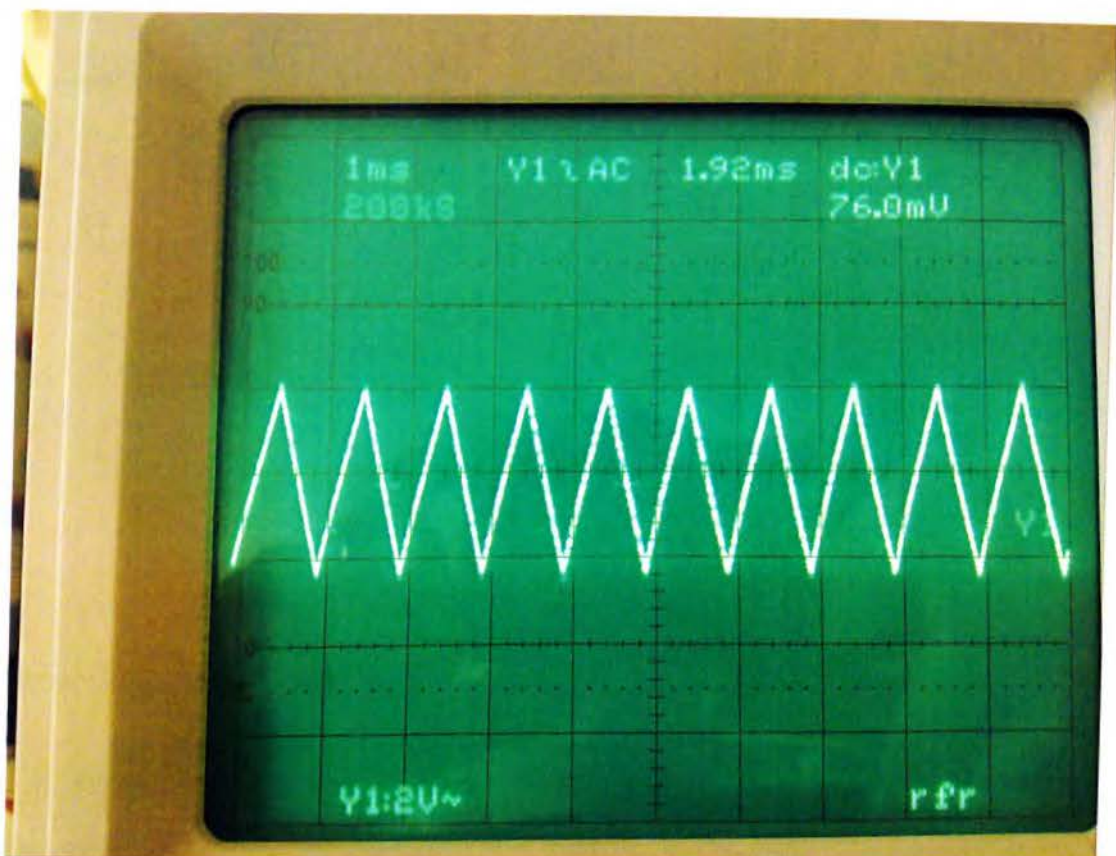
Για την κατασκευή του κυκλώματος χρησιμοποιήσαμε το ολοκληρωμένο TL084N και η συνδεσμολογία του φαίνεται στο σχήμα 4.2.2. Περισσότερες πληροφορίες σχετικές με το

συγκεκριμένο ολοκληρωμένο δίνονται στο φύλλο δεδομένων του, στο παράρτημα Α.



Σχήμα 4.2.2 Ταλαντωτής τριγωνικού παλμού με το ολοκληρωμένο TL084N

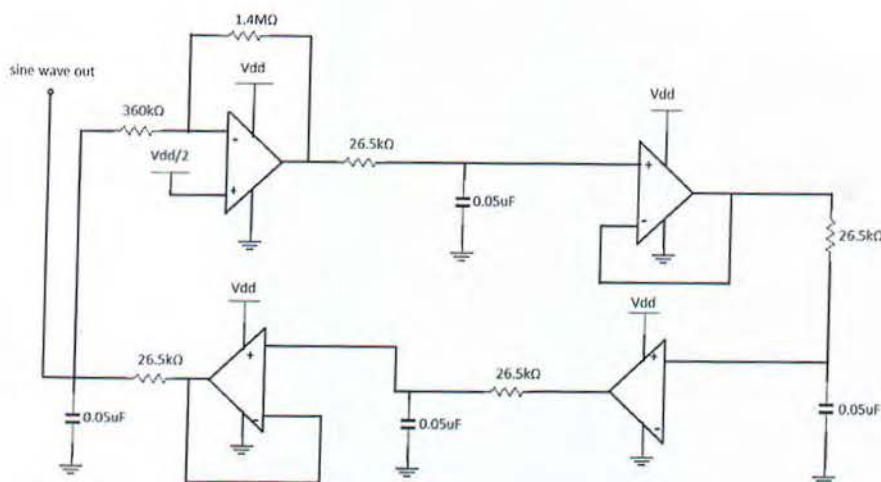
Αυτό το ολοκληρωμένο αποτελείται από τέσσερις τελεστικούς ενισχυτές 1,2,3 και 4. Ο τελεστικός ενισχυτής 1 έχει εισόδους τις 1+ και 1- και έξοδο την 1out, ο τελεστικός ενισχυτής 2 έχει εισόδους τις 2+ και 2- και έξοδο την 2out κ.ο.κ. Συνδέσαμε την έξοδο του κυκλώματος (triangleout) με έναν παλμογράφο και το αποτέλεσμα φαίνεται στο σχήμα 4.2.3.



Σχήμα 4.2.3 Η έξοδος του τριγωνικού ταλαντωτή

4.2.2 Ο ημιτονικός παλμός

Αρχικά σαν γεννήτρια ημιτονικού παλμού αποφασίσαμε να χρησιμοποιήσουμε έναν άλλον ταλαντωτή που ονομάζεται bubbaoscillator (σχήμα 4.2.4). Το κύκλωμα του bubba αποτελείται από τέσσερεις τελεστικούς ενισχυτές.



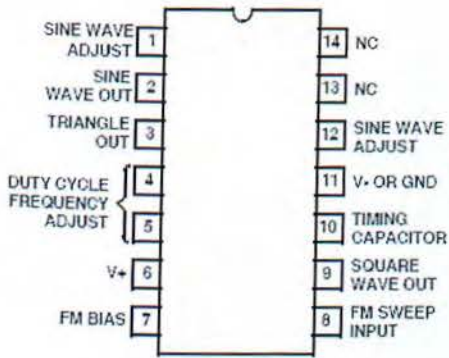
Σχήμα 4.2.4 Ο ταλαντωτής παραγωγής ημιτονικού παλμού (bubbaoscillator)

Οι τιμές των στοιχείων του κυκλώματος επιλέχθηκαν με βάση τον τύπο της συχνότηταςόπως φαίνεται στην 4-2.

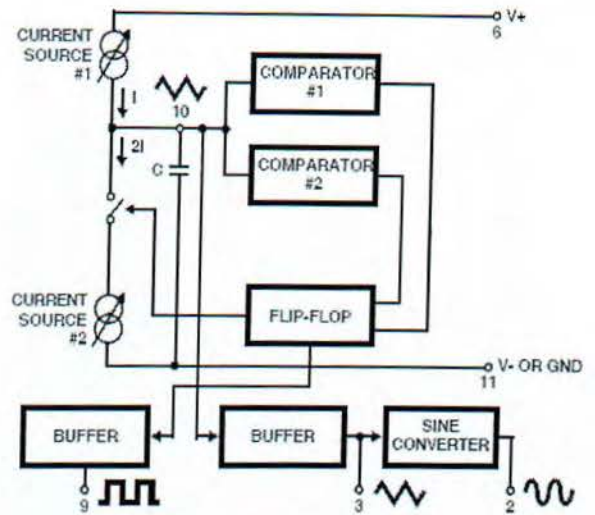
$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C \cdot \sqrt{6}} \text{ , για } f=50\text{Hz} \quad (4-2)$$

Για αιτία όμως που δεν μπορέσαμε να εντοπίσουμε το συγκεκριμένο κύκλωμα δεν δούλεψε.

Γι αυτό τον λόγο αποφασίσαμε να χρησιμοποιήσουμε ένα ολοκληρωμένο, το ICL8038. Το ολοκληρωμένο αυτό χρησιμοποιείται για την παραγωγή ημιτονικού, τριγωνικού ή/και τετραγωνικού παλμού (Σχήμα 4.2.5).



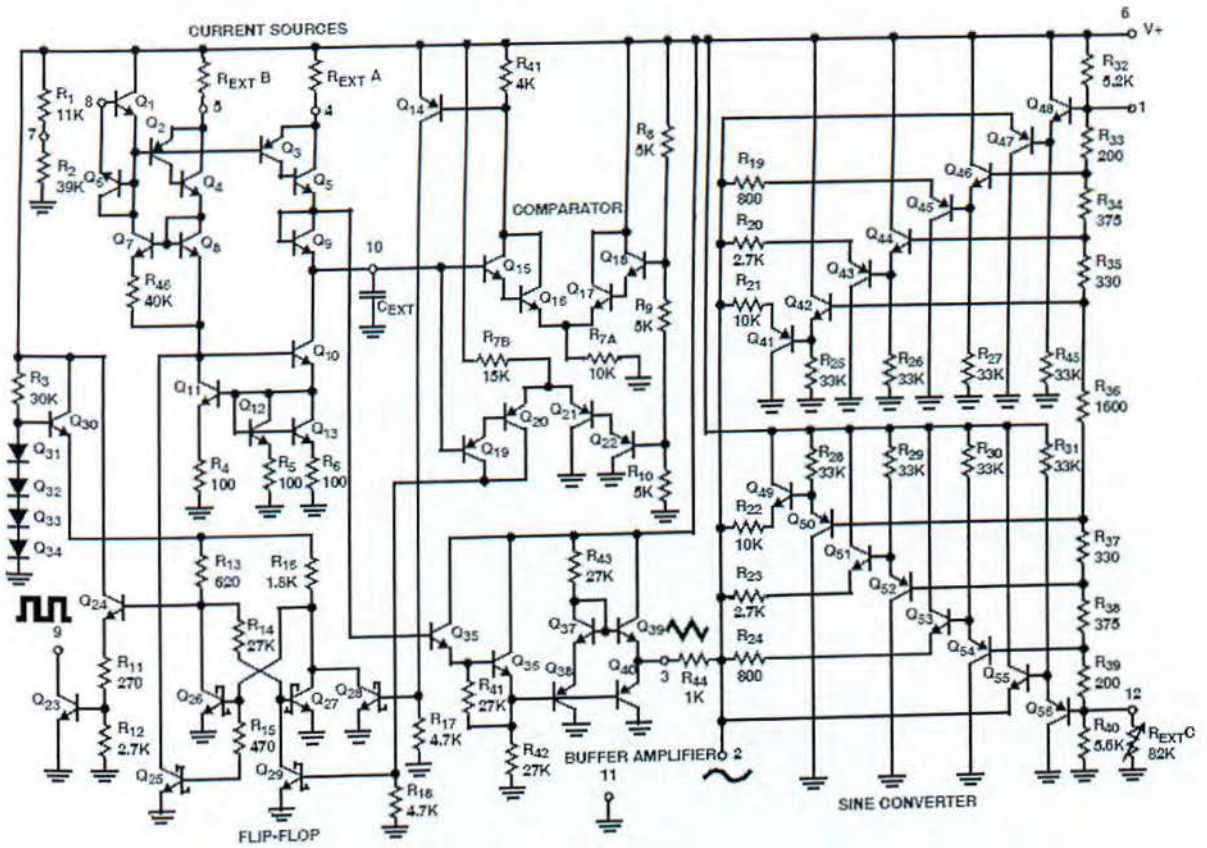
α) Ακροδέκτες του ICL8038



β) Διάγραμμα συναρτήσεων του ICL8038

Σχήμα 4.2.5 Το ολοκληρωμένο ICL8038 , [4.2]

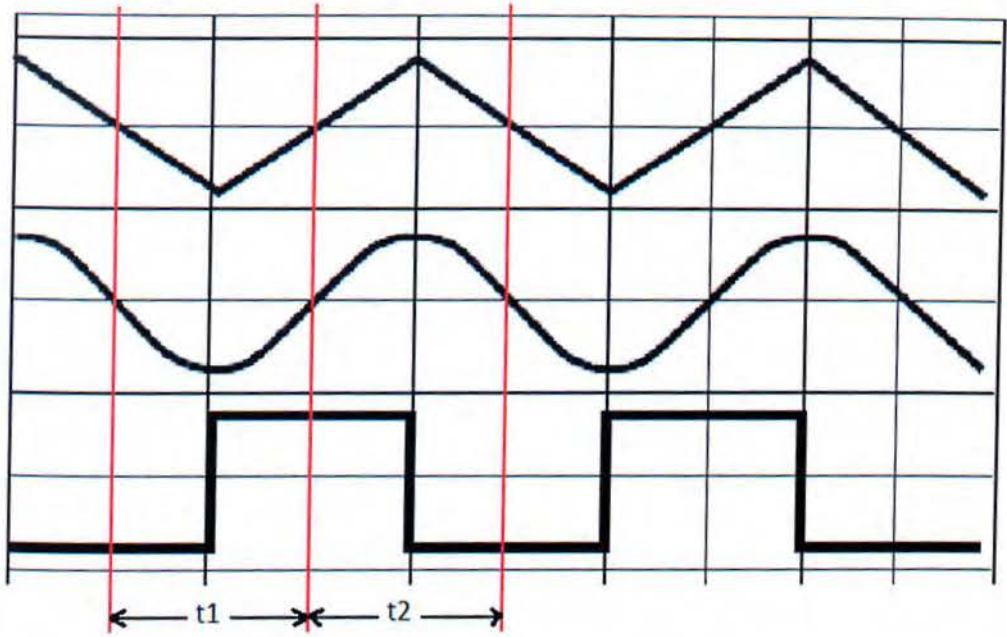
Το αναλυτικό του κύκλωμα φαίνεται στο σχήμα 4.2.6.



Σχήμα 4.2.6 Αναλυτικό κύκλωμα του ICL8038,[4.2]

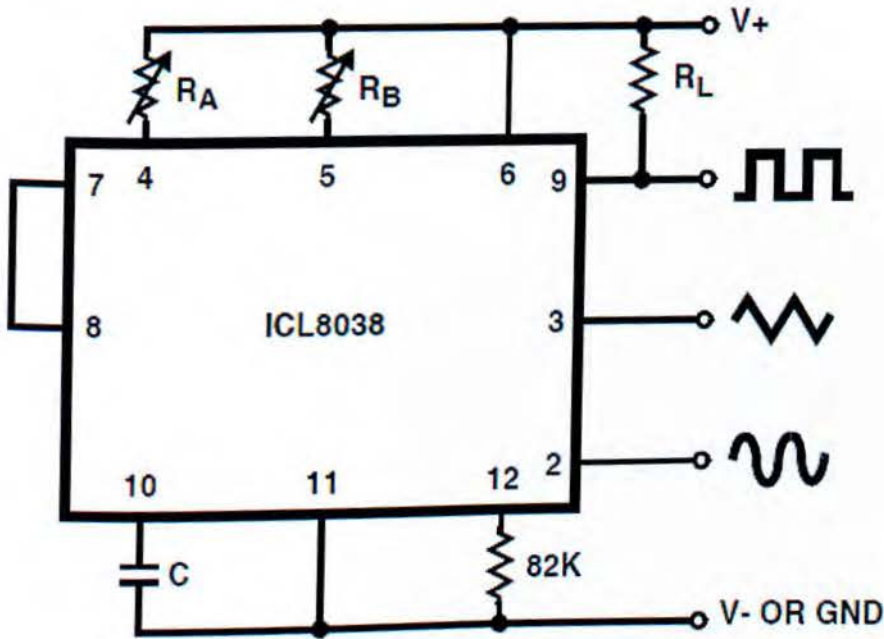
Περισσότερες πληροφορίες σχετικές με το συγκεκριμένο ολοκληρωμένο δίνονται στο φύλλο δεδομένων του, στο παράρτημα Α.

Η συνδεσμολογία του ICL8038 και η επιλογή των στοιχείων έγινε με βάση κάποια κριτήρια. Αρχικά έπρεπε να διασφαλιστεί ότι ο κύκλος δραστηριότητας της κυματομορφής θα είναι 50 %. Αυτό σημαίνει ότι ο χρόνος (t_2) που η κυματομορφή θα έχει θετικές τιμές, θα είναι ίσος με τον χρόνο (t_1) που η κυματομορφή θα περνάει στα αρνητικά (Σχήμα 4.2.7).



Σχήμα 4.2.7 Οι εξοδοι του ICL8038 για κύκλο δραστηριότητας 50%, [4.2].

Το κύκλωμα του σχήματος 4.2.8 δίνεται από το φύλλο δεδομένων του ICL8038.



Σχήμα 4.2.8 Προτεινόμενη συνδεσμολογία του ICL8038 από το φύλλο δεδομένων,[4.2]

Επίσης στο φύλλο δεδομένων δίνονται οι σχέσεις 4-3 και 4-4.

$$t_1 = R_a * \frac{C}{0.66} \quad (4-3)$$

$$t_2 = R_a * R_b * \frac{C}{0.66 * (2 * R_a - R_b)} \quad (4-4)$$

Έτσι ο κύκλος δραστηριότητας 50% επιτυγχάνεται όταν ισχύει η σχέση 4-5.

$$t_1 = t_2 \rightarrow R_a * \frac{C}{0.66} = R_a * R_b * \frac{C}{0.66 * (2 * R_a - R_b)} \rightarrow$$

$$\frac{R_b}{2 * R_a - R_b} = 1 \rightarrow R_b = 2 * R_a - R_b \rightarrow$$

$$2 * R_a = 2 * R_b \rightarrow R_a = R_b \quad (4-5)$$

Άρα κύκλος δραστηριότητας 50% επιτυγχάνεται όταν $R_a=R_b$.

Ένα άλλο κριτήριο που πρέπει να ικανοποιείται είναι ότι η συχνότητα της ημιτονικής κυματομορφής πρέπει να είναι 50Hz. Η περίοδος του ημιτόνου δίνεται από την σχέση 4-6.

$$T = t_1 + t_2 \quad (4-6)$$

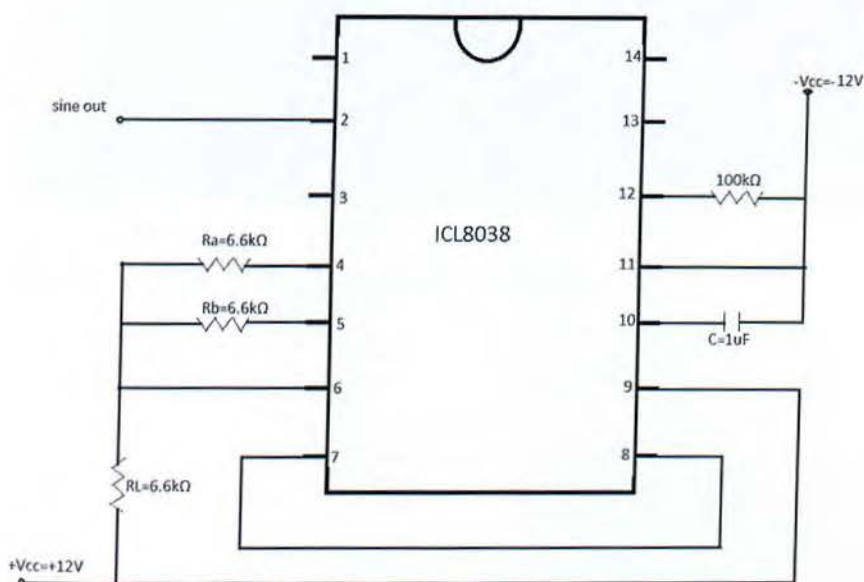
Για $R_a=R_b=R$ ισχύει η 4-7.

$$T = \frac{2 * R * C}{0.66} = \frac{R * C}{0.33} \quad (4-7)$$

Άρα η συχνότητα του ημιτόνου δίνεται από την σχέση 4.8.

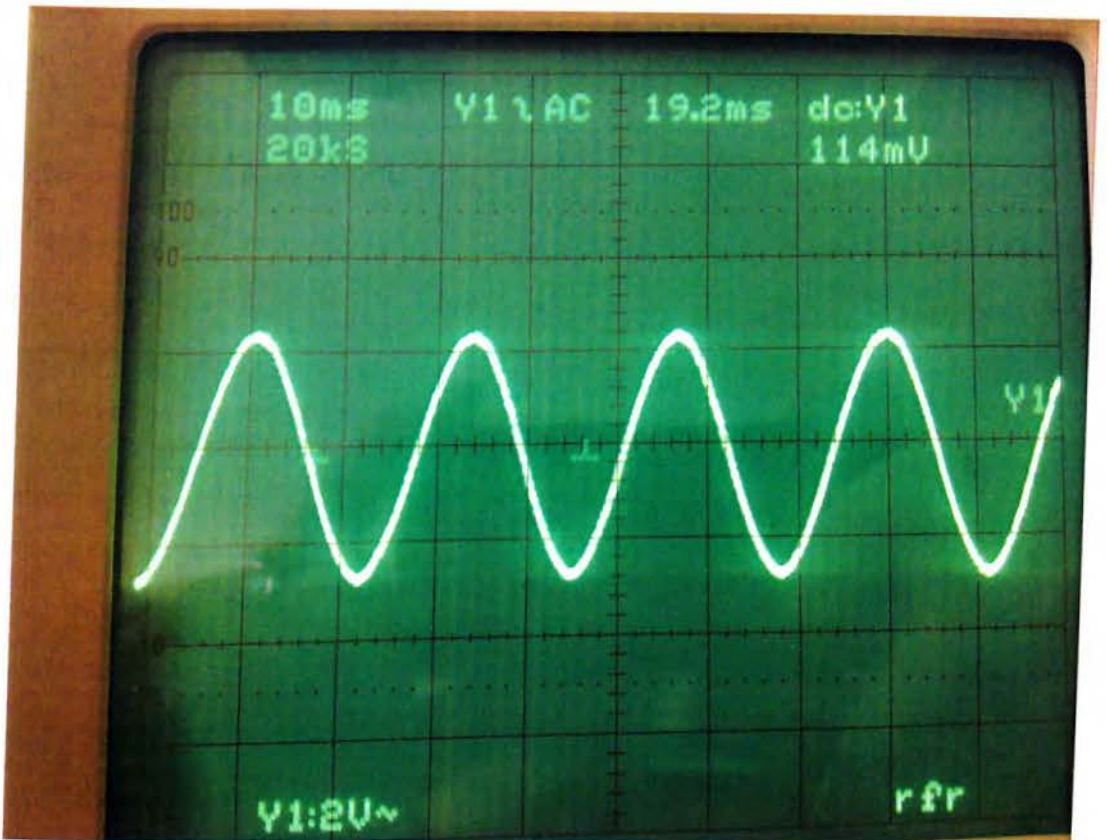
$$f = \frac{1}{T} \rightarrow f = \frac{0.33}{R * C} \quad (4 - 8)$$

Για επιθυμητή συχνότητα 50Hz και $R=6.6k\Omega$ προκύπτει ότι $C=1\mu F$.



Σχήμα 4.2.9 Συνδεσμολογία του ICL8038

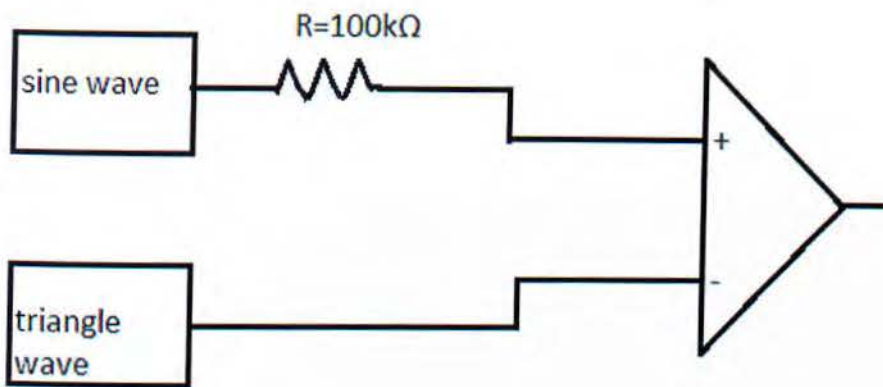
Η έξοδος του ICL8038 προκύπτει συνδέοντας το κύκλωμα του σχήματος 4.2.9 με την τροφοδοσία και τον ακροδέκτη 2 στον παλμογράφο και το αποτέλεσμα φαίνεται στο σχήμα 4.2.10.



Σχήμα 4.2.10 Η έξοδος του ICL8038

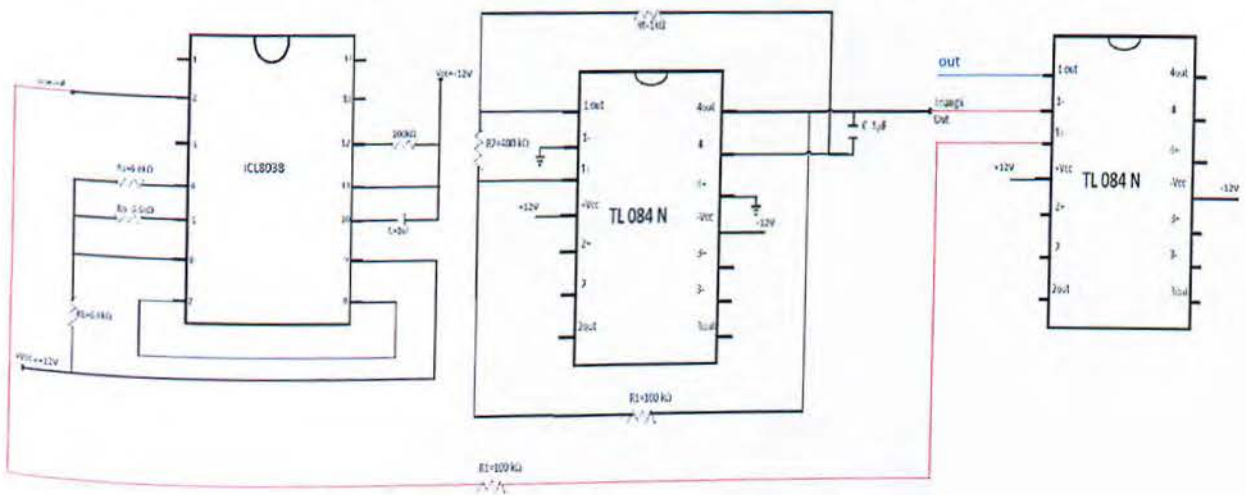
4.2.3 Ο συγκριτής τάσης

Για την σύγκριση των παραπάνω σημάτων χρησιμοποιήσαμε έναν τελεστικό ενισχυτή ως συγκριτή τάσης (σχήμα 4.2.11).



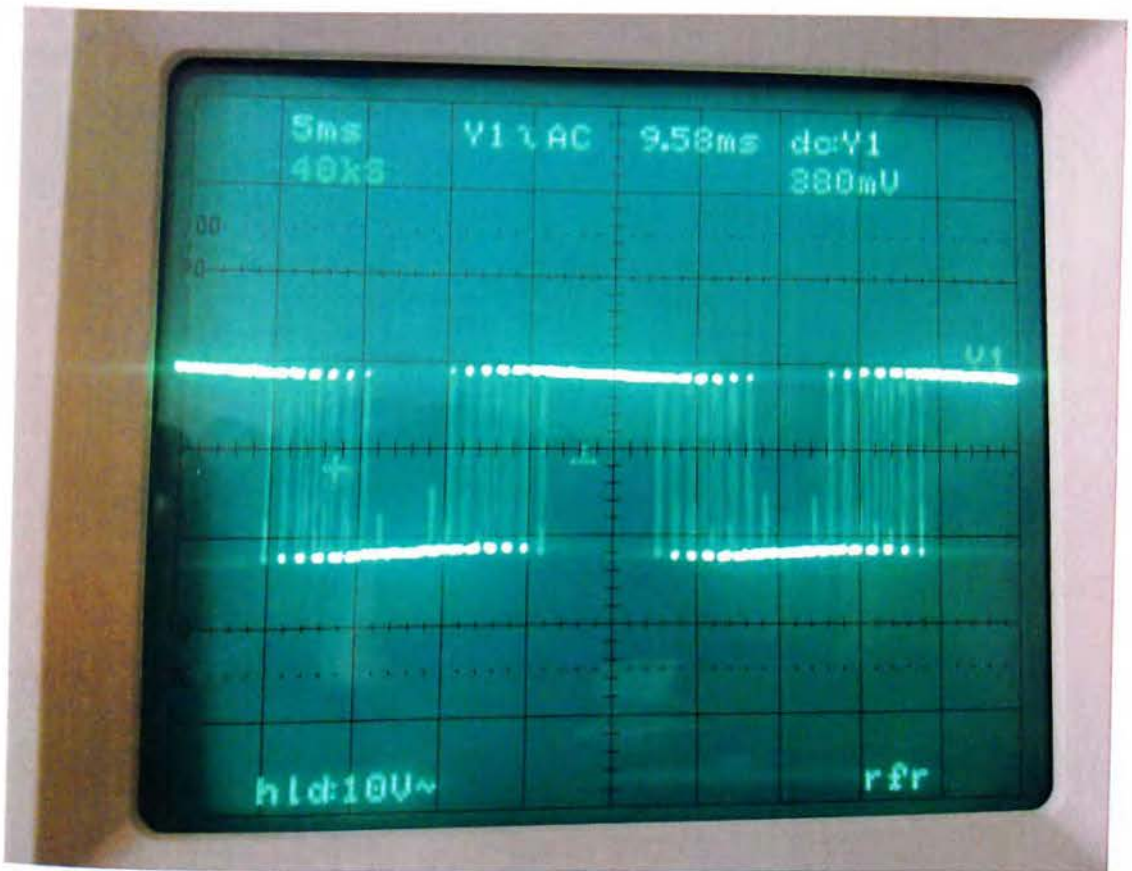
Σχήμα 4.2.11 Το κύκλωμα του συγκριτή τάσης

Για την πραγματοποίηση του κυκλώματος χρησιμοποιήσαμε το ίδιο ολοκληρωμένο που χρησιμοποιήσαμε για την κατασκευή του τριγωνικού ταλαντωτή, το TL084N και το ολοκληρωμένο κύκλωμα φαίνεται στο σχήμα 4.2.12.



Σχήμα 4.2.12 Το κύκλωμα σύγκρισης του ημιτονικού με τον τριγωνικό παλμό.

Συνδέοντας την έξοδο του συγκριτή (out) με τον παλμογράφο πήραμε τον παλμό που βλέπουμε στο σχήμα 4.2.13.

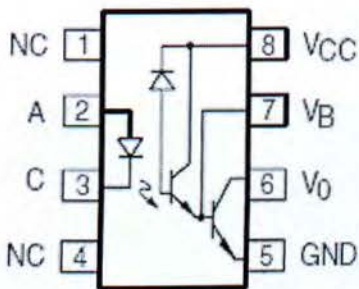


Σχήμα 4.2.13 Η έξοδος του συγκριτή

4.2.4 Ο optocoupler

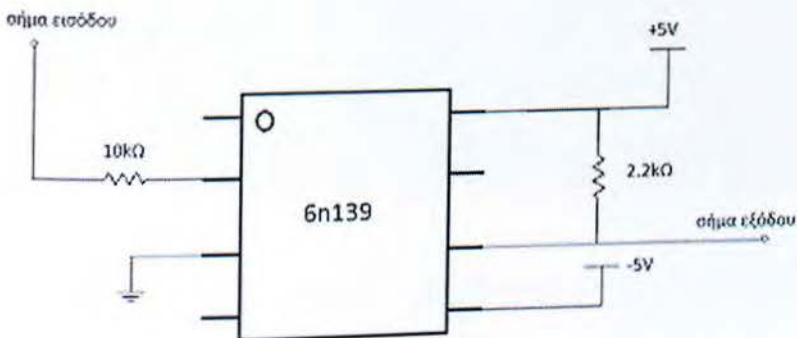
Ο optocoupler χρησιμοποιείται όταν πρέπει να μεταφερθούν σήματα από ένα υποσύστημα σε ένα άλλο με ασφάλεια. Αυτό σημαίνει ότι ο optocoupler έχει την δυνατότητα να απομονώνει δύο υποσυστήματα που μπορεί να λειτουργούν σε διαφορετικά επίπεδα τάσης και με αυτό τον τρόπο να τα προστατεύει για να μην επηρεαστούν και τα δύο σε περίπτωση βλάβης σε ένα από αυτά.

Ο optocoupler που χρησιμοποιήσαμε είναι σε μορφή ολοκληρωμένου κυκλώματος (ic) και είναι το 6N139 (Σχήμα 4.2.14). Περισσότερες πληροφορίες σχετικές με το συγκεκριμένο ολοκληρωμένο δίνονται στο φύλλο δεδομένων του, στο παράρτημα Α.



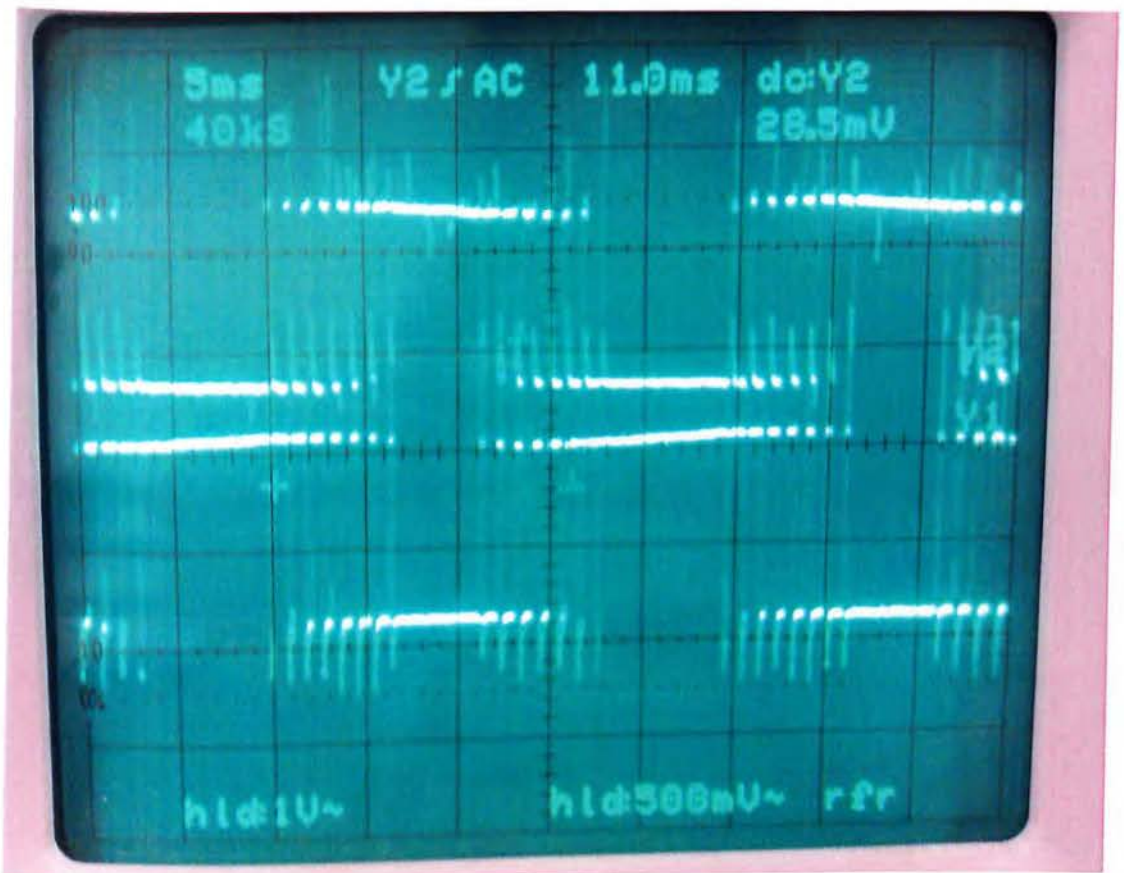
Σχήμα 4.2.14 Ο optocoupler 6N139,[4.3]

Στο σχήμα 4.2.15 βλέπουμε το κύκλωμα συνδεσμολογίας του optocoupler. Στον ακροδέκτη 2 οδηγούμε σαν σήμα εισόδου τον παλμό που παίρνουμε από την έξοδο του συγκριτή.



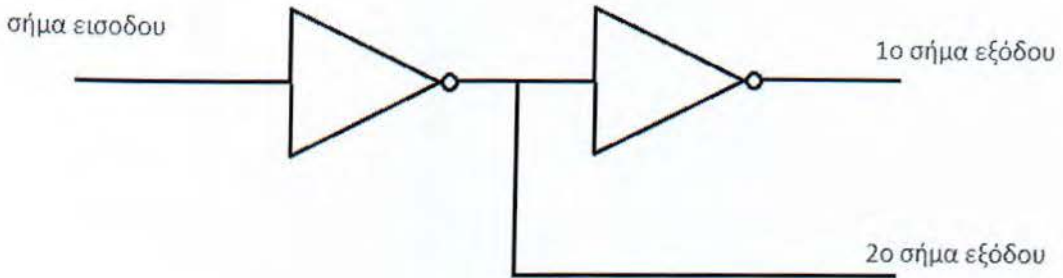
Σχήμα 4.2.15 Συνδεσμολογία του optocoupler

Η αρχική λογική για την συνέχεια του κυκλώματος ήταν το σήμα από την έξοδο του κυκλώματος του σχήματος 4.2.15 να οδηγηθεί σαν πρώτο σήμα εισόδου των drivers και το ανάστροφο σήμα να οδηγηθεί σαν δεύτερο σήμα εισόδου των drivers. Η αναστροφή του σήματος έγινε με μια λογική πύλη NOT. Δημιουργήθηκε όμως το εξής πρόβλημα: το ύψος των παλμών από τον optocoupler ήταν μεγαλύτερο από το ύψος των παλμών της πύλης NOT όταν συνδέαμε φορτίο (Σχήμα 4.2.16).



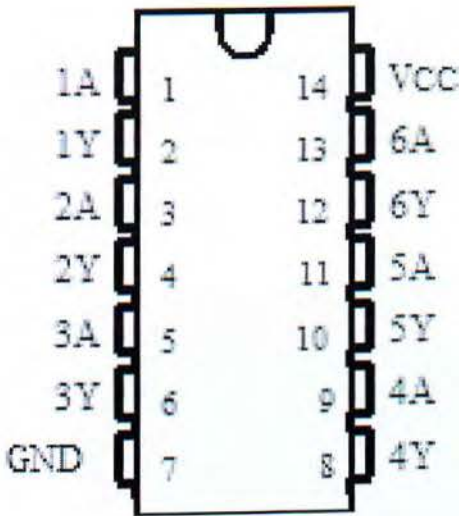
Σχήμα 4.2.16 Το σήμα που εξάγεται από τον optocoupler και το ανάστροφό του.

Για τον λόγο αυτό, τον παλμό του optocoupler τον οδηγήσαμε σε μία πύλη NOT και την έξοδο αυτής της πύλης την οδηγήσαμε σε μια άλλη πύλη NOT (Σχήμα 4.2.17).



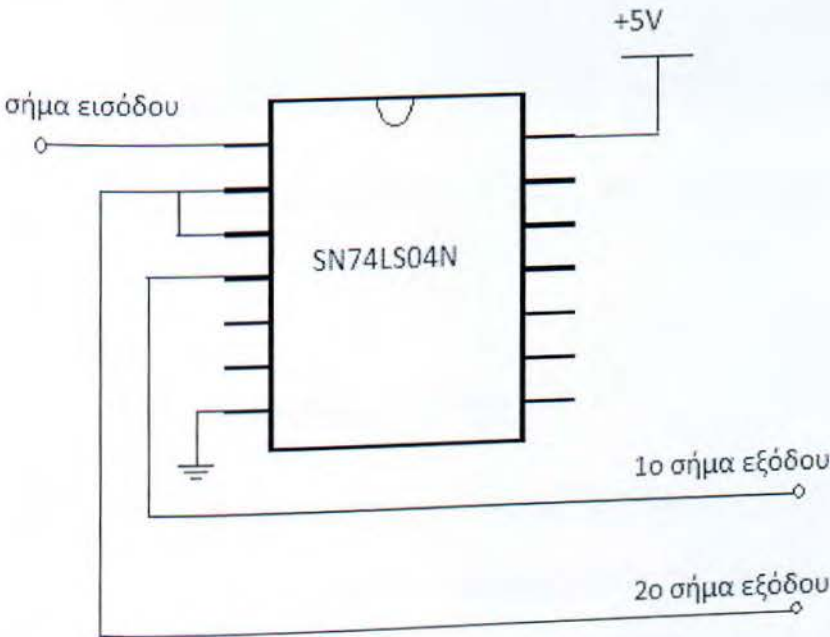
Σχήμα 4.2.17 Οι πύλες NOT

Για την πραγματοποίηση του κυκλώματος του σχήματος 4.2.17 χρησιμοποιήσαμε το ολοκληρωμένο SN74LS04N που αποτελείται από έξι πύλες NOT (Σχήμα 4.2.18). Περισσότερες πληροφορίες σχετικές με το συγκεκριμένο ολοκληρωμένο δίνονται στο φύλλο δεδομένων του, στο παράρτημα Α.



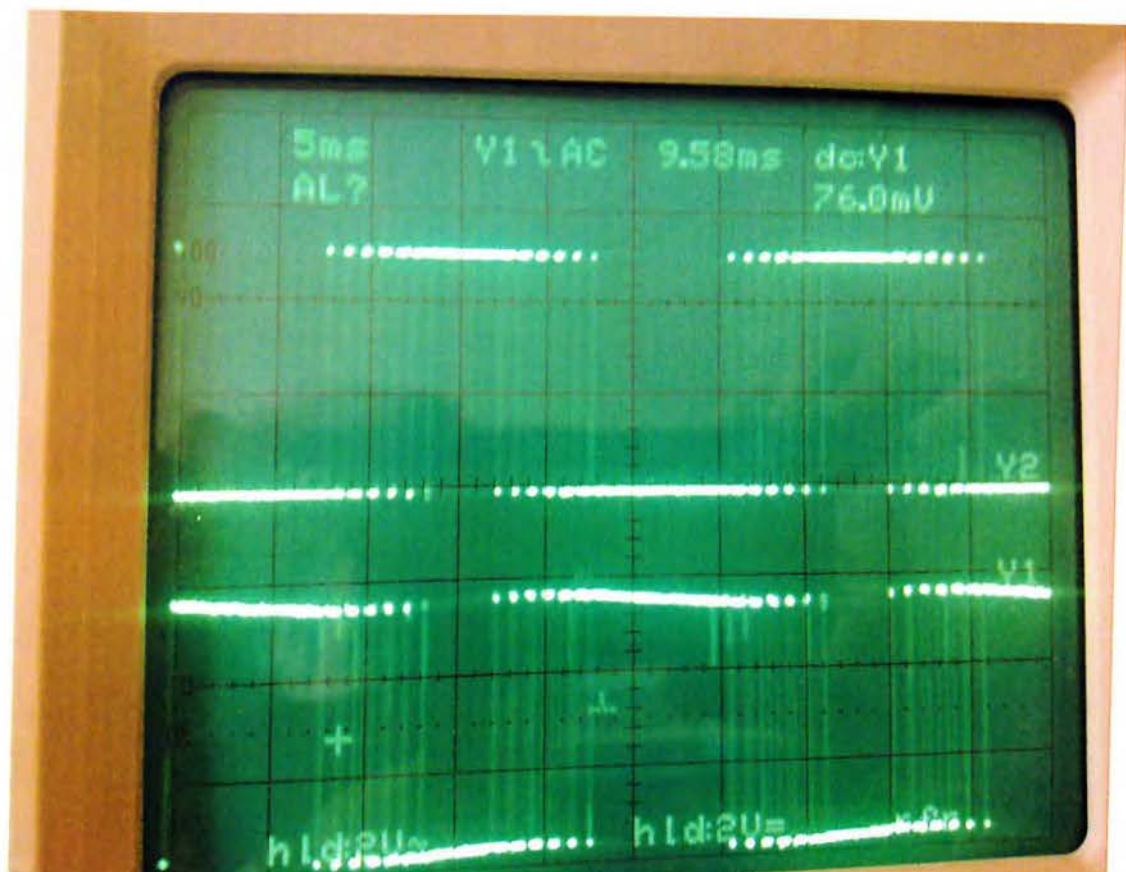
Σχήμα 4.2.18 Το ολοκληρωμένο SN74LS04N,[4.4]

Οι ακροδέκτες 1A και 1 Y είναι η είσοδος και η έξοδος αντίστοιχα της πρώτης πύλης NOT, οι 2 A και 2 Y είναι η είσοδος και η έξοδος της δεύτερης πύλης κ.ο.κ.



Σχήμα 4.2.19 Συνδεσμολογία του ολοκληρωμένου SN74LS04N

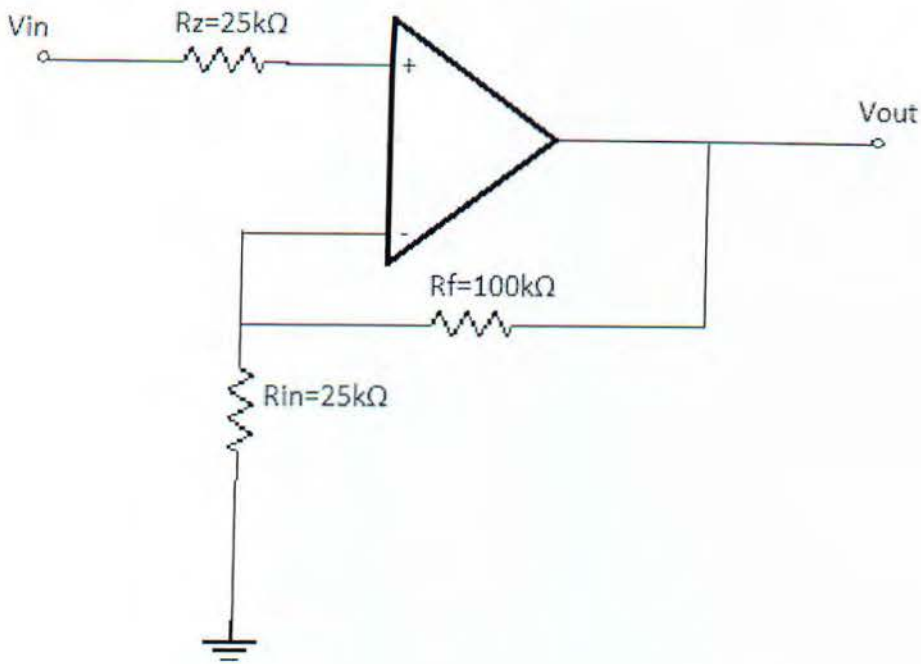
Σαν σήμα εισόδου (σχήμα 4.2.19) παίρνουμε το σήμα από τον optocoupler ενώ οι δύο έξοδοι του κυκλώματος φαίνονται στο σχήμα 4.2.20.



Σχήμα 4.2.20 Τα δύο σήματα εξόδου από τις δύο πύλες.

4.2.5 Οι ενισχυτές τάσης

Αυτά τα δύο σήματα όπως βλέπουμε στο σχήμα 4.2.20 έχουν το ίδιο ύψος αλλά παραμένουν σε χαμηλές τιμές (5V). Για την ενίσχυση τους χρησιμοποιήσαμε δύο τελεστικούς ενισχυτές (Σχήμα 4.2.21).



Σχήμα 4.2.21 Ενισχυτής τάσης

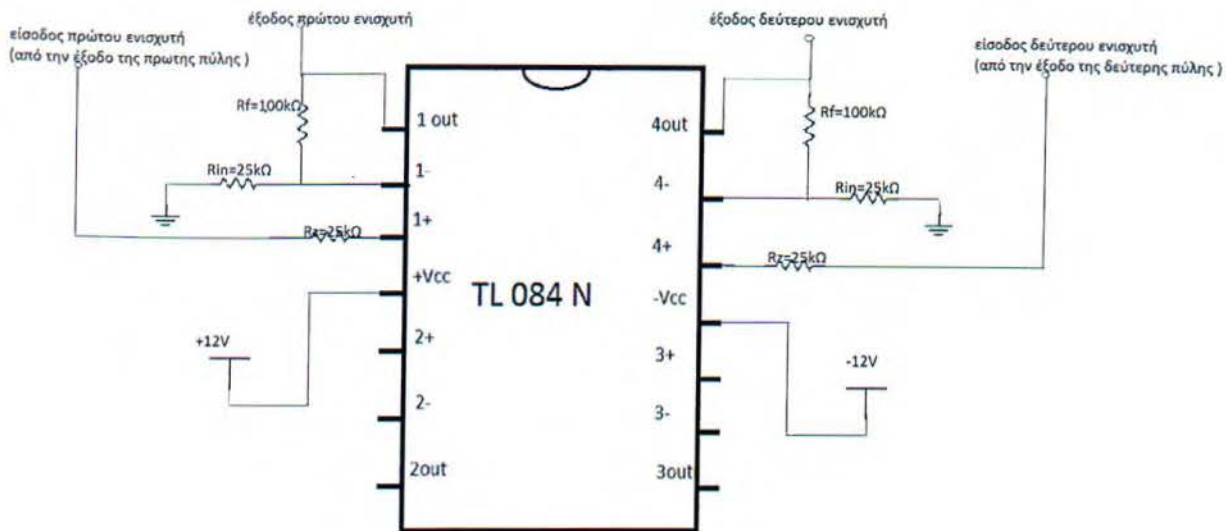
Σαν τάση εισόδου (V_{in}) του πρώτου ενισχυτή χρησιμοποιήσαμε την έξοδο της πρώτης πύλης NOT ενώ σαν τάση εισόδου του δεύτερου ενισχυτή χρησιμοποιήσαμε την έξοδο της άλλης πύλης NOT.

Η τάση εισόδου και η τάση εξόδου συνδέονται με τη σχέση 4-9.

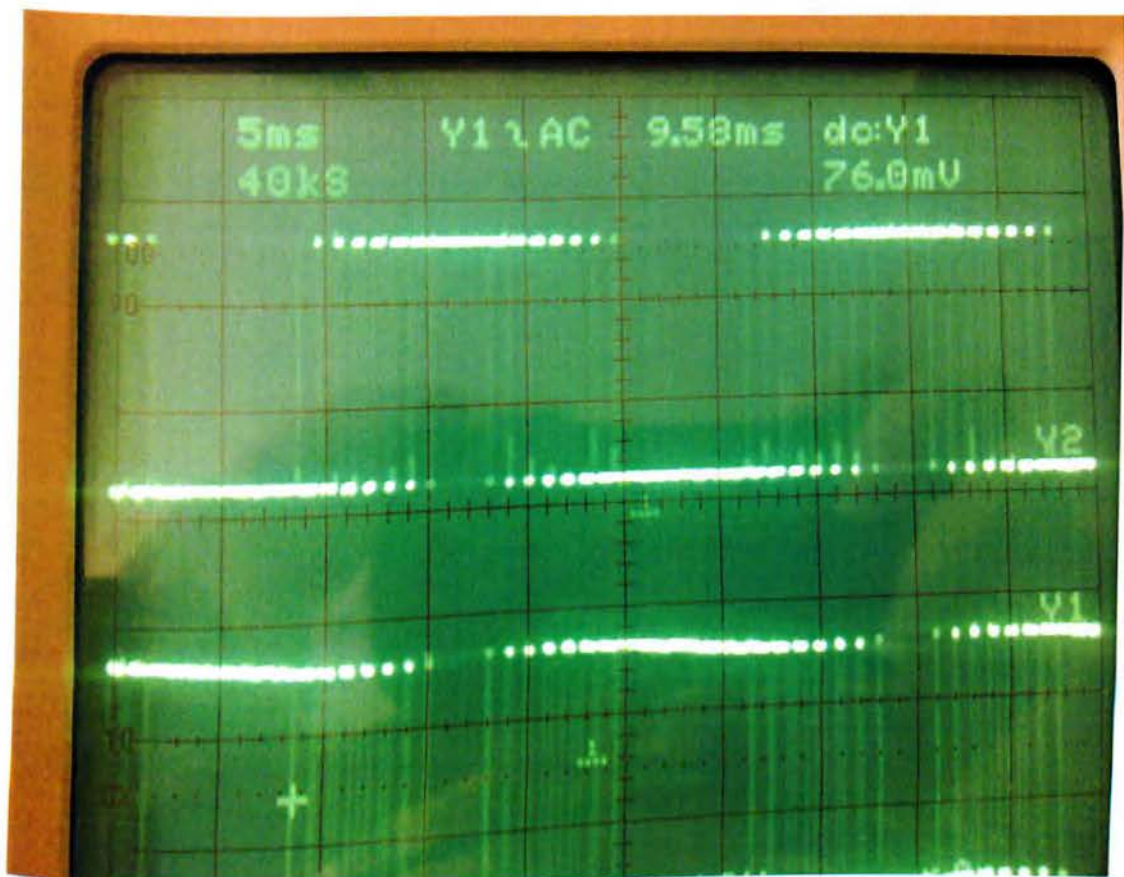
$$V_{out} = \frac{V_{in}}{2} * \frac{R_f}{R_{in} + 1} \quad (\text{Πειραματική σχέση}) \quad (4-9)$$

Έτσι για $V_{in} = 5 \text{ V}$, $R_f = 100 \text{ k}\Omega$ και $R_{in} = 25 \text{ k}\Omega$ έχουμε τάση εξόδου $V_{out} = 12.5 \text{ V}$.

Για την κατασκευή των ενισχυτών χρησιμοποιήσαμε το ολοκληρωμένο TL084N και το κύκλωμα φαίνεται στο σχήμα 4.2.22.

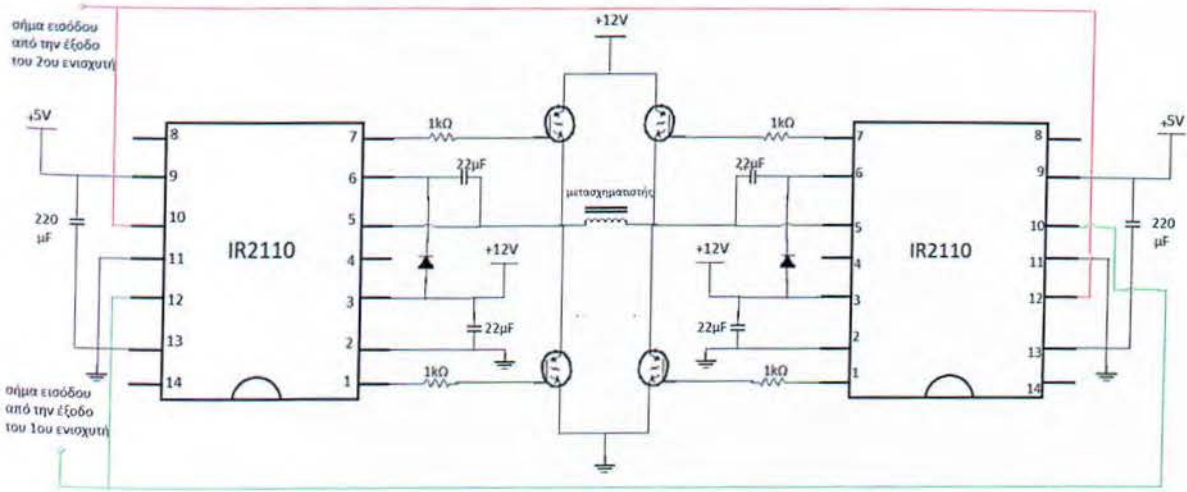


Σχήμα 4.2.22 Οι δύο ενισχυτές τάσης με το TL084N

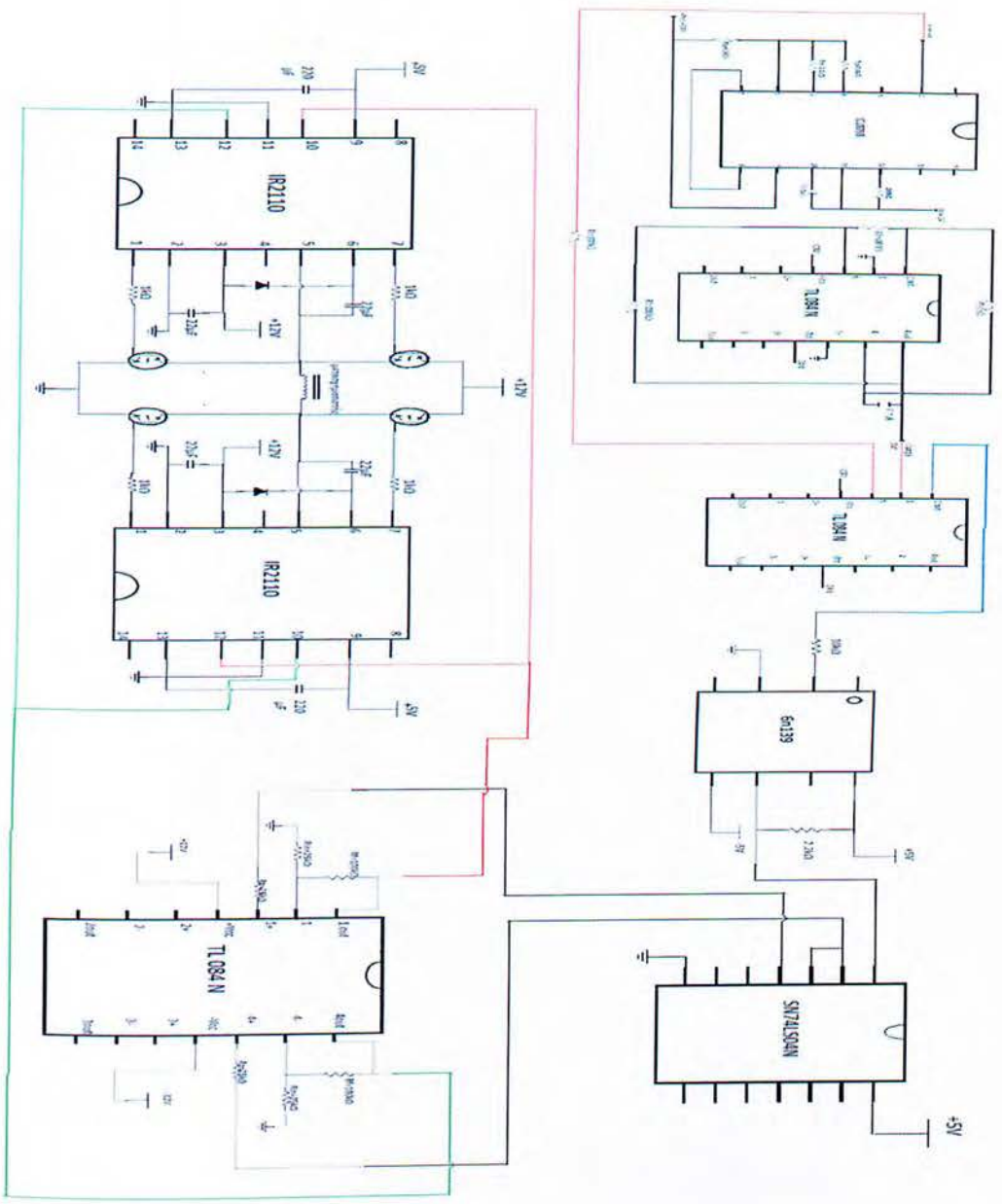


4.3 Το κύκλωμα οδήγησης και ο αντιστροφέας πλήρης γέφυρας

Σαν οδηγούς για τα IGBTs χρησιμοποιήσαμε το ολοκληρωμένο IR2110. Το κύκλωμα οδήγησης δίνεται στο σχήμα 4.3.1. Περισσότερες πληροφορίες σχετικές με το συγκεκριμένο ολοκληρωμένο δίνονται στο φύλλο δεδομένων του, στο παράρτημα Α.



Σχήμα 4.3.1 Οι drivers IR2110 και τα IGBT's PSMN035,[4.5]



Σχήμα 4.3.2 Τελικό κύκλωμα

[4.1] http://chaos.c4lab.el.teithe.gr/kioskeridis/Power_Electronics_02_All_Switches.pdf

[4.2] <http://www.intersil.com/data/fn/fn2864.pdf>

[4.3] <http://i2c2p.twibright.com/datasheet/6n139.pdf>

[4.4] <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/27356/TI/SN74LS04N.html>

[4.5] <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/irf/ir2110.pdf>

Κεφάλαιο 5

5.1 Εισαγωγή

Στόχος αυτής της πτυχιακής είναι η κατασκευή ενός μονοφασικού αντιστροφέα (inverter), δηλαδή να μετατρέψουμε μια πηγή συνεχούς τάσης σε μία πηγή εναλλασσόμενης τάσης. Αυτό μπορεί να γίνει με δύο τρόπους. Ο πρώτος τρόπος είναι να πρώτα να ανυψώσουμε την συνεχή τάση στην επιθυμητή τιμή και στην συνέχεια να γίνει η αντιστροφή. Ο δεύτερος τρόπος είναι να γίνει πρώτα η αντιστροφή (μετατροπή της συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη) και στην συνέχεια να ανυψωθεί στα

220V που είναι η επιθυμητή τιμή. Αυτή η πτυχιακή εργασία εστιάζει στον δεύτερο τρόπο.

5.2 Συμπεράσματα και δυσκολίες

Το πρώτο στάδιο ήταν από μία συνεχή τάση 12 V να δημιουργηθούν ένας τριγωνικός και ένας ημιτονικός παλμός οι οποίοι θα συγκρίνονταν. Για την παραγωγή αυτών των παλμών επιλέχθηκαν οι ταλαντωτές (oscillators) που είναι κυκλώματα που χρησιμοποιούνται για την δημιουργία παλμών (τετραγωνικού, ημιτονικού, τριγωνικού κ.ά.). Το πρόβλημα όμως ήταν ότι αυτά τα κυκλώματα είναι πολύ δύσκολο έως και αδύνατο να προσομοιωθούν. Αν και κάναμε πολλές προσπάθειες με τους επόπτες καθηγητές μας να τα προσομοιώσουμε σε προγράμματα όπως το MatLab και το MultiSim δεν τα καταφέραμε. Γι αυτό αποφασίσαμε να βασιστούμε μόνο στους μαθηματικούς υπολογισμούς που συνόδευαν τα συγκεκριμένα κυκλώματα (ενότητες 4.2.1 και 4.2.2). Βάση αυτών των υπολογισμών αγοράσαμε τα στοιχεία που αποτελούν τα κυκλώματα. Το αποτέλεσμα ήταν να δουλέψει μόνο ο τριγωνικός ταλαντωτής. Γι αυτό αποφασίσαμε τον ημιτονικό παλμό να τον παράγουμε από ένα έτοιμο ολοκληρωμένο, το ICL8038. Αυτό το ολοκληρωμένο συντονίστηκε στο να εξάγει ένα ημίτονο συχνότητας 50Hz και ύψους 5V. Στο ίδιο ύψος συντονίστηκε και ο τριγωνικός ταλαντωτής με συχνότητα όμως 1kHz.

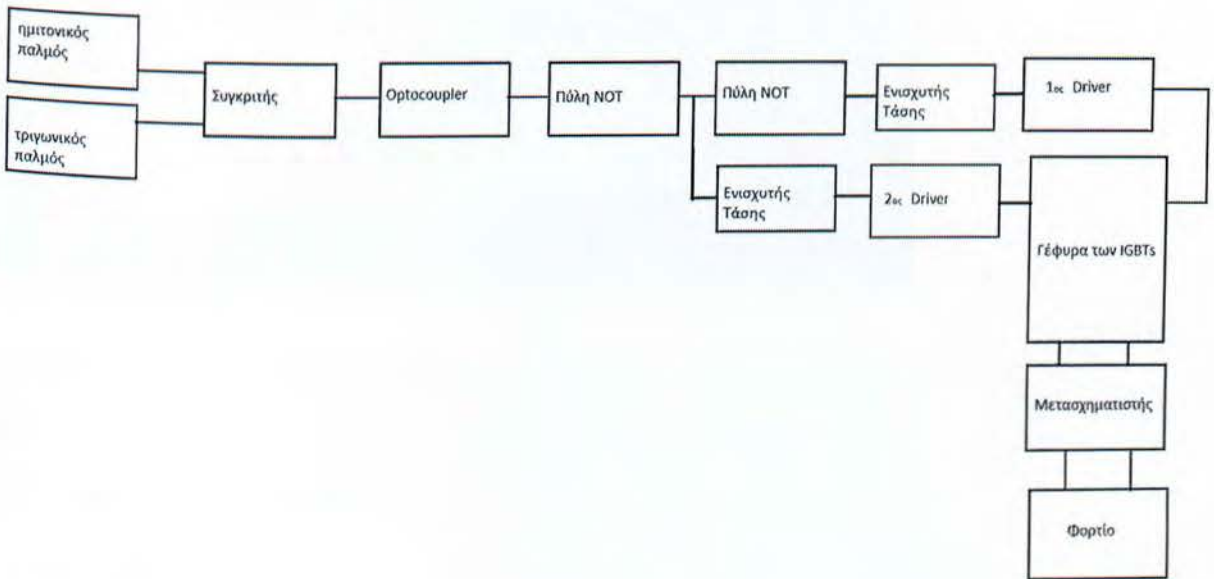
Αυτοί οι δύο παλμοί συγκρίθηκαν με έναν τελεστικό ενισχυτή. Το αποτέλεσμα της σύγκρισης ήταν ένας παλμός ο οποίος φαίνεται στο σχήμα 4.2.13 του τέταρτου κεφαλαίου. Στην συνέχεια χρησιμοποιήσαμε έναν Optocoupler ο ρόλος του οποίου είναι κυρίως να απομονώνει το κύκλωμα που τροφοδοτείται από αυτό που τροφοδοτεί. Το συγκεκριμένο ολοκληρωμένο δεν προκαλεί καμία αλλαγή στο σήμα.

Το επόμενο στάδιο ήταν η παραγωγή του αντίστροφου σήματος. Αυτό έγινε με μία λογική πύλη NOT. Η έξοδος όμως της πύλης είχε μικρότερο ύψος από αυτό του Optocoupler. Γι αυτό την έξοδο της πύλης την οδηγήσαμε σε μία δεύτερη πύλη NOT που στην ουσία μας έδωσε το ίδιο σήμα με τον Optocoupler αλλά με ίδιο ύψος με της πρώτης πύλης. Έτσι έχουμε δύο σήματα ίδιου ύψους και αντίθετα.

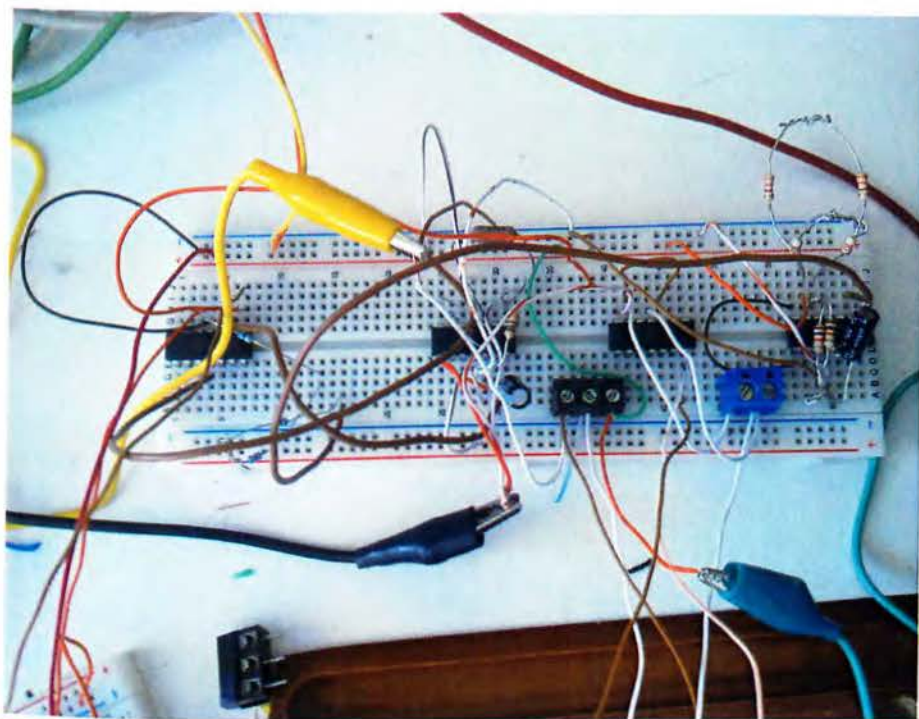
Παρ' όλα αυτά όμως όταν τα οδηγήσαμε στο κύκλωμα που οδηγεί τα IGBTs δεν είχαμε τα επιθυμητά αποτελέσματα γιατί αν και είχαν το ίδιο ύψος αυτό παράμενε χαμηλό(5V). Έτσι χρησιμοποιήσαμε δύο ενισχυτές τάσης και καταφέραμε μία ενίσχυση τάσης στα 12.5V. Αυτά τα δύο ενισχυμένα σήματα είναι τα σήματα εισόδου των δύο οδηγών (drivers) IR2110 που καθένας από αυτούς οδηγεί δύο IGBTs.

Τέλος, στην έξοδο της γέφυρας των IGBTs βάλαμε ένα μετασχηματιστή 6V/220V. Η τάση που πήραμε στην έξοδο του μετασχηματιστή ήταν 190V και συχνότητας 50Hz. Η ένταση του

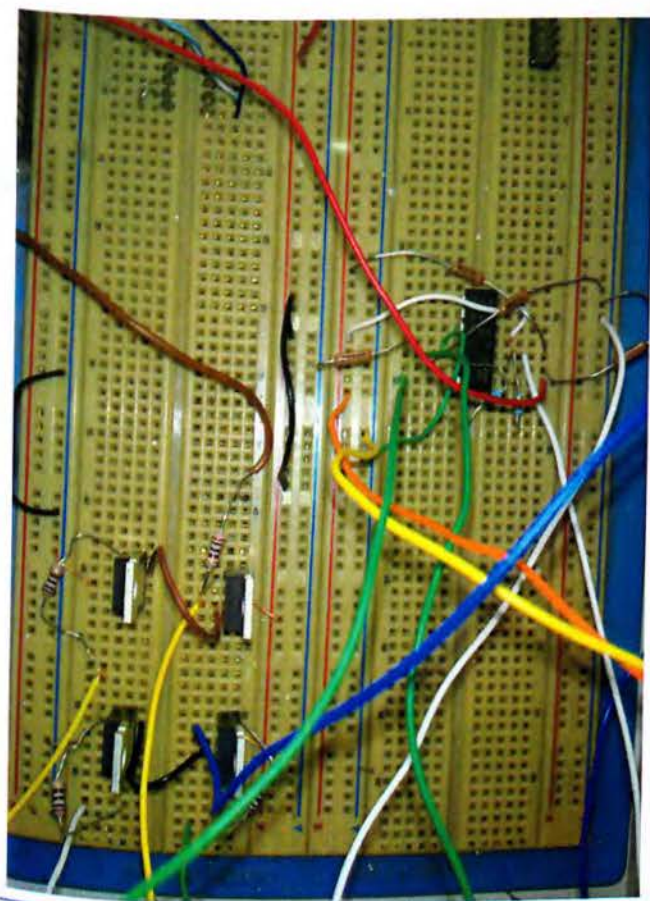
ρεύματος μετρήθηκε 2.7A. Τοποθετήσαμε σαν φορτίο ένα μίξερ χειρός μικρής κατανάλωσης ισχύος και μία λάμπα τα οποία δούλεψαν επιτυχώς. Στο σχήμα 5.1 βλέπουμε το πλήρες κύκλωμα σε μορφή διαγράμματος.



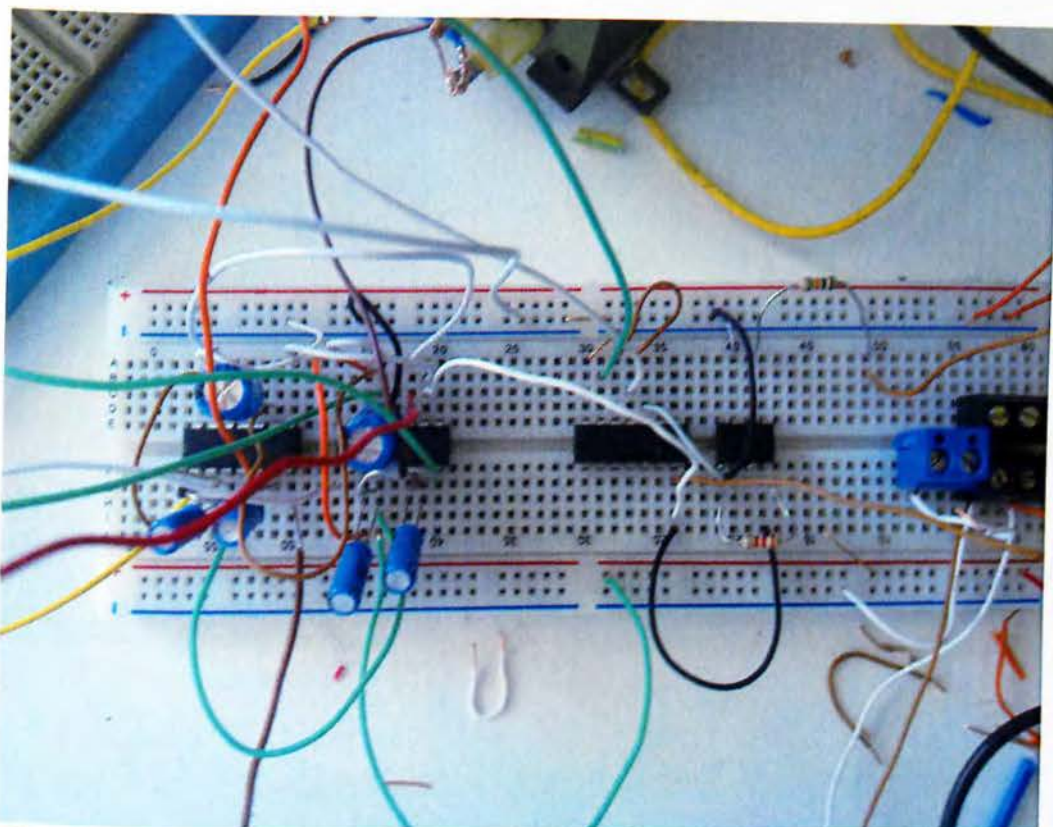
Σχήμα 5.1 Το κύκλωμα σε μορφή διαγράμματος



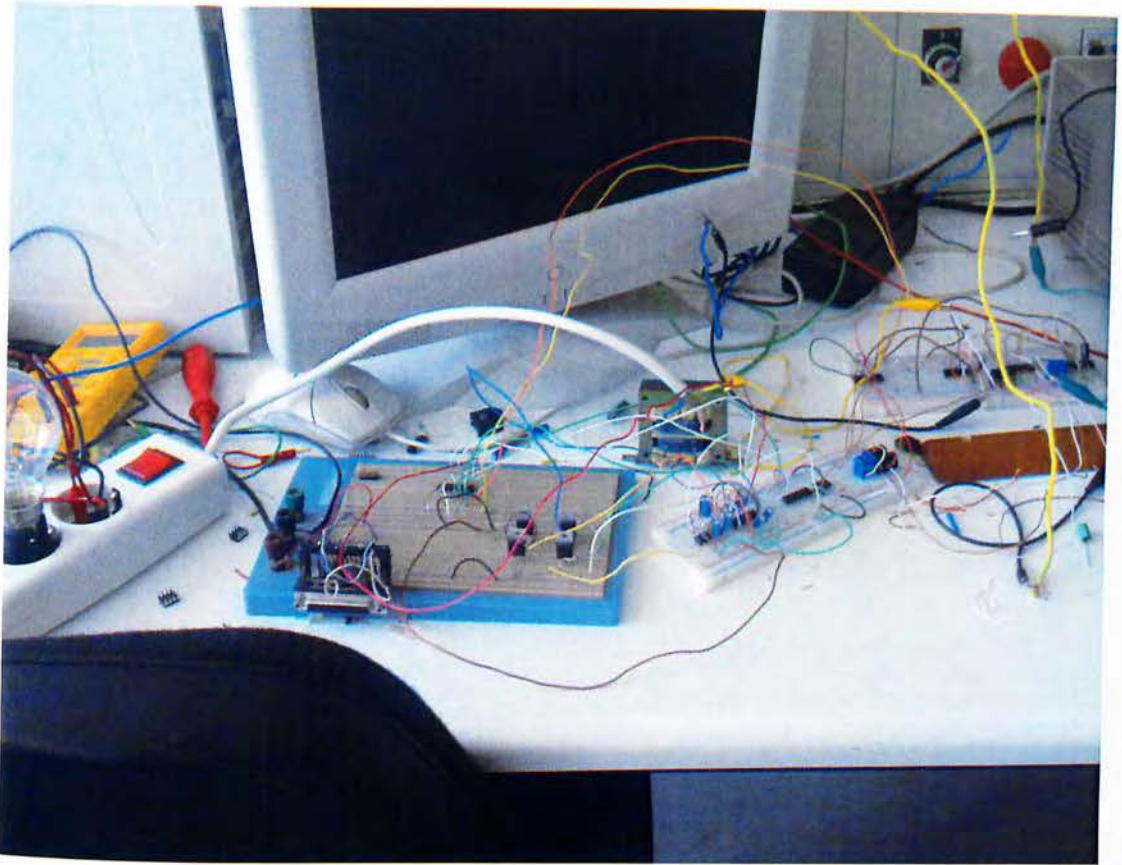
Σχήμα 5.2 Το ολοκληρωμένο παραγωγής ημιτονικού παλμού, η πύλη NOT, ο τριγωνικός ταλαντωτής και ο συγκριτής τάσης (από αριστερά προς τα δεξιά)



Σχήμα 5.3 Επάνω δεξιά οι ενισχυτές τάσης, κάτω αριστερά η γέφυρα των IGBTs.



Σχήμα 5.4 Δεξιά ο Optocoupler, η πύλη NOT και αριστερά οι drivers IR2110.



Σχήμα 5.5 Ολόκληρο το κύκλωμα όπως αυτό κατασκευάστηκε στο εργαστήριο.

Παράρτημα Α (datasheets)

A1) Το φύλλο δεδομένων του TL084N

TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B TL082Y, TL084, TL084A, TL084B, TL084Y JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

©L08081E - FEBRUARY 1977 - REVISED FEBRUARY 1999

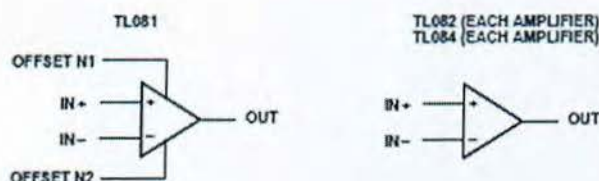
- Low Power Consumption
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- Low Total Harmonic Distortion . . . 0.003% Typ
- High Input Impedance . . . JFET-Input Stage
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate . . . 13 V/ μ s Typ
- Common-Mode Input Voltage Range Includes V_{CC+}

description

The TL08x JFET-input operational amplifier family is designed to offer a wider selection than any previously developed operational amplifier family. Each of these JFET-input operational amplifiers incorporates well-matched, high-voltage JFET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit. The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient. Offset adjustment and external compensation options are available within the TL08x family.

The C-suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C. The I-suffix devices are characterized for operation from -40°C to 85°C. The Q-suffix devices are characterized for operation from -40°C to 125°C. The M-suffix devices are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C.

symbols



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA Information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

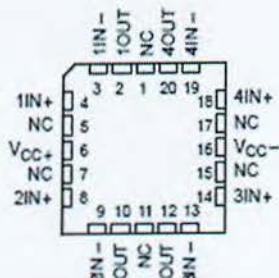
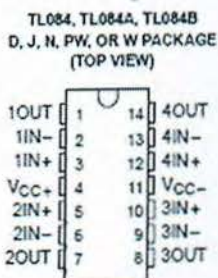
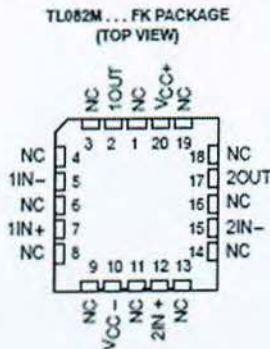
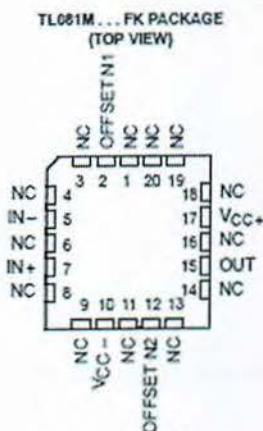
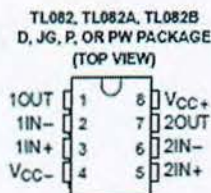
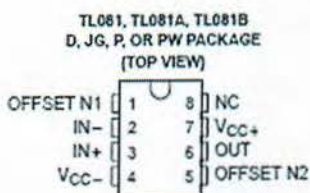
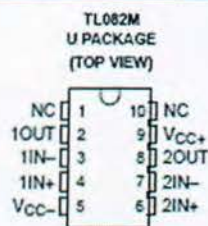
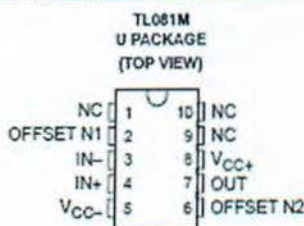
TEXAS
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 955305 • DALLAS, TEXAS 75295

Copyright © 1999, Texas Instruments Incorporated
On products compliant to MIL-PSI-38530, all parameters are tested unless otherwise noted. On all other products, production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B
TL082Y, TL084, TL084A, TL084B, TL084Y**
JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS081E - FEBRUARY 1977 - REVISED FEBRUARY 1999



NC - No internal connection

**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B
 TL082Y, TL084, TL084A, TL084B, TL084Y
 JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS
TL08081B - FEBRUARY 1977 - REVISED FEBRUARY 1989

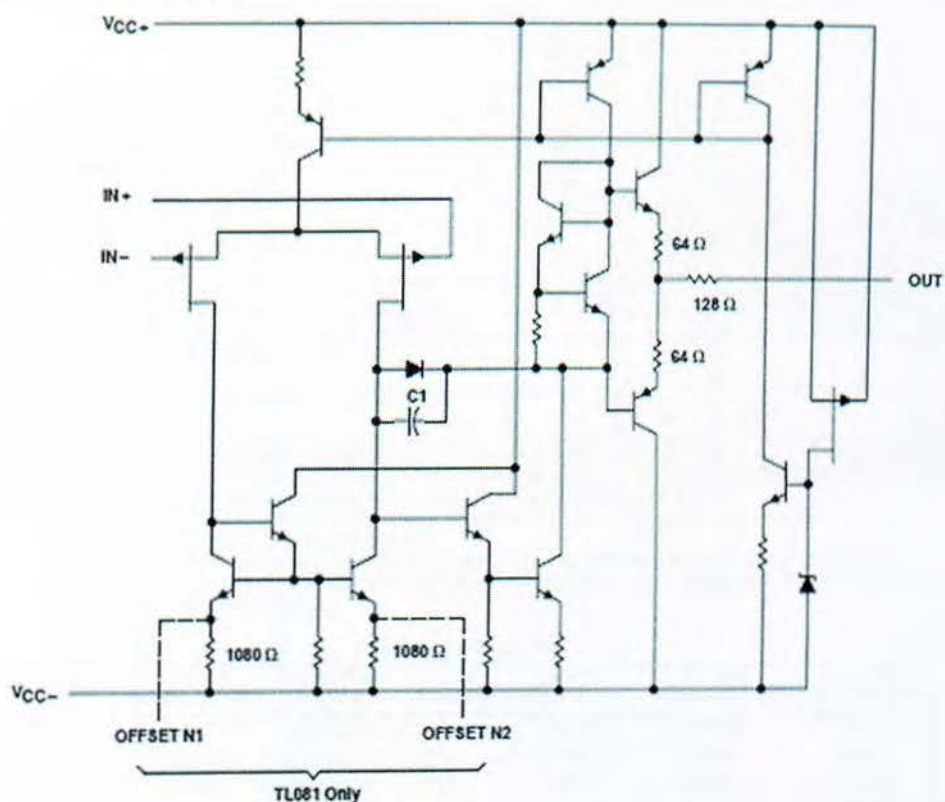
AVAILABLE OPTIONS

| T _A | V _{IO} /max AT 25°C | PACKAGED DEVICES | | | | | | | | | | CHIP FORM (Y) |
|----------------------|---------------------------------|----------------------------|----------------------------|-------------------------|-----------------------|------------------------|-----------------------|-----------------------|---------------|---------------------|---------------------|---------------------|
| | | SMALL OUTLINE (D008) | SMALL OUTLINE (D014) | CHIP CARRIER (FK) | CERAMIC DIP (J) | CERAMIC DIP (JG) | PLASTIC DIP (N) | PLASTIC DIP (P) | TSSOP (PW) | FLAT PACK (U) | FLAT PACK (W) | |
| 0°C to 70°C | 15 mV | TL081CD | — | — | — | — | — | TL081CP | TL081CPW | — | — | — |
| | 6 mV | TL081ACD | — | — | — | — | — | TL081ACP | — | — | — | — |
| | 3 mV | TL081BCD | — | — | — | — | — | TL081BCP | — | — | — | — |
| 0°C to 70°C | 15 mV | TL082CD | — | — | — | — | — | TL082CP | TL082CPW | — | — | TL082Y |
| | 6 mV | TL082ACD | — | — | — | — | — | TL082ACP | — | — | — | — |
| | 3 mV | TL082BCD | — | — | — | — | — | TL082BCP | — | — | — | — |
| -40°C to 85°C | 15 mV | — | TL084CD | — | — | — | TL084CN | — | TL084CPW | — | — | TL084Y |
| | 6 mV | — | TL084ACD | — | — | — | TL084ACN | — | — | — | — | — |
| | 3 mV | — | TL084BCD | — | — | — | TL084BCN | — | — | — | — | — |
| -40°C to 125°C | 6 mV | TL081ID | — | — | — | — | — | TL081IP | — | — | — | — |
| | 6 mV | TL082ID | — | — | — | — | — | TL082IP | — | — | — | — |
| -40°C to 125°C | 6 mV | TL084ID | — | — | — | — | TL084IN | — | — | — | — | — |
| | 9 mV | — | TL084QD | — | — | — | — | — | — | — | — | — |
| -55°C to 125°C | 6 mV | — | — | TL081MFK | — | TL081MJG | — | — | — | TL081MU | — | — |
| | 6 mV | — | — | TL082MFK | — | TL082MJG | — | — | — | TL082MU | — | — |
| | 9 mV | — | — | TL084MFK | TL084MJ | — | — | — | — | — | TL084MV | — |

The D package is available taped and reeled. Add R suffix to the device type (e.g., TL081CDR).

TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B
 TL082Y, TL084, TL084A, TL084B, TL084Y
JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS
SLOS081E - FEBRUARY 1977 - REVISED FEBRUARY 1999

schematic (each amplifier)



Component values shown are nominal.

TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B
 TL082Y, TL084, TL084A, TL084B, TL084Y
JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS
SLOS081E – FEBRUARY 1977 – REVISED FEBRUARY 1995

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

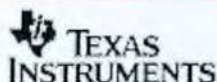
| | TL08_C TL08_AC TL08_BC | TL08_I | TL084Q | TL08_M | UNIT |
|--|------------------------------|------------------------|------------|------------|---------------------------|
| Supply voltage, V_{CC+} (see Note 1) | 18 | 18 | 18 | 18 | V |
| Supply voltage V_{CC-} (see Note 1) | -18 | -18 | -18 | -18 | V |
| Differential input voltage, V_{ID} (see Note 2) | ± 30 | ± 30 | ± 30 | ± 30 | V |
| Input voltage, V_I (see Notes 1 and 3) | ± 15 | ± 15 | ± 15 | ± 15 | V |
| Duration of output short circuit (see Note 4) | unlimited | unlimited | unlimited | unlimited | |
| Continuous total power dissipation | See Dissipation Rating Table | | | | |
| Operating free-air temperature range, T_A | 0 to 70 | -40 to 85 | -40 to 125 | -55 to 125 | $^{\circ}\text{C}$ |
| Storage temperature range, T_{stg} | -65 to 150 | -65 to 150 | -65 to 150 | -65 to 150 | $^{\circ}\text{C}$ |
| Case temperature for 60 seconds, T_C | | FK package | | | 260 $^{\circ}\text{C}$ |
| Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 50 seconds | | J or JG package | | | 300 $^{\circ}\text{C}$ |
| Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds | | D, N, P, or PW package | 260 | 260 | 260 $^{\circ}\text{C}$ |

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES: 1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
 2. Differential voltages are at $IN+$ with respect to $IN-$.
 3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 V, whichever is less.
 4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

DISSIPATION RATING TABLE

| PACKAGE | $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ POWER RATING | DERATING FACTOR | DERATE ABOVE T_A | $T_A = 70^{\circ}\text{C}$ POWER RATING | $T_A = 85^{\circ}\text{C}$ POWER RATING | $T_A = 125^{\circ}\text{C}$ POWER RATING |
|-------------|--|-----------------------------|-----------------------|--|--|---|
| D (8 pin) | 680 mW | 5.8 mW/ $^{\circ}\text{C}$ | 32 $^{\circ}\text{C}$ | 450 mW | 373 mW | N/A |
| D (14 pin) | 680 mW | 7.6 mW/ $^{\circ}\text{C}$ | 60 $^{\circ}\text{C}$ | 604 mW | 490 mW | 196 mW |
| FK | 680 mW | 11.0 mW/ $^{\circ}\text{C}$ | 88 $^{\circ}\text{C}$ | 680 mW | 680 mW | 273 mW |
| J | 680 mW | 11.0 mW/ $^{\circ}\text{C}$ | 88 $^{\circ}\text{C}$ | 680 mW | 680 mW | 273 mW |
| JG | 680 mW | 8.4 mW/ $^{\circ}\text{C}$ | 59 $^{\circ}\text{C}$ | 672 mW | 546 mW | 210 mW |
| N | 680 mW | 9.2 mW/ $^{\circ}\text{C}$ | 76 $^{\circ}\text{C}$ | 680 mW | 597 mW | N/A |
| P | 680 mW | 9.0 mW/ $^{\circ}\text{C}$ | 65 $^{\circ}\text{C}$ | 640 mW | 520 mW | N/A |
| PW (8 pin) | 525 mW | 4.2 mW/ $^{\circ}\text{C}$ | 25 $^{\circ}\text{C}$ | 336 mW | N/A | N/A |
| PW (14 pin) | 700 mW | 5.6 mW/ $^{\circ}\text{C}$ | 25 $^{\circ}\text{C}$ | 448 mW | N/A | N/A |
| U | 675 mW | 5.4 mW/ $^{\circ}\text{C}$ | 25 $^{\circ}\text{C}$ | 432 mW | 351 mW | 135 mW |
| W | 680 mW | 8.0 mW/ $^{\circ}\text{C}$ | 65 $^{\circ}\text{C}$ | 640 mW | 520 mW | 200 mW |



POST OFFICE BOX 655305 • DALLAS, TEXAS 75265

TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B
 TL082Y, TL084, TL084A, TL084B, TL084Y
 JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SL00221E – FEBRUARY 1977 – REVISED FEBRUARY 1999

electrical characteristics, $V_{CC} = \pm 15$ V (unless otherwise noted)

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | T_A^{\dagger} | TL081C TL082C TL084C | | | TL081AC TL082AC TL084AC | | | TL081BC TL082BC TL084BC | | | TL081I TL082I TL084I | | | UNIT |
|---|---|-----------------|----------------------------|------------------------|-------|-------------------------------|-----|------------------------|-------------------------------|------------------------|-------|----------------------------|----------|------------------|------|
| | | | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | |
| V_{IO} Input offset voltage | $V_O = 0$ $R_O = 50 \Omega$ | 25°C | | 3 | 15 | 3 | 6 | 2 | 3 | | 3 | 6 | | mV | |
| | | Full range | | | 20 | | 7.5 | | 5 | | | 9 | | | |
| μV_{IO} Temperature coefficient of input offset voltage | $V_O = 0$ $R_O = 50 \Omega$ | Full range | | 18 | | 18 | | 18 | | 18 | | 18 | | $\mu V/^\circ C$ | |
| I_{IO} Input offset current \ddagger | $V_O = 0$ | 25°C | | 5 | 200 | 5 | 100 | 5 | 100 | 5 | 100 | 5 | 100 | μA | |
| | | Full range | | 2 | | 2 | | 2 | | 2 | | 10 | | nA | |
| I_{IB} Input bias current \ddagger | $V_O = 0$ | 25°C | | 30 | 400 | 30 | 200 | 30 | 200 | 30 | 200 | 30 | 200 | μA | |
| | | Full range | | 10 | | 7 | | 7 | | 20 | | 20 | | nA | |
| V_{ICR} Common-mode input voltage range | | 25°C | | -12 ±11 10 15 | | -12 ±11 10 15 | | -12 ±11 10 15 | | -12 ±11 10 15 | | -12 ±11 10 15 | V | | |
| V_{OM} Maximum peak output voltage swing | $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ | 25°C | | ±12 | ±13.5 | | ±12 | ±13.5 | | ±12 | ±13.5 | | ±12 | ±13.5 | V |
| | $R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$ | Full range | | ±12 | | ±12 | | ±12 | | ±12 | | ±12 | | | |
| | $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$ | | | ±10 | ±12 | | ±10 | ±12 | | ±10 | ±12 | | ±10 | ±12 | |
| A_{VD} Large-signal differential voltage amplification | $V_O = \pm 10 \text{ V}$, $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$ | 25°C | | 25 | 200 | | 50 | 200 | | 50 | 200 | | 50 | 200 | V/mV |
| | $V_O = \pm 10 \text{ V}$, $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$ | Full range | | 15 | | 25 | | 25 | | 25 | | 25 | | | |
| B_1 Unity-gain bandwidth | | 25°C | | 3 | | 3 | | 3 | | 3 | | 3 | MHz | | |
| r_i Input resistance | | 25°C | | 10^{12} | | 10^{12} | | 10^{12} | | 10^{12} | | 10^{12} | Ω | | |
| CMRR Common-mode rejection ratio | $V_{IC} = V_{ICRmin}$, $V_O = 0$, $R_O = 50 \Omega$ | 25°C | | 70 | 86 | | 75 | 86 | | 75 | 86 | | 75 | 86 | dB |
| k_{SVR} Supply voltage rejection ratio ($\Delta V_{OC1}/\Delta V_{IO}$) | $V_{CC} = \pm 15 \text{ V}$ to $\pm 9 \text{ V}$, $V_O = 0$, $R_O = 50 \Omega$ | 25°C | | 70 | 86 | | 60 | 86 | | 60 | 86 | | 60 | 86 | dB |
| I_{CC} Supply current (per amplifier) | $V_O = 0$, No load | 25°C | | 1.4 | 2.8 | | 1.4 | 2.8 | | 1.4 | 2.8 | | 1.4 | 2.8 | mA |
| V_{O1}/V_{O2} Crosstalk attenuation | $A_{VD} = 100$ | 25°C | | 120 | | 120 | | 120 | | 120 | | 120 | | dB | |

\dagger All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage unless otherwise specified. Full range for T_A is $0^\circ C$ to $70^\circ C$ for TL081_C, TL081_AC, TL081_BC and $-40^\circ C$ to $85^\circ C$ for TL081_I.

\ddagger Input bias currents of a FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive as shown in Figure 17. Pulse techniques must be used that maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible.

TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B
 TL082Y, TL084, TL084A, TL084B, TL084Y
 JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SL08021E - FEBRUARY 1977 - REVISED FEBRUARY 1999

electrical characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V (unless otherwise noted)

| PARAMETER | TEST CONDITIONS† | T_A | TL081M, TL082M | | | TL084Q, TL084M | | | UNIT |
|---|---|------------|----------------|----------------|-----|----------------|----------------|------------------|------|
| | | | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | |
| V_{IO} Input offset voltage | $V_O = 0$, $R_G = 50 \Omega$ | 25°C | | 3 | 6 | | 3 | 9 | mV |
| | | Full range | | | 9 | | | 15 | |
| μV_{IO} Temperature coefficient of input offset voltage | $V_O = 0$, $R_G = 50 \Omega$ | Full range | | 16 | | | 18 | $\mu V/^\circ C$ | |
| I_{IO} Input offset current‡ | $V_O = 0$ | 25°C | | 5 | 100 | | 5 | 100 | pA |
| | | 125°C | | | 20 | | | 20 | nA |
| I_{IB} Input bias current‡ | $V_O = 0$ | 25°C | | 30 | 200 | | 30 | 200 | pA |
| | | 125°C | | | 50 | | | 50 | nA |
| V_{ICR} Common-mode input voltage range | | 25°C | ± 11 | ± 12 to 15 | | ± 11 | ± 12 to 15 | V | |
| V_{OM} Maximum peak output voltage swing | $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ | 25°C | ± 12 | ± 13.5 | | ± 12 | ± 13.5 | V | |
| | $R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$ | Full range | ± 12 | | | ± 12 | | | |
| | $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$ | | ± 10 | ± 12 | | ± 10 | ± 12 | | |
| A_{VD} Large-signal differential voltage amplification | $V_O = \pm 10$ V, $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$ | 25°C | 25 | 200 | | 25 | 200 | V/mV | |
| | $V_O = \pm 10$ V, $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$ | Full range | 15 | | | 15 | | | |
| B_1 Unity-gain bandwidth | | 25°C | | 3 | | 3 | | MHz | |
| r_i Input resistance | | 25°C | | 10^{12} | | 10^{12} | | Ω | |
| CMRR Common-mode rejection ratio | $V_{IC} = V_{ICRmin}$, $V_O = 0$, $R_G = 50 \Omega$ | 25°C | 80 | 86 | | 80 | 86 | dB | |
| K_{SVR} Supply voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC\pm}/\Delta V_{IO}$) | $V_{OC} = \pm 15$ V to ± 9 V, $V_O = 0$, $R_G = 50 \Omega$ | 25°C | 80 | 86 | | 80 | 86 | dB | |
| I_{CC} Supply current (per amplifier) | $V_O = 0$, No load | 25°C | | 1.4 | 2.6 | | 1.4 | 2.6 | mA |
| V_{O1}/V_{O2} Crosstalk attenuation | $A_{VD} = 100$ | 25°C | | 120 | | 120 | | dB | |

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified.

‡ Input bias currents of a FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive as shown in Figure 17. Pulse techniques must be used that maintain the junction temperatures as close to the ambient temperature as is possible.

operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V, $T_A = 25^\circ C$ (unless otherwise noted)

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | | MIN | TYP | MAX | UNIT |
|--------------------------------------|---|---|-----|--------|-----|-----------------|
| SR Slew rate at unity gain | $V_I = 10$ V, | $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$, See Figure 1 | 6* | 13 | | V/ μs |
| | $V_I = 10$ V, $T_A = -55^\circ C$ to $125^\circ C$, | $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$, See Figure 1 | 5* | | | |
| t_r Rise time | | | | 0.05 | | μs |
| Overshoot factor | $V_I = 20$ mV, | $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$, See Figure 1 | | 20% | | |
| V_n Equivalent input noise voltage | $R_G = 20 \Omega$ | $f = 1 \text{ kHz}$ | | 18 | | nV/ \sqrt{Hz} |
| | | $f = 10 \text{ Hz}$ to 10 kHz | | 4 | | μV |
| i_n Equivalent input noise current | $R_G = 20 \Omega$ | $f = 1 \text{ kHz}$ | | 0.01 | | pA/ \sqrt{Hz} |
| THD Total harmonic distortion | $V_{rms} = 5$ V, $f = 1 \text{ kHz}$ | $A_{VD} = 1$, $R_G < 1 \text{ k}\Omega$, $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$, | | 0.003% | | |

*On products compliant to MIL-PRF-38535, this parameter is not production tested.



POST OFFICE BOX 655503 • DALLAS, TEXAS 75265

TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B
 TL082Y, TL084, TL084A, TL084B, TL084Y
 JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SL00051E - FEBRUARY 1977 - REVISED FEBRUARY 1999

electrical characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

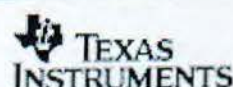
| PARAMETER | TEST CONDITIONS† | TL082Y, TL084Y | | | UNIT |
|---|---|----------------|-----------------|-----|------------------------------|
| | | MIN | TYP | MAX | |
| V_{IO} Input offset voltage | $V_O = 0$, $R_G = 50\ \Omega$ | | 3 | 15 | mV |
| ΔV_{IO} Temperature coefficient of input offset voltage | $V_O = 0$, $R_G = 50\ \Omega$ | | 18 | | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |
| I_{IO} Input offset current‡ | $V_O = 0$ | | 5 | 200 | pA |
| I_{IB} Input bias current‡ | $V_O = 0$ | | 30 | 400 | pA |
| V_{ICR} Common-mode input voltage range | | ± 11 | -12 10 15 | | V |
| V_{OM} Maximum peak output voltage swing | $R_L = 10\ \text{k}\Omega$ | ± 12 | ± 13.5 | | V |
| A_{VD} Large-signal differential voltage amplification | $V_O = \pm 10$ V, $R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$ | 25 | 200 | | V/mV |
| B_1 Unity-gain bandwidth | | | 3 | | MHz |
| r_i Input resistance | | | 10^{12} | | Ω |
| CMRR Common-mode rejection ratio | $V_{IC} = V_{ICR\min}$, $V_O = 0$, $R_G = 50\ \Omega$ | 70 | 86 | | dB |
| K_{CMR} Supply voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC\pm}/\Delta V_{IO}$) | $V_{CC} = \pm 15$ V to ± 9 V, $V_O = 0$, $R_G = 50\ \Omega$ | 70 | 86 | | dB |
| I_{CC} Supply current (per amplifier) | $V_O = 0$, No load | | 1.4 | 2.8 | mA |
| V_{O1}/V_{O2} Crosstalk attenuation | $A_{VD} = 100$ | | 120 | | dB |

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage unless otherwise specified.

‡ Input bias currents of a FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive as shown in Figure 17. Pulse techniques must be used that maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible.

operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | | MIN | TYP | MAX | UNIT |
|--------------------------------------|---------------------------------|--|-----|--------|-----|------------------------|
| SR Slew rate at unity gain | $V_i = 10$ V, | $R_L = 2\ \text{k}\Omega$, $C_L = 100$ pF, See Figure 1 | 8 | 13 | | V/ μs |
| t_r Rise time | $V_i = 20$ mV, | $R_L = 2\ \text{k}\Omega$, $C_L = 100$ pF, See Figure 1 | | 0.05 | | μs |
| Overshoot factor | | | | 20% | | |
| V_n Equivalent input noise voltage | $R_G = 20\ \Omega$ | $f = 1$ kHz | | 18 | | nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ |
| | | $f = 10$ Hz to 10 kHz | | 4 | | μV |
| I_n Equivalent input noise current | $R_G = 20\ \Omega$, | $f = 1$ kHz | | 0.01 | | pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ |
| THD Total harmonic distortion | $V_{rms} = 5$ V, $f = 1$ kHz | $A_{VD} = 1$, $R_G \leq 1\ \text{k}\Omega$, $R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$ | | 0.003% | | |



POST OFFICE BOX 205300 • DALLAS, TEXAS 75220

A2) Το φύλλο δεδομένων του ICL8038

intersil

**OBSOLETE PRODUCT
NO RECOMMENDED REPLACEMENT**
contact our Technical Support Center at
1-888-INTERSIL or www.intersil.com/tsc

ICL8038

April 2001 File Number 2884.4

Precision Waveform Generator/Voltage Controlled Oscillator

The ICL8038 waveform generator is a monolithic integrated circuit capable of producing high accuracy sine, square, triangular, sawtooth and pulse waveforms with a minimum of external components. The frequency (or repetition rate) can be selected externally from 0.001Hz to more than 300kHz using either resistors or capacitors, and frequency modulation and sweeping can be accomplished with an external voltage. The ICL8038 is fabricated with advanced monolithic technology, using Schottky barrier diodes and thin film resistors, and the output is stable over a wide range of temperature and supply variations. These devices may be interfaced with phase locked loop circuitry to reduce temperature drift to less than 250ppm/°C.

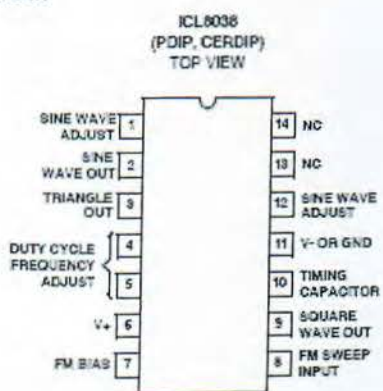
Features

- Low Frequency Drift with Temperature 250ppm/°C
- Low Distortion 1% (Sine Wave Output)
- High Linearity 0.1% (Triangle Wave Output)
- Wide Frequency Range 0.001Hz to 300kHz
- Variable Duty Cycle 2% to 98%
- High Level Outputs TTL to 28V
- Simultaneous Sine, Square, and Triangle Wave Outputs
- Easy to Use - Just a Handful of External Components Required

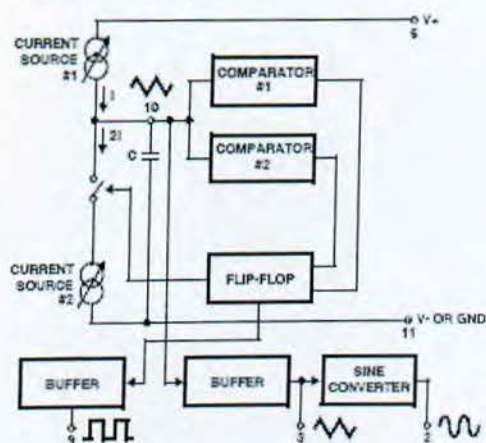
Ordering Information

| PART NUMBER | STABILITY | TEMP. RANGE (°C) | PACKAGE | PKG. NO. |
|-------------|-----------------|------------------|--------------|----------|
| ICL8038CCPD | 250ppm/°C (Typ) | 0 to 70 | 14 Ld PDIP | E14.3 |
| ICL8038CCJD | 250ppm/°C (Typ) | 0 to 70 | 14 Ld CERDIP | F14.3 |
| ICL8038BCJD | 180ppm/°C (Typ) | 0 to 70 | 14 Ld CERDIP | F14.3 |
| ICL8038ACJD | 120ppm/°C (Typ) | 0 to 70 | 14 Ld CERDIP | F14.3 |

Pinout



Functional Diagram



CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge; follow proper IC handling procedures.
1-888-INTERSIL or 321-722-7143 Intersil and Design is a trademark of Intersil Americas Inc.
Copyright © Intersil Americas Inc. 2001. All Rights Reserved.

Absolute Maximum Ratings

| | |
|------------------------------------|----------|
| Supply Voltage (V- to V+) | 36V |
| Input Voltage (Any Pin) | V- to V+ |
| Input Current (Pins 4 and 5) | 25mA |
| Output Sink Current (Pins 3 and 6) | 25mA |

Operating Conditions

| | |
|---------------------------------|-------------|
| Temperature Range | |
| ICL8038AC, ICL8038BC, ICL8038CC | 0°C to 70°C |

Thermal Information

| | | |
|--|----------------------|----------------------|
| Thermal Resistance (Typical, Note 1) | θ_{JA} (°C/W) | θ_{JC} (°C/W) |
| CERDIP Package | 75 | 20 |
| PDIP Package | 115 | N/A |
| Maximum Junction Temperature (Ceramic Package) | 175°C | |
| Maximum Junction Temperature (Plastic Package) | 150°C | |
| Maximum Storage Temperature Range | -65°C to 150°C | |
| Maximum Lead Temperature (Soldering 10s) | 300°C | |

Die Characteristics

| | |
|---------------------|----|
| Back Side Potential | V- |
|---------------------|----|

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

- θ_{JA} is measured with the component mounted on an evaluation PC board in free air.

Electrical Specifications $V_{SUPPLY} = \pm 10V$ or $+20V$, $T_A = 25^\circ C$, $R_L = 10k\Omega$, Test Circuit Unless Otherwise Specified

| PARAMETER | SYMBOL | TEST CONDITIONS | ICL8038CC | | | ICL8038BC | | | ICL8038AC | | | UNITS |
|---|---------------------|------------------------------------|-----------|------|----------|-----------|------|----------|-----------|------|----------|-----------------|
| | | | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | |
| Supply Voltage Operating Range | V_{SUPPLY} V+ | Single Supply | +10 | - | +30 | +10 | - | +30 | +10 | - | +30 | V |
| | V+, V- | Dual Supplies | ± 5 | - | ± 15 | ± 5 | - | ± 15 | ± 5 | - | ± 15 | V |
| Supply Current | I_{SUPPLY} | $V_{SUPPLY} = \pm 10V$ (Note 2) | | 12 | 20 | - | 12 | 20 | - | 12 | 20 | mA |
| FREQUENCY CHARACTERISTICS (All Waveforms) | | | | | | | | | | | | |
| Max. Frequency of Oscillation | f_{MAX} | | 100 | - | - | 100 | - | - | 100 | - | - | KHz |
| Sweep Frequency of FM Input | f_{SWEEP} | | - | 10 | - | - | 10 | - | - | 10 | - | KHz |
| Sweep FM Range | | (Note 3) | - | 35:1 | - | - | 35:1 | - | - | 35:1 | - | |
| FM Linearity | | 10:1 Ratio | - | 0.5 | - | - | 0.2 | - | - | 0.2 | - | % |
| Frequency Drift with Temperature (Note 5) | $\Delta f/\Delta T$ | 0°C to 70°C | - | 250 | - | - | 180 | - | - | 120 | - | ppm/°C |
| Frequency Drift with Supply Voltage | $\Delta f/\Delta V$ | Over Supply Voltage Range | - | 0.05 | - | - | 0.05 | - | - | 0.05 | - | %/V |
| OUTPUT CHARACTERISTICS | | | | | | | | | | | | |
| Square Wave | | | | | | | | | | | | |
| Leakage Current | I_{OLK} | $V_S = 30V$ | - | - | 1 | - | - | 1 | - | - | 1 | μA |
| Saturation Voltage | V_{SAT} | $I_{SINK} = 2mA$ | - | 0.2 | 0.5 | - | 0.2 | 0.4 | - | 0.2 | 0.4 | V |
| Rise Time | t_R | $R_L = 4.7k\Omega$ | - | 180 | - | - | 180 | - | - | 180 | - | ns |
| Fall Time | t_F | $R_L = 4.7k\Omega$ | - | 40 | - | - | 40 | - | - | 40 | - | ns |
| Typical Duty Cycle Adjust (Note 6) | ΔD | | 2 | | 98 | 2 | | 98 | 2 | | 98 | % |
| Triangle/Sawtooth/Ramp | | | | | | | | | | | | |
| Amplitude | $V_{TRIANGLE}$ | $R_{TRI} = 100k\Omega$ | 0.30 | 0.33 | - | 0.30 | 0.33 | - | 0.30 | 0.33 | - | $\% V_{SUPPLY}$ |
| Linearity | | | - | 0.1 | - | - | 0.05 | - | - | 0.05 | - | % |
| Output Impedance | Z_{OUT} | $I_{OUT} = 5mA$ | - | 200 | - | - | 200 | - | - | 200 | - | Ω |

Electrical Specifications $V_{S\text{UPPLY}} = \pm 10\text{V}$ or $+20\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_L = 10\text{k}\Omega$, Test Circuit Unless Otherwise Specified (Continued)

| PARAMETER | SYMBOL | TEST CONDITIONS | ICL8038CC | | | ICL8038BC | | | ICL8038AC | | | UNITS |
|---------------------|-------------------|---------------------------------------|-----------|------|-----|-----------|------|-----|-----------|------|-----|----------------------|
| | | | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | MIN | TYP | MAX | |
| Sine Wave Amplitude | V_{SINE} | $R_{\text{SINE}} = 100\text{k}\Omega$ | 0.2 | 0.22 | - | 0.2 | 0.22 | - | 0.2 | 0.22 | - | xV_{SUPPLY} |
| THD | THD | $R_B = 1\text{M}\Omega$ (Note 4) | - | 2.0 | 5 | - | 1.5 | 3 | - | 1.0 | 1.5 | % |
| THD Adjusted | THD | Use Figure 4 | - | 1.5 | - | - | 1.0 | - | - | 0.8 | - | % |

NOTES:

- R_A and R_B currents not included.
- $V_{\text{SUPPLY}} = 20\text{V}$; R_A and $R_B = 10\text{k}\Omega$, $f = 10\text{kHz}$ nominal; can be extended 1000 to 1. See Figures 5A and 5B.
- $82\text{k}\Omega$ connected between pins 11 and 12. Triangle Duty Cycle set at 50%. (Use R_A and R_B .)
- Figure 1, pins 7 and 8 connected, $V_{\text{SUPPLY}} = \pm 10\text{V}$. See Typical Curves for T.C. vs V_{SUPPLY} .
- Not tested, typical value for design purposes only.

Test Conditions

| PARAMETER | R_A | R_B | R_L | C | SW_1 | MEASURE |
|--|-------------------------|--------------------------|---------------------|----------------|---------------|-----------------------|
| Supply Current | $10\text{k}\Omega$ | $10\text{k}\Omega$ | $10\text{k}\Omega$ | 3.3nF | Closed | Current into Pin 6 |
| Sweep FM Range (Note 7) | $10\text{k}\Omega$ | $10\text{k}\Omega$ | $10\text{k}\Omega$ | 3.3nF | Open | Frequency at Pin 9 |
| Frequency Drift with Temperature | $10\text{k}\Omega$ | $10\text{k}\Omega$ | $10\text{k}\Omega$ | 3.3nF | Closed | Frequency at Pin 3 |
| Frequency Drift with Supply Voltage (Note 8) | $10\text{k}\Omega$ | $10\text{k}\Omega$ | $10\text{k}\Omega$ | 3.3nF | Closed | Frequency at Pin 9 |
| Output Amplitude (Note 10) | | | | | | |
| Sine | $10\text{k}\Omega$ | $10\text{k}\Omega$ | $10\text{k}\Omega$ | 3.3nF | Closed | Pk-Pk Output at Pin 2 |
| Triangle | $10\text{k}\Omega$ | $10\text{k}\Omega$ | $10\text{k}\Omega$ | 3.3nF | Closed | Pk-Pk Output at Pin 3 |
| Leakage Current (Off) (Note 9) | $10\text{k}\Omega$ | $10\text{k}\Omega$ | | 3.3nF | Closed | Current into Pin 9 |
| Saturation Voltage (On) (Note 9) | $10\text{k}\Omega$ | $10\text{k}\Omega$ | | 3.3nF | Closed | Output (Low) at Pin 9 |
| Rise and Fall Times (Note 11) | $10\text{k}\Omega$ | $10\text{k}\Omega$ | $4.7\text{k}\Omega$ | 3.3nF | Closed | Waveform at Pin 9 |
| Duty Cycle Adjust (Note 11) | | | | | | |
| Max | $50\text{k}\Omega$ | $\sim 1.6\text{k}\Omega$ | $10\text{k}\Omega$ | 3.3nF | Closed | Waveform at Pin 9 |
| Min | $\sim 25\text{k}\Omega$ | $50\text{k}\Omega$ | $10\text{k}\Omega$ | 3.3nF | Closed | Waveform at Pin 9 |
| Triangle Waveform Linearity | $10\text{k}\Omega$ | $10\text{k}\Omega$ | $10\text{k}\Omega$ | 3.3nF | Closed | Waveform at Pin 3 |
| Total Harmonic Distortion | $10\text{k}\Omega$ | $10\text{k}\Omega$ | $10\text{k}\Omega$ | 3.3nF | Closed | Waveform at Pin 2 |

NOTES:

- The hi and lo frequencies can be obtained by connecting pin 8 to pin 7 (f_{HI}) and then connecting pin 8 to pin 6 (f_{LO}). Otherwise apply Sweep Voltage at pin 8 ($V_{\text{HI}} \leq V_{\text{SUPPLY}} + 2\text{V} \leq V_{\text{SWEEP}} \leq V_{\text{SUPPLY}}$ where V_{SUPPLY} is the total supply voltage. In Figure 5B, pin 8 should vary between 5.3V and 10V with respect to ground.
- $10\text{V} \leq V \leq 30\text{V}$, or $\pm 5\text{V} \leq V_{\text{SUPPLY}} \leq \pm 15\text{V}$.
- Oscillation can be halted by forcing pin 10 to +5V or -5V.
- Output Amplitude is tested under static conditions by forcing pin 10 to 5V then to -5V.
- Not tested, for design purposes only.

Test Circuit

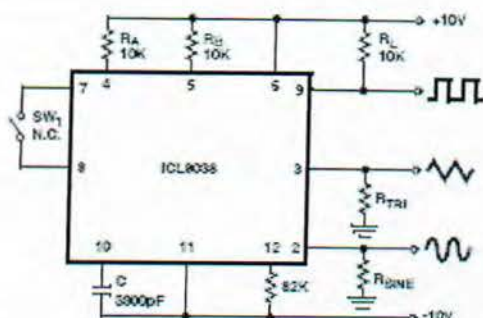
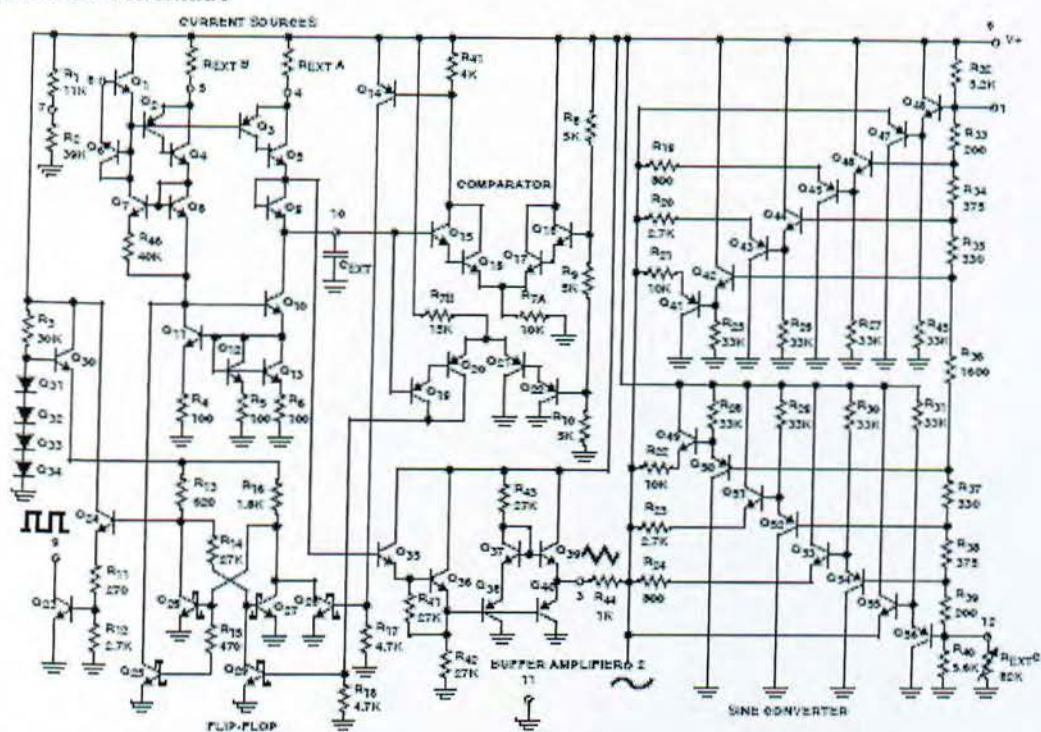


FIGURE 1. TEST CIRCUIT

Detailed Schematic

**Application Information** (See Functional Diagram)

An external capacitor C is charged and discharged by two current sources. Current source #2 is switched on and off by a flip-flop, while current source #1 is on continuously. Assuming that the flip-flop is in a state such that current source #2 is off, and the capacitor is charged with a current I , the voltage across the capacitor rises linearly with time. When this voltage reaches the level of comparator #1 (set at $2/3$ of the supply voltage), the flip-flop is triggered, changes states, and releases current source #2. This current source normally carries a current $2I$, thus the capacitor is discharged with a

net-current I and the voltage across it drops linearly with time. When it has reached the level of comparator #2 (set at $1/3$ of the supply voltage), the flip-flop is triggered into its original state and the cycle starts again.

Four waveforms are readily obtainable from this basic generator circuit. With the current sources set at I and $2I$ respectively, the charge and discharge times are equal. Thus a triangle waveform is created across the capacitor and the flip-flop produces a square wave. Both waveforms are fed to buffer stages and are available at pins 3 and 9.

The levels of the current sources can, however, be selected over a wide range with two external resistors. Therefore, with the two currents set at values different from 1 and 2i, an asymmetrical sawtooth appears at Terminal 3 and pulses with a duty cycle from less than 1% to greater than 99% are available at Terminal 9.

The sine wave is created by feeding the triangle wave into a nonlinear network (sine converter). This network provides a decreasing shunt impedance as the potential of the triangle moves toward the two extremes.

Waveform Timing

The symmetry of all waveforms can be adjusted with the external timing resistors. Two possible ways to accomplish this are shown in Figure 3. Best results are obtained by keeping the timing resistors R_A and R_B separate (A). R_A controls the rising portion of the triangle and sine wave and the 1 state of the square wave.

The magnitude of the triangle waveform is set at $\frac{1}{3} V_{SUPPLY}$; therefore the rising portion of the triangle is,

$$t_1 = \frac{C \times V}{I} = \frac{C \times 1/3 \times V_{SUPPLY} \times R_A}{0.22 \times V_{SUPPLY}} = \frac{R_A \times C}{0.66}$$

The falling portion of the triangle and sine wave and the 0 state of the square wave is:

$$t_2 = \frac{C \times V}{I} = \frac{C \times 2/3 V_{SUPPLY}}{2(0.22) \frac{V_{SUPPLY}}{R_B} - 0.22 \frac{V_{SUPPLY}}{R_A}} = \frac{R_A R_B C}{0.66(2R_A - R_B)}$$

Thus a 50% duty cycle is achieved when $R_A = R_B$.

If the duty cycle is to be varied over a small range about 50% only, the connection shown in Figure 3B is slightly more convenient. A 1kΩ potentiometer may not allow the duty cycle to be adjusted through 50% on all devices. If a 50% duty cycle is required, a 2kΩ or 5kΩ potentiometer should be used.

With two separate timing resistors, the frequency is given by:

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{\frac{R_A C}{0.66} \left(1 + \frac{R_B}{2R_A - R_B} \right)}$$

or, if $R_A = R_B = R$

$$f = \frac{0.33}{RC} \text{ (for Figure 3A)}$$

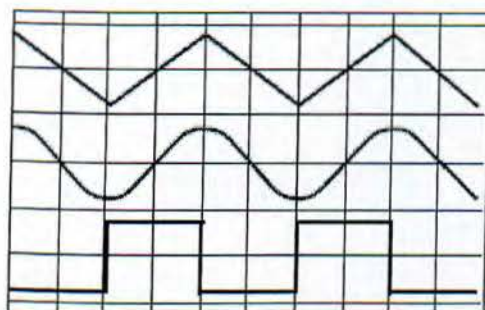


FIGURE 2A. SQUARE WAVE DUTY CYCLE - 50%

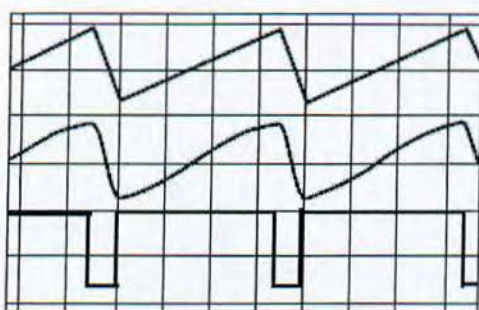


FIGURE 2B. SQUARE WAVE DUTY CYCLE - 80%

FIGURE 2. PHASE RELATIONSHIP OF WAVEFORMS

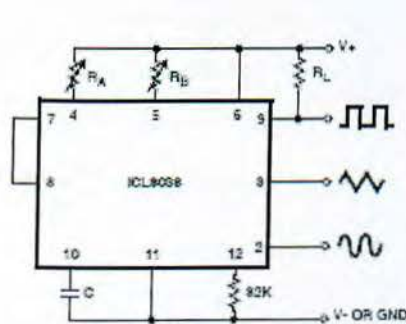


FIGURE 3A.

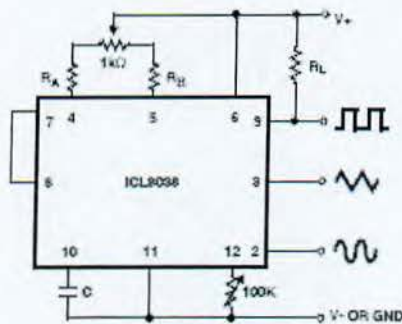


FIGURE 3B.

FIGURE 3. POSSIBLE CONNECTIONS FOR THE EXTERNAL TIMING RESISTORS



Neither time nor frequency are dependent on supply voltage, even though none of the voltages are regulated inside the integrated circuit. This is due to the fact that both currents and thresholds are direct, linear functions of the supply voltage and thus their effects cancel.

Reducing Distortion

To minimize sine wave distortion the 82kΩ resistor between pins 11 and 12 is best made variable. With this arrangement distortion of less than 1% is achievable. To reduce this even further, two potentiometers can be connected as shown in Figure 4; this configuration allows a typical reduction of sine wave distortion close to 0.5%.

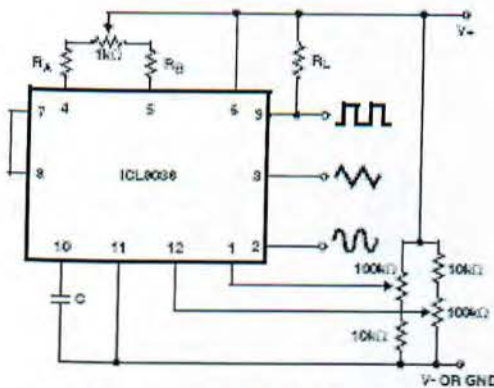


FIGURE 4. CONNECTION TO ACHIEVE MINIMUM SINE WAVE DISTORTION

Selecting R_A , R_B and C

For any given output frequency, there is a wide range of RC combinations that will work, however certain constraints are placed upon the magnitude of the charging current for optimum performance. At the low end, currents of less than 1μA are undesirable because circuit leakages will contribute significant errors at high temperatures. At higher currents ($I > 5mA$), transistor betas and saturation voltages will contribute increasingly larger errors. Optimum performance will, therefore, be obtained with charging currents of 10μA to 1mA. If pins 7 and 8 are shorted together, the magnitude of the charging current due to R_A can be calculated from:

$$I = \frac{R_1 \times (V+ - V-)}{(R_1 + R_2)} \times \frac{1}{R_A} = \frac{0.22(V+ - V-)}{R_A}$$

R_1 and R_2 are shown in the Detailed Schematic.

A similar calculation holds for R_B .

The capacitor value should be chosen at the upper end of its possible range.

Waveform Out Level Control and Power Supplies

The waveform generator can be operated either from a single power supply (10V to 30V) or a dual power supply ($\pm 5V$ to $\pm 15V$). With a single power supply the average levels of the triangle and sine wave are at exactly one-half of the supply voltage, while the square wave alternates between $V+$ and ground. A split power supply has the advantage that all waveforms move symmetrically about ground.

The square wave output is not committed. A load resistor can be connected to a different power supply, as long as the applied voltage remains within the breakdown capability of the waveform generator (30V). In this way, the square wave output can be made TTL compatible (load resistor connected to +5V) while the waveform generator itself is powered from a much higher voltage.

Frequency Modulation and Sweeping

The frequency of the waveform generator is a direct function of the DC voltage at Terminal 8 (measured from $V+$). By altering this voltage, frequency modulation is performed. For small deviations (e.g. $\pm 10\%$) the modulating signal can be applied directly to pin 8, merely providing DC decoupling with a capacitor as shown in Figure 5A. An external resistor between pins 7 and 8 is not necessary, but it can be used to increase input impedance from about 8kΩ (pins 7 and 8 connected together), to about $(R + 8k\Omega)$.

For larger FM deviations or for frequency sweeping, the modulating signal is applied between the positive supply voltage and pin 8 (Figure 5B). In this way the entire bias for the current sources is created by the modulating signal, and a very large (e.g. 1000:1) sweep range is created ($f = \text{Minimum at } V_{G\text{WEEP}} = 0$, i.e., Pin 8 = $V+$). Care must be taken, however, to regulate the supply voltage; in this configuration the charge current is no longer a function of the supply voltage (yet the trigger thresholds still are) and thus the frequency becomes dependent on the supply voltage. The potential on Pin 8 may be swept down from $V+$ by $(1/3)V_{\text{SUPPLY}} - 2V$.

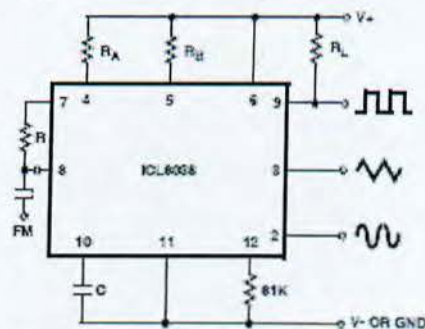


FIGURE 5A. CONNECTIONS FOR FREQUENCY MODULATION

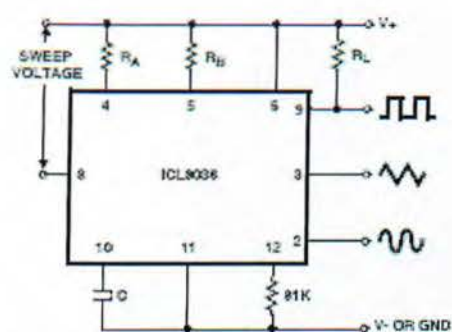


FIGURE 5B. CONNECTIONS FOR FREQUENCY SWEEP
FIGURE 5.

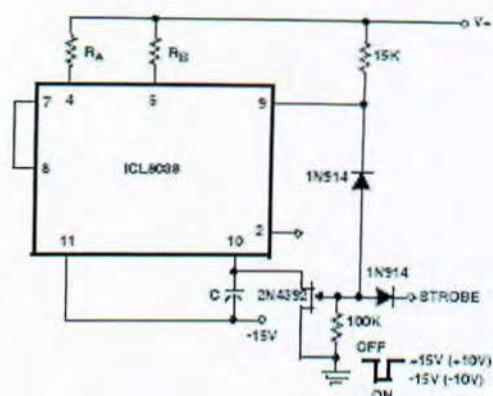


FIGURE 7. STROBE TONE BURST GENERATOR

Typical Applications

The sine wave output has a relatively high output impedance (1kΩ Typ). The circuit of Figure 6 provides buffering, gain and amplitude adjustment. A simple op amp follower could also be used.

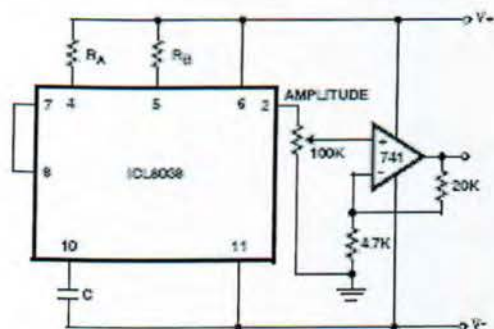


FIGURE 6. SINE WAVE OUTPUT BUFFER AMPLIFIERS

With a dual supply voltage the external capacitor on Pin 10 can be shorted to ground to halt the ICL8038 oscillation. Figure 7 shows a FET switch, diode ANDED with an input strobe signal to allow the output to always start on the same slope.

To obtain a 1000:1 Sweep Range on the ICL8038 the voltage across external resistors R_A and R_B must decrease to nearly zero. This requires that the highest voltage on control Pin 8 exceed the voltage at the top of R_A and R_B by a few hundred mV. The Circuit of Figure 8 achieves this by using a diode to lower the effective supply voltage on the ICL8038. The large resistor on pin 5 helps reduce duty cycle variations with sweep.

The linearity of input sweep voltage versus output frequency can be significantly improved by using an op amp as shown in Figure 10.

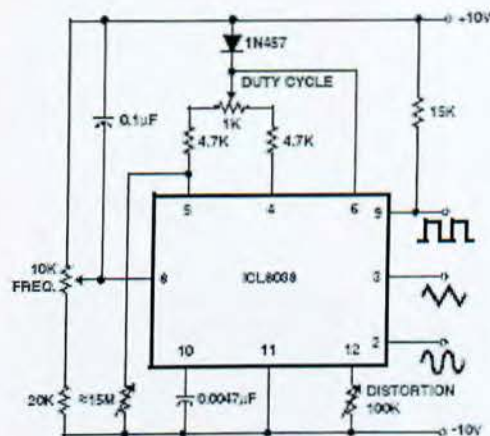


FIGURE 8. VARIABLE AUDIO OSCILLATOR, 20Hz TO 20kHz

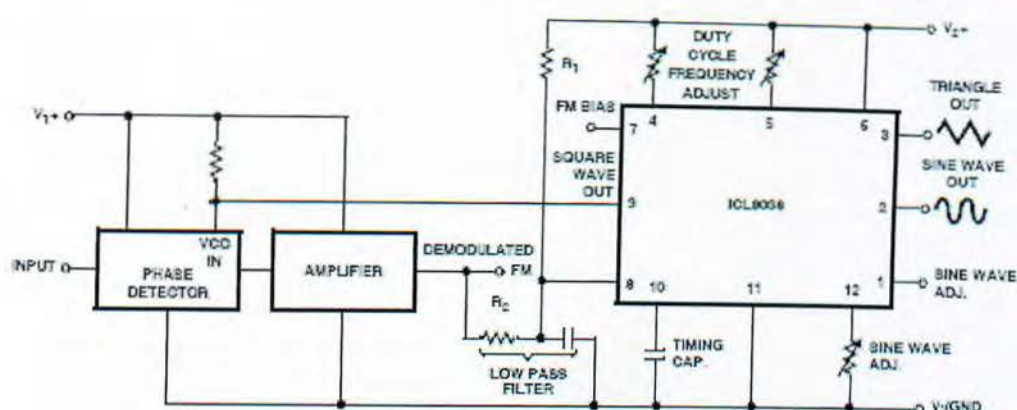


FIGURE 9. WAVEFORM GENERATOR USED AS STABLE VCO IN A PHASE-LOCKED LOOP

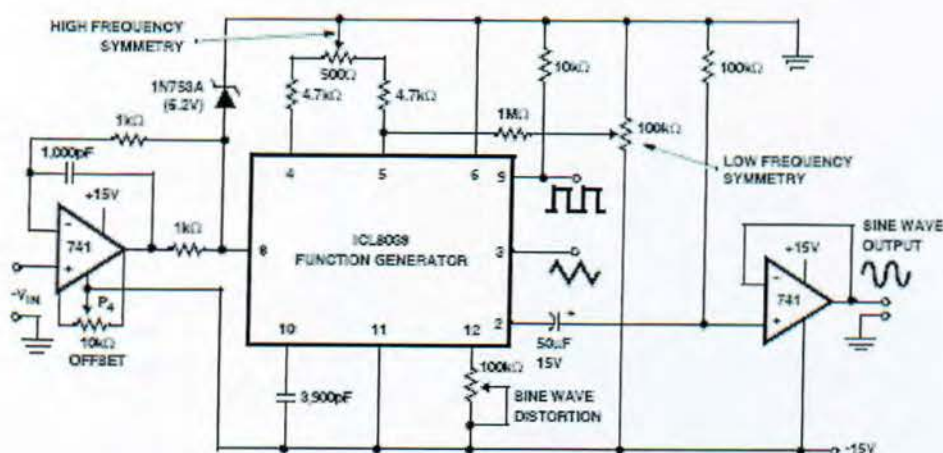


FIGURE 10. LINEAR VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR

Use in Phase Locked Loops

Its high frequency stability makes the ICL8038 an ideal building block for a phase locked loop as shown in Figure 9. In this application the remaining functional blocks, the phase detector and the amplifier, can be formed by a number of available ICs (e.g., MC4344, NE562).

In order to match these building blocks to each other, two steps must be taken. First, two different supply voltages are used and the square wave output is returned to the supply of the phase detector. This assures that the VCO input voltage will not exceed the capabilities of the phase detector. If a smaller VCO signal is required, a simple resistive voltage divider is connected between pin 9 of the waveform generator and the VCO input of the phase detector.

Second, the DC output level of the amplifier must be made compatible to the DC level required at the FM input of the waveform generator (pin 8, 0.8V+). The simplest solution here is to provide a voltage divider to V+ (R_1 , R_2 as shown) if the amplifier has a lower output level, or to ground if its level is higher. The divider can be made part of the low-pass filter.

This application not only provides for a free-running frequency with very low temperature drift, but is also has the unique feature of producing a large reconstituted sine wave signal with a frequency identical to that at the input.

For further information, see Intersil Application Note AN013, "Everything You Always Wanted to Know About the ICL8038".

A3) Το φύλλο δεδομένων του 6N139



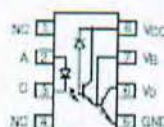
6N138/ 6N139

Vishay Semiconductors

High Speed Optocoupler, 100 kBd, Low Input Current, Photodiode Darlington Output

Features

- High Current Transfer Ratio, 300 %
- Low Input Current, 0.5 mA
- High Output Current, 60 mA
- Isolation Test Voltage, 5300 V_{RMS}
- TTL Compatible Output, $V_{CC} = 0.1$ V
- High Common Mode Rejection, 500 V/ μ s
- Adjustable Bandwidth-Access to Base
- Standard Molded Dip Plastic Package



Agency Approvals

- UL - File No. E52744 System Code H or J
- DIN EN 60747-5-2(VDE0884)
DIN EN 60747-5-5 pending
Available with Option 1

Applications

Logic Ground Isolation-TTL/TTL, TTL/CMOS, CMOS/CMOS, CMOS/TTL

EIA RS 232 Line Receiver

Low Input Current Line Receiver-Long Lines, Party Lines

Telephone Ring Detector

117 VAC Line Voltage Status Indication-Low Input Power Dissipation

Low Power Systems-Ground Isolation

Description

High common mode transient immunity and very high current ratio together with 5300 V_{RMS} insulation are achieved by coupling an LED with an integrated high gain photo detector in an eight pin dual-in-line package. Separate pins for the photo diode and output stage enable TTL compatible saturation voltages with high speed operation.

Photo darlington operation is achieved by tying the V_{CC} and V_C terminals together. Access to the base terminal allows adjustment to the gain bandwidth.

The 6N138 is ideal for TTL applications since the 300 % minimum current transfer ratio with an LED current of 1.6 mA enables operation with one unit load-in and one unit load-out with a 2.2 k Ω pull-up resistor.

The 6N139 is best suited for low power logic applications involving CMOS and low power TTL. A 400 % current transfer ratio with only 0.5 mA of LED current is guaranteed from 0 °C to 70 °C

Caution: Due to the small geometries of this device, it should be handled with Electrostatic Discharge (ESD) precautions. Proper grounding would prevent damage further and/or degradation which may be induced by ESD.

Order Information

| Part | Remarks |
|------------|-------------------------------|
| 6N138 | CTR > 300 %, DIP-8 |
| 6N139 | CTR > 500 %, DIP-8 |
| 6N138-X007 | CTR > 300 %, SMD-8 (option 7) |
| 6N138-X009 | CTR > 300 %, SMD-8 (option 9) |
| 6N139-X007 | CTR > 500 %, SMD-8 (option 7) |
| 6N139-X009 | CTR > 500 %, SMD-8 (option 9) |

For additional information on the available options refer to Option Information.

6N138/ 6N139

Vishay Semiconductors



Absolute Maximum Ratings

$T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified

Stresses in excess of the absolute Maximum Ratings can cause permanent damage to the device. Functional operation of the device is not implied at these or any other conditions in excess of those given in the operational sections of this document. Exposure to absolute Maximum Rating for extended periods of the time can adversely affect reliability.

Input

| Parameter | Test condition | Symbol | Value | Unit |
|---|----------------|--------------|-------|------|
| Reverse voltage | | V_R | 5.0 | V |
| Forward current | | I_F | 25 | mA |
| Average input current | | $I_{F(AVG)}$ | 20 | mA |
| Input power dissipation ^{1), 2)} | | P_{diss} | 35 | mW |

Output

| Parameter | Test condition | Part | Symbol | Value | Unit |
|--|--------------------------------------|-------|---------------|-------------|------|
| Supply and output voltage | pin 8-5, pin 6-5 | 6N138 | V_{CC}, V_O | -0.5 to 7.0 | V |
| | pin 8-5, pin 6-5 | 6N139 | V_{CC}, V_O | -0.5 to 18 | V |
| Emitter base reverse voltage | pin 5-7 | | | 0.5 | V |
| Peak input current | 50 % duty cycle - 1.0 ms pulse width | | | 40 | mA |
| Peak transient input current | $t_p \leq 1.0 \mu\text{s}$, 300 pps | | | 1.0 | A |
| Output current | pin 5 | | I_O | 60 | mA |
| Output power dissipation ^{3), 4)} | | | P_{diss} | 100 | mW |

Coupler

| Parameter | Test condition | Symbol | Value | Unit |
|----------------------------|---|-----------|----------------|--------------------|
| Isolation test voltage | | V_{ISO} | 5300 | V_{RMS} |
| Isolation resistance | $V_{IO} = 500 \text{ V}, T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ | R_{IO} | $\geq 10^{12}$ | Ω |
| | $V_{IO} = 500 \text{ V}, T_{amb} = 100^{\circ}\text{C}$ | R_{IO} | $\geq 10^{11}$ | Ω |
| Storage temperature | | T_{stg} | -55 to +125 | $^{\circ}\text{C}$ |
| Operating temperature | | T_{amb} | -55 to +100 | $^{\circ}\text{C}$ |
| Lead soldering temperature | $t = 10 \text{ s}$ | T_{sld} | 260 | $^{\circ}\text{C}$ |

¹⁾ Derate linearly above 50 $^{\circ}\text{C}$ free-air temperature at a rate of 0.4 mA/ $^{\circ}\text{C}$

²⁾ Derate linearly above 50 $^{\circ}\text{C}$ free-air temperature at a rate of 0.7 mW/ $^{\circ}\text{C}$

³⁾ Derate linearly above 25 $^{\circ}\text{C}$ free-air temperature at a rate of 0.7 mA/ $^{\circ}\text{C}$

⁴⁾ Derate linearly above 25 $^{\circ}\text{C}$ free-air temperature at a rate of 2.0 mW/ $^{\circ}\text{C}$

Electrical Characteristics
 $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified

Minimum and maximum values are testing requirements. Typical values are characteristics of the device and are the result of engineering evaluation. Typical values are for information only and are not part of the testing requirements.

Input

| Parameter | Test condition | Symbol | Min | Typ. | Max | Unit |
|--|----------------------------------|-----------|-----|------|-----|------------------------|
| input forward voltage | $I_F = 1.6\text{ mA}$ | V_F | | 1.4 | 1.7 | V |
| input reverse breakdown voltage | $I_{R1} = 10\text{ }\mu\text{A}$ | BV_{R1} | 5.0 | | | V |
| Temperature coefficient of forward voltage | $I_F = 1.6\text{ mA}$ | | | -1.8 | | mV/ $^{\circ}\text{C}$ |

Output

| Parameter | Test condition | Part | Symbol | Min | Typ. | Max | unit |
|--|--|-------|-----------|-----|-------|-----|---------------|
| Logic low, output voltage ⁵⁾ | $I_F = 1.6\text{ mA}$, $I_O = 4.8\text{ mA}$, $V_{CC} = 4.5\text{ V}$ | 6N138 | V_{OL} | | 0.1 | 0.4 | V |
| | $I_F = 1.6\text{ mA}$, $I_O = 8.0\text{ mA}$, $V_{CC} = 4.5\text{ V}$ | 6N139 | V_{OL} | | 0.1 | 0.4 | V |
| | $I_F = 5.0\text{ mA}$, $I_O = 15\text{ mA}$, $V_{CC} = 4.5\text{ V}$ | 6N139 | V_{OL} | | 0.15 | 0.4 | V |
| | $I_F = 12\text{ mA}$, $I_O = 24\text{ mA}$, $V_{CC} = 4.5\text{ V}$ | 6N139 | V_{OL} | | 0.25 | 0.4 | V |
| Logic high, output current ⁶⁾ | $I_F = 0\text{ mA}$, $V_{CC} = V_{OD} = 7.0\text{ V}$ | 6N138 | I_{OH} | | 0.1 | 250 | μA |
| | $I_F = 0\text{ mA}$, $V_{CC} = V_{OD} = 18\text{ V}$ | 6N139 | I_{OH} | | 0.05 | 100 | μA |
| Logic low supply current ⁶⁾ | $I_F = 1.6\text{ mA}$, $V_O = \text{OPEN}$, $V_{CC} = 18\text{ V}$ | | I_{OCL} | | 0.2 | 1.5 | mA |
| Logic high supply current ⁶⁾ | $I_F = 0\text{ mA}$, $V_O = \text{OPEN}$, $V_{OD} = 18\text{ V}$ | | I_{OCH} | | 0.001 | 10 | μA |

⁵⁾ Pin 7 open

Coupler

| Parameter | Test condition | Symbol | Min | Typ. | Max | Unit |
|---|--|----------|-----|-----------|-----|---------------|
| input capacitance | $f = 1.0\text{ MHz}$, $V_F = 0$ | C_{IN} | | 25 | | pF |
| input output insulation leakage current ⁷⁾ | 45 % relative humidity, $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, $t = 5.0\text{ s}$, $V_{IO} = 3000\text{ VDC}$ | | | | 1.0 | μA |
| Resistance (input-output) ⁷⁾ | $V_{IO} = 500\text{ VDC}$ | R_{IO} | | 10^{12} | | Ω |
| Capacitance (input-output) ⁷⁾ | $f = 1.0\text{ MHz}$ | C_{IO} | | 0.8 | | pF |

⁷⁾ Device considered a two-terminal device: pins 1, 2, 3 and 4 shorted together and pins 5, 6, 7, and 8 shorted together.

6N138/ 6N139

Vishay Semiconductors



Current Transfer Ratio

| Parameter | Test condition | Part | Symbol | Min | Typ. | Max | Unit |
|--|--|-------|--------|-----|------|-----|------|
| Current Transfer Ratio ^{(1), (2)} | $I_F = 1.6 \text{ mA}$, $V_O = 0.4 \text{ V}$, $V_{CC} = 4.5 \text{ V}$ | 6N138 | CTR | 300 | 1600 | | % |
| Current Transfer Ratio | $I_F = 0.5 \text{ mA}$, $V_O = 0.4 \text{ V}$, $V_{CC} = 4.5 \text{ V}$ | 6N139 | CTR | 400 | 1600 | | % |
| | $I_F = 1.6 \text{ mA}$, $V_O = 0.4 \text{ V}$, $V_{CC} = 4.5 \text{ V}$ | 6N139 | CTR | 500 | 2000 | | % |

⁽¹⁾ DC current transfer ratio is defined as the ratio of output collector current, I_O , to the forward LED input current, I_F times 100 %.

⁽²⁾ Pin 7 open

Switching Characteristics

| Parameter | Test condition | Part | Symbol | Min | Typ. | Max | Unit |
|--|--|-------|-----------|-----|------|-----|---------------|
| Propagation delay time to logic low at output | $I_F = 1.6 \text{ mA}$, $R_L = 2.2 \text{ k}\Omega$ | 6N138 | t_{PHL} | | 2.0 | 10 | μs |
| Propagation delay time to logic low at output ^{(3), (4)} | $I_F = 0.5 \text{ mA}$, $R_L = 4.7 \text{ k}\Omega$ | 6N139 | t_{PHL} | | 6.0 | 25 | μs |
| | $I_F = 12 \text{ mA}$, $R_L = 270 \Omega$ | 6N139 | t_{PHL} | | 0.6 | 1.0 | μs |
| Propagation delay time to logic high at output | $I_F = 1.6 \text{ mA}$, $R_L = 2.2 \text{ k}\Omega$ | 6N138 | t_{PLH} | | 2.0 | 35 | μs |
| | $I_F = 0.5 \text{ mA}$, $R_L = 4.7 \text{ k}\Omega$ | 6N139 | t_{PLH} | | 4.0 | 60 | μs |
| Propagation delay time to logic high at output ^{(3), (4)} | $I_F = 12 \text{ mA}$, $R_L = 270 \Omega$ | 6N139 | t_{PLH} | | 1.5 | 7.0 | μs |

⁽³⁾ Pin 7 open

⁽⁴⁾ Using a resistor between pin 5 and 7 will decrease gain and delay time.

Common Mode Transient Immunity

| Parameter | Test condition | Symbol | Min | Typ. | Max | Unit |
|---|---|----------|-----|------|-----|-----------------|
| Common mode transient immunity, logic high level output | $I_F = 0 \text{ mA}$, $R_L = 2.2 \text{ k}\Omega$, $R_{CC} = 0$, $ V_{CM} = 10 V_{F, P}$ | $ CM_H $ | | 500 | | $V/\mu\text{s}$ |
| Common mode transient immunity, logic low level output | $I_F = 1.6 \text{ mA}$, $R_L = 2.2 \text{ k}\Omega$, $R_{CC} = 0$, $ V_{CM} = 10 V_{F, P}$ | $ CM_L $ | | -500 | | $V/\mu\text{s}$ |

⁽¹⁾ Common mode transient immunity in logic high level is the maximum tolerable (positive) dV_{CM}/dt on the leading edge of the common mode pulse, V_{CM} , to assure that the output will remain in a logic high state (i.e. $V_O > 2.0 \text{ V}$) common mode transient immunity in logic low level is the maximum tolerable (negative) dV_{CM}/dt on the trailing edge of the common mode pulse signal, V_{CM} to assure that the output will remain in a logic low state (i.e. $V_O < 0.8 \text{ V}$).

⁽²⁾ In applications where dV_{CM}/dt may exceed $50,000 V/\mu\text{s}$ (such as static discharge) a series resistor, R_{CC} should be included to protect I_O from destructively high surge currents. The recommend value is $R_{CC} = (1 \text{ V}) / (0.15 I_F \text{ (mA)}) \text{ k}\Omega$.

A4) Το φύλλο δεδομένων του SN74LS04N

- Dependable Texas Instruments Quality and Reliability

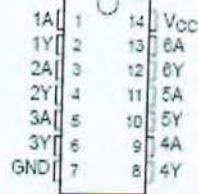
description/ordering information

These devices contain six independent inverters.

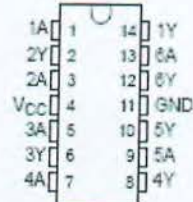
SN5404, SN54LS04, SN54S04, SN7404, SN74LS04, SN74S04 HEX INVERTERS

SOL9029C - DECEMBER 1983 - REVISED JANUARY 2004

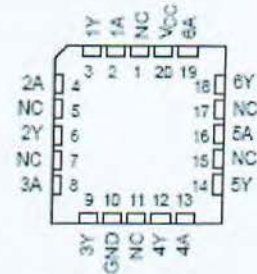
SN5404 ... J PACKAGE
SN54LS04, SN54S04 ... J OR W PACKAGE
SN7404, SN74S04 ... D, N, OR NS PACKAGE
SN74LS04 ... D, DB, N, OR NS PACKAGE
(TOP VIEW)



SN5404 ... W PACKAGE
(TOP VIEW)



SN54LS04, SN54S04 ... FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC - No internal connection



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA Information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655505 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2004, Texas Instruments Incorporated. All products comply to MIL-PRC-38510, all parameters are tested unless otherwise noted. On all other products, production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**SN5404, SN54LS04, SN54S04,
SN7404, SN74LS04, SN74S04
HEX INVERTERS**

SDLS029D - DECEMBER 1993 - REVISED JANUARY 2004

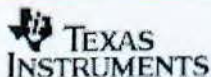
ORDERING INFORMATION

| TA | PACKAGE† | ORDERABLE PART NUMBER | TOP-SIDE MARKING | |
|----------------|-----------|-----------------------|------------------|-------------|
| 0°C to 70°C | PDIP - N | Tube | SN7404N | SN7404N |
| | | Tube | SN74LS04N | SN74LS04N |
| | | Tube | SN74S04N | SN74S04N |
| | SOIC - D | Tube | SN7404D | 7404 |
| | | | SN74LS04D | LS04 |
| | | Tape and reel | SN74LS04DR | LS04 |
| | | | SN74S04D | S04 |
| | | Tape and reel | SN74S04DR | S04 |
| | | | SN7404NSR | SN7404 |
| | SQP - NS | Tape and reel | SN74LS04NSR | 74LS04 |
| | | | SN74S04NSR | 74S04 |
| | | Tape and reel | SN74LS04NSR | LS04 |
| -55°C to 125°C | COIP - J | Tube | SN5404J | SN5404J |
| | | Tube | SNJ5404J | SNJ5404J |
| | | Tube | SN54LS04J | SN54LS04J |
| | | Tube | SN54S04J | SN54S04J |
| | | Tube | SNJ54LS04J | SNJ54LS04J |
| | | Tube | SNJ54S04J | SNJ54S04J |
| | CFP - W | Tube | SNJ5404W | SNJ5404W |
| | | Tube | SNJ54LS04W | SNJ54LS04W |
| | | Tube | SNJ54S04W | SNJ54S04W |
| | LCCC - FK | Tube | SNJ54LS04FK | SNJ54LS04FK |
| | | Tube | SNJ54S04FK | SNJ54S04FK |

† Package drawings, standard packing quantities, thermal data, symbolization, and PCB design guidelines are available at www.ti.com/so/package.

FUNCTION TABLE
(each inverter)

| INPUT A | OUTPUT Y |
|------------|-------------|
| H | L |
| L | H |

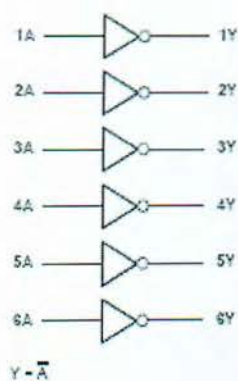


POST OFFICE BOX 655005 • DALLAS, TEXAS 75265

SN5404, SN54LS04, SN54S04,
SN7404, SN74LS04, SN74S04
HEX INVERTERS

SDLS025C - DECEMBER 1983 - REVISED JANUARY 2004

logic diagram (positive logic)



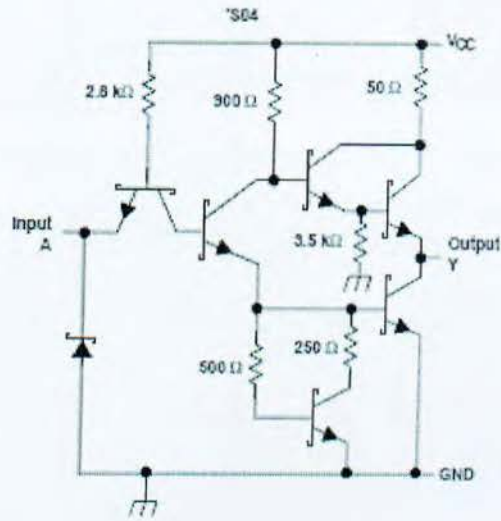
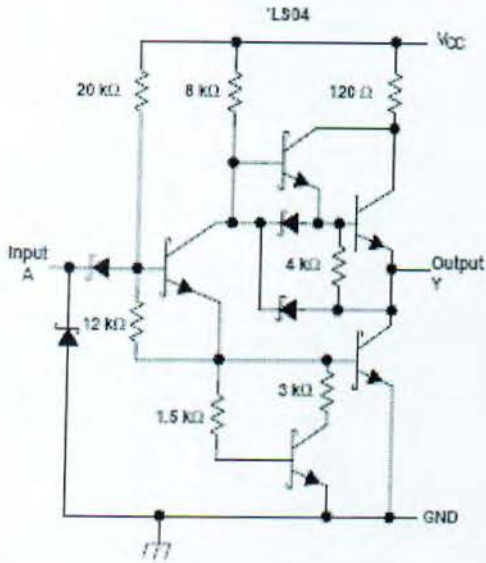
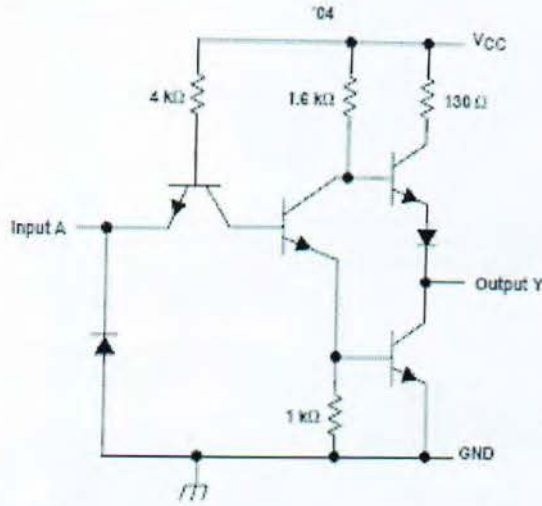
 **TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655523 • DALLAS, TEXAS 75265

SN5404, SN54LS04, SN54S04,
SN7404, SN74LS04, SN74S04
HEX INVERTERS

SDLS0290 - DECEMBER 1993 - REVISED JANUARY 2004

schematics (each gate)



Resistor values shown are nominal.

 **TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

SN5404, SN54LS04, SN54S04,
SN7404, SN74LS04, SN74S04
HEX INVERTERS

SCLS029C – DECEMBER 1993 – REVISED JANUARY 2004

switching characteristics, $V_{CC} = 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (see Figure 1)

| PARAMETER | FROM (INPUT) | TO (OUTPUT) | TEST CONDITIONS | SN5404 SN7404 | | | UNIT |
|-----------|--------------|-------------|---|------------------|-----|-----|------|
| | | | | MIN | TYP | MAX | |
| t_{PLH} | A | Y | $R_L = 400\ \Omega$, $C_L = 15\text{ pF}$ | | | | ns |
| t_{PHL} | | | | 12 | 22 | 8 | |

recommended operating conditions (see Note 3)

| | | SN54LS04 | | | SN74LS04 | | | UNIT |
|----------|--------------------------------|----------|-----|-----|----------|-----|------|------------------|
| | | MIN | NOM | MAX | MIN | NOM | MAX | |
| V_{CC} | Supply voltage | 4.5 | 5 | 5.5 | 4.75 | 5 | 5.25 | V |
| V_{IH} | High-level input voltage | 2 | | | 2 | | | V |
| V_{IL} | Low-level input voltage | | | | 0.5 | | | V |
| I_{OH} | High-level output current | | | | -0.4 | | | mA |
| I_{OL} | Low-level output current | 4 | | | 8 | | | mA |
| T_A | Operating free-air temperature | -55 | | | 125 | | | $^\circ\text{C}$ |

NOTE 3: All unused inputs of the device must be held at V_{CC} or GND to ensure proper device operation. Refer to the TI application report, *Implications of Slow or Floating CMOS Inputs*, literature number SCBA004.

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

| PARAMETER | TEST CONDITIONS† | | SN54LS04 | | | SN74LS04 | | | UNIT |
|---------------|------------------------|---|----------|------|------|----------|------|------|---------------|
| | | | MIN | TYP‡ | MAX | MIN | TYP‡ | MAX | |
| V_{IK} | $V_{CC} = \text{MIN.}$ | $I_I = -18\text{ mA}$ | -1.5 | | | -1.5 | | | V |
| V_{OH} | $V_{CC} = \text{MIN.}$ | $V_{IL} = \text{MAX.}$, $I_{OH} = -0.4\text{ mA}$ | 2.5 | 3.4 | | 2.7 | 3.4 | | V |
| V_{OL} | $V_{CC} = \text{MIN.}$ | $V_{IH} = 2\text{ V}$, $I_{OL} = 4\text{ mA}$, $I_{OL} = 8\text{ mA}$ | 0.25 | | 0.4 | 0.25 | | 0.5 | V |
| I_I | $V_{CC} = \text{MAX.}$ | $V_I = 7\text{ V}$ | 0.1 | | | 0.1 | | | mA |
| I_{IH} | $V_{CC} = \text{MAX.}$ | $V_I = 2.7\text{ V}$ | 20 | | | 20 | | | μA |
| I_{IL} | $V_{CC} = \text{MAX.}$ | $V_I = 0.4\text{ V}$ | -0.4 | | | -0.4 | | | mA |
| I_{OQ}^{\S} | $V_{CC} = \text{MAX.}$ | | -20 | | -100 | -20 | | -100 | mA |
| I_{OCH} | $V_{CC} = \text{MAX.}$ | $V_I = 0\text{ V}$ | 1.2 | 2.4 | | 1.2 | 2.4 | | mA |
| I_{OCL} | $V_{CC} = \text{MAX.}$ | $V_I = 4.5\text{ V}$ | 3.6 | 5.6 | | 3.6 | 5.6 | | mA |

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ All typical values are at $V_{CC} = 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$.

§ Not more than one output should be shorted at a time, and the duration of the short-circuit should not exceed one second.

switching characteristics, $V_{CC} = 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (see Figure 2)

| PARAMETER | FROM (INPUT) | TO (OUTPUT) | TEST CONDITIONS | SN54LS04 SN74LS04 | | | UNIT |
|-----------|--------------|-------------|--|----------------------|-----|-----|------|
| | | | | MIN | TYP | MAX | |
| t_{PLH} | A | Y | $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $C_L = 15\text{ pF}$ | | | | ns |
| t_{PHL} | | | | 9 | 15 | 10 | |



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

SN5404, SN54LS04, SN54S04,
SN7404, SN74LS04, SN74S04
HEX INVERTERS

SDLS023C - DECEMBER 1983 - REVISED JANUARY 2004

recommended operating conditions (see Note 3)

| | SN54S04 | | | SN74S04 | | | UNIT |
|---|---------|-----|-----|---------|-----|------|------|
| | MIN | NOM | MAX | MIN | NOM | MAX | |
| V _{CC} Supply voltage | 4.5 | 5 | 5.5 | 4.75 | 5 | 5.25 | V |
| V _{IH} High-level input voltage | 2 | | | 2 | | | V |
| V _{IL} Low-level input voltage | | | 0.8 | | | 0.8 | V |
| I _{OH} High-level output current | | | -1 | | | -1 | mA |
| I _{OL} Low-level output current | | | 20 | | | 20 | mA |
| T _A Operating free-air temperature | -55 | | 125 | 0 | | 70 | °C |

NOTE 3: All unused inputs of the device must be held at V_{CC} or GND to ensure proper device operation. Refer to the TI application report, Implications of Slow or Floating CMOS Inputs, literature number SBOA004.

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

| PARAMETER | TEST CONDITIONS† | SN54S04 | | | SN74S04 | | | UNIT |
|-------------------|---|---------|------|------|---------|------|------|------|
| | | MIN | TYP‡ | MAX | MIN | TYP‡ | MAX | |
| V _{IK} | V _{CC} = MIN, I _I = -18 mA | | | -1.2 | | | -1.2 | V |
| V _{OH} | V _{CC} = MIN, V _{IL} = 0.8 V, I _{OH} = -1 mA | 2.5 | 3.4 | | 2.7 | 3.4 | | V |
| V _{OL} | V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, I _{OL} = 20 mA | | | 0.5 | | | 0.5 | V |
| I _I | V _{CC} = MAX, V _I = 5.5 V | | | 1 | | | 1 | mA |
| I _{IH} | V _{CC} = MAX, V _I = 2.7 V | | | 50 | | | 50 | µA |
| I _{IL} | V _{CC} = MAX, V _I = 0.5 V | | | -2 | | | -2 | mA |
| I _{OS} § | V _{CC} = MAX | -40 | | -100 | -40 | | -100 | mA |
| I _{OOH} | V _{CC} = MAX, V _I = 0 V | | 15 | 24 | | 15 | 24 | mA |
| I _{OOL} | V _{CC} = MAX, V _I = 4.5 V | | 30 | 54 | | 30 | 54 | mA |

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ All typical values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C.

§ Not more than one output should be shorted at a time, and the duration of the short-circuit should not exceed one second.

switching characteristics, V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C (see Figure 1)

| PARAMETER | FROM (INPUT) | TO (OUTPUT) | TEST CONDITIONS | SN54S04 SN74S04 | | | UNIT |
|------------------|--------------|-------------|--|--------------------|-----|-----|------|
| | | | | MIN | TYP | MAX | |
| t _{PLH} | A | Y | R _L = 250 Ω, C _L = 15 pF | 3 | 4.5 | ns | |
| t _{PHL} | | | | 3 | 5 | | |
| t _{PLH} | A | Y | R _L = 250 Ω, C _L = 50 pF | 4.5 | | ns | |
| t _{PHL} | | | | 5 | | | |

A5) Το φύλλο δεδομένων του IR2110

International
IR Rectifier

Data Sheet No. PD60147 Rev.T

IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF) HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
Separate logic supply range from 3.3V to 20V
Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs
- Also available LEAD-FREE

Product Summary

| | |
|------------------------------|-------------|
| V_{OFFSET} (IR2110) | 500V max. |
| (IR2113) | 600V max. |
| $I_{\text{O}+/-}$ | 2A / 2A |
| V_{OUT} | 10 - 20V |
| $t_{\text{on/off}}$ (typ.) | 120 & 94 ns |
| Delay Matching (IR2110) | 10 ns max. |
| (IR2113) | 20ns max. |

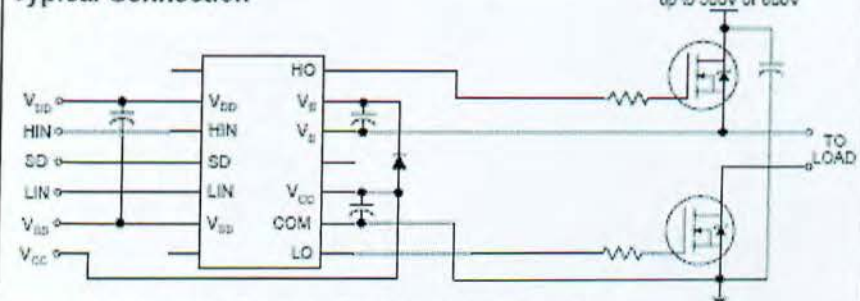
Packages



Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

Typical Connection



(Refer to Lead Assignments for correct pin configuration). This/These diagram(s) show electrical connections only. Please refer to our Application Notes and DesignTips for proper circuit board layout.

www.irf.com

Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

| Symbol | Definition | Min. | Max. | Units |
|--------------|---|----------------|----------------|-------|
| V_B | High side floating supply voltage (IR2110) (IR2113) | -0.3 | 525 | V |
| | | -0.3 | 625 | |
| V_S | High side floating supply offset voltage | $V_B - 25$ | $V_B + 0.3$ | |
| V_{HO} | High side floating output voltage | $V_S - 0.3$ | $V_B + 0.3$ | |
| V_{CO} | Low side fixed supply voltage | -0.3 | 25 | |
| V_{LO} | Low side output voltage | -0.3 | $V_{CO} + 0.3$ | |
| V_{DD} | Logic supply voltage | -0.3 | $V_{SS} + 25$ | |
| V_{SS} | Logic supply offset voltage | $V_{CO} - 25$ | $V_{CO} + 0.3$ | |
| V_{IN} | Logic input voltage (HIN, LIN & SD) | $V_{SS} - 0.3$ | $V_{DD} + 0.3$ | |
| dV_{DD}/dt | Allowable offset supply voltage transient (figure 2) | — | 50 | |
| P_D | Package power dissipation @ $T_A \leq +25^\circ\text{C}$ (14 lead DIP) (16 lead SOIC) | — | 1.6 | W |
| | | — | 1.25 | |
| R_{THJA} | Thermal resistance, junction to ambient (14 lead DIP) (16 lead SOIC) | — | 75 | °C/W |
| | | — | 100 | |
| T_J | Junction temperature | — | 150 | °C |
| T_S | Storage temperature | -55 | 150 | |
| T_L | Lead temperature (soldering, 10 seconds) | — | 300 | |

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_{CO} and V_{DD} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

| Symbol | Definition | Min. | Max. | Units |
|----------|--|--------------|---------------|-------|
| V_B | High side floating supply absolute voltage | $V_S + 10$ | $V_S + 20$ | V |
| V_S | High side floating supply offset voltage (IR2110) (IR2113) | Note 1 | 500 | |
| | | Note 1 | 600 | |
| V_{HO} | High side floating output voltage | V_S | V_S | |
| V_{CO} | Low side fixed supply voltage | 10 | 20 | |
| V_{LO} | Low side output voltage | 0 | V_{CO} | |
| V_{DD} | Logic supply voltage | $V_{SS} + 3$ | $V_{SS} + 20$ | |
| V_{SS} | Logic supply offset voltage | -5 (Note 2) | 5 | |
| V_{IN} | Logic input voltage (HIN, LIN & SD) | V_{SS} | V_{DD} | |
| T_A | Ambient temperature | -40 | 125 | |

Note 1: Logic operational for V_S of -4 to +500V. Logic state held for V_S of -4V to $-V_{SS}$. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: When $V_{DD} < 5V$, the minimum V_{SS} offset is limited to $-V_{DD}$.

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, C_L = 1000 pF, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

| Symbol | Definition | Figure | Min. | Typ. | Max. | Units | Test Conditions |
|-----------|-------------------------------------|----------------------|------|------|------|-------|-------------------|
| t_{on} | Turn-on propagation delay | 7 | — | 120 | 150 | ns | $V_O = 0V$ |
| t_{off} | Turn-off propagation delay | 8 | — | 94 | 125 | | $V_O = 500V/600V$ |
| t_{sd} | Shutdown propagation delay | 9 | — | 110 | 140 | | $V_O = 500V/600V$ |
| t_r | Turn-on rise time | 10 | — | 25 | 35 | | |
| t_f | Turn-off fall time | 11 | — | 17 | 25 | | |
| MT | Delay matching, HS & LS turn-on/off | (IR2110) (IR2113) | — | — | — | | 10 20 |

Static Electrical Characteristics

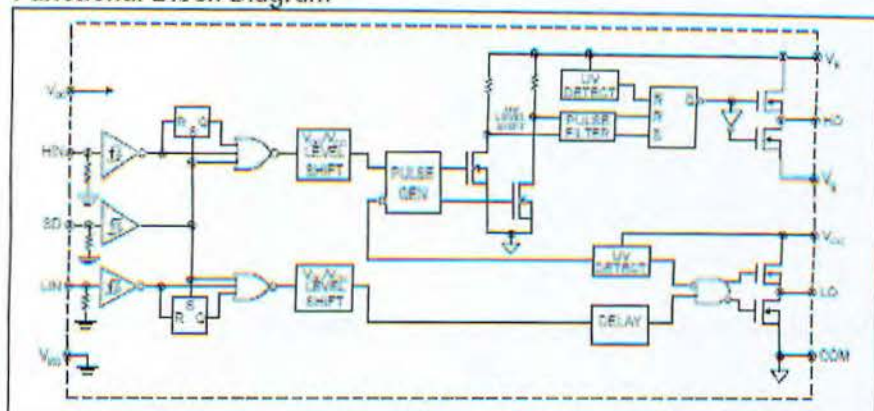
V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The V_{IH} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all three logic input leads: I_{IN} , I_{LN} and I_{DN} . The V_O and I_O parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

| Symbol | Definition | Figure | Min. | Typ. | Max. | Units | Test Conditions |
|-------------|---|--------|------|------|------|---------|--|
| V_{IH} | Logic "1" input voltage | 12 | 9.5 | — | — | V | |
| V_{IL} | Logic "0" input voltage | 13 | — | — | 6.0 | | |
| V_{OH} | High level output voltage, $V_{BIAS} - V_O$ | 14 | — | — | 1.2 | | $I_O = 0A$ |
| V_{OL} | Low level output voltage, V_O | 15 | — | — | 0.1 | | $I_O = 0A$ |
| I_{LK} | Offset supply leakage current | 16 | — | — | 50 | μA | $V_B - V_S = 500V/600V$ |
| I_{QBS} | Quiescent V_{BS} supply current | 17 | — | 125 | 230 | | $V_{IN} = 0V$ or V_{DD} |
| I_{QCC} | Quiescent V_{CC} supply current | 18 | — | 180 | 340 | | $V_{IN} = 0V$ or V_{DD} |
| I_{QDD} | Quiescent V_{DD} supply current | 19 | — | 15 | 30 | | $V_{IN} = 0V$ or V_{DD} |
| I_{IN+} | Logic "1" input bias current | 20 | — | 20 | 40 | V | $V_{IN} = V_{DD}$ |
| I_{IN-} | Logic "0" input bias current | 21 | — | — | 1.0 | | $V_{IN} = 0V$ |
| V_{BSUV+} | V_{BS} supply undervoltage positive going threshold | 22 | 7.5 | 8.6 | 9.7 | V | |
| V_{BSUV-} | V_{BS} supply undervoltage negative going threshold | 23 | 7.0 | 8.2 | 9.4 | | |
| V_{CCUV+} | V_{CC} supply undervoltage positive going threshold | 24 | 7.4 | 8.5 | 9.5 | | |
| V_{CCUV-} | V_{CC} supply undervoltage negative going threshold | 25 | 7.0 | 8.2 | 9.4 | | |
| I_{OH} | Output high short circuit pulsed current | 26 | 2.0 | 2.5 | — | A | $V_O = 0V$, $V_{IN} = V_{DD}$ $PW \leq 10 \mu s$ |
| I_{OL} | Output low short circuit pulsed current | 27 | 2.0 | 2.5 | — | | $V_O = 15V$, $V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$ |

IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF)

International
IOR Rectifier

Functional Block Diagram



Lead Definitions

| Symbol | Description |
|--------|---|
| VDD | Logic supply |
| HIN | Logic input for high side gate driver output (HO), in phase |
| SD | Logic input for shutdown |
| LIN | Logic input for low side gate driver output (LO), in phase |
| VSS | Logic ground |
| Vb | High side floating supply |
| HO | High side gate drive output |
| Vc | High side floating supply return |
| VCC | Low side supply |
| LO | Low side gate drive output |
| COM | Low side return |

Lead Assignments

| | |
|---|---|
| <p>14 Lead PDIP</p> <p>IR2110/IR2113</p> | <p>16 Lead SOIC (Wide Body)</p> <p>IR2110S/IR2113S</p> |
|---|---|

www.irf.com

IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF)

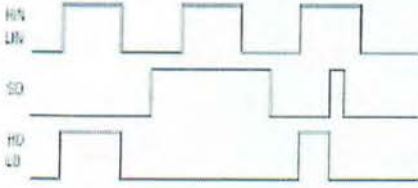


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

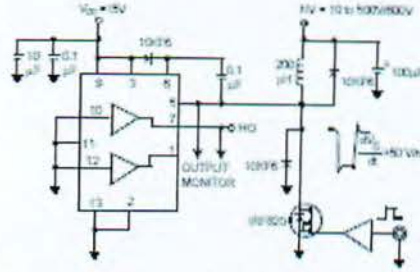


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

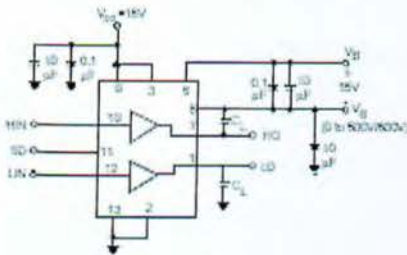


Figure 3. Switching Time Test Circuit

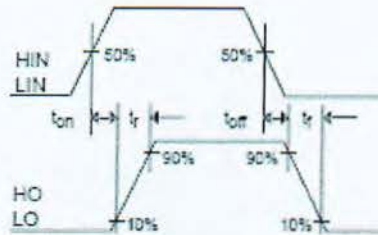


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

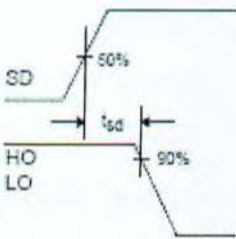


Figure 5. Shutdown Waveform Definitions

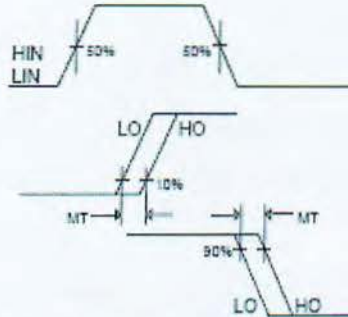


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

1. Mohan, Undeland,Robbins- «Εισαγωγή στα ηλεκτρονικά ισχύος», 3^η Έκδοση , Εκδόσεις Τζιόλα 2010
2. Ian F. Crowley, Ho Fong Leung, “PWM Techniques: A Pure Sine Wave Inverter”, Worcester Polytechnic Institute Major, April 2011
3. Jim Doucet, Dan Eggleston, Jeremy Shaw,”DC/AC Pure Sine Wave Inverter”, NECAMSID, 2007
4. Γιαρτζώνη Λαμπρινή, «Ανάλυση, Σχεδιασμός και διερεύνηση της λειτουργίας μονοφασικού φωτοβολταϊκού συστήματος συνδεδεμένου στο δίκτυο», Πανεπιστήμιο Πατρών, Φεβρουάριος 2010.
5. <http://www.physics4u.gr/energy/sunenergy.html>
6. el.wikipedia.org/wiki/Ηλιακή_ενέργεια
7. <http://www.e-fotovoltaika.com/el/iliaki-aktinovia.html>
8. <http://www.e-fotovoltaika.com/el/panel.html>
9. <http://www.selasenergy.gr/>
10. <http://pveducation.org/pvcdrom/properties-of-sunlight/photon-flux>
11. <http://electrapk.com/diode-2/>
12. http://www.alifragis.com.gr/full_product.php?prod_id=Solar&page=1
13. <http://pveducation.org/pvcdrom/properties-of-sunlight/energy-of-photon>
14. http://el.wikipedia.org/wiki/%CE%91%CF%81%CF%87%CE%B5%CE%AF%CE%BF:Solar_energy_diagram_el.jpg
15. <http://www.howstuffworks.com/sun.html>
16. http://www.selasenergy.gr/fv_systems.php
17. <http://www.exelgroup.gr/E0349BDA.el.aspx>
18. <http://drivetech.gr>
19. <http://www.enor.gr>
20. <http://www.hyperionee.gr>