



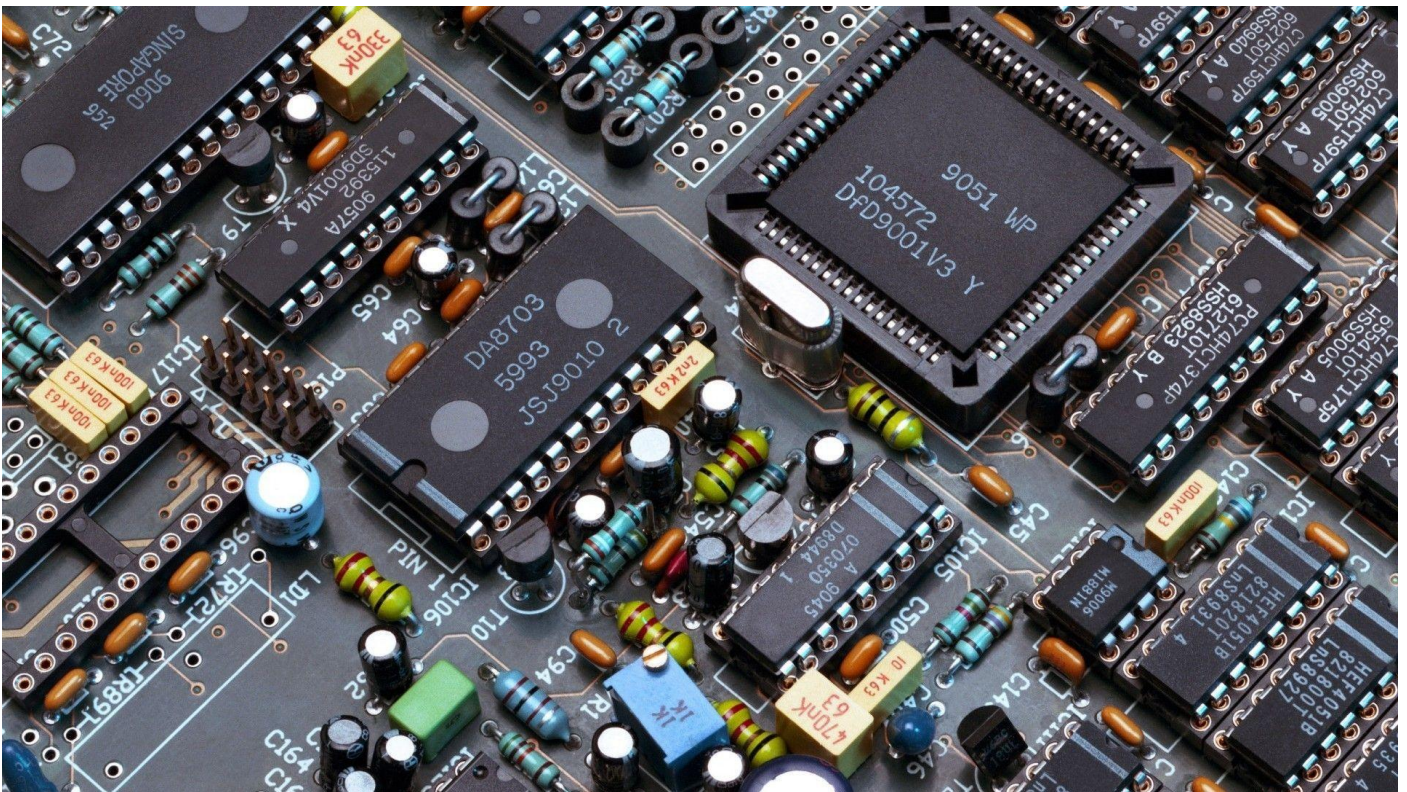
ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ

ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ & ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

Διπλωματική Εργασία

« Μελέτη και Κατασκευή Τριφασικού Αντιστροφέα για τον Έλεγχο
Τριφασικού Επαγωγικού Κινητήρα »



Επιβλέπων Καθηγητής: Καραϊσάς Πέτρος

Αναπληρωτής Καθηγητής

Φοιτητής:

Σαρρής Ιωάννης

A.M.: 48343692

Αθήνα-Αιγάλεω

Δεκέμβριος 2020



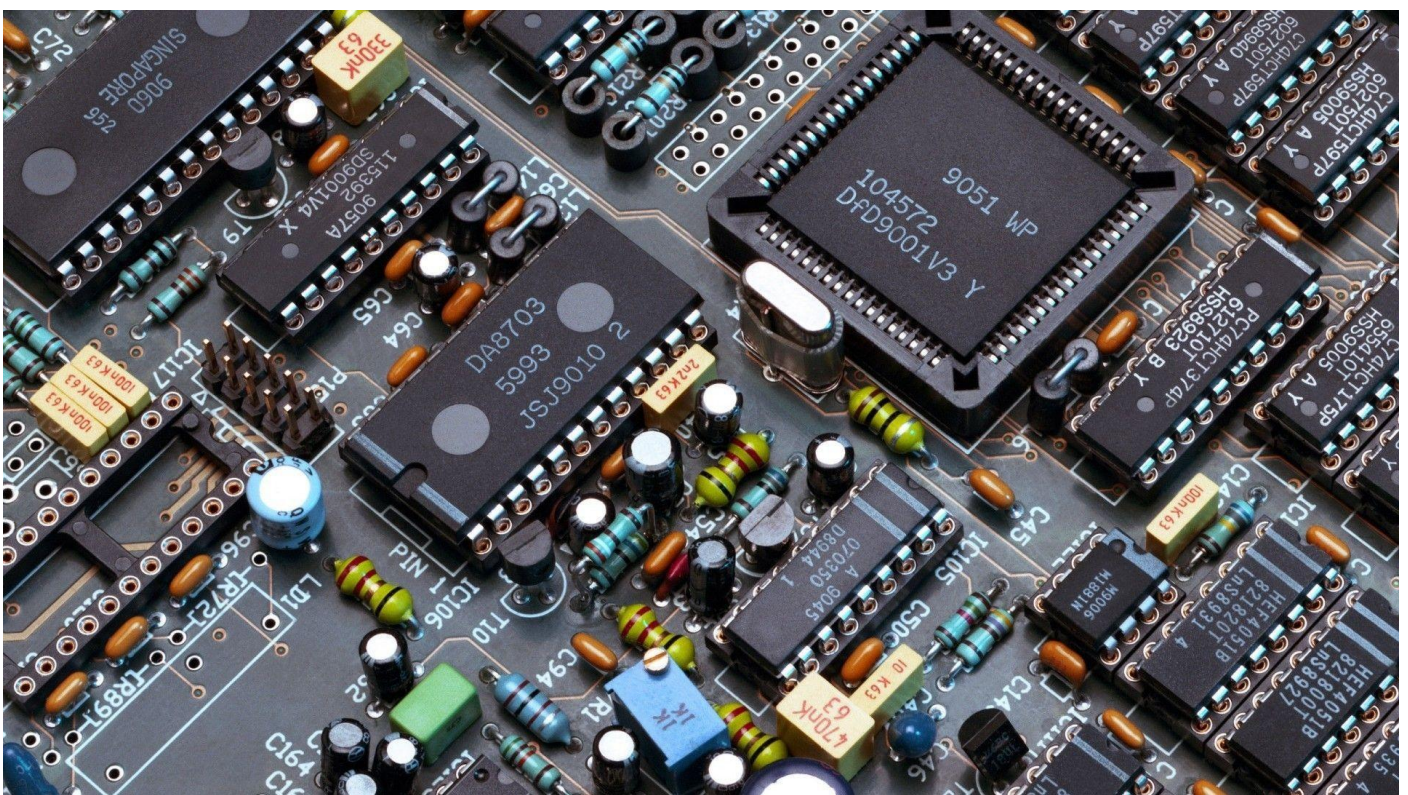
UNIVERSITY OF WEST ATTICA

FACULTY OF ENGINEERING

DEPARTMENT OF ELECTRICAL & ELECTRONICS ENGINEERING

Diploma Thesis

« Study and Construction of three phase inverter for controlling three phase induction motor»



Supervisor: Karaisas Petros

Associate Professor

Student: Sarris Ioannis

Registration Number: 48343692

Athens-Egaleo

December 2020

Η Διπλωματική Εργασία έγινε αποδεκτή και βαθμολογήθηκε από την εξής τριμελή επιτροπή:

Καραϊσάς Πέτρος Αναπληρωτής καθηγητής	Βυλλιώτης Ηρακλής Λέκτορας Εφαρμογών	Συγγερίδου Ολυμπιάδα Λέκτορας

Copyright © Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ και (Σαρρής Ιωάννης),
Δεκέμβριος, 2020**

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τους συγγραφείς.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον/την συγγραφέα του και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις θέσεις του επιβλέποντος, της επιτροπής εξέτασης ή τις επίσημες θέσεις του Τμήματος και του Ιδρύματος.

ΔΗΛΩΣΗ ΣΥΓΓΡΑΦΕΑ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Ο κάτωθι υπογεγραμμένος Σαρρής Ιωάννης του Δημητρίου, με αριθμό μητρώου 48343692 φοιτητής του Πανεπιστημίου Δυτικής Αττικής της Σχολής ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ του Τμήματος ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ,


δηλώνω υπεύθυνα ότι:

«Είμαι συγγραφέας αυτής της διπλωματικής εργασίας και ότι κάθε βοήθεια την οποία είχα για την προετοιμασία της είναι πλήρως αναγνωρισμένη και αναφέρεται στην εργασία. Επίσης, οι όποιες πηγές από τις οποίες έκανα χρήση δεδομένων, ιδεών ή λέξεων, είτε ακριβώς είτε παραφρασμένες, αναφέρονται στο σύνολό τους, με πλήρη αναφορά στους συγγραφείς, τον εκδοτικό οίκο ή το περιοδικό, συμπεριλαμβανομένων και των πηγών που ενδεχομένως χρησιμοποιήθηκαν από το διαδίκτυο. Επίσης, βεβαιώνω ότι αυτή η εργασία έχει συγγραφεί από μένα αποκλειστικά και αποτελεί προϊόν πνευματικής ιδιοκτησίας τόσο δικής μου, όσο και του Ιδρύματος.

Παράβαση της ανωτέρω ακαδημαϊκής μου ευθύνης αποτελεί ουσιώδη λόγο για την ανάκληση του διπλώματός μου.

Επιθυμώ την απαγόρευση πρόσβασης στο πλήρες κείμενο της εργασίας μου μέχρι Οκτώβριο 2021 και έπειτα από αίτησή μου στη Βιβλιοθήκη και έγκριση του επιβλέποντα καθηγητή.»

Ο Δηλών

Σαρρής Ιωάννης


Ευχαριστίες

Ξεκινώντας θα ήθελα να ευχαριστήσω με τον πιο θερμό τρόπο τον επιβλέποντα καθηγητή μου και τον κύριο Βυλλιώτη Ηρακλή για την αμέριστη βοήθεια και στήριξη του για την περάτωση της διπλωματικής μου εργασίας.

Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τους γονείς μου για την συνεχή στήριξη και βοήθεια τους σε αυτό το δύσκολο εγχείρημα.

Τέλος θα ήθελα να ευχαριστήσω όλο το διδακτικό προσωπικό του Πανεπιστημίου Δυτικής Αττικής με το οποίο συνεργάστηκα, για την πολύτιμη βοήθεια τους αλλά και το διδακτικό τους έργο όπου μας δίνει πολύτιμα εφόδια για την μετέπειτα επαγγελματική μας σταδιοδρομία.

Πρόλογος

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε στα πλαίσια του προπτυχιακού προγράμματος σπουδών, στη σχολή μηχανικών του Πανεπιστημίου Δυτικής Αττικής, στο τμήμα Ηλεκτρολόγων και Ηλεκτρονικών Μηχανικών.

Στην εργασία αυτή γίνεται η μελέτη και κατασκευή ενός τριφασικού αντιστροφέα για τον έλεγχο τριφασικού επαγωγικού κινητήρα με τη χρήση της τεχνικής ημιτονοειδούς διαμόρφωσης πλάτους παλμών (S.P.W.M).

Για την υλοποίηση του τριφασικού αντιστροφέα και πιο συγκεκριμένα για τον έλεγχο των παλμών έγινε η χρήση μικροελεγκτών Arduino Mega. Ενώ για την οδήγηση των ημιαγωγικών διακοπών έγινε η χρήση ενός κυκλώματος οδήγησης που ως βάση είχε τα ολοκληρωμένα FAN7382N. Τέλος στην τριφασική πλήρως ελεγχόμενη γέφυρα έγινε χρήση Διπολικών Τρανζίστορ Μονωμένης Πύλης (I.G.B.T) με ενσωματωμένη δίοδο ελεύθερης ροής .

Τα κεφάλαια από τα οποία αποτελείται η εργασία είναι πέντε. Στο πρώτο (1^ο) κεφάλαιο γίνεται μια γενική και συνοπτική ανάλυση του τρόπου λειτουργίας των βασικών στοιχείων και εξαρτημάτων που διέπουν τα ηλεκτρονικά ισχύος.

Στο δεύτερο (2^ο) κεφάλαιο αναλύεται η χρήση των αντιστροφέων, ο τρόπος λειτουργίας τους αλλά κυριότερα οι βασικές αρχές που διέπουν την όλη λειτουργία των συστημάτων αυτών.

Στο τρίτο (3^ο) κεφάλαιο γίνεται η ανάλυση των τριφασικών επαγωγικών κινητήρων αλλά και των βασικών τους ηλεκτρικών και μηχανολογικών χαρακτηριστικών.

Στο τέταρτο (4^ο) κεφάλαιο γίνεται παρουσίαση των βασικών χαρακτηριστικών και λειτουργιών των μικροελεγκτών αλλά και ο τρόπος ελέγχου αυτών. Τέλος γίνεται μια παρουσίαση των τεχνικών χαρακτηριστικών των μικροελεγκτών της σειράς Arduino και ο τρόπος παραμετροποίησης αυτών.

Κλείνοντας στο πέμπτο (5^ο) κεφάλαιο αναλύεται αρχικά ο τρόπος λειτουργίας του αντιστροφέα, το πρόγραμμα ελέγχου των μικροελεγκτών και ανάλυση των επιμέρους συστημάτων της κατασκευής με πληθώρα ηλεκτρολογικών και μηχανολογικών σχεδίων.

Λέξεις κλειδιά: αντιστροφέας, τεχνική SPWM με arduino, ηλεκτρονικά ισχύος, επαγωγικός κινητήρας, κατασκευή τριφασικού αντιστροφέα.

Introduction

The present diploma thesis was prepared under the undergraduate program, at the faculty of engineering of the University of West Attica, in the Department of Electrical and Electronic Engineering.

This thesis analyses the study and construction of a three-phase inverter for controlling three-phase induction motor by using the Sinusoidal Pulse Width Modulation (S.P.W.M) technique.

For the implementation of the three-phase inverter and more specifically for the control of the pulses were used Arduino Mega microcontrollers. Moreover in order to drive the semiconductor switches a special circuit was designed which was based on the integrated circuit FAN7382N. Finally for the three-phase full bridge controlled rectifier were used Insulated Gate Bipolar Transistors with a built-in free-flow diode.

The chapters of which the thesis consists are five. In the first (1st) chapter a general and concise analysis of the operation of the basic parts and components that govern the power electronics is made.

The second (2nd) chapter analyzes the use of inverters, their mode of operation but mainly the basic principles that govern the entire operation of these systems.

In the third (3rd) chapter the analysis of the three-phase inductive motors is made, as well as their basic electrical and mechanical characteristics.

In the fourth (4th) chapter is presented the basic characteristics and functions of microcontrollers and how to control them. Finally, a presentation is made of the technical characteristics of the Arduino series microcontrollers and how to configure them.

Closing in the fifth (5th) chapter firstly we analyze the mode of operation of the inverter, the control program of the microcontrollers and then the analysis of the individual systems of construction with a variety of electrical and mechanical drawings is being made.

Key words: inverter, SPWM technique using arduino, power electronics, inductive motor, construction of three phase inverter.

Περιεχόμενα

Ευχαριστίες.....	5
Πρόλογος.....	6
Introduction.....	7
1ο Κεφάλαιο: «Τα Ηλεκτρονικά Ισχύος και ποιος ο ρόλος τους».....	13
1.1 Εισαγωγή στα Ηλεκτρονικά Ισχύος.....	13
1.2 Τα είδη των μετατροπέων.....	14
1.2.1 Μετατροπέας AC/DC (ανόρθωση).....	14
1.2.2 Μετατροπέας AC/AC (σταθερής συχνότητας).....	15
1.2.3 Μετατροπέας DC/DC.....	15
1.2.4 Μετατροπέας DC/AC (αντιστροφέας ή inverter).....	16
1.3 Χαρακτηριστικά ημιαγωγικών διακοπτικών στοιχείων.....	17
1.3.1 Χαρακτηριστικά ιδανικού και πραγματικού διακόπτη.....	17
1.4 Τα βασικά ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία των ηλεκτρονικών ισχύος.....	18
1.4.1 Η Δίοδος.....	18
1.4.2.1 Θυρίστορ.....	19
1.4.2.2 GTO (gate turn off thyristor).....	20
1.4.3 Διπολικά Τρανζίστορ.....	21
1.4.4 Τρανζίστορ επίδρασης πεδίου (FET, field effect transistor).....	22
1.4.4.1 MOSFET.....	22
1.4.4.2 JFET.....	23
1.4.4.3 Διπολικό τρανζίστορ μονωμένης πύλης IGBT.....	23
1.5 Σύνοψη δυνατοτήτων ημιαγωγικών στοιχείων.....	24
1.6 Στοιχεία ελέγχου ηλεκτρονικών ισχύος.....	25
1.6.1 Τελεστικός Ενισχυτής.....	25
1.6.2 Κύριες εφαρμογές τελεστικών ενισχυτών.....	26
1.6.2.1 Συνδεσμολογία συγκριτή.....	26
1.6.2.2 Αναστρέφουσα συνδεσμολογία.....	26
1.6.2.3 Μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία.....	27
1.6.2.4 Αθροιστής.....	27
2ο Κεφάλαιο: «Ο Αντιστροφέας DC-AC, Inverter».....	28
2.1 Εισαγωγή στους αντιστροφέας.....	28
2.2 Ανάλυση των μονοφασικών αντιστροφέων.....	29
2.2.1 Μονοφασικός αντιστροφέας με πηγή τάσης σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας.....	29
2.2.2 Μονοφασικός αντιστροφέας με πηγή τάσης σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας.....	30
2.3 Έλεγχος τάσης μονοφασικού αντιστροφέα με τεχνική P.W.M.....	32
2.4 Έλεγχος τάσης μονοφασικού αντιστροφέα με τεχνική S.P.W.M.....	36

2.5 Έλεγχος τάσης τριφασικού αντιστροφέα εύρους 180°	40
2.6 Έλεγχος τάσης τριφασικού αντιστροφέα με τεχνική S.P.W.M.....	43
2.7 Παθητικά και ενεργά φίλτρα αντιστροφών	47
2.7.1 Παθητικά φίλτρα εξόδου αντιστροφών.....	47
2.7.2 Παθητικά φίλτρα εισόδου αντιστροφών.....	48
2.7.3 Ενεργά φίλτρα.....	49
3ο Κεφάλαιο: «Ο ασύγχρονος (επαγωγικός) τριφασικός κινητήρας».....	52
3.1 Ο επαγωγικός κινητήρας.....	52
3.2 Αρχές λειτουργίας τριφασικού επαγωγικού κινητήρα.....	53
3.3 Κυκλωματική ανάλυση ισοδύναμου μονοφασικού κυκλώματος επαγωγικού κινητήρα.....	55
3.4 Βαθμός απόδοσης και εξισώσεις μόνιμης κατάστασης.....	56
3.5 Χαρακτηριστική ροπής στρωφών και μέγιστη απόδοση επαγωγικού κινητήρα.....	57
3.6 Έλεγχος του κινητήρα μέσω της μεταβολής της τάσης και της συχνότητας της πηγής.....	60
4ο Κεφάλαιο: «Οι μικροελεγκτές και ο Arduino».....	63
4.1 Οι Μικροελεγκτές.....	63
4.2 Υποσύστημα μικροελεγκτή.....	64
4.3 Κατηγορίες Μικροελεγκτών.....	66
4.4 Προγραμματισμός Μικροελεγκτών και ανάπτυξη εφαρμογών.....	67
4.5.1 Οι μικροελεγκτές Arduino.....	68
4.5.2 Υλισμικό (Hardware).....	69
4.5.3 Πλακέτες οικογένειας Arduino.....	69
4.5.4 Περιβάλλον ανάπτυξης και προγραμματισμού.....	70
5ο Κεφάλαιο: «Κατασκευή τριφασικού αντιστροφέα».....	71
5.1 Εισαγωγή στο κατασκευαστικό μέρος του αντιστροφέα.....	71
5.2 Κυκλώματα τροφοδοσίας.....	72
5.3 Σύστημα παραγωγής παλμών τεχνικής SPWM.....	74
5.4 Σύστημα απεικόνισης στοιχειωδών λειτουργιών αντιστροφέα.....	87
5.5 Σύστημα οδήγησης παλμών των IGBT.....	90
Συμπεράσματα.....	93
Βιβλιογραφία και Πηγές.....	94
Παράρτημα 1.....	95
Παράρτημα 2.....	98

Λίστα Σχημάτων

Σχήμα 1.1.1 μπλοκ διάγραμμα δομής ηλεκτρονικών ισχύος.....	13
Σχήμα 1.2.1.1 μπλοκ διάγραμμα μετατροπέα Ac/DC.....	14
Σχήμα 1.2.1.2 Ηλεκτρονικό κύκλωμα μετατροπέα AC/DC.....	14
Σχήμα 1.2.2.1 μπλοκ διάγραμμα μετατροπέα AC/AC.....	15
Σχήμα 1.2.2.2 κύκλωμα μετατροπέα AC/AC και κυματομορφών εισόδου-εξόδου.....	15
Σχήμα 1.2.3.1 μπλοκ διάγραμμα μετατροπέα DC/DC.....	15
Σχήμα 1.2.3.2 μπλοκ κυκλώματος μετατροπέα DC/DC και κυματομορφές εισόδου-εξόδου.....	16
Σχήμα 1.2.4.1 μπλοκ διάγραμμα μετατροπέα DC/AC.....	16
Σχήμα 1.2.4.2 κύκλωμα μετατροπέα DC/AC.....	16
Σχήμα 1.3.1.1 χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος ιδανικού διακόπτη.....	17
Σχήμα 1.4.1.1 κυκλωματικό σύμβολο διόδου.....	18
Σχήμα 1.4.1.2 Χαρακτηριστική τάσης ρεύματος διόδου.....	19
Σχήμα 1.4.2.1.1 κατασκευαστική σύνθεσης διόδου και κυκλωματικού συμβόλου.....	19
Σχήμα 1.4.2.1.2 Χαρακτηριστική τάσης ρεύματος θυρίστορ.....	20
Σχήμα 1.4.2.2.1 κατασκευαστικής σύνθεσης GTO και κυκλωματικού συμβόλου.....	20
Σχήμα 1.4.2.2.2 Χαρακτηριστικής τάσης ρεύματος GTO.....	20
Σχήμα 1.4.3.1 κατασκευαστικής σύνθεσης διπολικού τρανζίστορ και κυκλωματικού συμβόλου.....	21
Σχήμα 1.4.3.2 Κυκλωματικής διάταξης συνδεσμολογίας Darlington.....	21
Σχήμα 1.4.3.3 Συνδεσμολογίας κυκλώματος διάταξης κοινού εκπομπού.....	22
Σχήμα 1.4.3.4 Χαρακτηριστικής τάσης ρεύματος σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού.....	22
Σχήμα 1.4.4.1.1 Σχηματικό σύμβολο MOSFET τύπου n.....	23
Σχήμα 1.4.4.1.2 Χαρακτηριστική τάσης ρεύματος MOSFET.....	23
Σχήμα 1.4.4.2.1 Σχηματικό σύμβολο JFET.....	23
Σχήμα 1.4.4.3.1 Σχηματικό σύμβολο IGBT.....	23
Σχήμα 1.4.4.3.2 Χαρακτηριστική τάσης ρεύματος IGBT.....	24
Σχήμα 1.5.1 Συνοπτικό διάγραμμα δυνατοτήτων των κύριων ημιαγωγικών στοιχείων.....	25
Σχήμα 1.6.1.1 Κυκλωματικό σύμβολο τελεστικού ενισχυτή.....	26
Σχήμα 1.6.2.1.1 Συνδεσμολογία κυκλώματος συγκριτή.....	26
Σχήμα 1.6.2.2.1 αναστρέφουσα συνδεσμολογία τελεστικού ενισχυτή.....	26
Σχήμα 1.6.2.3.1 μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία τελεστικού ενισχυτή.....	27
Σχήμα 1.6.2.4.1 κύκλωμα συνδεσμολογίας τελεστικού ενισχυτή για λειτουργία αθροιστή.....	27
Σχήμα 2.1.1 Αντιστροφείς της εταιρίας SMA, μοντέλο 17000TL.....	28
Σχήμα 2.2.1.1 Μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας με πηγή τάσης.....	29
Σχήμα 2.2.2.1 μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας.....	31
Σχήμα 2.2.2.2 Κυματομορφές τάσης ελέγχου των ημιαγωγικών διακοπών $S_1S_4S_2$ και S_3	31
Σχήμα 2.3.1 Ορισμού τεχνικής PWM ενός παλμού ανά ημιπερίοδο.....	33
Σχήμα 2.3.2 δημιουργίας παλμών ημιαγωγικών διακοπών.....	33
Σχήμα 2.3.3 Κύκλωμα μονοφασικού αντιστροφέα ο οποίος χρησιμοποιεί την τεχνική PWM.....	35
Σχήμα 2.4.1 α. κυματομορφές σημάτων αναφοράς και φέροντος, β. κυματομορφές παλμών.....	38
Σχήμα 2.4.2 κυματομορφών μονοφασικού αντιστροφέα με χρήση τεχνικής SPWM.....	39
Σχήμα 2.4.3 Κύκλωμα μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας τεχνικής SPWM.....	40
Σχήμα 2.5.1 Τριφασικός αντιστροφέας εύρους 180°	41
Σχήμα 2.5.2 Κυματομορφών αντιστροφέα.....	41
Σχήμα 2.6.1 Διάγραμμα κανονικοποιημένων τιμών για πλάτη αρμονικών συνιστωσών της πολικής τάσης εξόδου τριφασικού αντιστροφέα που χρησιμοποιεί τεχνική SPWM).....	44
Σχήμα 2.6.2 Κύκλωμα τριφασικού αντιστροφέα με χρήση τεχνικής SPWM.....	45

Σχήμα 2.6.3 Κυματομορφές ελέγχου τριφασικού αντιστροφέα με χρήση SPWM.....	46
Σχήμα 2.7.1.1 μπλοκ διάγραμμα φίλτρου εξόδου αντιστροφέα.....	47
Σχήμα 2.7.2.1 μπλοκ διάγραμμα φίλτρου εισόδου και εξόδου αντιστροφέα.....	49
Σχήμα 2.7.3.1 μπλοκ διάγραμμα συνδυασμού παράλληλου και εν σειρά φίλτρου.....	50
Σχήμα 2.7.3.2 μπλοκ διάγραμμα παράλληλα συνδεδεμένου ενεργού φίλτρου.....	50
Σχήμα 2.7.3.3 μπλοκ διάγραμμα εν σειρά συνδεδεμένου ενεργού φίλτρου.....	51
Σχήμα 3.1.1 Απεικόνιση διχοτομημένου επαγωγικού κινητήρα.....	52
Σχήμα 3.1.2 Δρομέας δακτυλιοφόρου επαγωγικού κινητήρα.....	52
Σχήμα 3.2.1 Μαγνητεργετικών δυνάμεων που αναπτύσσονται στον επαγωγικό κινητήρα.....	54
Σχήμα 3.2.2 α. χωρική κατανομή συνιστωσών μαγνητεργετικής δύναμης δρομέα και μαγνητικής ροής, β. Χαρακτηριστική ροπής ολίσθησης.....	54
Σχήμα 3.3.1 Ισοδύναμου κυκλώματος μιας φάσης επαγωγικού κινητήρα.....	55
Σχήμα 3.4.1 απεικόνιση διχοτομημένου επαγωγικού κινητήρα και η ροή της ισχύος.....	56
Σχήμα 3.4.2 Διάγραμμα ροής ενέργειας τριφασικού επαγωγικού κινητήρα.....	56
Σχήμα 3.5.1 Απλουστευμένου ισοδύναμου μονοφασικού κυκλώματος επαγωγικού κινητήρα.....	57
Σχήμα 3.5.2 Ισοδύναμα μονοφασικά κυκλώματα υπολογισμού τάσης και σύνθετης αντίστασης.....	58
Σχήμα 3.5.3 Ισοδύναμου μονοφασικού κυκλώματος κατά Thevenin.....	58
Σχήμα 3.5.4 Χαρακτηριστικής εσωτερικής ροπής για σταθερή τάση τροφοδοσίας.....	59
Σχήμα 3.6.1 Επίδραση της μεταβολής της τάσης με σταθερή συχνότητα στην χαρακτηριστική $t-rpm$	60
Σχήμα 3.6.2. Επίδραση της μεταβολής της συχνότητας με σταθερή τάση στην χαρακτηριστική $t-rpm$	61
Σχήμα 3.6.3 Επίδραση της μεταβολής της συχνότητας και της τάσης της πηγής τροφοδοσίας στην χαρακτηριστική ροπής στροφών.....	62
Σχήμα 4.1.1 μικροελεγκτή Atmel 328p.....	63
Σχήμα 4.1.2 Arduino Uno, μια πλακέτα που χρησιμοποιεί τον.....	64
Σχήμα 4.2.1 Διάγραμμα βασικής δομής μικροεπεξεργαστή.....	64
Σχήμα 4.3.1 Intel 8051.....	66
Σχήμα 4.3.2 Atmel ATMEGA2560.....	66
Σχήμα 4.3.3 Microchip PICATSAM3X8E.....	67
Σχήμα 4.3.4 NodeMCU ESP8266.....	67
Σχήμα 4.4.1 περιβάλλοντος προγραμματισμού Microsoft Visual Studio.....	68
Σχήματα 4.5.3 Η οικογένεια των μικροελεγκτών Arduino.....	69
Σχήμα 4.5.4.1 περιβάλλοντος προγραμματισμού Arduino IDE.....	70
Σχήμα 5.1.1 Μπλοκ διάγραμμα της δομής του τριφασικού αντιστροφέα.....	71
Σχήμα 5.2.1 Σχηματικό διάγραμμα κυκλώματος τροφοδοτικού 15V DC.....	72
Σχήμα 5.2.2 Κύκλωμα πλακέτας τροφοδοτικού 15V DC.....	72
Σχήμα 5.2.3 Απεικόνιση πλακέτας τροφοδοτικού 15V DC.....	73
Σχήμα 5.2.4 Σχηματικό διάγραμμα κυκλώματος τροφοδοτικού 0~45V DC.....	73
Σχήμα 5.2.5 Κύκλωμα πλακέτας τροφοδοτικού 0~45V DC.....	74
Σχήμα 5.2.6 Απεικόνιση πλακέτας τροφοδοτικού 0~45V DC.....	74
Σχήμα 5.3.1 Αναπαράσταση σημάτων αναφοράς, φέροντος σήματος και παλμών εξόδου.....	75
Σχήμα 5.3.2 Απεικόνιση παλμών τεχνικής SPWM από τους μικροελεγκτές.....	75
Σχήμα 5.3.3 Κύκλωμα συστήματος μικροελεγκτών για τον έλεγχο των παλμών των IGBT.....	80
Σχήμα 5.3.4 Κυκλωματική απεικόνιση πλακέτας για τη διανομή ισχύος και σημάτων.....	88
Σχήμα 5.3.5 Απεικόνιση πλακέτας για τη διανομή ισχύος και σημάτων για τους μικροελεγκτές.....	88
Σχήμα 5.4.1 Κυκλωματική απεικόνιση συστήματος LCD οθόνης.....	89
Σχήμα 5.4.2 Απεικόνιση συστήματος LCD οθόνης.....	89
Σχήμα 5.4.3 Κυκλωματική απεικόνιση συστήματος LCD οθόνης.....	90
Σχήμα 5.5.1 Κύκλωμα οδήγησης IGBT.....	91

Σχήμα 5.5.2 Κύκλωμα πλακέτας οδήγησης IGBT	92
Σχήμα 5.5.3 Απεικόνιση κυκλώματος πλακέτας οδήγησης IGBT	92

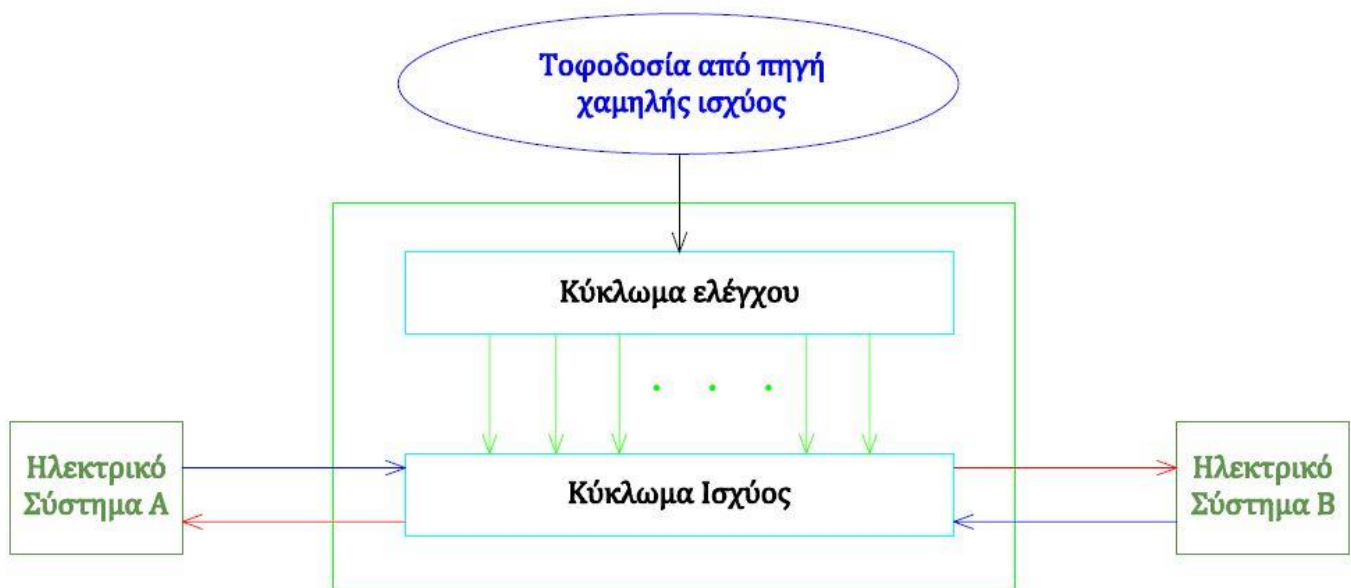
Λίστα Πινάκων

Πίνακας 1.5.1 Συνοπτικός Πίνακας Δυνατοτήτων των Ημιαγωγικών Στοιχείων	24
Πίνακας 2.4.1 κανονικοποιημένων τιμών για πλάτη αρμονικών συνιστωσών της φασικής τάσης εξόδου V_{ao} του μονοφασικού αντιστροφέα γέφυρας που χρησιμοποιεί τεχνική SPWM για $f_c \gg f_r$ και $\frac{V_{in}}{2}$	37
Πίνακας 2.6.1 κανονικοποιημένων τιμών για πλάτη αρμονικών συνιστωσών της πολικής τάσης εξόδου τριφασικού αντιστροφέα που χρησιμοποιεί τεχνική SPWM	44
Πίνακας 5.3.1 χρονικών στοιχείων πρώτης φάσης που θα εισαχθούν στο πρόγραμμα	77
Πίνακας 5.3.2 χρονικών στοιχείων δεύτερης φάσης που θα εισαχθούν στο πρόγραμμα	78
Πίνακας 5.3.3 χρονικών στοιχείων τρίτης φάσης που θα εισαχθούν στο πρόγραμμα	79

1^ο Κεφάλαιο: «Τα Ηλεκτρονικά Ισχύος και ποιος ο ρόλος τους»

1.1 Εισαγωγή στα Ηλεκτρονικά Ισχύος.

Με την ανακάλυψη του ηλεκτρισμού και την εισαγωγή του ως μορφής παροχής ενέργειας των μηχανημάτων στη βιομηχανία αλλά και στον μέσο καταναλωτή προέκυψε η ανάγκη αποτελεσματικού ελέγχου της ενέργειας αυτής. Έτσι οι απαιτήσεις αυτές είχαν ως αποτέλεσμα την ανάπτυξη των ηλεκτρονικών ισχύος. Τα ηλεκτρονικά ισχύος αναπτύχθηκαν με γνώμονα τη μείωση του κόστους, τη βελτίωση της παραγωγικότητας αλλά και τον βέλτιστο έλεγχο των συστημάτων μέσω κατάλληλων μετατροπών όπου θα αναλυθούν περαιτέρω στη συνέχεια. Η ανάπτυξη τους λοιπόν προήλθε από το γεγονός πως μέχρι την ανακάλυψη τους και την εισαγωγή τους στον τομέα της παραγωγής ο έλεγχος των κινητήρων και των λοιπών στοιχείων γινόταν είτε με υπέρ ογκώδη εξαρτήματα όπου είχαν τεράστιο κόστος είτε η δυνατότητα ελέγχου των ηλεκτρικών συστημάτων ήταν πολύ μειωμένη (π.χ. ο αυτομετασχηματιστής, μεταγωγή αστέρα σε τρίγωνο κ.τ.λ.). Η βασική δομή ενός συστήματος βασισμένο στα ηλεκτρονικά ισχύος δηλαδή ενός μετατροπέα είναι η παρακάτω:



(Σχήμα 1.1.1 μπλοκ διάγραμμα δομής ηλεκτρονικών ισχύος)

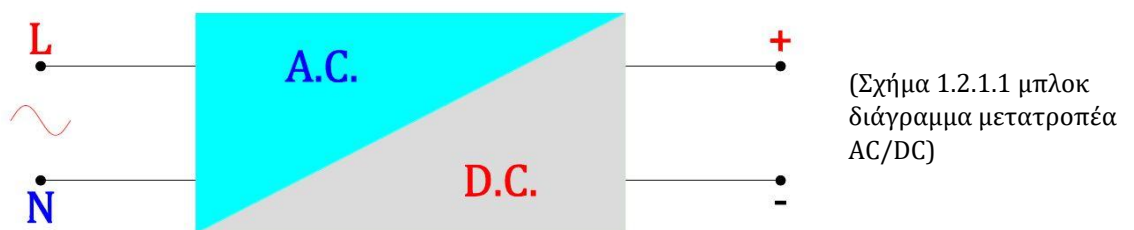
Βάση του παραπάνω σχήματος ένας μετατροπέας ηλεκτρονικών ισχύος μπορεί να χωριστεί σε δύο επιμέρους βασικές μονάδες. Το κύκλωμα της μονάδας ισχύος και το κύκλωμα της μονάδας ελέγχου. Αναλόγως το είδος του μετατροπέα η μονάδα ισχύος έχει και τα αντίστοιχα ηλεκτρονικά στοιχεία με την κατάλληλη συνδεσμολογία. Το κύκλωμα ισχύος των μετατροπών αποτελείται κατά κύριο λόγο από ελεγχόμενα ή μη ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία (μη ελεγχόμενα: π.χ. δίοδοι, ελεγχόμενα: π.χ. τρανζίστορ, θυρίστορ κ.α.). Το κύκλωμα ισχύος διαθέτει δύο θύρες για τη διασύνδεση των ηλεκτρικών συστημάτων A και B όπου οι θύρες αυτές μπορεί να είναι μονόπλευρες ή αμφίδρομες. Δηλαδή η λειτουργία του μετατροπέα να είναι σε ένα ή περισσότερα τεταρτημόρια. Για παράδειγμα ένα μονόπλευρο σύστημα θα ήταν το σύστημα A να ήταν μια φωτοβολταϊκή εγκατάσταση, η μονάδα ισχύος ένας μετατροπέας DC/AC και το σύστημα B να ήταν ο άπειρος ζυγός όπου το σύστημα A θα το τροφοδοτούσε με ενέργεια. Ένα αμφίδρομο σύστημα θα ήταν αν στο σύστημα A ήταν μια πηγή

συνεχούς τάσης και το σύστημα Β ένας κινητήρας DC. Όπου με έναν μετατροπέα DC/DC (μονάδα ισχύος) θα μπορούσαμε να ελέγχουμε τις στροφές του κινητήρα και τη ροπή. Επίσης θα μπορούσαμε να έχουμε και μια λειτουργία ηλεκτρικής πέδης όπου εκεί αντί να τροφοδοτούμε με ρεύμα τον κινητήρα, ο κινητήρας να επιστρέφει ρεύμα στη πηγή (λειτουργία γεννήτριας). Η μονάδα ελέγχου ως επί των πλείστων αποτελείται από ηλεκτρονικά χαμηλής στάθμης ισχύος και ως σκοπό έχουν τον έλεγχο των λειτουργιών των κυκλωμάτων ισχύος (π.χ. παλμοδότηση μιας κυκλωματικής διάταξης ηλεκτρονικών ισχύος τύπου Triac).

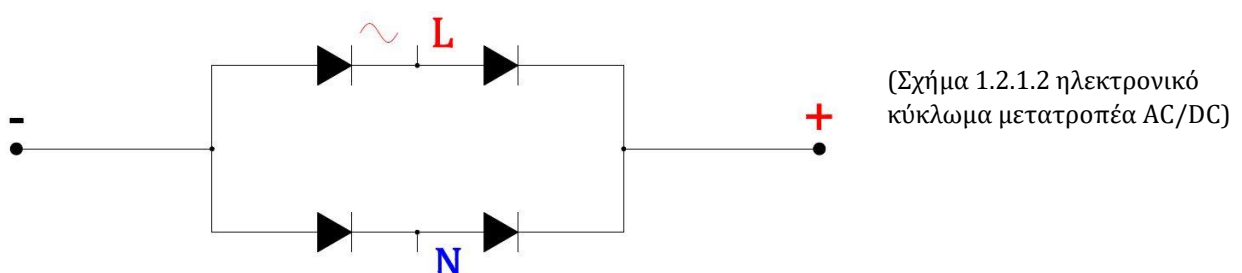
1.2 Τα είδη των μετατροπέων.

Τα κύρια είδη των μετατροπέων είναι αυτά που θα ακολουθήσουν παρακάτω. Ενώ ο μετατροπέας DC/AC θα αναλυθεί εις βάθος σε ένα ολόκληρο κεφάλαιο εφόσον αυτό είναι και το αντικείμενο μελέτης.

1.2.1 Μετατροπέας AC/DC (ανόρθωση)



Η αρχή λειτουργίας του μετατροπέα εναλλασσόμενου ρεύματος σε συνεχές είναι να έχουμε ως είσοδο μια πηγή εναλλασσόμενης τάσης σταθερού μέτρου και με σταθερή συχνότητα ενώ στην έξοδο του μετατροπέα έχουμε σταθερή ή μεταβλητή συνεχή τάση. Στην ανορθωτική διάταξη η φορά ισχύος είναι από το AC στο DC. Οι ανορθωτικές διατάξεις αναλόγως τα ημιαγωγικά διακοπτικά τους στοιχεία (διόδους, θυρίστορ κ.τ.λ.) και την κυκλωματική τους διάταξη διακρίνονται στις κατηγορίες μετατροπέων AC/DC οι οποίοι είναι οι μονοφασικοί ή οι τριφασικοί που ύστερα χωρίζονται σε μη ελεγχόμενους, μερικώς ελεγχόμενους και πλήρως ελεγχόμενους. Στους μη ελεγχόμενους μετατροπέες ανήκουν οι απλές ανορθωτικές διατάξεις όπου τα διακοπτικά τους στοιχεία αποτελούνται απλά από διόδους και δεν έχουμε δυνατότητα ρύθμισης της τάσης εξόδου. Στους ελεγχόμενους ανορθωτές ανήκουν οι κυκλωματικές διατάξεις οι οποίες λειτουργούν και στα δύο τεταρτημόρια υπό την προϋπόθεση ότι το φορτίο στην έξοδο του μετατροπέα είναι ενεργητικό (π.χ. ηλεκτρικός κινητήρας). Δηλαδή εκτός από ανορθωτές λειτουργούν και ως αντιστροφείς στην περίπτωση όπου για παράδειγμα έχουμε αναγεννητική πέδηση σε έναν ηλεκτρικό κινητήρα DC. Παρακάτω ακολουθεί ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα ενός μετατροπέα AC/DC όπου είναι μια μονοφασική γέφυρα ανόρθωσης:

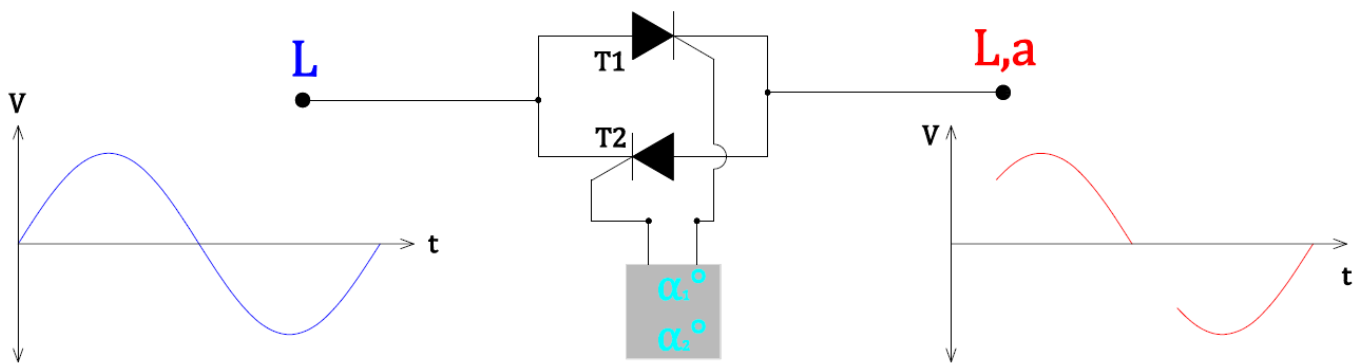


1.2.2 Μετατροπέας AC/AC (σταθερής συχνότητας).



(Σχήμα 1.2.2.1 μπλοκ διάγραμμα μετατροπέα AC/AC)

Οι μετατροπείς εναλλασσόμενου ρεύματος ως είσοδο και εναλλασσόμενου ρεύματος ως έξοδο (AC/AC converter) λειτουργούν με σταθερή συχνότητα όπου η συχνότητα της εξόδου συμπίπτει με τη συχνότητα εισόδου. Ως είσοδο στους μετατροπείς αυτούς έχουμε μια πηγή εναλλασσόμενης τάσης σταθερού μέτρου και σταθερής συχνότητας ενώ στην έξοδο έχουμε σταθερή συχνότητα αλλά μεταβαλλόμενο μέτρο τάσης με παράλληλη δυνατότητα ρύθμισης του. Ο τρόπος λειτουργίας αυτών των μετατροπέων είναι ανάλογα με τη γωνία έναυσης αγωγής α των ημιαγωγικών διακοπών, να είμαστε σε θέση να ελέγχουμε το μέτρο της τάσης. Η γωνία α ουσιαστικά είναι κάποια χρονική στιγμή της ημιπεριόδου στην οποία η μονάδα ελέγχου δίνει εντολή έναυσης αγωγής των ημιαγωγικών διακοπών και μπορεί να πάρει τιμή για τις θετικές ημιπεριόδους από 0° έως 180° και για τις αρνητικές τιμές από 180° έως 360° . Παρακάτω ακολουθεί ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα ενός μετατροπέα AC/AC όπου είναι ένα μονοφασικό Triac (η κυματομορφή εξόδου είναι για $\alpha_1=45^\circ$, $\alpha_2=225^\circ$): (Σχήμα 1.2.2.2 κύκλωμα μετατροπέα AC/AC και κυματομορφών εισόδου-εξόδου)



1.2.3 Μετατροπέας DC/DC.

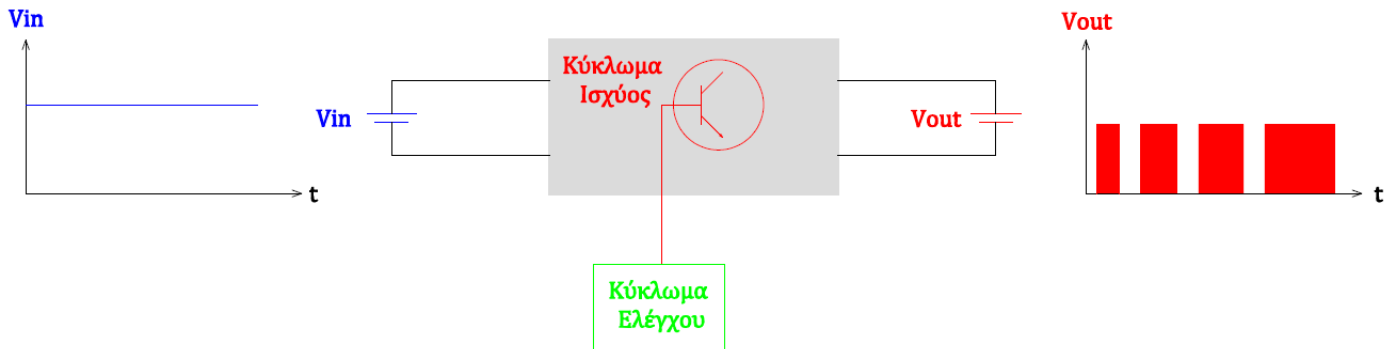


(Σχήμα 1.2.3.1 μπλοκ διάγραμμα μετατροπέα DC/DC)

Οι μετατροπείς αυτοί έχουν ως είσοδο συνεχές ρεύμα με σταθερή τάση και ως έξοδο συνεχές ρεύμα μεταβαλλόμενης τάσης. Η λειτουργία τους μπορεί να παρομοιαστεί με αυτή των μετασχηματιστών στην εναλλασσόμενη τάση. Οι μετατροπείς αυτοί διακρίνονται σε δύο μεγάλες κατηγορίες. Στους μετατροπείς υποβιβασμού (step down DC/DC converters) και στους μετατροπείς ανύψωσης (step up DC/DC converters). Στους μετατροπείς υποβιβασμού ισχύει ότι $0 \leq V_{out} < V_{in}$ ενώ στους ανύψωσης $V_{out} > V_{in}$. Οι μετατροπείς αυτοί για διακοπτικά στοιχεία χρησιμοποιούν τρανζίστορ ισχύος (π.χ. IGBT, GTO, MOSFET). Ο τρόπος λειτουργίας αυτών των μετατροπέων γίνεται με δύο μεθόδους παλμοδότησης των διακοπτικών τους στοιχείων. Η πρώτη μέθοδος είναι με τη διαμόρφωση του

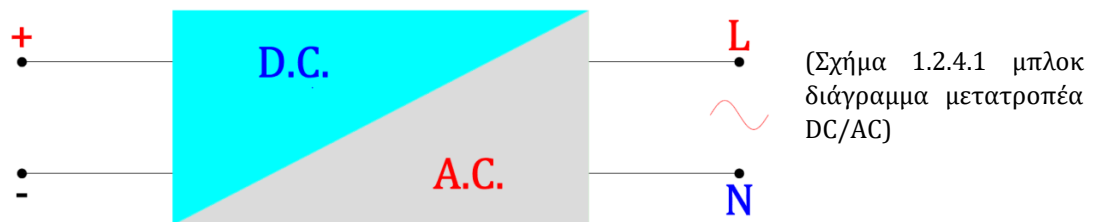
εύρους παλμών (pulse width modulation) ενώ η δεύτερη είναι με τη διαμόρφωση της συχνότητας των παλμών (frequency modulation).

Παρακάτω ακολουθεί ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα ενός μετατροπέα DC/DC με χρήση της μεθόδου PWM:

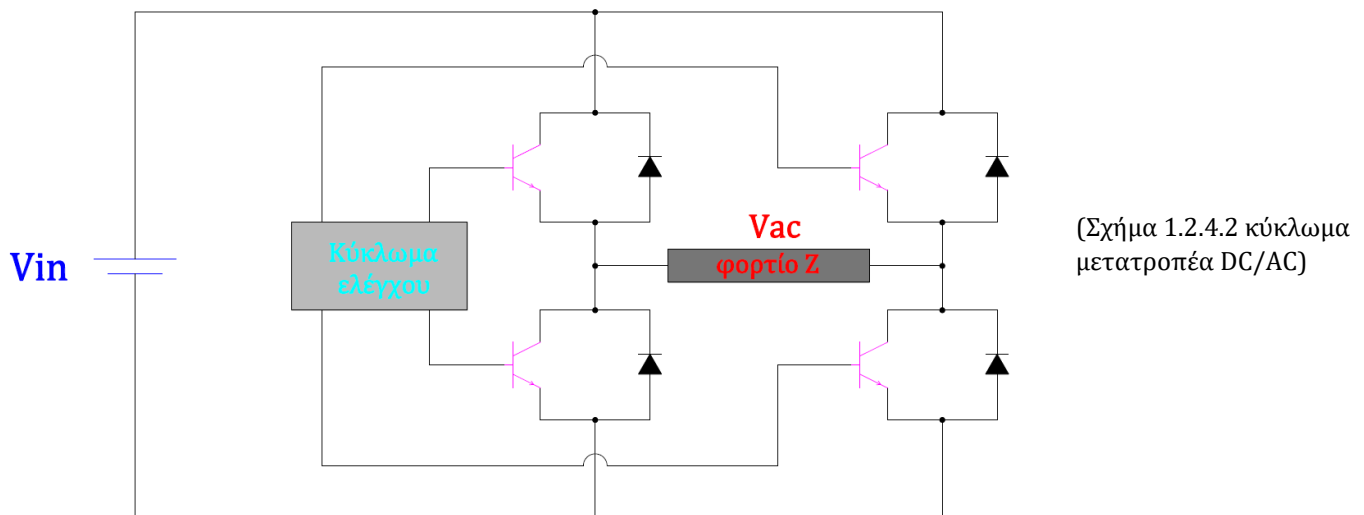


(Σχήμα 1.2.3.2 μπλοκ κυκλώματος μετατροπέα DC/DC και κυματομορφές εισόδου-εξόδου)

1.2.4 Μετατροπέας DC/AC (αντιστροφέας ή inverter).



Ο μετατροπέας συνεχούς ρεύματος / εναλλασσόμενου ρεύματος έχει ως είσοδο μια πηγή συνεχούς τάσης με σταθερό μέτρο και ως έξοδο μια εναλλασσόμενη τάση με δυνατότητα μεταβολής του μέτρου της αλλά και της συχνότητας της. Οι αντιστροφείς μπορεί να είναι κατά κύριο λόγο μονοφασικοί ή τριφασικοί και χωρίζονται σε αντιστροφείς πηγής τάσης και αντιστροφείς πηγής ρεύματος. Τα διακοπτικά στοιχεία των αντιστροφέων είναι συνήθως τρανζίστορ τύπου IGBT ή MOSFET ανάλογα με το πεδίο εφαρμογής τους. Οι αντιστροφείς βρίσκουν εφαρμογές ως επί το πλείστον στον τομέα της ηλεκτρικής κίνησης εφόσον έχουμε τη δυνατότητα ελέγχου της τάσης και της συχνότητας, σε εφαρμογές ανανεώσιμων πηγών ενέργειας αλλά και σε πολλές άλλες. Παρακάτω ακολουθεί ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα ενός μονοφασικού μετατροπέα DC/AC:



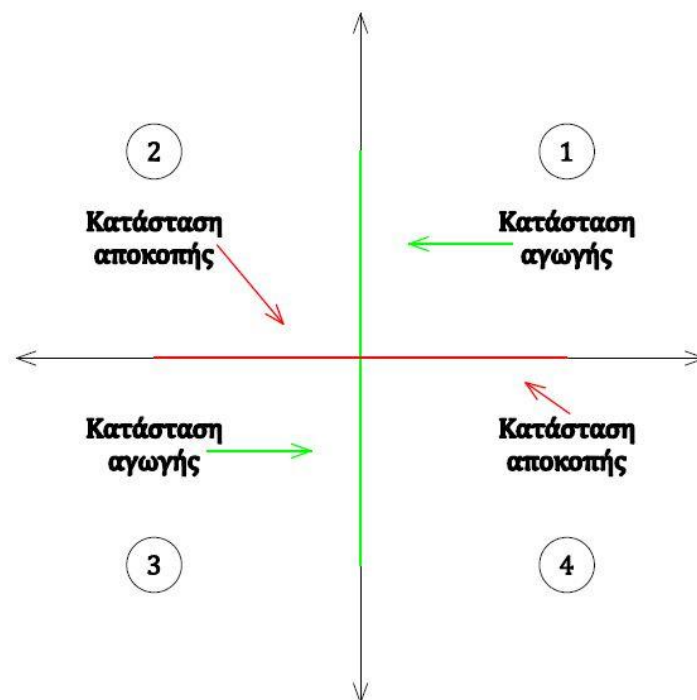
(Σχήμα 1.2.4.2 κύκλωμα μετατροπέα DC/AC)

1.3 Χαρακτηριστικά ημιαγωγικών διακοπτικών στοιχείων.

Τα ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία ή αλλιώς διακόπτες στερεάς κατάστασης βρίσκουν ευρεία εφαρμογή στις εγκαταστάσεις που χρησιμοποιούν ηλεκτρονικά ισχύος. Οι ηλεκτρονικοί αυτοί διακόπτες υπερτερούν σε μεγάλο βαθμό έναντι των κλασσικών μηχανικών διακοπών δηλαδή των ηλεκτρονόμων (relay). Τα κύρια προτερήματα των ημιαγωγικών διακοπών έναντι των μηχανικών είναι η ταχύτητα έναρξης και παύσης αγωγής τους και η αξιοπιστία τους διότι δεν έχουν μηχανικά μέρη οπότε ο βαθμός φθοράς τους με τη χρήση ή με το χρόνο είναι πολύ μικρότερος. Το διάστημα αγωγής και μη αγωγής (αποκοπής) ενός ημιαγωγικού διακόπτη καθορίζεται από ηλεκτρονικά κυκλώματα ελέγχου χαμηλής ισχύος. Οι βασικές παράμετροι για την επιλογή ενός ηλεκτρονικού διακόπτη στην εκάστοτε εφαρμογή που θέλουμε να τον εγκαταστήσουμε είναι η μέγιστη διακοπτική συχνότητα, σε ποια τεταρτημόρια λειτουργεί, τους ακροδέκτες του και τη λειτουργία αυτών, τη μέγιστη τάση αποκοπής και το μέγιστο ρεύμα αγωγής. Τέλος στα ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία όταν αυτά είναι σε κατάσταση αγωγής ή κατάσταση αποκοπής τότε αυτή η κατάσταση ονομάζεται στατική. Ενώ στην ενδιάμεση κατάσταση λειτουργίας ο ημιαγωγικός διακόπτης βρίσκεται σε δυναμική κατάσταση.

1.3.1 Χαρακτηριστικά ιδανικού και πραγματικού διακόπτη.

Ως ιδανικό διακόπτη ορίζουμε αυτόν όπου έχει τη δυνατότητα λειτουργίας και στα τέσσερα τεταρτημόρια. Επίσης όταν βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής η πτώση τάσης που παρουσιάζει είναι μηδενική, το ρεύμα που μπορεί να άγει είναι απεριόριστο, η τάση αγωγής απεριόριστη και επομένως και η ισχύς. Ενώ οι απώλειες ισχύος του διακόπτη αυτού να είναι μηδενικές. Τέλος σε κατάσταση αποκοπής ένας ιδανικός διακόπτης δεν διαρρέεται από ρεύμα, μπορεί να αποκόψει είτε θετικές είτε αρνητικές τάσεις με απεριόριστο μέτρο. Ενώ έχει μηδενικές απώλειες και μηδενική μεταφερόμενη ισχύ.



(Σχήμα 1.3.1.1 χαρακτηριστικής τάσης -ρεύματος ιδανικού διακόπτη)

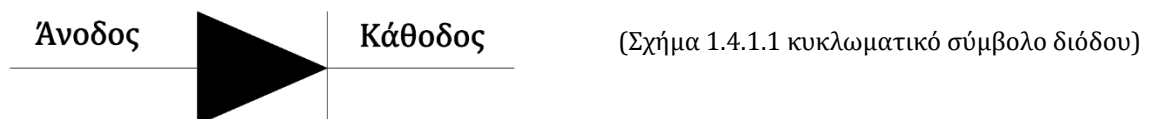
Ωστόσο από όσα προαναφέρθηκαν για τον ιδανικό διακόπτη παραπάνω απέχουν κατά πολύ στις περισσότερες περιπτώσεις για το τι ισχύει για έναν πραγματικό διακόπτη. Τα κυριότερα χαρακτηριστικά ενός πραγματικού είναι να αποκόβουν και να άγουν τάσεις μέχρι μία ορισμένη πολικότητα αναλόγως το είδος τους και τον σκοπό εφαρμογής τους. Επίσης η συχνότητα δυνατότητας αγωγής και αποκοπής δεν είναι απεριόριστη, ο μεταβατικός χρόνος για την κατάσταση αγωγής ή αποκοπής δεν είναι μηδενικός αλλά έχει ένα συγκεκριμένο χρονικό διάστημα t αναλόγως το είδος του διακόπτη. Στους πραγματικούς ημιαγωγικούς διακόπτες επίσης η δυνατότητα αγωγής ρεύματος δεν είναι απεριόριστη ενώ παρουσιάζουν και απώλειες αγωγής και αποκοπής και όλα αυτά εξαρτώνται όπως πάντα από το είδος του διακόπτη.

1.4 Τα βασικά ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία των ηλεκτρονικών ισχύος.

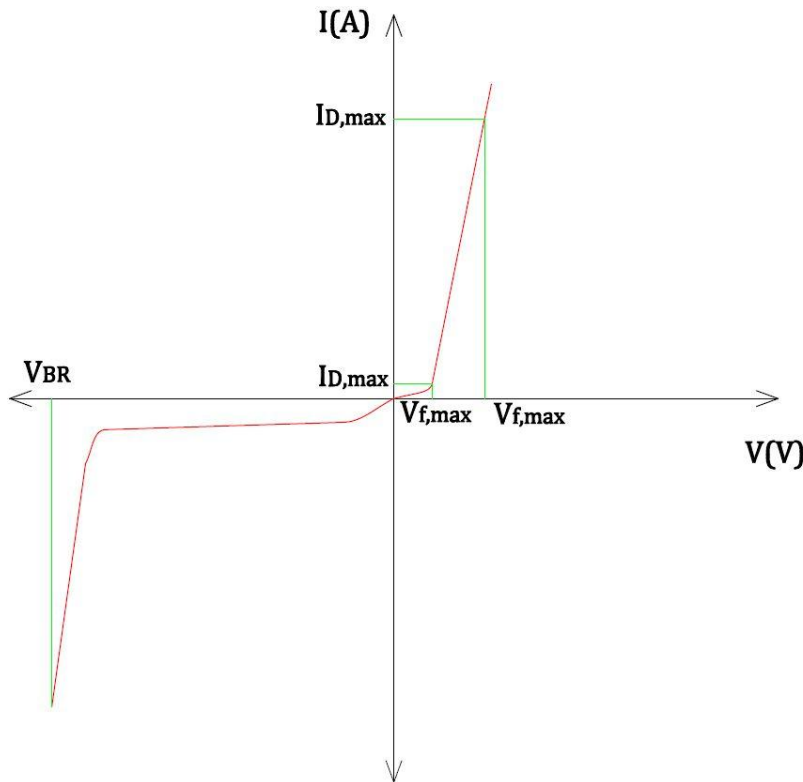
1.4.1 Η Δίοδος.

Η δίοδος είναι ίσως ένα από τα πλέον αναπόσπαστα στοιχεία των ηλεκτρονικών αλλά και από τα βασικότερα. Οι δίοδοι αποτελούνται από δύο στρώματα ημιαγωγικού υλικού, όπου το συνηθέστερο από αυτά είναι το πυρίτιο (Si). Τα στρώματα αυτά είναι τύπου p (positive) και τύπου n (negative) και σχηματίζουν μια ένωση. Οι ακροδέκτες μιας διόδου είναι δύο, η μία είναι η άνοδος και η άλλη είναι η κάθοδος όπου συνδέονται μέσω κατάλληλων μεταλλικών επαφών με τα αντίστοιχα ημιαγωγικά στρώματα.

Ένας όρος όπου μπορούμε να χαρακτηρίσουμε μια δίοδο είναι ως ένας μη ελεγχόμενος διακόπτης. Ο τρόπος που γίνεται αγωγή και αποκοπή στον διακόπτη αυτόν καθορίζεται από τον τρόπο συνδεσμολογίας της και της λειτουργικές συνθήκες του κυκλώματος στο οποίο έχει τοποθετηθεί. Για να μπορέσει μια δίοδος να βρεθεί σε κατάσταση αγωγής θα πρέπει να είναι ορθά πολωμένη. Δηλαδή η διαφορά δυναμικού μεταξύ του ακροδέκτη της ανόδου και του ακροδέκτη της καθόδου να είναι θετική. Ενώ σε περίπτωση που η διαφορά δυναμικού είναι αρνητική τότε η δίοδος θα είναι ανάστροφα πολωμένη και θα βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής.



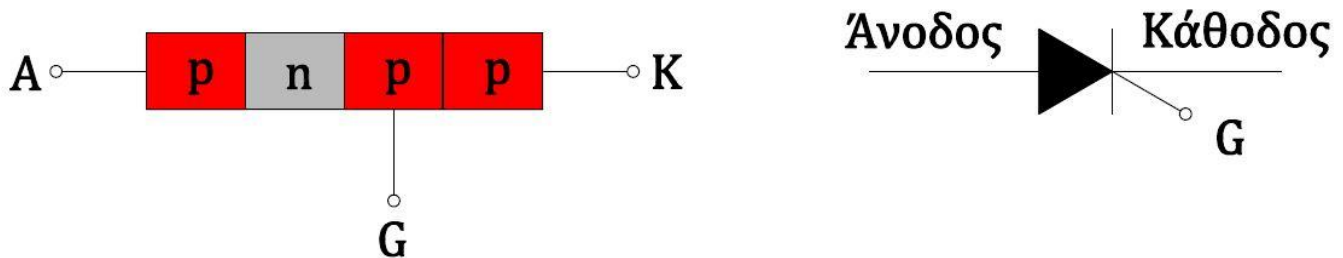
Όλα τα χαρακτηριστικά μεγέθη για την επιλογή μιας διόδου για την εκάστοτε εφαρμογή απορρέει από τη χαρακτηριστική τάσης ρεύματος της διόδου αυτής (Παρακάτω παρατίθεται η γενική χαρακτηριστική τάσης ρευμάτων μιας διόδου). Σύμφωνα με το παρακάτω σχήμα η δίοδος έχει τη δυνατότητα λειτουργίας σε δύο τεταρτημόρια, το πρώτο είναι κατά την ορθή πόλωση της και το δεύτερο κατά την ανάστροφη πόλωση της. Για να μπορέσει να άγει μια δίοδος θα πρέπει η τάση η οποία εφαρμόζεται στα άκρα της να είναι η ορθή, να είναι μεγαλύτερη από την τάση έναυσης V_f (η V_f είναι της τάξης περίπου των 0,7V για τις δίοδους πυριτίου) και το ρεύμα μεγαλύτερο από I_f (το I_f είναι της τάξης του 1% του ονομαστικού ρεύματος της διόδου). Η δίοδος όταν άγει έχει μια μέγιστη τάση αγωγής $V_{f,max}$ και ένα μέγιστο ρεύμα αγωγής $I_{D,max}$ για συνεχή λειτουργία το οποίο σχετίζεται άμεσα με τη μέγιστη ισχύ θερμικών απωλειών. Κατά την ανάστροφη πόλωση της διόδου, η δίοδος μπορεί να αντέξει μία μέγιστη τάση αποκοπής V_{BR} (break down voltage) όπου αν την φτάσουμε ή υπερβούμε τότε η δίοδος ξεκινάει πάλι να άγει λόγω του φαινομένου της χιονοστιβάδας και αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την καταστροφή της.



(Σχήμα 1.4.1.2 Χαρακτηριστική τάσης ρεύματος διόδου)

1.4.2.1 Θυρίστορ.

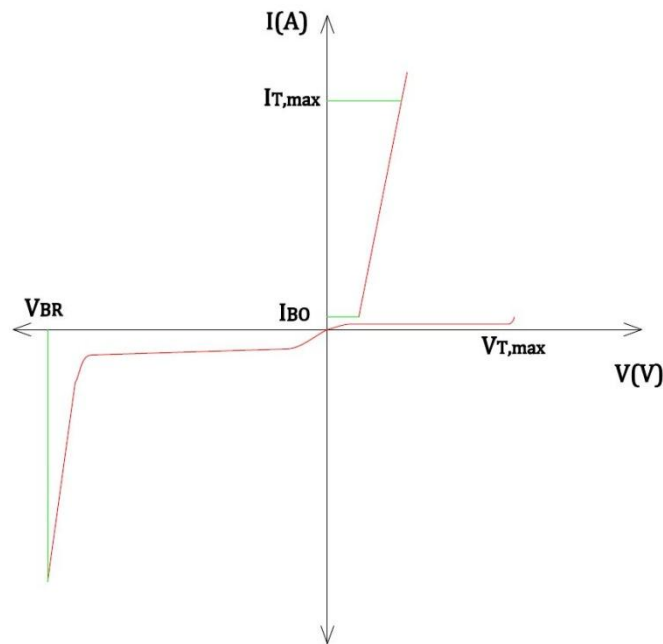
Τα θυρίστορ μπορούμε να τα χαρακτηρίσουμε ως ηλεκτρονικούς διακόπτες με ελεγχόμενη έναυση ή μια παραλλαγή της διόδου αλλά με δυνατότητα ελέγχου. Στη δομή τους τα θυρίστορ αποτελούνται από έναν ελεγχόμενο ανορθωτή πυριτίου τεσσάρων στρωμάτων.



(Σχήμα 1.4.2.1.1 κατασκευαστική σύνθεση διόδου και κυκλωματικού συμβόλου)

Το κύκλωμα ισχύος των θυρίστορ αποτελούν οι ακροδέκτες της ανόδου και της καθόδου, ενώ το κύκλωμα ελέγχου το αποτελεί ο ακροδέκτης της πύλης (gate) όπου ελέγχεται με κατάλληλους παλμούς έναυσης. Έτσι η διαφορά της διόδου με το θυρίστορ έγκειται στο γεγονός πως για να άγει θα πρέπει εκτός από το να είναι ορθά πολωμένο να του δοθεί και παλμός έναυσης μέσω της πύλης. Έτσι για την έναυση αγωγής ενός θυρίστορ θα πρέπει να πληρούνται οι εξής προϋποθέσεις. Το θυρίστορ θα πρέπει να είναι ορθά πολωμένο, να δοθεί στο ηλεκτρόδιο της πύλης παλμός ικανής έντασης και διάρκειας. Έτσι αν κατά τη διάρκεια του παλμού έναυσης το ρεύμα που διαρρέει το θυρίστορ είναι μεγαλύτερο από κάποια συγκεκριμένη τιμή τότε η διαδικασία της έναρξης αγωγής ολοκληρώνεται επιτυχώς. Ωστόσο αν συμβαίνει το αντίθετο τότε το θυρίστορ παραμένει σε κατάσταση αποκοπής. Συνοψίζοντας το θυρίστορ μπορεί να βρίσκεται σε μία από τις τρεις παρακάτω καταστάσεις: σε κατάσταση αγωγής(conduction state) κατά την οποία διαρρέεται από ρεύμα, στην κατάσταση θετικής αποκοπής (forward blocking state) όπου το θυρίστορ είναι ορθά

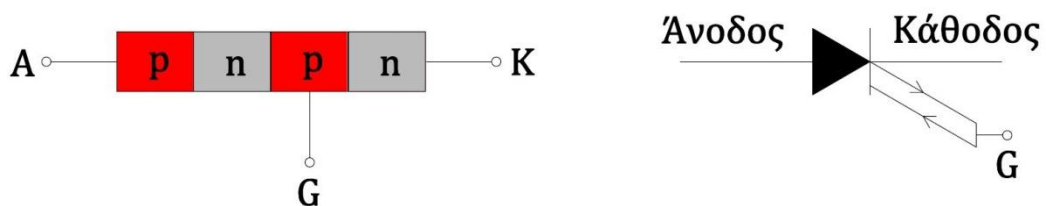
πολωμένο αλλά επειδή δεν έχει δοθεί παλμός έναυσης δεν διαρρέεται από ρεύμα και τέλος στην κατάσταση αρνητικής αποκοπής (reverse blocking state) όπου το θυρίστορ είναι ανάστροφα πολωμένο και έτσι ακόμα και αν δοθεί παλμός έναυσης δεν διαρρέεται από ρεύμα.



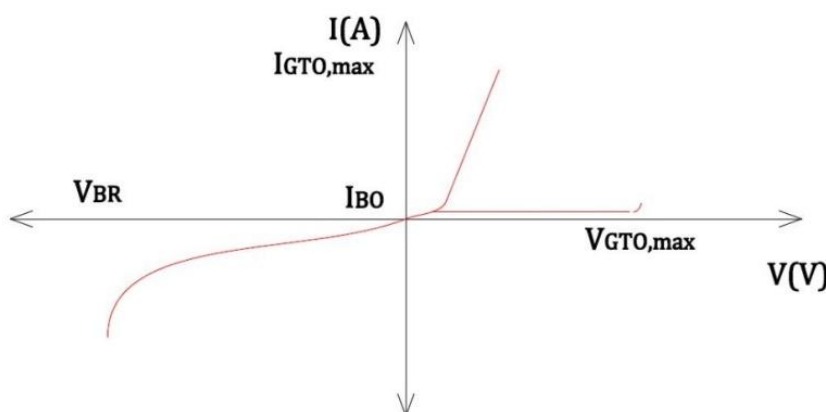
(Σχήμα 1.4.2.1.2 Χαρακτηριστικής τάσης ρεύματος θυρίστορ)

1.4.2.2 GTO (gate turn off thyristor).

Τα GTO είναι ένα είδος θυρίστορ, στα απλά θυρίστορ είχαμε τη δυνατότητα να ελέγχουμε μόνο την έναυση τους και η σβέση τους εξαρτιόταν από τις συνθήκες του κυκλώματος στο οποίο είναι εγκατεστημένο. Τα GTO από την άλλη είναι θυρίστορ όπου διαθέτουν δύο ηλεκτρόδια ελέγχου όπου το ένα ελέγχει την έναυση (έναρξη αγωγής) και το άλλο τη σβέση του (παύση αγωγής). Στα απλά θυρίστορ όταν έχουμε απουσία παλμού έναυσης τότε το θυρίστορ έχει τη δυνατότητα να αποκόπτει του ίδιου μέτρου τάσεις και κατά την ορθή και κατά την ανάστροφη πόλωση. Ωστόσο στα GTO υπάρχουν δύο τύποι, αυτά που μπορούν να αποκόπτουν τάσεις όπως και τα θυρίστορ (reverse blocking type) και σε αυτά που αποκόπτουν κανονικά τάσεις ορθής πόλωσης αλλά κατά την ανάστροφη πόλωσης αποκόπτουν τάσεις αρκετά μικρής τιμής (anode short type).



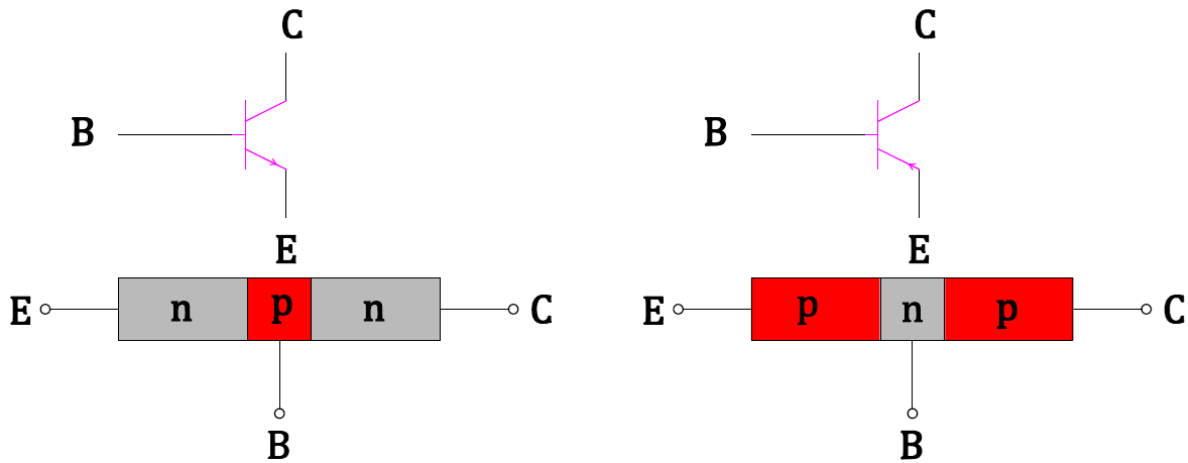
(Σχήμα 1.4.2.2.1 κατασκευαστικής σύνθεσης GTO και κυκλωματικού συμβόλου)



(Σχήμα 1.4.2.2.2 Χαρακτηριστικής τάσης ρεύματος GTO)

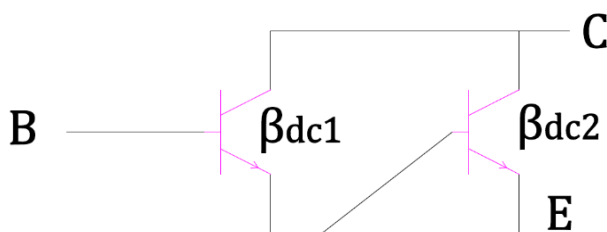
1.4.3 Διπολικά Τρανζίστορ.

Τα τρανζίστορ είναι μια ημιαγωγική διάταξη η οποία μπορεί να ενισχύσει ηλεκτρονικά σήματα και μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως ενισχυτής είτε ως διακόπτης. Το πρώτο τρανζίστορ επαφής (διπολικό τρανζίστορ) εφευρέθηκε από τον William Shockley το 1951 ενώ το 1954 αναπτύχθηκε το πρώτο τρανζίστορ πυριτίου από την Texas Instruments. Το διπολικό τρανζίστορ (bipolar transistor junction) διαθέτει τρεις ακροδέκτες, τον συλλέκτη (collector), τη βάση (base) και τον εκπομπό (emitter). Στα διπολικά τρανζίστορ η βάση αποτελεί το ηλεκτρόδιο ελέγχου, ο εκπομπός μια εμπλουτισμένη περιοχή όπου εκπέμπει ηλεκτρόνια προς τη βάση. Ενώ εξαιτίας του γεγονότος πως η βάση είναι μια λιγότερο εμπλουτισμένη και πιο λεπτή περιοχή επιτρέπει στα εκπεμπόμενα ηλεκτρόνια του εκπομπού να φτάνουν στον συλλέκτη. Τα είδη των τρανζίστορ επαφής είναι δύο, τα npn και τα pnp.

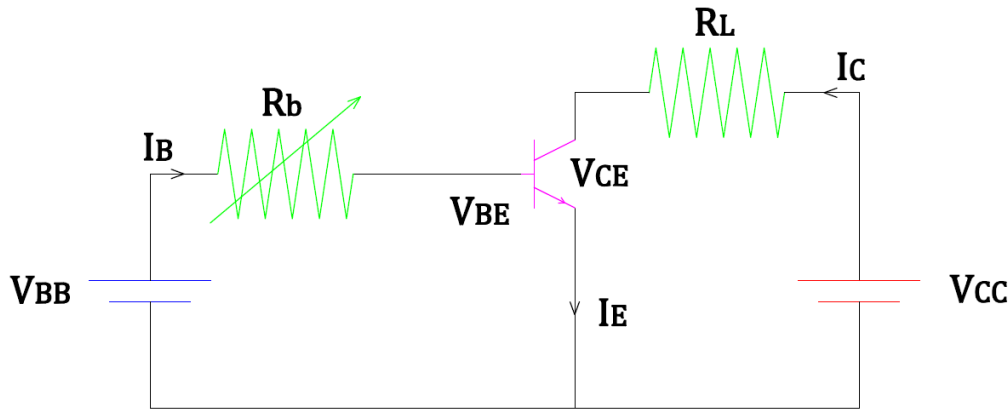


(Σχήμα 1.4.3.1 κατασκευαστικής σύνθεσης διπολικού τρανζίστορ και κυκλωματικού συμβόλου)

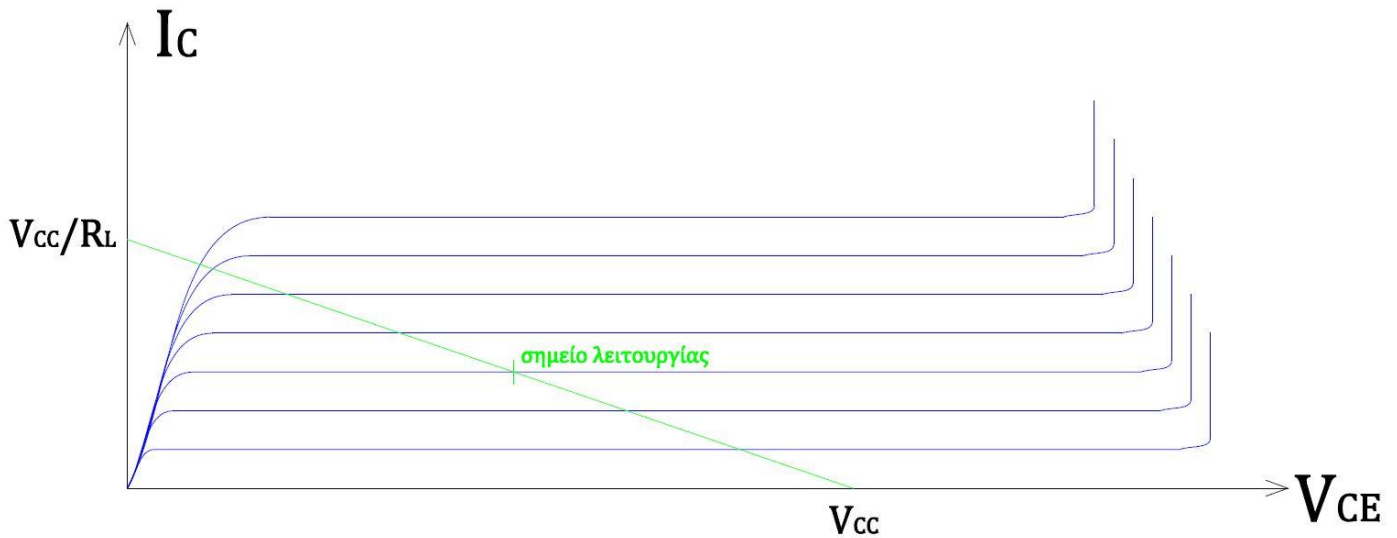
Στα διπολικά τρανζίστορ με τη ρύθμιση ενός μικρού ρεύματος στη βάση μπορούμε να ελέγχουμε το ρεύμα που διαρρέει τον συλλέκτη που είναι κατά πολύ μεγαλύτερο. Οι περιοχές λειτουργίας είναι τρεις, η πρώτη είναι στην περιοχή αποκοπής όπου το τρανζίστορ λειτουργεί ως ανοιχτό διακόπτης, στην ενεργό περιοχή όπου λειτουργεί ως ενισχυτής και στην περιοχή του κορεσμού όπου λειτουργεί ως κλειστός διακόπτης. Μια από τις πλέον διαδεδομένες και χρησιμοποιούμενες συνδεσμολογίες διπολικών τρανζίστορ είναι αυτή του κοινού εκπομπού. Στη συνδεσμολογία αυτή ο ακροδέκτης του εκπομπού είναι κοινός στους βρόχους της βάσης και του συλλέκτη (όπως φαίνεται και στο κύκλωμα που παρουσιάζεται παρακάτω). Μέσω της ρυθμιστικής αντίστασης R_b του κυκλώματος ελέγχου γίνεται ο έλεγχος της ροής του ρεύματος της βάσης που αυτό συνεπάγεται και τον έλεγχο της ροής του ρεύματος του συλλέκτη. Έτσι με βάση τους νόμους τάσης ρευμάτων του Kirchhoff έχουμε: $V_{BB} = I_B R_b + V_{BE}$, $V_{CC} = I_C R_L + V_{CE}$, $I_E = I_C + I_B$. Η δεύτερη σχέση παριστάνει μια ευθεία γραμμή η οποία λέγεται και ευθεία φορτίου και μέσω του σημείου τομής της ευθείας αυτής από τις χαρακτηριστικές τάσεις ρευμάτων του τρανζίστορ μπορούμε να βρούμε και το σημείο λειτουργίας του τρανζίστορ. Ένα από τα πλέον σημαντικά μεγέθη ενός τρανζίστορ είναι ο συντελεστής ενίσχυσης ρεύματος (β_{dc} ή h_{fe}): $\beta_{dc} = \frac{I_C}{I_B}$ και οι τιμές του συντελεστή αυτού είναι ανάμεσα $20 < \beta_{dc} < 200$. Τέλος αν θέλουμε μεγαλύτερο κέρδος από αυτό τότε μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τη διάταξη Darlingtonόπου ισχύει ότι $\beta_{dc} = \beta_{dc1} \cdot \beta_{dc2}$.



(Σχήμα 1.4.3.2 Κυκλωματικής διάταξη συνδεσμολογίας Darlington)



(Σχήμα 1.4.3.3
Συνδεσμολογίας
κυκλώματος διάταξης
κοινού εκπομπού)



(Σχήμα 1.4.3.4 Χαρακτηριστικής τάσης ρεύματος σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού)

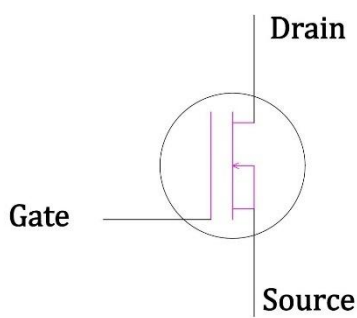
1.4.4 Τρανζίστορ επίδρασης πεδίου (FET, field effect transistor).

Τα διπολικά τρανζίστορ στηρίζονται σε δύο τύπους φορτίων, τα ηλεκτρόνια και τις οπές. Ωστόσο τα τρανζίστορ επίδρασης πεδίου FET είναι μια διάταξη μονοπολική διότι η λειτουργία της γίνεται μ'έναν τύπο φορτίου όπου αυτά θα είναι είτε ηλεκτρόνια είτε οπές έτσι μπορούμε να πούμε πως τα FET έχουν φορείς πλειονότητας αλλά όχι μειονότητας. Στις γραμμικές εφαρμογές κατά κύριο λόγο προτιμούνται τα διπολικά τρανζίστορ. Όμως υπάρχουν και γραμμικές εφαρμογές όπου τα FET είναι πιο κατάλληλα λόγω της υψηλής σύνθετης αντίστασης εισόδου. Επίσης τα FET κατά κύριο λόγο προτιμούνται σε διακοπτικές εφαρμογές. Ο λόγος προτίμησης τους είναι πως επειδή δεν υπάρχουν φορείς μειονότητας ο χρόνος αποκοπής τους (παύσης αγωγής) είναι πιο γρήγορος από αυτόν των διπολικών τρανζίστορ. Τα είδη των μονοπολικών τρανζίστορ επαφής είναι δύο, τα MOSFET (metal oxide semi-conductor field effect transistor) και τα JFET (junction field effect transistor).

1.4.4.1 MOSFET.

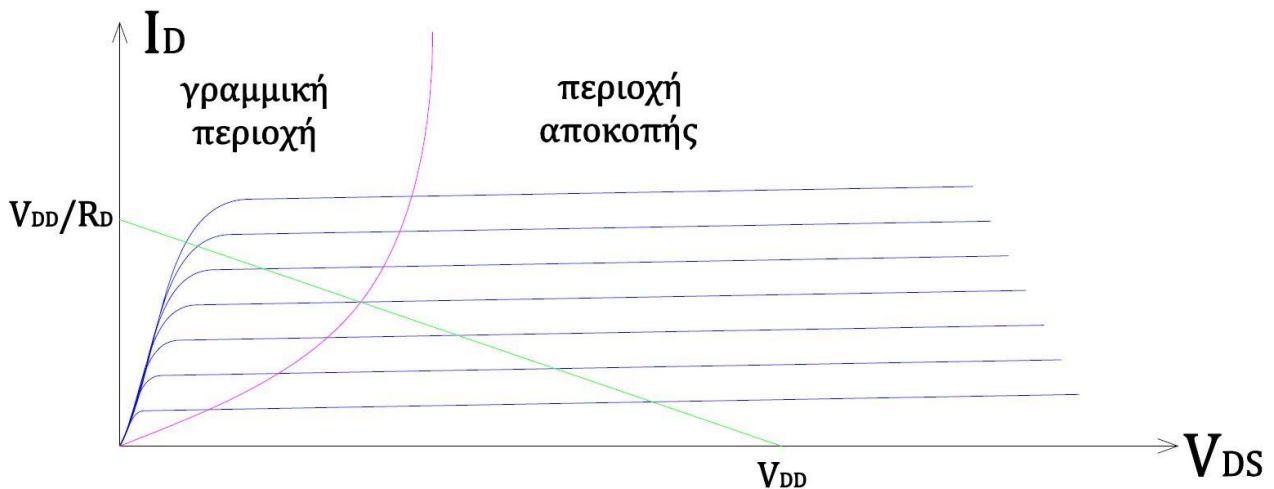
Στα MOSFET τα ρεύματα, είναι ρεύματα ολίσθησης και όχι διάχυσης τα οποία ελέγχονται από το ηλεκτρικό πεδίο που δημιουργεί η τάση που εφαρμόζεται στο ηλεκτρόδιο ελέγχου, τα ρεύματα αυτά ρέουν σε μια περιοχή που ονομάζεται κανάλι. Τέλος τα MOSFET που βρίσκουν την μεγαλύτερη εφαρμογή είναι τα πύκνωσης η καναλιού. Οι ακροδέκτες ενός MOSFET είναι τρεις, το ηλεκτρόδιο ελέγχου (πύλη Gate,G), η πηγή (Source, S) και η υποδοχή (Drain, D).

(Σχήμα 1.4.4.1.1 Σχηματικό σύμβολο MOSFET τύπου n)



Κάτι που ξεχωρίζει στα FET είναι πως το ρεύμα της πύλης για την οδήγηση του transistor είναι εξαιρετικά μικρό και πρακτικά μπορούμε να το θεωρήσουμε ακόμα και μηδενικό και επομένως το FET σε σχέση με το διπολικό τρανζίστορ είναι στοιχείο ελεγχόμενο από τάση. Αυτό συμβαίνει διότι το ηλεκτρόδιο της πύλης είναι μονωμένο από το υπόλοιπο σώμα του τρανζίστορ (με στρώμα διοξειδίου του πυριτίου). Οι περιοχές λειτουργίας του MOSFET είναι τρεις, η περιοχή αποκοπής, η γραμμική περιοχή η αλλιώς περιοχή τριόδου και η περιοχή κορεσμού. Τα MOSFET στην περιοχή του

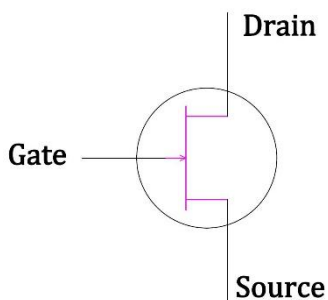
κορεσμού επιλέγονται να λειτουργούν για ενισχυτικές διατάξεις ενώ για διακοπτικές διατάξεις λειτουργούν εναλλάξ στη γραμμική περιοχή και στη περιοχή αποκοπής.



(Σχήμα 1.4.4.1.2 Χαρακτηριστική τάσης ρεύματος MOSFET)

1.4.4.2 JFET.

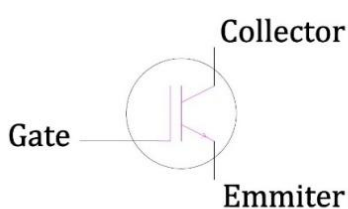
(Σχήμα 1.4.4.2.1 Σχηματικό σύμβολο JFET)



Τα τρανζίστορ JFET είναι στοιχεία με φορείς πλειονότητας και σε κανονικές συνθήκες βρίσκεται σε κατάσταση αγωγιμότητας. Η χαρακτηριστική τάσης ρεύματος μοιάζει με αυτή του διπολικού τρανζίστορ αλλά με απότομη αύξηση του ρεύματος απαγωγής για τη μέγιστη τάση V_{DS} . Ως διακοπτικό στοιχείο λειτουργεί όπως τα MOSFET εφόσον ανήκουν και στην ίδια οικογένεια αλλά έχουν μεγαλύτερες απώλειες όταν άγουν.

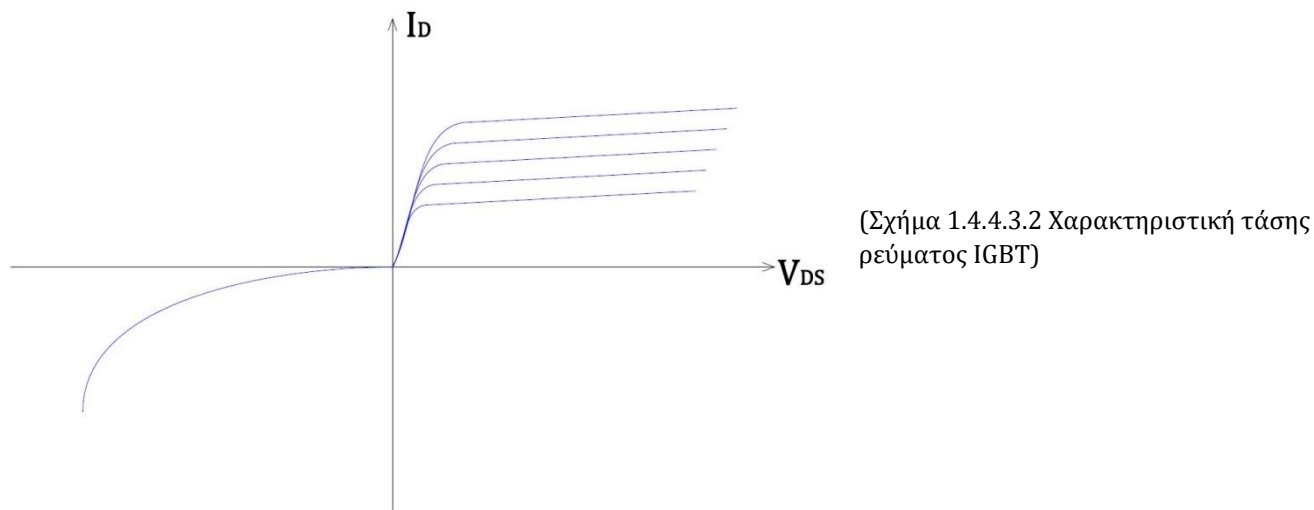
1.4.4.3 Διπολικό τρανζίστορ μονωμένης πύλης IGBT.

(Σχήμα 1.4.4.3.1 Σχηματικό σύμβολο IGBT)



Το IGBT (insulated gate bipolar transistor) είναι μια ημιαγωγική συσκευή σχεδιασμένη να λειτουργεί ως MOSFET με μια περιοχή έκχυσης στην πλευρά του απαγωγού που προκαλεί διαμόρφωση της αγωγιμότητας μεταξύ της περιοχής απαγωγού μετατόπισης. Όστε να έχει μειωμένες απώλειες αγωγής και χρησιμοποιείται κατά κύριο λόγο ως ηλεκτρονικός διακόπτης. Τα κύρια χαρακτηριστικά της σχεδίασης του είναι να συνδυάζει χαμηλές απώλειες ισχύος άρα

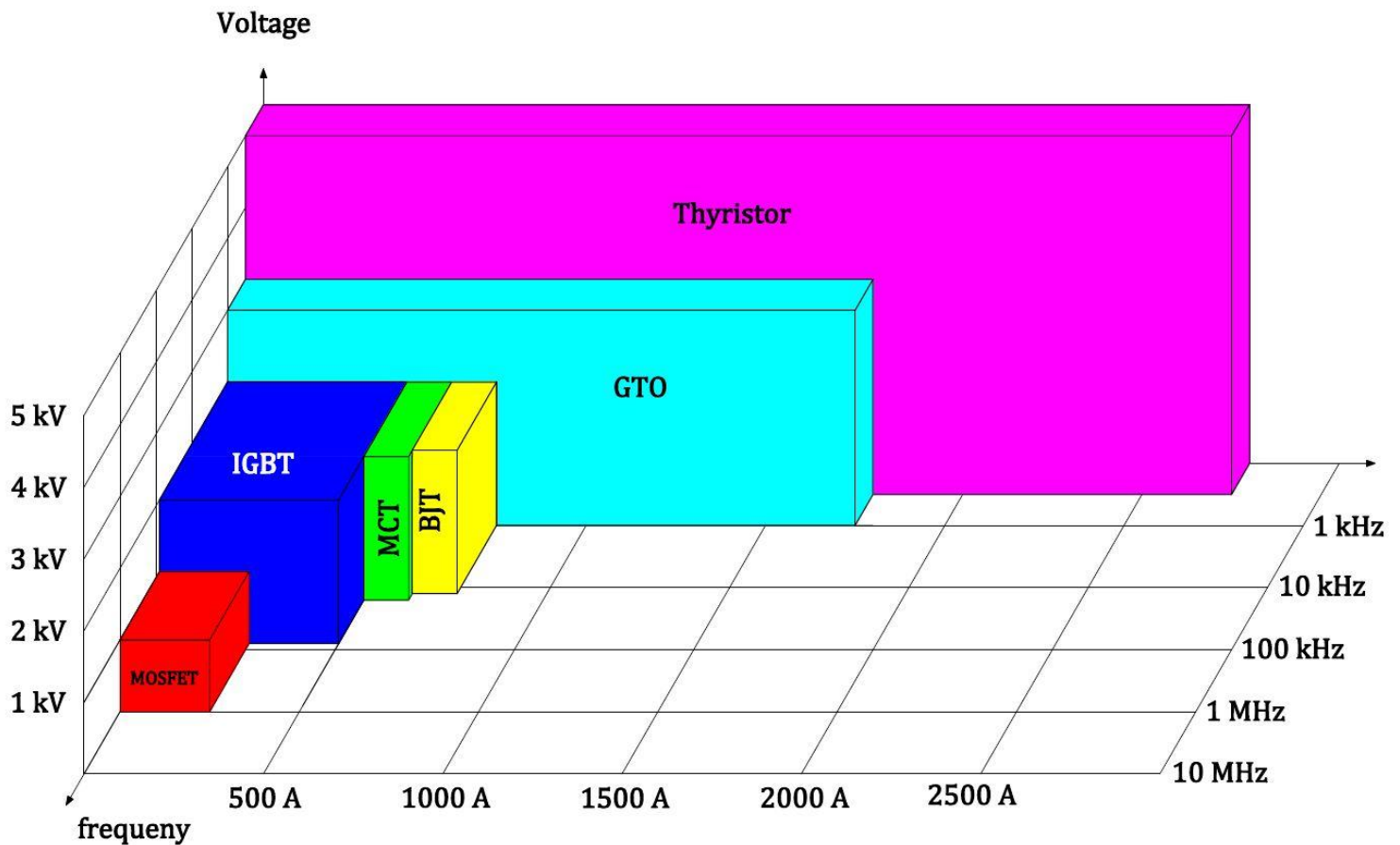
σε διακοπτικές εφαρμογές υψηλής ισχύος οι αναπτυσσόμενες θερμοκρασίες θα είναι αρκετά πιο χαμηλές από τα άλλα είδη τρανζίστορ και πολύ μεγάλη διακοπτική ταχύτητα. Το IGBT αποτελείται από τέσσερα εναλλασσόμενα στρώματα (p-n-p-n) και η δομή της πύλης του IGBT μοιάζει με αυτή ενός MOS χωρίς την αναγεννητική ικανότητα. Παρόλο που η δομή του IGBT είναι πιο κοντά σε αυτή ενός θυρίστορ με πύλη MOS, η λειτουργία του ως θυρίστορ ουσιαστικά δεν υπάρχει και έχει παρασιτική μορφή διότι διαφορετικά η πύλη θα έχανε τη δυνατότητα να θέτει το στοιχείο σε αποκοπή και επομένως το IGBT λειτουργεί ως ένα τρανζίστορ.



1.5 Σύνοψη δυνατοτήτων ημιαγωγικών στοιχείων.

Πίνακας 1.5.1 Συνοπτικός Πίνακας Δυνατοτήτων των Ημιαγωγικών Στοιχείων

Είδος	θυρίστορ	GTO	MOSFET	IGBT
Μέγιστη Τάση (V)	6000	4500	500	1200
Μέγιστο Ρεύμα (A)	3500	3000	50	400
Θερμοκρασία Λειτουργίας (°C)	-40 ÷ -125	-40 ÷ 125	-55 ÷ 150	-20 ÷ 150
Συχνότητα Μεταγωγής (Hz)	<1200	<1200	<100000	<20000
Χρόνος εισόδου στην αγωγή	1,1ms	4ms	90ns	900ns
Χρόνος εξόδου από τη αγωγή	220ns	10ns	0.14ns	1.4ns
Πτώση τάσης(V)	1.9	4	3.2	3.2
Πεδίο εφαρμογής	Συστήματα κίνησης DC&AC, πηγές ισχύος, ηλεκτρονικοί διακόπτες	Συστήματα κίνησης με ηλεκτρικές μηχανές, UPS	Πηγές ισχύος σε μετάβαση, συστήματα κίνησης με κινητήρες χωρίς ψήκτες, ηλεκτρονικά relay	Συστήματα κίνησης AC, συστήματα UPS, πηγές ισχύος σε μετάβαση



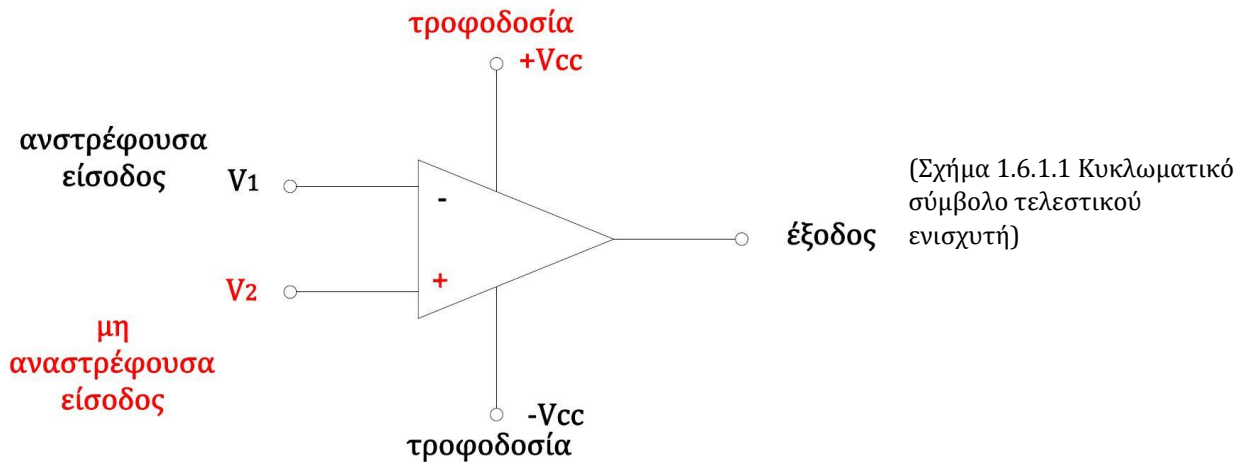
(Σχήμα 1.5.1 Συνοπτικό διάγραμμα δυνατοτήτων των κύριων ημιαγωγικών στοιχείων)

1.6 Στοιχεία ελέγχου ηλεκτρονικών ισχύος.

Από τα όσα προαναφέρθηκαν παραπάνω μπορούμε να κατανοήσουμε πόσο καθοριστικό ρόλο έχει ο έλεγχος των κυκλωμάτων ηλεκτρονικών ισχύος για την ανάπτυξη μιας εφαρμογής. Όπως είναι αναμενόμενο ο έλεγχος γίνεται από ηλεκτρονικά κυκλώματα χαμηλής ισχύος. Δομικό στοιχείο των κυκλωμάτων αυτών είναι ο τελεστικός ενισχυτής όπου σε συνδυασμό με άλλα κυκλωματικά στοιχεία όπως αντιστάσεις, πυκνωτές και άλλα μπορεί να οδηγήσει ελεγχόμενα κυκλώματα ηλεκτρονικών ισχύος.

1.6.1 Τελεστικός Ενισχυτής.

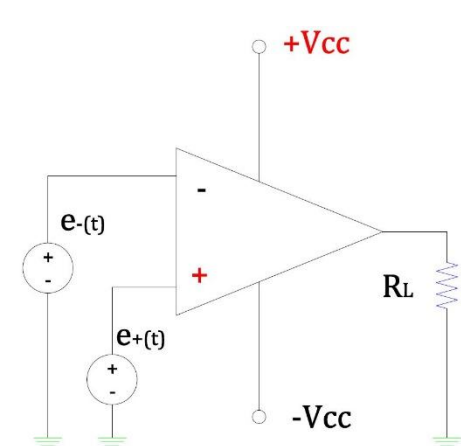
Ο τελεστικός ενισχυτής (operational amplifier) είναι μια ειδική περίπτωση ενός DC ενισχυτή υψηλού κέρδους. Το κύριο χαρακτηριστικό του είναι πως τα λειτουργικά χαρακτηριστικά του όπως το κέρδος τάσης, οι σύνθετες αντιστάσεις εισόδου και εξόδου, η απόκριση συχνότητας και άλλα εξαρτώνται αποκλειστικά από εξωτερικές προς τον τελεστικό συνιστώσες όπως αντιστάσεις, πυκνωτές κ.τ.λ. Έτσι με τη κατάλληλη συνδεσμολογία και επιλογή τιμής των συνιστωσών αυτών μπορούμε να καθορίσουμε τη λειτουργία του τελεστικού ενισχυτή. Η τάση εξόδου των τελεστικών ενισχυτών προκύπτει από το γινόμενο του κέρδους του ενισχυτή με τη διαφορά των τάσεων των ακροδεκτών εισόδου. Οι δύο ακροδέκτες εισόδου του τελεστικού ενισχυτή είναι η είσοδος "-" αναστρέφουσα είσοδος (inverting input) και η είσοδος "+" (non inverting input) και ονομάζονται ακροδέκτες διαφορικής εισόδου (differential input terminals) τέλος η πολικότητα της τάσης εξόδου εξαρτάται αποκλειστικά και μόνο από την πολικότητα της διαφορικής τάσης εισόδου.



1.6.2 Κύριες εφαρμογές τελεστικών ενισχυτών.

1.6.2.1 Συνδεσμολογία συγκριτή.

(Σχήμα 1.6.2.1.1 συνδεσμολογία κυκλώματος συγκριτή)



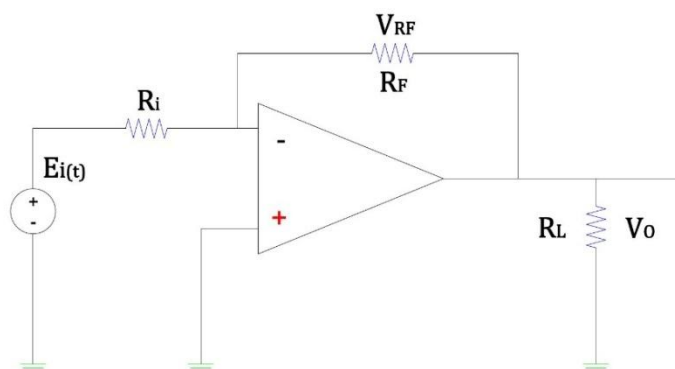
Στη συνδεσμολογία αυτή ο ενισχυτής λειτουργεί στη περιοχή του κορεσμού ως συγκριτής (comparator) δύο τάσεων ή ανιχνευτής (detector) μεγέθους τάσης. Στις παραπάνω περιπτώσεις ο τελεστικός ενισχυτής λειτουργεί είτε όπως λείει και η ονομασία του ως συγκριτής και στην έξοδο μας δίνει τη διαφορά των συγκρινόμενων τάσεων. Είτε ως διακόπτης δύο θέσεων, δηλαδή ανάλογα με την πολικότητα που έχουν οι διαφορές τάσεων μεταξύ της αναστρέφουσας και της μη αναστρέφουσας εισόδου, η έξοδος θα βρίσκεται αντίστοιχα είτε στην αρνητική τάση κορεσμού είτε στην θετική. Επομένως αναλόγως με την πολικότητα της τάσης εξόδου

μπορούμε να γνωρίζουμε ποια από τις δύο τάσεις εισόδου είναι μεγαλύτερη.

1.6.2.2 Αναστρέφουσα συνδεσμολογία.

Η συνδεσμολογία ενισχύει και αντιστρέφει τη τάση εισόδου και στην έξοδο έχουμε:

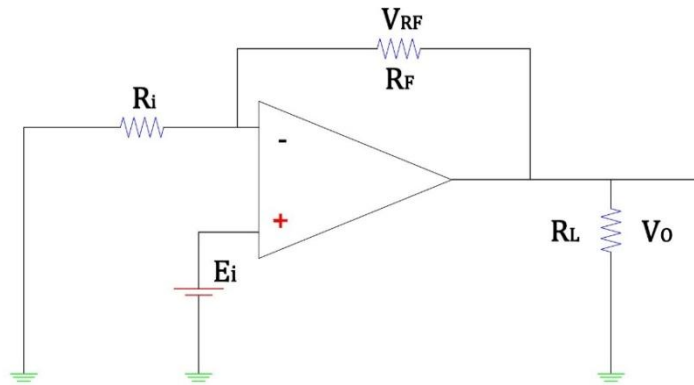
$$V_o = -V_f = -\left(\frac{R_f}{R_i}\right) \cdot E_i$$



(Σχήμα 1.6.2.2.1 αναστρέφουσα συνδεσμολογία τελεστικού ενισχυτή)

1.6.2.3 Μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία.

Η συνδεσμολογία αυτή ενισχύει τη τάση εισόδου και στην έξοδο έχουμε: $V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) \cdot E_i$

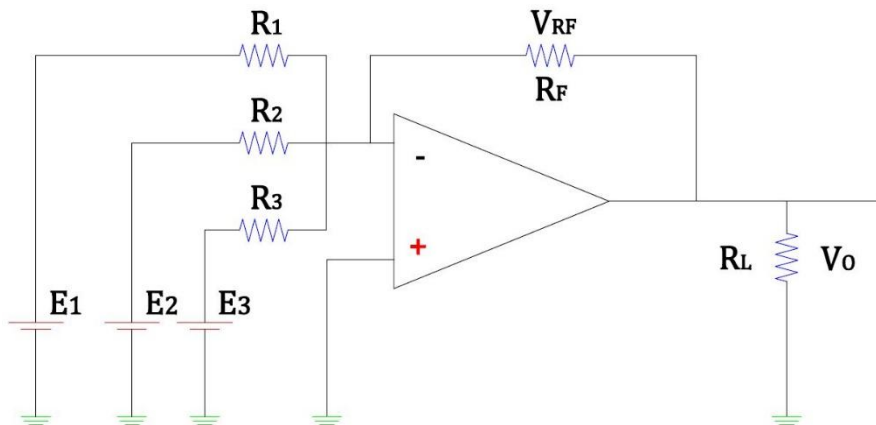


(Σχήμα 1.6.2.3.1 μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία τελεστικού ενισχυτή)

1.6.2.4 Αθροιστής (inverting adder).

Με τη διάταξη αυτή αναστρέφεται η τάση εισόδου και μπορούμε να αθροίσουμε όσα σήματα εισόδου θέλουμε με τους κατάλληλους συντελεστές βαρύτητας. Στην έξοδο ισχύει:

$$V_o = - \left(\frac{R_f}{R_1} \cdot E_1 + \frac{R_f}{R_2} \cdot E_2 + \frac{R_f}{R_3} \cdot E_3 \right)$$



(Σχήμα 1.6.2.4.1 κύκλωμα συνδεσμολογίας τελεστικού ενισχυτή για λειτουργία αθροιστή)

2° Κεφάλαιο

«Ο Αντιστροφέας DC-AC, Inverter»

2.1 Εισαγωγή στους αντιστροφείς.

Με την ανακάλυψη του εναλλασσόμενου ρεύματος και την εισαγωγή των ηλεκτρικών κινητήρων εναλλασσόμενου ρεύματος προέκυψε η ανάγκη του ελέγχου της τιμής της τάσης και της συχνότητας. Με σκοπό τον καλύτερο και οικονομικότερο τρόπο να ελέγχουμε τους ηλεκτρικούς κινητήρες και τις ηλεκτρικές συσκευές γενικότερα. Η λύση στην παραπάνω ανάγκη ήρθε με την ανακάλυψη του αντιστροφέα.

Οι αντιστροφείς έχουν την ιδιότητα να μετατρέπουν μια πηγή συνεχούς τάσης ή ρεύματος σε εναλλασσόμενη μεταβλητής συχνότητας και μεταβλητής τάσης.

Οι αντιστροφείς χρησιμοποιούνται σε ποικίλες εφαρμογές. Κατά κύριο λόγο είναι ο έλεγχος ηλεκτρικών κινητήρων a.c. εφόσον οι ταχύτητα τους συνδέεται ως επί το πλείστον άρρηκτα με την τιμή της συχνότητας. Επίσης μπορούμε να τους συναντήσουμε σε συστήματα Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας (π.χ. μετατροπή dc τάσης ηλιακών πάνελ σε a.c. για τη σύνδεση της εγκατάστασης στον άπειρο ζυγό), σε ενεργά φίλτρα για τη μείωση των αρμονικών με σκοπό τη βελτίωση της ποιότητας ηλεκτρικής ισχύος, σε συστήματα αδιάλειπτης παροχής ισχύος (U.P.S. Uninterruptible Power Supply), σε συστήματα ενεργής αντιστάθμισης άεργου ισχύος. Τέλος εκτός από τις προαναφερθείσες οι αντιστροφείς μπορούν να χρησιμοποιηθούν ακόμη και σε μια μεγάλη πληθώρα εφαρμογών.



(Σχήμα 2.1.1 Αντιστροφείς της εταιρίας SMA, μοντέλο 17000TL σε εγκατάσταση φωτοβολταϊκών πάνελ εγκατεστημένης ισχύος 220 Kw)

Τους αντιστροφείς μπορούμε να τους διαιρέσουμε σε δύο κατηγορίες. Η πρώτη είναι αυτή στην οποία τροφοδοτούνται από πηγή συνεχούς τάσης (V.S.I. Voltage Source Inverter). Ενώ στη δεύτερη κατηγορία κατατάσσονται αυτοί οι οποίοι τροφοδοτούνται από πηγή συνεχούς ρεύματος (C.S.I. Current Source Inverter).

Επίσης οι δύο παραπάνω κατηγορίες υποδιαιρούνται στους μονοφασικούς αντιστροφείς σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας, στους μονοφασικούς σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας και στους τριφασικούς σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας. Ωστόσο αυτές οι κατηγορίες θα αναλυθούν σε επόμενο βήμα.

Ο αντιστροφέας πηγής τάσης τροφοδοτείται από μια πηγή συνεχούς τάσης όπου ιδανικά θεωρούμε πως έχει μηδενική σύνθετη εσωτερική αντίσταση. Η τάση της πηγής μπορεί να είναι σταθερή ή μεταβλητή και συνήθως προέρχεται από φωτοβολταϊκά, συσσωρευτές ή κατά κύριο λόγο από την ανορθωμένη τάση του δικτύου ηλεκτρισμού. Τέλος η έξοδος του αντιστροφέα με πηγή VSI έχει χαρακτηριστικά πηγής τάσης. Ο αντιστροφέας πηγής ρεύματος τροφοδοτείται από μια μεταβλητή πηγή συνεχούς ρεύματος όπου ιδανικά θεωρούμε πως έχει άπειρη εσωτερική σύνθετη αντίσταση. Οι αντιστροφείς με πηγή CSI έχουν χαρακτηριστικά πηγής ρεύματος και χρησιμοποιούνται κατά κύριο λόγο για τον έλεγχο και την κίνηση ac κινητήρων πολύ μεγάλης ισχύος. Τέλος σε όλους τους αντιστροφείς υπάρχει η δυνατότητα ρύθμισης της συχνότητας της τάσης εξόδου, ενώ ο έλεγχος της τιμής της τάσης μπορεί να γίνει είτε μέσω των παλμών που παλμοδοτούν τα διακοπτικά στοιχεία του αντιστροφέα είτε εξωτερικά με τον έλεγχο της DC τάσης τροφοδοσίας.

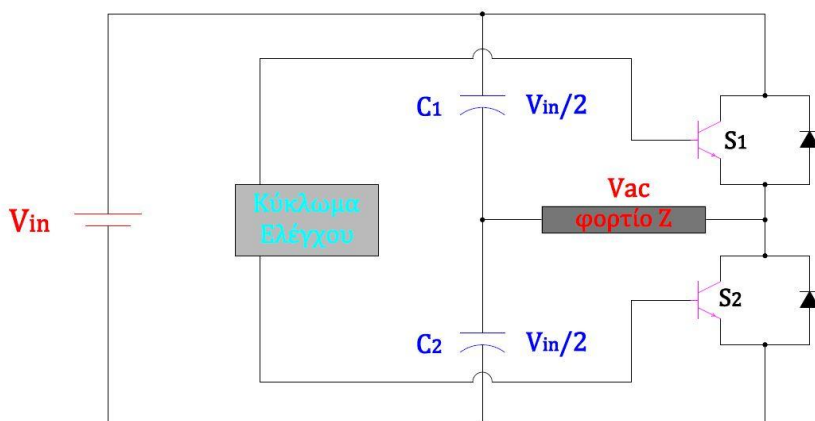
2.2 Ανάλυση των μονοφασικών αντιστροφών

2.2.1 Μονοφασικός αντιστροφέας με πηγή τάσης σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας.

Η τάση εξόδου V_o του μονοφασικού αντιστροφέα είναι ένας τετραγωνικός παλμός δύο επιπέδων με πλάτος $\pm \frac{V_{in}}{2}$. Η τάση στον μονοφασικό αντιστροφέα ημιγέφυρας γίνεται με την αυξομείωση των χρονικών διαστημάτων αγωγής των ημιαγωγικών διακοπών S_1 και S_2 (τα ημιαγωγικά στοιχεία μπορεί να είναι IGBT, MOSFET, διπολικά τρανζίστορ κ.α. αναλόγως τις ανάγκες της εφαρμογής) όπου και αυτοί με τη σειρά τους ελέγχονται από παλμούς οδήγησης προερχόμενους από κυκλώματα ελέγχου. Ανάλογα με την τάση και το ρεύμα εξόδου του φορτίου προκύπτουν οι παρακάτω ακόλουθες διαδρομές:

1. Κατά την ημιπερίοδο που η τάση και το ρεύμα εξόδου είναι θετικά τότε άγει το ημιαγωγικό στοιχείο S_1 και η ροή ενέργειας είναι από τη πηγή εισόδου προς το φορτίο.
2. Όταν η τάση εξόδου είναι θετική αλλά το ρεύμα αρνητικό τότε άγει η δίοδος D_1 (ο λόγος που τοποθετείται αυτή η δίοδος αναλύεται παρακάτω) και η ροή ενέργειας είναι από το φορτίο προς τη πηγή.
3. Κατά την ημιπερίοδο που η τάση και το ρεύμα εξόδου είναι αρνητικά τότε άγει το ημιαγωγικό στοιχείο S_2 και η ροή ενέργειας είναι από τη πηγή εισόδου προς το φορτίο.
4. Όταν η τάση εξόδου είναι αρνητική αλλά το ρεύμα θετικό τότε άγει η δίοδος D_2 και η ροή ενέργειας είναι από το φορτίο προς τη πηγή.

Η δίοδος αυτή τοποθετείται αντιπαράλληλα στα ημιαγωγικά στοιχεία που λειτουργούν ως ηλεκτρονικοί διακόπτες και ονομάζεται **δίοδος ελεύθερης διέλευσης**. Η δίοδος ελεύθερης διέλευσης μας δίνει τη δυνατότητα να έχουμε αμφίπλευρη ροή ενέργειας στον αντιστροφέα μας δηλαδή από τη πηγή στο φορτίο και αντίστροφα.



(Σχήμα 2.2.1.1 Μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας με πηγή τάσης)

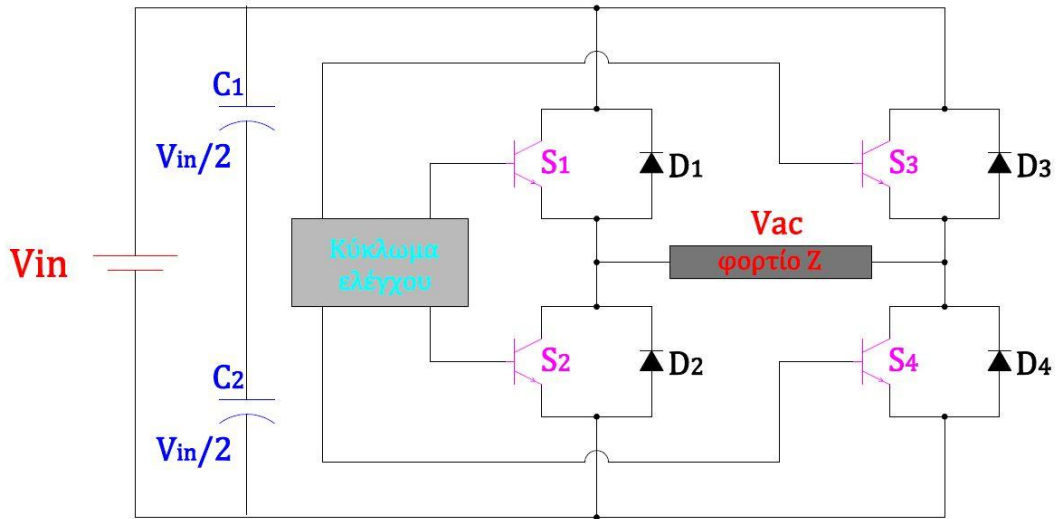
2.2.2 Μονοφασικός αντιστροφέας με πηγή τάσης σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας.

Επειδή ο παραπάνω αντιστροφέας έχει τρία σοβαρά μειονεκτήματα. Για την υλοποίηση χρειαζόμαστε δύο πυκνωτές μέσης λήψης, δεν έχει την ικανότητα να δημιουργεί τάση εξόδου με διαστήματα μηδενικής τάσης για μη ωμικά φορτία, το πλάτος της τάξης εξόδου είναι αποκλειστικά $\pm \frac{V_{in}}{2}$ και μη ισοκαταμερισμός της τάσης στα άκρα των πυκνωτών. Αυτό είχε σαν αποτέλεσμα τον σχεδιασμό του αντιστροφέα πλήρους γέφυρας όπου δεν παρουσιάζει κανένα από τα μειονεκτήματα του αντιστροφέα ημιγέφυρας.

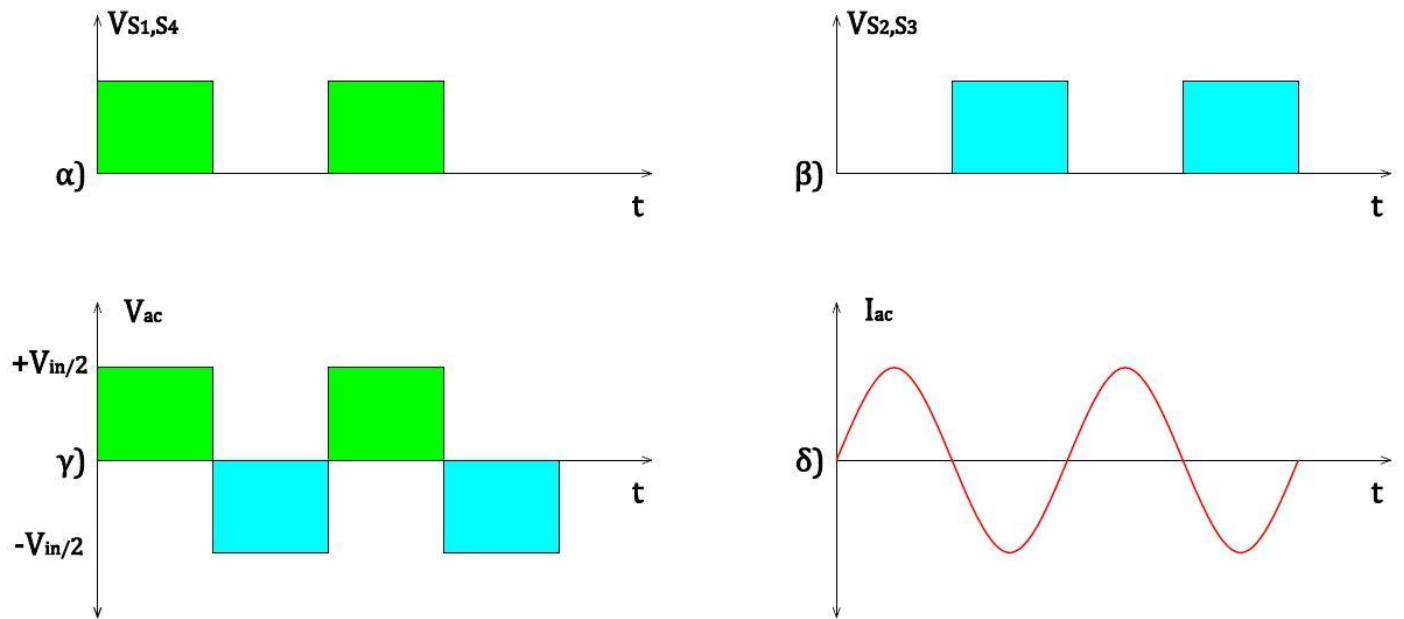
Στον αντιστροφέα πλήρους γέφυρας οι παλμοί που οδηγούν τα ημιαγωγικά στοιχεία S_1 είναι ίδιοι με το S_4 και με του S_2 είναι ίδιοι με του S_3 . Η τάση εξόδου του αντιστροφέα αυτού είναι εναλλασσόμενη με εύρος $\pm V_{in}$. Στο σχήμα που ακολουθεί παρακάτω παρουσιάζεται το κύκλωμα του αντιστροφέα, οι κυματομορφές των παλμών οδήγησης, η τάση και το ρεύμα εξόδου. Ωστόσο αναλυτικά ο τρόπος λειτουργίας του αντιστροφέα με πηγή τάσης σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας είναι ο εξής (με την παραδοχή πως έχει τοποθετηθεί φίλτρο στην έξοδο που μας **παρέχει ημιτονοειδές ρεύμα εξόδου**):

1. Κατά την χρονική περίοδο που το ρεύμα και η τάση εξόδου είναι θετικά τότε άγουν τα ημιαγωγικά στοιχεία S_1 και S_4 με αποτέλεσμα η φορά της ενεργού ισχύος να είναι από την πηγή προς το φορτίο. Κατά τη φάση αυτή που η φορά της ισχύος είναι από την πηγή στο φορτίο ο μετατροπέας λέμε ότι λειτουργεί ως αντιστροφέας.
2. Κατά την χρονική περίοδο που το ρεύμα και η τάση εξόδου είναι αρνητικά τότε άγουν τα ημιαγωγικά στοιχεία S_2 και S_3 με αποτέλεσμα η φορά της ενεργού ισχύος να είναι από την πηγή προς το φορτίο. Κατά τη φάση αυτή που η φορά της ισχύος είναι από την πηγή στο φορτίο ο μετατροπέας λέμε ότι λειτουργεί ως αντιστροφέας.
3. Στο χρονικό διάστημα όπου η τάση στην έξοδο του αντιστροφέα είναι μηδενική ενώ το ρεύμα έχει θετική τιμή τότε σε αυτή τη περίπτωση άγει ένα από τα ζεύγη των ημιαγωγικών στοιχείων $S_4 - D_2$ ή $S_1 - D_3$ και με αυτόν τον τρόπο υπάρχει ροή ρεύματος προς το φορτίο. Το ρεύμα που κυκλοφορεί μεταξύ των διαδρομών αυτών ονομάζεται ανακυκλούμενο ρεύμα (circulating current). Σε αυτό το χρονικό διάστημα δεν έχουμε μεταφορά ενέργειας από τη πηγή του αντιστροφέα προς το φορτίο αλλά ο αντιστροφέας λειτουργεί σε μια φάση που ονομάζεται **φάση ελεύθερης διέλευσης**.
4. Στη περίπτωση που το ρεύμα στο φορτίο είναι αρνητικό και η τάση στο φορτίο είναι μηδενική τότε άγουν ένα από τα ζεύγη των ημιαγωγικών στοιχείων $S_3 - D_1$ ή $S_2 - D_4$. Με τον τρόπο αυτό υπάρχει ροή του ρεύματος προς το φορτίο και όπως και στην προηγούμενη περίπτωση αλλά για αρνητική τιμή ρεύματος και είμαστε σε φάση ελεύθερης διέλευσης.
5. Όταν έχουμε στην έξοδο του αντιστροφέα θετική τιμή τάσης ενώ το ρεύμα στην έξοδο έχει αρνητική τιμή τότε άγουν τα ημιαγωγικά στοιχεία D_1 και D_4 . Κατά την περίπτωση αυτή όταν η ροή της ενεργού ισχύος είναι από το φορτίο προς την πηγή του αντιστροφέα τότε λέμε πως ο αντιστροφέας λειτουργεί ως ανόρθωση.
6. Στην τελευταία περίπτωση όταν η τάση στο φορτίο έχει αρνητική τιμή αλλά το ρεύμα θετική τότε άγουν τα ημιαγωγικά στοιχεία D_2 και D_3 . Έτσι στην περίπτωση αυτή όπως και στη προηγούμενη επειδή η ροή της ενεργού ισχύος είναι από το φορτίο προς την πηγή λέμε ότι ο αντιστροφέας λειτουργεί ως ανόρθωση.

Συνοψίζοντας το συμπέρασμα που μπορούμε να εκφέρουμε από την λειτουργία του αντιστροφέα αυτού είναι πως μπορεί να λειτουργήσει και στα δύο τεταρτημόρια. Δηλαδή εκτός από το να οδηγεί και να ελέγχει για παράδειγμα ένα κινητήρα AC έχει τη δυνατότητα όταν για παράδειγμα έχουμε τη λειτουργία της ηλεκτρικής πέδης ο αντιστροφέας να μπορεί να επιστρέψει ενέργεια στη πηγή τροφοδοσίας του. Κάτι τέτοιο σε μια εφαρμογή ηλεκτρικού οχήματος θα μπορούσε κατά τη πέδηση να φορτίσει τις μπαταρίες του οχήματος.



(Σχήμα 2.2.2.1 μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας.)



(Σχήμα 2.2.2.2 α. Κυματομορφές τάσης ελέγχου των ημιαγωγικών διακοπών S_1 και S_4 , β. Κυματομορφές τάσης ελέγχου των ημιαγωγικών διακοπών S_2 και S_3 , γ. Κυματομορφή τάσης εξόδου αντιστροφέα, δ. Κυματομορφή ρεύματος εξόδου αντιστροφέα για ωμικό φορτίο και με φίλτρο εξόδου που παρέχει ημιτονικής μορφής ρεύμα.)

2.3 Έλεγχος τάσης μονοφασικού αντιστροφέα με τεχνική P.W.M.

Για να είμαστε σε θέση να ελέγξουμε την έξοδο ενός αντιστροφέα θα πρέπει να μπορούμε να ρυθμίσουμε με κατάλληλες τεχνικές τους παλμούς ελέγχου των ημιαγωγικών διακοπών. Μία από τις πλέον βασικές τεχνικές ελέγχου είναι αυτή της διαμόρφωσης του εύρους ενός παλμού ανά ημιπερίοδο (Single Pulse Width Modulation, P.W.M.) και ο έλεγχος της τάσης εξόδου επιτυγχάνεται μέσω της αυξομείωσης του εύρους των παλμών της τάσης εξόδου. Τα βήματα για τον έλεγχο της τεχνικής PWM είναι τα τέσσερα παρακάτω:

1. Για την παραγωγή παλμών ελέγχου των ημιαγωγικών διακοπών θα πρέπει σε πρώτο στάδιο τα κυκλώματα ελέγχου να δημιουργήσουν μέσω γεννητριών σημάτων μια ημιτονοειδή κυματομορφή αναφοράς και μια τριγωνική κυματομορφή η οποία θα λειτουργεί ως ένα φέρον σήμα και επομένως μπορούμε να την ονομάζουμε και κυματομορφή φέροντος. Οι δύο προαναφερθείσες κυματομορφές θα πρέπει να είναι και συγχρονισμένες μεταξύ τους. Τέλος τα κύρια χαρακτηριστικά των κυματομορφών αυτών είναι:

A_r = Πλάτος κυματομορφής ημιτονοειδούς σήματος (σήμα αναφοράς),

A_c = Πλάτος κυματομορφής φέροντος σήματος,

$T_c = \frac{1}{f_c}$ = Περίοδος κυματομορφής φέροντος σήματος,

$T_r = \frac{1}{f_r}$ = Περίοδος κυματομορφής σήματος αναφοράς,

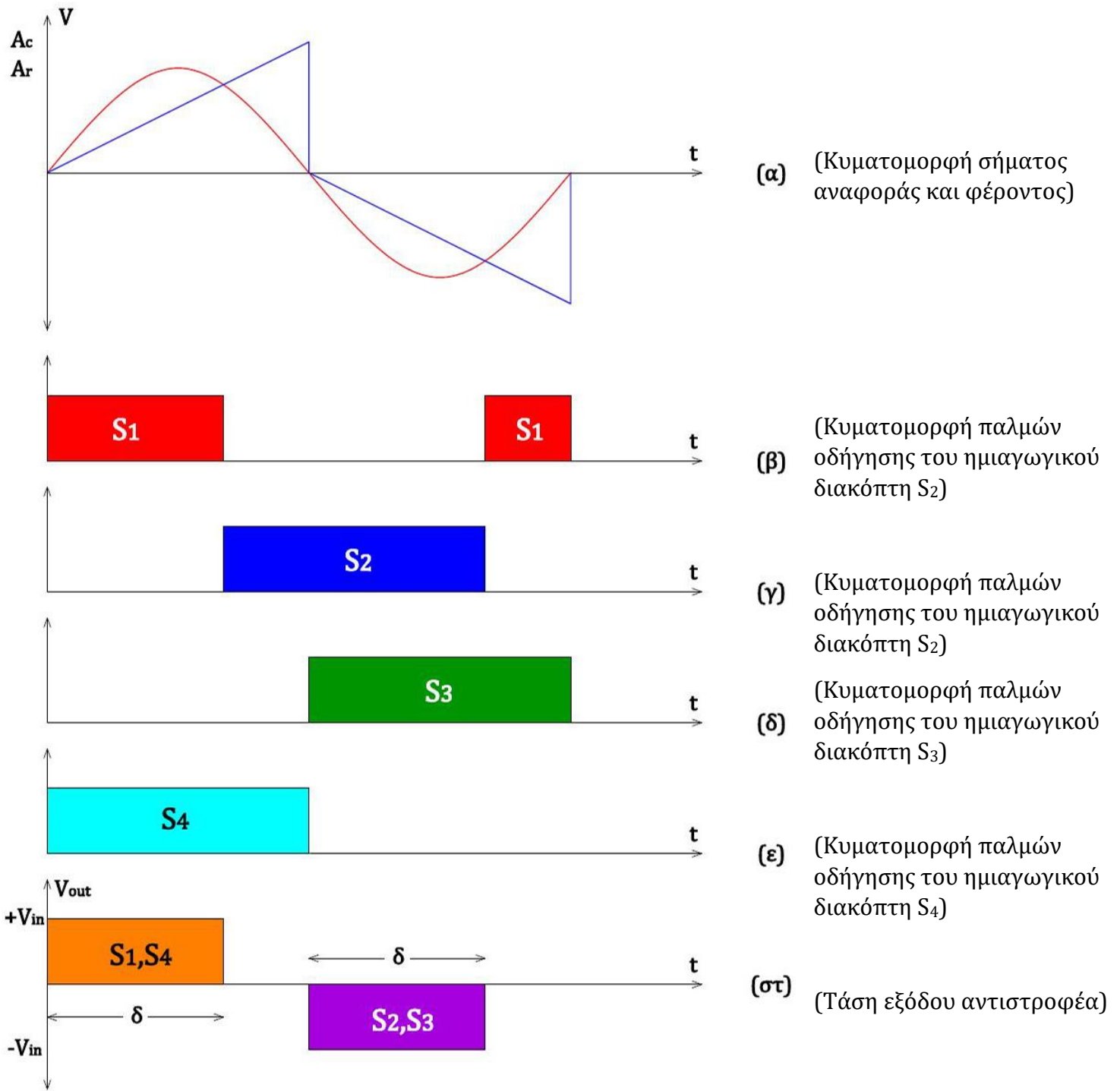
m_a = Συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους = $\frac{A_r}{A_c}$,

m_f = Συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας = $\frac{T_r}{T_c} = \frac{f_c}{f_r}$

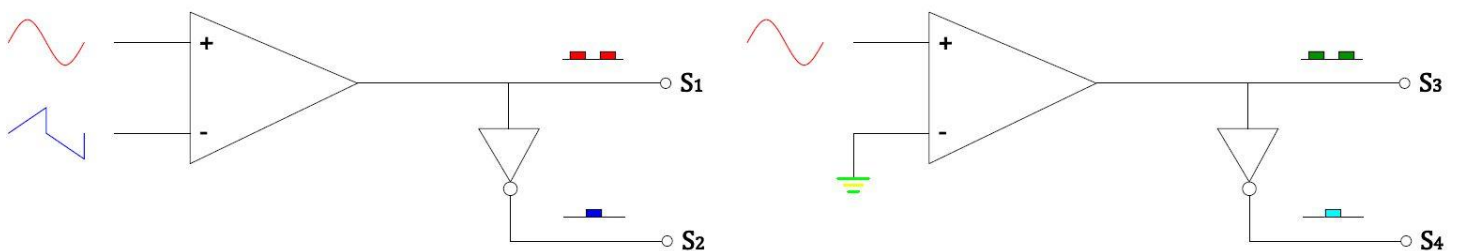
Για να επιτευχθεί η δημιουργία των παλμών αυτών θα πρέπει ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας m_f να είναι ίσος με ένα. Αυτό συνεπάγεται πως το σήμα αναφοράς και το φέρον σήμα θα έχουν την ίδια συχνότητα κατά την διαμόρφωση αυτή. Επίσης το φέρον σήμα και το σήμα αναφοράς θα πρέπει να είναι συγχρονισμένα μεταξύ τους με στόχο τα σημεία τομής των κυματομορφών τους να μην αλλάζουν όταν οι τιμές m_f και m_a παραμένουν σταθερές.

2. Μετά την δημιουργία των δύο κυματομορφών αφού αυτές πληρούν τις παραπάνω συνθήκες εφαρμόζονται στην είσοδο ενός τελεστικού ενισχυτή που λειτουργεί ως συγκριτής και στην έξοδο του παίρνουμε ένα σήμα ελέγχου E το οποίο με τη σειρά του οδηγεί τους ημιαγωγικούς διακόπτες S_1, S_2, S_3, S_4 του αντιστροφέα. Κατά το χρονικό διάστημα όπου $V_T > V_c$ τότε ο S_1 λειτουργεί ως κλειστός διακόπτης και ο S_2 ως ανοιχτός διακόπτης ενώ το ακριβώς αντίστροφο συμβαίνει όταν $V_T < V_c$. Επίσης οι παλμοί που οδηγούν τους ημιαγωγικούς διακόπτες S_3 και S_4 δημιουργούνται και αυτοί από ένα κύκλωμα συγκριτή όπου συγκρίνει το ίδιο ημιτονικό σήμα αναφοράς με πριν με την γείωση. Εδώ πρέπει να προσθέσουμε πως οι παλμοί S_3 και S_4 έχουν σταθερό εύρος στις 180° .
3. Το σήμα ελέγχου E όπου πηγάζει από την έξοδο του συγκριτή εξαρτάται από τα σημεία τομής των δύο συγκρινόμενων κυματομορφών δηλαδή της ημιτονικής και της τριγωνικής. Αυξομειώνοντας τον συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους m_a για τιμές από 0 έως 1 (δηλαδή τον λόγο του πλάτους του ημιτόνου προς το πλάτος της τριγωνικής κυματομορφής) αυτό έχει ως αποτέλεσμα να αλλάζει η διαφορά φάσης μεταξύ της τάσης εξόδου του συγκριτή και του ημιτονικού σήματος αναφοράς. Αυτό με τη σειρά του συνεπάγεται την μεταβολή του εύρους του θετικού και του αρνητικού παλμού της τάσης εξόδου. Επομένως με τον τρόπο αυτό μπορούμε να ελέγξουμε τη τάση εξόδου του αντιστροφέα.
4. Με την αυξομείωση της συχνότητας του σήματος αναφοράς έχουμε και αυξομείωση της συχνότητας της τάσης εξόδου του συγκριτή επομένως μπορούμε να ελέγξουμε με τον τρόπο αυτό τη συχνότητα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα.

Συνοψίζοντας μπορούμε να πούμε πως με τον έλεγχο του σήματος αναφοράς είμαστε σε θέση να ελέγξουμε την RMS τιμή της τάσης και της συχνότητας του αντιστροφέα και για τον λόγο αυτό το σήμα της εξόδου του συγκριτή ονομάζεται σήμα ελέγχου.



(Σχήμα 2.3.1 Ορισμού τεχνικής PWMενός παλμού ανά ημιπερίοδο)



(Σχήμα 2.3.2 δημιουργίας παλμών ημιαγωγικών διακοπτών)

Βάση της κυματομορφής του σχήματος 2.3.1.στ όπου απεικονίζει τη κυματομορφή της τάσης εξόδου του αντιστροφέα μπορούμε με τη χρήση των σειρών Fourier να βρούμε με ακρίβεια τη τιμή του πλάτους της τάσης εξόδου. Επομένως:

$$V_o = \sum_{n=1,2,3\dots\nu}^{\infty} a_n \cdot \cos(n\omega t) + \sum_{n=1,2,3\dots\nu}^{\infty} b_n \cdot \sin(n\omega t)$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} V_{in} \cdot \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} V_{in} \cdot \sin(n\omega t) d(\omega t)$$

Όπου ω = γωνιακή συχνότητα της θεμελιώδους αρμονικής της τάσης εξόδου V_{out} .
 n = τάξη της αρμονικής συνιστώσας (1,2,3,4,...,ν)

Από το σχήμα 2.3.1.στ παρατηρούμε πως η τάση V_o είναι περιττή συνάρτηση με συμμετρία $\frac{1}{4}$ κύματος και οι συντελεστές $a_n=0$ και οι άρτιοι συντελεστές της παραπάνω σχέσης της τάσης εξόδου είναι μηδενικοί. Άρα η σχέση της τάσης εξόδου γίνεται:

$$V_o = \sum_{n=1,2,3\dots\nu}^{\infty} b_n \cdot \sin(n\omega t)$$

Όπου για το b_n ισχύει ότι (** όπου δ το εύρος των παλμών της τάσης εξόδου **):

$$b_n = \frac{8}{T} \int_0^{T/4} V_{out} \cdot \sin(n\omega t) d(\omega t) = \frac{8}{2\pi} \int_{\frac{\pi-\delta}{2}}^{\frac{\pi}{2}} V_{in} \cdot \sin(n\omega t) d(\omega t) = \frac{4 \cdot V_{in}}{n \cdot \pi} \cdot \left[-\cos n \frac{\pi}{2} + \cos n \left(\frac{\pi - \delta}{2} \right) \right] =$$

$$= \frac{4V_{in}}{n\pi} \cdot \left[-\cos n \frac{\pi}{2} + \left(\cos \frac{n\pi}{2} \cdot \cos \frac{n\delta}{2} + \sin \frac{n\pi}{2} \cdot \sin \frac{n\delta}{2} \right) \right] = \frac{4V_{in}}{n\pi} \cdot \sin \frac{n\delta}{2}$$

Έτσι οδηγούμαστε στη σχέση του πλάτους της τάσης εξόδου που ισχύει ότι:

$$V_o = \sum_{n=1,3,5,\dots,\nu}^{\infty} \frac{4V_{in}}{n\pi} \cdot \left(\frac{n\delta}{2} \right) \cdot \sin(n\omega t)$$

Ενώ η σχέση του πλάτους τάσης εξόδου για την θεμελιώδη αρμονική είναι:

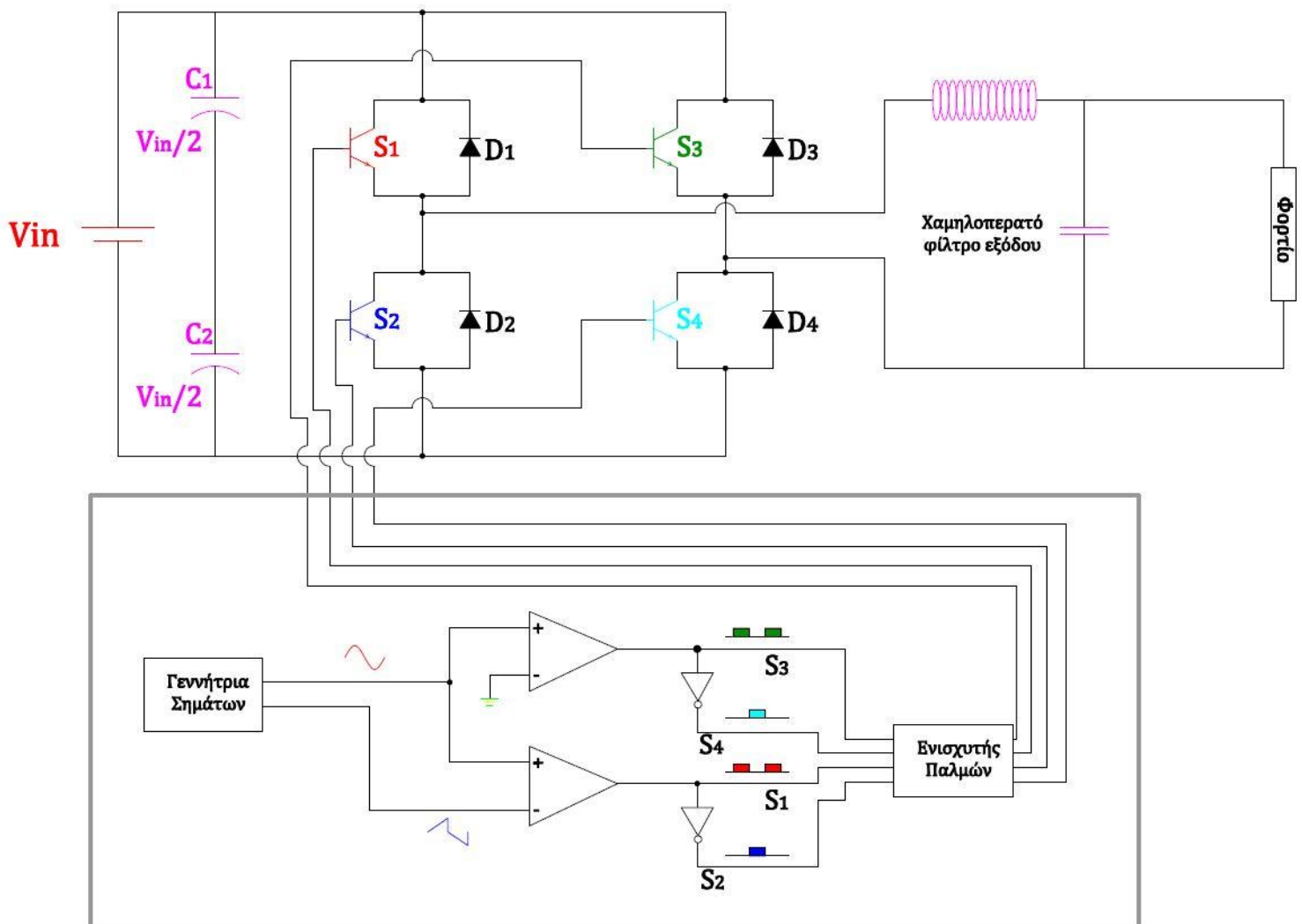
$$\hat{V}_o = \frac{4V_{in}}{\pi} \cdot \sin \left(\frac{\delta}{2} \right)$$

Επίσης η ενεργός τιμή (RMS) της τάσης εξόδου του μονοφασικού αντιστροφέα με έλεγχο PWM είναι:

$$\tilde{V}_o = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_o^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = \sqrt{\left[\frac{1}{2\pi} \left(\int_{\frac{\pi-\delta}{2}}^{\frac{\pi+\delta}{2}} V_{in}^2 d(\omega t) + \int_{\frac{3\pi-2}{2}}^{\frac{3\pi+2}{2}} (-V_{in})^2 d(\omega t) \right) \right]} = V_{in} \cdot \sqrt{\frac{\delta}{\pi}}$$

Από τη σχέση που μας δίνει το πλάτος της τάσης εξόδου παρατηρούμε πως η κυματομορφή της τάσης εκτός από την θεμελιώδη αρμονική συνιστώσα αποτελείται και από άλλες n ανώτερες αρμονικές συνιστώσες. Οι ανώτερες αρμονικές συνιστώσες είναι παρασιτικές και ανεπιθύμητες και πρέπει να μειώνονται ή καλύτερα να εξαλείφονται. Αυτό γίνεται με τη χρήση κατάλληλων φίλτρων ώστε η τάση εξόδου του αντιστροφέα να είναι όσο το δυνατόν περισσότερο μια καθαρά ημιτονική κυματομορφή. Η κυματομορφή εξόδου σύμφωνα με τις διεθνείς προδιαγραφές του συντελεστή Ολικής Αρμονικής Παραμόρφωσης (Total Harmonic Distortion, T.H.D. factor) θα πρέπει να είναι κάτω από 5%. Ενώ ο συντελεστής αυτός αποτελεί ένα μέτρο της ποιότητας της εναλλασσόμενης τάσης και ρεύματος του αντιστροφέα και δίνεται από τον τύπο:

$$THD_V\% = \frac{1}{\widehat{V}_{o,1}} \cdot \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots,n} (\widehat{V}_{o,n})^2} \cdot 100 = \frac{1}{\widehat{V}_{o,1}} \cdot \sqrt{\sum_{n=3,5,7,\dots,n} (\widehat{V}_{o,n})^2} \cdot 100$$



(Σχήμα 2.3.3 Κύκλωμα μονοφασικού αντιστροφέα ο οποίος χρησιμοποιεί την τεχνική PWM για τον έλεγχο της τάσης εξόδου.)

2.4 Έλεγχος τάσης μονοφασικού αντιστροφέα με τεχνική S.P.W.M.

Όπως αναφέρθηκε και πριν με την τεχνική PWM παράγεται στην έξοδο του αντιστροφέα ένας εναλλασσόμενος τετραγωνικής μορφής παλμός όπου αποτελείται από τη θεμελιώδη αρμονική συνιστώσα και από n ανώτερες αρμονικές συνιστώσες οι οποίες είναι ανεπιθύμητες. Έτσι για το λόγο αυτό έχει οριστεί το διεθνές πρότυπο IEEE-519 όπου μας επιτρέπει μια ολική αρμονική παραμόρφωση $THD \leq 5\%$. Έτσι καθίσταται αναγκαίο στην έξοδο του αντιστροφέα να τοποθετηθεί ένα χαμηλοπερατό φίλτρο στην έξοδο του αντιστροφέα που να περιορίζει την παραμόρφωση της τάσης (περιορισμός ανώτερων αρμονικών). Ωστόσο με τη χρήση της τεχνικής PWM το φίλτρο που καλούμαστε να σχεδιάσουμε έχει πολύ μεγάλο κόστος, βάρος και μέγεθος διότι σχεδιάζεται βάση του πλάτους και της τάσης της συχνότητας της βασικής αρμονικής του αντιστροφέα. Το πρόβλημα αυτό που παρουσιάστηκε με τον σχεδιασμό του φίλτρου εξόδου οδήγησε τους μηχανικούς στην ανάπτυξη της τεχνικής **Ημιτονοειδούς Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM)** για τον έλεγχο των αντιστροφέων. Με την τεχνική αυτή η θεμελιώδης αρμονική σχεδίασης δεν είναι η πρώτη αλλά είναι αρκετές φορές μεγαλύτερη (π.χ. της 27^{ης} αρμονικής) με αποτέλεσμα εφόσον η συχνότητα να είναι πολύ μεγαλύτερη το φίλτρο να είναι πολύ μικρότερο αλλά και φθηνότερο. Η τεχνική SPWM θα αναλυθεί περαιτέρω παρακάτω.

Για να είμαστε σε θέση να ελέγξουμε την έξοδο ενός αντιστροφέα θα πρέπει να μπορούμε να ρυθμίσουμε με κατάλληλες τεχνικές τους παλμούς ελέγχου των ημιαγωγικών διακοπών. Μία από τις πλέον διαδεδομένες τεχνικές ελέγχου είναι αυτή της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM). Η τεχνική διαμόρφωσης παλμών με την τεχνική SPWM για τους μονοφασικούς Inverter διακρίνεται στις τρεις παρακάτω αρχές:

1. Για να μπορέσουν να δημιουργηθούν οι παλμοί οδήγησης των ημιαγωγικών διακοπών από τα κυκλώματα ελέγχου θα πρέπει να δημιουργηθούν από τις γεννήτριες σήματος δύο ημιτονικά σήματα με διαφορά φάσης μεταξύ τους 180° και αυτά τα σήματα ονομάζονται και σήματα αναφοράς και ένα τριγωνικό σήμα το οποίο ονομάζεται φέρον. Τα τρία αυτά σήματα θα πρέπει να είναι συγχρονισμένα μεταξύ τους. Τέλος τα κύρια χαρακτηριστικά των σημάτων αυτών είναι:

A_r = Πλάτος κυματομορφής ημιτονοειδούς σήματος (σήμα αναφοράς),

A_c = Πλάτος κυματομορφής φέροντος σήματος,

$T_c = \frac{1}{f_c}$ = Περίοδος κυματομορφής φέροντος σήματος,

$T_r = \frac{1}{f_r}$ = Περίοδος κυματομορφής σήματος αναφοράς,

m_a = Συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους = $\frac{A_r}{A_c}$,

m_f = Συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας = $\frac{T_r}{T_c} = \frac{f_c}{f_r}$

2. Η συχνότητα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα καθορίζεται από τη συχνότητα f_r του σήματος αναφοράς.
3. Η διακοπτική συχνότητα των ημιαγωγικών διακοπών και η συχνότητα των ανώτερων αρμονικών συνιστωσών καθορίζεται από τη συχνότητα του φέροντος σήματος f_c .
4. Μετά τη δημιουργία των τριών σημάτων από την γεννήτρια θα εφαρμοστούν στην είσοδο συγκριτών και στην έξοδο τους θα έχουμε τα σήματα που θα ελέγχουν τα ημιαγωγικά στοιχεία. Όταν $A_r > A_c$ για dt τότε η τάση εξόδου του συγκριτή είναι λογικό 1 ενώ όταν $A_r < A_c$ για dt τότε η τάση εξόδου του συγκριτή είναι λογικό 0. Επίσης τα σημεία τομής του φέροντος με τα σήματα αναφοράς καθορίζονται από το συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους m_a . Ο αριθμός των παλμών οδήγησης για κάθε χρονικό διάστημα μιας περιόδου καθορίζεται από τον συντελεστή διαμόρφωσης συχνότητας m_f .

Για τους μονοφασικούς inverter που χρησιμοποιούν την τεχνική SPWM ισχύουν τα παρακάτω:

Πίνακας 2.4.1 κανονικοποιημένων τιμών για πλάτη αρμονικών συνιστώσων της φασικής τάσης εξόδου V_{ao} του μονοφασικού αντιστροφέα γέφυρας που χρησιμοποιεί τεχνική SPWM για $f_c \gg f_f$ και $\frac{V_{in}}{2}$

m_a	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
Αρμονική συνιστώσα	Κανονικοποιημένες τιμές πλάτους αρμονικής συνιστώσας της φασικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα				
θεμελιώδης	0.200	0.400	0.600	0.800	1.000
m_f	1.242	1.150	1.006	0.818	0.601
$m_{f \pm 2}$	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
$m_{f \pm 4}$	0.000	0.000	0.000	0.000	0.018
$2m_{f \pm 1}$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$2m_{f \pm 3}$	0.000	0.024	0.071	0.139	0.212
$2m_{f \pm 5}$	0.000	0.000	0.000	0.013	0.033
$3m_f$	0.335	0.123	0.083	0.171	0.013
$3m_{f \pm 2}$	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062

Το πλάτος της φασικής τάσης και της πολικής τάσης της θεμελιώδους αρμονικής του αντιστροφέα εξαρτώνται από τον συντελεστή m_a και αυτό φαίνεται από:

$$\widehat{V_{ao,1}} = \widehat{V_{bo,1}} = \frac{V_{in} \cdot m_a}{2}$$

$$\widehat{V_{ab,1}} = \widehat{V_{ao,1}} - \widehat{V_{bo,1}} = \widehat{V_{ao,1}} - (-\widehat{V_{ao,1}}) = 2\widehat{V_{ao,1}} = V_{in}m_a$$

Όπως προαναφέρθηκε με την τεχνική SPWM εφόσον η βασική αρμονική συνιστώσα μετατοπίζεται σε αρκετά υψηλότερες τιμές αυτό έχει σαν αποτέλεσμα και οι υπόλοιπες αρμονικές να μετατοπίζονται και αυτές πολύ περισσότερο. Έτσι με τη σειρά του το φίλτρο εξόδου θα είναι πολύ μικρότερο. Από τη στιγμή που ο συντελεστής m_f είναι κανονικοποιημένη τιμή της διακοπτικής συχνότητας f_c τότε οι ανώτερες αρμονικές συνιστώσες της φασικής τάσης εμφανίζονται γύρω από τις τιμές $m_f, 2m_f, 3m_f, 4m_f$ κ.ο.κ. Ενώ για την πολική τάση του αντιστροφέα οι ανώτερες αρμονικές εμφανίζονται γύρω από τις τιμές $2m_f, 4m_f, 6m_f, 8m_f$ κ.ο.κ. Η τάξη και το πλάτος της δεσπόζουσας ανώτερης αρμονικής συνιστώσας (**dominant harmonic component, d**) της πολικής τάσης είναι $d=2m_f-3$

Για να αποφευχθεί η εισαγωγή υποαρμονικών στην τάση εξόδου του αντιστροφέα ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας m_f επιλέγεται να είναι περιττός αριθμός με σκοπό οι αρμονικές συνιστώσες να έχουν περιττές ή ακέραιες τιμές. Ως υποαρμονικές ορίζουμε τις αρμονικές συνιστώσες των οποίων η τάξη τους δεν είναι ακέραιος πολλαπλάσιος αριθμός της θεμελιώδους αρμονικής.

Η κυριάρχουσα αρμονική συνιστώσα είναι η πρώτη αρμονική συνιστώσα μετά την θεμελιώδη της οποίας το πλάτος της υπερβαίνει το 3% της θεμελιώδους. Ενώ ταυτόχρονα παρουσιάζει το μέγιστο συντελεστή παραμόρφωσης (**Distortion Factor, $D_n\%$**) σε σχέση με τις άλλες γειτονικές αρμονικές συνιστώσες. Οι ανώτερες αρμονικές συνιστώσες όπου το πλάτος τους δεν υπερβαίνει το 3% του πλάτους της θεμελιώδους συνιστώσας θεωρούνται αμελητέες. Η σχέση του συντελεστή παραμόρφωσης είναι η εξής:

$$D_n\% = 100 \cdot \left(\frac{\widehat{V_{ab,n}}}{n^2} \right)$$

Όπου ισχύει ότι: $\widehat{V_{ab,n}}$ = πλάτος νιοστής αρμονικής συνιστώσας πολικής τάσης εξόδου.

n = τάξη της αρμονικής συνιστώσας.

Η τάση και το ρεύμα του αντιστροφέα σε συνάρτηση με τη διακοπτική συνάρτηση $S(\omega t)$ δίνεται από τις σχέσεις που ακολουθούν παρακάτω. Ενώ η συνάρτηση $S(\omega t)$ προσδιορίζει τους παλμούς οδήγησης των ημιαγωγικών διακοπών.

$$V_o = V_{in} \cdot S(\omega t) \text{ \& } I_{in} = I_o \cdot S(\omega t)$$

$$S(\omega t) = m_a \sin(\omega t) + \sum_{n=d}^{\infty} A_n \sin(n\omega t) = \sum_{n=1,3,5,\dots,\nu}^{\infty} A_n \sin(n\omega t)$$

$$V_o(\omega t) = V_{in} m_a \sin(\omega t) + V_{in} \sum_{n=d}^{\infty} A_n \sin(n\omega t)$$

$$I_o(\omega t) = \frac{V_o(\omega t)}{Z_o} = \frac{V_{in} m_a}{|Z_{o,1}|} \sin(\omega t + \varphi_{V_o, I_o}) + V_{in} \sum_{n=d}^{\infty} \frac{A_n}{|Z_{o,n}|} \sin(n\omega t + \varphi_{nV_o, nI_o}) =$$

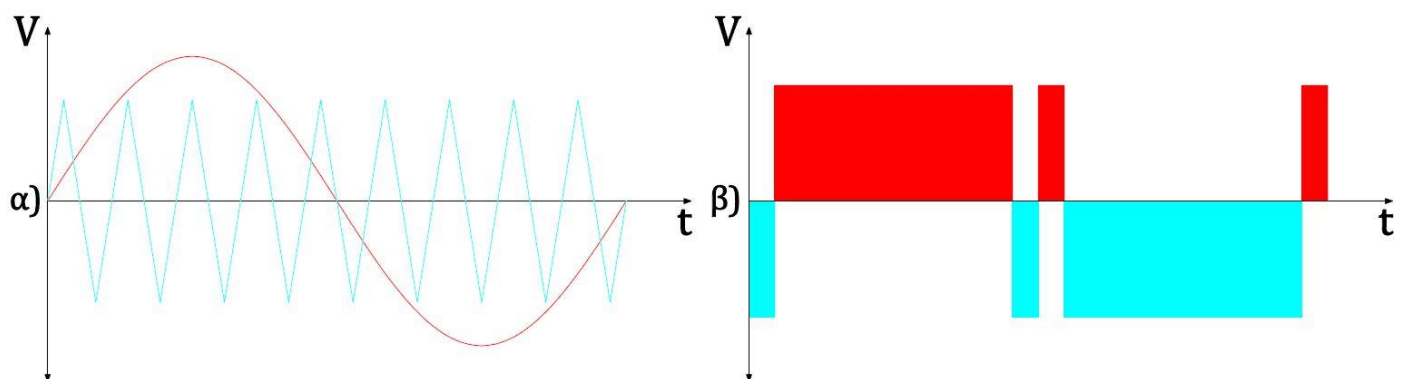
$$= B_1 \sin(\omega t + \varphi_{V_o, I_o}) + \sum_{n=d}^{\infty} B_n \sin(n\omega t + \varphi_{nV_o, nI_o})$$

Όπου $B_1 =$ το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας του ρεύματος εξόδου, $\varphi_{V_o, I_o} =$ η διαφορά φάσης μεταξύ των αντίστοιχων αρμονικών συνιστωσών τάσης και ρεύματος n-οστής συνιστώσας, $\varphi_{V_o, I_o} =$ η διαφορά φάσης μεταξύ της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης και του ρεύματος εξόδου, $\omega =$ η κυκλική συχνότητα της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου του αντιστροφέα, $A_n =$ το πλάτος της n-οστής αρμονικής συνιστώσας της διακοπτικής συνάρτησης $S(\omega t)$.

$$I_{in}(\omega t) = \frac{m_a B_1}{2} \cos(\varphi_{V_o, I_o}) + \frac{m_a B_1}{2} \cos(2\omega t + \varphi_{V_o, I_o}) + B_1 \sin(\omega t + \varphi_{V_o, I_o}) \cdot \sum_{n=d}^{\infty} A_n \sin(n\omega t) +$$

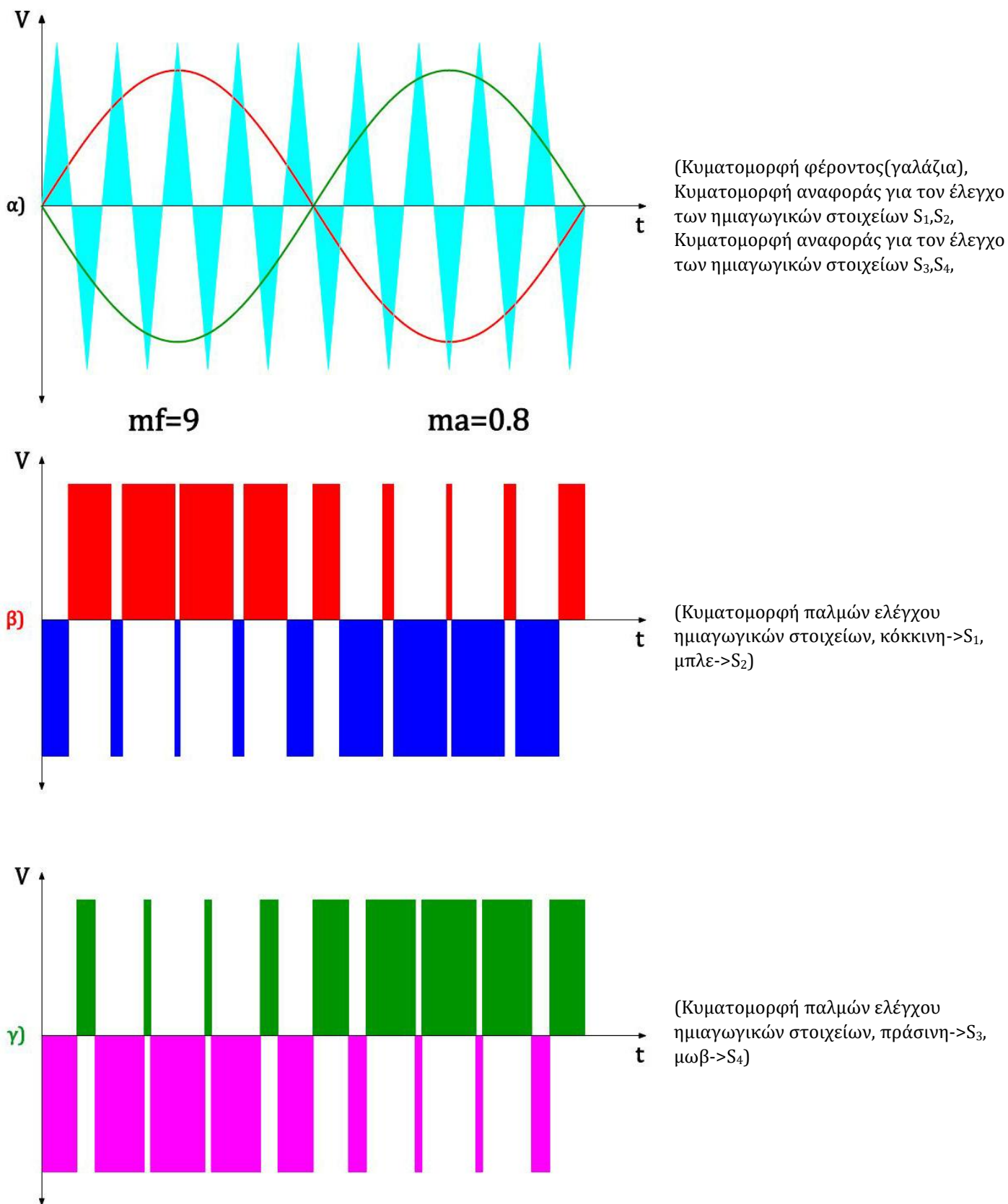
$$+ \sum_{n=d}^{\infty} \sum_{k=d}^{\infty} B_n A_k \sin(n\omega t + \varphi_{nV_o, nI_o}) \cdot \sin(k\omega t)$$

Κατά τη σχεδίαση των κυματομορφών των σημάτων αναφοράς και φέροντος θα πρέπει να προσέχουμε να κυμαίνεται το m_a από τιμές από 0 έως 1. Εάν υπερβούμε το όριο αυτό τότε συμβαίνει το φαινόμενο της υπερδιαμόρφωσης (Overmodulation) δηλαδή όταν το σήμα αναφοράς πάρει μεγαλύτερες τιμές σε σχέση με το πλάτος των παλμών του φέροντος. Τότε οι τριγωνικοί παλμοί δεν τέμνονται σε αρκετά σημεία με αποτέλεσμα να προκύπτουν λανθασμένοι παλμοί οδήγησης για την τεχνική SPWM.

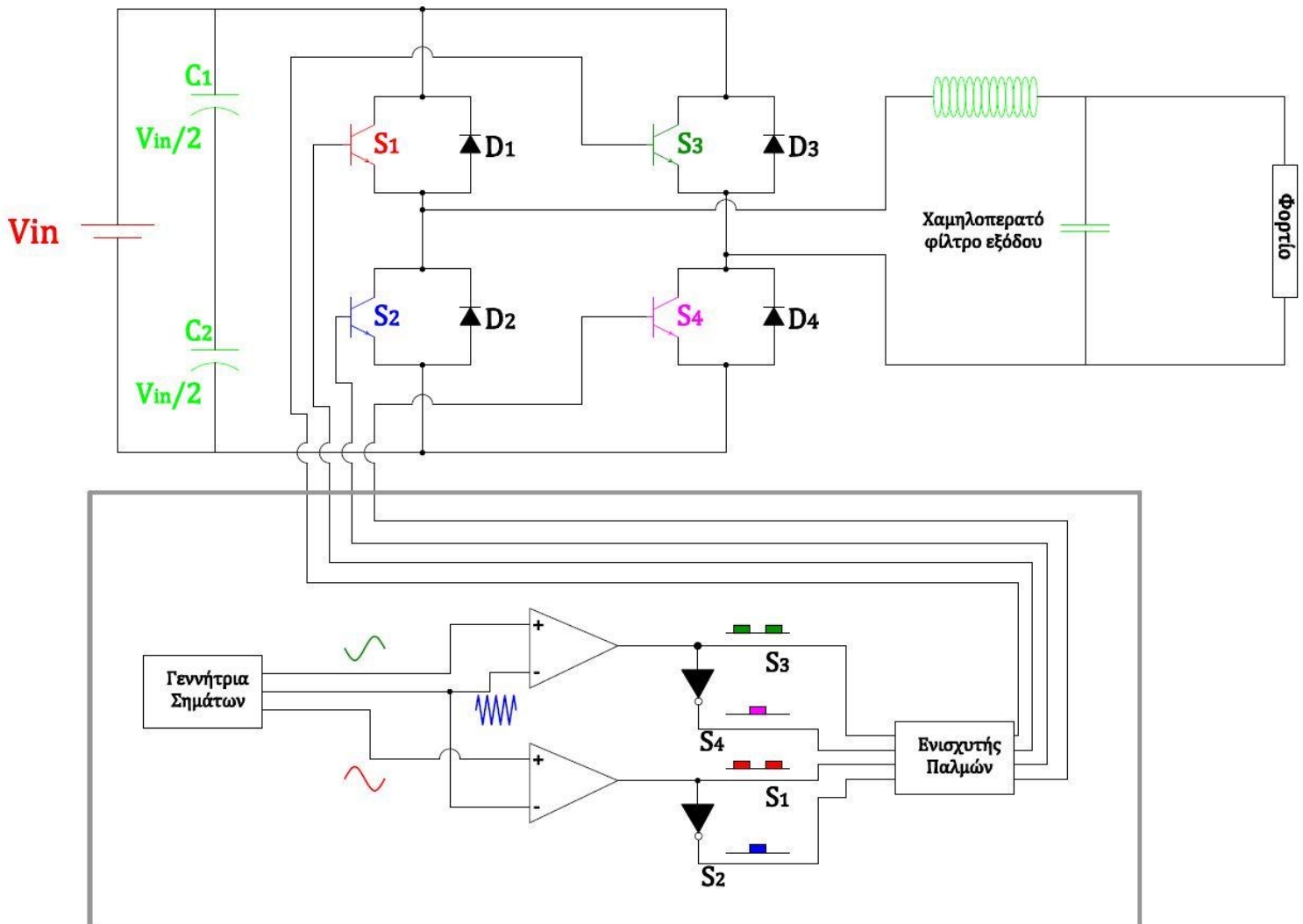


(Σχήμα 2.4.1 α. κυματομορφές σημάτων αναφοράς και φέροντος, β. κυματομορφές παλμών)

Παρακάτω ακολουθούν αναλυτικά οι κυματομορφές των σημάτων αναφοράς φέροντος και παλμών εξόδου για τον μονοφασικό αντιστροφέα πλήρους γέφυρας με χρήση τεχνικής SPWM.



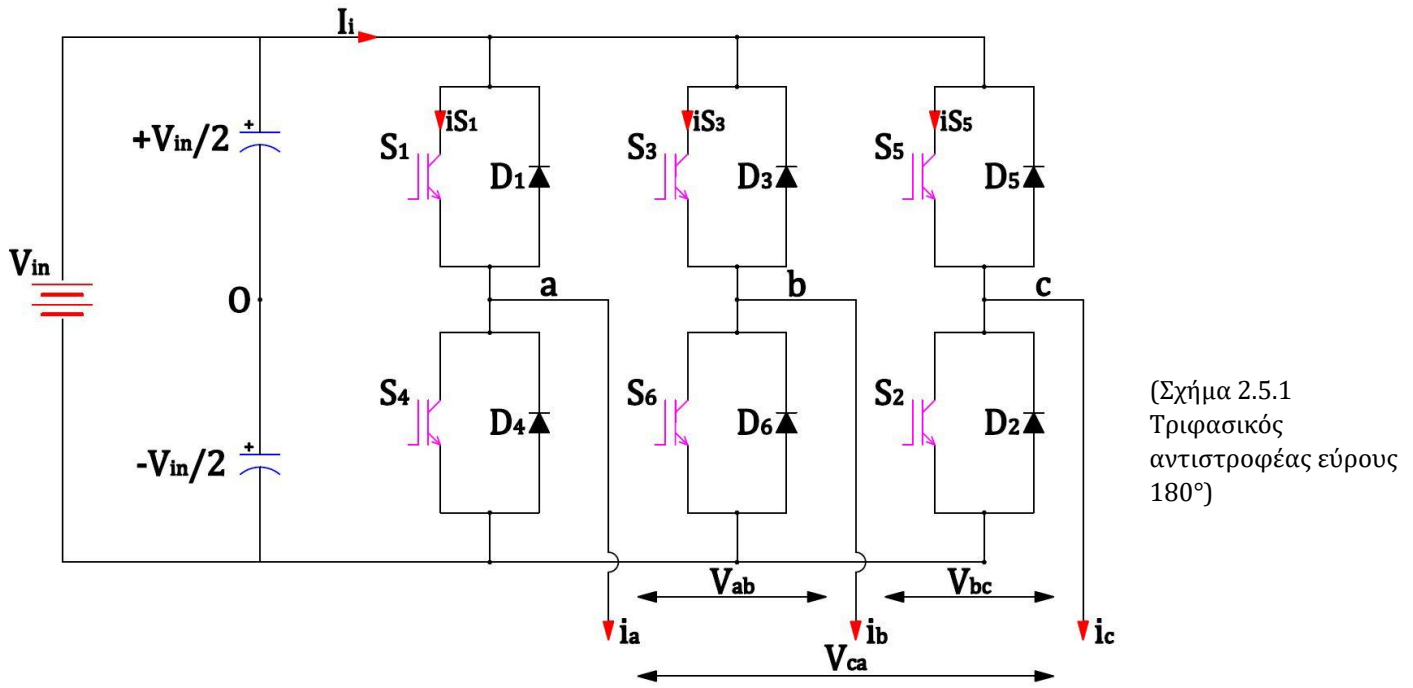
(Σχήμα 2.4.2 κυματομορφών μονοφασικού αντιστροφέα με χρήση τεχνικής SPWM)



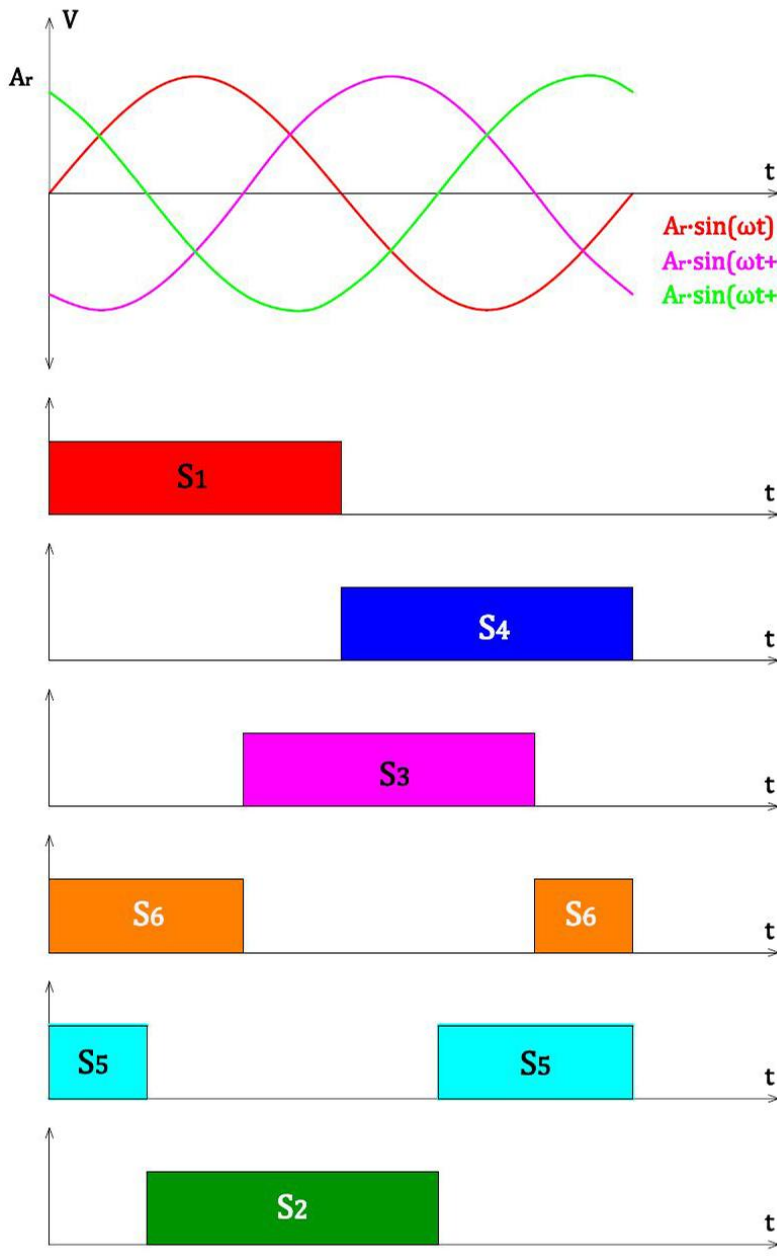
(Σχήμα 2.4.3 Κύκλωμα μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας ο οποίος χρησιμοποιεί την τεχνική SPWM για τον έλεγχο της τάσης εξόδου)

2.5 Έλεγχος τάσης τριφασικού αντιστροφέα εύρους 180°.

Για την τροφοδοσία τριφασικών φορτίων όπως είναι άλλωστε αναμενόμενο σχεδιάστηκαν τριφασικοί inverter για τον έλεγχο της τάσης τροφοδοσίας του φορτίου. Ο τρόπος λειτουργίας ενός τριφασικού inverter εύρους 180° σχέση με έναν μονοφασικό με τεχνική PWM ακολουθεί περίπου την ίδια λογική. Ωστόσο αναλυτικά ο τρόπος λειτουργίας και δομής του είναι ο παρακάτω. Τα ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία που τον αποτελούν είναι 6 ($S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$ όπως φαίνεται στο σχήμα 2.5.1) επίσης κατά τον σχεδιασμό των παλμών οδήγησης των διακοπτικών του στοιχείων θα πρέπει να μην άγουν ταυτόχρονα τα ζεύγη $S_1 \& S_4, S_3 \& S_6$ και τέλος τα $S_5 \& S_2$ διότι σε αντίθετη περίπτωση θα έχουμε DC βραχυκύκλωμα και ως συνέπεια την ανεπίστροφη καταστροφή των ημιαγωγικών διακοπών. Από το σχήμα 2.5.2 βλέπουμε αναλυτικά την αλληλουχία και τον τρόπο παλμοδότησης των ημιαγωγικών διακοπών. Ενώ παρατηρούμε ότι σε κάθε χρονικό διάστημα άγουν τρεις ημιαγωγικοί διακόπτες ταυτόχρονα δηλαδή δύο από τους πάνω (S_1, S_3, S_5) και ένας από τους κάτω (S_2, S_4, S_6) ή το αντίστροφο δηλαδή να άγει ένας από τους πάνω και δύο από τους κάτω. Για την αποφυγή σφαλμάτων στη λειτουργία του αντιστροφέα δεν θα πρέπει να άγουν ταυτόχρονα οι τρεις πάνω ή οι τρεις κάτω ημιαγωγικοί διακόπτες.



(Σχήμα 2.5.1 Τριφασικός αντιστροφέας εύρους 180°)



(Κυματομορφή αναφοράς για τον έλεγχο των ημιαγωγικών στοιχείων S_1, S_4 ,
 (α) Κυματομορφή αναφοράς για τον έλεγχο των ημιαγωγικών στοιχείων S_3, S_6 ,
 Κυματομορφή αναφοράς για τον έλεγχο των ημιαγωγικών στοιχείων S_5, S_2)

(Κυματομορφή παλμών ελέγχου ημιαγωγικών στοιχείων S_1)
 (β)

(Κυματομορφή παλμών ελέγχου ημιαγωγικών στοιχείων S_4)
 (γ)

(Κυματομορφή παλμών ελέγχου ημιαγωγικών στοιχείων S_3)
 (δ)

(Κυματομορφή παλμών ελέγχου ημιαγωγικών στοιχείων S_6)
 (ε)

(Κυματομορφή παλμών ελέγχου ημιαγωγικών στοιχείων S_5)
 (στ)

(Κυματομορφή παλμών ελέγχου S_2)
 (ζ)

(Σχήμα 2.5.2 Κυματομορφών αντιστροφέα)

Οι φασικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα (V_{ao} , V_{bo} , V_{co}) οι οποίες είναι περιττές συναρτήσεις με ενός τετάρτου κύματος συμμετρία μπορούν να παρασταθούν με τις παρακάτω σειρές Fourier.

$$V_{ao} = \sum_{n=1,3,5,\dots,\nu}^{\infty} \hat{V}_{ao,n} \sin(n\omega t)$$

$$V_{bo} = \sum_{n=1,3,5,\dots,\nu}^{\infty} \hat{V}_{bo,n} \sin(n(\omega t + 240^\circ))$$

$$V_{co} = \sum_{n=1,3,5,\dots,\nu}^{\infty} \hat{V}_{co,n} \sin(n(\omega t + 120^\circ))$$

Το πλάτος της n-οστής αρμονικής συνιστώσας της τάσης V_{ao} είναι:

$$\hat{V}_{ao,n} = \frac{8}{T} \cdot \int_0^{T/4} V_{ao} \sin(n\omega t) d(\omega t) = \frac{8}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi/2} \frac{V_{in}}{2} \sin(n\omega t) d(\omega t) = \frac{4}{\pi} \cdot \int_0^{\pi/2} \frac{V_{in}}{2} \sin(n\omega t) d(\omega t) = \frac{2V_{in}}{n\pi}$$

Όπως και στις φασικές τάσεις του αντιστροφέα έτσι και στις πολικές ισχύει ότι είναι περιττές συναρτήσεις με ενός τετάρτου κύματος συμμετρία και εκφράζονται με τις παρακάτω σειρές Fourier:

$$V_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\dots,\nu}^{\infty} \hat{V}_{ab,n} \sin(n(\omega t + 30^\circ))$$

Για την $\hat{V}_{ab,n}$ όπου είναι το πλάτος της n-οστής αρμονικής συνιστώσας της V_{ab} ισχύει ότι:

$$\begin{aligned} \hat{V}_{ab,n} &= \frac{2}{\pi} \cdot \int_{-T/2}^{T/2} V_{ab} \sin(n\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} V_{ab} \sin(n\omega t) d(\omega t) = \frac{4}{\pi} \cdot \int_{\pi/6}^{\pi/2} V_{ab} \sin(n\omega t) d(\omega t) = \\ &= \frac{4}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} V_{in} \sin(n\omega t) d(\omega t) = \frac{4V_{in}}{n\pi} \left(\cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \right) \text{ για } n = 1,3,5, \dots, \nu \end{aligned}$$

Άρα:

$$V_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\dots,\nu}^{\infty} \frac{4V_{in}}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin(n(\omega t + 30^\circ))$$

$$V_{bc} = \sum_{n=1,3,5,\dots,\nu}^{\infty} \frac{4V_{in}}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin(n(\omega t + 30^\circ + 240^\circ))$$

$$V_{ca} = \sum_{n=1,3,5,\dots,\nu}^{\infty} \frac{4V_{in}}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin(n(\omega t + 30^\circ + 120^\circ))$$

2.6 Έλεγχος τάσης τριφασικού αντιστροφέα με τεχνική S.P.W.M.

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως στην ανάλυση για τον μονοφασικό αντιστροφέα με τη χρήση τεχνικής SPWM έτσι και στον τριφασικό αντιστροφέα με χρήση της τεχνικής SPWM έχουμε τη δυνατότητα να χρησιμοποιούμε ένα φίλτρο στην έξοδο αρκετά χαμηλότερου κόστους και μεγέθους σε σχέση με τις απλές τεχνικές οδήγησης των ημιαγωγικών διακοπών. Αυτό συμβαίνει διότι στην απλή τεχνική παλμοδότησης PWM των αντιστροφέων οι ανώτερες αρμονικές είναι πολύ κοντά στην θεμελιώδη αρμονική πράγμα που δε συμβαίνει κατά την τεχνική SPWM. Αυτό διότι η θεμελιώδης αρμονική βρίσκεται σε αρκετά υψηλότερη συχνότητα σε σχέση με το σήμα αναφοράς. Οι βασικές αρχές που διέπουν την τεχνική SPWM σε έναν τριφασικό αντιστροφέα είναι οι εξής:

1. Για την δημιουργία των παλμών οδήγησης από τα κυκλώματα ελέγχου σε πρώτο στάδιο δημιουργούνται από αυτά σε γεννήτριες σημάτων τρεις ημιτονοειδείς κυματομορφές και μια τριγωνική. Οι ημιτονοειδείς κυματομορφές έχουν διαφορά φάσης 120° μεταξύ τους η κάθε μία και αυτά είναι και τα τρία σήματα αναφοράς με πλάτος A_r και η τριγωνική κυματομορφή είναι το φέρον σήμα με πλάτος A_c . Τέλος τα κύρια χαρακτηριστικά των σημάτων αυτών είναι:

A_r =Πλάτος κυματομορφής ημιτονοειδούς σήματος (σήμα αναφοράς),

A_c =Πλάτος κυματομορφής φέροντος σήματος,

$T_c = \frac{1}{f_c}$ =Περίοδος κυματομορφής φέροντος σήματος,

$T_r = \frac{1}{f_r}$ =Περίοδος κυματομορφής σήματος αναφοράς,

m_a =Συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους = $\frac{A_r}{A_c}$,

m_f =Συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας = $\frac{T_r}{T_c} = \frac{f_c}{f_r}$

2. Η συχνότητα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα καθορίζεται από τη συχνότητα f_r του σήματος αναφοράς.
3. Η διακοπτική συχνότητα των ημιαγωγικών διακοπών και η συχνότητα των ανώτερων αρμονικών συνιστωσών καθορίζεται από τη συχνότητα του φέροντος σήματος f_c
4. Τα σήματα αυτά που δημιουργούνται από την γεννήτρια σημάτων ύστερα συγκρίνονται σε κυκλώματα συγκριτών όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.6.2. Οι παλμοί που δημιουργούνται στην έξοδο των τελεστικών ενισχυτών προκύπτουν από τα σημεία τομής των ημιτονοειδών σημάτων (σήματα αναφοράς) με το φέρον σήμα. Έτσι με τη σειρά τους οι παλμοί που δημιουργούνται από τη σύγκριση αυτή ελέγχουν τους ημιαγωγικούς διακόπτες του αντιστροφέα S_1, S_2, S_3, S_4, S_5 και S_6 .
5. Οι φασικές τάσεις στην έξοδο του αντιστροφέα V_{ao}, V_{bo} και V_{co} είναι ίσες μεταξύ τους ως προς το μέτρο αλλά όπως και σε οποιοδήποτε τριφασικό σύστημα ισχύει ότι η V_{ao} έχει διαφορά φάσης 240° με την V_{bo} και 120° με την V_{co} . Ενώ η V_{co} έχει διαφορά φάσης 120° με την V_{bo} . Επίσης για τις πολικές τάσεις ισχύει ότι:

$$V_{ab}(\omega t) = V_{ao}(\omega t) - V_{bo}(\omega t)$$

$$V_{bc}(\omega t) = V_{bo}(\omega t) - V_{co}(\omega t)$$

$$V_{ca}(\omega t) = V_{co}(\omega t) - V_{ao}(\omega t)$$

Για τους τριφασικούς inverter που χρησιμοποιούν την τεχνική SPWM ισχύουν τα παρακάτω:

Το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας της πολικής τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα είναι:

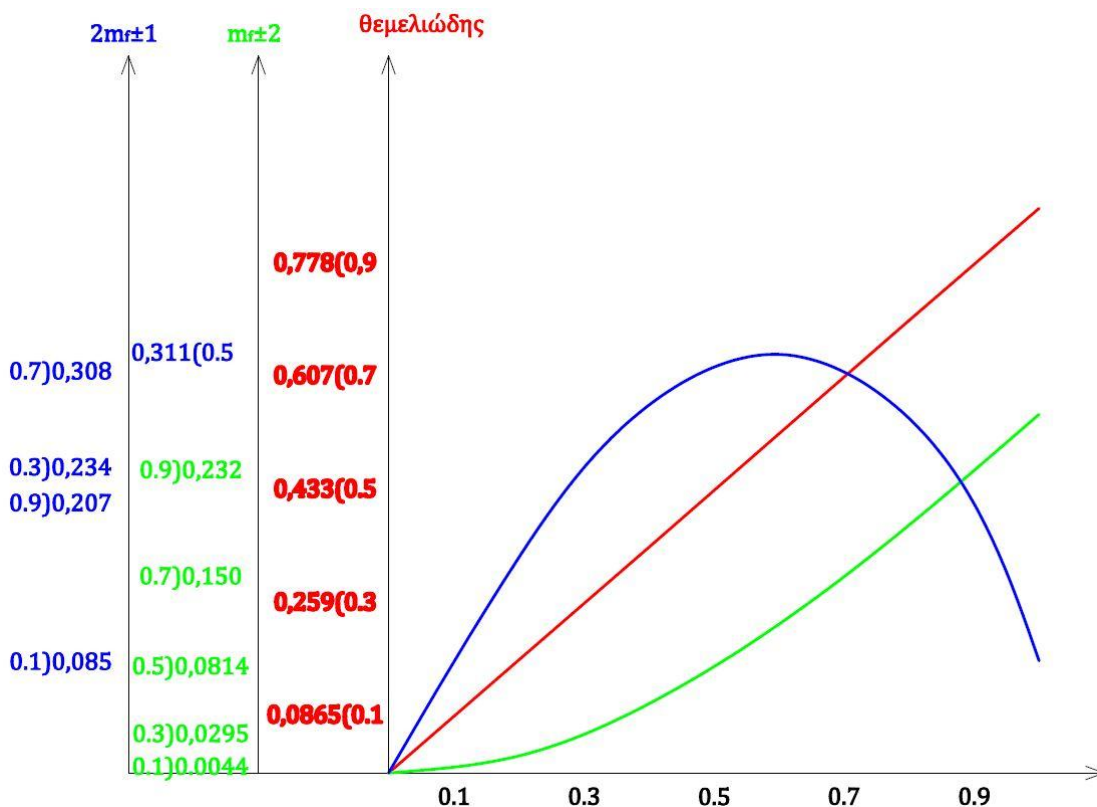
$$\hat{V}_{ab} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{in} m_a$$

Για την αποφυγή εισαγωγής ζυγών αρμονικών συνιστωσών και υποαρμονικών ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας m_f επιλέγεται να είναι ακέραιος περιττός αριθμός πολλαπλάσιος του 3.

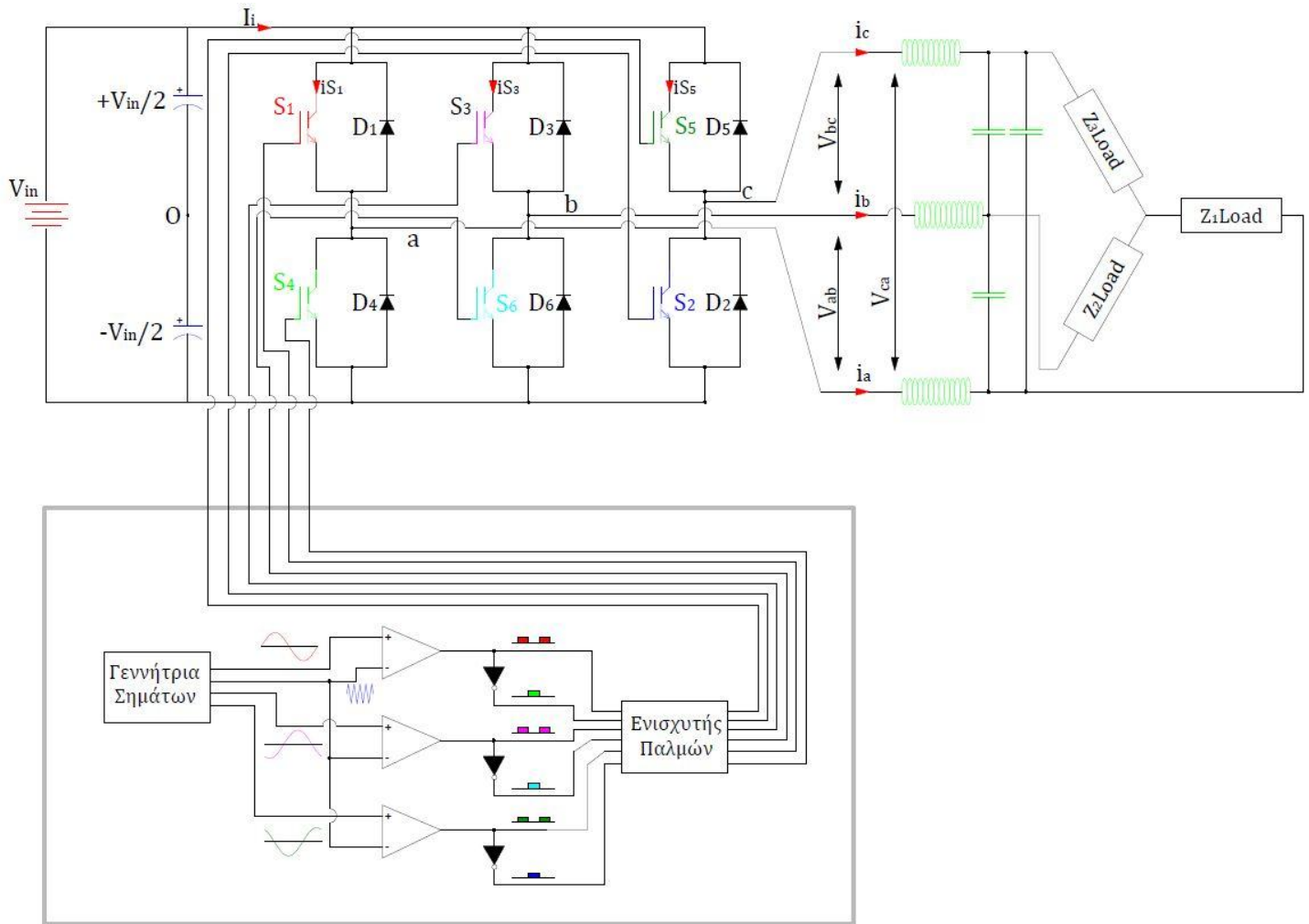
Πίνακας 2.6.1 κανονικοποιημένων τιμών για πλάτη αρμονικών συνιστωσών της πολικής τάσης εξόδου τριφασικού αντιστροφέα που χρησιμοποιεί τεχνική SPWM

m_a	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
Αρμονική συνιστώσα	Κανονικοποιημένη τιμή πλάτους αρμονικής συνιστώσας ως προς την τιμή της τάσης εισόδου V_{in}									
Θεμελιώδης	0.086	0.173	0.259	0.346	0.433	0.520	0.607	0.693	0.778	0.866
$m_f \pm 2$	0.004	0.013	0.029	0.053	0.081	0.114	0.150	0.190	0.232	0.275
$2m_f \pm 1$	0.085	0.165	0.234	0.282	0.311	0.321	0.308	0.272	0.207	0.086

Οι τιμές του παραπάνω πίνακα μπορούν να προκύψουν από το παρακάτω διάγραμμα:



(Σχήμα 2.6.1 Διάγραμμα κανονικοποιημένων τιμών για πλάτη αρμονικών συνιστωσών της πολικής τάσης εξόδου τριφασικού αντιστροφέα που χρησιμοποιεί τεχνική SPWM)



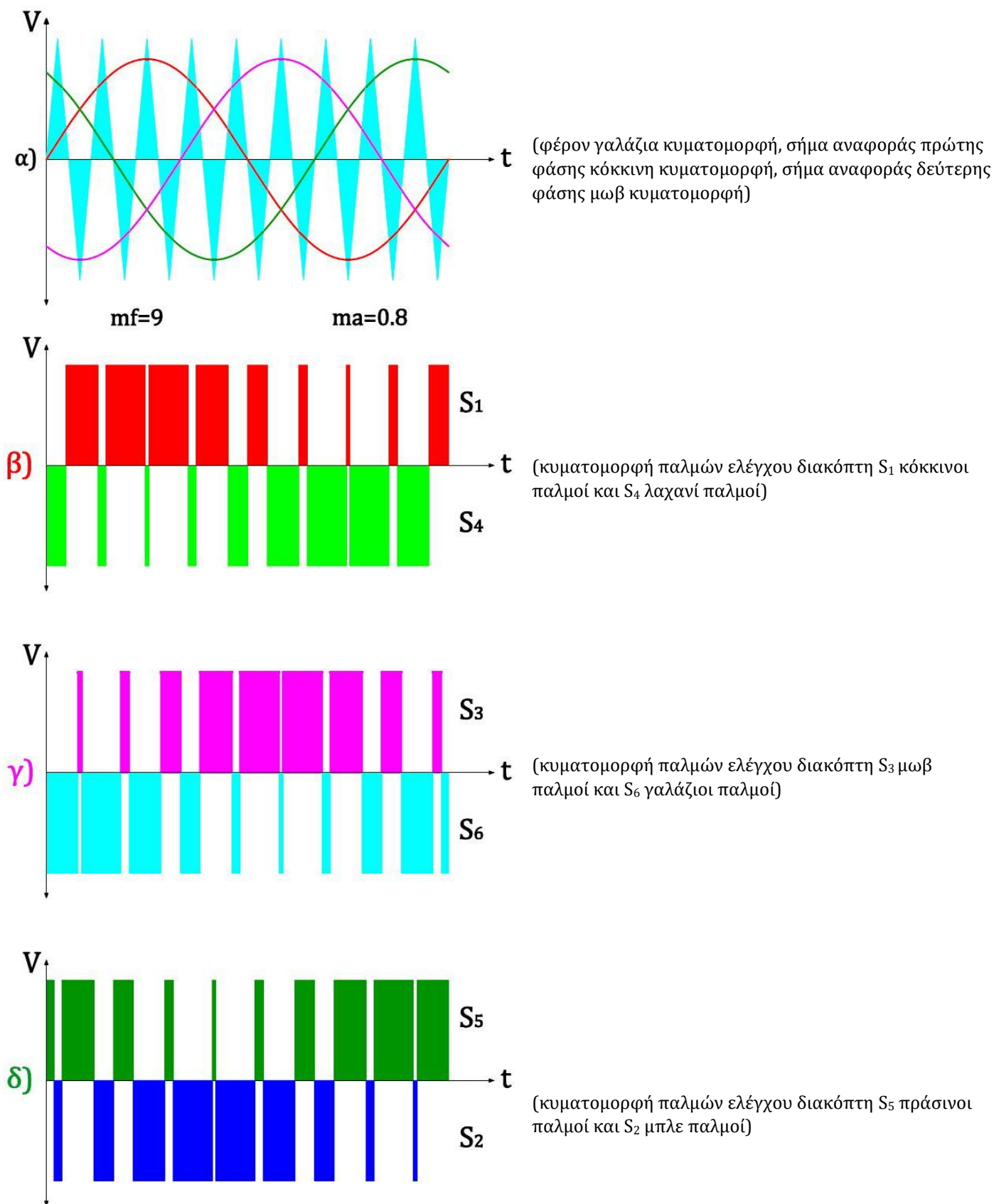
(Σχήμα 2.6.2 Κύκλωμα τριφασικού αντιστροφέα με χρήση τεχνικής SPWM)

Για την εύρεση της μέγιστης και της ελάχιστης τιμής του συντελεστή διαμόρφωσης για την ασφαλή λειτουργία του αντιστροφέα ισχύει ότι:

$$m_{a,max} = \frac{\hat{V}_{ab,1}}{\frac{\sqrt{3}}{2} V_{in,min}}$$

$$m_{a,min} = \frac{\hat{V}_{ab,1}}{\frac{\sqrt{3}}{2} V_{in,max}}$$

Τέλος θα πρέπει να προσθέσουμε πως οι παλμοί που ελέγχουν τα ημιαγωγικά στοιχεία μπορούν να δημιουργηθούν και από κυκλώματα ελέγχου που χρησιμοποιούν μικροελεγκτές και όχι με τη μέθοδο που προαναφέρθηκε παραπάνω. Δηλαδή τα κυκλώματα ελέγχου με μικροελεγκτές δεν χρησιμοποιούν γεννήτριες σημάτων και τελεστικούς ενισχυτές αλλά η σύγκριση των τιμών που παίρνει η κάθε κυματομορφή γίνεται εντός των κυκλωμάτων του μικροελεγκτή με το κατάλληλο πρόγραμμα που θα του έχουμε εισάγει.



(Σχήμα 2.6.3 Κυματομορφές ελέγχου τριφασικού αντιστροφέα με χρήση SPWM)

2.7 Παθητικά και ενεργά φίλτρα αντιστροφών.

2.7.1 Παθητικά φίλτρα εξόδου αντιστροφών.

Όπως αναφέρθηκε και στις προηγούμενες ενότητες της ανάλυσης των αντιστροφών για την επίτευξη ημιτονοειδούς τάσης εξόδου στον αντιστροφέα και όχι τετραγωνικής εφαρμόζονται στην έξοδο ενεργά ή παθητικά φίλτρα ώστε να επιτευχθεί η ημιτονοειδής έξοδος. Όπως έχει οριστεί από το διεθνές πρότυπο IEEE-519 όπου η ολική αρμονική παραμόρφωση κάτω από τις χειρότερες συνθήκες λειτουργίας δεν θα πρέπει να υπερβαίνει το (THD≤5%) 5%. Στο σημείο αυτό θα αναλυθούν τα παθητικά φίλτρα εξόδου ενώ στην κατηγορία των φίλτρων υπάρχουν αυτά που τοποθετούνται στην είσοδο του αντιστροφέα ενεργά ή παθητικά και τα ενεργά εξόδου. Έτσι για να επιτευχθεί η μείωση των παρασιτικών αρμονικών συνιστωσών αλλά και για την επίτευξη ημιτονοειδούς μορφής τάση εξόδου τοποθετείται ένα παθητικό φίλτρο στην έξοδο που αποτελείται από ένα πηνίο με τιμή επαγωγής L_o και ένας πυκνωτής με τιμή χωρητικότητας C_o . Η σχέση που περιγράφει τη συνδεσμολογία ενός απλού παθητικού φίλτρου και τις τιμές του πηνίου και του πυκνωτή για τη θεμελιώδη συνιστώσα της τάσης είναι η παρακάτω:

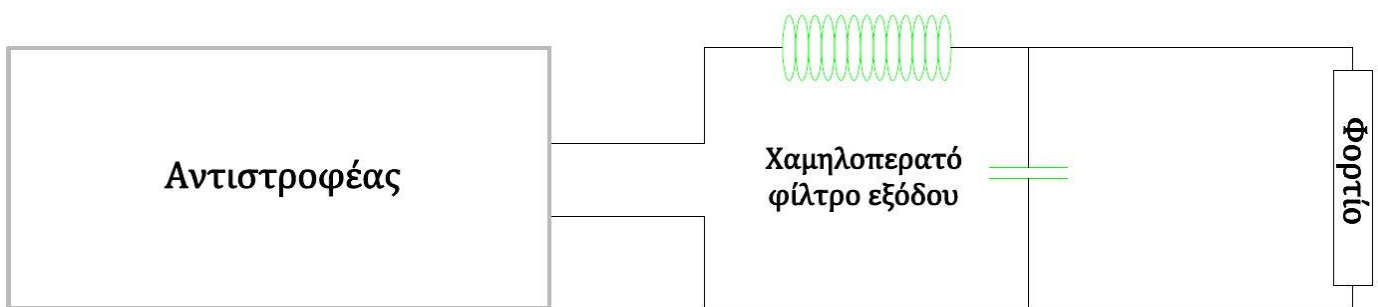
$$\frac{V_{load}}{V_{out}} = \frac{\frac{\left(\frac{1}{j\omega C_o}\right) \cdot Z_{Load}}{\frac{1}{j\omega C_o} + Z_{Load}}}{\frac{\left(\frac{1}{j\omega C_o}\right) \cdot Z_{Load}}{\frac{1}{j\omega C_o} + Z_{Load}} + j\omega L_o} = \frac{1}{1 - \omega^2 L_o C_o + \frac{j\omega L_o}{Z_{Load}}}$$

Ενώ για τη n-οστή αρμονική συνιστώσα ισχύει:

$$\frac{\hat{V}_{load}}{\hat{V}_{out}} = \frac{1}{1 - n^2 \omega^2 L_o C_o + \frac{jn\omega L_o}{Z_{Load,n}}}$$

Η συχνότητα αποκοπής ενός παθητικού φίλτρου δίνεται από τη σχέση:

$$\omega_b = \frac{1}{\sqrt{L_o C_o}} \quad f_b = \frac{\omega_b}{2\pi}$$



(Σχήμα 2.7.1.1 μπλοκ διάγραμμα φίλτρου εξόδου αντιστροφέα)

2.7.2 Παθητικά φίλτρα εισόδου αντιστροφών.

Για την καλύτερη σχεδίαση ενός αντιστροφέα εκτός από την εφαρμογή φίλτρων στην έξοδο του μπορούμε να εφαρμόσουμε και φίλτρα στην είσοδο ενός αντιστροφέα. Ένας αντιστροφέας ισχύος μπορεί να παρασταθεί με μια διακοπτική συνάρτηση $S(\omega t)$ η οποία προσδιορίζει τον προγραμματισμό αγωγής των ημιαγωγικών διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφέα. Με τη χρήση της προαναφερθείσας συνάρτησης μπορούμε να βρούμε τις συναρτήσεις και τις κυματομορφές των μεταβλητών του ρεύματος και της τάσης του αντιστροφέα. Στην πιο απλή περίπτωση για έναν μονοφασικό αντιστροφέα ισχύει ότι:

$$V_{if}(\omega t) = V_{in}S(\omega t)$$

$$S(\omega t) = \sum_{n=1,3,5,\dots,\nu}^{\infty} A_n \sin(n\omega_o t) \approx m_a \sin(\omega_o t) + \sum_{n=d}^{\infty} A_n \sin(n\omega_o t)$$

$$V_{if}(\omega t) = V_{in} \cdot m_a \sin(\omega_o t) + V_{in} \cdot \sum_{n=d}^{\infty} A_n \sin(n\omega_o t)$$

Όπου V_{in} η DC τάση εισόδου, V_{if} η τάση εξόδου του αντιστροφέα, $S(\omega t)$ η διακοπτική συνάρτηση του αντιστροφέα, A_n το πλάτος της n-οστής αρμονικής συνιστώσας της συνάρτησης $S(\omega t)$, n η τάξη της αρμονικής και d η τάξη της κυριάρχουσας αρμονικής συνιστώσας. Ενώ το ρεύμα εξόδου I_{if} δίνεται από τη παρακάτω σχέση όπου B_1 το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας του I_{if} , B_n το πλάτος της n-οστής αρμονικής συνιστώσας του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα, Z_{Load} η σύνθετη αντίσταση του φορτίου, φ_1 η διαφορά φάσης μεταξύ της τάσης και του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα.

$$I_{if}(\omega t) = \frac{V_{if}(\omega t)}{Z_{Load}(\omega t)} = \frac{V_{in}m_a \sin(\omega_o t + \varphi_1)}{|Z_{Load,1}|} + V_{in} \sum_{n=d}^{\infty} \frac{A_n \sin(n\omega_o t + \varphi_n)}{|Z_{Load,n}|} \Rightarrow$$

$$I_{if}(\omega t) = B_1 \sin(\omega_o t + \varphi_1) + \sum_{n=d}^{\infty} B_n \sin(n\omega_o t + \varphi_n)$$

Το ρεύμα εισόδου $I_s(\omega t)$ δίνεται από τη σχέση:

$$I_s(\omega t) = I_{if}(\omega t)S(\omega t) = \frac{m_a B_1}{2} \cos \varphi_1 - \frac{m_a B_1}{2} \cos(2\omega_o t + \varphi_1) + \\ + B_1 \sin(\omega_o t + \varphi_1) \sum_{n=d}^{\infty} A_n \sin(n\omega_o t) + \sum_{n=d}^{\infty} \sum_{k=d}^{\infty} B_n A_n \sin(n\omega_o t + \varphi_1) \sin(k\omega_o t)$$

Οι n-οστές αρμονικές συνιστώσες της τάσης εισόδου ($V_{c,n}$) και ρεύματος εισόδου ($I_{s,n}$) του αντιστροφέα και της πηγής τροφοδοσίας ($I_{i,n}$) δίνεται από τον τύπο:

$$I_{i,n} = \frac{1}{\frac{n^2 X_{Li}}{X_{Ci}} - 1} \cdot I_{s,n} \quad V_{c,n} = \frac{n X_{Li} X_{Ci}}{n^2 X_{Li} - X_{Ci}} \cdot I_{s,n}$$

Η ποιότητα του ρεύματος της πηγής εισόδου που προκύπτει από τον συντελεστή κυμάτωσης είναι:

$$RF_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \tilde{I}_{i,n}^2}}{\tilde{I}_i} \approx \frac{\tilde{I}_{i,2}}{\tilde{I}_i} \quad I_{i,2} = \frac{1}{\frac{4X_{Li}}{X_{Ci}} - 1} \cdot I_{s,2}$$

$$RF_i = \frac{1}{\left(\frac{4X_{Li}}{X_{Ci}} - 1\right) \tilde{I}_{i(min)}} \tilde{I}_{s,2(max)} = \frac{1}{\left(\frac{4X_{Li}}{X_{Ci}}\right) \left(\frac{m_a B_1}{2} \cos \varphi_1\right)} \left(\frac{m_a B_1}{2\sqrt{2}}\right)$$



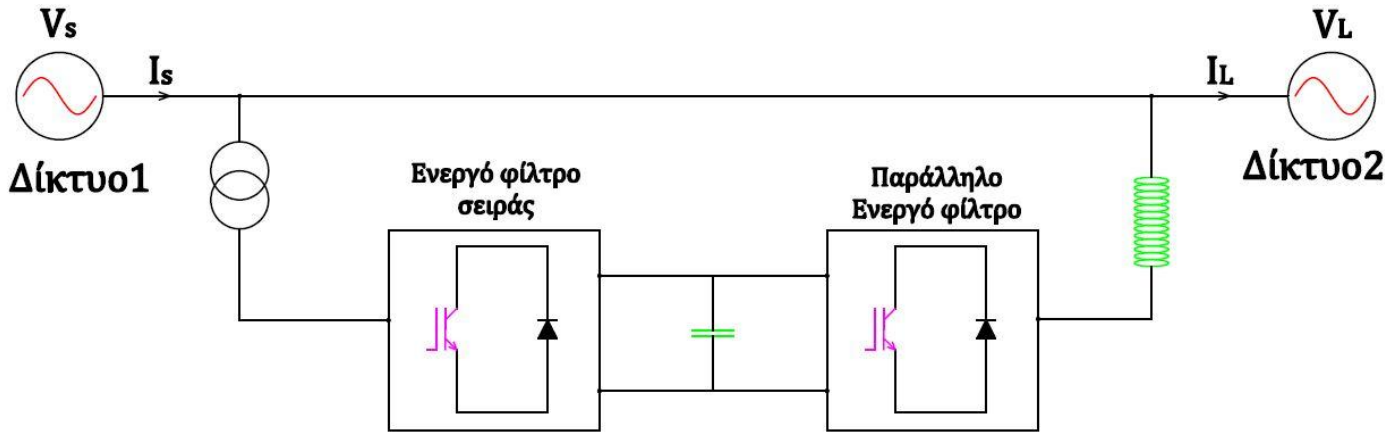
(Σχήμα 2.7.2.1 μπλοκ διάγραμμα φίλτρου εισόδου και εξόδου αντιστροφέα)

2.7.3 Ενεργά φίλτρα.

Πέρα από τα παθητικά φίλτρα εισόδου και εξόδου για την βελτίωση της κυματομορφής εξόδου και την εξάλειψη των αρμονικών συνιστωσών υπάρχουν και τα ενεργά φίλτρα που μας παρέχουν ακόμη καλύτερης ποιότητας τάση με τον βέλτιστο τρόπο για το εκάστοτε φορτίο. Από την στιγμή που εμφανίστηκε η ψηφιακή επεξεργασία σήματος και η τεχνολογία των IGBT ημιαγωγικών διακοπών η μέθοδος εξάλειψης των αρμονικών συνιστωσών με τα ενεργά φίλτρα έχει γίνει η πλέον αποτελεσματική λύση. Τα πλεονεκτήματα των ενεργών φίλτρων είναι η αυτόματη προσαρμογή τους και στο σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας και στο αρμονικό μέγεθος, δεν υπάρχει κίνδυνος υπερφόρτισης ή συντονισμού των συστημάτων, οι πολλαπλάσιες αρμονικές συνιστώσες πέραν της θεμελιώδους μπορούν να εξαλειφθούν με ένα φίλτρο και τέλος μπορεί να συνδεθεί σε οποιοδήποτε σημείο του συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας και μπορεί εύκολα να επεκταθεί.

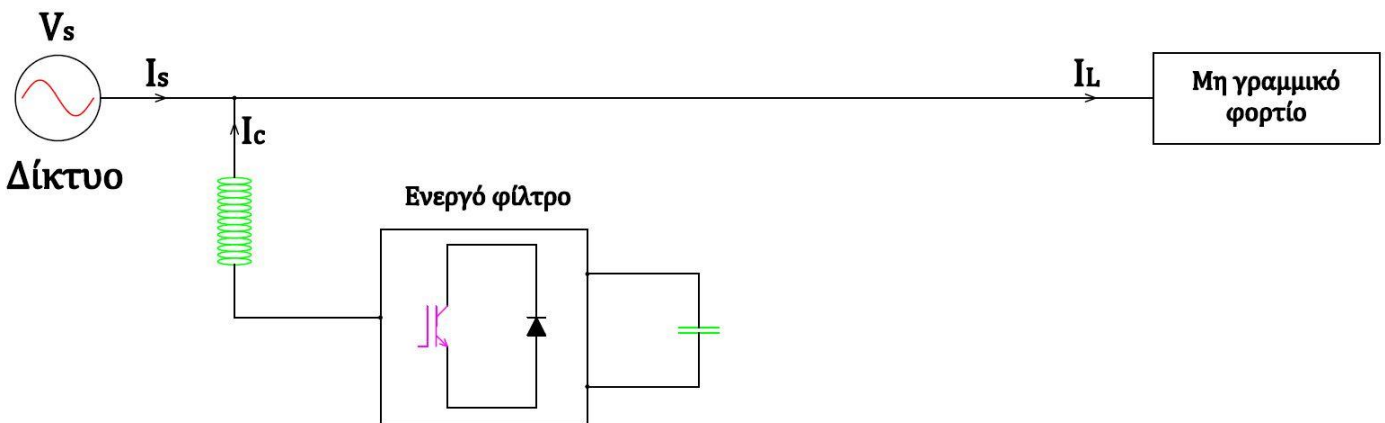
Τα ενεργά φίλτρα χωρίζονται σε δύο μεγάλες κατηγορίες, σε αυτά των τριών καλωδίων και σε αυτά των τεσσάρων καλωδίων. Αυτά των τριών καλωδίων είναι μεγάλες μονάδες ισχύος και η χρήση τους γίνεται συνήθως από μεγάλες βιομηχανικές μονάδες όπου έχουν μεγάλα μη γραμμικά φορτία όπως είναι για παράδειγμα τα συστήματα ελέγχου ταχύτητας των κινητήρων (π.χ. Τα ενεργά φίλτρα των τεσσάρων καλωδίων έχουν την δυνατότητα να φιλτράρουν τις τριπλές αρμονικές συνιστώσες που ρέουν στον ουδέτερο του τριφασικού συστήματος). Αυτός ο τύπος φίλτρων εντοπίζεται κατά κύριο λόγο σε εφαρμογές όπου η αρμονική παραμόρφωση προέρχεται από τηλεπικοινωνιακά και παλμοτροφοδοτικά συστήματα. Τα φίλτρα αυτά με τη σειρά τους εγχέουν αντιθέτου φάσεως αρμονικές που προστίθενται στις είδη υπάρχουσες με αποτέλεσμα οι αρμονικές να εξαλείφονται. Για την αποτελεσματικότερη εξάλειψη των αρμονικών συνιστωσών τοποθετείται στο σύστημα παροχής ηλεκτρικής ενέργειας ένας επεξεργαστής ψηφιακών σημάτων όπου με την βοήθεια ενός μετασχηματιστή υποβιβασμού τάσης μετράει το πλάτος και τη φασική γωνία των αρμονικών. Οι ημιαγωγικοί διακόπτες τύπου IGBT και τα πηνία αναπαράγουν ένα ίσο αλλά αντίθετο ρεύμα από το αντίστοιχο αρμονικό. Το ρεύμα αυτό εγχέεται με τη σειρά του στο σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας για να μπορέσουμε να έχουμε μια πιο καθαρή με λιγότερο θόρυβο κυματομορφή εξόδου.

Τα ενεργά φίλτρα μπορούν να συνδεθούν με δύο ειδών συνδεσμολογίες. Η μία είναι να τοποθετήσουμε παράλληλα το ενεργό φίλτρο για αρμονικά ρεύματα προερχόμενα από μη γραμμικά φορτία, η άλλη είναι να τοποθετηθεί εν σειρά για αρμονικές τάσεις προερχόμενες από μη γραμμικά φορτία. Ωστόσο η πλέον αποδοτική συνδεσμολογία είναι να τοποθετήσουμε τον συνδυασμό ενός παράλληλου και ενός εν σειρά ενεργού φίλτρου. Η συνδεσμολογία αυτή ωστόσο έχει ένα μεγάλο μειονέκτημα και αυτό είναι το υψηλό κόστος



(Σχήμα 2.7.3.1 μπλοκ διάγραμμα συνδυασμού παράλληλου και εν σειρά φίλτρου.)

Στην περίπτωση που πραγματοποιήσουμε την πρώτη συνδεσμολογία δηλαδή αυτή του παράλληλου ενεργού φίλτρου. Το κύκλωμα ελέγχου δημιουργεί το ρεύμα αναφοράς I_c για την παραγωγή των παλμών οδήγησης έτσι ώστε να επιτευχθούν οι επιθυμητές αρμονικές συνιστώσες ρεύματος από τον αντιστροφέα οι οποίες στη συνέχεια εγχέονται στη γραμμή του δικτύου που συνδέει την τροφοδοσία με τα μη γραμμικά φορτία με αποτέλεσμα το ρεύμα I_s να αποδεσμευθεί από αυτές τις παρασιτικές αρμονικές συνιστώσες. Τα πλεονεκτήματα του ενεργού παράλληλου φίλτρου είναι το χαμηλό κόστος, δεν αλλάζει τον συντελεστή ισχύος, μπορεί να εξαλείψει αρμονικές ρεύματος οι οποίες κυκλοφορούν σε μια γραμμή μεταφοράς ή μεταξύ δύο γραμμών μεταφοράς, εύκολη επέκταση και προσθήκη φίλτρων και τέλος εύκολη προστασία και εγκατάσταση.



(Σχήμα 2.7.3.2 μπλοκ διάγραμμα παράλληλα συνδεδεμένου ενεργού φίλτρου)

Οι σχέσεις που διέπουν την προαναφερθείσα συνδεσμολογία είναι: (όπου $I_{c,n}$ το ρεύμα που εγχέεται από τον αντιστροφέα $I_{c,n}=G \cdot I_{L,n}$, G η ισοδύναμη συνάρτηση μεταφοράς του ενεργού φίλτρου και του κυκλώματος ανάδρασης των αρμονικών, $G_n=0$ για τη θεμελιώδη συνιστώσα και $G_n>0 \div 1$ για τις ανώτερες αρμονικές συνιστώσες, $Z_{s,n}$ η σύνθετη αντίσταση πηγής, $Z_{L,n}$ η σύνθετη αντίσταση φορτίου)

$$\vec{I}_{s,n} = (1 - G_n) \cdot \vec{I}_{L,n} \text{ για } n = 1 \quad \& \quad \vec{I}_{s,n} = \frac{Z_{L,n}}{Z_{s,n} + \frac{Z_{L,n}}{1-G_n}} \vec{I}_{L,n} + \frac{1}{Z_{s,n} + \frac{Z_{L,n}}{1-G_n}} \vec{V}_{s,n} \text{ για } n > 1$$

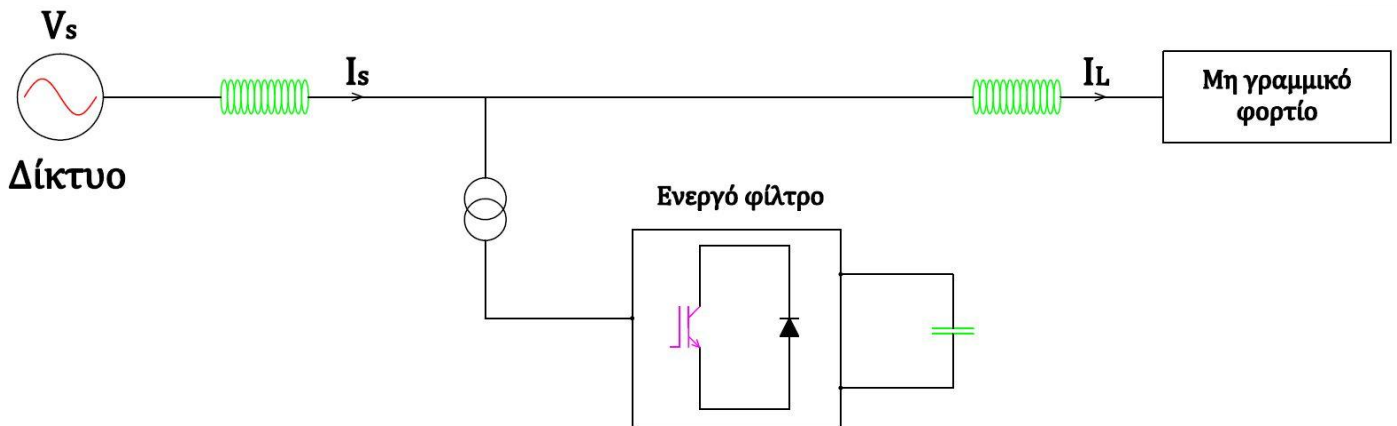
$$\vec{I}_{L,n} = \vec{I}_{s,n} + \vec{I}_{c,n} = \vec{I}_{s,n} + G_n \vec{I}_{L,n} = \frac{\frac{Z_{L,n}}{1-G_n}}{Z_{s,n} + \frac{Z_{L,n}}{1-G_n}} \vec{I}_{Lo,n} + \frac{\frac{1}{1-G_n}}{Z_{s,n} + \frac{Z_{L,n}}{1-G_n}} \vec{V}_{s,n}$$

Τέλος σημαντικό είναι να προσθέσουμε πως η συνεχής ονομαστική τάση του πυκνωτή εξόδου του αντιστροφέα, πρέπει να είναι μεγαλύτερη ή ίση με την αιχμή της τάσης του δικτύου ώστε να υπάρχει έλεγχος του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα. Η επιλογή της αυτεπαγωγής που τοποθετείται στο ενεργό φίλτρο είναι βασισμένη στο συμβιβασμό να διατηρείται ο κυματισμός του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα χαμηλά και συγχρόνως να είναι σε θέση να ρυθμίσει το επιθυμητό ρεύμα της πηγής. Η απαιτούμενη τιμή της χωρητικότητας μας δίνεται από το μέγιστο αποδεκτό κυματισμό της τάσης. Μία αποδεκτή τιμή για τη χωρητικότητα C_{inv} και του πηνίου διασύνδεσης L_f είναι:

$$C_{inv} \geq \frac{\max \left| \int_0^t i_c dt \right|}{\Delta V_{cmax}} \quad \& \quad L_f \geq \frac{2/3 \bar{V}_o - \hat{V}_{\varphi n}}{\max \left| di_s / dt \right|}$$

($\hat{V}_{\varphi n}$ η αιχμή τάσης του ουδέτερου αγωγού, ΔV_{cmax} ο μέγιστος αποδεκτός κυματισμός στην DC μεριά του αντιστροφέα και \bar{V}_o η συνεχής τάση στην DC πλευρά του αντιστροφέα)

Στην δεύτερη περίπτωση που γίνεται η συνδεσμολογία του ενεργού φίλτρου εν σειρά μεταξύ της πηγής AC και του μη γραμμικού φορτίου, εξαλείφονται οι αρμονικές τάσεις τις οποίες δημιουργεί το μη γραμμικό φορτίο και ταυτόχρονα σταθεροποιεί και την τάση του φορτίου. Η τεχνική βασίζεται σε μια αρχή απομόνωσης των αρμονικών ελέγχοντας την τάση εξόδου του ενεργού φίλτρου σειράς. Το ενεργό φίλτρο σειράς προβάλλει υψηλή σύνθετη αντίσταση στο αρμονικό ρεύμα και επομένως εμποδίζει τη ροή του αρμονικού ρεύματος από το φορτίο προς την πηγή.



(Σχήμα 2.7.3.3 μπλοκ διάγραμμα εν σειρά συνδεδεμένου ενεργού φίλτρου)

Οι σχέσεις που διέπουν αυτό το είδος συνδεσμολογίας είναι οι εξής (Όπου G_n η ισοδύναμη συνάρτηση μεταφοράς του ενεργού φίλτρου.):

$$\vec{V}_{conv,n} = G_n \vec{I}_{L,n} \quad \& \quad \vec{I}_{s,n} = \frac{\vec{V}_{s,n} - \vec{V}_{Lo,n}}{Z_{s,n} + Z_{L,n} + G_n}$$

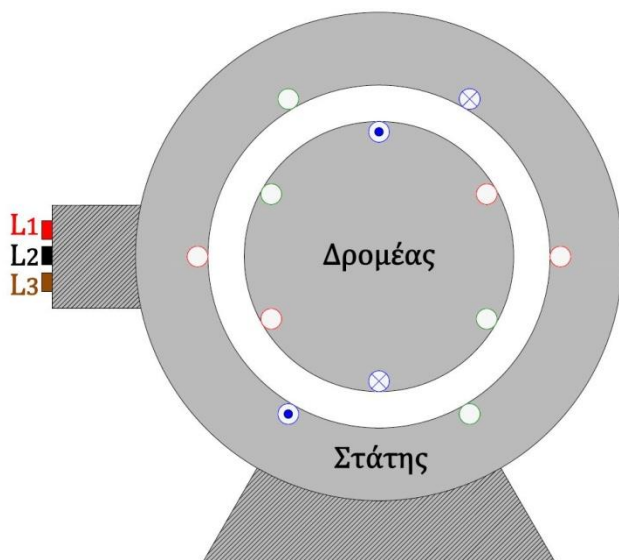
3° Κεφάλαιο:

«Ο ασύγχρονος (επαγωγικός) τριφασικός κινητήρας»

3.1 Ο επαγωγικός κινητήρας.

Ο ασύγχρονος τριφασικός κινητήρας ή αλλιώς επαγωγικός κινητήρας (induction motor) αποτελείται από δύο τυλίγματα, το ένα είναι του στάτη και το άλλο του δρομέα. Ο λόγος που το είδος αυτού του ηλεκτρικού κινητήρα ονομάστηκε ασύγχρονος έγκειται στο γεγονός πως παράγει μη μηδενική μέση ροπή σε οποιαδήποτε ταχύτητα εκτός από τη σύγχρονη ταχύτητα (ονομαστική τιμή στροφών).

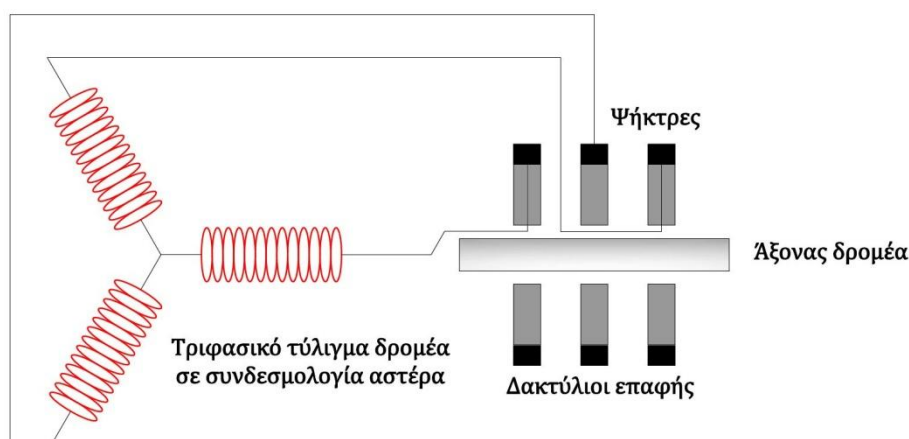
(Σχήμα 3.1.1 Απεικόνιση διχοτομημένου επαγωγικού κινητήρα)



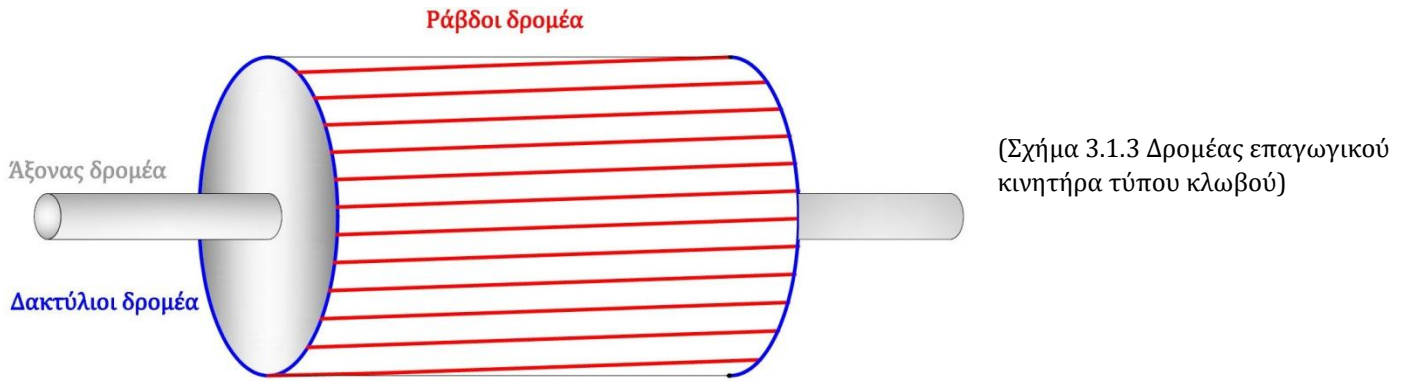
Το τύλιγμα του στάτη ή αλλιώς και τυμπάνου αποτελείται από τρία όμοια διανεμημένα μονοφασικά τυλίγματα με διαφορά φάσης 120° ηλεκτρικών μοιρών. Η ονομαστική τιμή των στροφών ενός επαγωγικού κινητήρα καθορίζεται από τον αριθμό των πόλων των τυλιγμάτων του στάτη και από τη συχνότητα της τάσης τροφοδοσίας. Το τύλιγμα του στάτη μπορεί να συνδεθεί είτε σε αστέρα είτε σε τρίγωνο αναλόγως την τάση τροφοδοσίας και τον τύπο του φορτίου. Τέλος το τύλιγμα του δρομέα είναι βραχυκυκλωμένο και τροφοδοτείται λόγω επαγωγής από το τύλιγμα του στάτη έτσι και για αυτό το λόγο οι ασύγχρονοι κινητήρες ονομάζονται και επαγωγικοί.

Ανάλογα με τον τρόπο κατασκευής του τυλιγματος του δρομέα οι επαγωγικοί κινητήρες χωρίζονται σε κινητήρες τυλιγμένου δρομέα ή δακτυλιοφόροι (wound rotor) και σε κινητήρες βραχυκυκλωμένου δρομέα ή κλωβού (squirrel cage rotor).

Στους δακτυλιοφόρους κινητήρες το τύλιγμα του δρομέα όπως και αυτό του στάτη είναι ένα διανεμημένο τριφασικό τύλιγμα του ίδιου αριθμού πόλων με αυτό του τυλιγματος του τυμπάνου του στάτη. Στους βραχυκυκλωμένου δρομέα το τύλιγμα του δρομέα αποτελείται από χάλκινες ή αλουμιένιες ράβδους όπου είναι τοποθετημένες κατά μήκος των αυλακώσεων του δρομέα και είναι βραχυκυκλωμένες στα άκρα τους μέσω των δακτυλίων του δρομέα. Τέλος πρέπει να προσθέσουμε πως οι δακτυλιοφόροι κινητήρες αν και έχουν μεγαλύτερη ευελιξία στον έλεγχο τους προτιμούνται οι τύπου κλωβού λόγω χαμηλότερου κόστους, εργονομίας και αξιοπιστίας.



(Σχήμα 3.1.2 Δρομέας δακτυλιοφόρου επαγωγικού κινητήρα)



3.2 Αρχές λειτουργίας τριφασικού επαγωγικού κινητήρα.

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως για το τύλιγμα του στάτη δηλαδή ότι αποτελείται από ένα διανεμημένο τύλιγμα του οποίου οι μαγνητικοί άξονες των επιμέρους φάσεων είναι μετατεθειμένοι στο χώρο κατά 120° ηλεκτρικές μοίρες. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα όταν τα τυλίγματα του στάτη τροφοδοτηθούν με συμμετρική τριφασική τάση να δημιουργείται στο διάκενο (το κενό ανάμεσα σε δρομέα και στάτη, όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.1.1) του κινητήρα ένα στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο. Η ταχύτητα που περιστρέφεται το πεδίο αυτό είναι συνάρτηση της τάσης τροφοδοσίας, της συχνότητας και του αριθμού των πόλων του στάτη. Οπότε η σύγχρονη ταχύτητα n_s και η σύγχρονη γωνιακή ταχύτητα ω_s προκύπτουν από (P ο αριθμός των πόλων) :

$$n_s = 120 \frac{f_1}{P} \quad (r.p.m)$$

$$\omega_s = \frac{2\pi n_s}{60} \quad (rad/s)$$

Στην περίπτωση που ο κινητήρας είναι ακινητοποιημένος οι επαγόμενες ηλεκτρεγερτικές δυνάμεις (Η.Ε.Δ.) στα τυλίγματα του δρομέα έχουν την ίδια τιμή συχνότητας με αυτή των τάσεων τροφοδοσίας του στάτη και ισχύει ότι:

$$E_{stator} = \frac{E_{s,max}}{\sqrt{2}} = f_1 K_{ws} N_{ph,s} \Phi_{sr,m} \quad (V)$$

$$E_{rotor} = \frac{E_{r,max}}{\sqrt{2}} = f_1 K_{wr} N_{ph,r} \Phi_{sr,m} \quad (V)$$

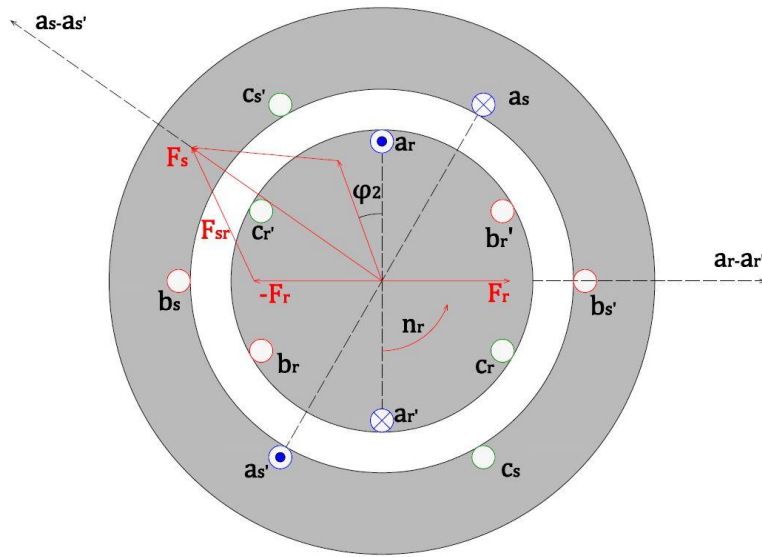
$$\Phi_{sr,m} = \frac{E_s}{4.44 f K_w N_{ph,s}} \quad (Wb)$$

Όπου $\Phi_{sr,m}$ η μέγιστη τιμή της μαγνητικής ροής του διακένου, $N_{ph,s}$ & $N_{ph,r}$ οι συνολικοί αριθμοί σπειρών και K_{ws} & K_{wr} οι κατασκευαστικοί συντελεστές των τυλιγμάτων.

Στην περίπτωση που ο κινητήρας λειτουργεί στη μόνιμη κατάσταση για κάποιο συγκεκριμένο αριθμό στροφών n_r όπου $n_r < n_s$. Στην περίπτωση αυτή όπου οι στροφές του δρομέα διαφέρουν από τις ονομαστικές τότε έχουμε το φαινόμενο της ολίσθησης (s, slip) και δίνεται από τη σχέση:

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \quad \& \quad s(\%) = \frac{n_s - n_r}{n_s} \cdot 100$$

(Σχήμα 3.2.1 Μαγνητεργετικών δυνάμεων που αναπτύσσονται στον επαγωγικό κινητήρα, a_r, a_s, b_s, \dots κ.τ.λ. οι φορείς των ρευμάτων, $a_s - a_s'$ & $a_r - a_r'$ οι μαγνητικοί άξονες φάσης, F_s & F_r οι μαγνητεργετικές δυνάμεις στάτη και δρομέα)



Κατά την κανονική λειτουργία του κινητήρα οι επαγόμενες αντιηλεκτρεργετικές δυνάμεις στα τυλίγματα του στάτη θα έχουν την συχνότητα της τάσης τροφοδοσίας f_1 ενώ οι επαγόμενες Α.Η.Ε.Δ. στα τυλίγματα του δρομέα θα έχουν συχνότητα f_2 που δίνεται από τη σχέση:

$$f_2 = \frac{P}{2} \frac{(n_s - n_r)}{60} = \frac{P}{2} s \frac{n_s}{60} = s f_1$$

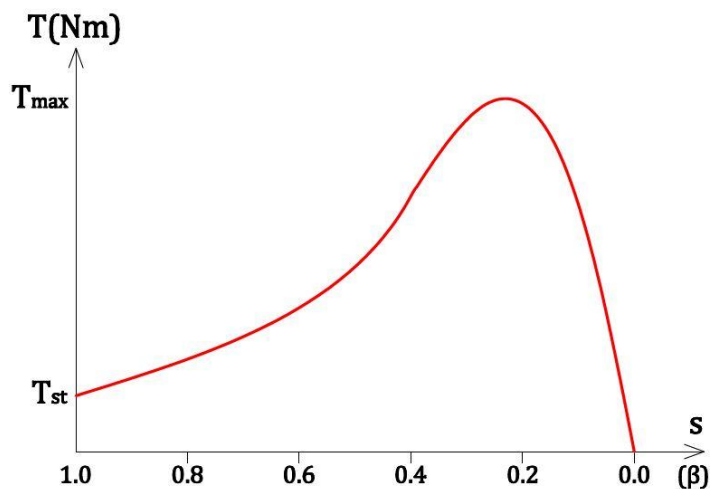
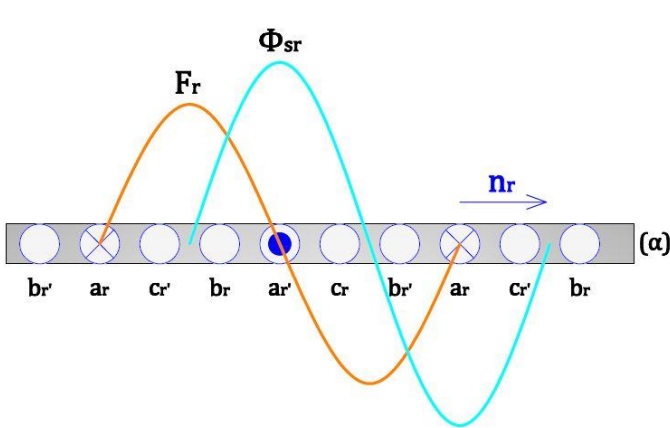
Απαραίτητη προϋπόθεση για την παραγωγή ροπής σε έναν κινητήρα είναι να μην υπάρχει σχετική κίνηση μεταξύ των μαγνητικών πεδίων στάτη και δρομέα.

Δηλαδή τα δύο αυτά μαγνητικά πεδία θα είναι ακίνητα στο χώρο όπως συμβαίνει στους κινητήρες DC είτε θα κινούνται με την ίδια ταχύτητα όπως στους κινητήρες AC. Έτσι η σχέση που μας δίνει την παραγόμενη ροπή σε έναν επαγωγικό κινητήρα είναι:

$$\tau = - \left(\frac{P}{2} \right) \frac{\mu_0 \pi D l}{2g} F_{s,m} F_{r,m} \sin \theta$$

Όπου $\theta =$ η γωνία των αξόνων των μαγνητικών πεδίων, F_s & F_r οι μαγνητεργετικές δυνάμεις στάτη και δρομέα, $g =$ το διάκενο μεταξύ στάτη και δρομέα. Ενώ η παραπάνω σχέση μπορεί να εκφραστεί και (α_r η γωνία μεταξύ της μαγνητεργετικής δύναμης του τυλίγματος του δρομέα και της μαγνητικής ροής στο διάκενο):

$$\tau = - \frac{\pi}{2} \left(\frac{P}{2} \right)^2 \Phi_{sr,m} F_{r,m} \sin \alpha_r$$



(Σχήμα 3.2.2 α. χωρική κατανομή συνιστωσών μαγνητεργετικής δύναμης δρομέα και μαγνητικής ροής, β. Χαρακτηριστική ροπής ολίσθησης)

3.3 Κυκλωματική ανάλυση ισοδύναμου μονοφασικού κυκλώματος επαγωγικού κινητήρα

Για να μπορέσει να γίνει πιο εύκολη η ανάλυση ενός τριφασικού ασύγχρονου κινητήρα και εξαιτίας του γεγονότος ότι έχουμε τριφασική συμμετρία για την ανάλυση της μόνιμης κατάστασης λειτουργίας είναι αρκετό το αντίστοιχο μονοφασικό κύκλωμα. Έτσι για την ανάλυση στο αντίστοιχο μονοφασικό έχουμε ως V_1 την ενεργό τιμή της φασικής τάσης που έχει ως εξής:

$$V_1 = I_1(R_1 + jX_1) + E_1 \quad \text{ή εναλλακτικά} \quad V_1 = (I_\phi + I_2)(R_1 + jX_1) + E_1$$

Όπου I_1 η ενεργός τιμή του φασικού ρεύματος του στάτη, $E_1=E_s$ η ενεργός τιμή της Α.Η.Ε.Δ. στον στάτη, R_1 η ωμική αντίσταση των τυλιγμάτων του στάτη, $X_1=2\pi f_1 L_1$ η εμπέδηση των τυλιγμάτων του στάτη, I_ϕ το ρεύμα διέγερσης και I_2 το ρεύμα στο φορτίο.

Για το βραχυκυκλωμένο τύλιγμα του δρομέα η Η.Ε.Δ. είναι:

(I_r το φασικό ρεύμα του δρομέα, r_2 η ωμική αντίσταση του δρομέα, L_2 η αυτεπαγωγή σκέδασης του τυλιγματος του δρομέα, x_2 η εμπέδηση στη συχνότητα του δικτύου και sx_2 η εμπέδηση στη συχνότητα του δρομέα):

$$E_r = I_r(r_2 + j2\pi f_2 L_2) = I_r(r_2 + jsx_2)$$

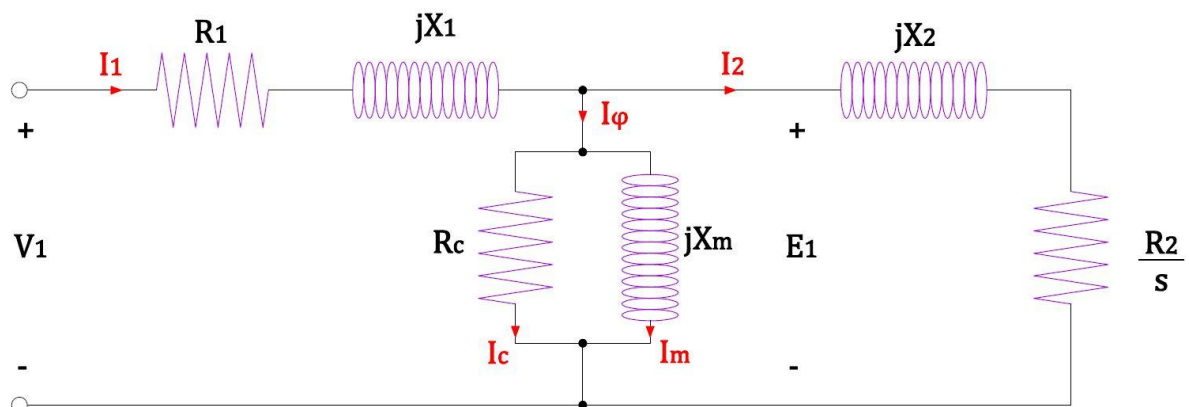
Ωστόσο για την καλύτερη ανάλυση μπορούμε να θεωρήσουμε ένα μαγνητικά ισοδύναμο τύλιγμα στο δρομέα όπου θα έχει τους ίδιους πόλους και φάσεις με τον ίδιο αριθμό σπειρών με αυτό του στάτη. Έτσι για να μπορέσει να υλοποιηθεί το κύκλωμα αυτό θα πρέπει να θεωρήσουμε πως το πραγματικό κύκλωμα του δρομέα σε σχέση με το θεωρητικό θα είναι μαγνητικά ισοδύναμο. Ωστόσο θα πρέπει να γίνει η παραδοχή πως για τις ίδιες συνθήκες φόρτισης και την ίδια ταχύτητα περιστροφής παράγουν το ίδιο κύμα Μ.Ε.Δ. στο διάκενο της μηχανής και έχουν ταυτόσημο συντελεστή ισχύος. Οπότε προκύπτει ότι:

$$E_{2s} = aE_r = sE_1 \quad F_{2s} = F_r \quad I_{2s} = \frac{1}{a}I_r = I_2$$

$$E_{2s} = aE_r = \frac{1}{a}I_r(a^2r_2 + jsa^2x_2) = I_{2s}(R_2 + jsX_2), \quad R_2 = a^2r_2, \quad X_2 = a^2x_2$$

$$\frac{E_{2s}}{I_{2s}} = \frac{sE_1}{I_2} = R_2 + jsX_2 \quad \frac{E_1}{I_2} = Z_2 = \frac{R_2}{s} + jX_2$$

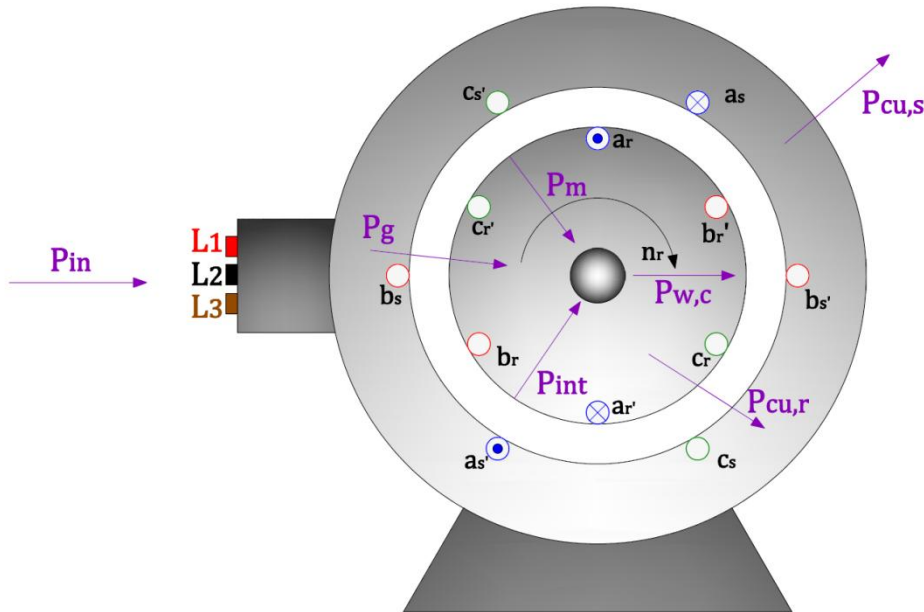
Όπου E_{2s} η Η.Ε.Δ. του ισοδύναμου υποθετικού τυλιγματος του δρομέα, I_{2s} το ρεύμα του ισοδύναμου υποθετικού τυλιγματος του δρομέα, R η ωμική αντίσταση του δρομέα ανηγμένη στο ισοδύναμο υποθετικό τύλιγμα του δρομέα και X_2 η εμπέδηση του δρομέα ανηγμένη στο ισοδύναμο υποθετικό τύλιγμα του δρομέα.



(Σχήμα 3.3.1 ισοδύναμου κυκλώματος μιας φάσης επαγωγικού κινητήρα)

3.4 Βαθμός απόδοσης και εξισώσεις μόνιμης κατάστασης

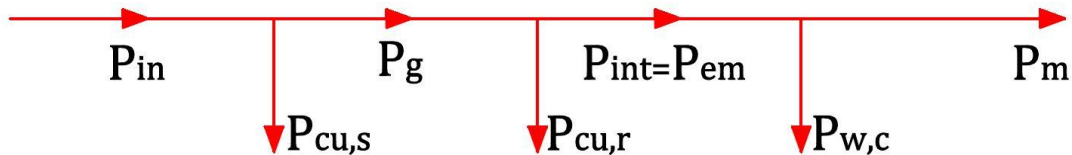
Όπως όλα τα συστήματα που καταναλώνουν ενέργεια έτσι και οι επαγωγικοί κινητήρες όταν καταναλώνουν ενέργεια δε μπορούν να εκμεταλλευτούν όλη την εισαγόμενη ενέργεια αλλά μέρος αυτής εξαιτίας των ηλεκτρικών και μηχανικών απωλειών όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.4.1.



(Σχήμα 3.4.1 απεικόνιση διχοτομημένου επαγωγικού κινητήρα και η ροή της ισχύος)

Από το παραπάνω σχήμα έχουμε: P_{in} η ηλεκτρική ισχύς στην είσοδο του κινητήρα, $P_{cu,s}$ οι απώλειες χαλκού στα τυλίγματα του στάτη, P_g η ισχύς του διακένου, $P_{cu,r}$ οι απώλειες χαλκού στα τυλίγματα του δρομέα, P_{int} η εσωτερική (ηλεκτρομαγνητική) ισχύς και $P_{w,c}$ οι μηχανικές απώλειες του πυρήνα.

Στο σχήμα που ακολουθεί φαίνεται αναλυτικά η πορεία των απωλειών σε έναν τριφασικό επαγωγικό κινητήρα (ροή ενέργειας):



(Σχήμα 3.4.2 Διάγραμμα ροής ενέργειας τριφασικού επαγωγικού κινητήρα)

Σύμφωνα με το παραπάνω σχήμα διαμορφώνονται οι παρακάτω σχέσεις:

$$P_{int} = P_{w,c} + P_m \quad P_g = P_{int} + P_{cu,r} \quad P_{in} = P_g + P_{cu,s}$$

Τέλος ο βαθμός απόδοσης του κινητήρα ο οποίο μας δίνει το λόγο της ισχύος στην έξοδο προς την είσοδο και η σχέση είναι:

$$\eta(\%) = \frac{P_m}{P_{in}} \cdot 100 = \frac{P_{in} - (P_{cu,s} + P_{cu,r} + P_{w,c})}{P_{in}} \cdot 100$$

Σύμφωνα με το σχήμα 3.3.1 του ισοδύναμου μονοφασικού κυκλώματος η συνολική φαινόμενη ισχύς που απορροφά ο επαγωγικός κινητήρας από τη πηγή τροφοδοσίας σε συνδεσμολογία αστέρα για τα τυλίγματα του στάτη έχουμε:

$$S_{in} = P_{in} + jQ_{in} = 3V_1 I_1^*$$

Απώλειες χαλκού στα τυλίγματα του στάτη και του δρομέα είναι:

$$P_{cu,s} = 3I_1^2 R_1 \quad P_{cu,r} = 3I_2^2 R_2 = sP_g$$

Η ισχύς του διακένου είναι:

$$P_g = P_{in} - P_{cu,s} = 3I_2^2 \left(\frac{R_2}{s} \right)$$

Η εσωτερική ισχύς ή αλλιώς η ηλεκτρομαγνητική ισχύς είναι:

$$P_{int} = P_{em} = P_g - P_{cu,s} = 3I_2^2 \left(\frac{R_2}{s} \right) - 3I_2^2 R_2 = (1 - s)P_g$$

Η εσωτερική ροπή που αναπτύσσεται εντός του κινητήρα είναι:

$$T_{int} = \frac{P_{int}}{\omega_r} = \frac{(1 - s)P_g}{\omega_r} = \frac{P_g}{\omega_s}$$

$$\omega_r = (1 - s)\omega_s$$

$$T_{int} = \frac{3}{\omega_r} I_2^2 R_2 \left(\frac{1 - s}{s} \right) = \frac{3}{\omega_s} I_2^2 \frac{R_2}{s}$$

Η ωφέλιμη μηχανική ισχύς και η ωφέλιμη μηχανική ροπή είναι:

$$P_m = P_{int} - P_{w,c}$$

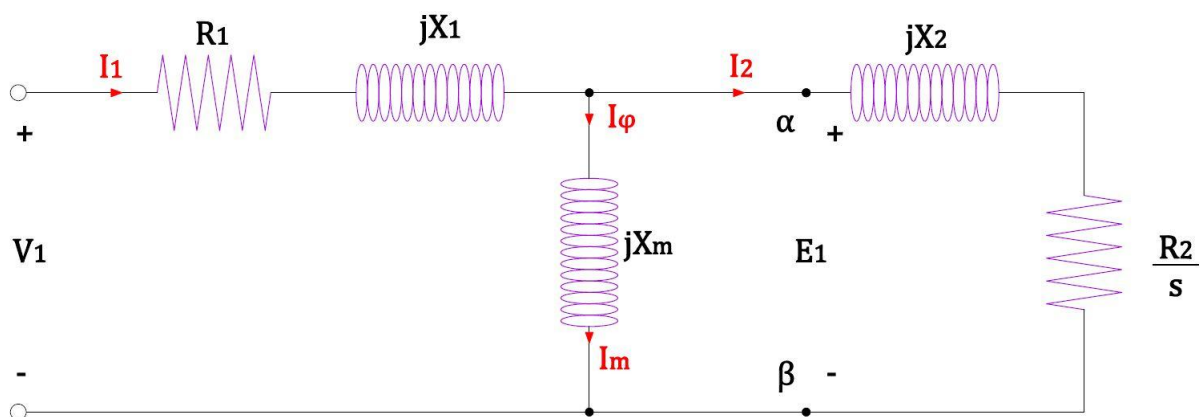
$$T_m = T_{int} - T_{w,c} = \frac{P_m}{\omega_r}$$

Τέλος ο χρόνος επιτάχυνσης του κινητήρα από μηδενικές στροφές στις ονομαστικές δίνεται από την σχέση:

$$\Delta t = \frac{J\omega_s^2}{3V_1^2 R_2} \left[(1 - s_1^2) \left(\frac{R_1^2 + (X_1 + X_2)^2}{2} \right) + 2R_1 R_2 (1 - s_1) + R_2^2 \ln \left(\frac{1}{s_1} \right) \right]$$

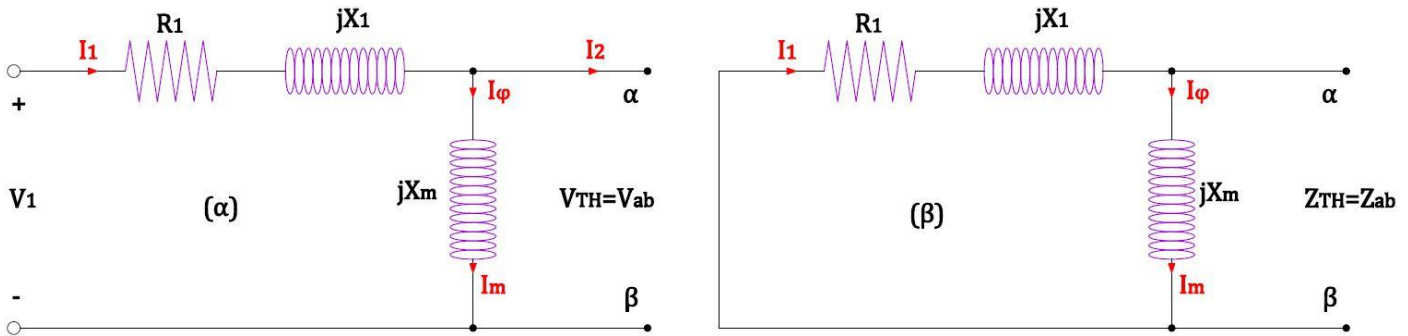
3.5 Χαρακτηριστική ροπής στροφών και μέγιστη απόδοση επαγωγικού κινητήρα.

Για να μπορέσει να γίνει η ανάλυση της χαρακτηριστικής ροπής τροφοών με πιο απλό τρόπο τότε στη περίπτωση αυτή για τον υπολογισμό του ρεύματος του δρομέα στο ανηγμένο μονοφασικό κύκλωμα θα υλοποιηθεί με το ισοδύναμο κατά Thevenin ως προς του ακροδέκτες (α, β) της ισοδύναμης σύνθετης αντίστασης του δρομέα.



(Σχήμα 3.5.1 Απλουστευμένου ισοδύναμου μονοφασικού κυκλώματος επαγωγικού κινητήρα)

Κατά το ισοδύναμο κύκλωμα Thevenin η τάση V_{TH} και η σύνθετη αντίσταση Z_{TH} θα προκύψουν ύστερα από την απομάκρυνση του κλάδου της σύνθετης αντίστασης του τυλίγματος του δρομέα. Το κύκλωμα από το οποίο θα πάρουμε τα στοιχεία για το ισοδύναμο κατά Thevenin είναι το απλουστευμένο ισοδύναμο μονοφασικό κύκλωμα του τριφασικού επαγωγικού κινητήρα.



(Σχήμα 3.5.2 Ισοδύναμο μονοφασικά κυκλώματα υπολογισμού τάσης V_{TH} και σύνθετης αντίστασης Z_{TH})

Έτσι η τάση V_{TH} και η σύνθετη αντίσταση Z_{TH} θα προκύψουν από τα σχήματα 3.5.2.α και 3.5.2.β αντίστοιχα και έχουμε:

$$V_{TH} = jX_m I_1 = jX_m \cdot \frac{V_1}{R_1 + j(X_1 + X_m)} = V_1 \cdot \frac{jX_m}{R_1 + jX_{11}}$$

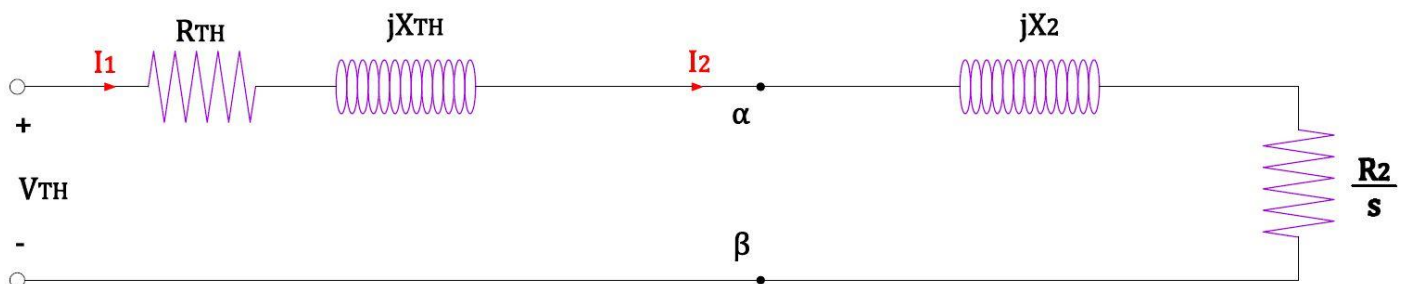
$$X_{11} = X_1 + X_m$$

$$Z_{TH} = R_{TH} + jX_{TH} = \frac{jX_m}{(R_1 + jX_1)} = \frac{jX_m \cdot (R_1 + jX_1)}{R_1 + jX_{11}}$$

$$R_{TH} = \frac{X_m^2 R_1}{R_1^2 + X_{11}^2}$$

$$X_{TH} = \frac{X_m (R_1^2 + X_1 X_{11})}{R_1^2 + X_{11}^2}$$

Οπότε το ισοδύναμο μονοφασικό κατά Thevenin κύκλωμα διαμορφώνεται ως εξής:

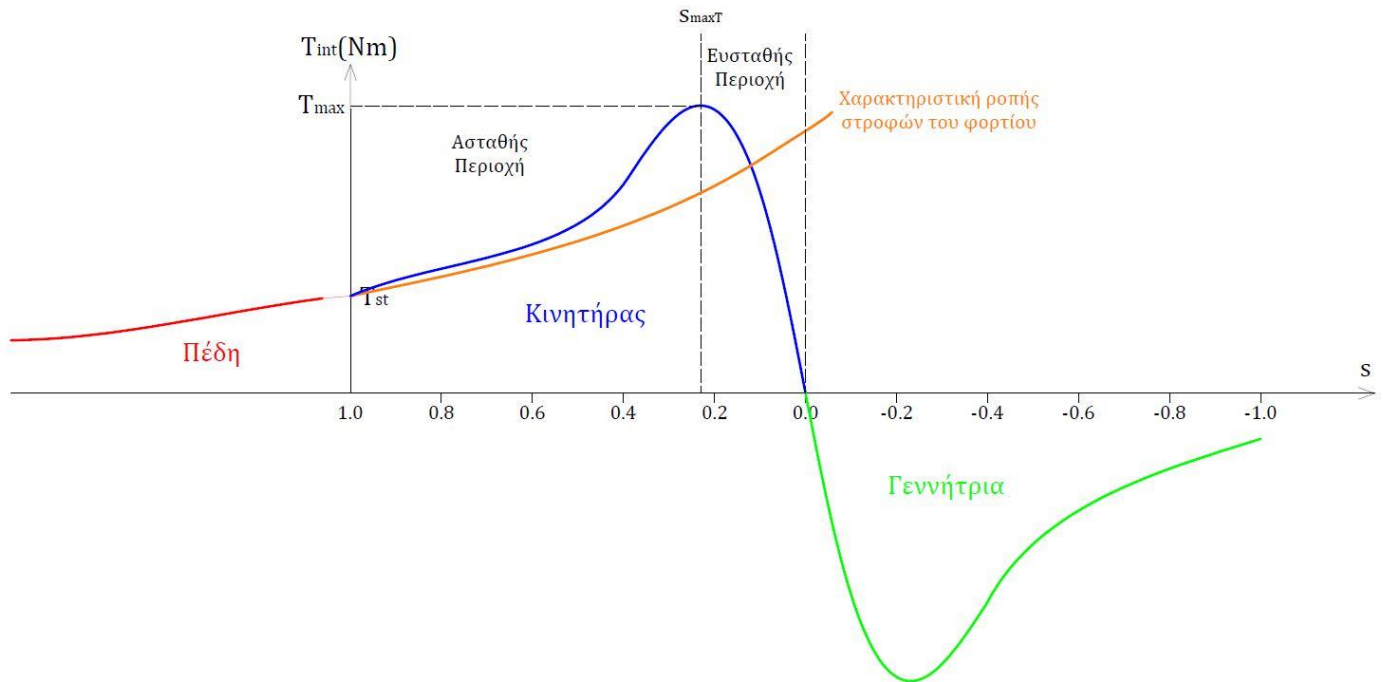


(Σχήμα 3.5.3 Ισοδύναμου μονοφασικού κυκλώματος κατά Thevenin)

$$I_2 = \frac{V_{TH}}{Z_{tot}} = \frac{V_{TH}}{\left(R_{TH} + \frac{R_2}{s} \right) + j(X_{TH} + X_2)} \quad \& \quad |I_2| = \frac{V_{TH}}{\sqrt{\left(R_{TH} + \frac{R_2}{s} \right)^2 + (X_{TH} + X_2)^2}}$$

Έτσι με βάση τις παραπάνω σχέσεις για την ανάλυση κατά το ισοδύναμο μονοφασικό κύκλωμα του τριφασικού επαγωγικού κινητήρα κατά Thevenin η σχέση της εσωτερικά παραγόμενης ροπής διαμορφώνεται ως εξής:

$$T_{int} = \frac{3}{\omega_s} \cdot \frac{V_{TH}^2 \cdot \left(\frac{R_2}{s}\right)}{\left(R_{TH} + \frac{R_2}{s}\right)^2 + (X_{TH} + X_2)^2}$$



(Σχήμα3.5.4 Χαρακτηριστικής εσωτερικής ροπής για σταθερή τάση τροφοδοσίας και περιοχές λειτουργίας τριφασικού επαγωγικού κινητήρα)

Όπως φαίνεται και παραπάνω η μέγιστη ροπή T_{max} εμφανίζεται για μια τιμή ολίσθησης s_{maxT} . Οι σχέσεις που μας δίνουν αυτές τις τιμές είναι:

$$T_{max} = \frac{3}{2\omega_s} \cdot \frac{V_{TH}^2}{R_{TH} + \sqrt{R_{TH}^2 + (X_{TH} + X_2)^2}}$$

$$s_{maxT} = \pm \frac{R_2}{\sqrt{R_{TH}^2 + (X_{TH} + X_2)^2}}$$

Η ροπή εκκίνησης του κινητήρα προκύπτει από τη σχέση:

$$T_{st} = \frac{3}{2\omega_s} \cdot \frac{V_{TH}^2 R_2}{(R_{TH} + R_2)^2 + (X_{TH} + X_2)^2}$$

Η ωμική αντίσταση $\frac{R_2}{s}$ όπου μας δίνει την πραγματική ισχύ του διακένου στον κλάδο του δρομέα στο ισοδύναμο μονοφασικό κύκλωμα μπορεί να εκφραστεί και ως άθροισμα των δύο αντιστάσεων(αντιστάσεις σε σειρά):

$$\frac{R_2}{s} = R_2 + R_2 \frac{1-s}{s}$$

Αρά η σχέση της εσωτερικής ισχύος διαμορφώνεται ως εξής:

$$P_{int} = 3I_2^2 \left(\frac{R_2}{s} \right) - 3I_2^2 R_2 = 3I_2^2 R_2 \frac{1-s}{s}$$

Σύμφωνα με το θεώρημα της μέγιστης μεταφοράς ισχύος για τη μέγιστη αποδιδόμενη ισχύ θα πρέπει και η ισχύς στη αντίσταση $R_2 \frac{1-s}{s}$ να είναι η μέγιστη. Άρα έχουμε:

$$R_2 \frac{1-s_{maxP}}{s_{maxP}} = R_2 \left(\frac{1}{s_{maxP}} - 1 \right) = \sqrt{(R_{TH} + R_2)^2 + (X_{TH} + X_2)^2}$$

Η ολίσθηση στην οποία έχουμε την μέγιστη αποδιδόμενη ισχύ είναι:

$$s_{maxT} = \frac{R_2}{R_2 + \sqrt{(R_{TH} + R_2)^2 + (X_{TH} + X_2)^2}}$$

Η μέγιστη αποδιδόμενη ισχύ είναι:

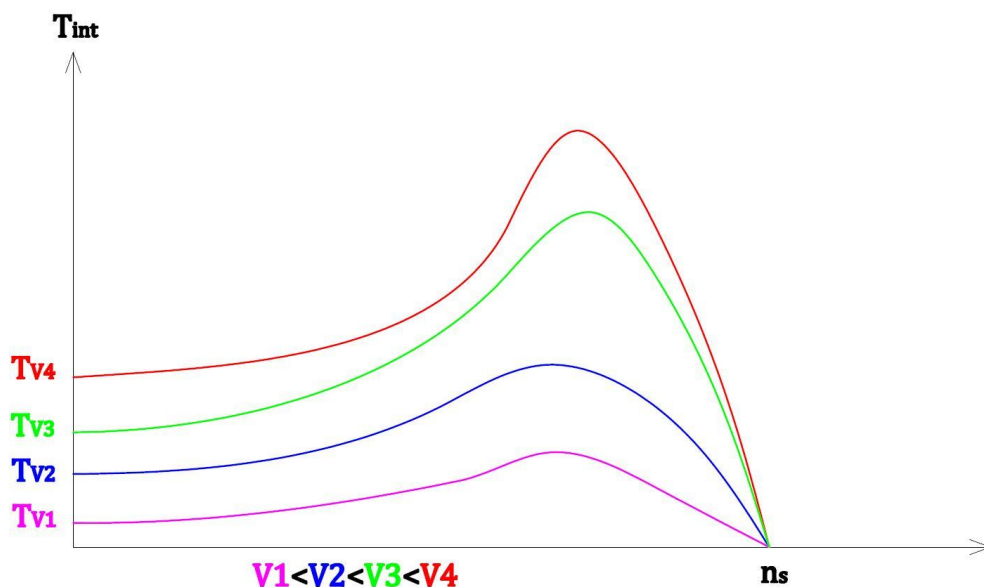
$$P_{m,max} = P_{int,max} - P_{w,c} = \frac{3V_{TH}^2 R_2 \left(\frac{1-s_{maxP}}{s_{maxP}} \right)}{\left(R_{TH} + \frac{R_2}{s_{maxP}} \right)^2 + (X_{TH} + X_2)^2}$$

3.6 Έλεγχος του κινητήρα μέσω της μεταβολής της τάσης και της συχνότητας της πηγής τροφοδοσίας.

Η χρήση κινητήρων στο μεγαλύτερο εύρος των εφαρμογών τους επιτάσσει έναν τρόπο ελέγχου τους και ως επί τον πλείστον των στροφών τους.

Μια από τις πιο απλές μεθόδους ελέγχου ενός τριφασικού επαγωγικού κινητήρα είναι με τον έλεγχο του μέτρου της τάσης τροφοδοσίας του αλλά με σταθερή τη τιμή της συχνότητας. Ωστόσο ο έλεγχος των στροφών του κινητήρα μέσω της μεταβολής του μέτρου της τάσης δεν είναι αποδοτικός και με μεγάλο υποβιβασμό στα χαρακτηριστικά του κινητήρα όπως φαίνεται και στο σχήμα Φ.6.1. Για την μελέτη της μεταβολής αυτής έχουμε κάνει τις παραδοχές:

$$V_{TH} \sim V_1 \quad T_{int} \sim V_{TH}^2 \sim V_1^2 \quad T_{max} \sim V_{TH}^2 \sim V_1^2$$



(Σχήμα 3.6.1 Επίδραση της μεταβολής της τάσης με σταθερή συχνότητα στην χαρακτηριστική ροπής στροφών)

Μία άλλη μέθοδος για τον έλεγχο των στροφών ενός τριφασικού επαγωγικού κινητήρα είναι μέσω της μεταβολής της συχνότητας της πηγής αλλά διατηρώντας σταθερό το μέτρο της τάσης. Όπως αναλύθηκε και παραπάνω ο αριθμός των στροφών ενός ασύγχρονου κινητήρα εξαρτάται άμεσα από τη τιμή της συχνότητας της τάσης της πηγής και από τον αριθμό των πόλων του κινητήρα. Αυτός ο τρόπος ελέγχου είναι πιο αποδοτικός σε σχέση με τον προηγούμενο ωστόσο και εδώ όσο αυξάνεται η συχνότητα της τάσης τροφοδοσίας τόσο μειώνονται οι δυνατότητες του κινητήρα όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.6.2. Όταν ο κινητήρας λειτουργεί σε συχνότερες μεγαλύτερες ($f_{1,b} > f_1$) από αυτές τις ονομαστικής (f_1) τότε έχουμε αύξηση των επαγωγικών αντιδράσεων των τυλιγμάτων και ελάττωση του ρεύματος μαγνήτισης. Επίσης η ωμική αντίσταση των τυλιγμάτων του στάτη στη περίπτωση αυτή είναι αρκετά μικρότερη σε σχέση με τις αντίστοιχες εμπεδήσεις. Έτσι στη περίπτωση αυτή όπου η συχνότητα είναι μεγαλύτερη από την ονομαστική μπορούμε με αρκετά καλή προσέγγιση να αφαιρέσουμε από το ισοδύναμο μονοφασικό κύκλωμα τον πρώτο κλάδο που περιέχει την ωμική αντίσταση R_1 και την αντίδραση μαγνήτισης X_m . Έτσι η νέα εμπέδηση διαμορφώνεται ως:

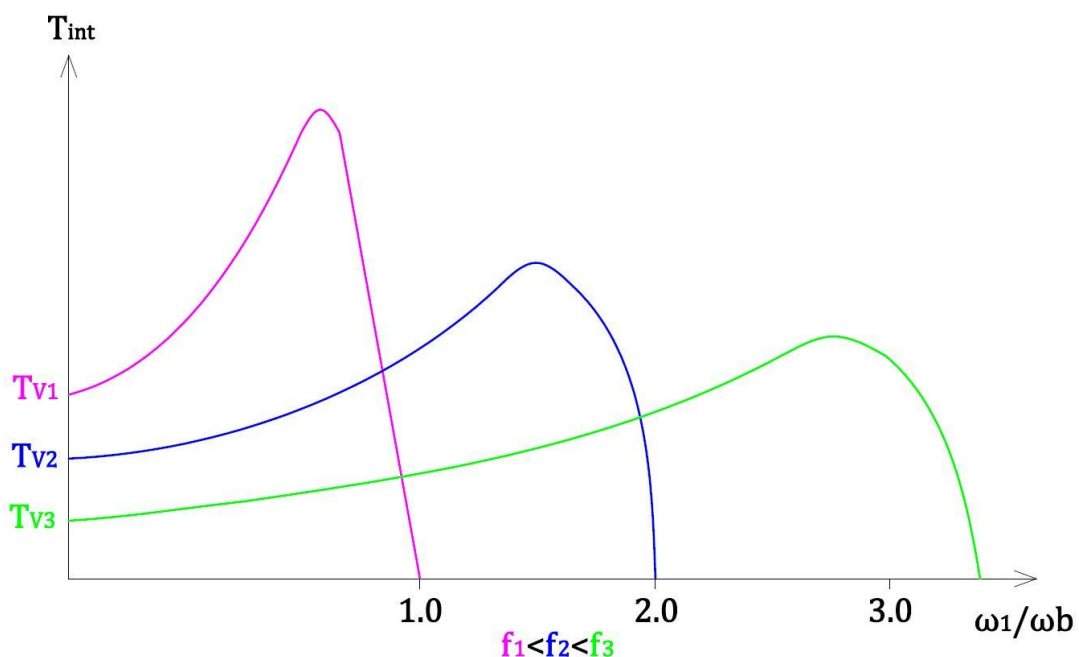
$$X_b = \omega_{1,b}L = b\omega_1L = 2\pi b f_1 L = 2\pi f_{1,b}L = bX$$

Έτσι και οι υπόλοιπες σχέσεις για $f_{1,b} > f_1$ διαμορφώνονται ως εξής (όπου b ο βαθμός που είναι πολλαπλάσια η συχνότητα $f_{1,b}$ από την f_1):

$$I_1 = I_2 = \frac{V_1}{\left(\frac{R_2}{s}\right) + jb(X_1 + X_2)} \quad \& \quad |I_2| = \frac{V_1}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{s}\right)^2 + b^2(X_1 + X_2)^2}}$$

$$s = \frac{\omega_{s,b} - \omega_r}{\omega_{s,b}} = \frac{b\omega_s - \omega_r}{b\omega_s} \quad \& \quad s_{maxT,b} = \frac{R_2}{b(X_1 + X_2)} = \frac{s_{maxT}}{b}$$

$$T_{int,b} = \frac{3}{\omega_{s,b}} I_2^2 \frac{R_2}{s} = \frac{3}{\omega_{s,b}} \frac{V_1^2 \cdot \left(\frac{R_2}{s}\right)}{\left(\frac{R_2}{s}\right)^2 + b^2(X_1 + X_2)^2} \quad \& \quad T_{max,b} = \frac{3}{2b\omega_{s,b}} \frac{V_1^2}{s} = \frac{3}{2\omega_s(X_1 + X_2)} \left(\frac{V_1}{b}\right)^2 = \frac{T_{max}}{b^2}$$



(Σχήμα 3.6.2. Επίδραση της μεταβολής της συχνότητας με σταθερή τάση στην χαρακτηριστική ροπής στροφών)

Τέλος ο πλέον αποδοτικός τρόπος ελέγχου ενός τριφασικού επαγωγικού κινητήρα είναι μέσω της μεταβολής όχι μόνο της τάσης ή της συχνότητας της πηγής τροφοδοσίας αλλά και των δύο μεγεθών ταυτόχρονα. Με την μεταβολή και των δύο μεγεθών στις κατάλληλες τιμές εξασφαλίζουμε για σχεδόν οποιαδήποτε τιμή την μέγιστη δυνατή απόδοση του κινητήρα αλλά διατηρώντας και τα καλύτερα χαρακτηριστικά. Έτσι με τη μεταβολή της συχνότητας μεταβάλλεται και το μέτρο της τάσης τροφοδοσίας ούτως ώστε η μαγνητική ροή στο διάκενο να διατηρείται στη μέγιστη δυνατή τιμή. Έτσι οι σχέσεις που διέπουν αυτόν τον τρόπο ελέγχου και μας δίνουν και τα χαρακτηριστικά μεγέθη της λειτουργίας του κινητήρα είναι:

$$V_1 = (R_1 + jX_1)I_1 + \left(\frac{R_2}{s} + jX_2\right)I_2 \quad \text{Όπου } jX_m(I_1 - I_2) = \left(\frac{R_2}{s} + jX_2\right)I_2$$

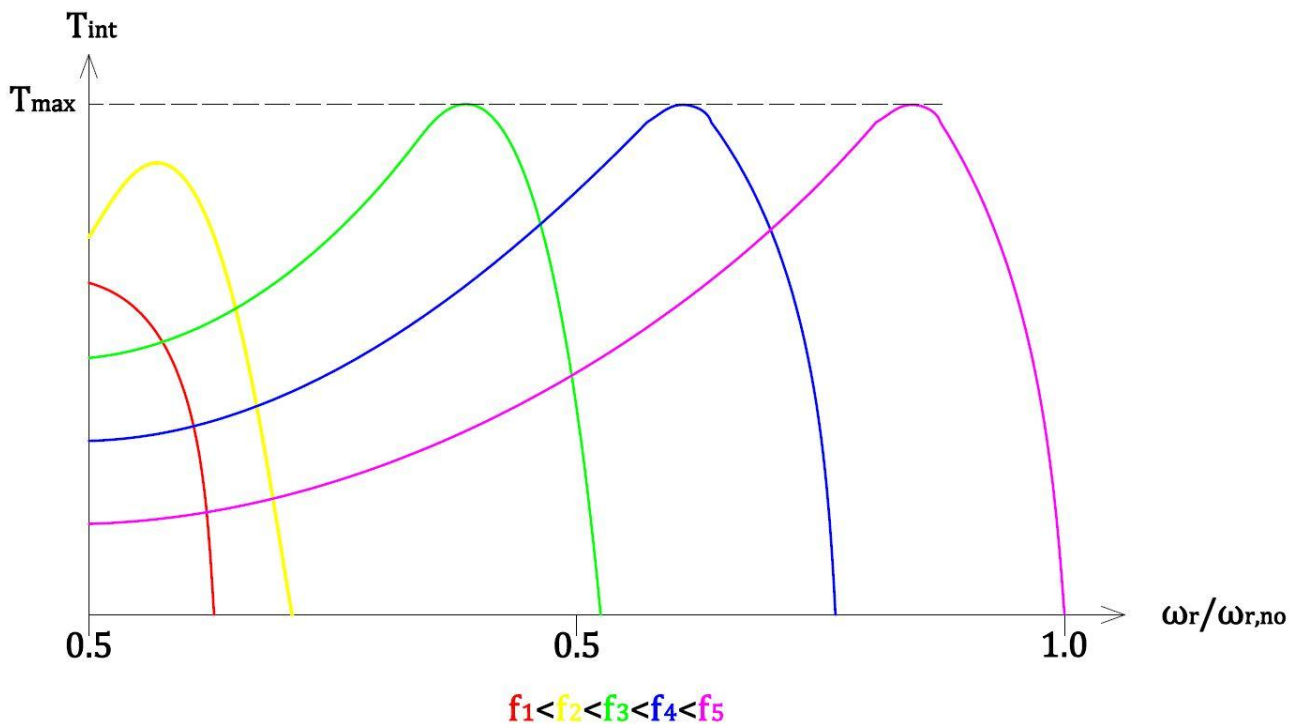
$$I_2 = \frac{X_m V_1}{\left(R_1 X_{22} + \frac{R_2}{s} X_{11}\right) - j\left(\frac{R_1 R_2}{s} - X_1 X_{22} - X_2 X_m\right)} \quad \text{Όπου } X_{11} = X_1 + X_m, X_{22} = X_2 + X_m$$

$$\text{Επίσης ισχύει ότι: } s = \frac{f_1}{f_2} \quad \& \quad \omega_s = \frac{2}{p} \omega_1$$

$$T_{int} = \frac{3}{\omega_s} I_2^2 \frac{R_2}{s} = \frac{3P}{2\omega_1} I_2^2 \frac{R_2}{s} = \frac{3P}{4\pi f_1} I_2^2 \frac{R_2}{s}$$

$$\text{όπου: } I_2^2 = \frac{X_m^2 V_1^2}{\left(\frac{R_1 R_2}{s} - X_1 X_{22} - X_2 X_m\right)^2 + \left(R_1 X_{22} + \frac{R_2}{s} X_{11}\right)^2}$$

$$\text{Άρα η εσωτερική ροπή είναι: } T_{int} = \frac{3P}{4\pi} \cdot \left(\frac{V_1}{f_1}\right)^2 \frac{f_2 \frac{X_m^2}{R_2}}{\left(R_1 + \frac{f_2}{f_1 R_2} (X_m^2 - X_{11} X_{22})\right)^2 + \left(X_{11} + \frac{f_2 R_1 X_{22}}{f_1 R_2}\right)^2}$$



(Σχήμα 3.6.3 Επίδραση της μεταβολής της συχνότητας και της τάσης της πηγής τροφοδοσίας στην χαρακτηριστική ροπής στροφών)

4^ο Κεφάλαιο:

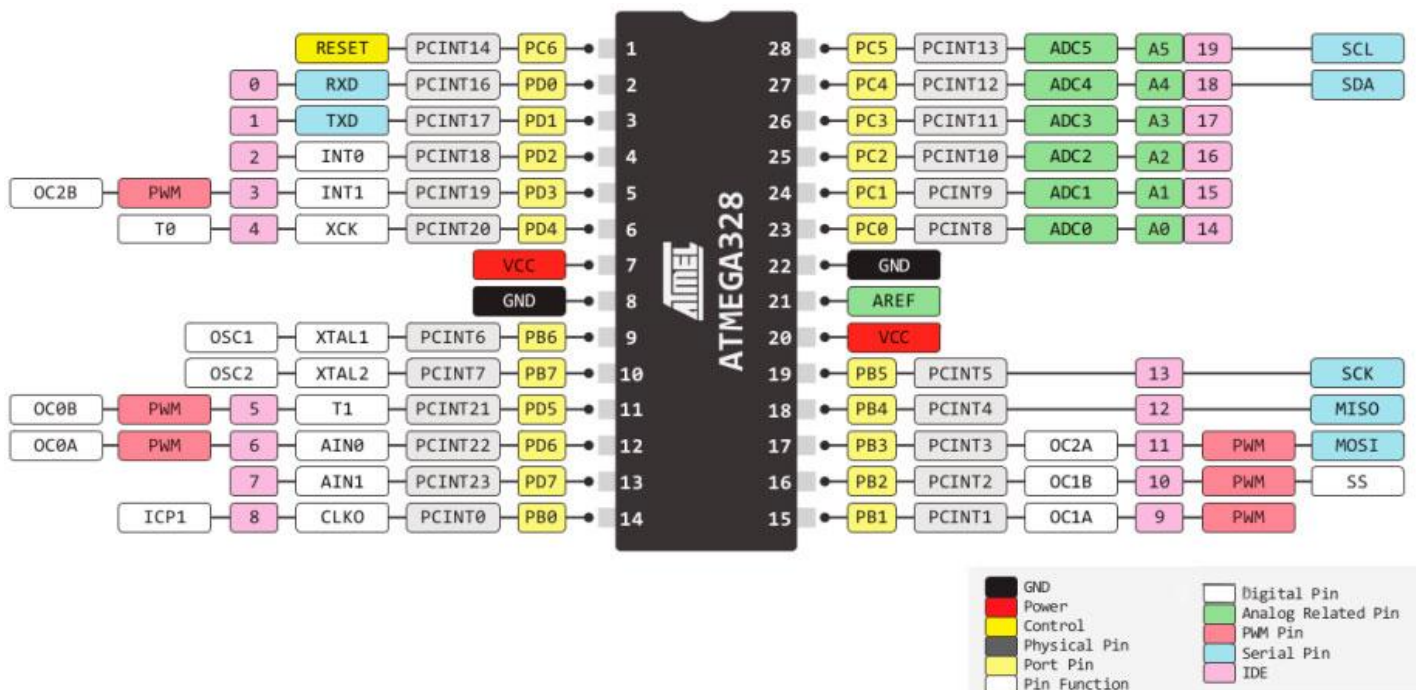
«Οι μικροελεγκτές και ο Arduino»

4.1 Οι Μικροελεγκτές

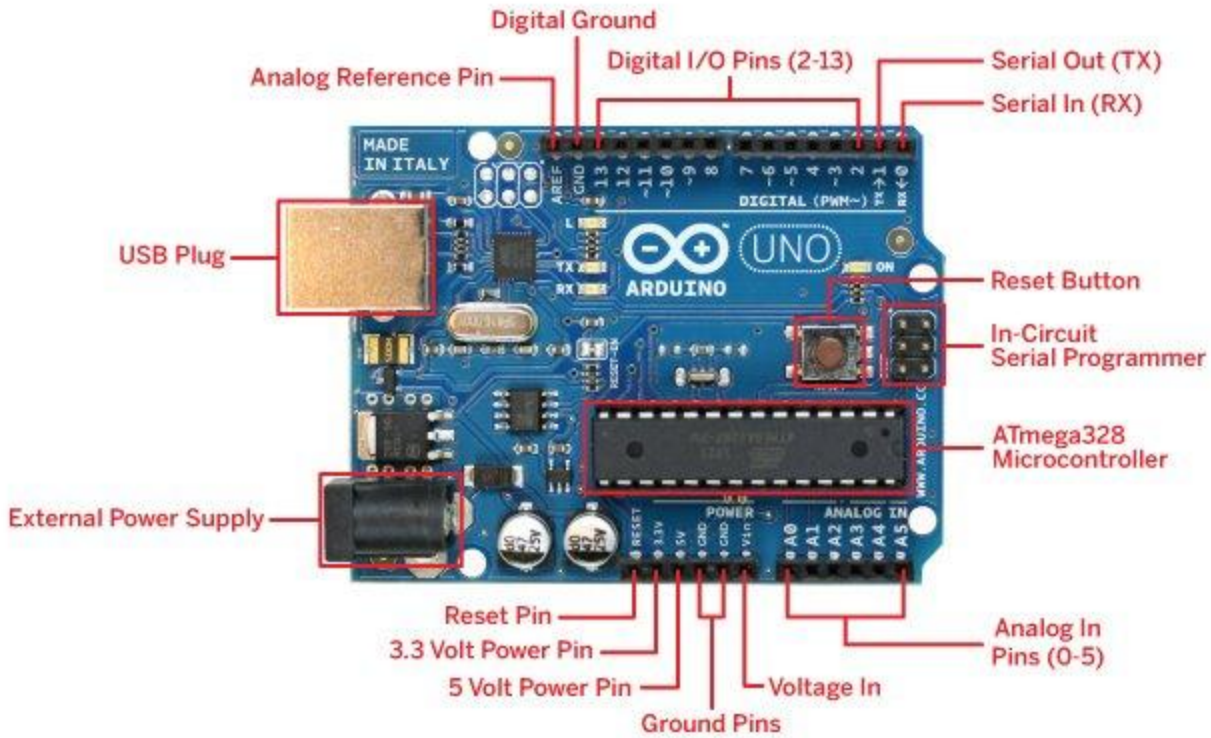
Ο μικροελεγκτής (microcontroller) είναι μια παραλλαγή του μικροεπεξεργαστή, ο οποίος έχει τη δυνατότητα να λειτουργεί αυτόνομα με ελάχιστα εξωτερικά εξαρτήματα εξαιτίας της πληθώρας των ενσωματωμένων υποσυστημάτων που διαθέτει. Επομένως ένας μικροελεγκτής είναι ένα μικρό υπολογιστικό κύκλωμα σε ένα και μόνο ολοκληρωμένο κύκλωμα. Όπως όλα τα υπολογιστικά συστήματα έτσι και αυτό περιέχει κεντρική μονάδα επεξεργασίας, καταχωρητές ειδικής και γενικής χρήσης, κυκλώματα μνήμης και περιφερειακών συσκευών. Οι μικροελεγκτές χρησιμοποιούνται σε μια ευρεία γκάμα εφαρμογών ενσωματωμένων συστημάτων ελέγχου μικρού και μεσαίου κόστους. Οι εφαρμογές αυτές μπορεί να είναι διάφοροι αυτοματισμοί (π.χ. Smart home), σε ηλεκτρονικές συσκευές (π.χ. σε εκτυπωτές), στην αυτοκινητοβιομηχανία αλλά και στους inverter όπου αυτό είναι και το αντικείμενο της μελέτης μας.

Τα πλεονεκτήματα των μικροελεγκτών έναντι άλλων συστημάτων είναι αρκετά, ωστόσο τα κυριότερα από αυτά είναι η αυτονομία όπως και προαναφέρθηκε διότι μπορεί να έχουμε ενσωματωμένες σε ένα σύστημα μνήμες, θύρες επικοινωνίας (π.χ. Usb) ακόμη και Wi-Fi ή Bluetooth για ασύρματο έλεγχο. Επίσης έχει χαμηλή κατανάλωση ενέργειας, υψηλή δυνατότητα φορητότητας, χαμηλή ευαισθησία σε ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές ενώ έχει μια μεγάλη πληθώρα από διαθέσιμους ακροδέκτες για ψηφιακές εισόδους- εξόδους(I/O ports). Τέλος έχουμε υψηλή αξιοπιστία από το γεγονός πως επειδή όλα τα εξαρτήματα και οι περιφερειακές συσκευές ή σχεδόν όλα είναι σε μια πλακέτα (system on board) χωρίς εξωτερικές συνδέσεις.

(Ο μικροελεγκτής της Atmel 328p είναι ένας από του πλέον διαδεδομένους ενώ φαίνεται χαρακτηριστικά και η πληθώρα των λειτουργιών του.)



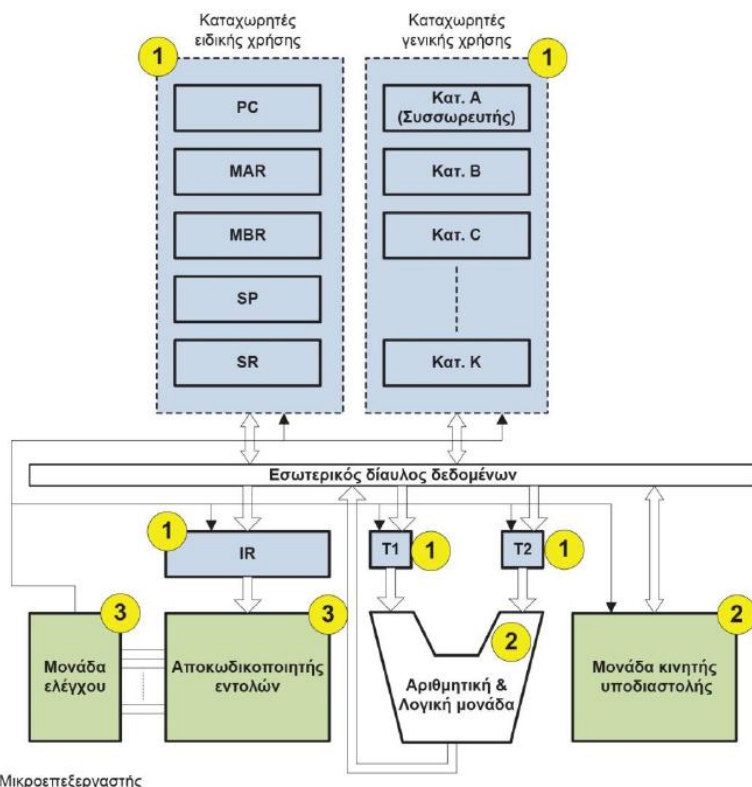
(Σχήμα 4.1.1 μικροελεγκτή Atmel 328p)



(Σχήμα 4.1.2 Arduino Uno, μια πλακέτα που χρησιμοποιεί τον 328p και εύκολα παρατηρούμε το system on a board,τις πολλές ψηφιακές εξόδους αλλά και την επικοινωνία μέσω usb)

4.2 Υποσυστήματα μικροελεγκτή

Τα βασικά υποσυστήματα ενός μικροελεγκτή υπάρχουν και σε ένα μικροεπεξεργαστή. Αυτά είναι η κεντρική μονάδα επεξεργασίας (Central Processing Unit C.P.U.), Λογική και Αριθμητική Μονάδα (Arithmetic Logic Unit, A.L.U.), στοιχειώδεις καταχωρητές (registers), μνήμη τυχαίας προσπέλασης (Random Attendance Memory R.A.M.) πολύ υψηλής ταχύτητας αλλά μικρής χωρητικότητας (cache memory) και ελεγκτή μνήμης (memory controller).



Μικροεπεξεργαστής

(Σχήμα 4.2.1 Διάγραμμα βασικής δομής μικροεπεξεργαστή)

1. Στοιχείο μνήμης (κύκλωμα μνήμης)
2. Στοιχείο υπολογισμού (αριθμητικά και λογικά κυκλώματα)
3. Ειδικά στοιχεία (εξειδικευμένα και προσαρμοσμένα κυκλώματα)

Ωστόσο για την πλήρη και αυτόνομη λειτουργία ενός υπολογιστικού συστήματος απαιτούνται πολλά εξωτερικά υποσυστήματα και περιφερειακά όπου ένας μικροελεγκτής τα διαθέτει ενώ ο μικροεπεξεργαστής όχι. Αυτά τα υποσυστήματα είναι:

- Κύκλωμα συνδετικής λογικής (glue logic) για τη σύνδεση των εξωτερικών μνημών και άλλων περιφερειακών παράλληλης σύνδεσης στην αρτηρία δεδομένων (data bus) του επεξεργαστή.
- Μεγάλο μέγεθος RAM ώστε να μπορούν να υλοποιηθούν οι εφαρμογές.
- Μνήμη προγράμματος (π.χ. Erasable Programmable Read Only Memory, EPROM) στην οποία τοποθετείται το λογισμικό της εκάστοτε εφαρμογής.
- Μόνιμη μνήμη αποθήκευσης παραμέτρων λειτουργίας (π.χ. Electrically EPROM, EEPROM) η οποία υπάρχει στον πυρήνα του μικροελεγκτή. Με τη μνήμη αυτή έχουμε τη δυνατότητα διαγραφής και εγγραφής οποιουδήποτε μεμονωμένου byte.
- Κύκλωμα το οποίο αρχικοποιεί τον μικροελεγκτή (reset, όπως φαίνεται και στην εικόνα του Arduino UNO που παραθέτεται παραπάνω).
- Διαχειριστή αιτήσεων διακοπής από τα περιφερειακά εξαρτήματα (interrupt request)
- Κύκλωμα επιτήρησης λειτουργίας ώστε σε περίπτωση σφάλματος ή δυσλειτουργίας να γίνει αρχικοποίηση στο σύστημα (watch dog timer).
- Κύκλωμα επιτήρησης τροφοδοσίας το οποίο παρακολουθεί τη τροφοδοσία και σε περίπτωση όπου πέσει κάτω από τα όρια ανοχής ή έχουμε κάποια υπέρταση να αρχικοποιεί το σύστημα προλαμβάνοντας με αυτό τον τρόπο την αλλοίωση των δεδομένων ή ακόμα και τη καταστροφή του μικροελεγκτή (brown out detection).
- Ατομικό ταλαντωτή ο οποίος παρέχει παλμούς χρονισμού (clock).
- Χρονιστές – απαριθμητές υψηλής ταχύτητας με σκοπό τη μέτρηση της διάρκειας των γεγονότων, τη δημιουργία καθυστερήσεων, την απαρίθμηση γεγονότων και γενικά λειτουργίες που απαιτούν χρονισμούς υψηλής ακρίβειας.
- Πληθώρα ανεξάρτητων μεταξύ τους εισόδων και εξόδων (Parallel Input–Output, PIO)
- Ρολόι πραγματικού χρόνου του οποίου η τροφοδοσία γίνεται από ανεξάρτητη πηγή από αυτή της τροφοδοσίας (Real Time Clock, RTC).

4.3 Κατηγορίες Μικροελεγκτών

Οι μικροελεγκτές χωρίζονται σε διάφορες κατηγορίες αναλόγως με το πεδίο εφαρμογών τους αλλά και την τιμή τους. Οι κυριότερες κατηγορίες που μπορούμε να διακρίνουμε είναι τέσσερις.

Στη πρώτη κατατάσσονται οι μικροελεγκτές από 4 έως 8 bit και είναι πολύ χαμηλού κόστους. Οι εφαρμογές τους είναι πολύ γενικές και έχουν μικρό αριθμό ακροδεκτών και επομένως και ψηφιακών εισόδων - εξόδων. Στη σχεδίαση τους έχει δοθεί έμφαση στο χαμηλό κόστος αλλά και στη χαμηλή κατανάλωση ισχύος, στη μεγάλη αυτονομία και στη χρήση όσο το δυνατόν λιγότερων περιφερειακών εξαρτημάτων. Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι ο Intel 8051



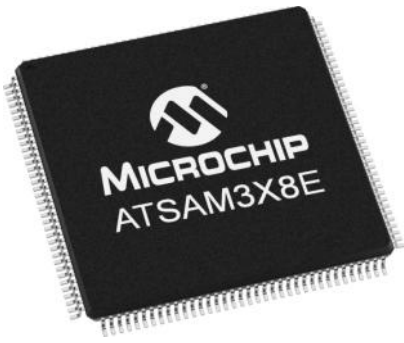
(Σχήμα 4.3.1 Intel 8051, δημιουργήθηκε το 1980 από την Intel, έχει 16 bytes RAM, 4k Bytes ROM, 12 MHz clock speed, 4I/O ports, 8 bit ALU, 2*16 bit timers)

Στη δεύτερη κατηγορία κατατάσσονται οι μικροελεγκτές με μέτριο έως σχετικά μεγάλο αριθμό ακροδεκτών και είναι από 8 έως 32bit. Ο σχεδιασμός τους έχει γίνει με γνώμονα το χαμηλό κόστος και τη δυνατότητα εφαρμογής τους σε πολλά πεδία. Οι μικροελεγκτές αυτοί διαθέτουν μεγάλο αριθμό και εύρος κοινών περιφερειακών, όπως θύρες UART μετατροπείς αναλογικού σήματος σε ψηφιακό ή και το αντίθετο. Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι ο Atmel atmega2560 ο οποίος θα αναλυθεί περαιτέρω σε επόμενο στάδιο εφόσον γίνεται και χρήση του στη διπλωματική.



(Σχήμα 4.3.2 Atmel ATMEGA2560, έχει 8kbyte RAM, 4kbyte EEPROM, 86 I/O pins, 4 UART ports, 256 Kbyte flash memory, 16MHz clock speed, 16 analog inputs, 10 bit A/D converter, 2*8bit ALU, 4*16bit timers)

Στη τρίτη κατηγορία κατατάσσονται μικροελεγκτές μεσαίου κόστους των 32 bit και έχουν μεγάλο αριθμό ακροδεκτών με δυνατότητα εφαρμογής σε πολλά πεδία. Κύριο χαρακτηριστικό τους είναι η υψηλή ταχύτητα εκτέλεσης των εφαρμογών, η μεγάλη σε χωρητικότητα μνήμη FLASH και RAM. Στη κατηγορία αυτή ξεχωρίζει η δυνατότητα μεταφερσιμότητας του λογισμικού ανεξάρτητα από τον κατασκευαστή. Έτσι ανεξάρτητα από τις μικροεντολές σε αρχιτεκτονική π.χ. ARM το σύνολο των εντολών της ALU είναι ίδιο από συσκευή σε συσκευή. Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι ο PICATSAM3X8E της microchip.



(Σχήμα 4.3.3 Microchip PICATSAM3X8E, έχει 160 Kbyte RAM, 512Kbyte flash memory, 84 MHz clock speed, 54 I/O pins, 12analog inputs)

Στην τέταρτη κατηγορία κατατάσσονται μικροελεγκτές εξειδικευμένων εφαρμογών στους οποίους ενσωματώνεται κάποιο εξειδικευμένο πρωτόκολλο επικοινωνίας για να μπορέσει να λειτουργήσει κάποιο κομμάτι του υλισμικού. Μικροελεγκτές τέτοιου είδους συναντάμε σε τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές. Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι ο μικροελεγκτής ESP 8266 της NODEMCU όπου με αυτόν μπορούμε να υλοποιήσουμε πληθώρα εφαρμογών που έχουν σχέση με το WiFi και το internet of things.

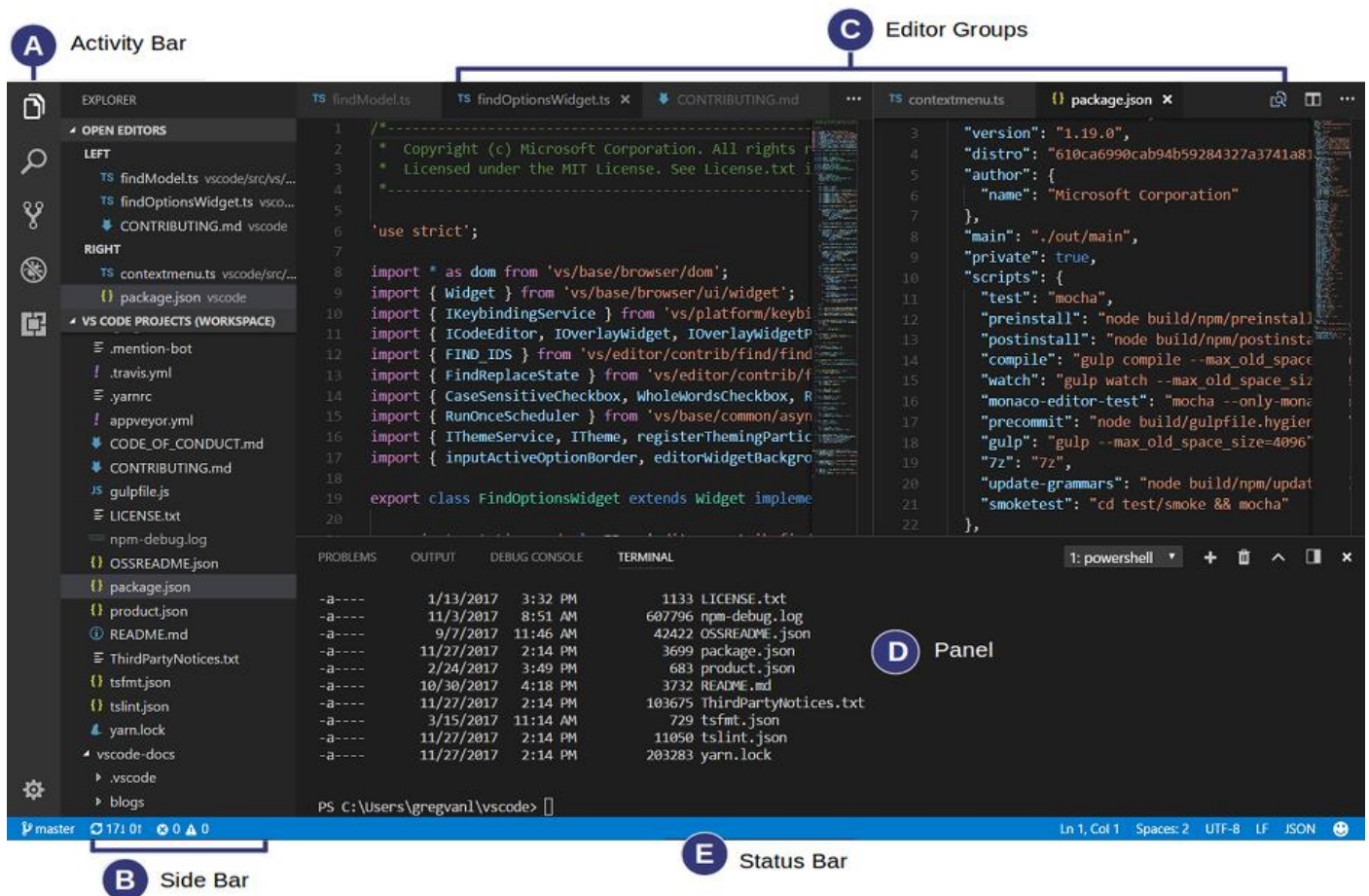


(Σχήμα 4.3.4 NodeMCU ESP8266, έχει 8Mbytes flash memory, 128kBytes RAM, 160 MHz clock speed, 16 I/O pins, 1 analog input, 32-bit RISC architecture)

4.4 Προγραμματισμός Μικροελεγκτών και ανάπτυξη εφαρμογών

Ο προγραμματισμός ενός μικροελεγκτή και η ανάπτυξη εφαρμογών με αυτόν ίσως είναι και το πιο καίριο κομμάτι και πάνω στο γεγονός του πόσο εύκολο είναι να αναπτυχθεί μια εφαρμογή βασίζεται και η επιτυχία αλλά και η ανταπόκριση που θα έχει ένας μικροελεγκτής. Τα εργαλεία που χρησιμοποιούνται για τον προγραμματισμό τους είναι κατά κύριο λόγο μεταφραστές και αποσφαλματωτές. Με την χρήση των εργαλείων αυτών μπορούμε να γράφουμε σε γλώσσα προγραμματισμού υψηλού επιπέδου όπως η C++ όπου είναι και η πιο διαδεδομένη και το πρόγραμμα να την μεταφράζει με τη σειρά του σε γλώσσα κατώτερου επιπέδου όπως η assembly που θα είναι κατανοητή στον μικροελεγκτή. Ενώ παράλληλα με την μετάφραση γίνεται και τυχών έλεγχος σφαλμάτων (debugging) για την αποφυγή κωλύματος του μικροελεγκτή. Επίσης πρέπει να προσθέσουμε πως ο προγραμματισμός δεν γίνεται μόνο σε γλώσσα υψηλού επιπέδου αλλά μπορεί να γίνει και σε γλώσσα μηχανής assembly όπου από τον compiler θα μεταφραστεί σε δυαδική (binary) ώστε να είναι κατανοητή στον μικροελεγκτή. Ύστερα εφόσον γίνει ο έλεγχος του προγράμματος ο μεταφρασμένος κώδικας φορτώνεται μέσω μιας σειριακής θύρας π.χ. Usb.

Παρακάτω απεικονίζεται το περιβάλλον προγραμματισμού του Microsoft Visual Studio για γλώσσα προγραμματισμού C++.



(Σχήμα 4.4.1 περιβάλλοντος προγραμματισμού Microsoft Visual Studio)

Μέσω του Microsoft Visual Studio μπορούμε να γράψουμε σε διάφορες γλώσσες προγραμματισμού. Ενώ παράλληλα με τη λήψη διάφορων πακέτων μας δίνεται η δυνατότητα ανάπτυξης εφαρμογών π.χ. σε Arduino με τη δυνατότητα μετάφρασης από C++ σε assembly και κάνοντας παράλληλα και debugging.

4.5.1 Οι μικροελεγκτές Arduino

Το Arduino ξεκίνησε σαν ιδέα το 2005 με σκοπό τη δημιουργία συσκευών που θα προοριζόταν για ανάπτυξη εφαρμογών από φοιτητές. Έτσι κρίθηκε αναγκαίο οι μικροελεγκτές αυτοί να είναι φθηνοί, απλοί και η ανάπτυξη των εφαρμογών σε αυτούς να είναι σχετικά εύκολη και φιλική προς τον χρήστη με υλισμικό ανοιχτού κώδικα ώστε να υπάρχει μεγάλη ευελιξία στην ανάπτυξη εφαρμογών από όλους. Αυτοί που σκέφτηκαν και ίδρυσαν την Arduino ήταν ο Massimo Banzi και ο David Cueartielles και η έδρα της εταιρίας βρίσκεται στην Ιβρέα του Τορίνο στη βόρεια Ιταλία.

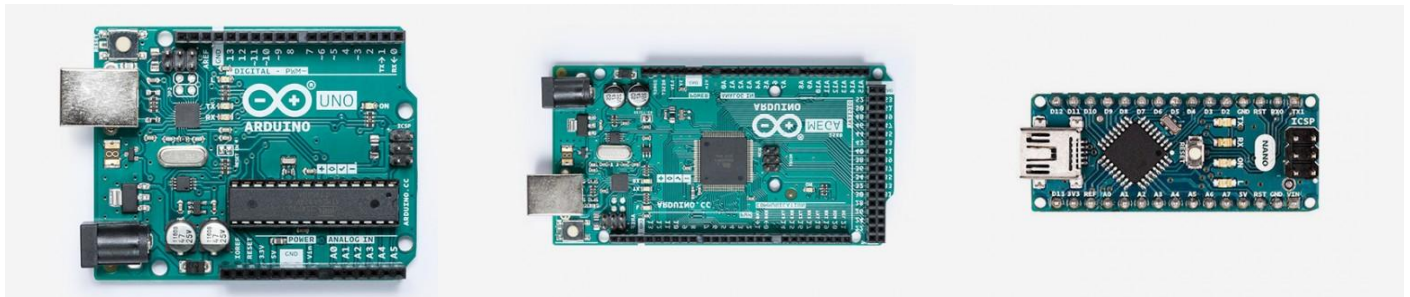
Η βασική δομή των μικροελεγκτών αυτών είναι σε μια πλακέτα να υπάρχει όλο το βασικό υλισμικό (hardware) για τη λειτουργία τους. Το βασικό και κυριότερο hardware που υπάρχει σε όλες τις συσκευές της οικογένειας Arduino είναι: το ολοκληρωμένο κύκλωμα του μικροελεγκτή, I/O pins και μια θύρα usb για να μπορεί να προγραμματιστεί.

4.5.2 Υλισμικό (Hardware)

Όλες οι πλακέτες της εταιρίας Arduino χρησιμοποιούν μικροελεγκτές της Atmel και συμπληρωματικά εξαρτήματα με σκοπό της ο χρήστης να μπορεί να τους προγραμματίσει αλλά και να τους ενσωματώσει σε άλλα κυκλώματα. Όλες οι πλακέτες της εταιρίας περιλαμβάνουν έναν ρυθμιστή τάσης στα 5V αφού αυτή είναι και η τάση τροφοδοσίας από μια usb θύρα, (εξάιρεση στη προαναφερθείσα τάση αποτελούν πλακέτες όπου είναι για αρκετά σύνθετες και δύσκολες εφαρμογές όπως το Arduino Due που λειτουργεί στα 3,3V) έναν ταλαντωτή στα 16MHz και έναν προγραμματισμένο bootloader με σκοπό να μη χρειάζεται κάποιος εξωτερικός προγραμματιστής. Για την εισαγωγή ενός προγράμματος χρειάζεται μια σύνδεση του υπολογιστή με τον μικροελεγκτή. Η σύνδεση σε όλους τους μικροελεγκτές Arduino γίνεται μέσω Usb to serial. Οι πλακέτες Arduino ακόμα και από τα πολύ απλά μοντέλα έχουν μια πληθώρα από ψηφιακές εισόδους-εξόδους που κάποιες από αυτές μας παρέχουν τη λειτουργία διαμόρφωσης μήκους παλμών (Pulse Width Modulation, PWM), αναλογικές εισόδους σήματος, αλλά και θύρες σειριακής επικοινωνίας (SCL,SCA) ώστε να καθίσταται δυνατή η επικοινωνία και με άλλες συσκευές. Οι συσκευές αυτές εκτός από άλλες πλακέτες Arduino μπορεί να είναι μια οθόνη υγρών κρυστάλλων(Liquid Crystal Display, LCD), πλακέτα με δυνατότητα σύνδεσης σε θύρα Ethernet ή σε Wi-Fi δίκτυο, πλακέτα με δυνατότητα λήψης δεδομένων γεωτοποθεσίας (GPS), πληκτρολόγια αλλά και πολλά άλλα ακόμα.

4.5.3 Πλακέτες οικογένειας Arduino

Παρακάτω απεικονίζονται οι πιο δημοφιλείς πλακέτες της εταιρίας



(Σχήμα 4.5.3.1 Uno, ATmega328P)

(Σχήμα 4.5.3.2 Mega, ATmega2560)

(Σχήμα 4.5.3.3 Nano, ATmega328)



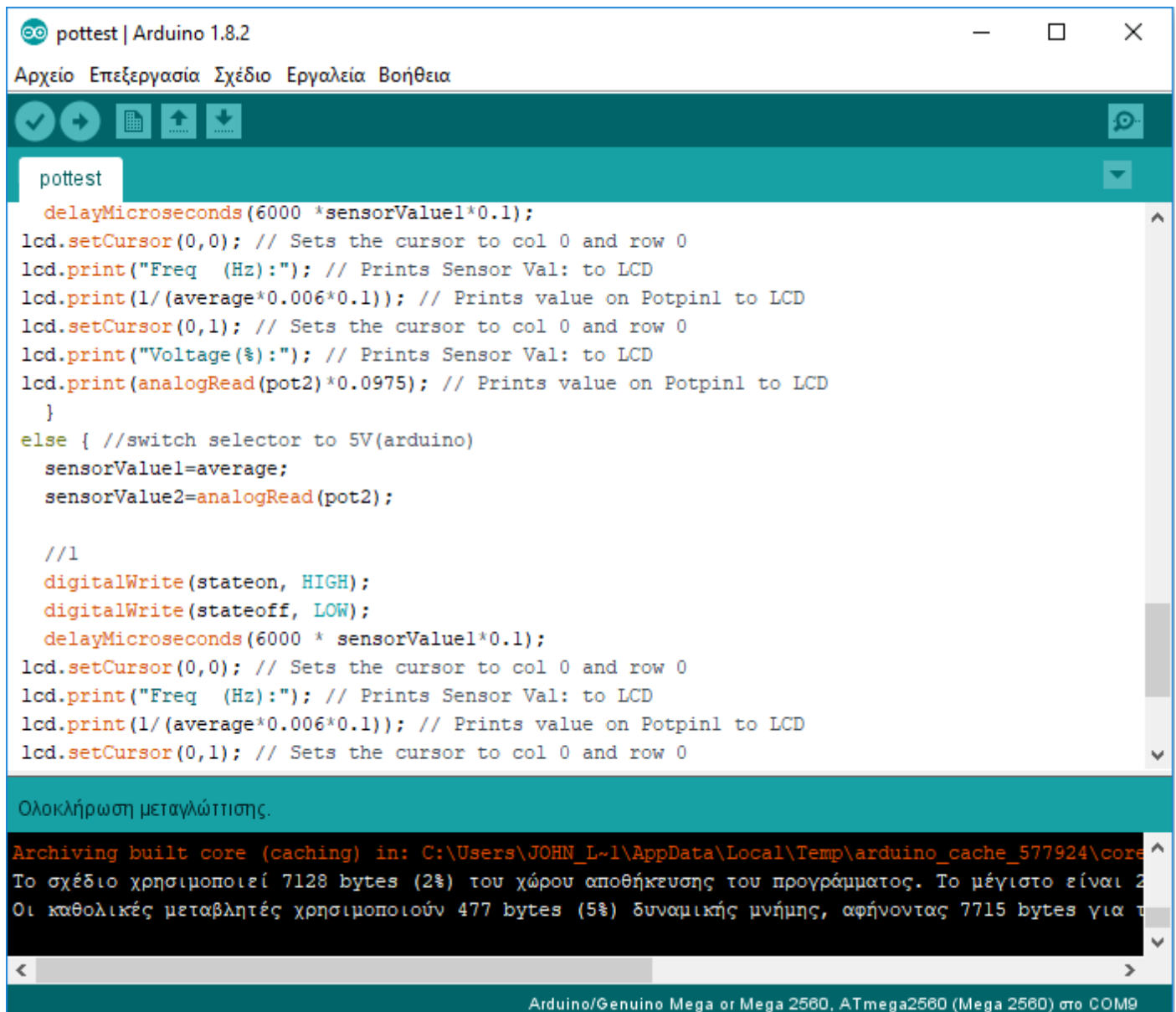
(Σχήμα 4.5.3.4 Due, ATSAM3X8E)

(Σχήμα 4.5.3.5 Leonardo, ATmega32u4)

(Σχήμα 4.5.3.6 Micro, ATmega32u4)

4.5.4 Περιβάλλον ανάπτυξης και προγραμματισμού

Το Arduino διαθέτει το δικό του περιβάλλον ανάπτυξης και μπορεί ο οποιοσδήποτε να το κατεβάσει ελεύθερα (<https://www.arduino.cc/en/Main/Software>). Το Arduino IDE είναι βασισμένο στη γλώσσα Java και λειτουργεί σε πολλές πλατφόρμες ακόμα και αν δεν είναι της εταιρίας Arduino αλλά είναι παρεμφερές προϊόν ή ακόμα και με τη λήψη ειδικών εργαλείων καθίσταται δυνατός ο προγραμματισμός ακόμη και πλακετών που ουδεμία σχέση έχουν με τα προϊόντα της εταιρίας, όπως το NodeMCU ESP8266. Η γλώσσα προγραμματισμού στο Arduino IDE είναι η Wiring όπου είναι μια παραλλαγή της C++ και ένα σύνολο από βιβλιοθήκες (προ προγραμματισμένα κομμάτια προγραμμάτων που τα χρησιμοποιούμε στην υλοποίηση εφαρμογών, η εντολή για τη συμπερίληψη βιβλιοθήκης είναι `#include <όνομα βιβλιοθήκης.h>`). Το πρόγραμμα Arduino IDE μας επιτρέπει να κάνουμε ορθογραφικό έλεγχο στον κώδικα αλλά και διόρθωση κάποιων λογικών λαθών. Ύστερα από τον έλεγχο και τη μετάφραση του προγράμματος σε γλώσσα κατανοητή για τον μικροελεγκτή το πρόγραμμα έχει τη δυνατότητα να φορτώσει μέσω Usb τον κώδικα στην πλακέτα. Ενώ συγχρόνως μας δίνεται η δυνατότητα μέσα από το πρόγραμμα εφόσον εμείς έχουμε προγραμματίσει τον μικροελεγκτή να το κάνει, να βλέπουμε διάφορες τιμές μέσω της λειτουργίας παρακολούθησης από τον υπολογιστή μας της σειριακής θύρας (αυτό γίνεται μέσω της Usb). Παρακάτω ακολουθεί η απεικόνιση του περιβάλλοντος προγραμματισμού στο Arduino IDE.



```
pottest | Arduino 1.8.2
Αρχείο Επεξεργασία Σχέδιο Εργαλεία Βοήθεια
pottest
delayMicroseconds(6000 *sensorValue1*0.1);
lcd.setCursor(0,0); // Sets the cursor to col 0 and row 0
lcd.print("Freq (Hz):"); // Prints Sensor Val: to LCD
lcd.print(1/(average*0.006*0.1)); // Prints value on Potpin1 to LCD
lcd.setCursor(0,1); // Sets the cursor to col 0 and row 0
lcd.print("Voltage(%):"); // Prints Sensor Val: to LCD
lcd.print(analogRead(pot2)*0.0975); // Prints value on Potpin1 to LCD
}
else { //switch selector to 5V(arduino)
  sensorValue1=average;
  sensorValue2=analogRead(pot2);

  //1
  digitalWrite(stateon, HIGH);
  digitalWrite(stateoff, LOW);
  delayMicroseconds(6000 * sensorValue1*0.1);
lcd.setCursor(0,0); // Sets the cursor to col 0 and row 0
lcd.print("Freq (Hz):"); // Prints Sensor Val: to LCD
lcd.print(1/(average*0.006*0.1)); // Prints value on Potpin1 to LCD
lcd.setCursor(0,1); // Sets the cursor to col 0 and row 0
Ολοκλήρωση μεταγλώττισης.
Archiving built core (caching) in: C:\Users\JOHN_L-1\AppData\Local\Temp\arduino_cache_577924\core
Το σχέδιο χρησιμοποιεί 7128 bytes (2%) του χώρου αποθήκευσης του προγράμματος. Το μέγιστο είναι 2
Οι καθολικές μεταβλητές χρησιμοποιούν 477 bytes (5%) δυναμικής μνήμης, αφήνοντας 7715 bytes για τ
Arduino/Genuino Mega or Mega 2560, ATmega2560 (Mega 2560) στο COM9
```

(Σχήμα 4.5.4.1 περιβάλλοντος προγραμματισμού Arduino IDE)

5^ο Κεφάλαιο:

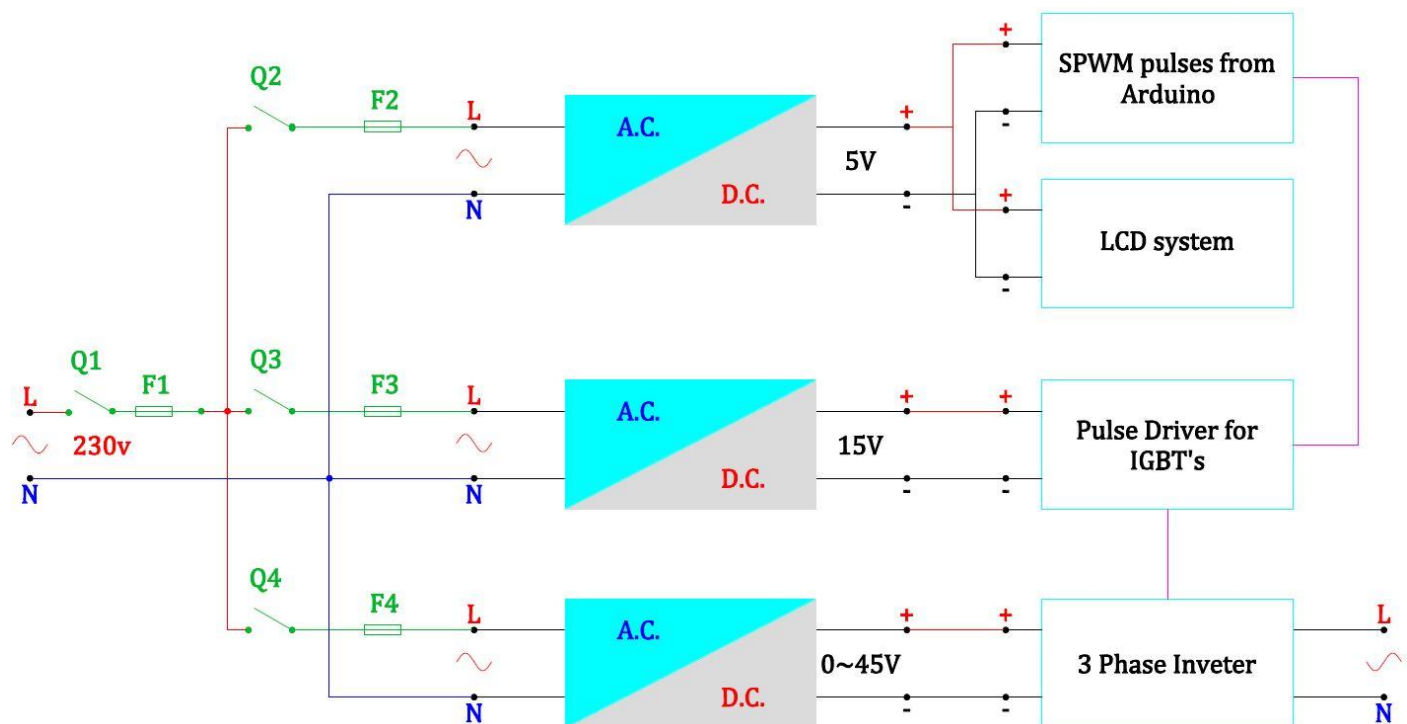
«Κατασκευή τριφασικού αντιστροφέα»

5.1 Εισαγωγή στο κατασκευαστικό μέρος του αντιστροφέα

Στο κεφάλαιο αυτό θα αναλυθούν εκτενώς τα μέρη από τα οποία αποτελείται ο τριφασικός αντιστροφέας με πληθώρα φωτογραφιών και σχηματικών των εκάστοτε κυκλωμάτων και σχηματικών των πλακετών αλλά και ο τρόπος λειτουργίας του κάθε συστήματος. Επίσης θα αναλυθεί ο κώδικας των μικροελεγκτών όπου γίνεται η παραγωγή των παλμών που ελέγχουν τον αντιστροφέα αλλά και ο κώδικας του μικροελεγκτή που ελέγχει την οθόνη όπου γίνεται η αναπαράσταση των τιμών του αντιστροφέα.

Τα μέρη από τα οποία αποτελείται ο τριφασικός αντιστροφέας είναι:

- Τροφοδοσία 5Volt DC για τα κυκλώματα ελέγχου των παλμών.
- Τροφοδοσία 15Volt DC για το κύκλωμα οδήγησης των ημιαγωγικών διακοπών.
- Τροφοδοσία 0-45Volt DC για την γενική τροφοδοσία του αντιστροφέα.
- Κύκλωμα ελέγχου παλμών οδήγησης των ημιαγωγικών διακοπών με τη χρήση Arduino.
- Κύκλωμα ελέγχου LCD οθόνης για την αναπαράσταση των βασικών τιμών του αντιστροφέα.
- Κύκλωμα οδήγησης των παλμών που ελέγχουν τους ημιαγωγικούς διακόπτες.
- Κύκλωμα τριφασικού αντιστροφέα.

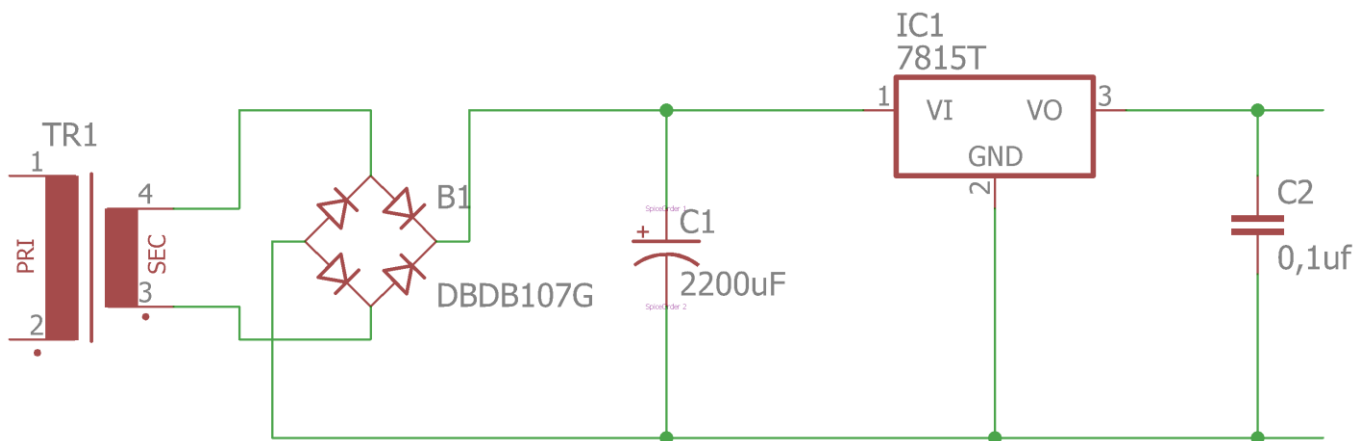


(Σχήμα 5.1.1 Μπλοκ διάγραμμα της δομής του τριφασικού αντιστροφέα)

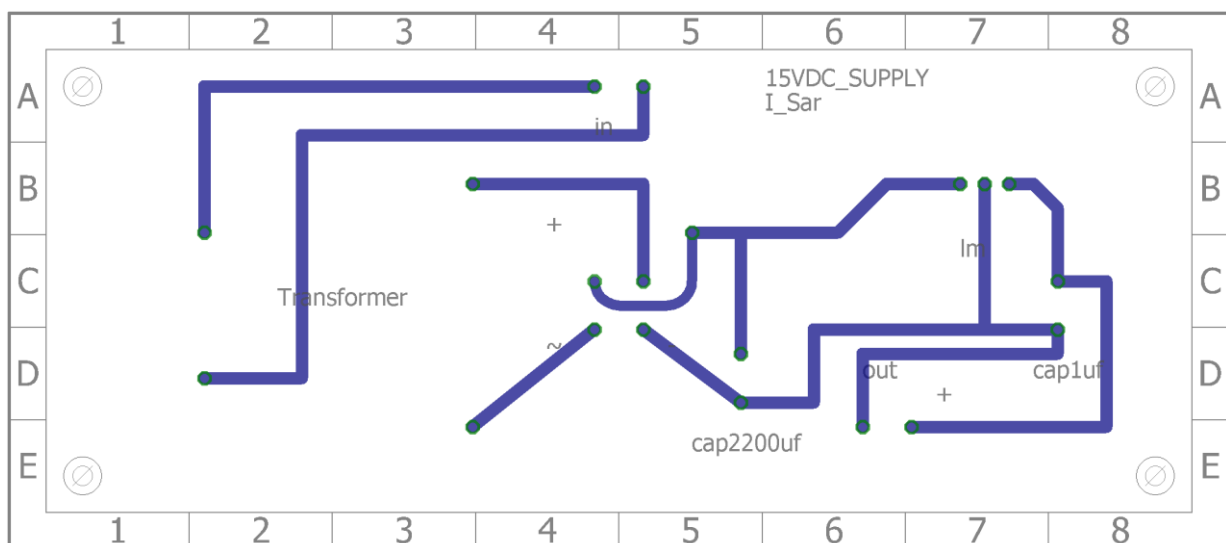
5.2 Κυκλώματα τροφοδοσίας

Ξεκινώντας με την τροφοδοσία των 2 συστημάτων που αποτελούνται από μικροελεγκτές, το επίπεδο τάσης που απαιτείται είναι τα 5V DC. Για τις ανάγκες αυτής της τροφοδοσίας έχει επιλεγεί ένα τροφοδοτικό 5V τεχνολογίας Switching με ονομαστική ισχύ τα 10W.

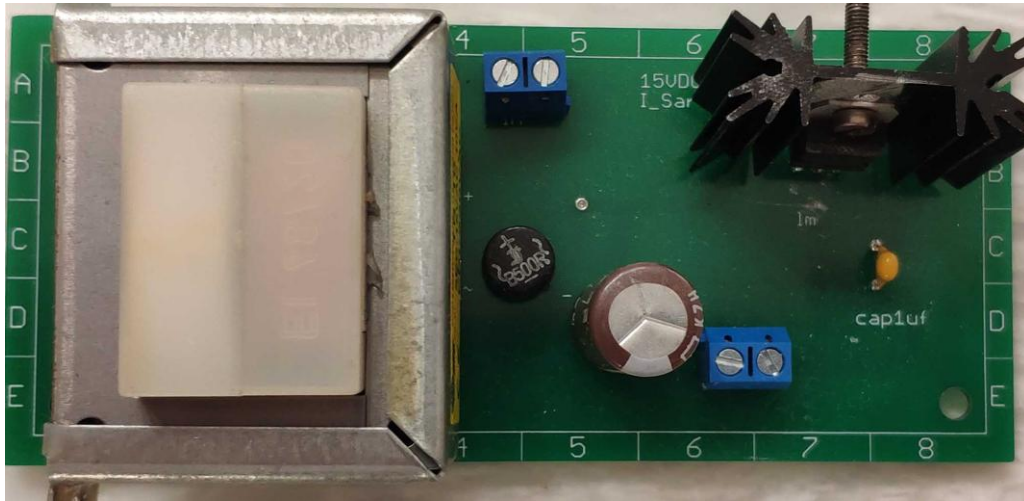
Για την τροφοδοσία του κυκλώματος που οδηγεί τους παλμούς των IGBT έχει επιλεγεί από τον κατασκευαστή των ολοκληρωμένων ως επιθυμητή τάση τα 15V DC. Για τις ανάγκες της τροφοδοσίας της συγκεκριμένης πλακέτας μελετήθηκε και κατασκευάστηκε τροφοδοτικό που στην έξοδο του μας δίνει 15V DC. Η αρχική τροφοδοσία του κυκλώματος αυτού είναι στα 230V AC και με τη χρήση μετασχηματιστή υποβιβασμού φτάνουμε σε ένα επίπεδο τάσης των 15V AC. Ύστερα γίνεται χρήση μονοφασικής γέφυρας πλήρους ανόρθωσης για τη μετατροπή του AC σε DC επίσης γίνεται χρήση του ολοκληρωμένου LM7815 για την εξομάλυνση και σταθεροποίηση της τάσης στο επιθυμητό επίπεδο. Τέλος γίνεται η χρήση δύο πυκνωτών για περαιτέρω εξομάλυνση της τάσης, ένας ηλεκτρολυτικός μεγάλης χωρητικότητας τοποθετείται πριν το ολοκληρωμένο για την κύρια εξομάλυνση της συνεχούς μεταβαλλόμενης τάσης και ένας κεραμικός πυκνωτής στην έξοδο του τροφοδοτικού για την τελική εξομάλυνση.



(Σχήμα 5.2.1 Σχηματικό διάγραμμα κυκλώματος τροφοδοτικού 15V DC.)



(Σχήμα 5.2.2 Κύκλωμα πλακέτας τροφοδοτικού 15V DC.)

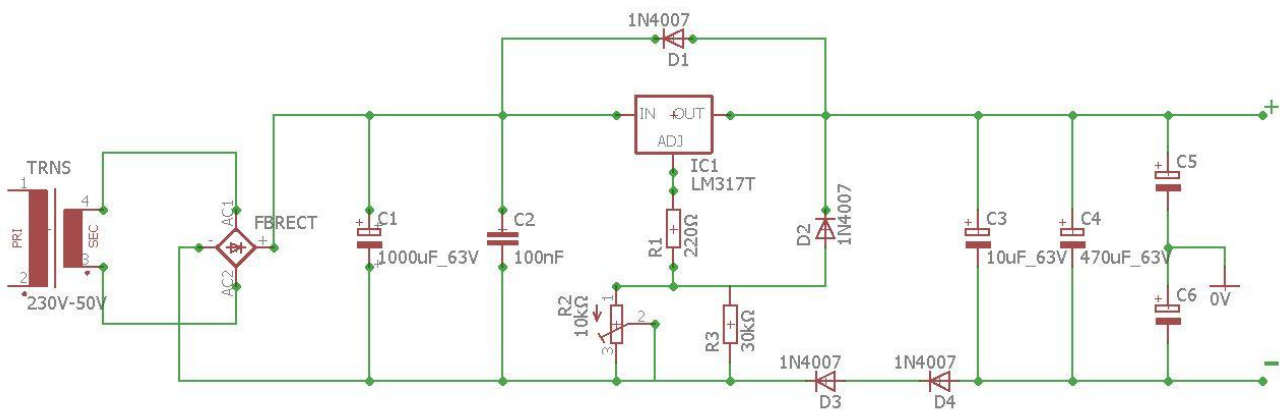


(Σχήμα 5.2.3 Απεικόνιση πλακέτας τροφοδοτικού 15V DC.)

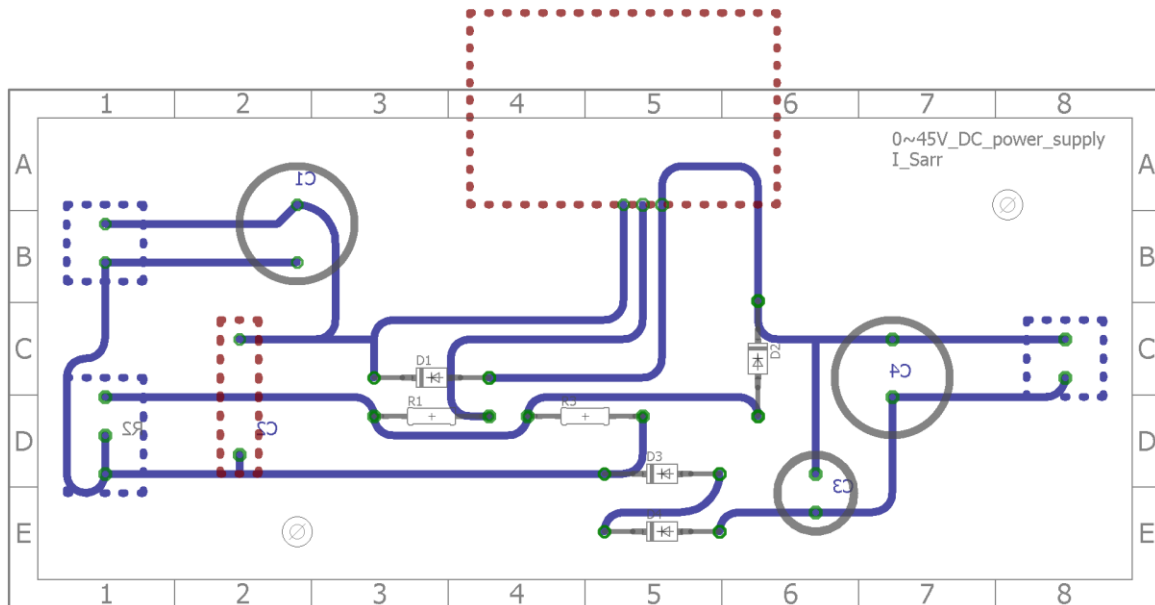
Τέλος για την τροφοδοσία των ημιαγωγικών διακοπών του αντιστροφέα μελετήθηκε και κατασκευάστηκε τροφοδοτικό μεταβλητής συνεχόμενης τάσης 1,25V έως 45V. Για τον έλεγχο της τάσης επιλέχθηκε το ολοκληρωμένο lm317HVT. Το διάστημα που μπορούμε να ελέγξουμε την τάση εξόδου από το ολοκληρωμένο καθορίζεται από τις αντιστάσεις που τοποθετούνται κατά τη συνδεσμολογία που φαίνεται στο σχήμα 5.2.4 και ο τύπος που μας δίνει τη μέγιστη τάση στην έξοδο είναι:

$$V_{out} = 1,25 \times \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \Rightarrow V_{out} = 1,25 \times \left(1 + \frac{10k\Omega \times 30k\Omega}{220\Omega} \right) = 43,86V$$

Οι πυκνωτές και σε αυτό το τροφοδοτικό έχουν επιλεγεί και χρησιμοποιηθεί όπως αντιστοίχως και στο προηγούμενο κομμάτι. Η δίοδος D1 που είναι συνδεδεμένη μεταξύ της εξόδου και της εισόδου, χρησιμεύει για να προστατεύει το ολοκληρωμένο κάθε φορά που διακόπτεται η λειτουργία του τροφοδοτικού. Χωρίς αυτή την δίοδο η τάση των πυκνωτών C3 & C4 και θα επέστρεφε στην είσοδο του ολοκληρωμένου και θα το κατέστρεφε. Ενώ οι δίοδοι D3 και D4 προστατεύουν το ολοκληρωμένο σε περίπτωση που έχουμε κάποια επιστροφή τάσης από την έξοδο προς το ολοκληρωμένο.



(Σχήμα 5.2.4 Σχηματικό διάγραμμα κυκλώματος τροφοδοτικού 0~45V DC.)



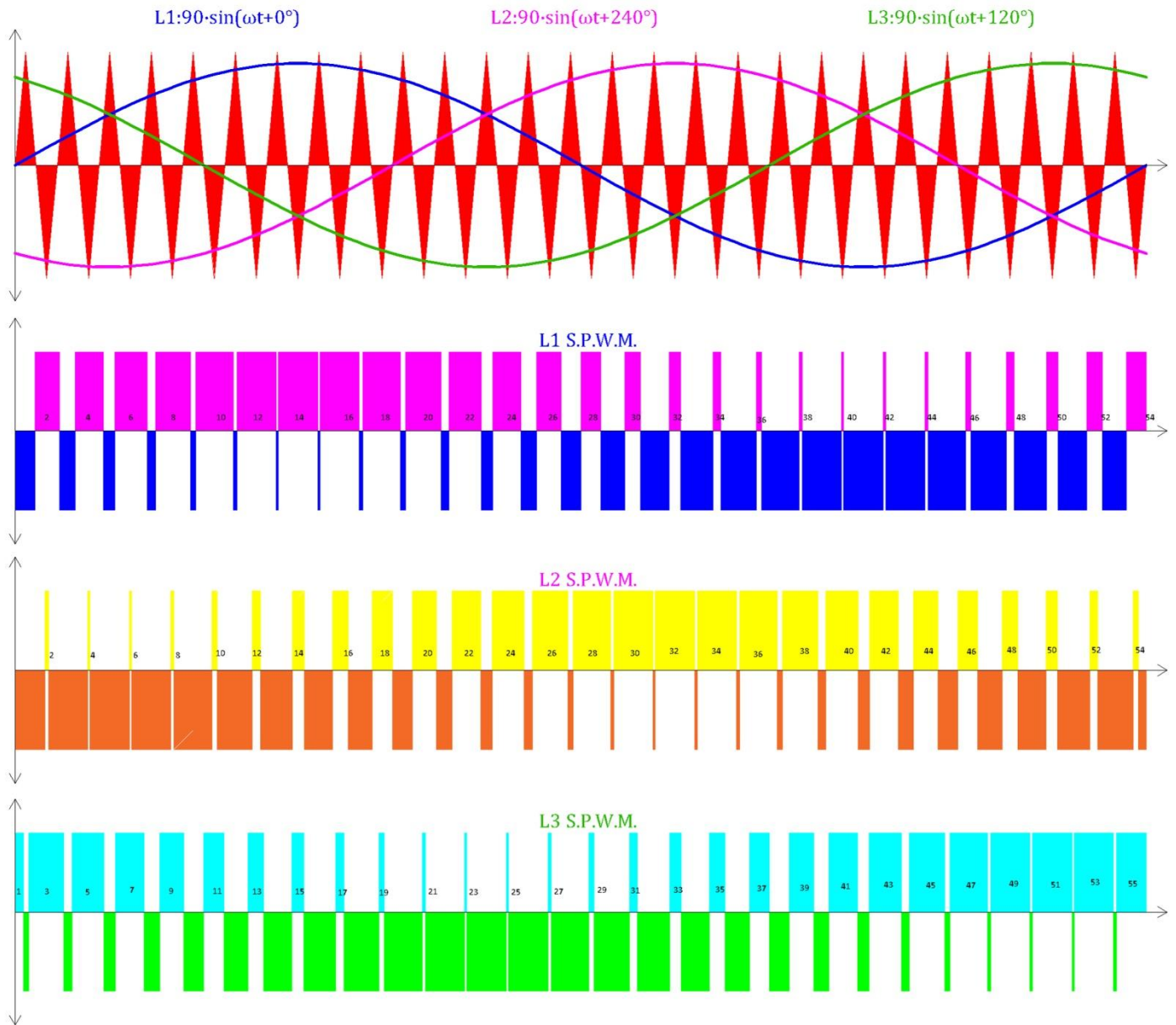
(Σχήμα 5.2.5 Κύκλωμα πλακέτας τροφοδοτικού 0~45V DC.)



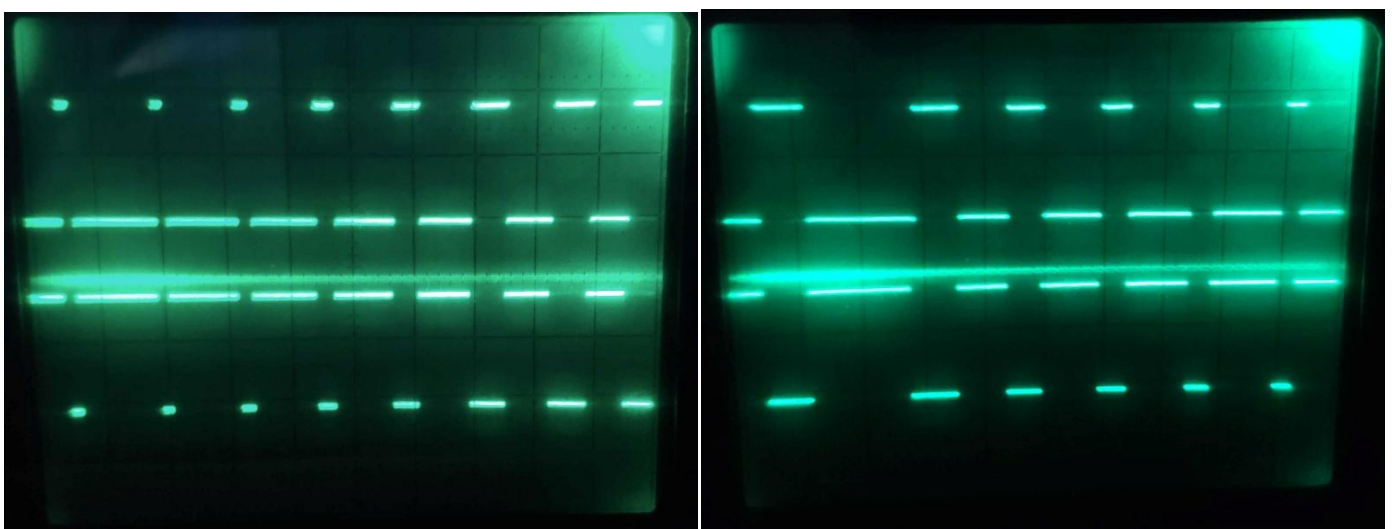
(Σχήμα 5.2.6 Απεικόνιση πλακέτας τροφοδοτικού 0~45V DC.)

5.3 Σύστημα παραγωγής παλμών τεχνικής SPWM

Στα πλαίσια της διπλωματικής εργασίας ο έλεγχος των παλμών του τριφασικού αντιστροφέα γίνεται με τη χρήση της τεχνικής SPWM και ο συντελεστής διαμόρφωσης της συχνότητας m_f και του πλάτους m_a είναι σταθερός. Οι τιμές των συντελεστών για αυτόν της συχνότητας είναι $m_f=27$ και για αυτόν του πλάτους $m_a=0,9$. Όπως φαίνεται και παραπάνω ο λόγος διαμόρφωσης της συχνότητας είναι 27. Όπου αυτό είναι πολλαπλάσιο του 3 και περιττός αριθμός. Έτσι με αυτόν τον τρόπο η τάση εξόδου δεν θα περιέχει ζυγές αρμονικές συνιστώσες ενώ ο αριθμός αυτός είναι ακέραιος ώστε να μην έχουμε υποαρμονικές συνιστώσες. Ωστόσο ο τρόπος λειτουργίας της τεχνικής SPWM έχει αναλυθεί στο κεφάλαιο 2.6. Για την παραγωγή των παλμών σε πρώτο στάδιο σχεδιάστηκαν οι κυματομορφές των σημάτων αναφοράς (ημιτονικά σήματα) και του φέροντος σήματος (τριγωνικός εναλλασσόμενος παλμός). Ύστερα έγινε η σύγκριση του τριφασικού σήματος αναφοράς με το φέρον σήμα και από εκεί βρέθηκαν οι παλμοί εξόδου που θα οδηγούν τον τριφασικό αντιστροφέα. Παρακάτω ακολουθεί στο σχήμα 5.3.1 η αναπαράσταση των σημάτων αναφοράς, του φέροντος σήματος και των παλμών.



(Σχήμα 5.3.1 Αναπαράσταση σημάτων αναφοράς, φέροντος σήματος και παλμών εξόδου)



(Σχήμα 5.3.2 Απεικόνιση παλμών τεχνικής SPWM από τους μικροελεγκτές)

Από το σχήμα 5.3.1 αφού έχουμε συγκρίνει τα σήματα αναφοράς με το φέρον σήμα από εκεί για κάθε φάση μπορούμε να βρούμε το ζεύγος παλμών που θα ελέγχει το ζεύγος των IGBT για την κάθε φάση.

- Για την πρώτη φάση οι παλμοί που ελέγχουν το IGBT S_1 είναι οι μωβ παλμοί, ενώ αυτοί που ελέγχουν το IGBT S_4 είναι οι μπλε παλμοί.
- Για τη δεύτερη φάση οι παλμοί που ελέγχουν το IGBT S_3 είναι οι κίτρινοι παλμοί και αυτοί που ελέγχουν το IGBT S_6 είναι οι πορτοκαλί παλμοί.
- Τέλος για την Τρίτη φάση οι παλμοί που ελέγχουν το IGBT S_5 είναι οι γαλάζιοι παλμοί και αυτοί που ελέγχουν το IGBT S_2 είναι οι πράσινοι παλμοί.

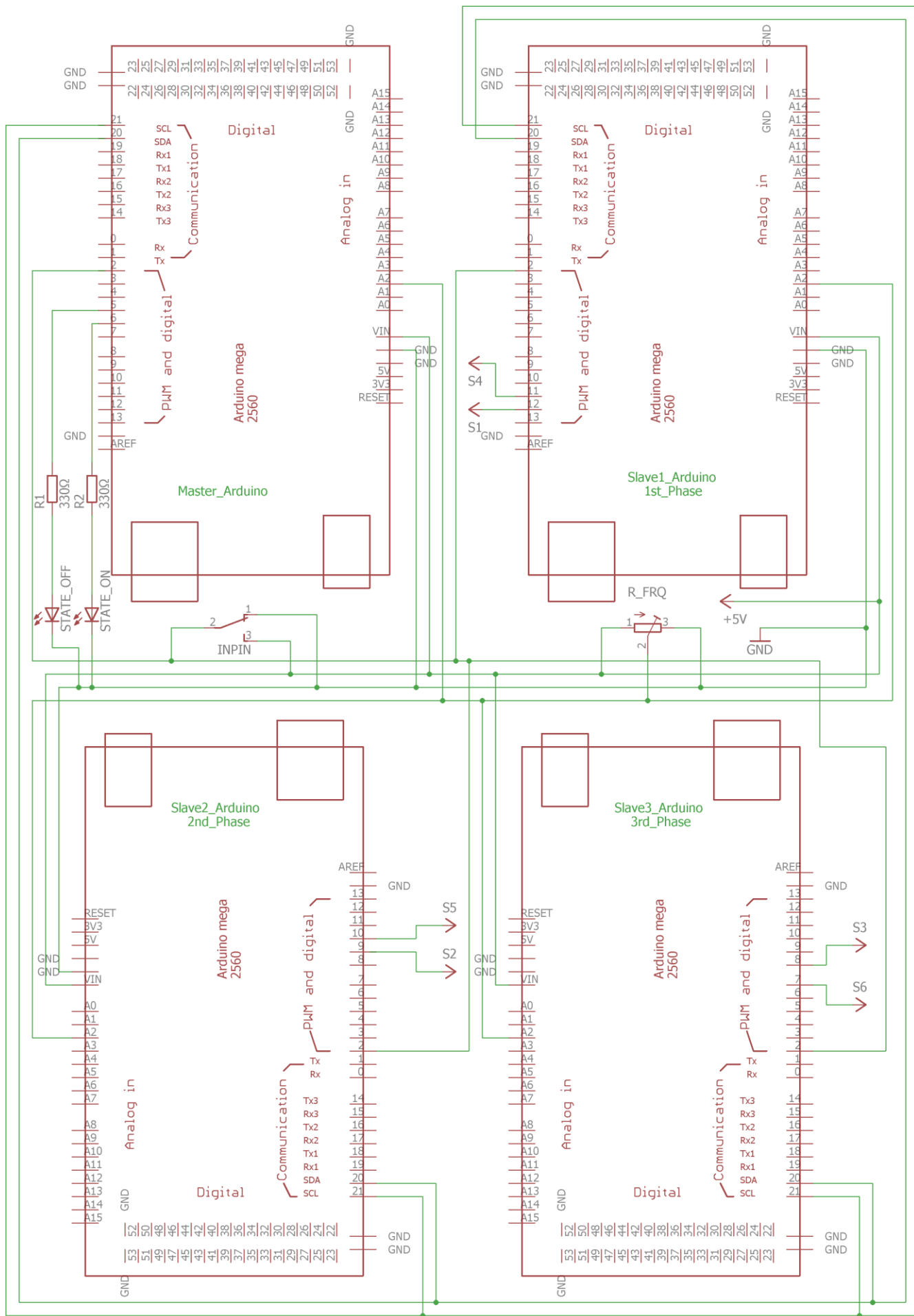
Ύστερα από το σχήμα 5.3.1 καταγράφηκαν τα πλάτη των παλμών και η θεμελιώδης συχνότητα του συστήματος αρχικά υπολογίστηκε στα 83,33Hz. Ωστόσο για μεγαλύτερη ακρίβεια αυτή η συχνότητα αυξήθηκε στα 166,66Hz διαιρώντας τους χρόνους των παλμών δια 2. Στη συνέχεια οι εκάστοτε χρόνοι των παλμών στρογγυλοποιήθηκαν σε ακέραιους αριθμούς ώστε να μπορέσει να γίνει η εισαγωγή τους στο πρόγραμμα που ελέγχει τους μικροελεγκτές. Στους πίνακες που ακολουθούν στη συνέχεια φαίνονται αναλυτικά αυτοί οι χρόνοι για κάθε φάση αλλά και η διαδικασία που ακολουθήθηκε.

Όσον αναφορά για το σύστημα των μικροελεγκτών χρησιμοποιήθηκαν τέσσερις μικροελεγκτές Arduino Mega. Ο πρώτος μικροελεγκτής λειτουργεί ως master σύστημα που επιτηρεί τους υπόλοιπους τρεις μικροελεγκτές αλλά και τους χρονισμούς τους. Ενώ οι υπόλοιποι τρεις λειτουργούν ως slave συστήματα και παράγουν τους παλμούς εξόδου, ο καθένας για κάθε φάση επομένως και το ζεύγος των ημιαγωγικών διακοπών. Η λειτουργία και επικοινωνία του συστήματος master/slave γίνεται από τις θύρες σειριακής επικοινωνίας SDA/SCL (θύρα20: SDA, θύρα21:SCL) όπου και έχουν συνδεθεί και οι τέσσερις μικροελεγκτές. Για τον έλεγχο της συχνότητας των παλμών υπάρχει ένα ποτενσιόμετρο ακριβείας 10 στροφών (R_FRQ) με εύρος αντίστασης $0 \sim 10k\Omega$ και έχει συνδεθεί και αυτό αντίστοιχα σε όλους τους μικροελεγκτές. Για την έναρξη λειτουργίας των παλμών έχει τοποθετηθεί μεταγωγικός διακόπτης (INPIN) στις ψηφιακές θύρες No2 των μικροελεγκτών όπου κατά την παύση λειτουργίας των παλμών η τιμή που έχει η common επαφή του διακόπτη είναι 0V ενώ κατά την έναρξη λειτουργίας των παλμών η τιμή της επαφής common είναι στα 5V. Επίσης στο master Arduino όταν η ψηφιακή θύρα 4 έχει στη είσοδο της 0V θα ενεργοποιείται ένα κόκκινο LED(STATE_OFF) ενώ όταν θα έχει στην είσοδο της η ψηφιακή θύρα 5V θα ενεργοποιείται ένα πράσινο LED (STATE_ON). Ωστόσο ο κώδικας λειτουργίας του συστήματος των μικροελεγκτών θα αναλυθεί βήμα προς βήμα παρακάτω. Τέλος η τάση τροφοδοσίας για το σύστημα αυτό θα προέρχεται από τροφοδοτικό των 5V. Η κυκλωματική απεικόνιση των μικροελεγκτών φαίνεται στο σχήμα 5.3.3 .

Πίνακας 5.3.1 χρονικών στοιχείων πρώτης φάσης που θα εισαχθούν στο πρόγραμμα									
Number	S1 , S4	Autocad	time (microsec)@83.33Hz & T=12msec	time (microsec) for arduino	Period (μs)	Arduino Values	SUMMARY	SPWM period (ms)	Sinus freq (Hz)
1	0, 1	18	211,2672	105,6336	6000,0948	106	6000	6	166,6666667
2	1, 0	21,4629	257,5548	128,7774	6000,0948	129	6000	6	166,6666667
3	0, 1	13,776	165,312	82,656	6000,0948	83	6000	6	166,6666667
4	1, 0	25,1571	301,8852	150,9426	6000,0948	151	6000	6	166,6666667
5	0, 1	10,2105	122,526	61,263	6000,0948	61	6000	6	166,6666667
6	1, 0	28,4812	341,7744	170,8872	6000,0948	171	6000	6	166,6666667
7	0, 1	7,0943	85,1316	42,5658	6000,0948	43	6000	6	166,6666667
8	1, 0	31,2594	375,1128	187,5564	6000,0948	187	6000	6	166,6666667
9	0, 1	4,5989	55,1868	27,5934	6000,0948	28	6000	6	166,6666667
10	1, 0	33,3488	400,1856	200,0928	6000,0948	200	6000	6	166,6666667
11	0, 1	2,8587	34,3044	17,1522	6000,0948	17	6000	6	166,6666667
12	1, 0	34,6446	415,7352	207,8676	6000,0948	208	6000	6	166,6666667
13	0, 1	1,9654	23,5848	11,7924	6000,0948	12	6000	6	166,6666667
14	1, 0	35,0836	421,0032	210,5016	6000,0948	210	6000	6	166,6666667
15	0, 1	0,9392	11,2704	5,6352	6000,0948	5	6000	6	166,6666667
16	1, 0	35,6708	428,0496	214,0248	6000,0948	214	6000	6	166,6666667
17	0, 1	2,8587	34,3044	17,1522	6000,0948	17	6000	6	166,6666667
18	1, 0	33,3488	400,1856	200,0928	6000,0948	200	6000	6	166,6666667
19	0, 1	4,5989	55,1868	27,5934	6000,0948	28	6000	6	166,6666667
20	1, 0	31,2594	375,1128	187,5564	6000,0948	187	6000	6	166,6666667
21	0, 1	7,0943	85,1316	42,5658	6000,0948	43	6000	6	166,6666667
22	1, 0	28,4812	341,7744	170,8872	6000,0948	171	6000	6	166,6666667
23	0, 1	10,2105	122,526	61,263	6000,0948	61	6000	6	166,6666667
24	1, 0	25,1571	301,8852	150,9426	6000,0948	151	6000	6	166,6666667
25	0, 1	13,7776	165,3312	82,6656	6000,0948	82	6000	6	166,6666667
26	1, 0	21,4629	257,5548	128,7774	6000,0948	129	6000	6	166,6666667
27	0, 1	17,5989	211,1868	105,5934	6000,0948	106	6000	6	166,6666667
28	1, 0	17,5989	211,1868	105,5934	6000,0948	106	6000	6	166,6666667
29	0, 1	21,4629	257,5548	128,7774	6000,0948	129	6000	6	166,6666667
30	1, 0	13,7776	165,3312	82,6656	6000,0948	82	6000	6	166,6666667
31	0, 1	25,1571	301,8852	150,9426	6000,0948	151	6000	6	166,6666667
32	1, 0	10,2105	122,526	61,263	6000,0948	61	6000	6	166,6666667
33	0, 1	28,4812	341,7744	170,8872	6000,0948	171	6000	6	166,6666667
34	1, 0	7,0943	85,1316	42,5658	6000,0948	43	6000	6	166,6666667
35	0, 1	31,2594	375,1128	187,5564	6000,0948	187	6000	6	166,6666667
36	1, 0	4,5989	55,1868	27,5934	6000,0948	28	6000	6	166,6666667
37	0, 1	33,3488	400,1856	200,0928	6000,0948	200	6000	6	166,6666667
38	1, 0	2,8757	34,5084	17,2542	6000,0948	17	6000	6	166,6666667
39	0, 1	34,6446	415,7352	207,8676	6000,0948	208	6000	6	166,6666667
40	1, 0	1,9654	23,5848	11,7924	6000,0948	12	6000	6	166,6666667
41	0, 1	35,0836	421,0032	210,5016	6000,0948	210	6000	6	166,6666667
42	1, 0	1,9654	23,5848	11,7924	6000,0948	12	6000	6	166,6666667
43	0, 1	34,6446	415,7352	207,8676	6000,0948	208	6000	6	166,6666667
44	1, 0	2,8587	34,3044	17,1522	6000,0948	17	6000	6	166,6666667
45	0, 1	33,3488	400,1856	200,0928	6000,0948	200	6000	6	166,6666667
46	1, 0	4,5989	55,1868	27,5934	6000,0948	28	6000	6	166,6666667
47	0, 1	31,2594	375,1128	187,5564	6000,0948	187	6000	6	166,6666667
48	1, 0	7,0943	85,1316	42,5658	6000,0948	43	6000	6	166,6666667
49	0, 1	28,4811	341,7732	170,8866	6000,0948	171	6000	6	166,6666667
50	1, 0	10,2105	122,526	61,263	6000,0948	61	6000	6	166,6666667
51	0, 1	25,1571	301,8852	150,9426	6000,0948	151	6000	6	166,6666667
52	1, 0	13,7776	165,3312	82,6656	6000,0948	83	6000	6	166,6666667
53	0, 1	21,4628	257,5536	128,7768	6000,0948	129	6000	6	166,6666667
54	1, 0	17,5924	211,1088	105,5544	6000,0948	105	6000	6	166,6666667

Πίνακας 5.3.2 χρονικών στοιχείων δεύτερης φάσης που θα εισαχθούν στο πρόγραμμα									
Number	S3 , S6	Autocad	time (microseconds)@83.33Hz & T=12msec	time (microseconds) arduino	Period (μs)	Arduino Values	SUMMARY	SPWM period (ms)	Sinus freq (Hz)
1	0 , 1	26,3123	315,7476	157,8738	6000,2646	158	6000	6	166,6666667
2	1 , 0	2,8893	34,6716	17,3358	6000,2646	17	6000	6	166,6666667
3	0 , 1	34,6364	415,6368	207,8184	6000,2646	208	6000	6	166,6666667
4	1 , 0	1,9555	23,466	11,733	6000,2646	12	6000	6	166,6666667
5	0 , 1	35,0868	421,0416	210,5208	6000,2646	210	6000	6	166,6666667
6	1 , 0	1,9684	23,6208	11,8104	6000,2646	12	6000	6	166,6666667
7	0 , 1	34,6435	415,722	207,861	6000,2646	208	6000	6	166,6666667
8	1 , 0	2,8579	34,2948	17,1474	6000,2646	17	6000	6	166,6666667
9	0 , 1	33,3491	400,1892	200,0946	6000,2646	200	6000	6	166,6666667
10	1 , 0	4,5991	55,1892	27,5946	6000,2646	28	6000	6	166,6666667
11	0 , 1	31,2593	375,1116	187,5558	6000,2646	187	6000	6	166,6666667
12	1 , 0	7,0942	85,1304	42,5652	6000,2646	42	6000	6	166,6666667
13	0 , 1	28,4812	341,7744	170,8872	6000,2646	171	6000	6	166,6666667
14	1 , 0	10,2105	122,526	61,263	6000,2646	61	6000	6	166,6666667
15	0 , 1	25,17	302,04	151,02	6000,2646	151	6000	6	166,6666667
16	1 , 0	13,7776	165,3312	82,6656	6000,2646	83	6000	6	166,6666667
17	0 , 1	21,4629	257,5548	128,7774	6000,2646	129	6000	6	166,6666667
18	1 , 0	17,5989	211,1868	105,5934	6000,2646	106	6000	6	166,6666667
19	0 , 1	17,5989	211,1868	105,5934	6000,2646	106	6000	6	166,6666667
20	1 , 0	21,4629	257,5548	128,7774	6000,2646	129	6000	6	166,6666667
21	0 , 1	13,7776	165,3312	82,6656	6000,2646	83	6000	6	166,6666667
22	1 , 0	25,171	302,052	151,026	6000,2646	151	6000	6	166,6666667
23	0 , 1	10,2105	122,526	61,263	6000,2646	61	6000	6	166,6666667
24	1 , 0	28,4812	341,7744	170,8872	6000,2646	171	6000	6	166,6666667
25	0 , 1	7,0943	85,1316	42,5658	6000,2646	42	6000	6	166,6666667
26	1 , 0	31,2594	375,1128	187,5564	6000,2646	187	6000	6	166,6666667
27	0 , 1	4,5989	55,1868	27,5934	6000,2646	28	6000	6	166,6666667
28	1 , 0	33,3488	400,1856	200,0928	6000,2646	200	6000	6	166,6666667
29	0 , 1	2,8757	34,5084	17,2542	6000,2646	17	6000	6	166,6666667
30	1 , 0	34,6446	415,7352	207,8676	6000,2646	208	6000	6	166,6666667
31	0 , 1	1,9654	23,5848	11,7924	6000,2646	12	6000	6	166,6666667
32	1 , 0	35,0836	421,0032	210,5016	6000,2646	210	6000	6	166,6666667
33	0 , 1	1,9654	23,5848	11,7924	6000,2646	12	6000	6	166,6666667
34	1 , 0	34,6446	415,7352	207,8676	6000,2646	208	6000	6	166,6666667
35	0 , 1	2,8587	34,3044	17,1522	6000,2646	17	6000	6	166,6666667
36	1 , 0	33,3488	400,1856	200,0928	6000,2646	200	6000	6	166,6666667
37	0 , 1	4,5989	55,1868	27,5934	6000,2646	28	6000	6	166,6666667
38	1 , 0	31,2594	375,1128	187,5564	6000,2646	187	6000	6	166,6666667
39	0 , 1	7,0943	85,1316	42,5658	6000,2646	42	6000	6	166,6666667
40	1 , 0	28,4812	341,7744	170,8872	6000,2646	171	6000	6	166,6666667
41	0 , 1	10,2105	122,526	61,263	6000,2646	61	6000	6	166,6666667
42	1 , 0	25,1571	301,8852	150,9426	6000,2646	151	6000	6	166,6666667
43	0 , 1	13,7776	165,3312	82,6656	6000,2646	83	6000	6	166,6666667
44	1 , 0	21,4629	257,5548	128,7774	6000,2646	129	6000	6	166,6666667
45	0 , 1	17,5989	211,1868	105,5934	6000,2646	106	6000	6	166,6666667
46	1 , 0	17,5983	211,1796	105,5898	6000,2646	106	6000	6	166,6666667
47	0 , 1	21,4638	257,5656	128,7828	6000,2646	129	6000	6	166,6666667
48	1 , 0	13,7785	165,342	82,671	6000,2646	83	6000	6	166,6666667
49	0 , 1	25,1546	301,8552	150,9276	6000,2646	151	6000	6	166,6666667
50	1 , 0	10,2102	122,5224	61,2612	6000,2646	61	6000	6	166,6666667
51	0 , 1	28,4889	341,8668	170,9334	6000,2646	171	6000	6	166,6666667
52	1 , 0	7,087	85,044	42,522	6000,2646	42	6000	6	166,6666667
53	0 , 1	31,2357	374,8284	187,4142	6000,2646	187	6000	6	166,6666667
54	1 , 0	4,6416	55,6992	27,8496	6000,2646	28	6000	6	166,6666667
55	0 , 1	7,0015	84,018	42,009	6000,2646	42	6000	6	166,6666667

Πίνακας 5.3.3 χρονικών στοιχείων τρίτης φάσης που θα εισαχθούν στο πρόγραμμα									
Number	S5 , S2	Autocad	time (microsec)@83.33Hz	time (microsec) arduino	Period (μs)	Arduino Values	SUMMARY	SPWM period (ms)	Sinus freq (Hz)
1	1, 0	7,0149	84,1788	42,0894	6000,1038	42	6000	6	166,666667
2	0, 1	4,6416	55,6992	27,8496	6000,1038	28	6000	6	166,666667
3	1, 0	31,2357	374,8284	187,4142	6000,1038	187	6000	6	166,666667
4	0, 1	7,087	85,044	42,522	6000,1038	42	6000	6	166,666667
5	1, 0	28,4889	341,8668	170,9334	6000,1038	171	6000	6	166,666667
6	0, 1	10,2102	122,5224	61,2612	6000,1038	61	6000	6	166,666667
7	1, 0	25,1546	301,8552	150,9276	6000,1038	151	6000	6	166,666667
8	0, 1	13,7785	165,342	82,671	6000,1038	83	6000	6	166,666667
9	1, 0	21,4638	257,5656	128,7828	6000,1038	129	6000	6	166,666667
10	0, 1	17,5983	211,1796	105,5898	6000,1038	106	6000	6	166,666667
11	1, 0	17,5989	211,1868	105,5934	6000,1038	106	6000	6	166,666667
12	0, 1	21,4629	257,5548	128,7774	6000,1038	129	6000	6	166,666667
13	1, 0	13,7776	165,3312	82,6656	6000,1038	83	6000	6	166,666667
14	0, 1	25,1571	301,8852	150,9426	6000,1038	151	6000	6	166,666667
15	1, 0	10,2105	122,526	61,263	6000,1038	61	6000	6	166,666667
16	0, 1	28,4812	341,7744	170,8872	6000,1038	171	6000	6	166,666667
17	1, 0	7,0943	85,1316	42,5658	6000,1038	43	6000	6	166,666667
18	0, 1	31,2594	375,1128	187,5564	6000,1038	187	6000	6	166,666667
19	1, 0	4,5989	55,1868	27,5934	6000,1038	28	6000	6	166,666667
20	0, 1	33,3488	400,1856	200,0928	6000,1038	200	6000	6	166,666667
21	1, 0	2,8757	34,5084	17,2542	6000,1038	17	6000	6	166,666667
22	0, 1	34,6446	415,7352	207,8676	6000,1038	208	6000	6	166,666667
23	1, 0	1,9654	23,5848	11,7924	6000,1038	12	6000	6	166,666667
24	0, 1	35,0836	421,0032	210,5016	6000,1038	210	6000	6	166,666667
25	1, 0	1,9654	23,5848	11,7924	6000,1038	12	6000	6	166,666667
26	0, 1	34,6446	415,7352	207,8676	6000,1038	208	6000	6	166,666667
27	1, 0	2,8587	34,3044	17,1522	6000,1038	17	6000	6	166,666667
28	0, 1	33,3488	400,1856	200,0928	6000,1038	200	6000	6	166,666667
29	1, 0	4,5989	55,1868	27,5934	6000,1038	28	6000	6	166,666667
30	0, 1	31,2594	375,1128	187,5564	6000,1038	187	6000	6	166,666667
31	1, 0	7,0943	85,1316	42,5658	6000,1038	43	6000	6	166,666667
32	0, 1	28,4811	341,7732	170,8866	6000,1038	171	6000	6	166,666667
33	1, 0	10,2105	122,526	61,263	6000,1038	61	6000	6	166,666667
34	0, 1	25,1571	301,8852	150,9426	6000,1038	151	6000	6	166,666667
35	1, 0	13,7776	165,3312	82,6656	6000,1038	83	6000	6	166,666667
36	0, 1	21,4628	257,5536	128,7768	6000,1038	129	6000	6	166,666667
37	1, 0	17,5991	211,1892	105,5946	6000,1038	105	6000	6	166,666667
38	0, 1	17,5987	211,1844	105,5922	6000,1038	105	6000	6	166,666667
39	1, 0	21,4631	257,5572	128,7786	6000,1038	129	6000	6	166,666667
40	0, 1	13,7776	165,3312	82,6656	6000,1038	83	6000	6	166,666667
41	1, 0	25,157	301,884	150,942	6000,1038	151	6000	6	166,666667
42	0, 1	10,2105	122,526	61,263	6000,1038	61	6000	6	166,666667
43	1, 0	28,4812	341,7744	170,8872	6000,1038	171	6000	6	166,666667
44	0, 1	7,0942	85,1304	42,5652	6000,1038	42	6000	6	166,666667
45	1, 0	31,2593	375,1116	187,5558	6000,1038	187	6000	6	166,666667
46	0, 1	4,5991	55,1892	27,5946	6000,1038	28	6000	6	166,666667
47	1, 0	33,3491	400,1892	200,0946	6000,1038	200	6000	6	166,666667
48	0, 1	2,8579	34,2948	17,1474	6000,1038	17	6000	6	166,666667
49	1, 0	34,6435	415,722	207,861	6000,1038	208	6000	6	166,666667
50	0, 1	1,9684	23,6208	11,8104	6000,1038	12	6000	6	166,666667
51	1, 0	35,0868	421,0416	210,5208	6000,1038	210	6000	6	166,666667
52	0, 1	1,9555	23,466	11,733	6000,1038	12	6000	6	166,666667
53	1, 0	34,6364	415,6368	207,8184	6000,1038	208	6000	6	166,666667
54	0, 1	2,8893	34,6716	17,3358	6000,1038	17	6000	6	166,666667
55	1, 0	26,299	315,588	157,794	6000,1038	158	6000	6	166,666667



(Σχήμα 5.3.3 Κύκλωμα συστήματος μικροελεγκτών για τον έλεγχο των παλμών των IGBT)

Το προγραμματιστικό κομμάτι αυτού του συστήματος είναι και το σημαντικότερο αφού ελέγχει την όλη λειτουργία του αντιστροφέα. Το πρώτο κομμάτι που θα αναλυθεί είναι αυτό του πρώτου μικροελεγκτή που λειτουργεί ως master μικροελεγκτής και ελέγχει τον χρονισμό και τη σωστή λειτουργία των υπόλοιπων τριών μικροελεγκτών. Ο συγχρονισμός και η επικοινωνία στο πρόγραμμα γίνεται μέσω της βιβλιοθήκης **Wire**. Για μεγαλύτερη ακρίβεια στο σύστημα μας έχει επιλεγεί να χρησιμοποιείται ο μέσος όρος των μετρήσεων που προέρχονται από το ποτενσιόμετρο που ελέγχει τη συχνότητα μέσω της αναλογικής θύρας A2.



```
master_spwm | Arduino 1.8.7
Αρχείο Επεξεργασία Σχέδιο Εργαλεία Βοήθεια

master_spwm

#include <Wire.h>

const int numReadings = 11;
int readings[numReadings]; // the readings from the analog input
int readIndex = 0; // the index of the current reading
int total = 0; // the running total
int average = 0; // the average
int sensorValue = 0;
int pMin = 1;
int pMax = 1023;
int z = 0;
int stateon = 6;
int stateoff = 5;
int inPin = 2;
int val = 0;
int pot = A2;

void setup() {
  Wire.begin();
  pinMode(pot, INPUT);
  pinMode(stateon, OUTPUT);
  pinMode(stateoff, OUTPUT);
  pinMode(inPin, INPUT);

  for (int thisReading = 0; thisReading < numReadings; thisReading++) {
    readings[thisReading] = 0;
  }
}

byte x = 0;
// the loop function runs over and over again forever
void loop() {
  Wire.beginTransmission(6); //Transmit to device 6
  Wire.beginTransmission(7); //Transmit to device 7
  Wire.beginTransmission(8); //Transmit to device 8
  Wire.write("x is ");
  Wire.write(x);
  Wire.endTransmission();

  x++;

  z = analogRead(pot);
  z = map(z, pMin, pMax, 10, 1000);

  // subtract the last reading:
```

Στη συγκεκριμένη περίπτωση έχει επιλεγθεί ανά 11 μετρήσεις να βγαίνει ο μέσος όρος αυτών και το εύρος τιμών που θα διαβάζουν οι μικροελεγκτές από την αναλογική είσοδο θα είναι από 10 έως 1000 (εύρος τιμών αναλογικών εισόδων 0 ~ 1024). Ύστερα αυτή η τιμή θα πολλαπλασιάζεται με το 6000 (6000 μικροδευτερόλεπτα είναι ο χρόνος της βασικής περιόδου με θεμελιώδη συχνότητα στα 166,666Hz) και στη συνέχεια με 0,1 δηλαδή: $6000 \times (\text{Τιμή αναλογικής εισόδου } A2) \times 0,1$ ώστε όταν θα υπάρχει στον κώδικα εντολή `delaymicroseconds` που στο σύνολο τους και στους υπόλοιπους τρεις μικροελεγκτές θα είναι $6000 \times (\text{Τιμή αναλογικής εισόδου } A2) \times 0,1$ να συγχρονίζεται και ο βασικός (master) μικροελεγκτής. Επίσης στην ψηφιακή είσοδο 2 των μικροελεγκτών έχει συνδεθεί και ο μεταγωγικός διακόπτης INPIN που προαναφέρθηκε όπου εάν η ψηφιακή είσοδος διαβάζει κατάσταση LOW 0V τότε ανάβει ένα ενδεικτικό κόκκινο LED που είναι συνδεδεμένη στην ψηφιακή θύρα 5. Ενώ εάν διαβάζει κατάσταση HIGH 5V τότε θα ανάβει ένα πράσινο LED όπου στη συνέχεια των υπόλοιπων 3 προγραμμάτων θα δούμε πως τότε γίνεται και η έναρξη δημιουργίας των παλμών.

```

    // subtract the last reading:
    total = total - readings[readIndex];
    // read from the sensor:
    readings[readIndex] = z;
    // add the reading to the total:
    total = total + readings[readIndex];
    // advance to the next position in the array:
    readIndex = readIndex + 1;

    // if we're at the end of the array...
    if (readIndex >= numReadings) {
        // ...wrap around to the beginning:
        readIndex = 0;
    }
    average = total / numReadings;

    val = digitalRead(inPin); // read input value from switch selector
    if (val == LOW) {        // switch selector to gnd(arduino)

sensorValue1=average;

    digitalWrite(stateon, LOW);
    digitalWrite(stateoff, HIGH);
    }
else { //switch selector to 5V(arduino)
    sensorValue1=average;

    //1
    digitalWrite(stateon, HIGH);
    digitalWrite(stateoff, LOW);

    delayMicroseconds(6000 * sensorValue1*0.1);

}
}

```

Ο δεύτερος μικροελεγκτής του συστήματος όπως ο τρίτος και ο τέταρτος μικροελεγκτής λειτουργούν ως slave μικροελεγκτές και είναι αυτοί που παράγουν τους παλμούς που οδηγούν τους ημιαγωγικούς διακόπτες. Ο συγχρονισμός των τριών αυτών μικροελεγκτών όπως και στον πρώτο γίνεται με την βοήθεια της βιβλιοθήκης Wire. Ο έλεγχος της συχνότητας και στους τρεις μικροελεγκτές γίνεται με χρήση ποτενσιόμετρου που είναι συνδεδεμένο στην αναλογική θύρα A2 και όπως και στον πρώτο για μεγαλύτερη ακρίβεια για κάθε 11 τιμές που λαμβάνει η αναλογική θύρα A2 παίρνουμε τον μέσο όρο των τιμών αυτών. Επίσης στην ψηφιακή θύρα των τριών slave μικροελεγκτών έχει συνδεθεί ο μεταγωγικός διακόπτης που ως σκοπό έχει εκτός από την έναρξη δημιουργίας των παλμών όταν αυτό είναι επιθυμητό να είναι εξασφαλισμένος και ο απόλυτος συγχρονισμός του όλου συστήματος. Επιπροσθέτως από τους τρεις πίνακες που προηγήθηκαν με σκοπό την οργάνωση και υπολογισμό των χρονικών τιμών αγωγής και αποκοπής των ημιαγωγικών διακοπών έχουν εξαχθεί οι τιμές που θα γραφτούν στο πρόγραμμα των μικροελεγκτών όπως φαίνεται και στον κώδικα που ακολουθεί. Στο πρόγραμμα που γράφτηκε για τον έλεγχο των χρόνων αγωγής η συχνότητα ελέγχεται με τον εκάστοτε χρόνο αγωγής πολλαπλασιασμένος με την τιμή που έχουμε στην θύρα A2 και τέλος πολλαπλασιασμένο με 0,1. Ενώ οι τιμές που μπορεί να γίνει η διακύμανση του ελέγχου της συχνότητας είναι από 1,66Hz έως 166,66Hz. Συνοψίζοντας ο έλεγχος των παλμών που οδηγούν τα IGBT της πρώτης φάσης S_1 και S_4 ελέγχονται από τον δεύτερο μικροελεγκτή, ο έλεγχος των παλμών της δεύτερης φάσης για τους S_5 και S_2 γίνονται από τον τρίτο μικροελεγκτή και τέλος ο έλεγχος των παλμών της τρίτης φάσης για τους S_6 και S_3 γίνονται από τον τέταρτο μικροελεγκτή.

Παρακάτω ακολουθεί το πρόγραμμα για την πρώτη φάση.

```
#include <Wire.h>
//S.P.W.M. for phase 1 [vp*sin(2pi(l/sensorvalue)+0)], address of device= 8

const int numReadings = 11;
int readings[numReadings]; // the readings from the analog input
int readIndex = 0; // the index of the current reading
int total = 0; // the running total
int average = 0; // the average
int inPin = 2;
int val = 0;
int pot = A2;
int sensorValue1 = 0;
int pMin = 1;
int pMax = 1023;
int z = 0;
int s1=12;
int s4=11;

void setup() {
  Wire.begin(8);
  Wire.onReceive(receiveEvent);
  Serial.begin(9600);
  pinMode(pot, INPUT);
  pinMode(s1, OUTPUT);
  pinMode(s4, OUTPUT);
  pinMode(inPin, INPUT);

  for (int thisReading = 0; thisReading < numReadings; thisReading++) {
    readings[thisReading] = 0;
  }
}
```

```

void loop() {
    z = analogRead(pot);
    z = map(z, pMin, pMax, 10, 1000);

    // subtract the last reading:
    total = total - readings[readIndex];
    // read from the sensor:
    readings[readIndex] = z;
    // add the reading to the total:
    total = total + readings[readIndex];
    // advance to the next position in the array:
    readIndex = readIndex + 1;

    // if we're at the end of the array...
    if (readIndex >= numReadings) {
        // ...wrap around to the beginning:
        readIndex = 0;
    }
    average = total / numReadings;

    val = digitalRead(inPin); // read input v.
    if (val == LOW) { // switch select:
        sensorValue=average;

        digitalWrite(s1, LOW);
        digitalWrite(s4, LOW);
    }
    else { //switch selector to 5V(arduino)
        sensorValue=average;
        //0
        digitalWrite(s1,LOW);
        digitalWrite(s4,LOW);
        //1
        digitalWrite(s1, LOW);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(106 * sensorValue*0.1);
        //2
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, LOW);
        delayMicroseconds(129 * sensorValue*0.1);
        //3
        digitalWrite(s1, LOW);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(83 * sensorValue*0.1); //15
        //4
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, LOW);
        delayMicroseconds(151 * sensorValue*0.1); //16
        //5
        digitalWrite(s1, LOW);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(61 * sensorValue*0.1); //17
        //6
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, LOW);
        delayMicroseconds(171 * sensorValue*0.1); //18
        //7
        digitalWrite(s1, LOW);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(43 * sensorValue*0.1); //19
        //8
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, LOW);
        delayMicroseconds(187 * sensorValue*0.1); //20
        //9
        digitalWrite(s1, LOW);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(28 * sensorValue*0.1); //21
        //10
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, LOW);
        delayMicroseconds(200 * sensorValue*0.1); //22
        //11
        digitalWrite(s1, LOW);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(17 * sensorValue*0.1); //23
        //12
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, LOW);
        delayMicroseconds(208 * sensorValue*0.1); //24
        //13
        digitalWrite(s1, LOW);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(12 * sensorValue*0.1); //25
        //14
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, LOW);
        delayMicroseconds(210 * sensorValue*0.1); //26
        //15
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(5 * sensorValue*0.1);
        //16
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, LOW);
        delayMicroseconds(214 * sensorValue*0.1);
        //17
        digitalWrite(s1, LOW);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(17 * sensorValue*0.1);
        //18
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, LOW);
        delayMicroseconds(200 * sensorValue*0.1);
        //19
        digitalWrite(s1, LOW);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(28 * sensorValue*0.1);
        //20
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, LOW);
        delayMicroseconds(187 * sensorValue*0.1);
        //21
        digitalWrite(s1, LOW);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(43 * sensorValue*0.1);
        //22
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(171 * sensorValue*0.1);
        //23
        digitalWrite(s1, LOW);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(61 * sensorValue*0.1);
        //24
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, LOW);
        delayMicroseconds(151 * sensorValue*0.1);
        //25
        digitalWrite(s1, LOW);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(82 * sensorValue*0.1);
        //26
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, LOW);
        delayMicroseconds(200 * sensorValue*0.1);
        //27
        digitalWrite(s1, LOW);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(106 * sensorValue*0.1);
        //28
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, LOW);
        delayMicroseconds(106 * sensorValue*0.1);
        //29
        digitalWrite(s1, LOW);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(129 * sensorValue*0.1);
        //30
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, LOW);
        delayMicroseconds(82 * sensorValue*0.1);
        //31
        digitalWrite(s1, LOW);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(151 * sensorValue*0.1);
        //32
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, LOW);
        delayMicroseconds(61 * sensorValue*0.1);
        //33
        digitalWrite(s1, LOW);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(171 * sensorValue*0.1);
        //34
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, LOW);
        delayMicroseconds(43 * sensorValue*0.1);
        //35
        digitalWrite(s1, LOW);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(187 * sensorValue*0.1);
        //36
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, LOW);
        delayMicroseconds(28 * sensorValue*0.1);
        //37
        digitalWrite(s1, LOW);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(83 * sensorValue*0.1);
        //38
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, LOW);
        delayMicroseconds(17 * sensorValue*0.1);
        //39
        digitalWrite(s1, LOW);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(208 * sensorValue*0.1);
        //40
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, LOW);
        delayMicroseconds(12 * sensorValue*0.1);
        //41
        digitalWrite(s1, LOW);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(210 * sensorValue*0.1);
        //42
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, LOW);
        delayMicroseconds(12 * sensorValue*0.1);
        //43
        digitalWrite(s1, LOW);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(208 * sensorValue*0.1);
        //44
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, LOW);
        delayMicroseconds(17 * sensorValue*0.1);
        //45
        digitalWrite(s1, LOW);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(200 * sensorValue*0.1);
        //46
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, LOW);
        delayMicroseconds(28 * sensorValue*0.1);
        //47
        digitalWrite(s1, LOW);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(187 * sensorValue*0.1);
        //48
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, LOW);
        delayMicroseconds(43 * sensorValue*0.1);
        //49
        digitalWrite(s1, LOW);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(171 * sensorValue*0.1);
        //50
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, LOW);
        delayMicroseconds(61 * sensorValue*0.1);
        //51
        digitalWrite(s1, LOW);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(151 * sensorValue*0.1);
        //52
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, LOW);
        delayMicroseconds(83 * sensorValue*0.1);
        //53
        digitalWrite(s1, LOW);
        digitalWrite(s4, HIGH);
        delayMicroseconds(129 * sensorValue*0.1);
        //54
        digitalWrite(s1, HIGH);
        digitalWrite(s4, LOW);
        delayMicroseconds(105 * sensorValue*0.1);
    }
}

void receiveEvent(int howMany) {
    while (1 < Wire.available()) { // loop th
        char c = Wire.read(); // receive byte a
        Serial.print(c); // print the c
    }
    int x = Wire.read(); // receive byte a
    Serial.println(x); // print the i
}

```

Παρακάτω ακολουθεί το πρόγραμμα για την δεύτερη φάση.

```

#include <Wire.h>
//S.P.W.M. for phase 2 [vp*sin(2pi(1/sensorvalue1)+240)], address of device= 8

int s5=10;
int s2=9;
const int numReadings = 11;
int readings[numReadings]; // the readings from the analog input
int readIndex = 0; // the index of the current reading
int total = 0; // the running total
int average = 0; // the average
int inPin = 2;
int val = 0;
int pot = A2;
int sensorValue1 = 0;
int pMin = 1;
int pMax = 1023;
int z = 0;

void setup() {
  Wire.begin(8); // join i2c bus with address #8
  Wire.onReceive(receiveEvent); // register event
  Serial.begin(9600); // start serial for output
  pinMode(pot, INPUT);
  pinMode(s5, OUTPUT);
  pinMode(s2, OUTPUT);
  pinMode(inPin, INPUT);

  for (int thisReading = 0; thisReading < numReadings; thisReading++) {
    readings[thisReading] = 0;
  }
}

void loop() {
  delayMicroseconds(208 * sensorValue1*0.1); //15
  //4
  digitalWrite(s5, LOW);
  digitalWrite(s2, HIGH);
  z = analogRead(pot);
  z = map(z, pMin, pMax, 10, 1000);
  delayMicroseconds(151 * sensorValue1*0.1);
  //16
  // subtract the last reading:
  digitalWrite(s5, HIGH);
  total = total - readings[readIndex];
  digitalWrite(s2, LOW);
  // read from the sensor:
  delayMicroseconds(83 * sensorValue1*0.1);
  readings[readIndex] = z;
  //5
  // add the reading to the total:
  delayMicroseconds(210 * sensorValue1*0.1);
  total = total + readings[readIndex];
  //6
  // advance to the next position in the array:
  digitalWrite(s5, LOW);
  readIndex = readIndex + 1;
  digitalWrite(s2, HIGH);
  delayMicroseconds(12 * sensorValue1*0.1);
  //7
  // if we're at the end of the array...
  digitalWrite(s5, HIGH);
  if (readIndex >= numReadings) {
    digitalWrite(s2, LOW);
    // ...wrap around to the beginning:
    delayMicroseconds(106 * sensorValue1*0.1);
    readIndex = 0;
    //8
  }
  digitalWrite(s5, HIGH);
  average = total / numReadings;
  digitalWrite(s2, HIGH);
  delayMicroseconds(106 * sensorValue1*0.1);
  //20
  val = digitalRead(inPin); // read input v;
  if (val == LOW) { // switch select:
    digitalWrite(s5, LOW);
    sensorValue1=average;
    digitalWrite(s2, LOW);
    delayMicroseconds(129 * sensorValue1*0.1);
    //21
  }
  digitalWrite(s5, LOW);
  //10
  digitalWrite(s2, LOW);
  delayMicroseconds(83 * sensorValue1*0.1);
  //22
}
else { //switch selector to 5V(arduino)
  //11
  sensorValue1=average;
  digitalWrite(s5, LOW);
  digitalWrite(s2, HIGH);
  delayMicroseconds(151 * sensorValue1*0.1);
  //23
  //0
  digitalWrite(s5, LOW);
  //12
  digitalWrite(s2, LOW);
  delayMicroseconds(187 * sensorValue1*0.1);
  //24
  //1
  digitalWrite(s5, HIGH);
  digitalWrite(s2, HIGH);
  delayMicroseconds(61 * sensorValue1*0.1);
  //25
  digitalWrite(s5, LOW);
  //2
  digitalWrite(s2, LOW);
  delayMicroseconds(42 * sensorValue1*0.1);
  //26
  digitalWrite(s5, HIGH);
  //3
  digitalWrite(s2, HIGH);
  delayMicroseconds(171 * sensorValue1*0.1);
  //25
  digitalWrite(s5, LOW);
  digitalWrite(s2, HIGH);
  delayMicroseconds(42 * sensorValue1*0.1);
  //26
  digitalWrite(s5, LOW);
  digitalWrite(s2, HIGH);
  delayMicroseconds(61 * sensorValue1*0.1);
  //26
}
}

```

```

digitalWrite(s5, HIGH);
digitalWrite(s2, LOW);
delayMicroseconds(187 * sensorValue1*0.1); //38
//27
digitalWrite(s5, LOW);
digitalWrite(s2, HIGH);
delayMicroseconds(28 * sensorValue1*0.1); //39
//28
digitalWrite(s5, HIGH);
digitalWrite(s2, LOW);
delayMicroseconds(200 * sensorValue1*0.1); //40
//29
digitalWrite(s5, LOW);
digitalWrite(s2, HIGH);
delayMicroseconds(17 * sensorValue1*0.1); //41
//30
digitalWrite(s5, HIGH);
digitalWrite(s2, LOW);
delayMicroseconds(208 * sensorValue1*0.1); //42
//31
digitalWrite(s5, LOW);
digitalWrite(s2, HIGH);
delayMicroseconds(12 * sensorValue1*0.1); //43
//32
digitalWrite(s5, HIGH);
digitalWrite(s2, LOW);
delayMicroseconds(210 * sensorValue1*0.1); //44
//33
digitalWrite(s5, LOW);
digitalWrite(s2, HIGH);
delayMicroseconds(12 * sensorValue1*0.1); //45
//34
digitalWrite(s5, HIGH);
digitalWrite(s2, LOW);
delayMicroseconds(208 * sensorValue1*0.1); //46
//35
digitalWrite(s5, LOW);
digitalWrite(s2, HIGH);
delayMicroseconds(17 * sensorValue1*0.1); //47
//36
digitalWrite(s5, HIGH);
digitalWrite(s2, LOW);
delayMicroseconds(200 * sensorValue1*0.1); //48
//37
digitalWrite(s5, LOW);
digitalWrite(s2, HIGH);
delayMicroseconds(28 * sensorValue1*0.1);
digitalWrite(s5, HIGH);
digitalWrite(s2, LOW);
delayMicroseconds(187 * sensorValue1*0.1); //38
digitalWrite(s5, HIGH);
digitalWrite(s2, LOW);
delayMicroseconds(28 * sensorValue1*0.1); //39
digitalWrite(s5, LOW);
digitalWrite(s2, HIGH);
delayMicroseconds(42 * sensorValue1*0.1); //40
digitalWrite(s5, HIGH);
digitalWrite(s2, LOW);
delayMicroseconds(171 * sensorValue1*0.1); //41
digitalWrite(s5, LOW);
digitalWrite(s2, HIGH);
delayMicroseconds(61 * sensorValue1*0.1); //42
digitalWrite(s5, HIGH);
digitalWrite(s2, LOW);
delayMicroseconds(151 * sensorValue1*0.1); //43
digitalWrite(s5, LOW);
digitalWrite(s2, HIGH);
delayMicroseconds(83 * sensorValue1*0.1); //44
digitalWrite(s5, HIGH);
digitalWrite(s2, LOW);
delayMicroseconds(106 * sensorValue1*0.1); //45
digitalWrite(s5, LOW);
digitalWrite(s2, HIGH);
delayMicroseconds(106 * sensorValue1*0.1); //46
digitalWrite(s5, HIGH);
digitalWrite(s2, LOW);
delayMicroseconds(106 * sensorValue1*0.1); //47
digitalWrite(s5, LOW);
digitalWrite(s2, HIGH);
delayMicroseconds(129 * sensorValue1*0.1); //48
digitalWrite(s5, HIGH);
digitalWrite(s2, LOW);
delayMicroseconds(106 * sensorValue1*0.1); //49
digitalWrite(s1, LOW);
digitalWrite(s4, HIGH);
delayMicroseconds(171 * sensorValue1*0.1); //50
digitalWrite(s1, HIGH);
digitalWrite(s4, LOW);
delayMicroseconds(61 * sensorValue1*0.1); //51
digitalWrite(s1, LOW);
digitalWrite(s4, HIGH);
delayMicroseconds(151 * sensorValue1*0.1); //52
digitalWrite(s1, HIGH);
digitalWrite(s4, LOW);
delayMicroseconds(83 * sensorValue1*0.1); //53
digitalWrite(s1, LOW);
digitalWrite(s4, HIGH);
delayMicroseconds(129 * sensorValue1*0.1); //54
digitalWrite(s1, HIGH);
digitalWrite(s4, LOW);
delayMicroseconds(105 * sensorValue1*0.1); //55
}

void receiveEvent(int howMany) {
  while (1 < Wire.available()) { // loop th
    char c = Wire.read(); // receive byte a
    Serial.print(c); // print the c
  }
  int x = Wire.read(); // receive byte a
  Serial.println(x); // print the i
}

```

Παρακάτω ακολουθεί το πρόγραμμα για την τρίτη φάση.

```

#include <Wire.h>
//S.P.W.M. for phase 3 [vp*sin(2pi(1/sensorvalue1)+120)], address of device= 8

int s3=8;
int s6=7;
const int numReadings = 11;
int readings[numReadings]; // the readings from the analog input
int readIndex = 0; // the index of the current reading
int total = 0; // the running total
int average = 0; // the average
int inPin = 2;
int val = 0;
int pot = A2;
int sensorValue1 = 0;
int pMin = 1;
int pMax = 1023;
int z = 0;

void setup() {
  Wire.begin(8); // join i2c bus with address #8
  Wire.onReceive(receiveEvent); // register event
  Serial.begin(9600); // start serial for output
  pinMode(pot, INPUT);
  pinMode(s3, OUTPUT);
  pinMode(s6, OUTPUT);
  pinMode(inPin, INPUT);

  for (int thisReading = 0; thisReading < numReadings; thisReading++) {
    readings[thisReading] = 0;
  }
}

```

```

void loop() {
    z = analogRead(pot);
    z = map(z, pMin, pMax, 10, 1000);

    // subtract the last reading:
    total = total - readings[readIndex];
    // read from the sensor:
    readings[readIndex] = z;
    // add the reading to the total:
    total = total + readings[readIndex];
    // advance to the next position in the array:
    readIndex = readIndex + 1;

    // if we're at the end of the array...
    if (readIndex >= numReadings) {
        // ...wrap around to the beginning:
        readIndex = 0;
    }
    average = total / numReadings;

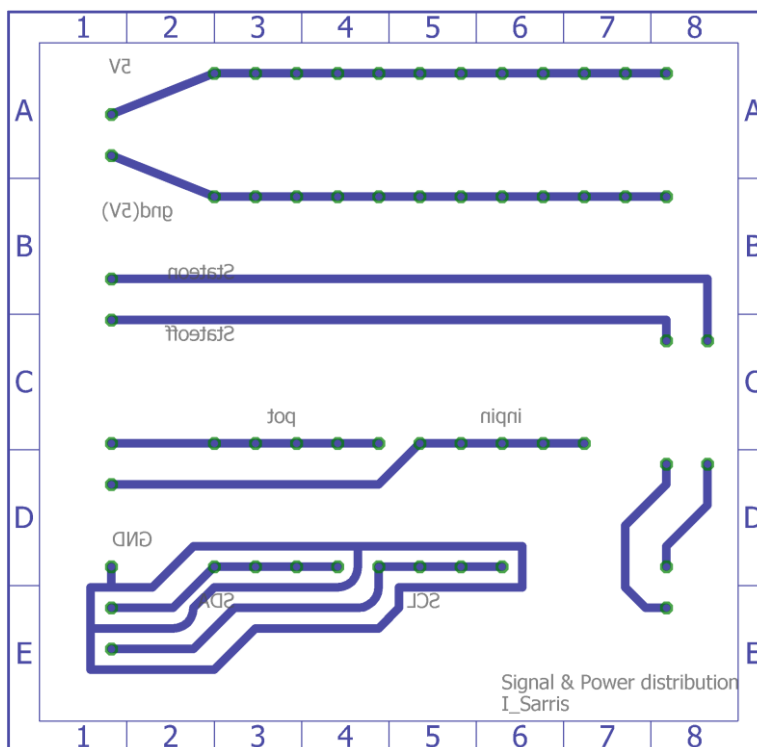
    val = digitalRead(inPin); // read input
    if (val == LOW) { // switch selected
        sensorValue1=average;

        digitalWrite(s3, LOW);
        digitalWrite(s6, LOW);
    }
    else { //switch selector to 5V(arduino)
        sensorValue1=average;
        //0
        digitalWrite(s3,LOW);
        digitalWrite(s6,LOW);
        //1
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(42 * sensorValue1*0.1);
        //2
        digitalWrite(s3, LOW);
        digitalWrite(s6, HIGH);
        delayMicroseconds(28 * sensorValue1*0.1);
        //3
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(187 * sensorValue1*0.1);
        //4
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, HIGH);
        delayMicroseconds(42 * sensorValue1*0.1);
        //5
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(171 * sensorValue1*0.1);
        //6
        digitalWrite(s3, LOW);
        digitalWrite(s6, HIGH);
        delayMicroseconds(61 * sensorValue1*0.1);
        //7
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(151 * sensorValue1*0.1);
        //8
        digitalWrite(s3, LOW);
        digitalWrite(s6, HIGH);
        delayMicroseconds(83 * sensorValue1*0.1);
        //9
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(129 * sensorValue1*0.1);
        //10
        digitalWrite(s3, LOW);
        digitalWrite(s6, HIGH);
        delayMicroseconds(106 * sensorValue1*0.1);
        //11
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(106 * sensorValue1*0.1);
        //12
        digitalWrite(s3, LOW);
        digitalWrite(s6, HIGH);
        delayMicroseconds(129 * sensorValue1*0.1);
        //13
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(83 * sensorValue1*0.1);
        //14
        digitalWrite(s3, LOW);
        digitalWrite(s6, HIGH);
        delayMicroseconds(151 * sensorValue1*0.1);
        //15
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(105 * sensorValue1*0.1);
        //16
        digitalWrite(s3, LOW);
        digitalWrite(s6, HIGH);
        delayMicroseconds(105 * sensorValue1*0.1);
        //17
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(129 * sensorValue1*0.1);
        //18
        digitalWrite(s3, LOW);
        digitalWrite(s6, HIGH);
        delayMicroseconds(83 * sensorValue1*0.1);
        //19
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(151 * sensorValue1*0.1);
        //20
        digitalWrite(s3, LOW);
        digitalWrite(s6, HIGH);
        delayMicroseconds(151 * sensorValue1*0.1);
        //21
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(61 * sensorValue1*0.1);
        //22
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, HIGH);
        delayMicroseconds(61 * sensorValue1*0.1);
        //23
        digitalWrite(s3, LOW);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(43 * sensorValue1*0.1);
        //24
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(171 * sensorValue1*0.1);
        //25
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(151 * sensorValue1*0.1);
        //26
        digitalWrite(s3, LOW);
        digitalWrite(s6, HIGH);
        delayMicroseconds(208 * sensorValue1*0.1);
        //27
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(17 * sensorValue1*0.1);
        //28
        digitalWrite(s3, LOW);
        digitalWrite(s6, HIGH);
        delayMicroseconds(200 * sensorValue1*0.1);
        //29
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(28 * sensorValue1*0.1);
        //30
        digitalWrite(s3, LOW);
        digitalWrite(s6, HIGH);
        delayMicroseconds(187 * sensorValue1*0.1);
        //31
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(43 * sensorValue1*0.1);
        //32
        digitalWrite(s3, LOW);
        digitalWrite(s6, HIGH);
        delayMicroseconds(171 * sensorValue1*0.1);
        //33
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(61 * sensorValue1*0.1);
        //34
        digitalWrite(s3, LOW);
        digitalWrite(s6, HIGH);
        delayMicroseconds(151 * sensorValue1*0.1);
        //35
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(83 * sensorValue1*0.1);
        //36
        digitalWrite(s3, LOW);
        digitalWrite(s6, HIGH);
        delayMicroseconds(129 * sensorValue1*0.1);
        //37
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(105 * sensorValue1*0.1);
        //38
        digitalWrite(s3, LOW);
        digitalWrite(s6, HIGH);
        delayMicroseconds(105 * sensorValue1*0.1);
        //39
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(129 * sensorValue1*0.1);
        //40
        digitalWrite(s3, LOW);
        digitalWrite(s6, HIGH);
        delayMicroseconds(83 * sensorValue1*0.1);
        //41
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(151 * sensorValue1*0.1);
        //42
        digitalWrite(s3, LOW);
        digitalWrite(s6, HIGH);
        delayMicroseconds(61 * sensorValue1*0.1);
        //43
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(171 * sensorValue1*0.1);
        //44
        digitalWrite(s3, LOW);
        digitalWrite(s6, HIGH);
        delayMicroseconds(42 * sensorValue1*0.1);
        //45
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(187 * sensorValue1*0.1);
        //46
        digitalWrite(s3, LOW);
        digitalWrite(s6, HIGH);
        delayMicroseconds(28 * sensorValue1*0.1);
        //47
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(200 * sensorValue1*0.1);
        //48
        digitalWrite(s3, LOW);
        digitalWrite(s6, HIGH);
        delayMicroseconds(17 * sensorValue1*0.1);
        //49
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(208 * sensorValue1*0.1);
        //50
        digitalWrite(s3, LOW);
        digitalWrite(s6, HIGH);
        delayMicroseconds(12 * sensorValue1*0.1);
        //51
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(210 * sensorValue1*0.1);
        //52
        digitalWrite(s3, LOW);
        digitalWrite(s6, HIGH);
        delayMicroseconds(12 * sensorValue1*0.1);
        //53
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(208 * sensorValue1*0.1);
        //54
        digitalWrite(s3, LOW);
        digitalWrite(s6, HIGH);
        delayMicroseconds(17 * sensorValue1*0.1);
        //55
        digitalWrite(s3, HIGH);
        digitalWrite(s6, LOW);
        delayMicroseconds(158 * sensorValue1*0.1);
    }
}

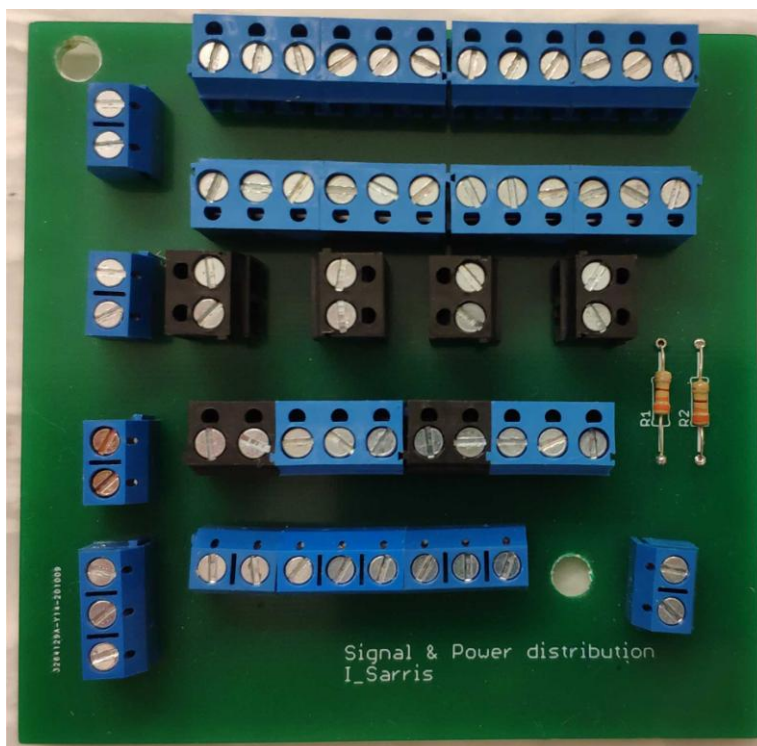
void receiveEvent(int howMany) {
    while (1 < Wire.available()) { // loop thru all the bytes
        char c = Wire.read(); // receive byte as a char
        Serial.print(c); // print the char
    }
    int x = Wire.read(); // receive byte as an integer
    Serial.println(x); // print the integer
}

```

Για τις ανάγκες της καλής λειτουργίας και οργάνωσης του συστήματος των μικροελεγκτών μελετήθηκε και κατασκευάστηκε μια πλακέτα όπου εκεί μαζεύονται τα εκάστοτε σήματα που χρειαζόμαστε αλλά και η τροφοδοσία. Έτσι μέσω κλεμοσειρών γίνεται η αντίστοιχη σύνδεση στον κάθε μικροελεγκτή.



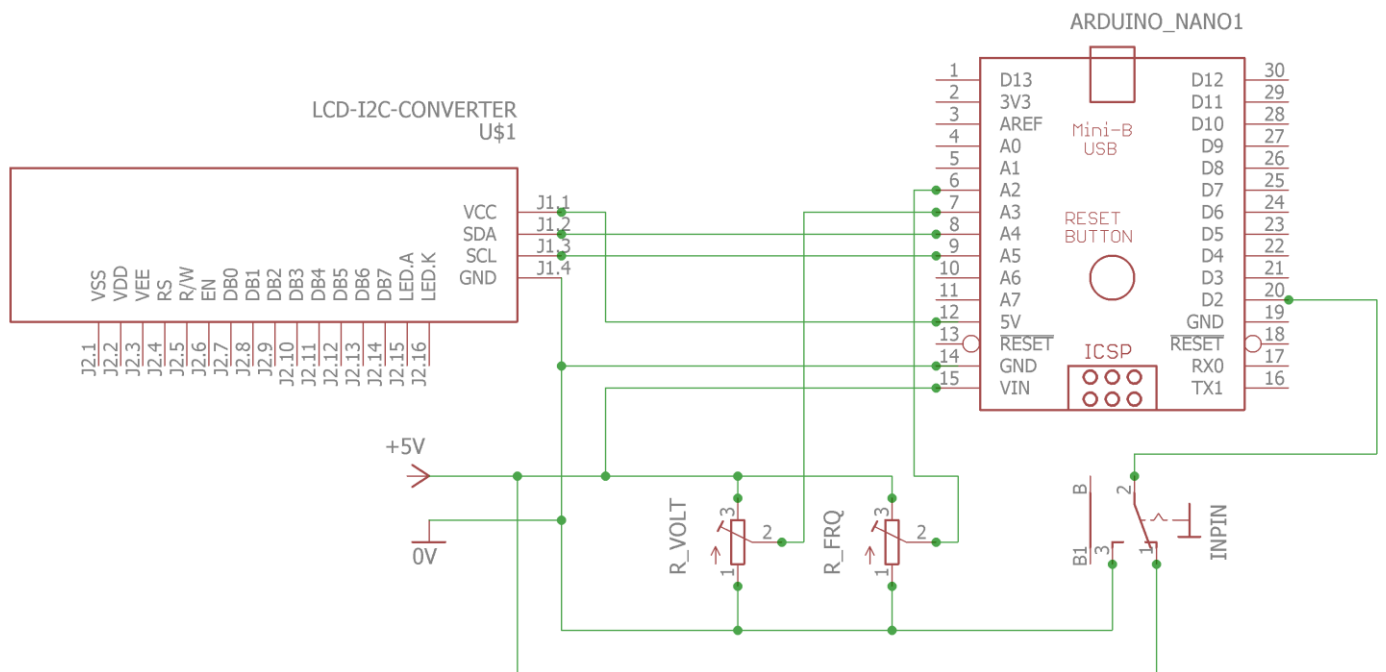
(Σχήμα 5.3.4 Κυκλωματική απεικόνιση πλακέτας για τη διανομή ισχύος και σημάτων για τους μικροελεγκτές.)



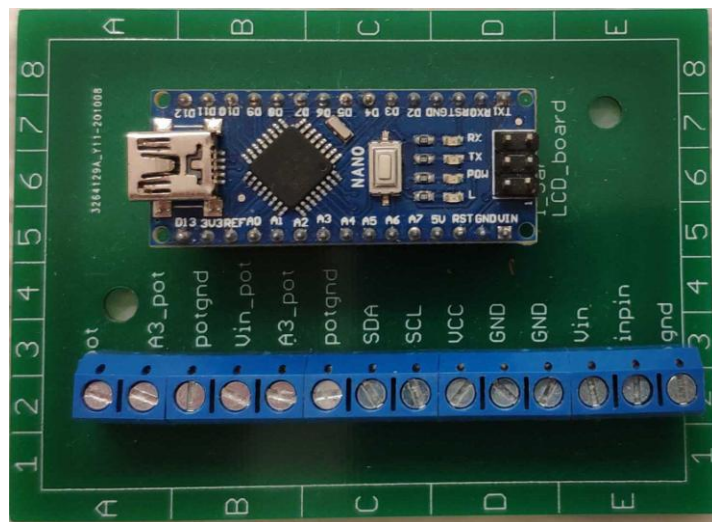
(Σχήμα 5.3.5 Απεικόνιση πλακέτας για τη διανομή ισχύος και σημάτων για τους μικροελεγκτές.)

5.4 Σύστημα απεικόνισης στοιχειωδών λειτουργιών αντιστροφά.

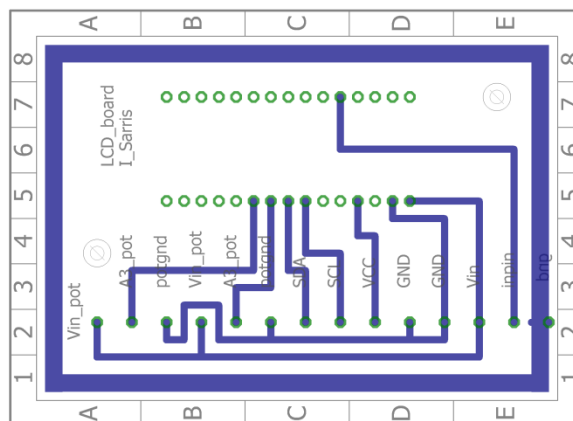
Για τις ανάγκες της απεικόνισης σε οθόνη των στοιχειωδών λειτουργιών του αντιστροφά μελετήθηκε και κατασκευάστηκε σύστημα με LCD οθόνη 16 χαρακτήρων και 2 σειρών (16×2). Ως μικροελεγκτής για την οδήγηση της οθόνης αλλά και την επεξεργασία των τιμών από τα ποτενσιόμετρα χρησιμοποιήθηκε ένα arduino nano. Η επικοινωνία της οθόνης γίνεται με σειριακή επικοινωνία όπως και στο σύστημα δημιουργίας των παλμών και αυτό με τη βοήθεια της βιβλιοθήκης Wire ενώ το πρόγραμμα οδήγησης της οθόνης LCD γίνεται με τη βοήθεια της βιβλιοθήκης LiquidCrystal. Η μέτρηση της τάσης γίνεται από το διπλό ποτενσιόμετρο που ελέγχει την τάση στο τροφοδοτικό με την μεταβλητή τροφοδοσία και η σύνδεση της μεσαίας λήψης έχει γίνει στην αναλογική θύρα A3 του μικροελεγκτή. Ενώ η μέτρηση για την απεικόνιση της συχνότητας γίνεται από το ποτενσιόμετρο R_FRQ όπου όπως και στο σύστημα της δημιουργίας των παλμών η μεσαία λήψη είναι συνδεδεμένη στην αναλογική θύρα A2. Τέλος η όλη τροφοδοσία του συστήματος γίνεται με τη χρήση του τροφοδοτικού των 5V DC. Παρακάτω ακολουθούν τα κυκλωματικά σχέδια του συστήματος, η πλακέτα του και τέλος το πρόγραμμα οδήγησης της οθόνης.



(Σχήμα 5.4.1 Κυκλωματική απεικόνιση συστήματος LCD οθόνης)



(Σχήμα 5.4.2 Απεικόνιση συστήματος LCD οθόνης)



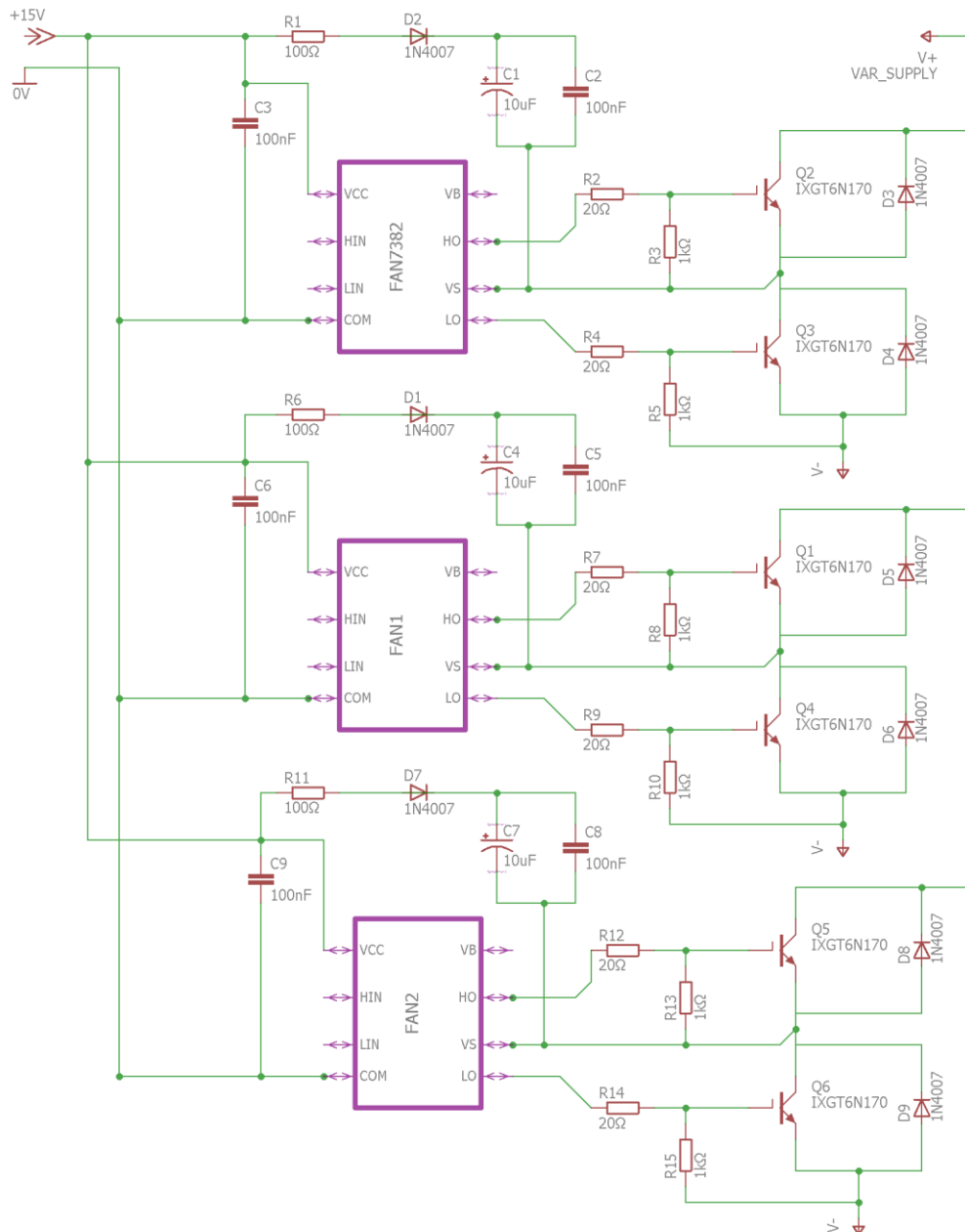
(Σχήμα 5.4.3 Κυκλωματική απεικόνιση συστήματος LCD οθόνης)

Παρακάτω ακολουθεί το πρόγραμμα για την οδήγηση της οθόνης.

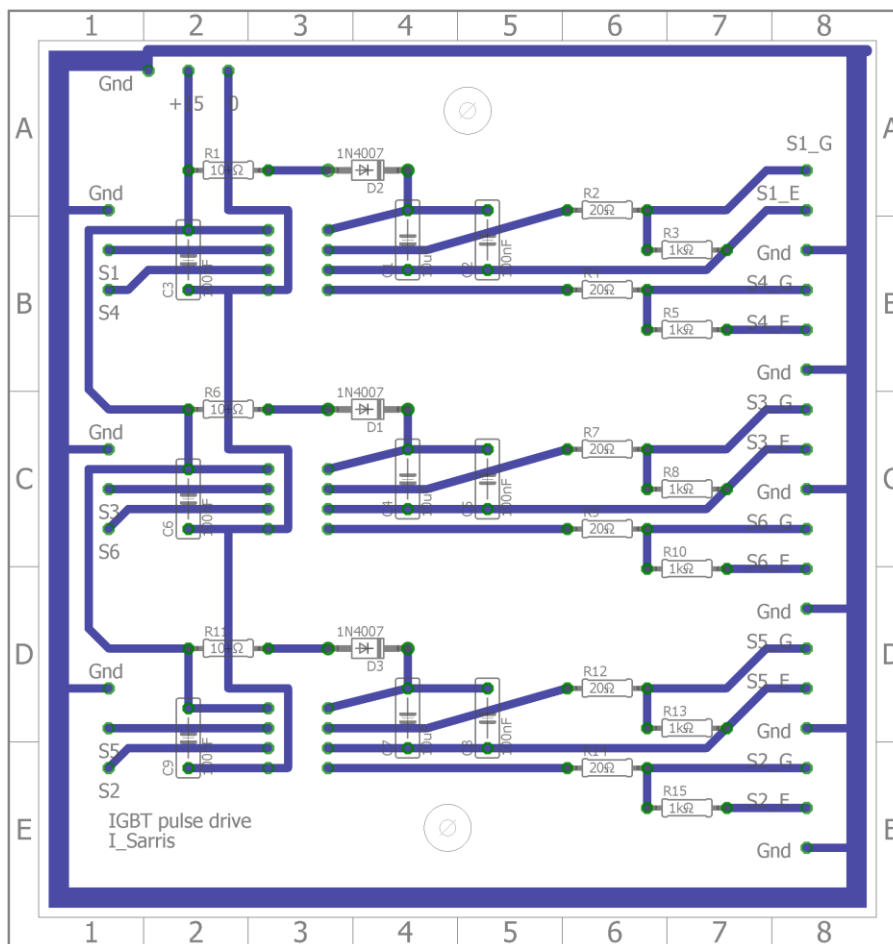
<pre> LCD_master Arduino 1.8.7 Αρχείο Επεξεργασία Σχέδιο Εργαλεία Βοήθεια Επικύρωση LCD_master \$ #include <LiquidCrystal_I2C.h> #include <Wire.h> LiquidCrystal_I2C lcd(0x27,16,2); const int numReadings = 11; int readings[numReadings]; // the readings from the analog input int readIndex = 0; // the index of the current reading int total = 0; // the running total int average = 0; // the average int inPin = 2; int val = 0; int pot = A2; int pot2 = A3; int sensorValue1 = 0; int sensorValue2 = 0; int pMin = 1; int pMax = 1023; int z = 0; void setup() { Serial.begin(9600); //Serial monitor can be used to check the values lcd.init(); // initialize the lcd lcd.backlight(); Wire.begin(); pinMode(pot, INPUT); pinMode(pot2, INPUT); pinMode(stateon, OUTPUT); pinMode(stateoff, OUTPUT); pinMode(inPin, INPUT); for (int thisReading = 0; thisReading < numReadings; thisReading++) { readings[thisReading] = 0; } } byte x = 0; // the loop function runs over and over again forever void loop() { Wire.beginTransmission(8); Wire.write("x is "); Wire.write(x); Wire.endTransmission(); </pre>	<pre> LCD_master Arduino 1.8.7 Αρχείο Επεξεργασία Σχέδιο Εργαλεία Βοήθεια Wire.endTransmission(); x++; z = analogRead(pot); z = map(z, pMin, pMax, 10, 1000); // subtract the last reading: total = total - readings[readIndex]; // read from the sensor: readings[readIndex] = z; // add the reading to the total: total = total + readings[readIndex]; // advance to the next position in the array: readIndex = readIndex + 1; // if we're at the end of the array... if (readIndex >= numReadings) { // ...wrap around to the beginning: readIndex = 0; } average = total / numReadings; val = digitalRead(inPin); // read input value from switch selector if (val == LOW) { // switch selector to gnd(arduino) sensorValue1=average; sensorValue2=analogRead(pot2); digitalWrite(stateon, LOW); digitalWrite(stateoff, HIGH); delayMicroseconds(6000 *sensorValue1*0.1); lcd.setCursor(0,0); // Sets the cursor to col 0 and row 0 lcd.print("OFF"); // Prints Sensor Val: to LCD } else { //switch selector to 5V(arduino) sensorValue1=average; sensorValue2=analogRead(pot2); delayMicroseconds(6000 * sensorValue1*0.1); lcd.setCursor(0,0); // Sets the cursor to col 0 and row 0 lcd.print("Freq (Hz):"); // Prints Sensor Val: to LCD lcd.print(10000/(average^6)); // Prints value on Potpin1 to LCD lcd.setCursor(0,1); // Sets the cursor to col 0 and row 0 lcd.print("Voltage(%):"); // Prints Sensor Val: to LCD lcd.print(analogRead(pot2)*0.0975); // Prints value on Potpin1 to LCD } Serial.println(average); } </pre>
80	45

5.5 Σύστημα οδήγησης παλμών των IGBT.

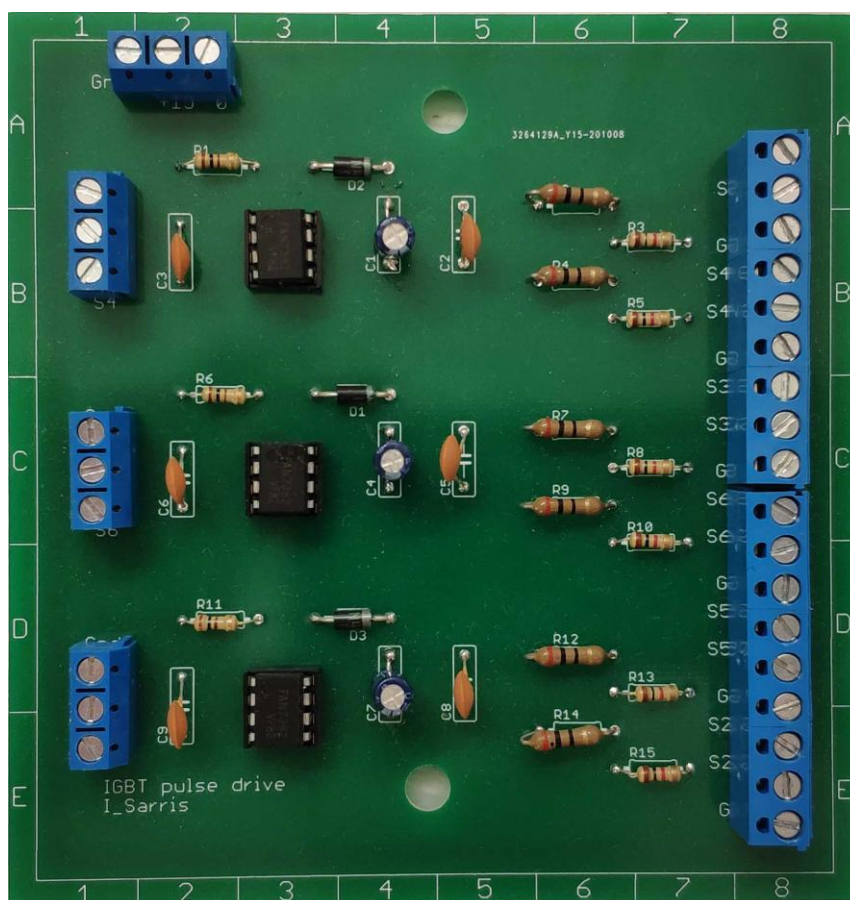
Για τις ανάγκες οδήγησης των IGBT σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε ένα κύκλωμα που σαν βάση έχει τα ολοκληρωμένα FAN7382. Αυτό γίνεται διότι τα IGBT που χρησιμοποιούνται είναι σχεδιασμένα ώστε το σήμα για την αγωγή τους να είναι περίπου στα 15V ενώ οι παλμοί από τα Arduino είναι στα 5V. Επίσης με αυτό το κύκλωμα οδήγησης μας παρέχετε από την ίδια την αρχιτεκτονική του ολοκληρωμένου τεχνικές μείωσης του θορύβου, ανύψωση της τάσης των παλμών από τα 5V στα 15V αλλά και προστασία για την αποφυγή της καταστροφής των IGBT. Στο κύκλωμα που σχεδιάστηκε οι πυκνωτές C3, C6 και C9 λειτουργούν ως φίλτρο για την ομαλότερη τροφοδοσία των ολοκληρωμένων. Οι πυκνωτές C1,C2,C4,C5,C7,C8, οι αντιστάσεις R1,R6,R11 και οι διόδοι D2,D1 και D7 χρησιμοποιούνται κατά την φάση όπου η τάση των ακροδεκτών Vs των ολοκληρωμένων πέφτει κάτω από το επίπεδο της τάσης τροφοδοσίας των ολοκληρωμένων δηλαδή τα 15V τότε οι πυκνωτές φορτίζονται μέσω των αντιστάσεων και των διόδων και αυτό γίνεται για την καλύτερη λειτουργία των ημιαγωγικών διακοπών αλλά και για να μην υπάρξει ενδεχόμενο να άγουν ταυτόχρονα. Παρακάτω ακολουθούν το κύκλωμα και το σχέδιο της πλακέτας που οδηγεί τους ημιαγωγικούς διακόπτες.



(Σχήμα 5.5.1 Κύκλωμα οδήγησης IGBT.)



(Σχήμα 5.5.2 Κύκλωμα πλακέτας οδήγησης IGBT.)



(Σχήμα 5.5.3 Απεικόνιση κυκλώματος πλακέτας οδήγησης IGBT.)

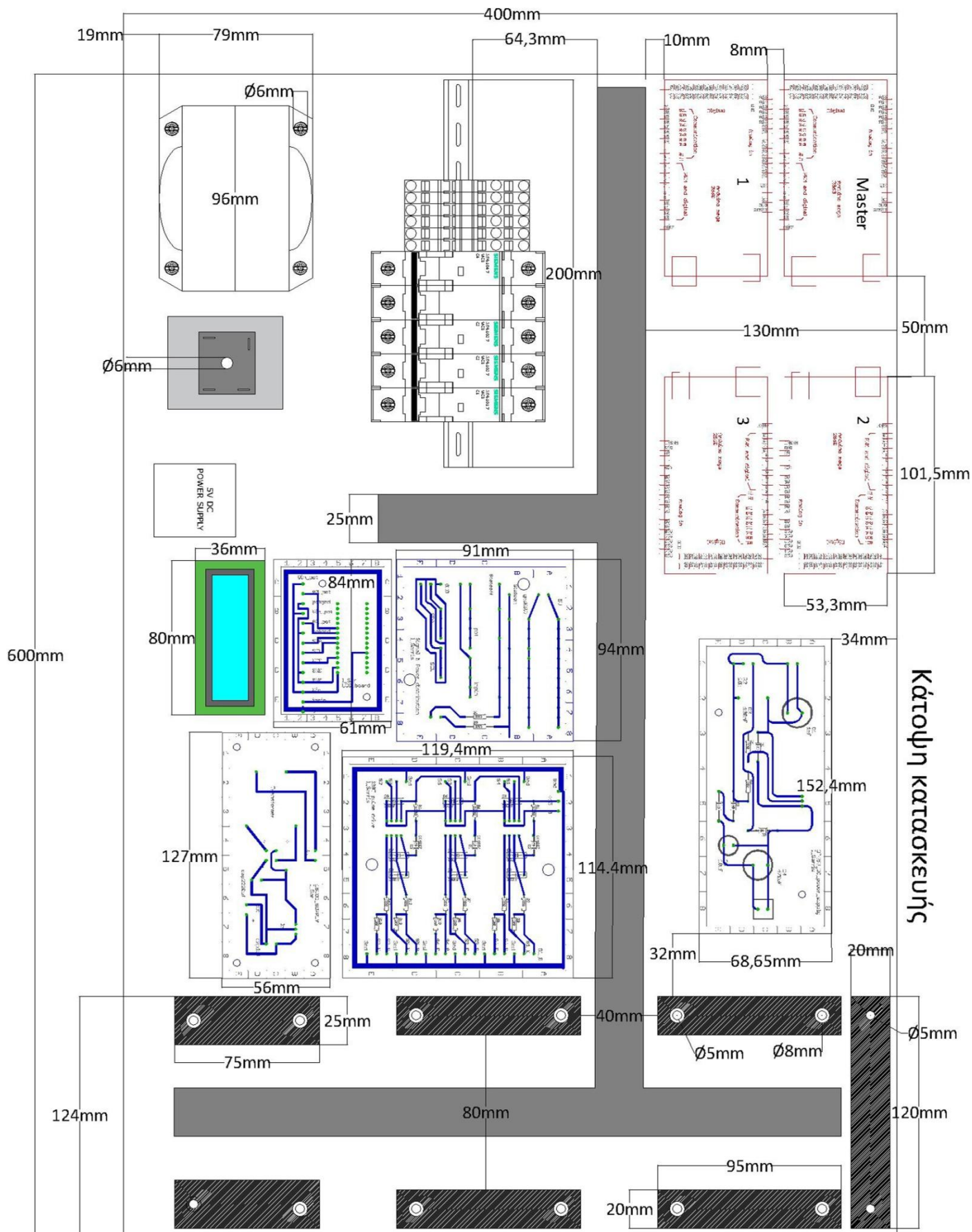
Συμπεράσματα

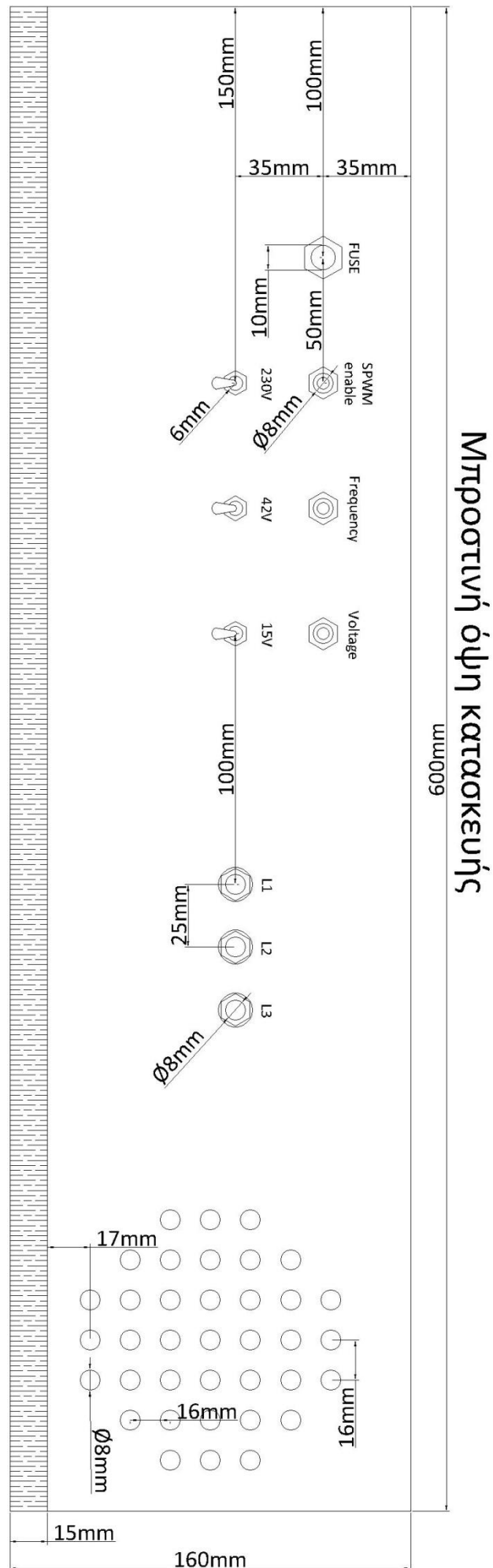
Με τη χρήση της τεχνικής ημιτονοειδούς διαμόρφωσης παλμών (S.P.W.M.) τριών βαθμίδων που αναλύθηκε στα προηγούμενα κεφάλαια παρατηρείτε πως με έναν σχετικά εύκολο τρόπο μπορούμε να δημιουργήσουμε εναλλασσόμενη τάση με μεταβλητό μέτρο και συχνότητα. Επίσης με τη χρήση μικροελεγκτών και όχι με κλασσικές μεθόδους ηλεκτρονικών μπορούν να παραχθούν οι παλμοί οδήγησης των ημιαγωγικών διακοπών. Έτσι αυτό έχει ως συνέπεια την αποτελεσματική μείωση των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων αλλά και την εύκολη παραμετροποίηση και βελτίωση του συστήματος μας τροποποιώντας απλώς και μόνο το πρόγραμμα των μικροελεγκτών. Ωστόσο σε ένα τέτοιο σύστημα που αναλύθηκε παραπάνω υπάρχουν και τρόποι βελτιστοποίησης του, όπως για παράδειγμα με τη χρήση ενός και μόνο μικροελεγκτή για την οδήγηση των παλμών και για την οθόνη αλλά και με τη λήψη δεδομένων στην έξοδο και την είσοδο του αντιστροφέα ώστε να έχουμε ανάδραση του συστήματος. Τέλος μια άλλη τεχνική που θα μπορούσε να είχε αναπτυχθεί ή να γίνει στο μέλλον σε μια άλλη διπλωματική εργασία με παρεμφερές αντικείμενο θα ήταν η τοπολογία του αντιστροφέα πολλαπλών επιπέδων (multilevel inverter). Στη τοπολογία αυτή το κέρδος που υπάρχει είναι να έχουμε αισθητά χαμηλότερο συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης THD% όπου σε κάποιες περιπτώσεις μπορεί να είναι και σχεδόν 0 δηλαδή για κυματομορφή τάσης ένα τέλειο ημίτονο. Επίσης το σημαντικότερο από όλα είναι πως μπορούμε να φτάσουμε σε υψηλότερα επίπεδα τάσης και ρεύματος επομένως η χρήση της τοπολογίας να βρίσκει εφαρμογή σε συστήματα υψηλών απαιτήσεων ισχύος.

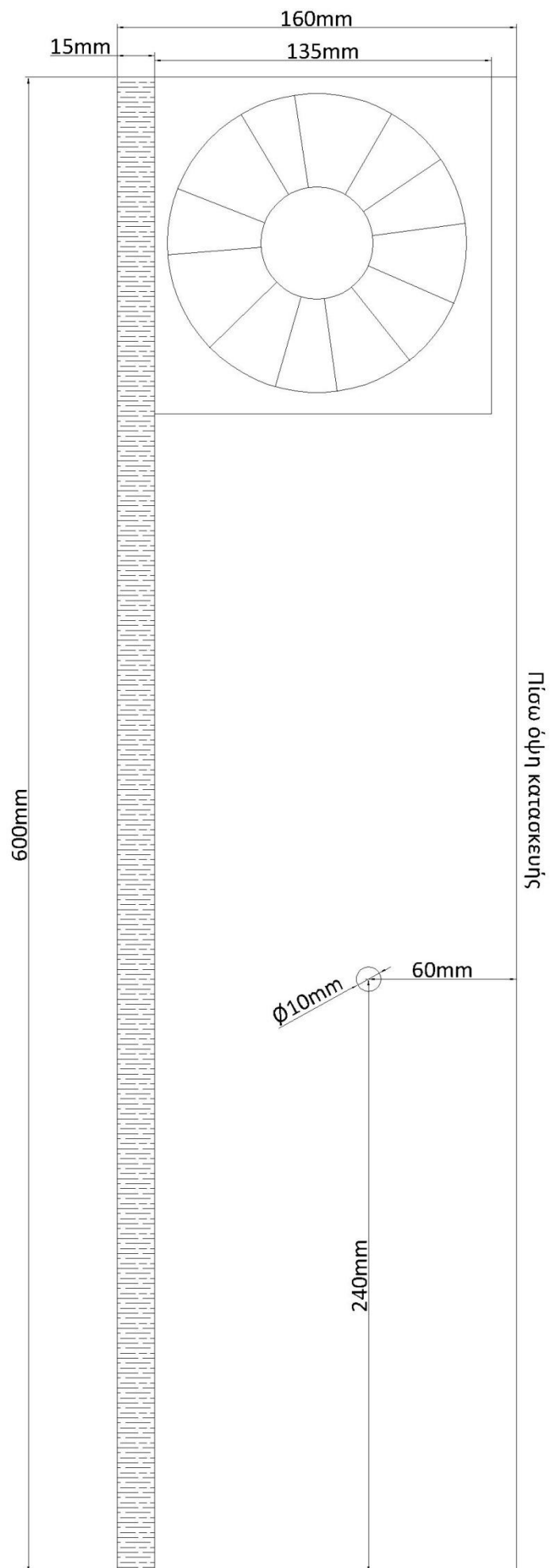
Βιβλιογραφία και Πηγές

- Στέφανος Ν. Μανιάς, «Ηλεκτρονικά Ισχύος», Εκδόσεις Συμεών, ISBN:978-960-9400-40-4
- «Εργαστηριακές Ασκήσεις Ηλεκτρονικών Ισχύος», Παντελής Β. Μαλατέστας – Ηρακλής Αθ. Βυλλιώτης, Εκδόσεις: Τζιόλα, ISBN:960-418-050-9
- «Εργαστηριακές ασκήσεις ηλεκτρικής κίνησης, με συνοπτική θεωρία» Παντελής Β. Μαλατέστας – Ηρακλής Αθ. Βυλλιώτης, Εκδόσεις: Τζιόλα, ISBN:960-418-066-5
- «Ηλεκτρονική Αρχές και Εφαρμογές», Albert Malvino – David J.Bates, Εκδόσεις: Τζιόλα, ISBN:978-960-418-410-1
- «Βιομηχανικά Ηλεκτρονικά», Στέφανος Ν. Μανιάς - Αθ. Καλετσάνος, Εκδόσεις Συμεών
- «Ηλεκτρική Κίνηση», 4^η Έκδοση, Παντελής Β. Μαλατέστας, Εκδόσεις: Τζιόλα, ISBN:978-960-418-524-5
- «Ηλεκτρικές Μηχανές», 3^η Έκδοση, Παντελής Β. Μαλατέστας, Εκδόσεις: Τζιόλα, ISBN:978-960-418-498-9
- «Φροντιστηριακές Ασκήσεις Ηλεκτρικών Μηχανών», Μαλατέστας Παντελής – Βυλλιώτης Ηρακλής, Εκδόσεις: Τζιόλα, ISBN:978-960-418-479-8
- «Μικροεπεξεργαστές, Αρχές και Εφαρμογές», Παναγιώτης Παπάζογλου, Εκδόσεις: Τζιόλα, ISBN:978-960-418-508-5
- Πτυχιακή εργασία «Μελέτη και κατασκευή τριφασικού inverter (DC/AC) με χρήση IGBT», Σεφερίδης Γεώργιος, Κολιανδρής Χριστόπουλος ΑΤΕΙ Πειραιά 2012
- https://el.wikipedia.org/wiki/Intel_8051
- <https://www.engineersgarage.com/8051-microcontroller>
- <https://www.espressif.com/en/products/hardware/esp8266ex/overview>
- <https://store.arduino.cc/arduino-due>
- <https://www.microchip.com/wwwproducts/en/ATsam3x8e>
- <https://store.arduino.cc/arduino-mega-2560-rev3>
- <https://www.microchip.com/wwwproducts/en/ATmega2560>
- <https://eclass.uniwa.gr/modules/document/index.php?course=EEE208&openDir=/5bcf897akgyC>
- <https://www.sma.de/en/industrial-systems/pv-power-plants.html>
- <https://code.visualstudio.com/docs/getstarted/userinterface>
- <https://el.wikipedia.org/wiki/Arduino>
- <https://store.arduino.cc/arduino-uno-rev3>
- <https://store.arduino.cc/arduino-nano>
- <https://store.arduino.cc/arduino-leonardo-with-headers>
- http://teachers.teicm.gr/kalomiros/Mtptx/e-books/Embedded_PIC_new.pdf
- http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-2549-8-bit-AVR-Microcontroller-ATmega640-1280-1281-2560-2561_datasheet.pdf
- https://en.wikipedia.org/wiki/Insulated_gate_bipolar_transistor
- <https://el.wikipedia.org/wiki/%CE%9C%CE%B9%CE%BA%CF%81%CE%BF%CE%B5%CE%BB%CE%B5%CE%B3%CE%BA%CF%84%CE%AE%CF%82>
- https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm317hv.pdf?ts=1608099099091&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.de%252F
- <https://www.mouser.com/datasheet/2/149/FAN7382-103101.pdf>
- https://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/atmel-2549-8-bit-avr-microcontroller-atmega640-1280-1281-2560-2561_datasheet.pdf

Παράρτημα 1







Παράρτημα 2

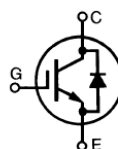


HiPerFAST™ IGBT with Diode

Short Circuit SOA Capability

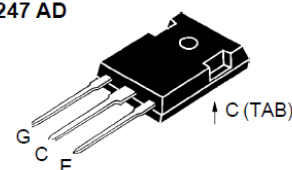
IXSH 24N60U1
IXSH24N60AU1

V_{CES}	I_{C25}	$V_{CE(sat)}$
600 V	48 A	2.2 V
600 V	48 A	2.7 V



Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings	
V_{CES}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C 600	V	
V_{CGR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C ; $R_{GE} = 1\text{ M}\Omega$	600	V
V_{GES}	Continuous	± 20	V
V_{GEM}	Transient	± 30	V
I_{C25}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	48	A
I_{C90}	$T_C = 90^\circ\text{C}$	24	A
I_{CM}	$T_C = 25^\circ\text{C}$, 1 ms	96	A
SSOA (RBSOA)	$V_{GE} = 15\text{ V}$, $T_{VJ} = 125^\circ\text{C}$, $R_G = 10\ \Omega$ Clamped inductive load, $L = 100\ \mu\text{H}$	$I_{CM} = 48$ @ $0.8\ V_{CES}$	A
t_{SC} (SCSOA)	$V_{GE} = 15\text{ V}$, $V_{CE} = 360\text{ V}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$, $R_G = 82\ \Omega$, non-repetitive	10	μs
P_C	$T_C = 25^\circ\text{C}$	150	W
T_J		-55 ... +150	$^\circ\text{C}$
T_{JM}		150	$^\circ\text{C}$
T_{stg}		-55 ... +150	$^\circ\text{C}$
Maximum Lead temperature for soldering 1.6 mm (0.062 in.) from case for 10 s		300	$^\circ\text{C}$
Maximum Tab temperature for soldering SMD devices for 10 s		260	$^\circ\text{C}$
M_d	Mounting torque, TO-247	1.13/10	Nm/lb.in.
Weight		TO-247 AD	6 g

TO-247 AD



G = Gate, C = Collector,
E = Emitter, TAB = Collector

Features

- International standard package JEDEC TO-247 AD
- High frequency IGBT and anti-parallel FRED in one package
- 2nd generation HDMOS™ process
- Low $V_{CE(sat)}$
 - for minimum on-state conduction losses
- MOS Gate turn-on
 - drive simplicity
- Fast Recovery Epitaxial Diode (FRED)
 - soft recovery with low I_{RM}

Applications

- AC motor speed control
- DC servo and robot drives
- DC choppers
- Uninterruptible power supplies (UPS)
- Switch-mode and resonant-mode power supplies

Advantages

- Space savings (two devices in one package)
- Suitable for surface mounting
- Easy to mount with 1 screw, TO-247 (isolated mounting screw hole)
- Reduces assembly time and cost

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
BV_{CES}	$I_C = 750\ \mu\text{A}$, $V_{GE} = 0\text{ V}$	600		V
$V_{GE(th)}$	$I_C = 1.5\text{ mA}$, $V_{CE} = V_{GE}$	3.5		V
I_{CES}	$V_{CE} = 0.8 \cdot V_{CES}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $V_{GE} = 0\text{ V}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$			500 μA 8 mA
I_{GES}	$V_{CE} = 0\text{ V}$, $V_{GE} = \pm 20\text{ V}$			$\pm 100\text{ nA}$
$V_{CE(sat)}$	$I_C = I_{C90}$, $V_{GE} = 15\text{ V}$			IXSH 24N60U1: 2.2 V IXSH 24N60AU1: 2.7 V

IXYS reserves the right to change limits, test conditions, and dimensions.

928201 (7/00)

© 2000 IXYS All rights reserved

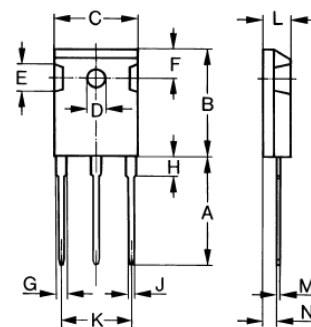
1 - 2



IXSH 24N60U1
IXSH 24N60AU1

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
g_{fs}	$I_C = I_{C90}$; $V_{CE} = 10\text{ V}$, Pulse test, $t \leq 300\ \mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$	9	13	S
$I_{C(on)}$	$V_{GE} = 15\text{ V}$, $V_{CE} = 10\text{ V}$		65	A
C_{ies} C_{oes} C_{res}	$V_{CE} = 25\text{ V}$, $V_{GE} = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$		1800	pF
			200	pF
			45	pF
Q_g Q_{ge} Q_{gc}	$I_C = I_{C90}$, $V_{GE} = 15\text{ V}$, $V_{CE} = 0.5 V_{CES}$		75	nC
			20	nC
			35	nC
$t_{d(on)}$ t_{ri} $t_{d(off)}$ t_{fi}	Inductive load, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_C = I_{C90}$, $V_{GE} = 15\text{ V}$, $L = 100\ \mu\text{H}$, $V_{CE} = 0.8 V_{CES}$, $R_G = R_{off} = 10\ \Omega$ Remarks: Switching times may increase for V_{CE} (Clamp) $> 0.8 \cdot V_{CES}$, higher T_J or increased R_G	24N60U1	500	ns
E_{off}		24N60AU1	275	ns
		24N60AU1	2	mJ
$t_{d(on)}$ t_{ri} t_{on} $t_{d(off)}$ t_{fi}	Inductive load, $T_J = 125^\circ\text{C}$ $I_C = I_{C90}$, $V_{GE} = 15\text{ V}$, $L = 100\ \mu\text{H}$, $V_{CE} = 0.8 V_{CES}$, $R_G = R_{off} = 10\ \Omega$ Remarks: Switching times may increase for V_{CE} (Clamp) $> 0.8 \cdot V_{CES}$, higher T_J or increased R_G	24N60U1	100	ns
E_{off}		24N60AU1	200	ns
		24N60U1	1.8	mJ
		24N60AU1	475	ns
		24N60U1	600	ns
	24N60AU1	450	ns	
	24N60U1	4	mJ	
	24N60AU1	3	mJ	
R_{thJC} R_{thCK}			0.83	K/W
		0.25		K/W

TO-247 AD (IXSH) Outline



Dim.	Millimeter		Inches	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	19.81	20.32	0.780	0.800
B	20.80	21.46	0.819	0.845
C	15.75	16.26	0.610	0.640
D	3.55	3.65	0.140	0.144
E	4.32	5.49	0.170	0.216
F	5.4	6.2	0.212	0.244
G	1.65	2.13	0.065	0.084
H	-	4.5	-	0.177
J	1.0	1.4	0.040	0.055
K	10.8	11.0	0.426	0.433
L	4.7	5.3	0.185	0.209
M	0.4	0.8	0.016	0.031
N	1.5	2.49	0.087	0.102

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
V_F	$I_F = I_{C90}$, $V_{GE} = 0\text{ V}$, Pulse test, $t \leq 300\ \mu\text{s}$, duty cycle $d \leq 2\%$			1.6 V
I_{RM} t_{rr}	$I_F = I_{C90}$, $V_{GE} = 0\text{ V}$, $-di_F/dt = 240\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_R = 360\text{ V}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$ $I_F = 1\text{ A}$; $-di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$; $V_R = 30\text{ V}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$		10	15 A
			150	ns
			35	50 ns
R_{thJC}				1 K/W

LMx17HV High Voltage Three-Terminal Adjustable Regulator With Overload Protection

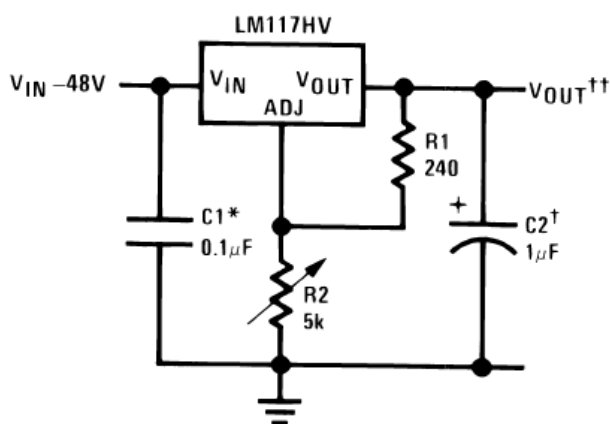
1 Features

- Up to 60 V Input to Output Differential
- 1.5-A Output Current
- Line Regulation 0.01%/V (Typical)
- Load Regulation 0.1% (Typical)
- 80-dB Ripple Rejection (Typical)
- Internal Short-Circuit Current Limiting Protection
- Thermal Overload Protection
- –55 to 150°C Operating Temperature Range (LM117HV)
- 0 to 125°C Operating Temperature Range (LM317HV)

2 Applications

- Industrial Power Supplies
- PLC Systems
- Factory Automation Systems
- Building Automation Systems
- Battery Charger

1.2-V to 50-V Adjustable Regulator With High Voltage Input



*Needed if device is more than 6 inches from filter capacitors. .

†Optional—improves transient response

$$V_{OUT}^{\dagger\dagger} = 1.25 V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ} (R_2)$$

3 Description

The LMx17HV is an adjustable 3-terminal positive voltage regulator capable of supplying 1.5 A or more currents over a 1.25-V to 57-V output voltage range. It requires only two external resistors to set the output voltage. The LMx17HV is packaged in standard transistor packages that are easily mounted and handled.

The LMx17HV offers overload protection like current limit, thermal overload protection and safe area protection, which make the device blowout proof. The overload protection circuitry remains fully functional even if the adjustment terminal is disconnected.

Typically, no capacitors are needed unless the device is situated more than 6 inches from the input filter capacitors, in which case an input bypass is needed. An optional output capacitor can be added to improve transient response. The adjustment terminal can be bypassed to achieve very high ripple rejection ratios which are difficult to achieve with standard 3-terminal regulators.

Since the regulator is *floating* and sees only the input-to-output differential voltage, supplies of several hundred volts can be regulated as long as the maximum input to output differential is not exceeded, or in other words, do not short the output to ground.

By connecting a fixed resistor between the adjustment and output, the LMx17HV can also be used as a precision current regulator. Supplies with electronic shutdown can be achieved by clamping the adjustment terminal to ground, which programs the output to 1.25 V where most loads draw little current.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
LM117HV	TO-39 (3)	8.255 mm × 8.255 mm
LM317HV	TO-3 (2)	19.507 mm × 19.507 mm
LM317HV	TO-220 (3)	14.986 mm × 10.16 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

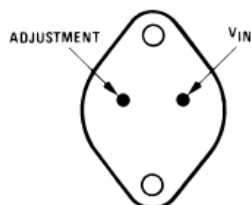
LM117HV, LM317HV

SNVS773D – APRIL 2000 – REVISED SEPTEMBER 2015

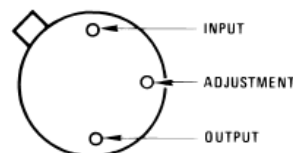
www.ti.com

6 Pin Configuration and Functions

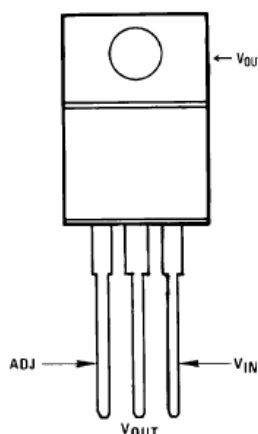
Metal Can NDS Package
2-Pin TO-3
Bottom View



Metal Can NDT Package
3-pin TO-39
Bottom View



NDE Package
3-Pin TO-220
Front View



Pin Functions

NAME	PIN			I/O	DESCRIPTION
	TO-39 NO.	TO-3 NO.	TO-220 NO.		
ADJ	2	1	1	—	Adjust Pin
V _{OUT}	3, CASE	CASE	2, TAB	O	Output voltage pin for the regulator
V _{IN}	1	2	3	I	Input voltage pin for the regulator

7 Specifications

7.1 Absolute Maximum Ratings

See ⁽¹⁾.

	MIN	MAX	UNIT
Power dissipation	Internally limited		
Input–output voltage differential	–0.3	60	V
Lead temperature (soldering, 10 seconds)		300	°C
Storage temperature, T _{stg}	–65	150	°C

(1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, which do not imply functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions*. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.



7.2 ESD Ratings

			VALUE	UNIT
$V_{(ESD)}$	Electrostatic discharge	Human body model (HBM) ⁽¹⁾	±2000	V

(1) Manufacturing with less than 500-V HBM is possible with the necessary precautions.

7.3 Recommended Operating Conditions

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

		MIN	MAX	UNIT
Operating junction temperature	LM117HV	-55	150	°C
	LM317HV	0	125	°C

7.4 Thermal Information

THERMAL METRIC ⁽¹⁾		LM117HV, LM317HV		LM317HV	UNIT
		NDT (TO-39)	NDS (TO-3)	NDE (TO-220)	
		3 PINS	2 PINS	3 PINS	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-ambient thermal resistance	140 ⁽²⁾	35 ⁽²⁾	23.0	°C/W
$R_{\theta JC(top)}$	Junction-to-case (top) thermal resistance	12	2.3	15.9	°C/W
$R_{\theta JB}$	Junction-to-board thermal resistance	—	—	4.6	°C/W
ψ_{JT}	Junction-to-top characterization parameter	—	—	2.5	°C/W
ψ_{JB}	Junction-to-board characterization parameter	—	—	4.6	°C/W
$R_{\theta JC(bot)}$	Junction-to-case (bottom) thermal resistance	—	—	0.9	°C/W

(1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the *Semiconductor and IC Package Thermal Metrics* application report, [SPRA953](#).

(2) No Heat Sink

LM117HV, LM317HV

SNVS773D – APRIL 2000 – REVISED SEPTEMBER 2015

www.ti.com

7.5 Electrical Characteristics⁽¹⁾

PARAMETER	TEST CONDITIONS		LM117HV			LM317HV			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Line Regulation	$3\text{ V} \leq V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}} \leq 60\text{ V}$ $I_{\text{L}} = 10\text{ mA}^{(2)}$	$T_{\text{J}} = 25^{\circ}\text{C}$	0.01	0.02		0.01	0.04	%/V	
		over full Operating Temperature Range	0.02	0.05		0.02	0.07	%/V	
Load Regulation	$10\text{ mA} \leq I_{\text{OUT}} \leq I_{\text{MAX}}$	$T_{\text{J}} = 25^{\circ}\text{C}$	0.1%	0.3%		0.1%	0.5%		
		over full Operating Temperature Range	0.3%	1%		0.3%	1.5%		
Thermal Regulation	$T_{\text{J}} = 25^{\circ}\text{C}$, 20 ms Pulse		0.03	0.07		0.04	0.07	%/W	
Adjustment Pin Current			50	100		50	100	μA	
Adjustment Pin Current Change	$10\text{ mA} \leq I_{\text{L}} \leq I_{\text{MAX}}$ $3\text{ V} \leq (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \leq 60\text{ V}$		0.2	5		0.2	5	μA	
Reference Voltage	$3\text{ V} \leq (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \leq 60\text{ V}$ $10\text{ mA} \leq I_{\text{OUT}} \leq I_{\text{MAX}}$, $P \leq P_{\text{MAX}}$		1.2	1.25	1.3	1.2	1.25	1.3	V
Temperature Stability	$T_{\text{MIN}} \leq T_{\text{J}} \leq T_{\text{MAX}}$		1%			1%			
Minimum Load Current	$(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) = 60\text{ V}$		3.5	7		3.5	12	mA	
Current Limit	$(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \leq 15\text{ V}$	TO-3, TO-220 Packages	1.5	2.2	3.5	1.5	2.2	3.7	A
		TO-39 Package	0.5	0.8	1.8	0.5	0.8	1.9	
	$(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \leq 60\text{ V}$	TO-3, TO-220 Packages	0.3			0.3			A
		TO-39 Package	0.03			0.03			
RMS Output Noise, % of V_{OUT}	$T_{\text{J}} = 25^{\circ}\text{C}$, $10\text{ Hz} \leq f \leq 10\text{ kHz}$		0.003%			0.003%			
Ripple Rejection Ratio	$V_{\text{OUT}} = 10\text{ V}$, $f = 120\text{ Hz}$		65			65			dB
	$C_{\text{ADJ}} = 10\text{ }\mu\text{F}$		66	80		66	80		dB
Long-Term Stability	$T_{\text{J}} = 125^{\circ}\text{C}$		0.3%	1%		0.3%	1%		

- (1) Unless otherwise specified, these specifications apply: $-55^{\circ}\text{C} \leq T_{\text{J}} \leq +150^{\circ}\text{C}$ for the LM117HV, and $0^{\circ}\text{C} \leq T_{\text{J}} \leq +125^{\circ}\text{C}$ for the LM317HV; $V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}} = 5\text{ V}$ and $I_{\text{OUT}} = 0.1\text{ A}$ for the TO-39 package and $I_{\text{OUT}} = 0.5\text{ A}$ for the TO-3 and TO-220 packages. Although power dissipation is internally limited, these specifications are applicable for power dissipations of 2 W for the TO-39 and 20 W for the TO-3 and TO-220. I_{MAX} is 1.5 A for the TO-3 and TO-220 and 0.5 A for the TO-39 package.
- (2) Regulation is measured at constant junction temperature. Changes in output voltage due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

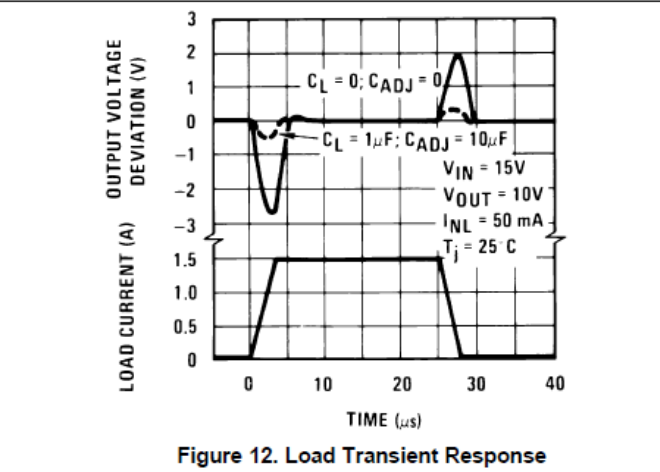
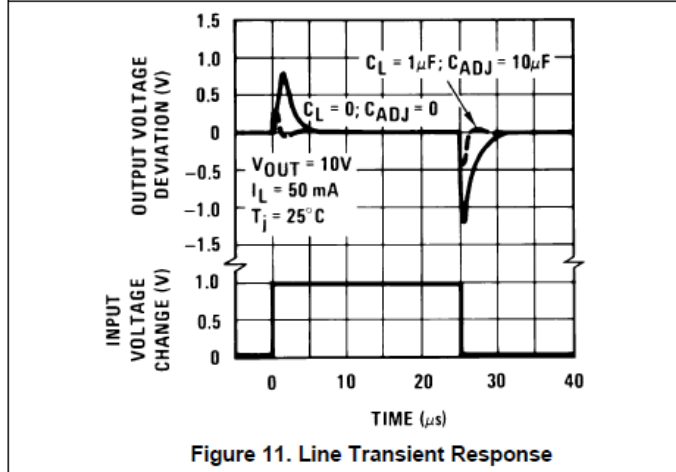
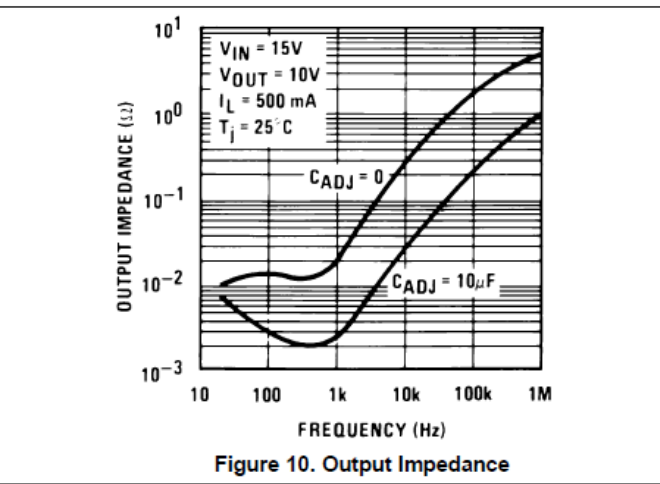
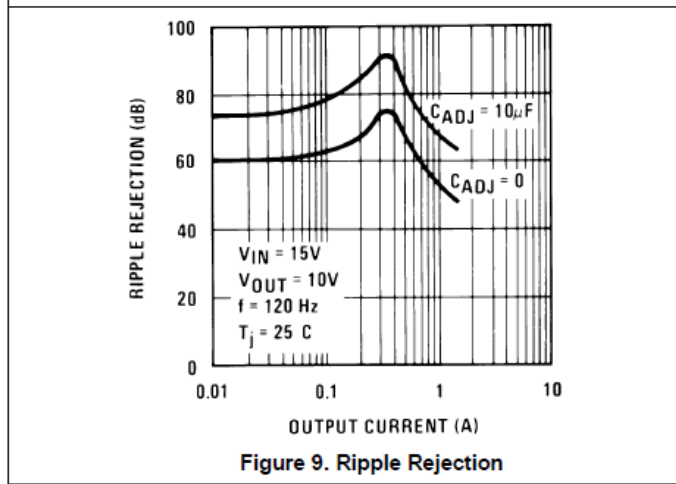
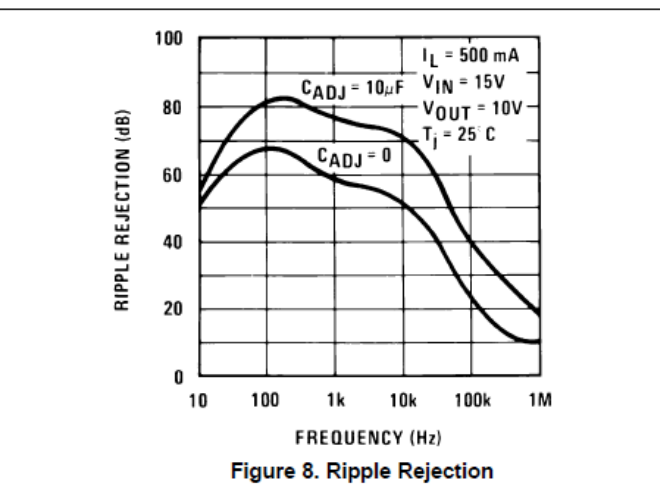
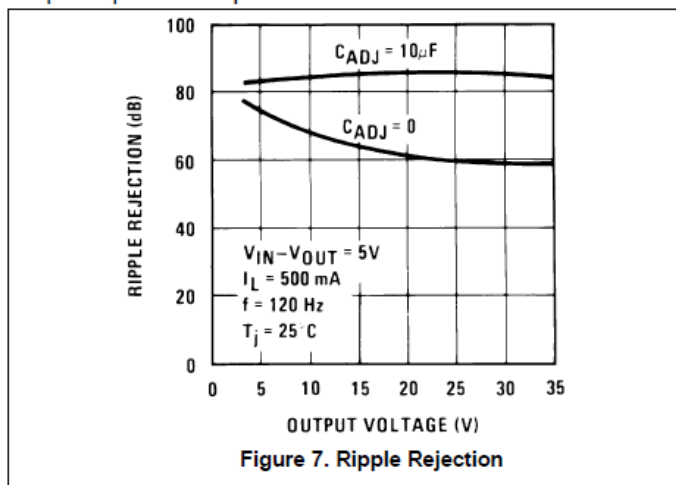
LM117HV, LM317HV

SNVS773D – APRIL 2000 – REVISED SEPTEMBER 2015

www.ti.com

Typical Characteristics (continued)

Output capacitor = 0 μF unless otherwise noted.



8 Detailed Description

8.1 Overview

In operation, the LM317HV develops a nominal 1.25-V reference voltage, V_{REF} , between the output and adjustment terminal. The reference voltage is impressed across program resistor $R1$ and, since the voltage is constant, a constant current I_1 then flows through the output set resistor $R2$, giving an output voltage calculated by Equation 1:

$$V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) + I_{ADJ} (R2) \tag{1}$$

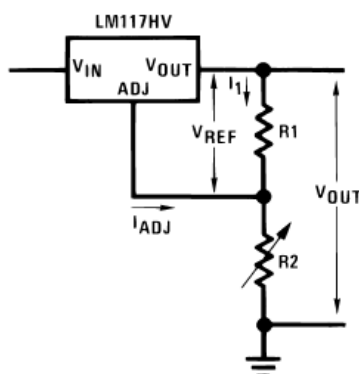
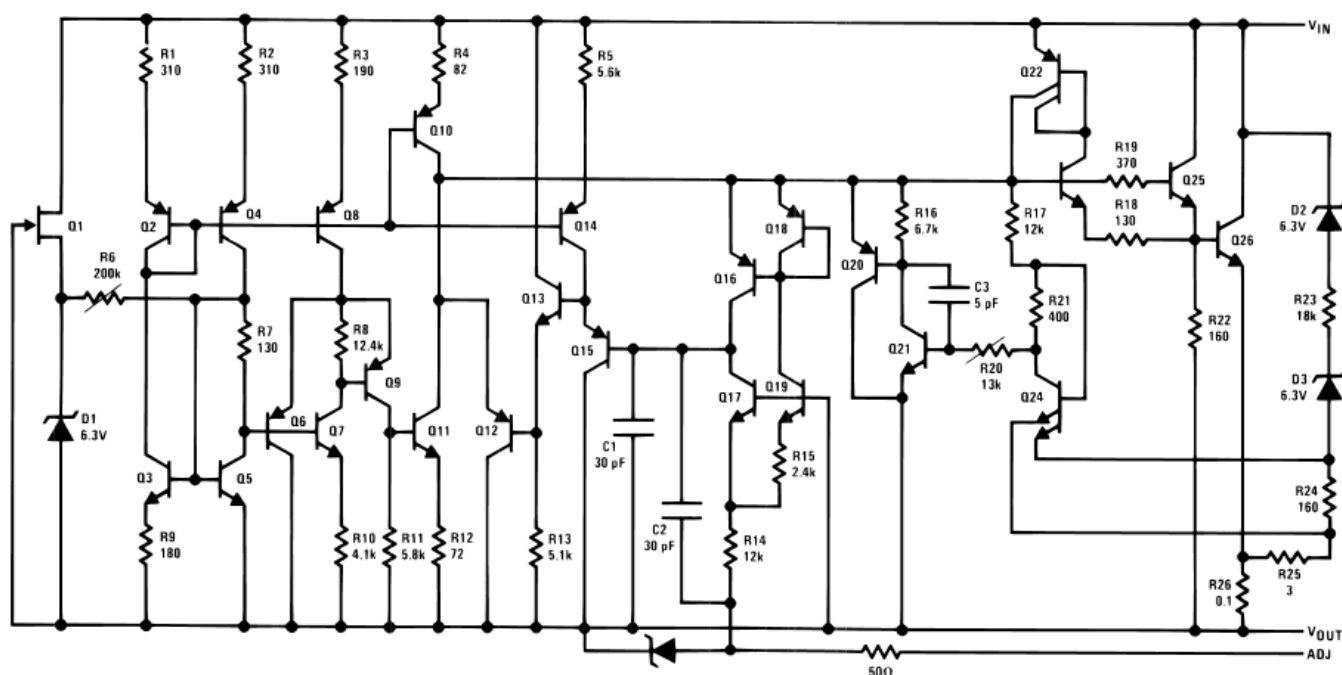


Figure 13. Adjustable V_{OUT} Through $R1$ and $R2$

Because the 100- μ A current from the adjustment terminal represents an error term, the LM317HV was designed to minimize I_{ADJ} and make it very constant with line and load changes. To do this, all quiescent operating current is returned to the output establishing a minimum load current requirement. If there is insufficient load on the output, the output will rise.

8.2 Functional Block Diagram





FAN7382

High- and Low-Side Gate Driver

Features

- Floating Channels Designed for Bootstrap Operation to +600V
- Typically 350mA/650mA Sourcing/Sinking Current Driving Capability for Both Channels
- Common-Mode dv/dt Noise Canceling Circuit
- Extended Allowable Negative V_S Swing to -9.8V for Signal Propagation at $V_{CC}=V_{BS}=15V$
- V_{CC} & V_{BS} Supply Range from 10V to 20V
- UVLO Functions for Both Channels
- TTL Compatible Input Logic Threshold Levels
- Matched Propagation Delay Below 50nsec
- Output In-phase with Input Signal

Applications

- PDP Scan Driver
- Fluorescent Lamp Ballast
- SMPS
- Motor Driver

Description

The FAN7382, a monolithic high and low side gate-drive IC, can drive MOSFETs and IGBTs that operate up to +600V. Fairchild's high-voltage process and common-mode noise canceling technique provides stable operation of the high-side driver under high-dv/dt noise circumstances. An advanced level-shift circuit allows high-side gate driver operation up to $V_S=-9.8V$ (typical) for $V_{BS}=15V$. The input logic level is compatible with standard TTL-series logic gates. UVLO circuits for both channels prevent malfunction when V_{CC} or V_{BS} is lower than the specified threshold voltage. Output drivers typically source/sink 350mA/650mA, respectively, which is suitable for fluorescent lamp ballasts, PDP scan drivers, motor controls, etc.



Ordering Information

Part Number	Package	Pb-Free	Operating Temperature Range	Packing Method
FAN7382N	8-DIP	Yes	-40°C ~ 125°C	Tube
FAN7382M ⁽¹⁾	8-SOP			Tube
FAN7382MX ⁽¹⁾				Tape & Reel
FAN7382M1 ⁽¹⁾	14-SOP			Tube
FAN7382M1X ⁽¹⁾				Tape & Reel

Note:

1. These devices passed wave soldering test by JESD22A-111.

Typical Application Circuit

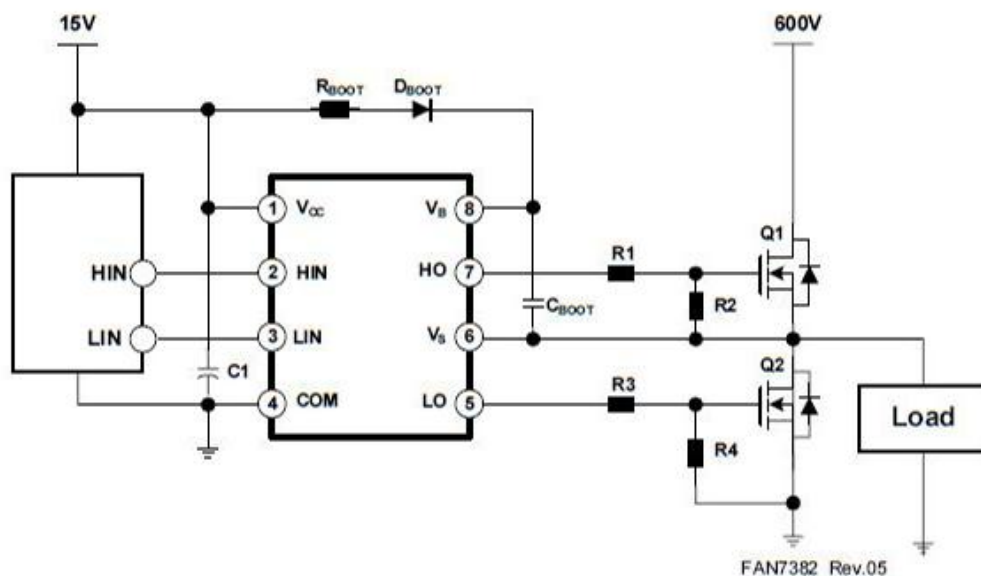


Figure 1. Application Circuit for Half-Bridge

Internal Block Diagram

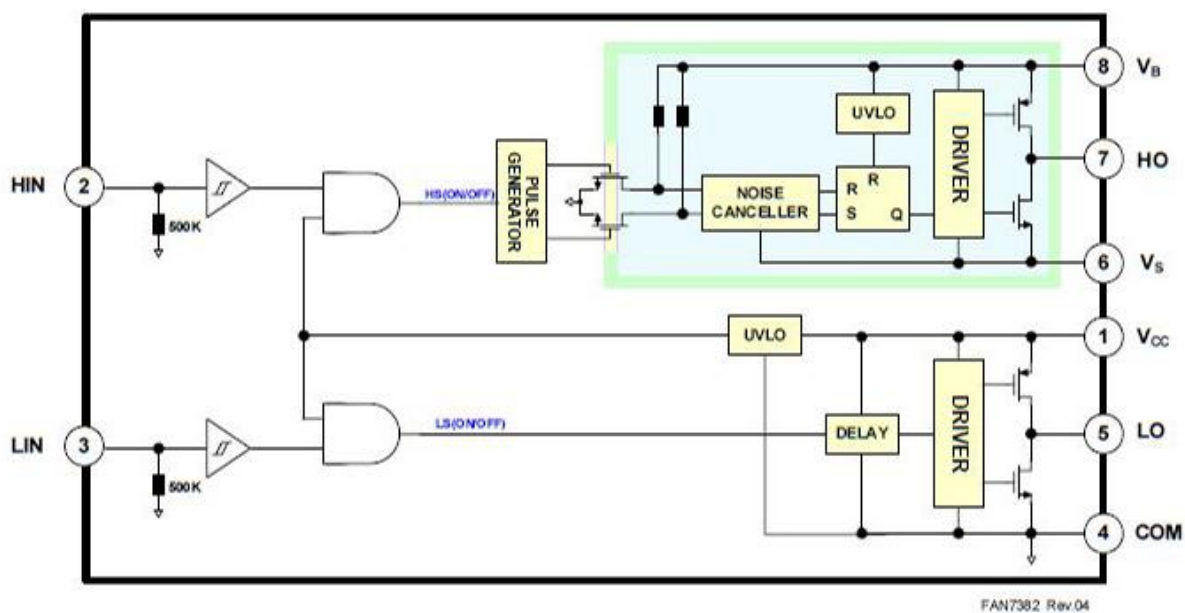


Figure 2. Functional Block Diagram

Pin Assignments

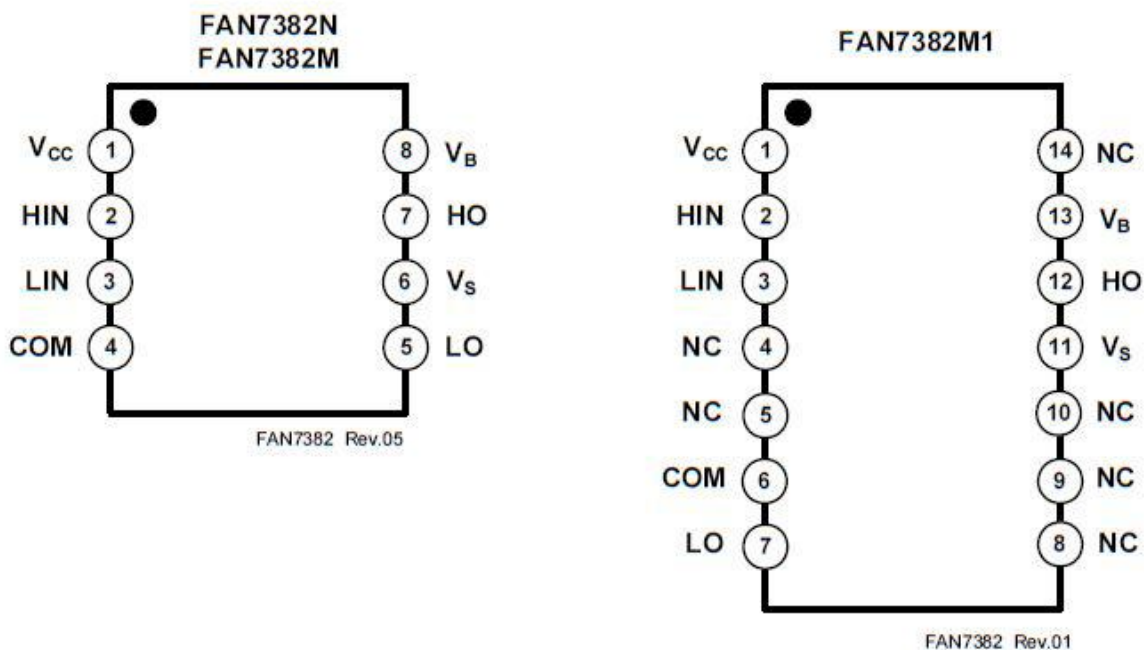


Figure 3. Pin Configuration (Top View)

Pin Definitions

Name	Description
V _{CC}	Low-Side Supply Voltage
HIN	Logic Input for High-Side Gate Driver Output
LIN	Logic Input for Low-Side Gate Driver Output
COM	Logic Ground and Low-Side Driver Return
LO	Low-Side Driver Output
V _S	High-Voltage Floating Supply Return
HO	High-Side Driver Output
V _B	High-Side Floating Supply

Absolute Maximum Ratings

Stresses exceeding the absolute maximum ratings may damage the device. The device may not function or be operable above the recommended operating conditions and stressing the parts to these levels is not recommended. In addition, extended exposure to stresses above the recommended operating conditions may affect device reliability. The absolute maximum ratings are stress ratings only.

Symbol	Characteristics	Min.	Max.	Unit
V _S	High-side offset voltage	V _B -25	V _B +0.3	V
V _B	High-side floating supply voltage	-0.3	625	
V _{HO}	High-side floating output voltage HO	V _S -0.3	V _B +0.3	
V _{CC}	Low-side and logic fixed supply voltage	-0.3	25	
V _{LO}	Low-side output voltage LO	-0.3	V _{CC} +0.3	
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN)	-0.3	V _{CC} +0.3	
COM	Logic ground	V _{CC} -25	V _{CC} +0.3	
dV _S /dt	Allowable offset voltage slew rate		50	V/ns
P _D ⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾	Power dissipation	8-SOP	0.625	W
		14-SOP	1.0	
		8-DIP	1.2	
θ _{JA}	Thermal resistance, junction-to-ambient	8-SOP	200	°C/W
		14-SOP	110	
		8-DIP	100	
T _J	Junction temperature		150	°C
T _{STG}	Storage temperature		150	°C

Notes:

- Mounted on 76.2 x 114.3 x 1.6mm PCB (FR-4 glass epoxy material).
- Refer to the following standards:
 JESD51-2: Integral circuits thermal test method environmental conditions - natural convection
 JESD51-3: Low effective thermal conductivity test board for leaded surface mount packages
- Do not exceed P_D under any circumstances.

Recommended Operating Ratings

The Recommended Operating Conditions table defines the conditions for actual device operation. Recommended operating conditions are specified to ensure optimal performance to the datasheet specifications. Fairchild does not recommend exceeding them or designing to Absolute Maximum Ratings.

Symbol	Parameter	Min.	Max.	Unit
V _B	High-side floating supply voltage	V _S +10	V _S +20	V
V _S	High-side floating supply offset voltage	6-V _{CC}	600	
V _{HO}	High-side (HO) output voltage	V _S	V _B	
V _{LO}	Low-side (LO) output voltage	COM	V _{CC}	
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN)	COM	V _{CC}	
V _{CC}	Low-side supply voltage	10	20	
T _A	Ambient temperature	-40	125	°C

Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS})=15.0V, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified. The V_{IN} and I_{IN} parameters are referenced to COM. The V_O and I_O parameters are referenced to V_S and COM and are applicable to the respective outputs HO and LO.

Symbol	Characteristics	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_{CCUV+} V_{BSUV+}	V_{CC} and V_{BS} supply under-voltage positive going threshold		8.2	9.2	10.0	V
V_{CCUV-} V_{BSUV-}	V_{CC} and V_{BS} supply under-voltage negative going threshold		7.6	8.7	9.6	
V_{CCUVH} V_{BSUVH}	V_{CC} supply under-voltage lockout hysteresis			0.6		
I_{LK}	Offset supply leakage current	$V_B=V_S=600\text{V}$			50	μA
I_{QBS}	Quiescent V_{BS} supply current	$V_{IN}=0\text{V}$ or 5V		45	120	
I_{QCC}	Quiescent V_{CC} supply current	$V_{IN}=0\text{V}$ or 5V		70	180	
I_{PBS}	Operating V_{BS} supply current	$f_{IN}=20\text{kHz}$, rms value			600	μA
I_{PCC}	Operating V_{CC} supply current	$f_{IN}=20\text{kHz}$, rms value			600	
V_{IH}	Logic "1" input voltage		2.9			V
V_{IL}	Logic "0" input voltage				0.8	
V_{OH}	High-level output voltage, $V_{BIAS}-V_O$	$I_O=20\text{mA}$			1.0	
V_{OL}	Low-level output voltage, V_O				0.6	
I_{IN+}	Logic "1" input bias current	$V_{IN}=5\text{V}$		10	20	μA
I_{IN-}	Logic "0" input bias current	$V_{IN}=0\text{V}$		1.0	2.0	
I_{O+}	Output high short-circuit pulsed current	$V_O=0\text{V}$, $V_{IN}=5\text{V}$ with $PW<10\mu\text{s}$	250	350		mA
I_{O-}	Output low short-circuit pulsed current	$V_O=15\text{V}$, $V_{IN}=0\text{V}$ with $PW<10\mu\text{s}$	500	650		
V_S	Allowable negative V_S pin voltage for HIN signal propagation to HO			-9.8	-7.0	V

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS})=15.0V, V_S =COM, $C_L=1000\text{pF}$ and, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified.

Symbol	Characteristics	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
t_{on}	Turn-on propagation delay	$V_S=0\text{V}$	100	170	300	ns
t_{off}	Turn-off propagation delay	$V_S=0\text{V}$ or $600\text{V}^{(5)}$	100	200	300	
t_r	Turn-on rise time		20	60	140	
t_f	Turn-off fall time			30	80	
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off				50	

Note:

5. This parameter guaranteed by design.

Typical Characteristics (Continued)

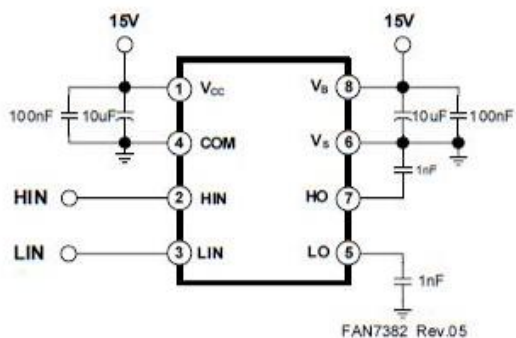


Figure 32. Switching Time Test Circuit

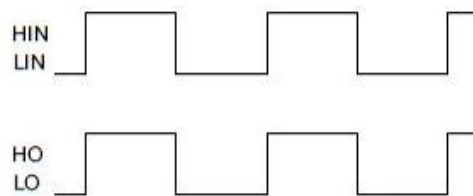


Figure 33. Input / Output Timing Diagram

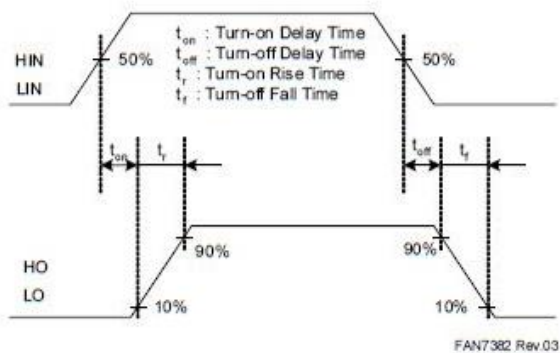


Figure 34. Switching Time Waveform Definition

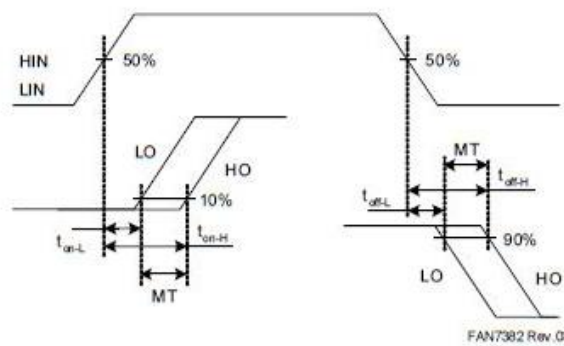
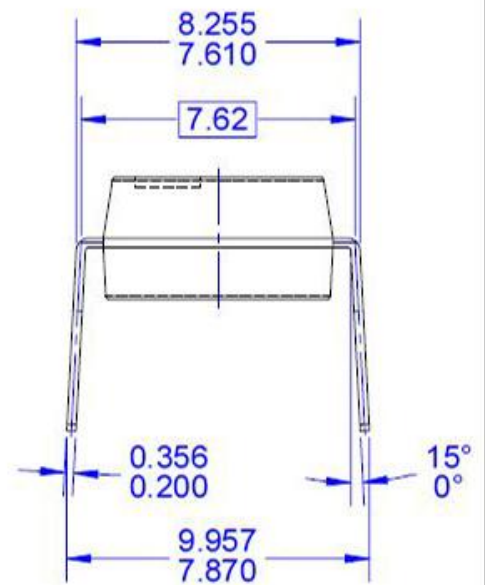
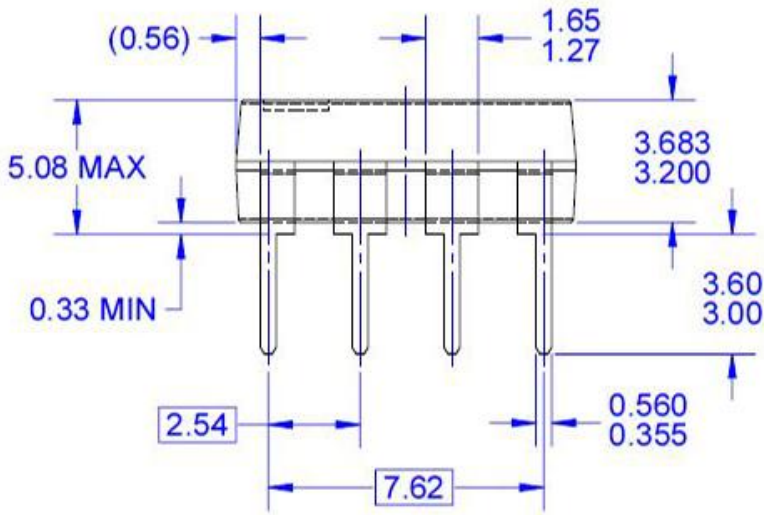
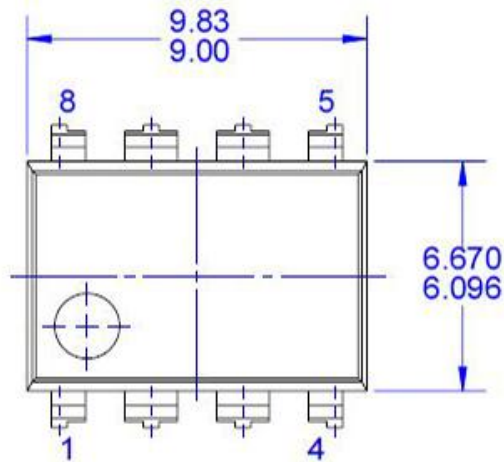


Figure 35. Delay Matching Waveform Definition



NOTES:

- A. CONFORMS TO JEDEC MS-001, VARIATION BA
- B. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
- C. DIMENSIONS ARE EXCLUSIVE OF BURRS, MOLD FLASH, AND TIE BAR EXTRUSIONS
- D. DIMENSIONS AND TOLERANCES PER ASME Y14.5M-2009
- E. DRAWING FILENAME: MKT-N08Frev3



LM78XX

Series Voltage Regulators

General Description

The LM78XX series of three terminal regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. One of these is local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow these regulators to be used in logic systems, instrumentation, HiFi, and other solid state electronic equipment. Although designed primarily as fixed voltage regulators these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

The LM78XX series is available in an aluminum TO-3 package which will allow over 1.0A load current if adequate heat sinking is provided. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistor is provided to limit internal power dissipation. If internal power dissipation becomes too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

Considerable effort was expended to make the LM78XX series of regulators easy to use and minimize the number of external components. It is not necessary to bypass the out-

put, although this does improve transient response. Input bypassing is needed only if the regulator is located far from the filter capacitor of the power supply.

For output voltage other than 5V, 12V and 15V the LM117 series provides an output voltage range from 1.2V to 57V.

Features

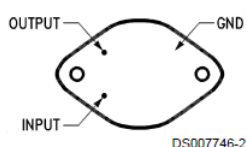
- Output current in excess of 1A
- Internal thermal overload protection
- No external components required
- Output transistor safe area protection
- Internal short circuit current limit
- Available in the aluminum TO-3 package

Voltage Range

LM7805C	5V
LM7812C	12V
LM7815C	15V

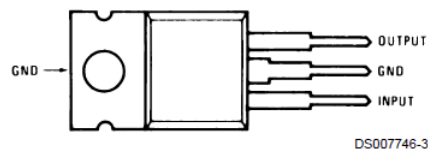
Connection Diagrams

**Metal Can Package
TO-3 (K)
Aluminum**



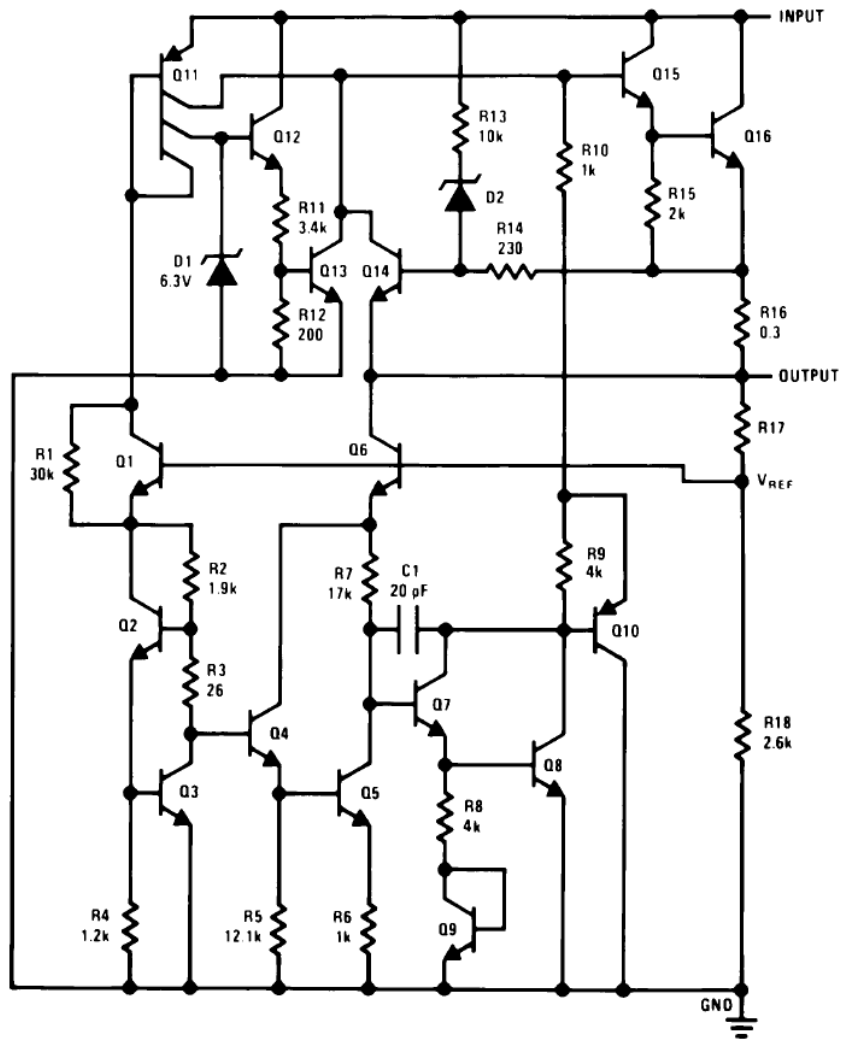
Bottom View
Order Number LM7805CK,
LM7812CK or LM7815CK
See NS Package Number KC02A

**Plastic Package
TO-220 (T)**



Top View
Order Number LM7805CT,
LM7812CT or LM7815CT
See NS Package Number T03B

Schematic



DS007746-1

Absolute Maximum Ratings (Note 3)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.

Input Voltage

($V_O = 5V, 12V$ and $15V$) 35V

Internal Power Dissipation (Note 1) Internally Limited

Operating Temperature Range (T_A) $0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$

Maximum Junction Temperature

(K Package) 150°C

(T Package) 150°C

Storage Temperature Range $-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$

Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)

TO-3 Package K 300°C

TO-220 Package T 230°C

Electrical Characteristics LM78XXC (Note 2)

$0^{\circ}C \leq T_J \leq 125^{\circ}C$ unless otherwise noted.

Output Voltage			5V			12V			15V			Units
Input Voltage (unless otherwise noted)			10V			19V			23V			
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_O	Output Voltage	$T_J = 25^{\circ}C, 5\text{ mA} \leq I_O \leq 1A$	4.8	5	5.2	11.5	12	12.5	14.4	15	15.6	V
		$P_D \leq 15W, 5\text{ mA} \leq I_O \leq 1A$	4.75		5.25	11.4		12.6	14.25		15.75	V
		$V_{MIN} \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$	(7.5 $\leq V_{IN} \leq 20$)			(14.5 $\leq V_{IN} \leq 27$)			(17.5 $\leq V_{IN} \leq 30$)			V
ΔV_O	Line Regulation	$I_O = 500\text{ mA}$	$T_J = 25^{\circ}C$	3 50		4 120		4 150		mV		
			ΔV_{IN}	(7 $\leq V_{IN} \leq 25$)		14.5 $\leq V_{IN} \leq 30$)		(17.5 $\leq V_{IN} \leq 30$)		V		
		$0^{\circ}C \leq T_J \leq +125^{\circ}C$	ΔV_{IN}	50		120		150		mV		
			ΔV_{IN}	(8 $\leq V_{IN} \leq 20$)		(15 $\leq V_{IN} \leq 27$)		(18.5 $\leq V_{IN} \leq 30$)		V		
ΔV_O	Load Regulation	$T_J = 25^{\circ}C$	$5\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5A$	10 50		12 120		12 150		mV		
			$250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$	25		60		75		mV		
		$5\text{ mA} \leq I_O \leq 1A, 0^{\circ}C \leq T_J \leq +125^{\circ}C$	ΔV_{IN}	50		120		150		mV		
			ΔV_{IN}	(8 $\leq V_{IN} \leq 12$)		(16 $\leq V_{IN} \leq 22$)		(20 $\leq V_{IN} \leq 26$)		V		
I_Q	Quiescent Current	$I_O \leq 1A$	$T_J = 25^{\circ}C$	8		8		8		mA		
			$0^{\circ}C \leq T_J \leq +125^{\circ}C$	8.5		8.5		8.5		mA		
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$5\text{ mA} \leq I_O \leq 1A$		0.5		0.5		0.5		mA		
		$T_J = 25^{\circ}C, I_O \leq 1A$	$V_{MIN} \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$	1.0		1.0		1.0		mA		
			$V_{MIN} \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$	(7.5 $\leq V_{IN} \leq 20$)		(14.8 $\leq V_{IN} \leq 27$)		(17.9 $\leq V_{IN} \leq 30$)		V		
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$I_O \leq 500\text{ mA}, 0^{\circ}C \leq T_J \leq +125^{\circ}C$		1.0		1.0		1.0		mA		
		$V_{MIN} \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$	(7 $\leq V_{IN} \leq 25$)		(14.5 $\leq V_{IN} \leq 30$)		(17.5 $\leq V_{IN} \leq 30$)		V			
V_N	Output Noise Voltage	$T_A = 25^{\circ}C, 10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$		40		75		90		μV		
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$	Ripple Rejection	$f = 120\text{ Hz}$	$I_O \leq 1A, T_J = 25^{\circ}C$	62 80		55 72		54 70		dB		
			or $I_O \leq 500\text{ mA}$	62		55		54		dB		
		$0^{\circ}C \leq T_J \leq +125^{\circ}C$	$V_{MIN} \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$		(8 $\leq V_{IN} \leq 18$)		(15 $\leq V_{IN} \leq 25$)		(18.5 $\leq V_{IN} \leq 28.5$)		V	
R_O	Dropout Voltage	$T_J = 25^{\circ}C, I_{OUT} = 1A$		2.0		2.0		2.0		V		
	Output Resistance	$f = 1\text{ kHz}$		8		18		19		$m\Omega$		

Electrical Characteristics LM78XXC (Note 2) (Continued)

$0^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq 125^{\circ}\text{C}$ unless otherwise noted.

Output Voltage			5V			12V			15V			Units
Input Voltage (unless otherwise noted)			10V			19V			23V			
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
	Short-Circuit Current	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	2.1			1.5			1.2			A
	Peak Output Current	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	2.4			2.4			2.4			A
	Average TC of V_{OUT}	$0^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$, $I_O = 5\text{ mA}$	0.6			1.5			1.8			mV/ $^{\circ}\text{C}$
V_{IN}	Input Voltage Required to Maintain Line Regulation	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$, $I_O \leq 1\text{ A}$	7.5			14.6			17.7			V

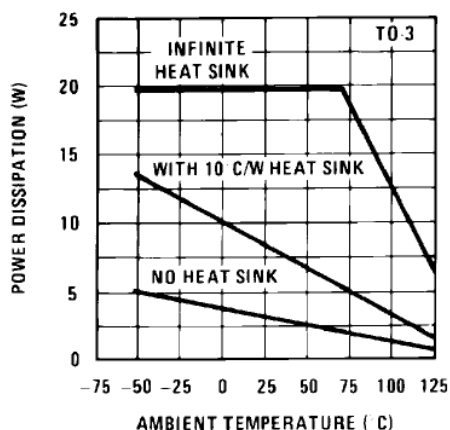
Note 1: Thermal resistance of the TO-3 package (K, KC) is typically $4^{\circ}\text{C}/\text{W}$ junction to case and $35^{\circ}\text{C}/\text{W}$ case to ambient. Thermal resistance of the TO-220 package (T) is typically $4^{\circ}\text{C}/\text{W}$ junction to case and $50^{\circ}\text{C}/\text{W}$ case to ambient.

Note 2: All characteristics are measured with capacitor across the input of $0.22\ \mu\text{F}$, and a capacitor across the output of $0.1\ \mu\text{F}$. All characteristics except noise voltage and ripple rejection ratio are measured using pulse techniques ($t_w \leq 10\text{ ms}$, duty cycle $\leq 5\%$). Output voltage changes due to changes in internal temperature must be taken into account separately.

Note 3: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. For guaranteed specifications and the test conditions, see Electrical Characteristics.

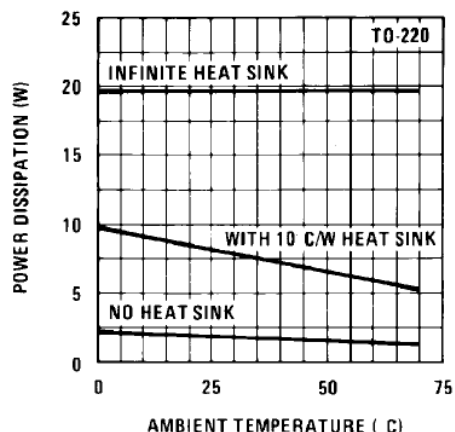
Typical Performance Characteristics

Maximum Average Power Dissipation



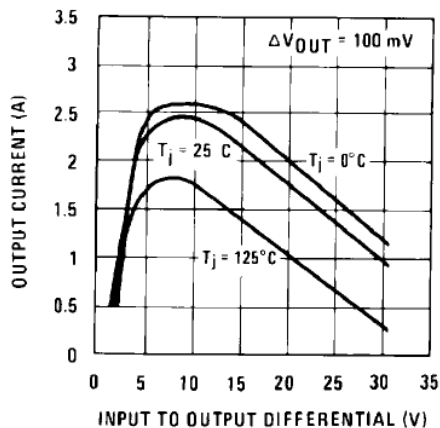
DS007746-5

Maximum Average Power Dissipation



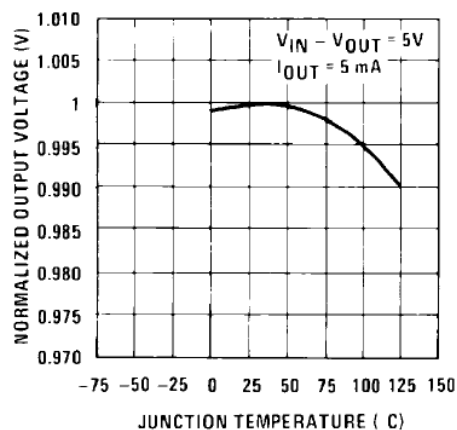
DS007746-6

Peak Output Current



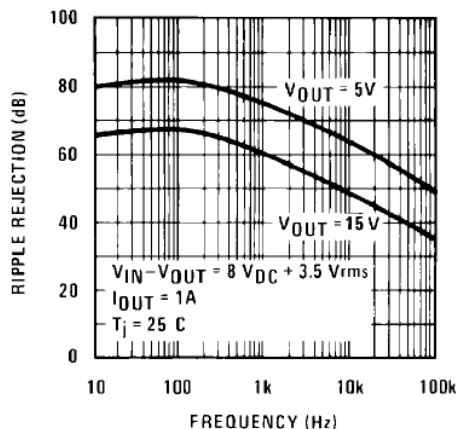
DS007746-7

Output Voltage (Normalized to 1V at $T_j = 25^\circ\text{C}$)



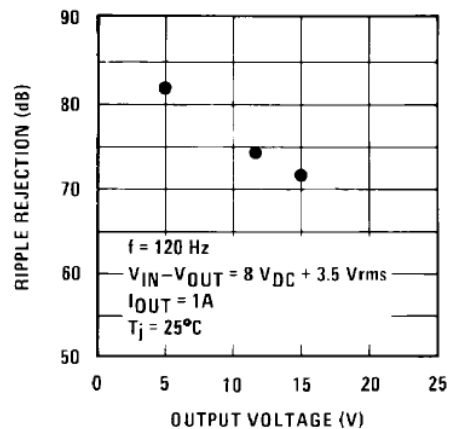
DS007746-8

Ripple Rejection



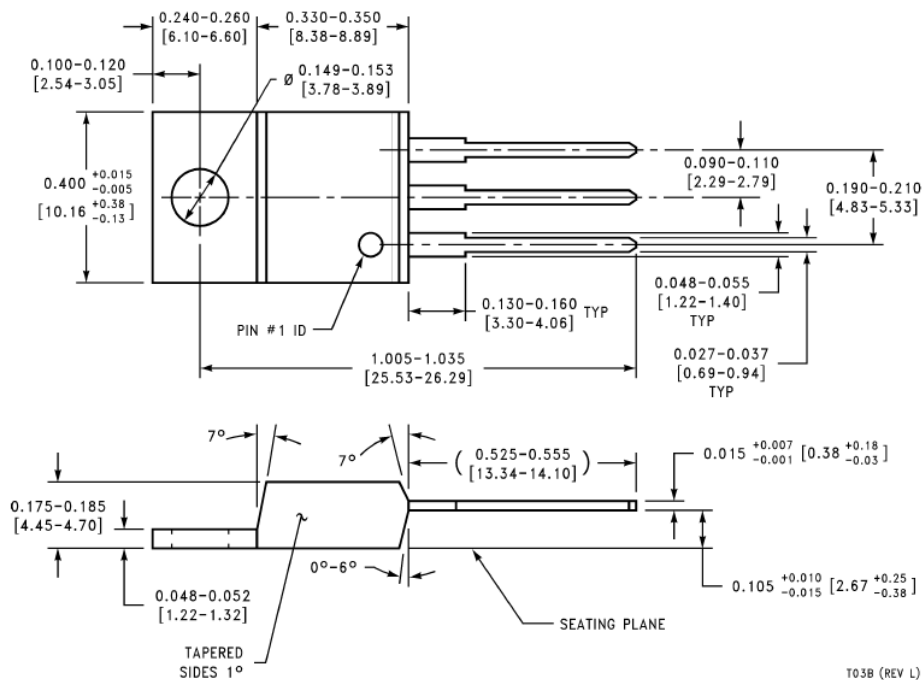
DS007746-9

Ripple Rejection



DS007746-10

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



TO-220 Package (T)
Order Number LM7805CT, LM7812CT or LM7815CT
NS Package Number T03B

T03B (REV L)

LIFE SUPPORT POLICY

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

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

National Semiconductor Corporation Americas
 Tel: 1-800-272-9959
 Fax: 1-800-737-7018
 Email: support@nsc.com
 www.national.com

National Semiconductor Europe
 Fax: +49 (0) 180-530 85 86
 Email: europe.support@nsc.com
 Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208
 English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171
 Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group
 Tel: 65-2544466
 Fax: 65-2504466
 Email: ap.support@nsc.com

National Semiconductor Japan Ltd.
 Tel: 81-3-5639-7560
 Fax: 81-3-5639-7507



Atmel ATmega640/V-1280/V-1281/V-2560/V-2561/V

8-bit Atmel Microcontroller with 16/32/64KB In-System Programmable Flash

DATASHEET

Features

- High Performance, Low Power Atmel® AVR® 8-Bit Microcontroller
- Advanced RISC Architecture
 - 135 Powerful Instructions – Most Single Clock Cycle Execution
 - 32 × 8 General Purpose Working Registers
 - Fully Static Operation
 - Up to 16 MIPS Throughput at 16MHz
 - On-Chip 2-cycle Multiplier
- High Endurance Non-volatile Memory Segments
 - 64K/128K/256KBytes of In-System Self-Programmable Flash
 - 4Kbytes EEPROM
 - 8Kbytes Internal SRAM
 - Write/Erase Cycles: 10,000 Flash/100,000 EEPROM
 - Data retention: 20 years at 85°C/ 100 years at 25°C
 - Optional Boot Code Section with Independent Lock Bits
 - In-System Programming by On-chip Boot Program
 - True Read-While-Write Operation
 - Programming Lock for Software Security
 - Endurance: Up to 64Kbytes Optional External Memory Space
- Atmel® QTouch® library support
 - Capacitive touch buttons, sliders and wheels
 - QTouch and QMatrix acquisition
 - Up to 64 sense channels
- JTAG (IEEE® std. 1149.1 compliant) Interface
 - Boundary-scan Capabilities According to the JTAG Standard
 - Extensive On-chip Debug Support
 - Programming of Flash, EEPROM, Fuses, and Lock Bits through the JTAG Interface
- Peripheral Features
 - Two 8-bit Timer/Counters with Separate Prescaler and Compare Mode
 - Four 16-bit Timer/Counter with Separate Prescaler, Compare- and Capture Mode
 - Real Time Counter with Separate Oscillator
 - Four 8-bit PWM Channels
 - Six/Twelve PWM Channels with Programmable Resolution from 2 to 16 Bits (ATmega1281/2561, ATmega640/1280/2560)
 - Output Compare Modulator
 - 8/16-channel, 10-bit ADC (ATmega1281/2561, ATmega640/1280/2560)
 - Two/Four Programmable Serial USART (ATmega1281/2561, ATmega640/1280/2560)
 - Master/Slave SPI Serial Interface
 - Byte Oriented 2-wire Serial Interface
 - Programmable Watchdog Timer with Separate On-chip Oscillator
 - On-chip Analog Comparator
 - Interrupt and Wake-up on Pin Change
- Special Microcontroller Features
 - Power-on Reset and Programmable Brown-out Detection
 - Internal Calibrated Oscillator
 - External and Internal Interrupt Sources
 - Six Sleep Modes: Idle, ADC Noise Reduction, Power-save, Power-down, Standby, and Extended Standby
- I/O and Packages
 - 54/86 Programmable I/O Lines (ATmega1281/2561, ATmega640/1280/2560)
 - 64-pad QFN/MLF, 64-lead TQFP (ATmega1281/2561)
 - 100-lead TQFP, 100-ball CBGA (ATmega640/1280/2560)
 - RoHS/Fully Green
- Temperature Range:
 - -40°C to 85°C Industrial
- Ultra-Low Power Consumption
 - Active Mode: 1MHz, 1.8V: 500µA
 - Power-down Mode: 0.1µA at 1.8V
- Speed Grade:
 - ATmega640V/ATmega1280V/ATmega1281V:
 - 0 - 4MHz @ 1.8V - 5.5V, 0 - 8MHz @ 2.7V - 5.5V
 - ATmega2560V/ATmega2561V:
 - 0 - 2MHz @ 1.8V - 5.5V, 0 - 8MHz @ 2.7V - 5.5V
 - ATmega640/ATmega1280/ATmega1281:
 - 0 - 8MHz @ 2.7V - 5.5V, 0 - 16MHz @ 4.5V - 5.5V
 - ATmega2560/ATmega2561:
 - 0 - 16MHz @ 4.5V - 5.5V

1. Pin Configurations

Figure 1-1. TQFP-pinout ATmega640/1280/2560

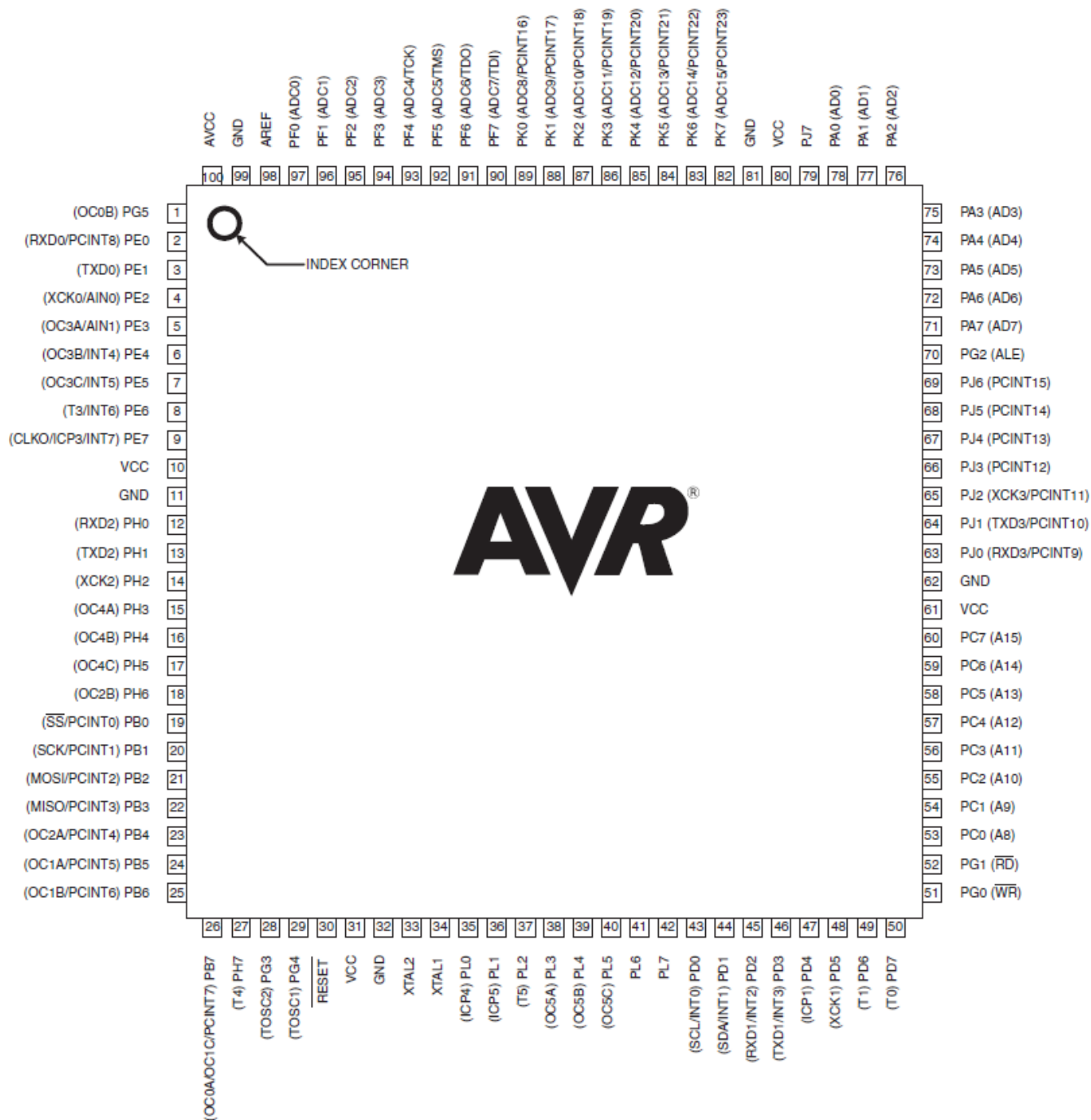


Figure 1-2. CBGA-pinout ATmega640/1280/2560

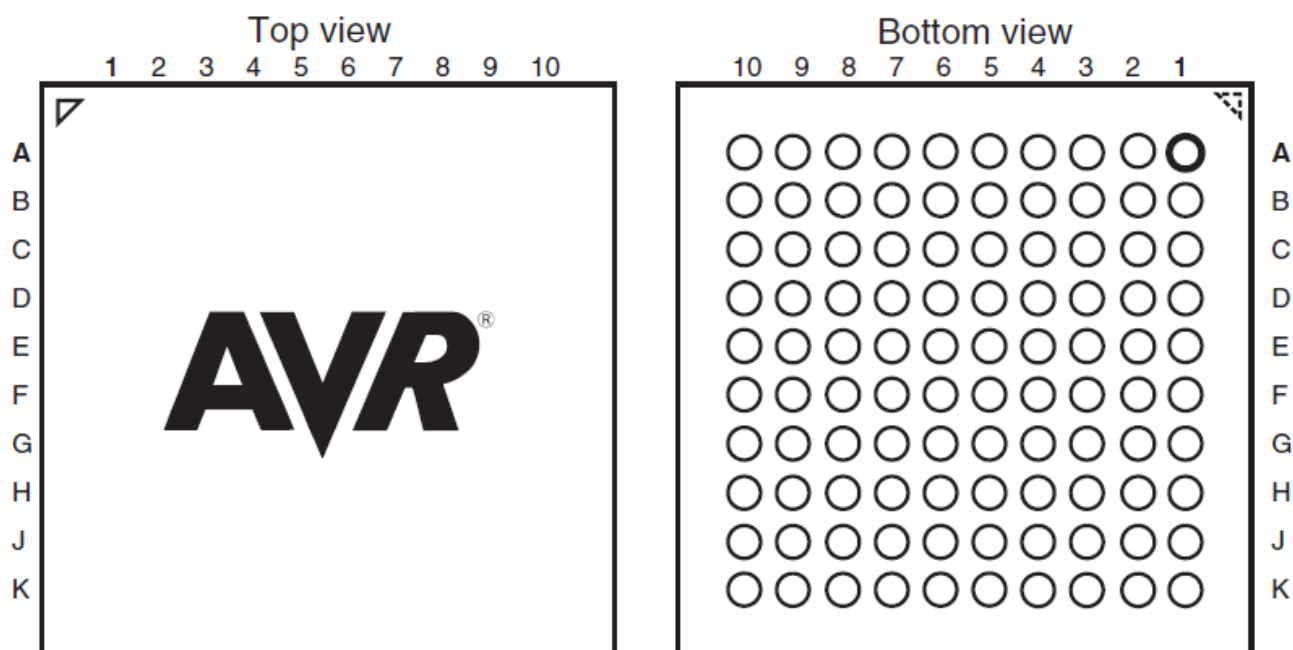


Table 1-1. CBGA-pinout ATmega640/1280/2560

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
A	GND	AREF	PF0	PF2	PF5	PK0	PK3	PK6	GND	VCC
B	AVCC	PG5	PF1	PF3	PF6	PK1	PK4	PK7	PA0	PA2
C	PE2	PE0	PE1	PF4	PF7	PK2	PK5	PJ7	PA1	PA3
D	PE3	PE4	PE5	PE6	PH2	PA4	PA5	PA6	PA7	PG2
E	PE7	PH0	PH1	PH3	PH5	PJ6	PJ5	PJ4	PJ3	PJ2
F	VCC	PH4	PH6	PB0	PL4	PD1	PJ1	PJ0	PC7	GND
G	GND	PB1	PB2	PB5	PL2	PD0	PD5	PC5	PC6	VCC
H	PB3	PB4	RESET	PL1	PL3	PL7	PD4	PC4	PC3	PC2
J	PH7	PG3	PB6	PL0	XTAL2	PL6	PD3	PC1	PC0	PG1
K	PB7	PG4	VCC	GND	XTAL1	PL5	PD2	PD6	PD7	PG0

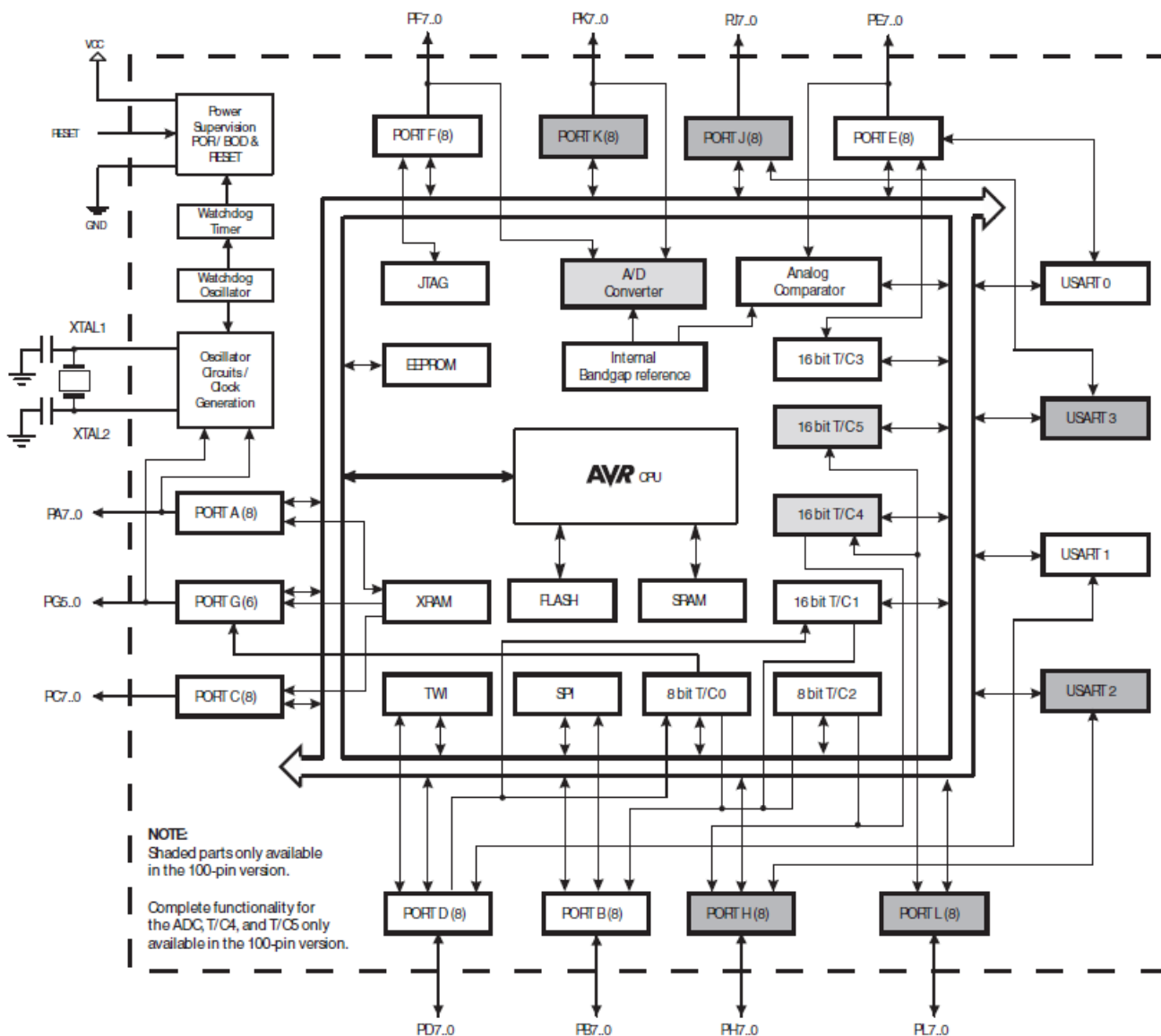
Note: The functions for each pin is the same as for the 100 pin packages shown in [Figure 1-1](#) on page 2.

2. Overview

The ATmega640/1280/1281/2560/2561 is a low-power CMOS 8-bit microcontroller based on the AVR enhanced RISC architecture. By executing powerful instructions in a single clock cycle, the ATmega640/1280/1281/2560/2561 achieves throughputs approaching 1 MIPS per MHz allowing the system designer to optimize power consumption versus processing speed.

2.1 Block Diagram

Figure 2-1. Block Diagram



The Atmel® AVR® core combines a rich instruction set with 32 general purpose working registers. All the 32 registers are directly connected to the Arithmetic Logic Unit (ALU), allowing two independent registers to be accessed in one single instruction executed in one clock cycle. The resulting architecture is more code efficient while achieving throughputs up to ten times faster than conventional CISC microcontrollers.

The ATmega640/1280/1281/2560/2561 provides the following features: 64K/128K/256K bytes of In-System Programmable Flash with Read-While-Write capabilities, 4Kbytes EEPROM, 8Kbytes SRAM, 54/86 general purpose I/O lines, 32 general purpose working registers, Real Time Counter (RTC), six flexible Timer/Counters with compare modes and PWM, four USARTs, a byte oriented 2-wire Serial Interface, a 16-channel, 10-bit ADC with optional differential input stage with programmable gain, programmable Watchdog Timer with Internal Oscillator, an SPI serial port, IEEE® std. 1149.1 compliant JTAG test interface, also used for accessing the On-chip Debug system and programming and six software selectable power saving modes. The Idle mode stops the CPU while allowing the SRAM, Timer/Counters, SPI port, and interrupt system to continue functioning. The Power-down mode saves the register contents but freezes the Oscillator, disabling all other chip functions until the next interrupt or Hardware Reset. In Power-save mode, the asynchronous timer continues to run, allowing the user to maintain a timer base while the rest of the device is sleeping. The ADC Noise Reduction mode stops the CPU and all I/O modules except Asynchronous Timer and ADC, to minimize switching noise during ADC conversions. In Standby mode, the Crystal/Resonator Oscillator is running while the rest of the device is sleeping. This allows very fast start-up combined with low power consumption. In Extended Standby mode, both the main Oscillator and the Asynchronous Timer continue to run.

Atmel offers the QTouch® library for embedding capacitive touch buttons, sliders and wheels functionality into AVR microcontrollers. The patented charge-transfer signal acquisition offers robust sensing and includes fully debounced reporting of touch keys and includes Adjacent Key Suppression® (AKS®) technology for unambiguous detection of key events. The easy-to-use QTouch Suite toolchain allows you to explore, develop and debug your own touch applications.

The device is manufactured using the Atmel high-density nonvolatile memory technology. The On-chip ISP Flash allows the program memory to be reprogrammed in-system through an SPI serial interface, by a conventional non-volatile memory programmer, or by an On-chip Boot program running on the AVR core. The boot program can use any interface to download the application program in the application Flash memory. Software in the Boot Flash section will continue to run while the Application Flash section is updated, providing true Read-While-Write operation. By combining an 8-bit RISC CPU with In-System Self-Programmable Flash on a monolithic chip, the Atmel ATmega640/1280/1281/2560/2561 is a powerful microcontroller that provides a highly flexible and cost effective solution to many embedded control applications.

The ATmega640/1280/1281/2560/2561 AVR is supported with a full suite of program and system development tools including: C compilers, macro assemblers, program debugger/simulators, in-circuit emulators, and evaluation kits.

2.2 Comparison Between ATmega1281/2561 and ATmega640/1280/2560

Each device in the ATmega640/1280/1281/2560/2561 family differs only in memory size and number of pins. [Table 2-1](#) summarizes the different configurations for the six devices.

Table 2-1. Configuration Summary

Device	Flash	EEPROM	RAM	General Purpose I/O pins	16 bits resolution PWM channels	Serial USARTs	ADC Channels
ATmega640	64KB	4KB	8KB	86	12	4	16
ATmega1280	128KB	4KB	8KB	86	12	4	16
ATmega1281	128KB	4KB	8KB	54	6	2	8
ATmega2560	256KB	4KB	8KB	86	12	4	16
ATmega2561	256KB	4KB	8KB	54	6	2	8

2.3 Pin Descriptions

2.3.1 VCC

Digital supply voltage.

2.3.2 GND

Ground.

2.3.3 Port A (PA7..PA0)

Port A is an 8-bit bi-directional I/O port with internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port A output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. As inputs, Port A pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated. The Port A pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running.

Port A also serves the functions of various special features of the ATmega640/1280/1281/2560/2561 as listed on [page 75](#).

2.3.4 Port B (PB7..PB0)

Port B is an 8-bit bi-directional I/O port with internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port B output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. As inputs, Port B pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated. The Port B pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running.

Port B has better driving capabilities than the other ports.

Port B also serves the functions of various special features of the ATmega640/1280/1281/2560/2561 as listed on [page 76](#).

2.3.5 Port C (PC7..PC0)

Port C is an 8-bit bi-directional I/O port with internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port C output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. As inputs, Port C pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated. The Port C pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running.

Port C also serves the functions of special features of the ATmega640/1280/1281/2560/2561 as listed on [page 79](#).

2.3.6 Port D (PD7..PD0)

Port D is an 8-bit bi-directional I/O port with internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port D output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. As inputs, Port D pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated. The Port D pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running.

Port D also serves the functions of various special features of the ATmega640/1280/1281/2560/2561 as listed on [page 80](#).

2.3.7 Port E (PE7..PE0)

Port E is an 8-bit bi-directional I/O port with internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port E output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. As inputs, Port E pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated. The Port E pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running.

Port E also serves the functions of various special features of the ATmega640/1280/1281/2560/2561 as listed on [page 82](#).

2.3.8 Port F (PF7..PF0)

Port F serves as analog inputs to the A/D Converter.

Port F also serves as an 8-bit bi-directional I/O port, if the A/D Converter is not used. Port pins can provide internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port F output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. As inputs, Port F pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated. The Port F pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running. If the JTAG interface is enabled, the pull-up resistors on pins PF7(TDI), PF5(TMS), and PF4(TCK) will be activated even if a reset occurs.

Port F also serves the functions of the JTAG interface.

2.3.9 Port G (PG5..PG0)

Port G is a 6-bit I/O port with internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port G output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. As inputs, Port G pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated. The Port G pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running.

Port G also serves the functions of various special features of the ATmega640/1280/1281/2560/2561 as listed on [page 86](#).

2.3.10 Port H (PH7..PH0)

Port H is a 8-bit bi-directional I/O port with internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port H output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. As inputs, Port H pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated. The Port H pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running.

Port H also serves the functions of various special features of the ATmega640/1280/2560 as listed on [page 88](#).

2.3.11 Port J (PJ7..PJ0)

Port J is a 8-bit bi-directional I/O port with internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port J output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. As inputs, Port J pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated. The Port J pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running. Port J also serves the functions of various special features of the ATmega640/1280/2560 as listed on [page 90](#).

2.3.12 Port K (PK7..PK0)

Port K serves as analog inputs to the A/D Converter.

Port K is a 8-bit bi-directional I/O port with internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port K output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. As inputs, Port K pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated. The Port K pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running.

Port K also serves the functions of various special features of the ATmega640/1280/2560 as listed on [page 92](#).

2.3.13 Port L (PL7..PL0)

Port L is a 8-bit bi-directional I/O port with internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port L output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. As inputs, Port L pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated. The Port L pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running.

Port L also serves the functions of various special features of the ATmega640/1280/2560 as listed on [page 94](#).

2.3.14 $\overline{\text{RESET}}$

Reset input. A low level on this pin for longer than the minimum pulse length will generate a reset, even if the clock is not running. The minimum pulse length is given in “[System and Reset Characteristics](#)” on [page 360](#). Shorter pulses are not guaranteed to generate a reset.

2.3.15 XTAL1

Input to the inverting Oscillator amplifier and input to the internal clock operating circuit.

2.3.16 XTAL2

Output from the inverting Oscillator amplifier.

2.3.17 AVCC

AVCC is the supply voltage pin for Port F and the A/D Converter. It should be externally connected to V_{CC} , even if the ADC is not used. If the ADC is used, it should be connected to V_{CC} through a low-pass filter.

2.3.18 AREF

This is the analog reference pin for the A/D Converter.

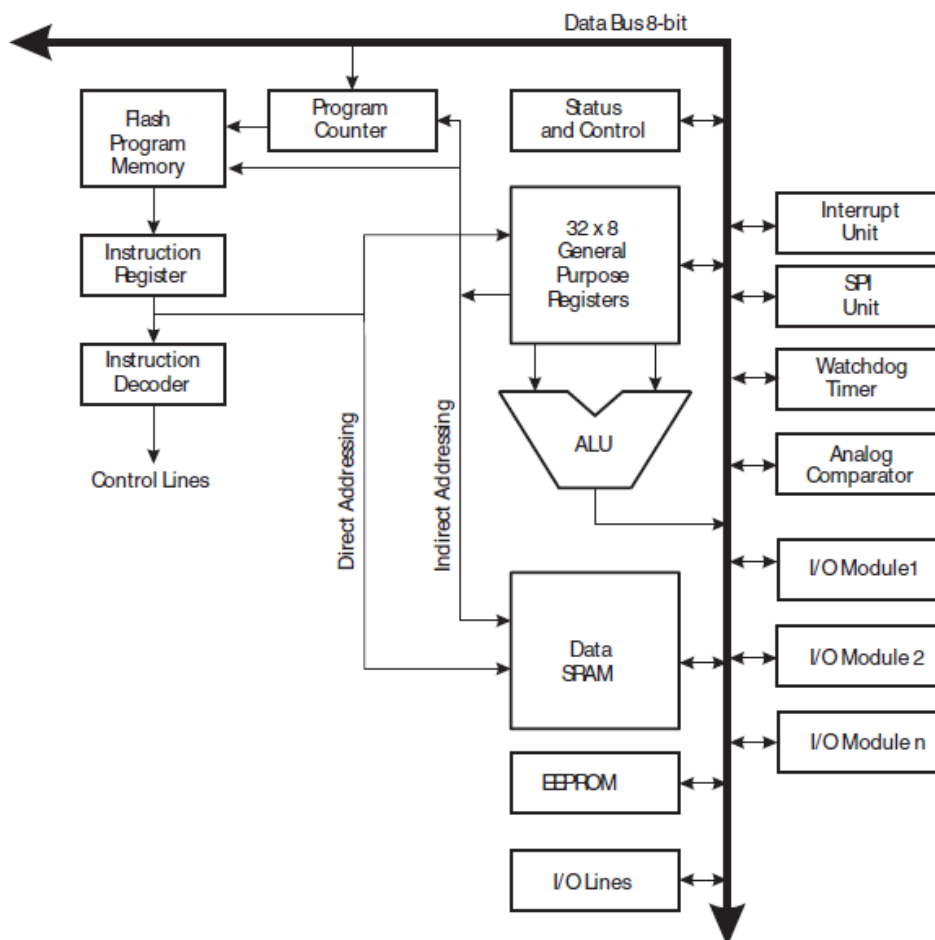
7. AVR CPU Core

7.1 Introduction

This section discusses the AVR core architecture in general. The main function of the CPU core is to ensure correct program execution. The CPU must therefore be able to access memories, perform calculations, control peripherals, and handle interrupts.

7.2 Architectural Overview

Figure 7-1. Block Diagram of the AVR Architecture



In order to maximize performance and parallelism, the AVR uses a Harvard architecture – with separate memories and buses for program and data. Instructions in the program memory are executed with a single level pipelining. While one instruction is being executed, the next instruction is pre-fetched from the program memory. This concept enables instructions to be executed in every clock cycle. The program memory is In-System Reprogrammable Flash memory.

The fast-access Register File contains 32×8 -bit general purpose working registers with a single clock cycle access time. This allows single-cycle Arithmetic Logic Unit (ALU) operation. In a typical ALU operation, two oper-

ands are output from the Register File, the operation is executed, and the result is stored back in the Register File – in one clock cycle.

Six of the 32 registers can be used as three 16-bit indirect address register pointers for Data Space addressing – enabling efficient address calculations. One of these address pointers can also be used as an address pointer for look up tables in Flash program memory. These added function registers are the 16-bit X-, Y-, and Z-register, described later in this section.

The ALU supports arithmetic and logic operations between registers or between a constant and a register. Single register operations can also be executed in the ALU. After an arithmetic operation, the Status Register is updated to reflect information about the result of the operation.

Program flow is provided by conditional and unconditional jump and call instructions, able to directly address the whole address space. Most AVR instructions have a single 16-bit word format. Every program memory address contains a 16-bit or 32-bit instruction.

Program Flash memory space is divided in two sections, the Boot Program section and the Application Program section. Both sections have dedicated Lock bits for write and read/write protection. The SPM instruction that writes into the Application Flash memory section must reside in the Boot Program section.

During interrupts and subroutine calls, the return address Program Counter (PC) is stored on the Stack. The Stack is effectively allocated in the general data SRAM, and consequently the Stack size is only limited by the total SRAM size and the usage of the SRAM. All user programs must initialize the SP in the Reset routine (before subroutines or interrupts are executed). The Stack Pointer (SP) is read/write accessible in the I/O space. The data SRAM can easily be accessed through the five different addressing modes supported in the AVR architecture.

The memory spaces in the AVR architecture are all linear and regular memory maps.

A flexible interrupt module has its control registers in the I/O space with an additional Global Interrupt Enable bit in the Status Register. All interrupts have a separate Interrupt Vector in the Interrupt Vector table. The interrupts have priority in accordance with their Interrupt Vector position. The lower the Interrupt Vector address, the higher the priority.

The I/O memory space contains 64 addresses for CPU peripheral functions as Control Registers, SPI, and other I/O functions. The I/O Memory can be accessed directly, or as the Data Space locations following those of the Register File, 0x20 - 0x5F. In addition, the ATmega640/1280/1281/2560/2561 has Extended I/O space from 0x60 - 0x1FF in SRAM where only the ST/STS/STD and LD/LDS/LDD instructions can be used.

7.3 ALU – Arithmetic Logic Unit

The high-performance AVR ALU operates in direct connection with all the 32 general purpose working registers. Within a single clock cycle, arithmetic operations between general purpose registers or between a register and an immediate are executed. The ALU operations are divided into three main categories – arithmetic, logical, and bit-functions. Some implementations of the architecture also provide a powerful multiplier supporting both signed/unsigned multiplication and fractional format. See the “[Instruction Set Summary](#)” on page 404 for a detailed description.

7.4 Status Register

The Status Register contains information about the result of the most recently executed arithmetic instruction. This information can be used for altering program flow in order to perform conditional operations. Note that the Status Register is updated after all ALU operations, as specified in the “[Instruction Set Summary](#)” on page 404. This will in many cases remove the need for using the dedicated compare instructions, resulting in faster and more compact code.

The Status Register is not automatically stored when entering an interrupt routine and restored when returning from an interrupt. This must be handled by software.

Αθήνα-Αιγάλεω
Δεκέμβριος 2020