



**ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΑΥΤΟΜΑΤΙΣΜΟΥ Τ.Ε.  
ΑΤΕΙ ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗΣ**

Πτυχιακή εργασία

---

ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΟΔΗΓΗΣΗ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ 400 VOLT

Άγγελος Δαουλτζής

Σίνδος, Απρίλιος 2018

Επιβλέπων: Δρ.-Μηχ. Δημήτριος Τριανταφυλλίδης  
Επίκουρος καθηγητής

Η παρούσα Πτυχιακή Εργασία και τα συμπεράσματά της, σε οποιαδήποτε μορφή, αποτελούν συνιδιοκτησία του Τμήματος Μηχανικών Αυτοματισμού Τ.Ε. του Αλεξάνδρειου ΤΕΙ Θεσσαλονίκης και του φοιτητή. Οι προαναφερόμενοι διατηρούν το δικαίωμα ανεξάρτητης χρήσης και αναπαραγωγής (τμηματικά ή συνολικά) για διδακτικούς και ερευνητικούς σκοπούς. Σε κάθε περίπτωση πρέπει να αναφέρεται ο τίτλος, ο συγγραφέας, ο επιβλέπων και το τμήμα του ΑΤΕΙΘ.

Η έγκριση της παρούσας Πτυχιακής Εργασίας από το Τμήμα Μηχανικών Αυτοματισμού Τ.Ε. δεν υποδηλώνει απαραίτητως και αποδοχή των απόψεων του συγγραφέα εκ μέρους του Τμήματος.

-----

Ο υπογεγραμμένος δηλώνω υπεύθυνα ότι η παρούσα Πτυχιακή Εργασία είναι εξ' ολοκλήρου δικό μου έργο και συγγράφηκε ειδικά για τις απαιτήσεις του προγράμματος σπουδών του Τμήματος Μηχανικών Αυτοματισμού Τ.Ε.

Δηλώνω υπεύθυνα ότι κατά τη συγγραφή ακολούθησα την πρόπουσα ακαδημαϊκή δεοντολογία αποφυγής λογοκλοπής και έχω αποφύγει οποιαδήποτε ενέργεια που συνιστά παράπτωμα λογοκλοπής.

*(Όνομα, Υπογραφή, Ημερομηνία)*

## ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

<b>ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ</b> .....	3
ABSTRACT .....	7
ΠΕΡΙΛΗΨΗ .....	9
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: ΤΡΙΦΑΣΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ .....	11
1.1 Γενική θεώρηση.....	11
1.2 Εναλλασσόμενο ρεύμα (AC).....	12
1.3 Εφαρμογές.....	13
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: ΗΛΕΚΤΡΙΚΕΣ ΜΗΧΑΝΕΣ .....	15
2.1 Γενική θεώρηση.....	15
2.2 Αρχή λειτουργίας μιας ηλεκτρικής μηχανής.....	16
2.3 Μηχανές συνεχούς ρεύματος (DC) .....	16
2.4 Μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος (AC).....	17
2.5 Εφαρμογές.....	20
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ DC – AC .....	21
3.1 Γενική θεώρηση.....	21
3.2 Αρχή λειτουργίας μετατροπών DC – AC.....	22
3.3 Μονοφασικοί αντιστροφείς .....	24
3.4 Παράμετροι απόδοσης.....	24
3.5 Έλεγχος τάσης μονοφασικών αντιστροφών.....	25
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΙ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ DC - AC .....	27
4.1 Γενική θεώρηση.....	27
4.2 Διαμόρφωση διανύσματος χώρου (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM) 27	
4.3 Έλεγχος διανύσματος (vector control).....	32
4.4 Ψηφιακή υλοποίηση της τεχνικής SVPWM, χρησιμοποιώντας τον υπολογιστή Arduino Uno .....	39
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: ΚΥΚΛΩΜΑ ΙΣΧΥΟΣ.....	45
5.1 Γενική θεώρηση.....	45
5.2 Εξαρτήματα ισχύος.....	45
5.2.1 Δίοδος.....	45
5.2.2 Διπολικό τρανζίστορ (Bipolar Junction Transistor – BJT) .....	47

---

5.2.3	Τρανζίστορ επίδρασης πεδίου (Junction Field Effect Transistor –JFET) .....	48
5.2.4	FET ημιαγωγού οξειδίου – μετάλλου (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor – MOSFET) .....	48
5.2.5	Διπολικό τρανζίστορ μονωμένης πύλης (Insulated Gate Bipolar Transistor - IGBT) 50	
5.2.6	Πυκνωτής.....	50
5.2.7	Πηνίο .....	51
5.3	Κυκλώματα ανορθωτών .....	52
5.3.1	Ημianορθωτής.....	53
5.3.2	Γέφυρα πλήρους ανόρθωσης.....	54
5.3.3	Τριφασικός ημianορθωτής.....	54
5.3.4	Πλήρης τριφασικός ανορθωτής .....	55
5.4	Φίλτρα.....	56
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6: ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ.....		59
6.1	Γενική θεώρηση.....	59
6.2	Κύκλωμα ελέγχου .....	60
6.2.1	Υπολογιστής Arduino Uno .....	62
6.3	Κύκλωμα ισχύος .....	62
6.4	Υλικά τριφασικού αντιστροφέα .....	63
6.5	Πειραματικά αποτελέσματα από τη φάση σχεδίασης και ανάπτυξης.....	64
6.6	Αναλυτική περιγραφή των σταδίων ανάπτυξης και πειραμάτων .....	67
6.7	Κάτοψη PCB πλακέτας.....	118
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7: ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ.....		121
7.1	Συμπεράσματα .....	121
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α: Επεξήγηση της διαμόρφωσης σε διανυσματικό χώρο (SVPWM) μέσω προσομοιώσεων.....		122
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β: Κόστος υλικών .....		125
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Γ: Αντιστοιχία ακροδεκτών του μικροελεγκτή AT MEGA 328P με τους ακροδέκτες του Arduino Uno .....		126
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Δ: Χρονική απόκριση των δύο χρησιμοποιηθέντων RC φίλτρων .....		127
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ε: Αρχεία της παρούσας κατασκευής .....		129
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ζ: Λίστα υλικών και προμηθευτών.....		129
Βιβλιογραφία .....		130

---







## ABSTRACT

In recent years, the role of inverters (frequency inverters) in industry is considered to be of major importance as energy saving policies are being continually promoted. In this paper, three-phase inverters will be investigated, which play an important role in the development of electronic power and energy saving. Chapter 1 presents a three-phase circuit diagram in order to understand the basic concepts of a three-phase inverter. In chapter 2, all types of electric machines will be analyzed completely and can be found in applications. Chapter 3 presents the single-phase inverter and the PWM modulation techniques applied to it. Chapter 4 gives a detailed overview of three-phase inverters and PWM modulation techniques applied to it. Chapter 5 presents power components, rectifier types, and filters that have played an important role in building experiments. In chapter 6 there are all the details and stages of the construction, ie the experiments up to the final form of the three-phase inverter. In the chapter 7, the conclusions of this construction will be presented.

---



## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Τα τελευταία χρόνια, ο ρόλος των αντιστροφέων (μετατροπέων συχνότητας) στη βιομηχανία θεωρείται μείζονος σημασίας καθώς προάγονται συνεχώς πολιτικές εξοικονόμησης ενέργειας. Στην παρούσα εργασία θα διερευνηθούν οι τριφασικοί αντιστροφείς, οι οποίοι παίζουν σημαντικό ρόλο στην εξέλιξη των ηλεκτρονικών ισχύος και στην εξοικονόμηση ενέργειας. Στο κεφάλαιο 1 γίνεται μια παρουσίαση των τριφασικών κυκλωμάτων, με σκοπό τη κατανόηση των βασικών εννοιών ενός τριφασικού αντιστροφέα. Στο κεφάλαιο 2 αναλύονται πλήρως όλα τα είδη των ηλεκτρικών μηχανών και που μπορεί κανείς να τα συναντήσει σε εφαρμογές. Στο κεφάλαιο 3 παρουσιάζεται ο μονοφασικός αντιστροφέας και οι τεχνικές διαμόρφωσης PWM που εφαρμόζονται σε αυτόν. Στο κεφάλαιο 4 γίνεται μια λεπτομερειακή αναφορά στους τριφασικούς μετατροπείς και στις τεχνικές διαμόρφωσης PWM που εφαρμόζονται σε αυτόν. Στο κεφάλαιο 5 παρουσιάζονται τα εξαρτήματα ισχύος, τα είδη των ανορθωτών και τα φίλτρα που έπαιξαν σημαντικό ρόλο στα πειράματα της κατασκευής. Στο κεφάλαιο 6 υπάρχουν όλες οι λεπτομέρειες και τα στάδια της κατασκευής, δηλαδή τα πειράματα μέχρι την τελική μορφή του τριφασικού αντιστροφέα. Στο κεφάλαιο 7 παρουσιάζονται τα συμπεράσματα της παρούσας κατασκευής.

---



## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: ΤΡΙΦΑΣΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ

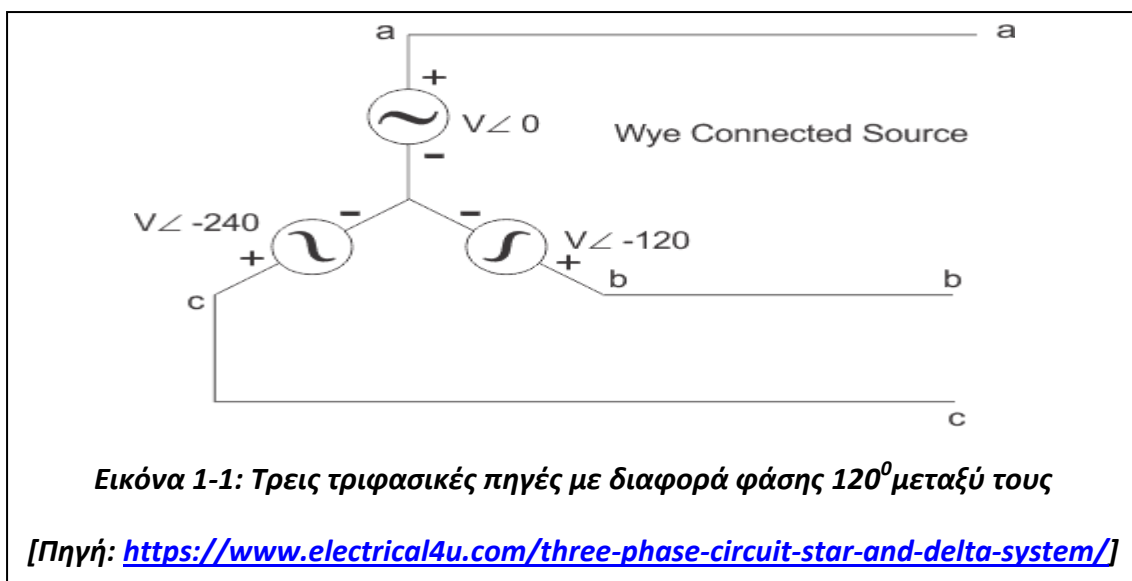
### 1.1 Γενική Θεώρηση

Τα τριφασικά δίκτυα χρησιμοποιούνται στην παραγωγή, μεταφορά, διανομή και κατανάλωση της ηλεκτρικής ενέργειας. Αυτό οφείλεται στα ακλόνητα πλεονεκτήματα των τριφασικών δικτύων σε σχέση με τα μονοφασικά για το μεγαλύτερο μέρος των εφαρμογών της ηλεκτρικής ενέργειας. Αυτά είναι τα παρακάτω:

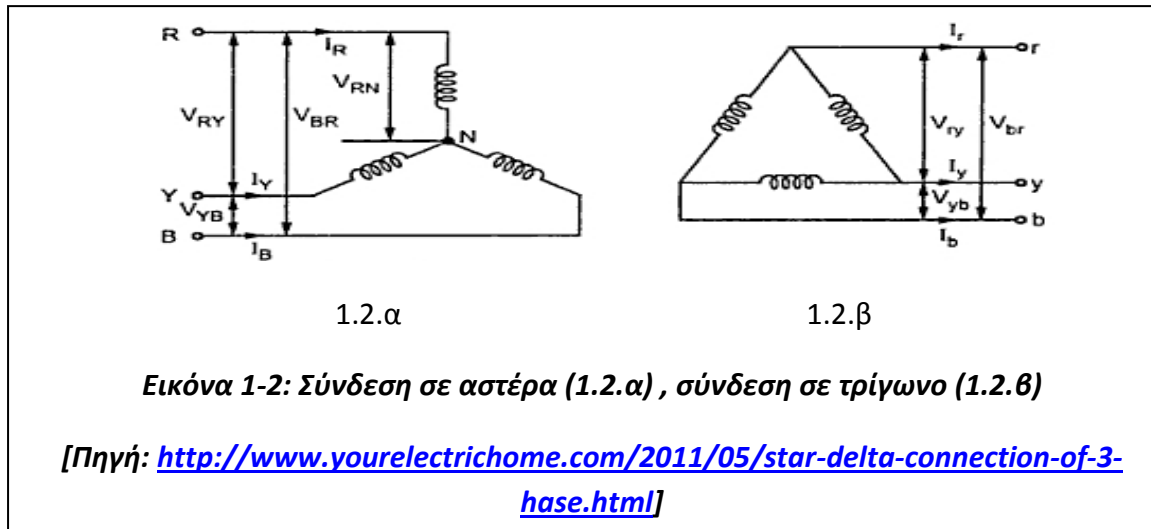
- Σε σχέση με το μονοφασικό δίκτυο μεταφοράς, στο τριφασικό απαιτείται 25% λιγότερο αγώγιμο υλικό (χαλκός) με τις ίδιες ωμικές απώλειες δικτύου και την ίδια παρεχόμενη τάση.
- Οι τριφασικές μηχανές (κινητήρες, γεννήτριες) έχουν καλύτερο βαθμό απόδοσης και γενικά καλύτερα χαρακτηριστικά λειτουργίας από τις μονοφασικές. (Κολλιόπουλος, 2010, σελ. 235)

Μια συμμετρική τριφασική πηγή τάσης αποτελείται από τρεις πηγές τάσης, που έχουν κυματομορφές της ίδιας συχνότητας, του ίδιου πλάτους και έχουν μεταξύ τους σταθερή διαφορά φάσης 120 ηλεκτρικών μοιρών (Μάργαρης, 2010, σελ. 433), όπως φαίνεται στις εικόνες 1-1 και 1-4. Η συγκεκριμένη διαφορά φάσης προκύπτει από το γεγονός ότι υπάρχουν τρεις τριφασικές πηγές άρα προκύπτει ότι:

$$\frac{360^{\circ}}{3} = 120^{\circ}$$



Για την υλοποίηση μιας τριφασικής πηγής, οι τρεις πηγές συνδέονται σε αστέρα ή τρίγωνο, όπως φαίνεται στην εικόνα 1-2.



Η τάση μεταξύ φάσεων ονομάζεται πολική ( $V_{\text{πολική}}$ ) και η τάση μεταξύ μιας φάσης και του κοινού σημείου (ουδέτερος ή neutral) λέγεται φασική ( $V_{\phi}$ ). Η τελευταία έχει τιμή 230 Volt και η πολική 400 Volt στο δίκτυο της Ευρώπης.

Μια τριφασική πηγή ονομάζεται ασύμμετρη όταν τα πλάτη των τάσεων είναι διαφορετικά ή διαφέρουν οι συχνότητες των πηγών ή οι διαφορές φάσης δεν είναι  $120^{\circ}$ .

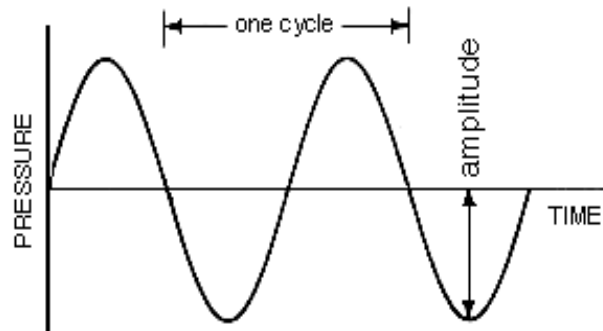
## 1.2 Εναλλασσόμενο ρεύμα (AC)

Μια μαθηματική συνάρτηση  $f(t)$  είναι εναλλασσόμενη όταν ισχύουν οι δύο παρακάτω συνθήκες:

- Όταν η τιμή της εναλλάσσεται, δηλαδή παίρνει θετικές και αρνητικές τιμές σε σχέση με το χρόνο  $t$ .
- Όταν η εναλλαγή είναι περιοδική, δηλαδή όταν ο κάθε κύκλος της εναλλασσόμενης κυματομορφής επαναλαμβάνεται σε ίσα χρονικά διαστήματα.

Στην επιστήμη της ηλεκτρολογίας οι ημιτονοειδείς κυματομορφές εμφανίζονται σε πολλές εφαρμογές, διότι οι ηλεκτρικές ποσότητες, τάση και ρεύμα, σε όλες σχεδόν τις περιπτώσεις είναι ημιτονοειδείς συναρτήσεις. Παρακάτω στην εικόνα 1-3 παρουσιάζεται μια ημιτονοειδής συνάρτηση (Κολλιόπουλος, 2010, σελ. 13).



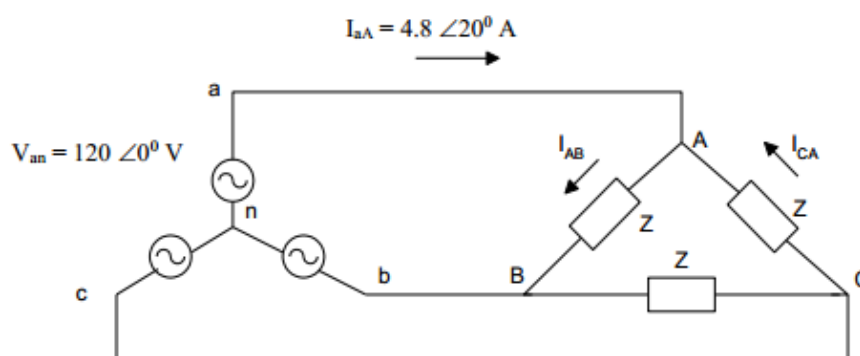


Εικόνα 1-3: Ημιτονοειδής συνάρτηση, όπου η περίοδος ισούται με ένα κύκλο

[Πηγή: [https://www.sfu.ca/sonic-studio/handbook/Sine\\_Wave.html](https://www.sfu.ca/sonic-studio/handbook/Sine_Wave.html)]

### 1.3 Εφαρμογές

Ένα τριφασικό δίκτυο είναι το πλέον σύνηθες στη βιομηχανία. Συγκεκριμένα υπάρχει σε σταθμούς παραγωγής, σε υποσταθμούς ανύψωσης της τάσης, σε τριφασικές γραμμές μεταφοράς και διανομής της ηλεκτρικής ενέργειας, σε υποσταθμούς μεταφοράς και διανομής και σε ηλεκτρικά φορτία (Κολλιόπουλος, 2010, σελ. 234). Μια εφαρμογή η οποία θα αναλυθεί παρακάτω είναι οι τριφασικές ηλεκτρικές ασύγχρονες μηχανές. Άλλωστε ο στόχος της παρούσας πτυχιακής εργασίας είναι η οδήγηση ενός τριφασικού ασύγχρονου κινητήρα.



Εικόνα 1-4: Τριφασική πηγή τάσης

[Πηγή: <http://www.chegg.com/homework-help/questions-and-answers/figure-1-balanced-three-phase-source-b-c-phase-sequence-v-120-v-rms-3-phase-connected-acro-q6586347>]



## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: ΗΛΕΚΤΡΙΚΕΣ ΜΗΧΑΝΕΣ

### 2.1 Γενική θεώρηση

Τα πλεονεκτήματα της ηλεκτρικής ενέργειας, ο εύκολος έλεγχος και η εύκολη προσαρμογή των ηλεκτρικών κινητήρων έχουν καθιερώσει την ηλεκτρική ενέργεια στην σύγχρονη τεχνολογία σαν την επικρατέστερη μορφή ενέργειας για παραγωγή μηχανικού έργου.

Οι ηλεκτρικές μηχανές είναι τα κύρια όργανα μετατροπής μηχανικής ενέργειας σε ηλεκτρική (γεννήτριες) και ηλεκτρικής σε μηχανική (κινητήρες) (Μυστικός, 2003, σελ. 6). Σχεδόν όλες οι υπάρχουσες γεννήτριες και οι κινητήρες μετατρέπουν ενέργεια από τη μια μορφή στην άλλη μέσω της δράσης ενός μαγνητικού πεδίου.

Γιατί οι ηλεκτρικές μηχανές είναι τόσο συνηθισμένες στην καθημερινή ζωή του ανθρώπου; Η απάντηση είναι απλή. Η ηλεκτρική ενέργεια είναι μια καθαρή και αποτελεσματική μορφή ενέργειας. Ένας ηλεκτροκινητήρας δεν αποβάλλει καυσαέρια ούτε χρειάζεται συνεχή τροφοδοσία με καύσιμο, όπως μια μηχανή εσωτερικής καύσεως, γεγονός που τον κάνει κατάλληλο σε χώρους, όπου απαγορεύεται αυστηρά η ατμοσφαιρική ρύπανση (Charman, 2014, σελ. 2).

Το γεγονός ότι σε κάθε ηλεκτρική μηχανή εμφανίζεται κίνηση αγωγών εντός μαγνητικού πεδίου οδηγεί στο συμπέρασμα ότι μια μηχανή αποτελείται από ένα σταθερό και κινητό μέρος. Τα βασικά μέρη των ηλεκτρικών μηχανών είναι:

1. Σταθερό μέρος (πυρήνας στάτη και τύλιγμα)
2. Στρεφόμενο μέρος (πυρήνας δρομέα και τύλιγμα)
3. Διάκενο αέρα, απαραίτητο για τη σχετική κίνηση του στάτη και του δρομέα.

Για την ελάττωση της μαγνητικής αντίστασης των διαδρομών της μαγνητικής ροής  $\Phi$ , οι πυρήνες του δρομέα και του στάτη κατασκευάζονται από σιδηρομαγνητικά υλικά, είτε υπό μορφή ελασμάτων είτε συμπαγή. Παλλόμενες (εναλλασσόμενες) μαγνητικές ροές  $\Phi$  απαιτούν τη χρήση ελασμάτων μονωμένων μεταξύ τους, για την ελάττωση των απωλειών από τα δινορρεύματα. Οι εξωτερικές συνδέσεις των τυλιγμάτων του δρομέα γίνονται ανάλογα με το είδος της μηχανής, μέσω ψηκτρών ή δακτυλίων. Το τελευταίο ισχύει μόνο για μηχανές συνεχούς ρεύματος και μηχανές δακτυλιοφόρου δρομέα (Μαλατέστας, 2015, σελ. 86· Μαλατέστας & Τερζή, 2013, σελ. 272).

---

Σε οποιαδήποτε στρεφόμενη ηλεκτρική μηχανή εφαρμόζονται ταυτόχρονα δύο μηχανισμοί: (α) παραγωγή ροπής και (β) παραγωγή τάσης. Οι μηχανισμοί αυτοί προκύπτουν λόγω της δράσης και αλληλεπίδρασής τους στο οποίο στηρίζεται το συνολικό φαινόμενο της ηλεκτρομηχανικής μετατροπής της ενέργειας. Ο μηχανισμός παραγωγής της ροπής βασίζεται στην απόπειρα ευθυγράμμισης των δύο μαγνητικών πεδίων που δημιουργούνται από τα τυλίγματα του στάτη και του δρομέα. Από την άλλη, ο μηχανισμός παραγωγής της τάσης σε ένα τύλιγμα σχετίζεται άμεσα με τη χρονική μεταβολή της πεπλεγμένης μαγνητικής ροής που λαμβάνει το ίδιο το τύλιγμα.

Οι ηλεκτρικές μηχανές κατατάσσονται γενικά σε δύο μεγάλες ομάδες, στις ηλεκτρικές μηχανές συνεχούς ρεύματος και αυτές του εναλλασσομένου ρεύματος, οι οποίες περιγράφονται παρακάτω.

## **2.2 Αρχή λειτουργίας μιας ηλεκτρικής μηχανής**

Η αρχή λειτουργίας μιας ηλεκτρικής μηχανής στηρίζεται στο νόμο των Biot και Savart οι οποίοι από το 1820 έως 1828 ερεύνησαν και θεμελίωσαν την επίδραση του αγωγού διαρρεόμενου από ρεύμα επί της μορφής του παραγόμενου μαγνητικού πεδίου. Το ηλεκτρικό ρεύμα αποτελεί τη πηγή του μαγνητικού πεδίου.

Η καλή γνώση των βασικών εννοιών και νόμων του μαγνητικού πεδίου είναι απαραίτητη προϋπόθεση για την κατανόηση των αρχών λειτουργίας, των ιδιοτήτων και της λειτουργικής συμπεριφοράς των ηλεκτρικών μηχανών. Οι βασικές έννοιες είναι το μαγνητικό πεδίο (ή μαγνητική ένταση), η μαγνητική ροή, η πυκνότητα μαγνητικής ροής, η καμπύλη μαγνήτισης, η μαγνητική τάση, η μαγνητική αντίσταση και ο νόμος διαρρεύματος. Πληροφορίες για τις έννοιες αυτές υπάρχουν σε αντίστοιχα συγγράμματα ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρικής κίνησης (βλέπε Μαλατέστας, 2015; Μαλατέστας & Τερζή, 2013; Charman, 2014).

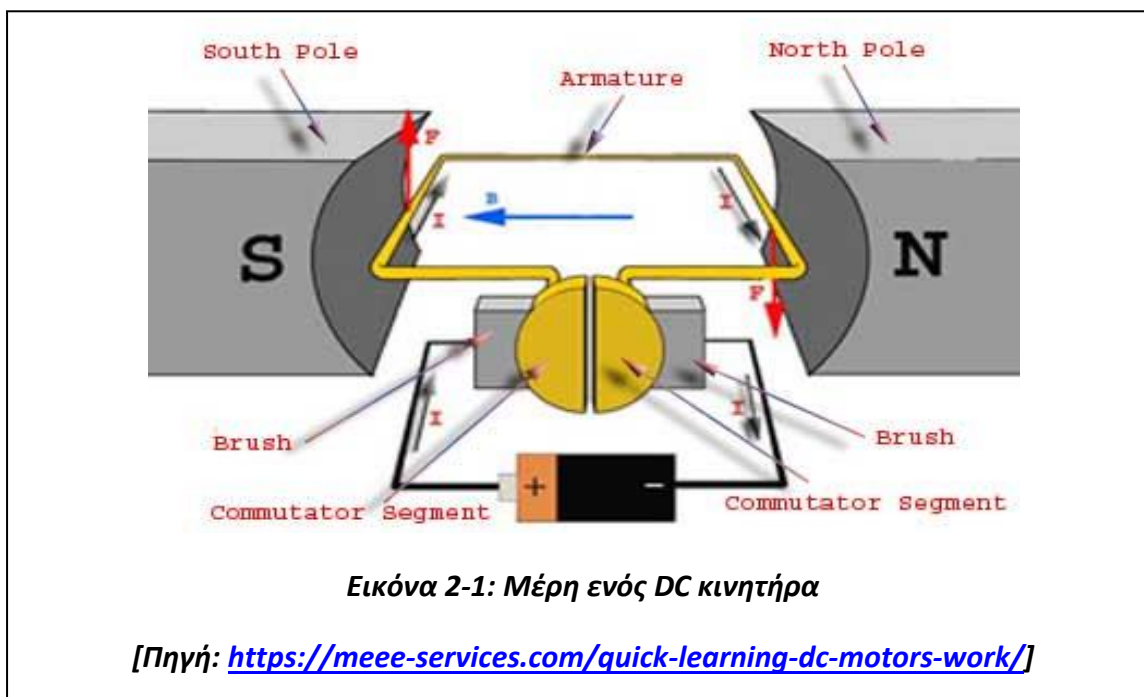
## **2.3 Μηχανές συνεχούς ρεύματος (DC)**

Οι μηχανές συνεχούς ρεύματος είναι γεννήτριες που μετατρέπουν τη μηχανική ενέργεια σε ηλεκτρική με τη μορφή συνεχούς ρεύματος και κινητήρες που μετασχηματίζουν τη συνεχή ηλεκτρική ενέργεια σε μηχανική. Η πλειοψηφία των μηχανών συνεχούς ρεύματος μοιάζουν με αυτές του εναλλασσομένου αφού και

---

στις δύο κατηγορίες τα ρεύματα και οι τάσεις στο εσωτερικό των μηχανών είναι εναλλασσόμενα. Οι γεννήτριες συνεχούς ρεύματος ξεχωρίζουν από τις υπόλοιπες γεννήτριες καθώς έχουν συνεχή έξοδο και αυτό οφείλεται σε ένα μηχανισμό που μετατρέπει τις εσωτερικές εναλλασσόμενες τάσεις σε συνεχείς. Ο τελευταίος ονομάζεται συλλέκτης και οι μηχανές συνεχούς ρεύματος ονομάζονται μηχανές με συλλέκτη (commutated machines).

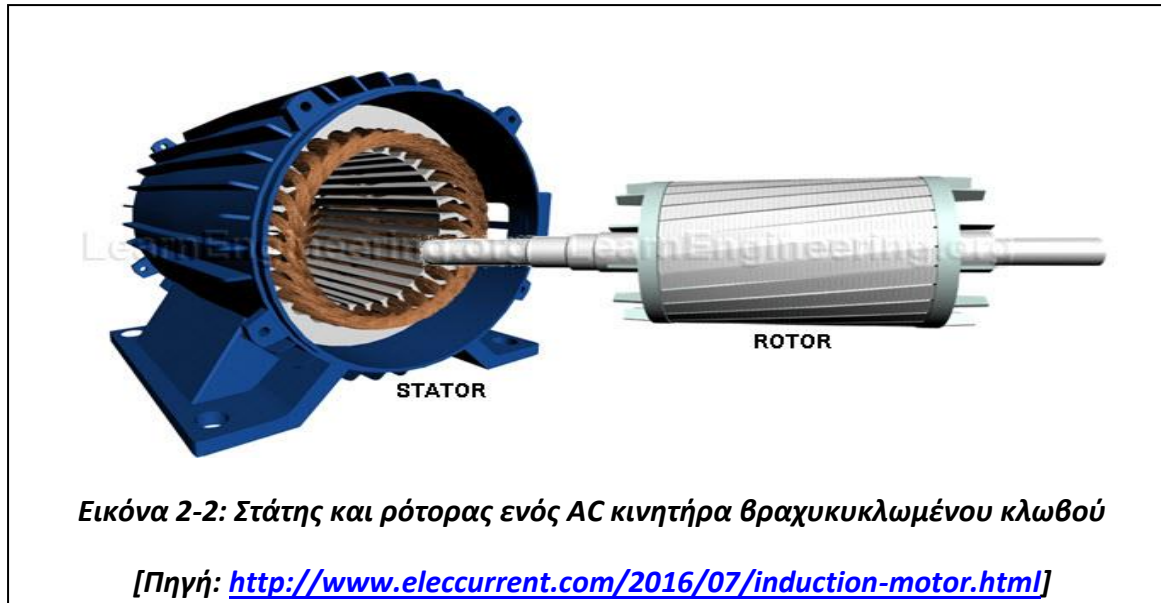
Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται μια μηχανή συνεχούς ρεύματος. Το περιστρεφόμενο τμήμα της μηχανής λέγεται δρομέας ή ρότορας και το ακίνητο στάτης. Το μαγνητικό πεδίο δημιουργεί τουλάχιστον έναν βόρειο και νότιο πόλο, χάρη στην περιέλιξη του στάτη. Να σημειωθεί ότι ο δρομέας βρίσκεται μέσα σε μια κυκλική εγκοπή του σιδηρομαγνητικού πυρήνα.



#### 2.4 Μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος (AC)

Οι μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος διακρίνονται σε δύο βασικές κατηγορίες, τις σύγχρονες και τις ασύγχρονες. Πιο συγκεκριμένα στις σύγχρονες μηχανές ο ρότορας περιστρέφεται με την ίδια περιστροφική ταχύτητα που περιστρέφεται και το μαγνητικό πεδίο του στάτη, δηλαδή ο ρότορας είναι συγχρονισμένος με το στάτη. Στις ασύγχρονες μηχανές απουσιάζει ο συγχρονισμός αυτός. Στην παρακάτω εικόνα διακρίνονται ξεκάθαρα ο στάτης και ο ρότορας ενός AC κινητήρα.

---



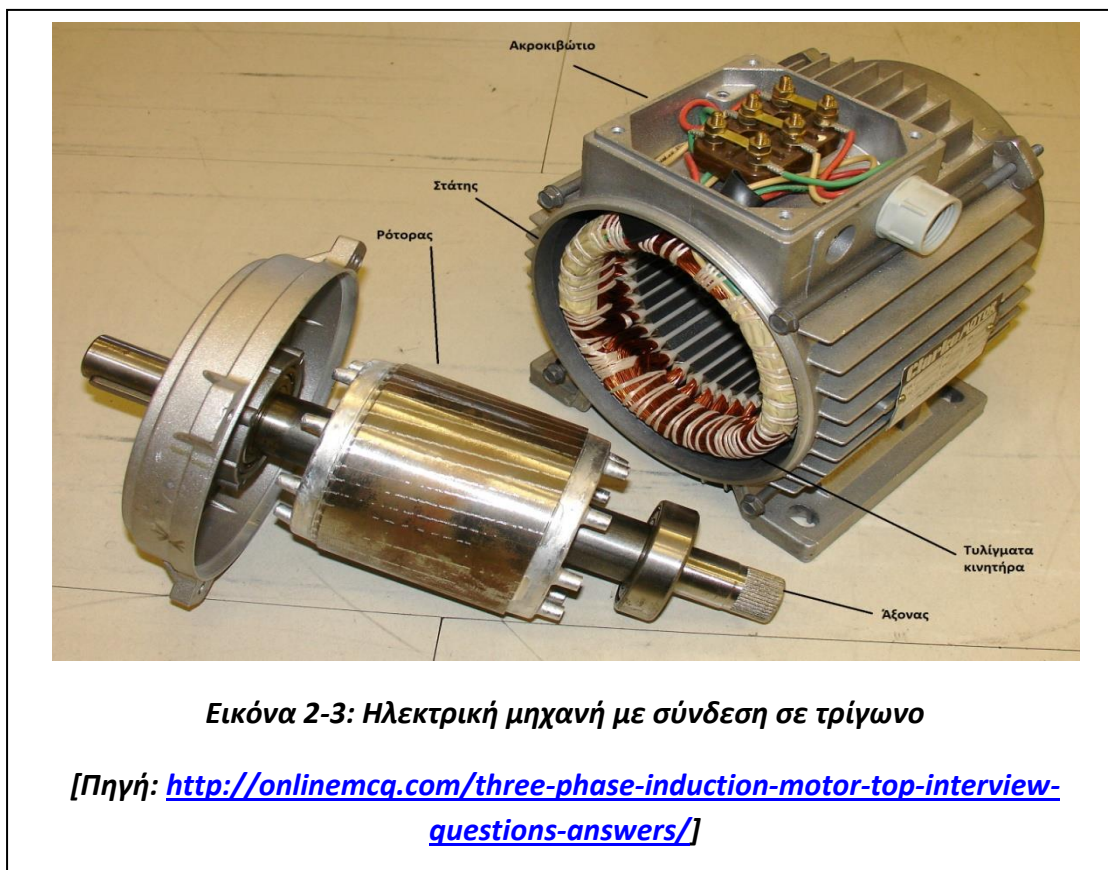
Οι σύγχρονες μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος καθώς και οι μηχανές συνεχούς ρεύματος δε διαφέρουν μεταξύ τους ιδιαίτερα σε λειτουργικό επίπεδο και λειτουργούν είτε ως γεννήτριες είτε ως κινητήρες. Στη πράξη χρησιμοποιούνται σχεδόν αποκλειστικά ως γεννήτριες εναλλασσόμενου ρεύματος. Επίσης, με τους σύγχρονους κινητήρες υπάρχει η δυνατότητα αντιστάθμισης άεργης ισχύος αντί πυκνωτών. Σπάνια χρησιμοποιούνται λόγω του υψηλού τους κόστους. Οι σύγχρονοι κινητήρες χωρίζονται σε μηχανές έκτυπων πόλων και στροβιλογεννήτριες. Αξίζει να σημειωθεί ότι σχεδόν όλοι οι σερβοκινητήρες είναι σύγχρονοι και ανήκουν στις μηχανές μόνιμου μαγνήτη (Permanent Magnet Synchronous Motor – PMSM).

Οι ασύγχρονοι κινητήρες ή επαγωγικοί κινητήρες χρησιμοποιούνται ευρέως για την κίνηση πράγμα που οφείλεται στην απλή κατασκευή και στο χαμηλό κόστος τους σχετικά με άλλους τύπους κινητήρων. Στην ηλεκτροκίνηση οι ασύγχρονοι κινητήρες παίζουν σημαντικό ρόλο και με την τεχνολογική εξέλιξη των ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος υπάρχει η δυνατότητα συνεχούς ρύθμισης των στροφών των ασύγχρονων κινητήρων. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την ακόμη μεγαλύτερη χρήση τους στην ηλεκτροκίνηση. Παρακάτω γίνεται μια εκτενής αναφορά στην κατασκευαστική δομή των ασύγχρονων επαγωγικών κινητήρων.

Οι ασύγχρονοι τριφασικοί κινητήρες αποτελούνται από ένα σταθερό μέρος τον στάτη ο οποίος όπως στις σύγχρονες μηχανές στο εσωτερικό μέρος του έχει κανάλια μέσα στα οποία είναι τυλιγμένα τρία τυλίγματα και από το κινητό μέρος της μηχανής, τον δρομέα. Ο τελευταίος, εν αντιθέσει με τις σύγχρονες μηχανές εξωτερικών πόλων, έχει κανάλια όπως ο στάτης. Στα κανάλια του δρομέα είναι τοποθετημένα τυλίγματα που δεν τροφοδοτούνται με συνεχή τάση όπως στις σύγχρονες μηχανές αλλά από το στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο του στάτη επάγονται σε αυτά τάσεις και ρεύματα, γι' αυτό οι κινητήρες ονομάζονται και επαγωγικοί. Τα επαγόμενα ρεύματα στο κλειστό κύκλωμα του τυλίγματος του βραχυκυκλωμένου

δρομέα αλληλεπιδρούν με το στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο του στάτη και δημιουργούν ροπή στρέψης που περιστρέφει τον δρομέα και (Charman, 2014, σελ. 459).

Στους σύγχρονους και ασύγχρονους κινητήρες τα τρία μονοφασικά τυλίγματα του στάτη (φάσεις κινητήρα) έχουν διαφορά 120 ηλεκτρικές μοίρες μεταξύ τους. Για μια δεδομένη συχνότητα τροφοδοσίας, ο αριθμός των πόλων των τυλιγμάτων καθορίζει την ονομαστική ταχύτητα του κινητήρα (Μαλατέστας & Τερζή, 2013, σελ. 509). Ανάλογα με τις τάσεις τροφοδοσίας και τον τύπο του κινητήρα, τα τυλίγματα του στάτη συνδέονται είτε σε αστέρα είτε σε τρίγωνο αφήνοντας με αυτό τον τρόπο τρία ελεύθερα άκρα στο κουτί σύνδεσης (ακροκιβώτιο) για την σύνδεση με το τριφασικό δίκτυο. Το τύλιγμα του στάτη λέγεται αλλιώς τύλιγμα τυμπάνου. Παρακάτω φαίνονται τα μέρη ενός κινητήρα.



Στην εικόνα 2-3, ο κινητήρας είναι συνδεδεμένος σε τρίγωνο, βλέποντας το ακροκιβώτιό του. Ανάλογα με την κατασκευή των τυλιγμάτων του δρομέα οι ασύγχρονοι κινητήρες διακρίνονται σε δακτυλιοφόρους και βραχυκυκλωμένου δρομέα.

Στους δακτυλιοφόρους κινητήρες (wound rotor motor), τα τυλίγματά του δρομέα είναι ακριβώς ίδια σε πλήθος φάσεων και πόλων όπως του στάτη και



συνδέονται συνήθως σε αστέρα αλλά και σε τρίγωνο ανεξάρτητα από τον τρόπο σύνδεσης του στάτη. Τα τρία ελεύθερα άκρα καταλήγουν σε δακτυλίδια και διαμέσω ψηκτρών σε τρεις μεταβλητές ωμικές αντιστάσεις συνδεδεμένες σε αστέρα που βρίσκονται έξω από τον κινητήρα. Οι κινητήρες δακτυλιοφόρου δρομέα χρησιμοποιούνται κυρίως σε εφαρμογές υψηλών απαιτήσεων σε ροπή εκκίνησης και σε μεγάλα φορτία.

Στους κινητήρες βραχυκυκλωμένου δρομέα ή κλωβού, για να κυκλοφορήσουν τα εξ επαγωγής ρεύματα στα τυλίγματα του δρομέα πρέπει το κύκλωμα αυτών να είναι κλειστό δηλαδή αυτά να είναι βραχυκυκλωμένα, όπως στον δακτυλιοφόρο κινητήρα σε κανονική λειτουργία (αντίσταση μόνο στην εκκίνηση). Ο δρομέας λοιπόν είναι βραχυκυκλωμένος και αποτελείται από ράβδους αλουμινίου ή χαλκού τις οποίες βραχυκυκλώνουμε με δύο στεφάνια στις ακριανές πλευρές του δρομέα με αποτέλεσμα τον σχηματισμό κλουβιού. Οι κινητήρες βραχυκυκλωμένου δρομέα ή βραχυκυκλωμένου κλωβού χρησιμοποιούνται σε μεγάλο πλήθος εφαρμογών στη βιομηχανία λόγω του χαμηλού κόστους, μικρότερου όγκου και της απλής και γερής κατασκευής τους και είναι το πιο διαδεδομένο είδος ηλεκτροκινητήρα. Στην εικόνα 2-3 ο κινητήρας είναι βραχυκυκλωμένου κλωβού.

## **2.5 Εφαρμογές**

Οι μηχανές συνεχούς ρεύματος θεωρούνται αναντικατάστατοι σε εφαρμογές με κινήσεις υψηλών απαιτήσεων και τους συναντά κανείς στην ηλεκτροκίνηση οχημάτων και σε ηλεκτρικές κινήσεις, όπου απαιτείται ακριβής έλεγχος της περιστροφικής ταχύτητας.

Στην ηλεκτροκίνηση οχημάτων συμμετέχουν ακόμη οι σύγχρονοι και οι ασύγχρονοι κινητήρες εναλλασσομένου ρεύματος.

Σε ένα μοντέρνο νοικοκυριό, οι ηλεκτρικοί κινητήρες και συγκεκριμένα οι ασύγχρονοι μονοφασικοί κινητήρες είναι το βασικό εξάρτημα των περισσότερων οικιακών συσκευών. Υπάρχουν στα ψυγεία, στους καταψύκτες, στα πλυντήρια, στα μίξερ, στα συστήματα κλιματισμού, στους ανεμιστήρες και σε άλλες σχετικές οικιακές συσκευές. Οι μονοφασικοί ασύγχρονοι κινητήρες χρησιμοποιούνται λιγότερο σε βιομηχανικές εφαρμογές σε αντίθεση με τους τριφασικούς ασύγχρονους κινητήρες, που στους χώρους εργασίας δίνουν κίνηση σε όλα τα εργαλεία και τα μηχανήματα παραγωγής (Μαλατέστας & Τερζή, 2013, σελ. 595).

---



## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ DC – AC

### 3.1 Γενική θεώρηση

Την τελευταία τριακονταετία έχει συντελεστεί μια επανάσταση στις εφαρμογές των ηλεκτρικών κινητήρων. Η ανάπτυξη των ηλεκτρονικών μονάδων οδήγησης έχει εξελιχθεί σε τέτοιο βαθμό ώστε παρέχει λύση σε οποιοδήποτε πρόβλημα ρύθμισης ισχύος. Με τις συγκεκριμένες μονάδες οδήγησης είναι δυνατή η λειτουργία κινητήρων συνεχούς ρεύματος με πηγές εναλλασσόμενης τάσης και η λειτουργία αντίστοιχων εναλλασσόμενου ρεύματος με πηγές συνεχούς τάσης. Επίσης υπάρχει η δυνατότητα μετατροπής εναλλασσόμενης ισχύος συγκεκριμένης συχνότητας σε εναλλασσόμενη ισχύ διαφορετικής συχνότητας. Πιο συγκεκριμένα η λειτουργία ενός αντιστροφέα DC-AC είναι η αλλαγή μιας τάσης συνεχούς ρεύματος (DC Bus), σε μια συμμετρική τάση εξόδου εναλλασσόμενου ρεύματος (AC) επιθυμητού πλάτους και επιθυμητής συχνότητας. Στα πλαίσια της παρούσας πτυχιακής εργασίας, η συνεχής τάση τροφοδοσίας είναι σταθερή και δεν είναι ελεγχόμενη, μια μεταβαλλόμενη τάση εξόδου μπορεί να ληφθεί αλλάζοντας το κέρδος του αντιστροφέα, το οποίο πετυχαίνεται με έλεγχο διαμόρφωσης εύρους παλμού (Pulse Width Modulation – PWM) στον αντιστροφέα. Το κέρδος του τελευταίου (inverter gain) είναι ο λόγος της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου προς τη συνεχή τάση τροφοδοσίας, όπως φαίνεται στην παρακάτω σχέση.

$$gain = \frac{V_{out_{AC}}}{V_{in_{DC}}}$$

Οι κυματομορφές της τάσης εξόδου των ιδανικών αντιστροφέων θα έπρεπε να είναι ημιτονοειδείς. Όμως οι κυματομορφές των πρακτικών αντιστροφέων δεν είναι ημιτονοειδείς και περιέχουν αρμονικές. Για εφαρμογές μικρής και μεγάλης ισχύος υπάρχει η δυνατότητα αποδοχής ορθογωνικών ή σχεδόν ορθογωνικών κυματομορφών και για εφαρμογές υψηλής ισχύος απαιτούνται ημιτονοειδείς κυματομορφές χαμηλής παραμόρφωσης. Με τη συμμετοχή των ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος υψηλής ταχύτητας, το αρμονικό περιεχόμενο της τάσης εξόδου μπορεί να ελαχιστοποιηθεί ή να μειωθεί σημαντικά με κατάλληλες διακοπτικές τεχνικές.

Υπάρχουν δύο είδη αντιστροφέων: (α) οι μονοφασικοί (single phase inverters) και (β) οι τριφασικοί (three phase inverters). Κάθε είδος μπορεί να χρησιμοποιήσει στοιχεία ελεγχόμενης έναυσης και σβέσης, δηλαδή τρανζίστορ διπολικής επαφής (BJTs), τρανζίστορ επίδρασης πεδίου μεταλλοξειδωμένου

ημιαγωγού (MOSFETs), διπολικά τρανζίστορ μονωμένης πύλης (IGBTs), θυρίστορ ελεγχόμενα από MOS (MCTs), τρανζίστορ στατικής επαγωγής (SITs), θυρίστορ με σβέση από την πύλη (GTOs). Στο κεφάλαιο 5 θα αναλυθούν τα τρανζίστορς διπολικής επαφής (BJTs), τα τρανζίστορ επίδρασης πεδίου μεταλλοξειδωμένου ημιαγωγού (MOSFETs) και τα διπολικά τρανζίστορ μονωμένης πύλης (IGBTs). Αυτοί οι αντιστροφείς γενικά χρησιμοποιούν σήματα ελέγχου PWM με στόχο την παραγωγή τάσης εναλλασσόμενου ρεύματος. Μια άλλη κατηγοριοποίηση από τους αντιστροφείς διαμορφούμενου εύρους παλμών, είναι οι αντιστροφείς τροφοδοτούμενοι από τάση ή πηγή τάσης και οι αντιστροφείς τροφοδοτούμενοι από ρεύμα ή πηγή ρεύματος (Muhammad, 2010, σελ. 226,227) .

Είναι σημαντικό να σημειωθεί ότι το κόστος των ηλεκτρονικών μονάδων οδήγησης κινητήρων έχει μειωθεί σημαντικά και θεωρούνται πλέον αξιόπιστες σε εφαρμογές στο κλάδο της βιομηχανίας και όχι μόνο. Η εξέλιξη αυτή είχε ως αποτέλεσμα την ανάπτυξη νέων εφαρμογών σχετικά με τους κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος σε σημείο να αντικαταστήσουν σε αρκετές εφαρμογές ελέγχου κίνησης τους κινητήρες συνεχούς ρεύματος.

### **3.2 Αρχή λειτουργίας μετατροπών DC – AC**

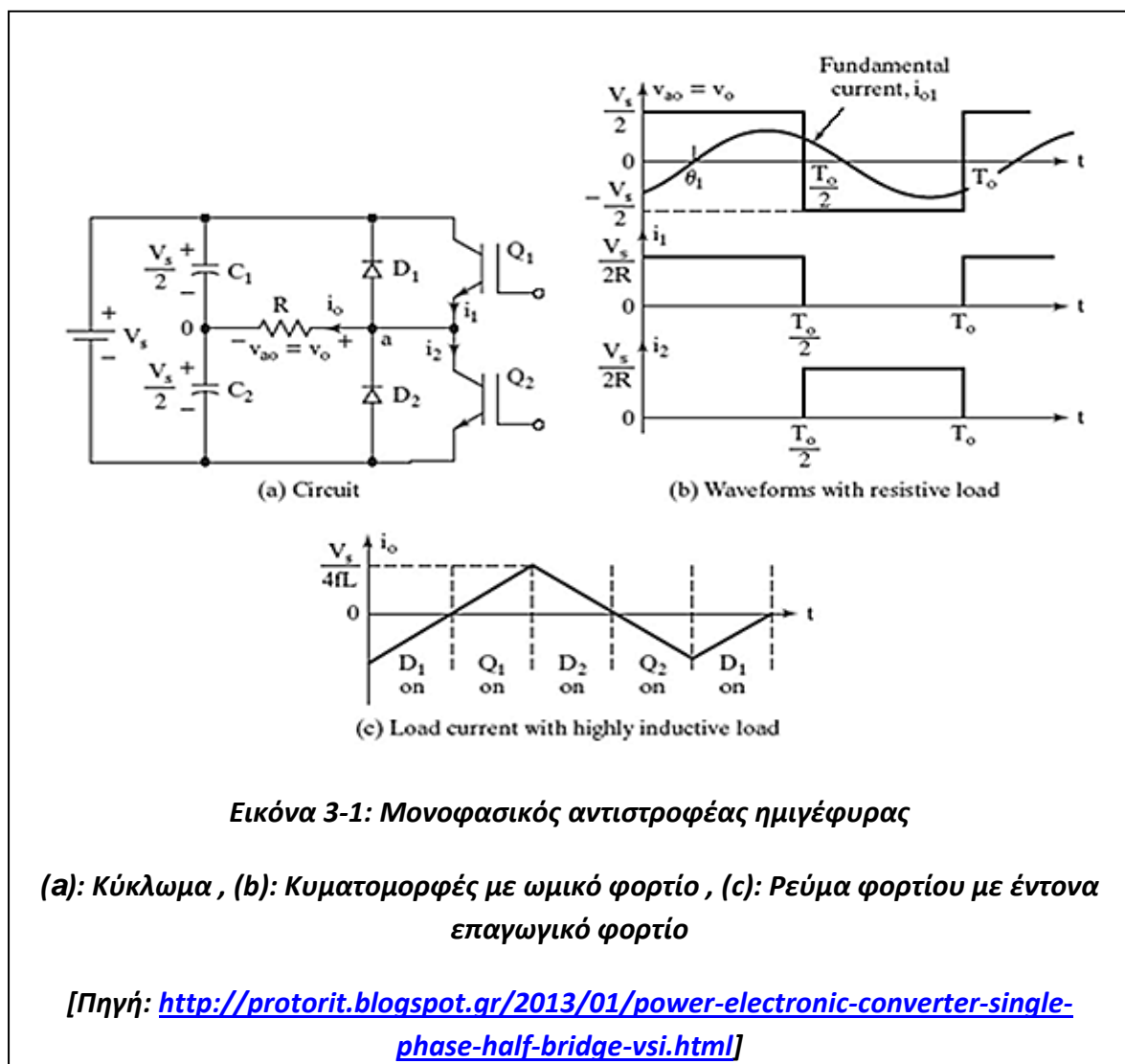
Στη συγκεκριμένη ενότητα θα αναλυθεί ο αντιστροφέας ημιγέφυρας (half - bridge inverter), ο οποίος φαίνεται στην εικόνα 3-1 (a). Το κύκλωμα του αντιστροφέα αποτελείται από ένα βραχίονα, δηλαδή ένα ζευγάρι τρανζίστορ και flyback διόδους (ή flywheel diodes). Πιο συγκεκριμένα, όταν ενεργοποιείται μόνο το τρανζίστορ  $Q_1$  για χρονική διάρκεια  $T_0/2$ , η στιγμιαία τάση στα άκρα του φορτίου  $u_0$  είναι  $V_s/2$ . Αν το τρανζίστορ  $Q_2$  ενεργοποιείται για χρονική διάρκεια  $T_0/2$ , η  $-V_s/2$  εμφανίζεται στην έξοδο. Η ενεργός τάση εξόδου μπορεί να βρεθεί από τη σχέση  $V_0 = V_s/2$ . Η εικόνα 3-1 (b) δείχνει τις κυματομορφές για την τάση εξόδου και τα ρεύματα των τρανζίστορ με ένα ωμικό φορτίο. Η εικόνα 3-1 (c) απεικονίζει το ρεύμα του επαγωγικού φορτίου.

Σε ένα επαγωγικό φορτίο, το ρεύμα δεν μπορεί να μεταβληθεί ακαριαία ακόμη και σε τάχιστες μεταβολές στην τάση. Αν το  $Q_1$  απενεργοποιείται για  $T_0/2$ , το ρεύμα φορτίου θα συνεχίσει να ρέει μέσω της διόδου  $D_2$ , του φορτίου και του πυκνωτή  $C_2$  μέχρι να μηδενιστεί το ρεύμα. Αντίστοιχα, όταν το  $Q_2$  απενεργοποιείται για  $T_0$ , το ρεύμα φορτίου ρέει μέσω της  $D_1$ , του φορτίου και του πυκνωτή  $C_1$ . Όταν οι δίοδοι  $D_1$  ή  $D_2$  άγουν, ανατροφοδοτείται ενέργεια προς τη πηγή συνεχούς ρεύματος. Η εικόνα 3-1 (c) δείχνει το ρεύμα φορτίου και τα διαστήματα αγωγής των στοιχείων για ένα καθαρά επαγωγικό φορτίο, για το οποίο ένα τρανζίστορ άγει

---

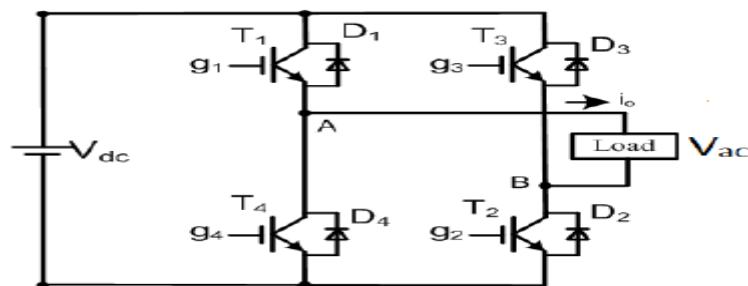
μόνο για  $T_0/4$  (ή  $90^\circ$ ). Ανάλογα με τον συντελεστή ισχύος του φορτίου, η περίοδος αγωγής ενός τρανζίστορ θα μπορούσε να μεταβάλλεται από  $90^\circ$  έως  $180^\circ$ .

Οποιαδήποτε διακοπτικά στοιχεία μπορούν να αντικαταστήσουν τα τρανζίστορ. Αν  $t_{off}$  είναι ο χρόνος σβέσης ενός στοιχείου, πρέπει να υπάρχει ένας ελάχιστος χρόνος καθυστέρησης  $t_d (=t_{off})$  μεταξύ του στοιχείου που σβήνει και του σκανδαλισμού του επόμενου στοιχείου που ανάβει. Σε διαφορετική περίπτωση θα υπήρχε βραχυκύκλωμα μεταξύ των δύο στοιχείων. Επομένως, ο μέγιστος χρόνος αγωγής ενός στοιχείου είναι  $t_{on} = T_0/2 - t_d$ . Όλα τα πραγματικά στοιχεία απαιτούν έναν ορισμένο χρόνο έναυσης και σβέσης. Για επιτυχημένη λειτουργία των αντιστροφών, αυτό πρέπει να λαμβάνεται υπόψη στο λογικό κύκλωμα (Muhammad, 2010, σελ. 227,229).



### 3.3 Μονοφασικοί αντιστροφείς

Ένας μονοφασικός αντιστροφέας γέφυρας πηγής τάσης (Voltage Source Inverter, VSI), φαίνεται στην εικόνα 3-2. Αποτελείται από 2 βραχίονες. Όταν τα τρανζίστορ  $T_1$  και  $T_2$  ενεργοποιούνται ταυτοχρόνως, η τάση εισόδου  $V_s$  εμφανίζεται στα άκρα του φορτίου. Αν τα τρανζίστορ  $T_3$  και  $T_4$  ενεργοποιούνται ταυτόχρονα, η τάση στα άκρα του φορτίου αντιστρέφεται και είναι  $-V_s$  (Muhammad, 2010, σελ. 232).



**Εικόνα 3-2: Μονοφασικός αντιστροφέας πλήρους γέφυρας**

[Πηγή: [https://www.researchgate.net/figure/Power-circuit-diagram-of-an-IGBT-based-single-phase-full-bridge-inverter\\_fig1\\_261459665](https://www.researchgate.net/figure/Power-circuit-diagram-of-an-IGBT-based-single-phase-full-bridge-inverter_fig1_261459665)]

### 3.4 Παράμετροι απόδοσης

Η έξοδος των πραγματικών αντιστροφέων περιέχει αρμονικές και η ποιότητα ενός αντιστροφέα συνήθως φαίνεται από τις παραμέτρους απόδοσης. Αυτές είναι οι εξής:

- Αρμονικός συντελεστής (harmonic factor) της  $n$  – οστής αρμονικής ( $HF_n$ )

Ο αρμονικός συντελεστής (της  $n$  – οστής αρμονικής), ο οποίος είναι ένα μέτρο της μεμονωμένης αρμονικής συνεισφοράς, ορίζεται ως

$$HF_n = \frac{V_{on}}{V_{o1}}$$

όπου  $V_{o1}$  είναι η ενεργός τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας και  $V_{on}$  είναι η ενεργός τιμή της αρμονικής  $n$  – οστής συνιστώσας.

- Συνολική αρμονική παραμόρφωση (Total Harmonic Distortion, THD)

Η συνολική αρμονική παραμόρφωση, η οποία είναι ένα μέτρο του βαθμού απόκλισης της κυματομορφής ενός σήματος και της θεμελιώδους συνιστώσας του, περιγράφεται από την παρακάτω σχέση

$$THD_F = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots}}{V_1}$$

- Συντελεστής παραμόρφωσης (Distortion Factor, DF)

Ο THD δίνει το συνολικό αρμονικό περιεχόμενο, αλλά δεν δείχνει το επίπεδο στάθμης της κάθε αρμονικής συνιστώσας. Ο συντελεστής παραμόρφωσης (DF) δείχνει την συνολική ποσότητα της αρμονικής παραμόρφωσης (Harmonic Distortion, HD) που παραμένει σε μια συγκεκριμένη κυματομορφή αφού οι αρμονικές αυτής της κυματομορφής υποβληθούν σε εξασθένηση δεύτερης τάξεως κατά πλάτος, δηλαδή διαιρούμενες με  $n^2$  (Muhammad, 2010, σελ. 230,231). Έτσι ο συντελεστής παραμόρφωσης (DF) είναι ένα μέτρο της αποδοτικότητας στη μείωση των ανεπιθύμητων αρμονικών χωρίς να πρέπει να καθοριστούν οι τιμές ενός δεύτερης τάξης φορτίου φίλτρου και περιγράφεται από την παρακάτω σχέση

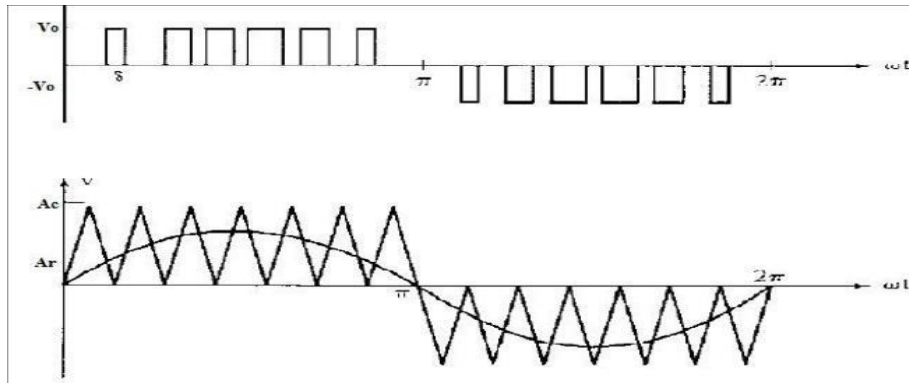
$$Distortion\ Factor = \sqrt{\frac{1}{1 + THD^2}}$$

### **3.5 Έλεγχος τάσης μονοφασικών αντιστροφών**

Για τη μεταβολή της τάσης εξόδου του αντιστροφέα υπάρχουν διάφορες τεχνικές. Η πιο αποδοτική μέθοδος ελέγχου της τάσης εξόδου είναι ο έλεγχος με PWM. Παρακάτω γίνεται μια μικρή αναφορά στην ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμού (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM). Σαφώς υπάρχουν περισσότερες τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμού. Περισσότερες πληροφορίες για αυτές βρίσκονται σε αντίστοιχα συγγράμματα ηλεκτρονικών ισχύος (βλέπε Muhammad, 2010).

Στην τεχνική ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμού το εύρος μεταβάλλεται ανάλογα με το πλάτος ενός ημιτονικού κύματος. Ο συντελεστής παραμόρφωσης (DF) μειώνεται σημαντικά. Όπως φαίνεται στην εικόνα 3-3, τα

σήματα έναυσης και σβέσης παράγονται με σύγκριση ενός ημιτονοειδούς σήματος αναφοράς με ένα τριγωνικό φέρον κύμα συχνότητας  $f_c$ . Σε βιομηχανικές εφαρμογές γενικά χρησιμοποιείται αυτή η μέθοδος διαμόρφωσης. Η συχνότητα του σήματος αναφοράς  $f_r$ , καθορίζει τη συχνότητα εξόδου του αντιστροφέα  $f_o$  και το μέγιστο πλάτος του  $A_r$  ελέγχει τον δείκτη διαμόρφωσης  $m$ , και κατ' επέκταση την ενεργό τιμή της τάσης εξόδου  $V_o$ .



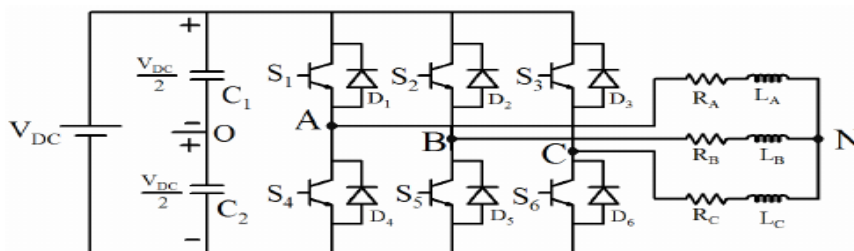
**Εικόνα 3-3: Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμού (SPWM)**

[Πηγή: [https://www.researchgate.net/figure/Sinusoidal-pulse-width-modulation-III-SINGLE-PHASE-SPWM-INVERTER\\_fig1\\_316432567](https://www.researchgate.net/figure/Sinusoidal-pulse-width-modulation-III-SINGLE-PHASE-SPWM-INVERTER_fig1_316432567)]

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΙ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ DC - AC

### 4.1 Γενική θεώρηση

Οι τριφασικοί αντιστροφείς (3 phase inverters) χρησιμοποιούνται κυρίως σε εφαρμογές μεγάλης ισχύος. Ένας τριφασικός αντιστροφέας μπορεί να επιτευχθεί με μία διάταξη έξι τρανζίστορ και έξι διόδων, όπως φαίνεται στην εικόνα 4-1.



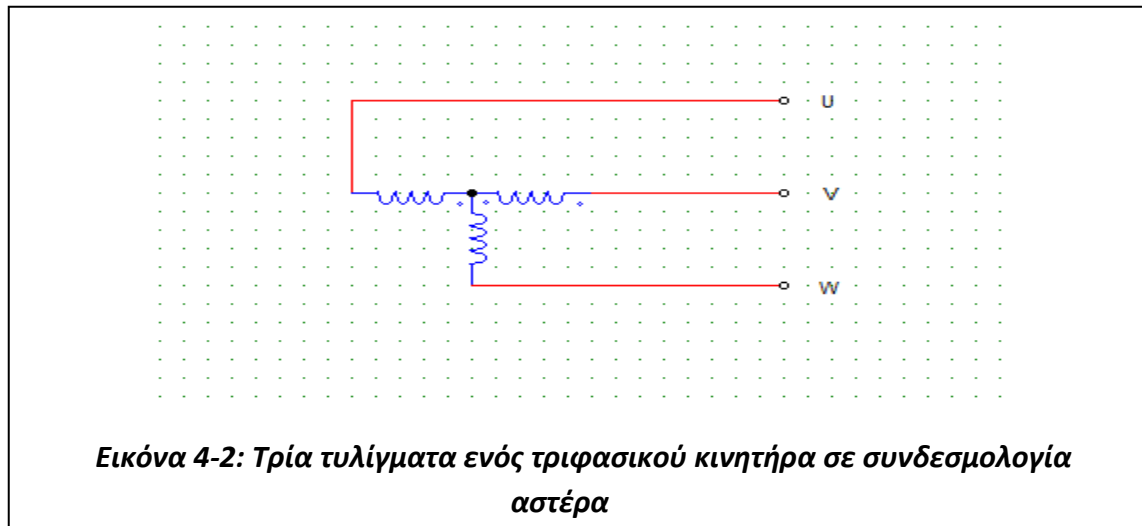
**Εικόνα 4-1: Κύκλωμα τριφασικού αντιστροφέα**

[Πηγή: [https://www.researchgate.net/figure/Three-phase-inverter-circuit\\_fig1\\_4368618](https://www.researchgate.net/figure/Three-phase-inverter-circuit_fig1_4368618)]

Στην επόμενη ενότητα αναλύεται πλήρως η τεχνική διαμόρφωσης σε διανυσματικό χώρο, η οποία εφαρμόστηκε στην κατασκευή του παρόντος τριφασικού αντιστροφέα.

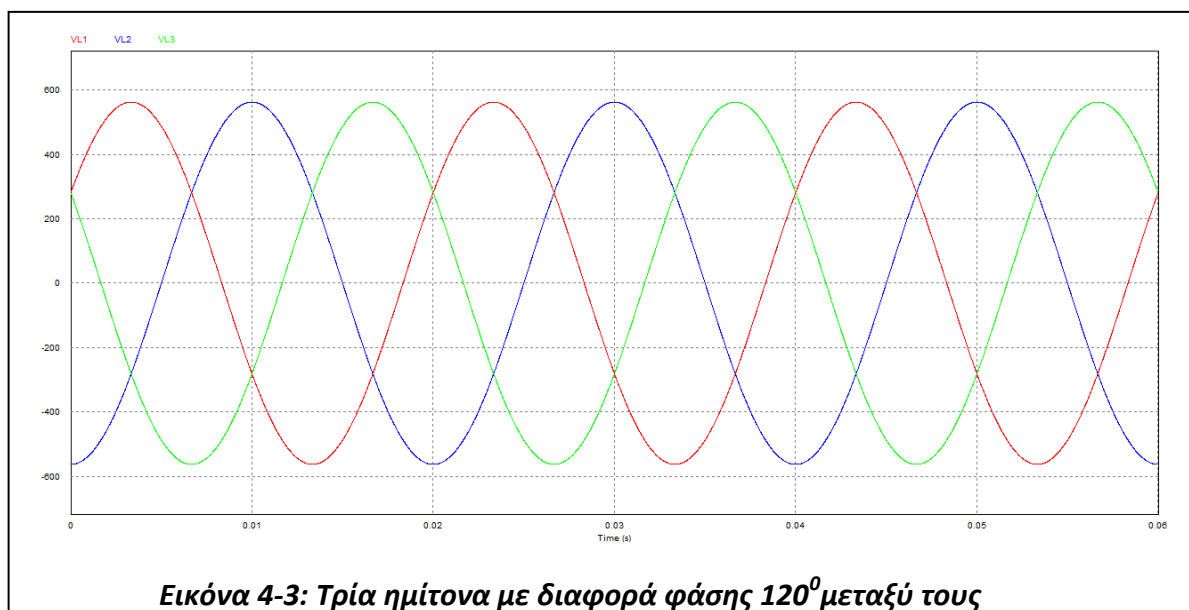
### 4.2 Διαμόρφωση διανύσματος χώρου (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)

Η **διαμόρφωση διανύσματος χώρου** (Space Vector Modulation, SVM) βασίζεται στις αρχές λειτουργίας των τριφασικών συστημάτων. Στην εικόνα 4-2 απεικονίζονται τα τρία τυλίγματα ενός τριφασικού κινητήρα σε συνδεσμολογία αστέρα.



Στα τριφασικά συστήματα, η διαφορά φάσης μεταξύ των φάσεων είναι  $120^\circ$ . Τα τρία ημίτονα που τροφοδοτούν τα τρία τυλίγματα παρουσιάζονται στην εικόνα 4-3. Αν υποθεθεί ότι οι τρεις φάσεις περιγράφονται από τρία στρεφόμενα διανύσματα  $\bar{u}_a$ ,  $\bar{u}_b$  και  $\bar{u}_c$ , τότε θα πρέπει να ισχύει:

$$\bar{u}_a + \bar{u}_b + \bar{u}_c = 0 \quad (4.2.1)$$



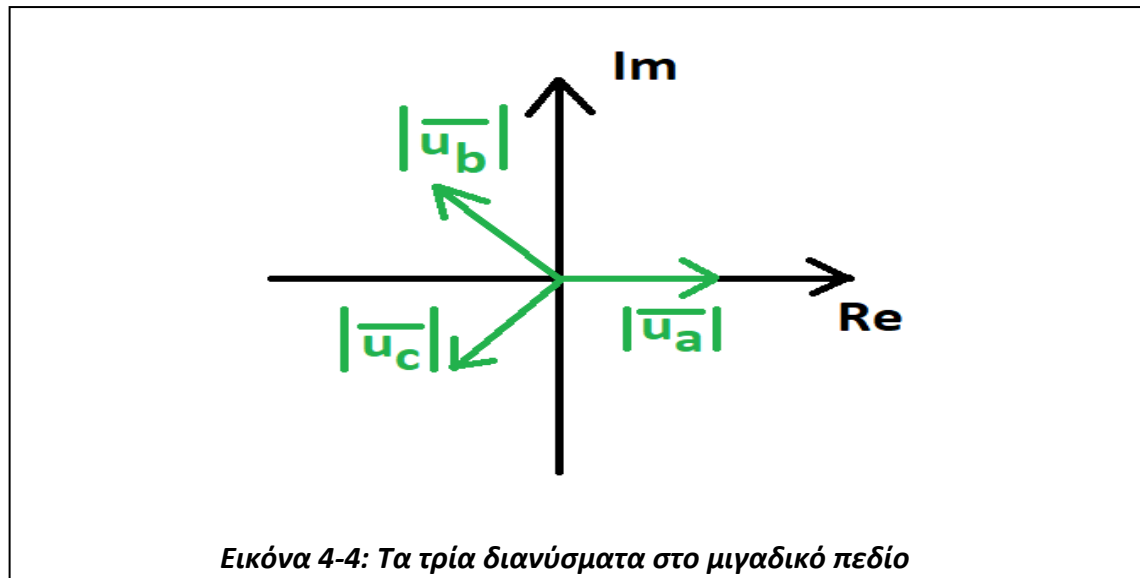
Μεταφέροντας τα παραπάνω τρία διανύσματα στο μιγαδικό πεδίο σε τετραγωνικές συντεταγμένες (εικόνα 4-4), ισχύουν τα παρακάτω:

$$\bar{u}_a = \text{Re}(\bar{u}_a) + j\text{Im}(\bar{u}_a) = \text{Re}(\bar{u}_a) \quad (\text{γιατί } \text{Im}(\bar{u}_a) = 0)$$

$$\bar{u}_b = \text{Re}(\bar{u}_b) + j\text{Im}(\bar{u}_b) \quad (4.2.2)$$

$$\bar{u}_c = \text{Re}(\bar{u}_c) + j\text{Im}(\bar{u}_c)$$



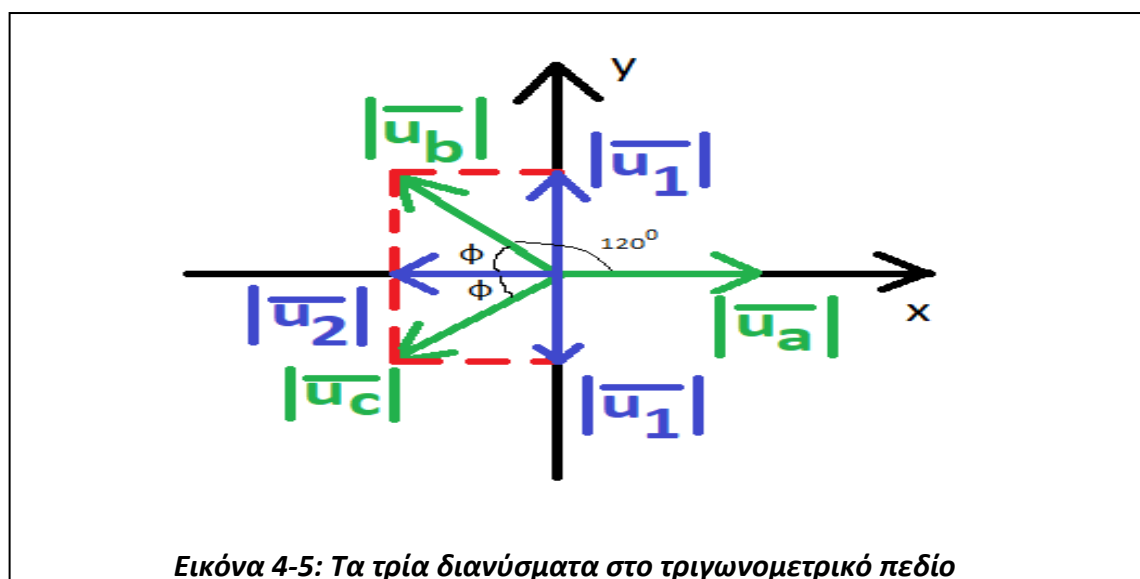


Μεταφέροντας τα παραπάνω τρία διανύσματα στο τριγωνομετρικό πεδίο, ισχύουν τα παρακάτω

$$|\bar{u}_2| = |\bar{u}_b| \cdot \cos \varphi \quad , \quad |\bar{u}_2| = |\bar{u}_c| \cdot \cos \varphi$$

$$|\bar{u}_1| = |\bar{u}_b| \cdot \sin \varphi \quad , \quad |\bar{u}_1| = |\bar{u}_c| \cdot \sin \varphi \quad (4.2.3)$$

όπου  $\bar{u}_1$  και  $\bar{u}_2$  είναι οι προβολείς των διανυσμάτων  $\bar{u}_b$  και  $\bar{u}_c$  στους άξονες.



Από τις σχέσεις (4.2.2) και (4.2.3) προκύπτουν τα εξής

$$\bar{u}_a = |\bar{u}_a| + j0$$

$$\bar{u}_b = |\bar{u}_2| + j|\bar{u}_1| = -|\bar{u}_b| \cdot \cos \varphi + j|\bar{u}_b| \cdot \sin \varphi$$

$$\bar{u}_c = |\bar{u}_2| + j|\bar{u}_1| = -|\bar{u}_c| \cdot \cos \varphi + j|\bar{u}_c| \cdot \sin \varphi \quad (4.2.4)$$

$$\text{όπου } \varphi = 180^\circ - 120^\circ$$

Αντικαθιστώντας την σχέση (4.2.4) στην (4.2.1), θεωρώντας δεδομένο την διαφορά φάσης μεταξύ των τριών διανυσμάτων και λαμβάνοντας υπόψη ότι από την τριγωνομετρία ισχύει η σχέση  $\cos(180^\circ - \varphi) = -\cos \varphi$ , προκύπτει ότι

$$|\bar{u}_a| + |\bar{u}_b| \cdot \cos 120^\circ + j|\bar{u}_b| \cdot \sin 120^\circ + |\bar{u}_c| \cdot \cos 240^\circ + j|\bar{u}_c| \cdot \sin 240^\circ = 0 \Rightarrow$$

$$|\bar{u}_a| + |\bar{u}_b| \cdot (\cos 120^\circ + j \sin 120^\circ) + |\bar{u}_c| \cdot (\cos 240^\circ + j \sin 240^\circ) = 0 \Rightarrow$$

$$|\bar{u}_a| + |\bar{u}_b| \cdot \left( \cos \frac{2\pi}{3} + j \sin \frac{2\pi}{3} \right) + |\bar{u}_c| \cdot \left( \cos \frac{4\pi}{3} + j \sin \frac{4\pi}{3} \right) = 0 \Rightarrow$$

$$|\bar{u}_a| + |\bar{u}_b| \cdot \cos \frac{2\pi}{3} + j|\bar{u}_b| \cdot \sin \frac{2\pi}{3} + |\bar{u}_c| \cdot \cos \frac{4\pi}{3} + j|\bar{u}_c| \cdot \sin \frac{4\pi}{3} = 0 \Rightarrow$$

$$|\bar{u}_a| + |\bar{u}_b| \cdot \cos \frac{2\pi}{3} + |\bar{u}_c| \cdot \cos \frac{4\pi}{3} + j \left( |\bar{u}_b| \cdot \sin \frac{2\pi}{3} + |\bar{u}_c| \cdot \sin \frac{4\pi}{3} \right) = 0 \Rightarrow$$

$$|\bar{u}_a| + |\bar{u}_b| \cdot \left( -\frac{1}{2} \right) + |\bar{u}_c| \cdot \left( -\frac{1}{2} \right) + j \left( |\bar{u}_b| \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} + |\bar{u}_c| \cdot \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right) = 0 \Rightarrow$$

$$|\bar{u}_a| - |\bar{u}_b| \cdot \frac{1}{2} - |\bar{u}_c| \cdot \frac{1}{2} + j \left( |\bar{u}_b| \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} - |\bar{u}_c| \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \right) = 0$$

Χωρίζοντας το πραγματικό και το φανταστικό μέρος και θέτοντας το πραγματικό μέρος ίσο με  $u_\alpha$  και το φανταστικό μέρος ίσο με  $u_\beta$  προκύπτει ότι

$$|\bar{u}_\alpha| = |\bar{u}_a| - |\bar{u}_b| \cdot \frac{1}{2} - |\bar{u}_c| \cdot \frac{1}{2}$$

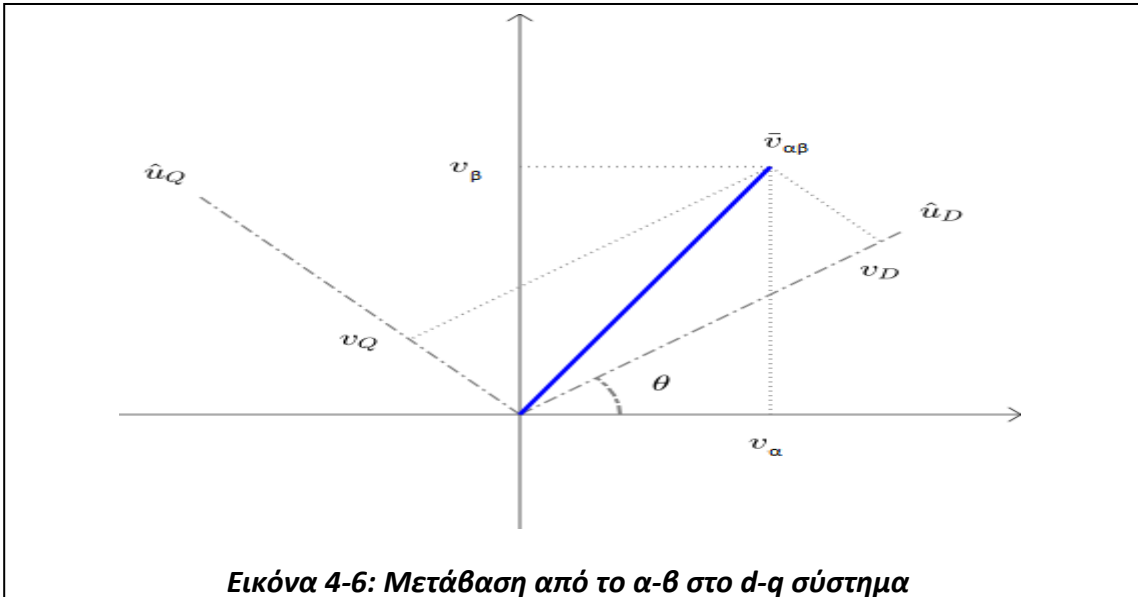
$$|\bar{u}_\beta| = |\bar{u}_b| \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} - |\bar{u}_c| \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \Rightarrow |\bar{u}_\beta| = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (|\bar{u}_b| - |\bar{u}_c|) \quad (4.2.5)$$

Η σχέση (4.2.5) είναι ο **μετασχηματισμός Clarke**. Για την ύπαρξη ισοδυναμίας ισχύος μεταξύ των συστημάτων συντεταγμένων a-b-c και α-β υπάρχει ένας συντελεστής  $\frac{2}{3}$ , ο οποίος πολλαπλασιάζεται με τα διανύσματα που ανήκουν στο σύστημα συντεταγμένων a-b-c. Συνεπώς η σχέση (4.2.5) σε μορφή πίνακα είναι

$$\begin{bmatrix} |\bar{u}_\alpha| \\ |\bar{u}_\beta| \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} |\bar{u}_a| \\ |\bar{u}_b| \\ |\bar{u}_c| \end{bmatrix} \quad (4.2.6)$$

Το αποτέλεσμα του μετασχηματισμού Clarke είναι ένα διδιάστατο σταθερό σύστημα α-β, με οριζόντιο άξονα α και κατακόρυφο άξονα β. Αν απαιτείται το συγκεκριμένο σύστημα να είναι περιστρεφόμενο, τότε χρησιμοποιείται ο **μετασχηματισμός Park**, που περιγράφεται από ένα διδιάστατο σύστημα D-Q. Ο συγκεκριμένος μετασχηματισμός εξετάζεται παρακάτω.

Στο σύστημα α-β έχει προστεθεί ένα σύστημα D-Q το οποίο περιστρέφεται με γωνιακή ταχύτητα  $\omega$ .



Έστω ότι υπάρχει ένα διάνυσμα  $\overline{u_{\alpha\beta}}$ . Από την εικόνα 4-6 προκύπτουν οι παρακάτω σχέσεις:

$$\hat{u}_D = \hat{u}_\alpha \cdot \cos \theta + \hat{u}_\beta \cdot \sin \theta \quad (4-2-7)$$

$$\hat{u}_Q = -\hat{u}_\beta \cdot \sin \theta + \hat{u}_\alpha \cdot \cos \theta \quad (4-2-8)$$

$$\hat{u}_{\alpha\beta} = u_\alpha \cdot \hat{u}_\alpha + u_\beta \cdot \hat{u}_\beta \quad (4-2-9)$$

όπου  $\hat{u}_\alpha$  και  $\hat{u}_\beta$  είναι τα διανύσματα που ανήκουν στο σύστημα συντεταγμένων α-β και η γωνία περιστροφής του συστήματος D-Q ως προς το σύστημα α-β είναι η γωνία  $\theta$ . Σύμφωνα με τα παραπάνω, προκύπτουν οι συντεταγμένες  $u_D$  και  $u_Q$ , οι οποίες είναι:

$$u_D = \hat{u}_D \cdot \overline{u_{\alpha\beta}} \Rightarrow u_D = u_\alpha \cdot \cos \theta + u_\beta \cdot \sin \theta$$

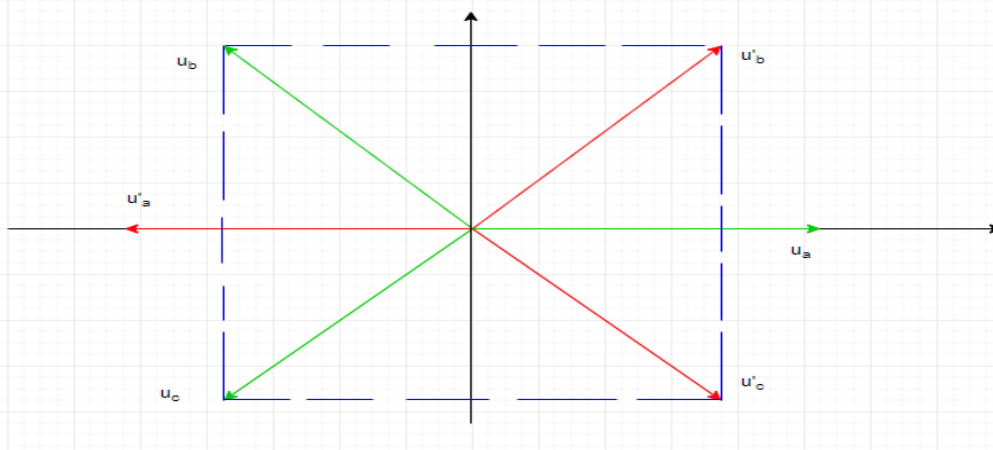
$$u_Q = \hat{u}_Q \cdot \overline{u_{\alpha\beta}} \Rightarrow u_Q = -u_\alpha \cdot \sin \theta + u_\beta \cdot \cos \theta \quad (4.2.10)$$

Η σχέση (4.2.10) είναι ο **μετασχηματισμός Park**, στην οποία η γωνία περιστροφής ισούται με  $\omega t$ . Το συμπέρασμα είναι πως εφαρμόζοντας τους μετασχηματισμούς Clarke και Park πετυχαίνεται η δημιουργία ενός στρεφόμενου διανύσματος με ένα πλέον στρεφόμενο σύστημα αξόνων D-Q. Το συγκεκριμένο στρεφόμενο διάνυσμα εκφράζεται από δύο διανύσματα, τα  $\overline{u_D}$  και  $\overline{u_Q}$ . Πιο συγκεκριμένα με τον μετασχηματισμό Clarke γίνεται μια μεταφορά από το πεδίο των τριών διανυσμάτων των φάσεων σε ένα σταθερό διδιάστατο σύστημα αξόνων α-β. Στο συγκεκριμένο σύστημα α-β τα τρία διανύσματα των φάσεων μπορούν να αντικατασταθούν από δύο κάθετα διανύσματα, τα οποία δεν περιστρέφονται. Με τον μετασχηματισμό

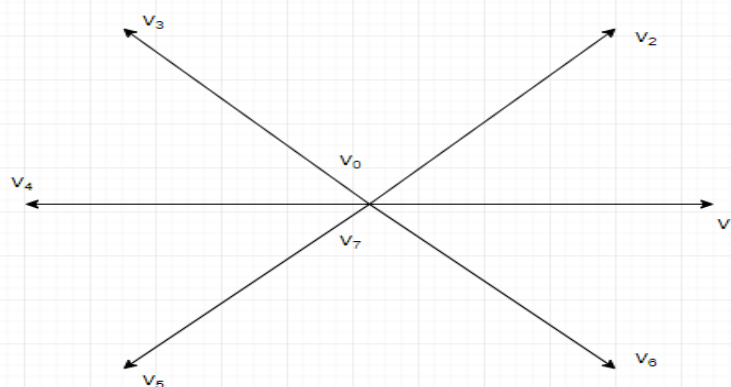
Park πετυχαίνεται η μεταφορά του συστήματος συντεταγμένων, από ένα σταθερό σύστημα α-β σε ένα σύστημα αξόνων D-Q, που περιστρέφονται με γωνιακή ταχύτητα  $\omega$ .

### 4.3 Έλεγχος διανύσματος (vector control)

Στην συγκεκριμένη υποενότητα αναλύεται ο έλεγχος ενός τριφασικού αντιστροφέα από ένα στρεφόμενο διάνυσμα, το οποίο μπορεί να παραχθεί από τον μετασχηματισμό Clarke-Park. Εάν τα διανύσματα  $\bar{u}_a$ ,  $\bar{u}_b$  και  $\bar{u}_c$  περιστραφούν κατά  $180^\circ$  (εικόνα 4-7) προκύπτουν ακόμη τρία διανύσματα  $\bar{u}'_a$ ,  $\bar{u}'_b$  και  $\bar{u}'_c$ . Θεωρώντας την ύπαρξη δύο μηδενικών διανυσμάτων  $\bar{V}_0$  και  $\bar{V}_7$  υπάρχουν συνολικά οκτώ διανύσματα. Στην εικόνα 4-8 απεικονίζονται τα οκτώ διανύσματα  $\bar{V}_0, \bar{V}_1, \bar{V}_2, \bar{V}_3, \bar{V}_4, \bar{V}_5, \bar{V}_6$  και  $\bar{V}_7$ .

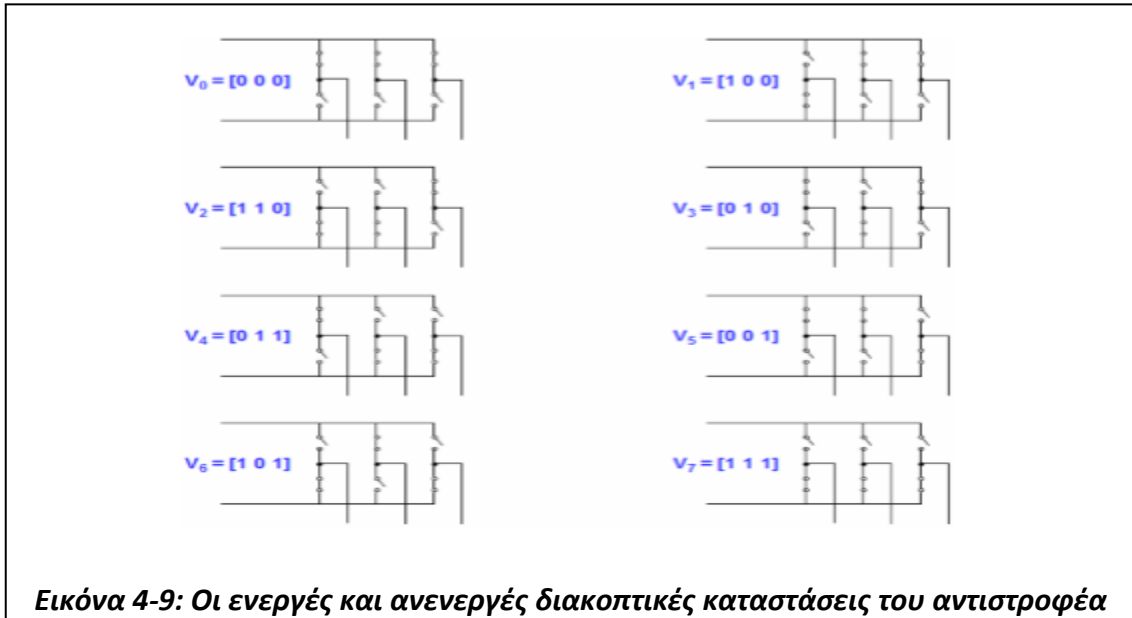


**Εικόνα 4-7: Διανυσματικός χώρος έξι διανυσμάτων**



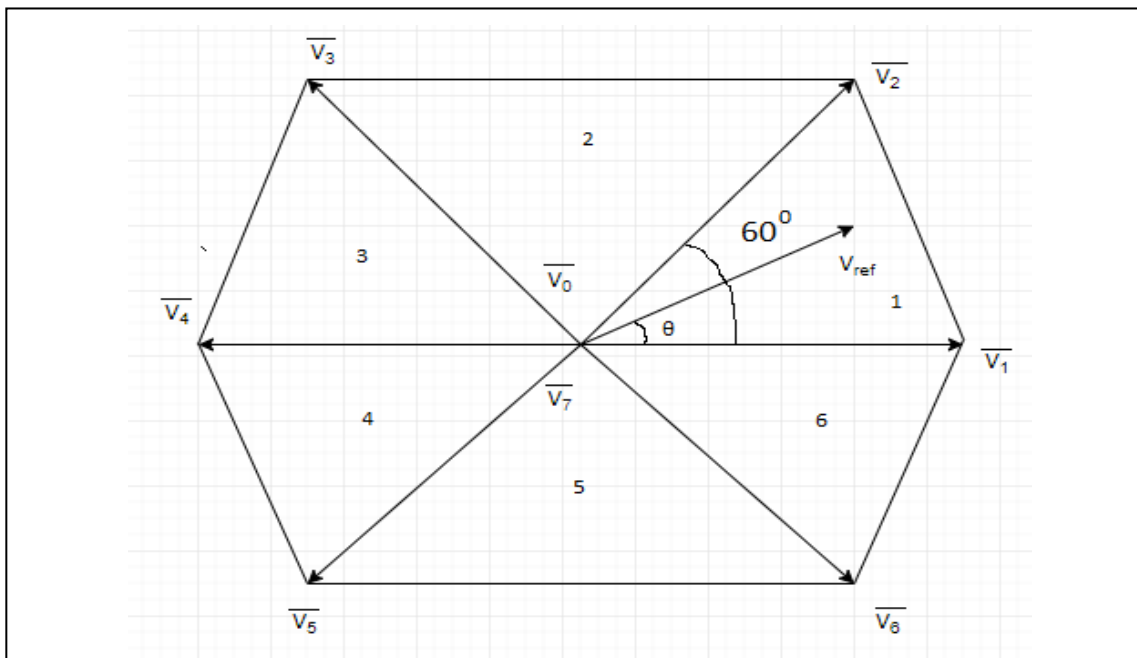
**Εικόνα 4-8: Διανυσματικός χώρος οκτώ διανυσμάτων**

Ας υποτεθεί ότι τα οκτώ παραπάνω διανύσματα αντιπροσωπεύουν οκτώ διακοπτικές καταστάσεις μιας τριφασικής γέφυρας (εικόνα 4-9). Πιο συγκεκριμένα τα διανύσματα  $\bar{V}_1$ ,  $\bar{V}_2$ ,  $\bar{V}_3$ ,  $\bar{V}_4$ ,  $\bar{V}_5$  και  $\bar{V}_6$  αντιπροσωπεύουν έξι ενεργές καταστάσεις και τα μηδενικά διανύσματα  $\bar{V}_0$  και  $\bar{V}_7$  δύο ανενεργές καταστάσεις της γέφυρας.

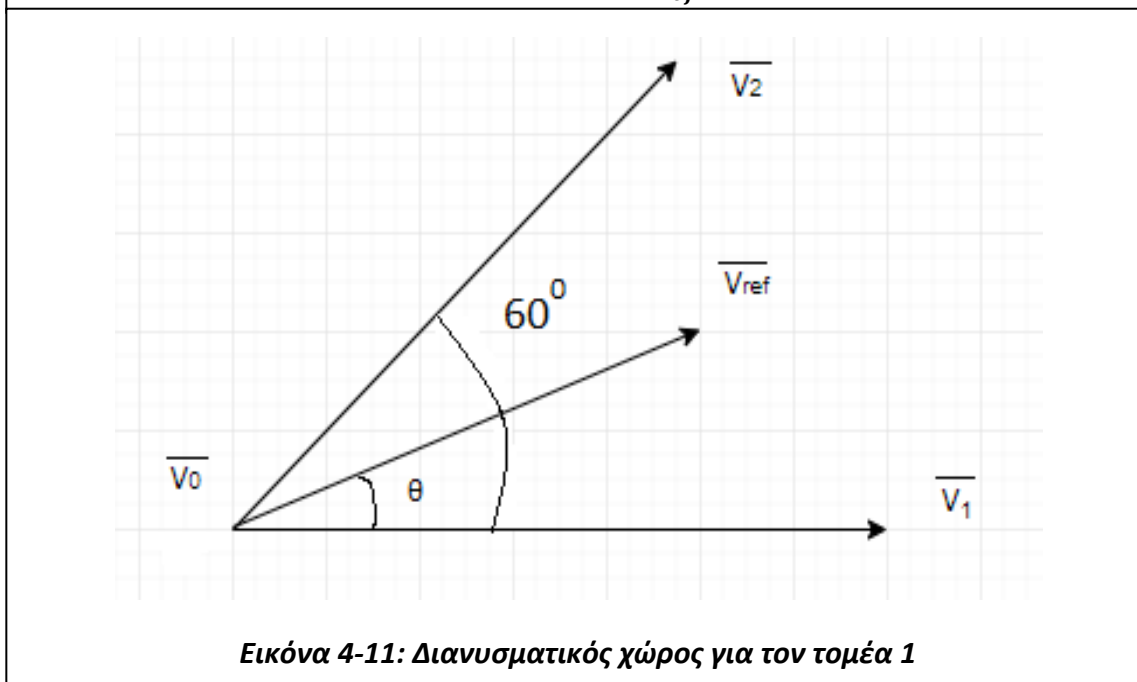


Στον τριφασικό αντιστροφέα της εικόνας 4-1, το μήκος των παραπάνω οκτώ διανυσμάτων αποτελεί τα  $\frac{2}{3}$  της DC τάση εισόδου (DC Bus). Με τον μετασχηματισμό Clarke-Park μπορεί να υποτεθεί ότι στον διανυσματικό χώρο των οκτώ διανυσμάτων, υπάρχει ένα περιστρεφόμενο διάνυσμα  $\bar{V}_{ref}$  με γωνία περιστροφής  $\theta$  (εικόνα 4-10), το οποίο αποτελεί την τάση εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα ή την πολική τάση του τριφασικού κινητήρα. Αξίζει να σημειωθεί ότι ο λόγος του μέτρου του περιστρεφόμενου διανύσματος  $\bar{V}_{ref}$  προς το μέτρο οποιουδήποτε από τα έξι διανύσματα που αντιστοιχούν σε ενεργή κατάσταση του αντιστροφέα ονομάζεται συντελεστής διαμόρφωσης (modulation index,  $m$ ), δηλαδή  $m = \frac{V_{ref}}{\frac{2}{3}V_{DC}}$ .

Ο συντελεστής  $m$  είναι απαραίτητος για τον έλεγχο τάσης/συχνότητας (V/f control) για την οδήγηση τριφασικού ασύγχρονου κινητήρα. Στην εικόνα 4-10 ο διανυσματικός χώρος χωρίζεται σε έξι τομείς με γωνία  $60^\circ$  μεταξύ των ενεργών διανυσμάτων. Στην εικόνα 4-11 παρουσιάζεται ο διανυσματικός χώρος για τον τομέα 1 με τα ενεργά διανύσματα  $\bar{V}_1$  και  $\bar{V}_2$ , το ανενεργό διάνυσμα  $\bar{V}_0$  και το περιστρεφόμενο διάνυσμα  $\bar{V}_{ref}$  με γωνία περιστροφής  $\theta$ .



**Εικόνα 4-10: Διανυσματικός χώρος οκτώ διανυσμάτων και του περιστρεφόμενου διανύσματος  $\overline{V}_{ref}$**



**Εικόνα 4-11: Διανυσματικός χώρος για τον τομέα 1**

Η αναπαραγωγή του διανύσματος  $V_{ref}$  από τον τριφασικό αντιστροφέα πραγματοποιείται ως εξής: Επειδή ο αντιστροφέας δεν μπορεί να παράγει στην έξοδό του αναλογικές τάσεις, παρά μόνο διακριτές (διακοπτικές) καταστάσεις, το διάνυσμα  $V_{ref}$  προσομοιώνεται με την εναλλαγή των εξόδων του αντιστροφέα μεταξύ των καταστάσεων  $V_1$ ,  $V_2$  και  $V_0$ , έτσι ώστε η χρονική συμμετοχή κάθε συνιστώσας  $V_1$ ,  $V_2$  και  $V_0$  να είναι ανάλογη της γεωμετρικής συμμετοχής καθεμίας για την παραγωγή του διανύσματος  $V_{ref}$ . Ουσιαστικά πραγματοποιείται μια ανταλλαγή της ικανότητας διακριτοποίησης (bit-depth) με την ταχύτητα δειγματοληψίας, όπου η ικανότητα διακριτοποίησης αφορά τις δυνατές

καταστάσεις εξόδου του αντιστροφέα και η ταχύτητα δειγματοληψίας αφορά την συχνότητα ενεργοποίησης-απενεργοποίησης των τρανζίστορ. Η συγκεκριμένη μέθοδος είναι γενικότερη και προέρχεται από τη θεωρία σημάτων του (Orpenheim, 1999) για την αναπαραγωγή αναλογικών σημάτων από διακοπτικούς μετατροπείς D/A, που έχουν μόνο δύο καταστάσεις εξόδου (βλ. 1 bit D/A, bitstream, DSD). Τα διανύσματα  $\bar{V}_1$ ,  $\bar{V}_2$  και  $\bar{V}_0$  είναι ενεργοποιημένα για ορισμένο χρόνο το καθένα. Αναλύοντας την σχέση (4.2.11) μπορούν να βρεθούν οι χρονικές διάρκειες  $T_1$ ,  $T_2$  και  $T_0$ . Για τον τομέα 1, η χρονική διάρκεια  $T_1$  είναι ο συνολικός χρόνος λειτουργίας του ενεργού διανύσματος  $V_1$ , η χρονική διάρκεια  $T_2$  είναι ο συνολικός χρόνος λειτουργίας του ενεργού διανύσματος  $V_2$  και η χρονική διάρκεια  $T_0$  είναι ο συνολικός χρόνος λειτουργίας του μηδενικού διανύσματος  $V_0$ . Η χρονική διάρκεια  $T_s$  είναι ο χρόνος που αντιστοιχεί σε  $T_s = \frac{1}{f_s}$ , όπου  $f_s$  είναι η συχνότητα διαμόρφωσης PWM

$$\int_0^{T_s} \overline{V_{ref}} dt = \int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_0^{T_2} \bar{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} \bar{V}_0 dt \quad (4.2.11)$$

Η ανάλυση της σχέσης (4.2.11) είναι η εξής

$$\int_0^{T_s} \overline{V_{ref}} dt = \int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_0^{T_2} \bar{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} \bar{V}_0 dt \Rightarrow$$

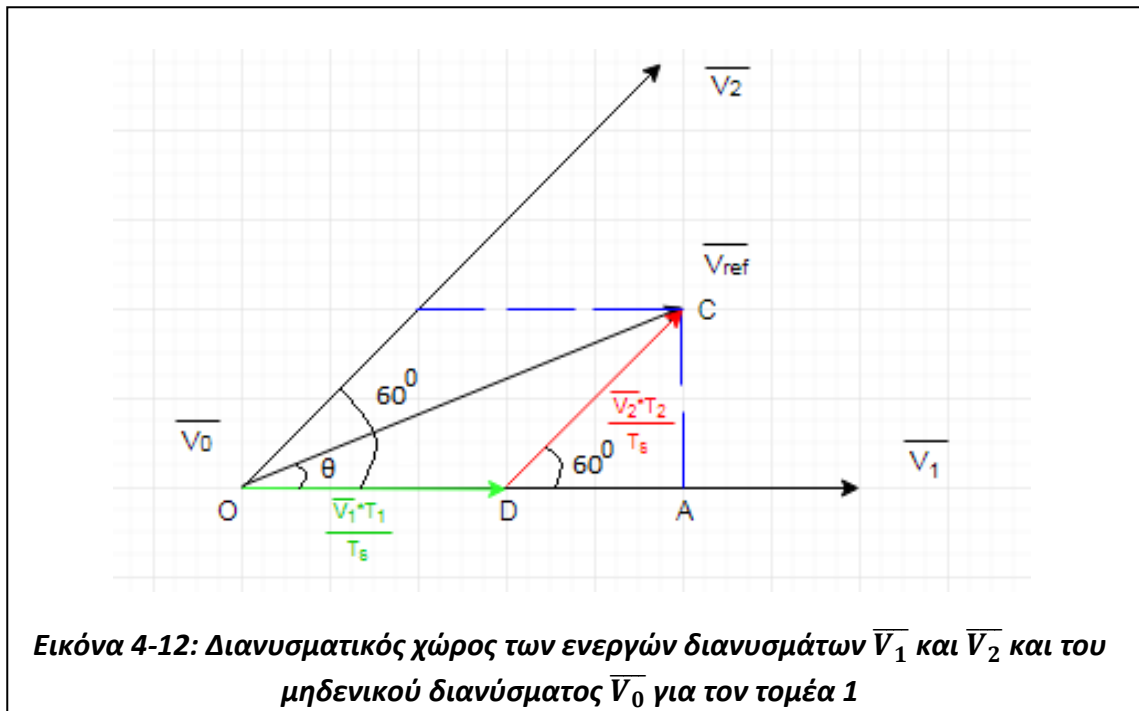
$$\overline{V_{ref}} \cdot \int_0^{T_s} 1 dt = \bar{V}_1 \cdot \int_0^{T_1} 1 dt + \bar{V}_2 \cdot \int_0^{T_2} 1 dt + \bar{V}_0 \cdot \int_{T_1+T_2}^{T_s} 1 dt \Rightarrow$$

$$\overline{V_{ref}} \cdot [t]_0^{T_s} = \bar{V}_1 \cdot [t]_0^{T_1} + \bar{V}_2 \cdot [t]_0^{T_2} + \bar{V}_0 \cdot [t]_{T_1+T_2}^{T_s} \Rightarrow$$

$$\overline{V_{ref}} \cdot [T_s - 0] = \bar{V}_1 \cdot [T_1 - 0] + \bar{V}_2 \cdot [T_2 - 0] + \bar{V}_0 \cdot [T_s - T_1 - T_2]$$

Θέτω  $T_0 = T_s - T_1 - T_2$ , τότε

$$\overline{V_{ref}} \cdot T_s = \bar{V}_1 \cdot T_1 + \bar{V}_2 \cdot T_2 + \bar{V}_0 \cdot T_0 \quad (4.2.12)$$



Σύμφωνα με την εικόνα 4-12 προκύπτει η παρακάτω σχέση

$$\bar{V}_{ref} = \frac{\bar{V}_1 \cdot T_1}{T_s} + \frac{\bar{V}_2 \cdot T_2}{T_s}$$

Όπου το διάνυσμα  $V_{ref}$  μπορεί να εκφραστεί με δύο τριγωνομετρικές συναρτήσεις, την συνάρτηση του ημιτόνου και την συνάρτηση του συνημιτόνου.

### Εύρεση χρόνων $T_1$ και $T_2$

#### α. Εύρεση έκφρασης διανύσματος $V_{ref}$ με την συνάρτηση του συνημιτόνου

Από το ορθογώνιο τρίγωνο AOC προκύπτουν τα εξής

$$\cos \theta = \frac{|OA|}{V_{ref}} \Leftrightarrow |OA| = V_{ref} \cdot \cos \theta$$

$$\sin \theta = \frac{|AC|}{V_{ref}} \Leftrightarrow |AC| = V_{ref} \cdot \sin \theta \quad (4.2.13)$$

Από το ορθογώνιο τρίγωνο ADC προκύπτουν τα εξής

$$\cos 60^\circ = \frac{|AD|}{\frac{V_2 \cdot T_2}{T_s}} \Leftrightarrow |AD| = \frac{V_2 \cdot T_2}{T_s} \cdot \cos 60^\circ$$



$$\sin 60^0 = \frac{|AC|}{|DC|} \Leftrightarrow |AC| = |DC| \cdot \sin 60^0 \quad (4.2.14)$$

Από τις σχέσεις (4.2.13) και (4.2.14) προκύπτει

$$V_{ref} \cdot \sin \theta = |DC| \cdot \sin 60^0$$

### β. Εύρεση έκφρασης διανύσματος $V_{ref}$ με την συνάρτηση του ημιτόνου

Σύμφωνα με την εικόνα 4-12 ισχύει ότι

$$V_{ref} \cdot \sin \theta = \frac{V_2 \cdot T_2}{T_S} \cdot \sin 60^0 \quad (4.2.15)$$

Σύμφωνα με την εικόνα 4-12 και την σχέση (4.2.14) ισχύει ότι

$$|AD| = |OA| - \frac{V_1 \cdot T_1}{T_S} \Leftrightarrow \frac{V_2 \cdot T_2}{T_S} \cos 60^0 = |OA| - \frac{V_1 \cdot T_1}{T_S} \Leftrightarrow$$

$$|OA| = \frac{V_1 \cdot T_1}{T_S} + \frac{V_2 \cdot T_2}{T_S} \cos 60^0$$

Από την σχέση (4.2.13) προκύπτει ότι

$$V_{ref} \cdot \cos \theta = \frac{V_1 \cdot T_1}{T_S} + \frac{V_2 \cdot T_2}{T_S} \cos 60^0 \quad (4.2.16)$$

Προσθέτοντας τις σχέσεις (4.2.15) και (4.2.16) κατά μέλη, που το διάνυσμα  $V_{ref}$  εκφράζεται και με τις δύο τριγωνομετρικές συναρτήσεις, προκύπτει ότι

$$V_{ref} \cdot \sin \theta + V_{ref} \cdot \cos \theta = \frac{V_1 \cdot T_1}{T_S} + \frac{V_2 \cdot T_2}{T_S} \cos 60^0 + \frac{V_2 \cdot T_2}{T_S} \cdot \sin 60^0 \Leftrightarrow$$

$$T_S \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta + T_S \cdot V_{ref} \cdot \cos \theta = V_1 \cdot T_1 + V_2 \cdot T_2 \cos 60^0 + V_2 \cdot T_2 \cdot \sin 60^0$$

$$T_S \cdot V_{ref} \cdot \cos \theta + T_S \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta = V_1 \cdot T_1 + V_2 \cdot T_2 \cos 60^0 + V_2 \cdot T_2 \cdot \sin 60^0 \quad (4.2.17)$$

Η σχέση (4.2.17) μπορεί να εκφραστεί από δύο τριγωνομετρικές συναρτήσεις, αυτές είναι του συνημιτόνου και του ημιτόνου. Συνεπώς η έκφραση της σχέσης (4.2.17) από την συνάρτηση του συνημιτόνου είναι η σχέση (4.2.18) και η έκφραση της σχέσης (4.2.17) από την συνάρτηση του ημιτόνου είναι η σχέση (4.2.19)

$$T_S \cdot V_{ref} \cdot \cos \theta = V_1 \cdot T_1 + V_2 \cdot T_2 \cdot \cos 60^0 \quad (4.2.18)$$

$$T_S \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta = 0 + V_2 \cdot T_2 \cdot \sin 60^0 \Rightarrow \quad (4.2.19)$$

$$\begin{aligned}
T_2 &= \frac{T_S \cdot V_{ref} \cdot \sin \theta}{V_2 \cdot \sin 60^0} = \frac{V_{ref}}{V_2} \cdot T_S \cdot \frac{\sin \theta}{\frac{\sqrt{3}}{2}} = \frac{V_{ref}}{V_2} \cdot T_S \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \sin \theta = \\
&= \frac{V_{ref}}{\frac{2}{3} V_{DC}} \cdot T_S \cdot \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot 2 \cdot \sin \theta \Rightarrow T_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot T_S \cdot m \cdot \sin \theta, \text{ όπου } m = \frac{V_{ref}}{\frac{2}{3} V_{DC}} \quad (4.2.20)
\end{aligned}$$

Η σχέση (4.2.18) βάσει της (4.2.20) γίνεται

$$\begin{aligned}
T_S \cdot V_{ref} \cdot \cos \theta &= V_1 \cdot T_1 + V_2 \cdot T_2 \cdot \cos 60^0 \Leftrightarrow \\
T_S \cdot V_{ref} \cdot \cos \theta &= V_1 \cdot T_1 + V_2 \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot T_S \cdot m \cdot \sin \theta \cdot \cos 60^0 \Leftrightarrow \\
V_1 \cdot T_1 &= T_S \cdot V_{ref} \cdot \cos \theta - V_2 \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot T_S \cdot m \cdot \sin \theta \cdot \cos 60^0 \Leftrightarrow \\
T_1 &= \frac{V_{ref}}{V_1} T_S \cdot \cos \theta - \frac{V_2}{V_1} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot T_S \cdot m \cdot \sin \theta \cdot \cos 60^0 \Leftrightarrow \\
T_1 &= m \cdot T_S \cdot \cos \theta - \frac{\frac{2}{3} \cdot V_{DC}}{\frac{2}{3} \cdot V_{DC}} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot T_S \cdot m \cdot \sin \theta \cdot \cos 60^0 \Leftrightarrow \\
T_1 &= m \cdot T_S \cdot \cos \theta - \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot T_S \cdot m \cdot \sin \theta \cdot \cos 60^0 \Leftrightarrow \\
T_1 &= m \cdot T_S \cdot \left( \cos \theta - \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \sin \theta \cdot \cos 60^0 \right) \Leftrightarrow \\
T_1 &= m \cdot T_S \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \cos \theta - \sin \theta \cdot \cos 60^0 \right) \Leftrightarrow \\
T_1 &= m \cdot T_S \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot (\sin 60^0 \cdot \cos \theta - \sin \theta \cdot \cos 60^0) \quad (4.2.21)
\end{aligned}$$

Γνωρίζοντας από την τριγωνομετρία ότι ισχύει:  $\sin(A \pm B) = \sin A \cdot \cos B \pm \sin A \cdot \cos B$

η σχέση (4.2.21) γίνεται ως εξής

$$T_1 = m \cdot T_S \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \sin(60^0 - \theta) \Rightarrow T_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot m \cdot T_S \cdot \sin(60^0 - \theta) \quad (4.2.22)$$

Συνοπτικά οι χρονικές διάρκειες  $T_1, T_2, T_0$  υπολογίζονται από τις παρακάτω σχέσεις

$$T_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot m \cdot T_S \cdot \sin(60^0 - \theta) \quad (4.2.23)$$

$$T_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot T_S \cdot m \cdot \sin \theta \quad (4.2.24)$$

$$T_0 = T_S - T_1 - T_2 \quad (4.2.25)$$

Το επόμενο βήμα είναι ο υπολογισμός του κύκλου εργασίας κάθε παλμοσειράς των επιμέρους έξι τρανζίστορ της τριφασικής γέφυρας με κάθε μετατόπιση του στρεφόμενου διανύσματος  $V_{ref}$ . Στη τεχνική SPWM η παλμοσειρά PWM δημιουργείται συγκρίνοντας ένα ημιτονικό σήμα με ένα τριγωνικό. Η συχνότητα του ημιτονικού είναι η επιθυμητή συχνότητα στην έξοδο του τριφασικού αντιστροφέα. Η συχνότητα του τριγωνικού σήματος ονομάζεται φέρουσα συχνότητα ή συχνότητα διαμόρφωσης PWM. Παρακάτω στην ψηφιακή υλοποίηση της τεχνικής SVPWM αναλύεται η διαδικασία υπολογισμού του κύκλου εργασίας κάθε παλμοσειράς PWM των επιμέρους έξι τρανζίστορ της τριφασικής γέφυρας με κάθε μετατόπιση του στρεφόμενου διανύσματος  $V_{ref}$  (υπενθυμίζεται ότι το διάνυσμα  $V_{ref}$  μετατοπίζεται, επειδή περιστρέφεται).

#### **4.4 Ψηφιακή υλοποίηση της τεχνικής SVPWM, χρησιμοποιώντας τον υπολογιστή Arduino Uno**

Στην παρούσα εργασία, για την παραγωγή των έξι παλμοσειρών PWM, χρησιμοποιούνται οι τρεις χρονιστές που διαθέτει ο Arduino. Ο χρονιστής 2 παράγει την πρώτη φάση και το συμπληρωματικό της, ο χρονιστής 1 παράγει την δεύτερη φάση και το συμπληρωματικό της και ο χρονιστής 0 παράγει την τρίτη φάση και το συμπληρωματικό της. Αρχικοποιώντας σωστά τους τρεις χρονιστές τα συμπληρωματικά σήματα των τριών φάσεων παράγονται αυτόματα. Πληροφορίες για την σωστή αρχικοποίηση των χρονιστών υπάρχουν στο φύλλο δεδομένων (datasheet) του μικροελεγκτή του Arduino Uno, δηλαδή του AT MEGA 328P. Ενώ ο μετασχηματισμός Clarke-Park είναι εξαιρετικά χρήσιμος για την ανάπτυξη και την κατανόηση της τεχνικής διαμόρφωσης Space Vector, στην παρούσα εργασία προτιμήθηκε μια ψηφιακή υλοποίηση που δεν απαιτεί την άμεση εφαρμογή τους. Συγκεκριμένα χρησιμοποιείται ένας πίνακας 256 τιμών ( $\sin \theta \cdot 255$ ), που το εύρος των τιμών της γωνίας  $\theta$  είναι από  $0^0$  έως  $60^0$ . Η σάρωση του παραπάνω πίνακα πραγματοποιείται σε κάθε τομέα (εικόνα 4-10) και η συχνότητα σάρωσης όλων των τομέων είναι η συχνότητα, η οποία επιλέγεται από το ποτενσιόμετρο επιλογής συχνότητας  $f_{out}$ . Στην εικόνα 4-13 απεικονίζεται το διάγραμμα ροής (flow chart) της ψηφιακής υλοποίησης της τεχνικής SVPWM με τον υπολογιστή Arduino Uno. Σύμφωνα με το διάγραμμα ροής ο πίνακας των 256 τιμών που αναφέρθηκε παραπάνω είναι ο πίνακας  $values[\sin\alpha]$ , όπου  $0^0 \leq \alpha \leq 60^0$ . Ως όριο ολοκλήρωσης της σάρωσης του πίνακα  $values[]$  είναι η σταθερά  $angle\_end$  που έχει τιμή  $\sin(60^0) \cdot 255$ . Η μεταβλητή  $step\_value$  πραγματοποιεί την σάρωση του πίνακα  $values[]$  και ο ρυθμός αλλαγής της τιμής της εξαρτάται από την μεταβλητή  $step\_rate$ , η οποία λαμβάνει τιμές από το ποτενσιόμετρο επιλογής συχνότητας  $f_{out}$  μέσω μιας

---

συνάρτησης του Arduino. Πιο συγκεκριμένα, από το ποτενσιόμετρο πραγματοποιείται η επιλογή επιθυμητής τιμής (Set point) της συχνότητας εξόδου και επομένως και της τάσης (έλεγχος V-f). Ο Arduino δέχεται μια τάση σε Volt από το ποτενσιόμετρο. Στη συνέχεια υλοποιεί την συνάρτηση  $map()$ , την οποία διαθέτει ο Arduino. Σε αυτήν το εύρος τιμών της τάσης αλλάζει σε ένα άλλο, χρησιμοποιώντας μια άλλη μεταβλητή (στην συγκεκριμένη περίπτωση την  $step\_rate$ ) σύμφωνα με τις ανάγκες του προγραμματιστή. Η ρουτίνα διακοπής του χρονιστή 2 καλείται ανά 3,92kHz, που είναι η συχνότητα PWM της εφαρμογής. Ο υπολογισμός των χρόνων  $T_1$ ,  $T_2$  και  $T_0$  πραγματοποιείται σύμφωνα με τις σχέσεις (4.2.22), (4.2.23) και (4.2.24). Επειδή ο υπολογιστής Arduino χρησιμοποιεί έναν 8-bit μικροελεγκτή, το όριο τιμών κάθε μεταβλητής είναι 255. Στον υπολογισμό των χρόνων  $T_1$ ,  $T_2$  και  $T_0$  δεν υπάρχει το κέρδος  $\frac{2}{\sqrt{3}}$ , διότι η τιμή των χρόνων θα υπερέβαινε την τιμή 255, πράγμα μη αποδεκτό από τον υπολογιστή Arduino. Ο συντελεστής  $m$  υπολογίζεται ως εξής

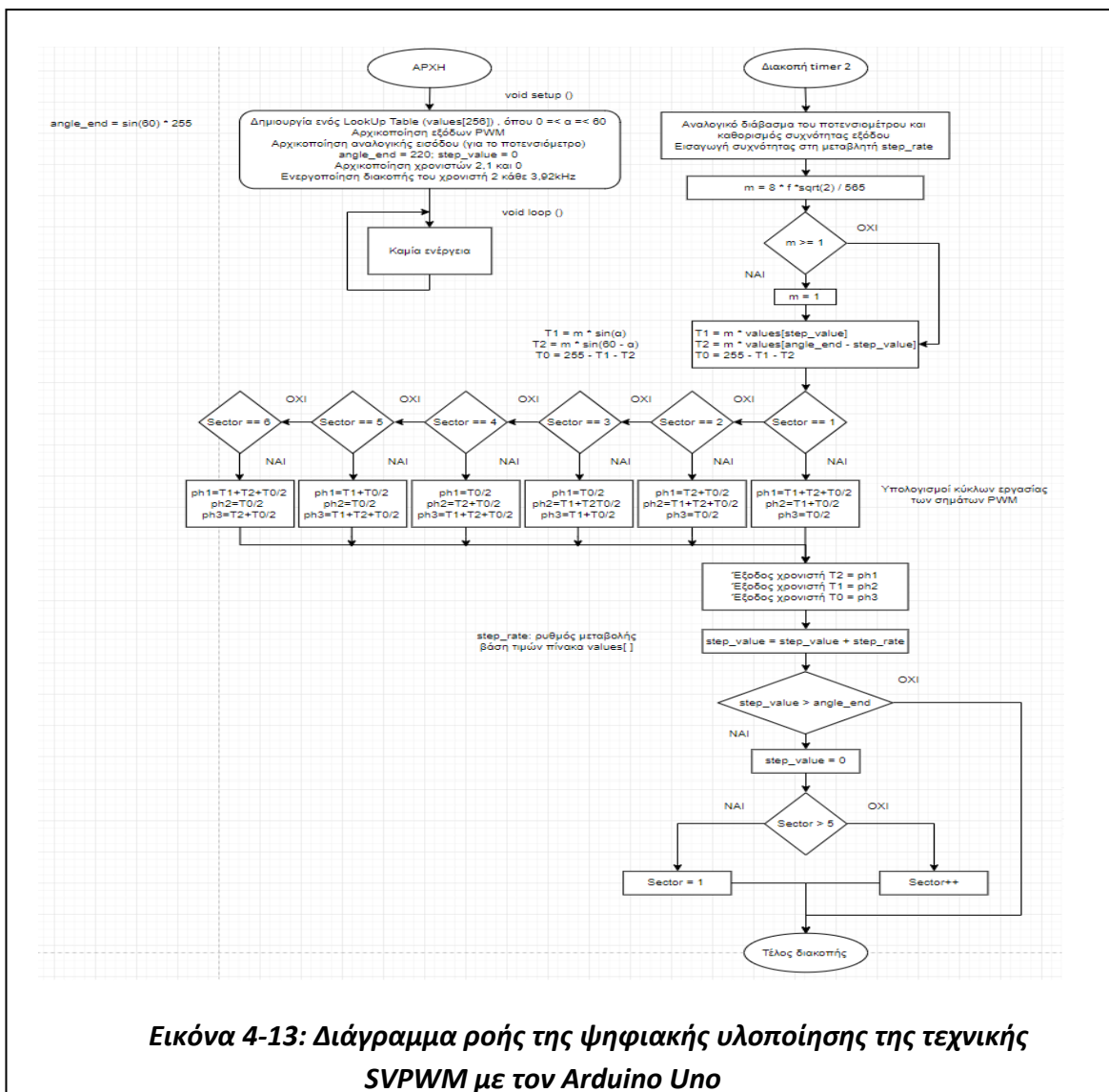
$$\text{Για DC τάση εισόδου } V_{DC} = 565V \text{ πρέπει να ισχύει ότι: } \frac{V_{out}}{f_{out}} = 8 \quad (4.2.25)$$

$$\text{Επίσης ισχύει ότι: } m = \frac{\sqrt{2}}{V_{DC}} \cdot V_{out} \quad (4.2.26)$$

Από τις σχέσεις (4.2.25) και (4.2.26) προκύπτει η σχέση (4.2.27), η οποία είναι

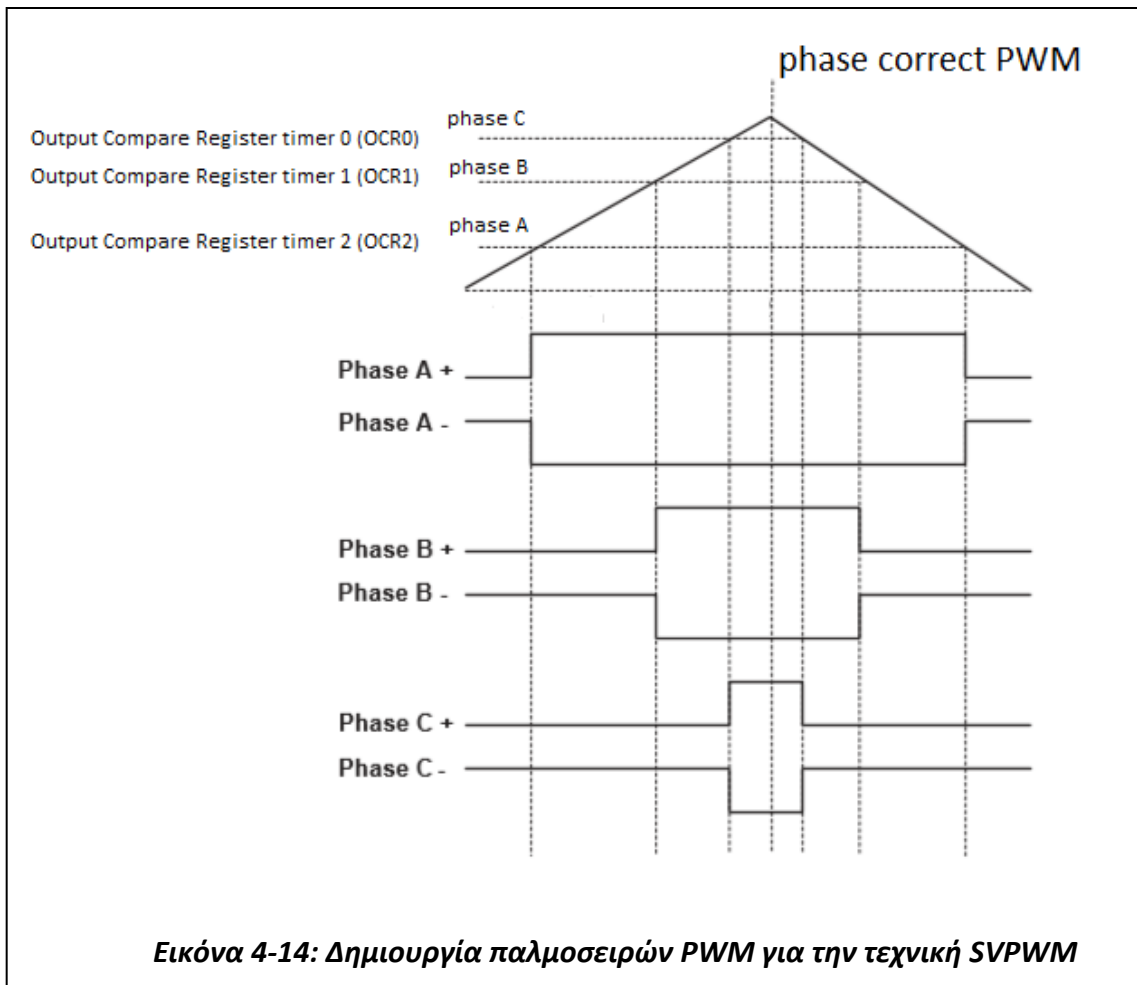
$$m = \frac{\sqrt{2}}{V_{DC}} \cdot 8 \cdot f \quad (4.2.27)$$

Στον Arduino υπολογίζεται η σχέση (4.2.27), όπως φαίνεται στο διάγραμμα ροής με  $V_{DC} = 565$ . Όταν η συχνότητα του κινητήρα είναι 50Hz, ο συντελεστής  $m$  είναι ίσος με την μονάδα και αν είναι μικρότερη από 50Hz, τότε είναι  $m < 1$ . Για συχνότητες μεγαλύτερες από 50Hz, ο συντελεστής  $m$  παραμένει ίσος με τη μονάδα.



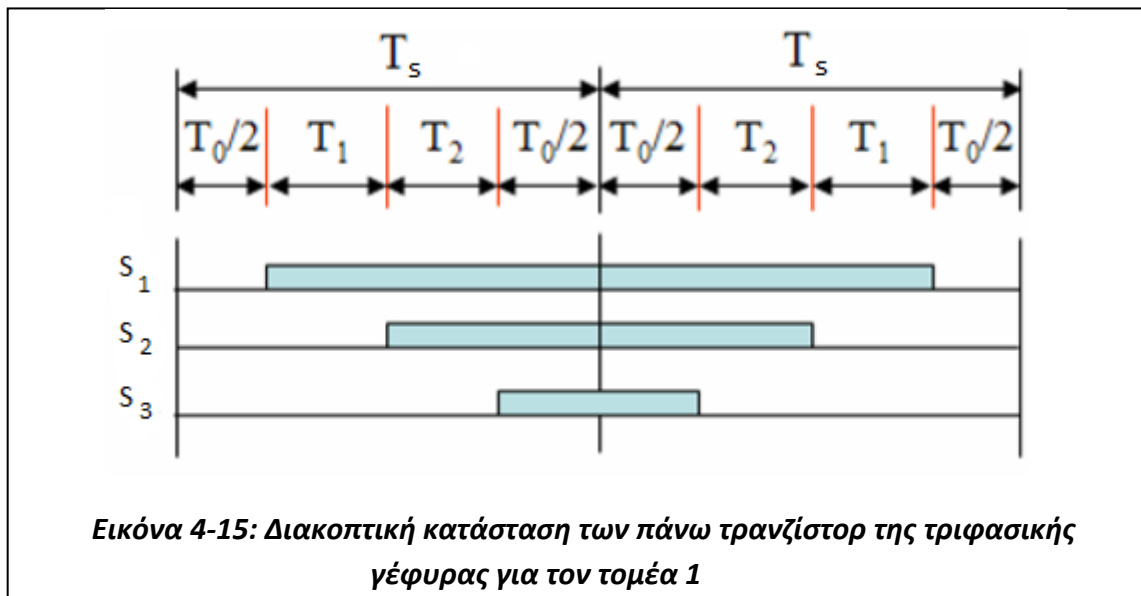
**Εικόνα 4-13: Διάγραμμα ροής της ψηφιακής υλοποίησης της τεχνικής SVPWM με τον Arduino Uno**

Ο υπολογισμός των κύκλων εργασίας των έξι παλμοσειρών PWM πραγματοποιείται σύμφωνα με την εικόνα 4-14. Πιο συγκεκριμένα, οι τρεις χρονιστές 2, 1 και 0 διαθέτουν έναν μετρητή ο καθένας τους. Στην αρχικοποίηση των χρονιστών, υπάρχει ένα mode που ονομάζεται phase correct PWM, στο οποίο ο μετρητής δημιουργεί ένα τριγωνικό σήμα με συχνότητα που ορίζει ο προγραμματιστής. Επίσης ο κάθε χρονιστής παράγει δύο παλμοσειρές, που η μία είναι το συμπληρωματικό της άλλης (εικόνα 4-14) και η έξοδος των χρονιστών επηρεάζεται από έναν καταχωρητή η καθεμία. Αυτοί οι καταχωρητές αλλάζουν τους κύκλους εργασίας των παλμοσειρών των χρονιστών 2, 1 και 0 και είναι οι OCR2, OCR1 και ο OCR0 αντίστοιχα. Σύμφωνα με το παραπάνω διάγραμμα ροής, οι καταχωρητές OCR2, OCR1 και OCR0 λαμβάνουν τιμές από τις μεταβλητές  $ph1$ ,  $ph2$  και  $ph3$  αντίστοιχα.



Στη συνέχεια, η υλοποίηση της τεχνικής διαμόρφωσης SVPWM πραγματοποιείται ως εξής: η συχνότητα μιας πλήρους περιστροφής ( $360^\circ$ ) του στρεφόμενου διανύσματος  $V_{ref}$  είναι η συχνότητα του κινητήρα, η οποία προσδιορίζεται από το Set point του ποτενσιομέτρου. Η μεταβλητή *step\_rate* καθορίζει το ρυθμό αλλαγής τομέα (sector). Ο πίνακας *values[]* διατρέχεται σε κάθε τομέα, δηλαδή έξι φορές σε κάθε πλήρη περιστροφή του διανύσματος  $V_{ref}$ . Η συχνότητα PWM των τριών χρονιστών του υπολογιστή Arduino είναι η συχνότητα δειγματοληψίας, δηλαδή η συχνότητα λήψης δείγματος της τρέχουσας θέσης του στρεφόμενου διανύσματος  $V_{ref}$ . Η τρέχουσα θέση του διανύσματος  $V_{ref}$  εκφράζεται από τον πίνακα *values[]*. Για τον τομέα 1, τα διανύσματα που χρησιμοποιούνται είναι τα ενεργά  $V_1$  και  $V_2$  και το μηδενικό διάνυσμα  $V_0$ . Σύμφωνα με τα παραπάνω, τα διανύσματα  $V_1$ ,  $V_2$  και  $V_0$  αντιστοιχούν το καθένα σε μία διακοπτική κατάσταση του τριφασικού αντιστροφέα. Για τον τομέα 1, χρησιμοποιούνται **μόνο** τα διανύσματα  $V_1$ ,  $V_2$  και  $V_0$ . Η ίδια λογική εφαρμόζεται και στους υπόλοιπους τομείς (sectors), παρατηρώντας τον διανυσματικό χώρο των έξι ενεργών διανυσμάτων και των δύο μηδενικών διανυσμάτων (εικόνα 4-10). Η κατάσταση ενεργοποίησης των πάνω τρανζίστορ της τριφασικής γέφυρας (εικόνα 4-1) για τον τομέα 1

απεικονίζεται στην εικόνα 4-15, όπου πρώτα ενεργοποιείται το μηδενικό διάνυσμα  $V_0$  για χρόνο  $\frac{T_0}{2}$ , στη συνέχεια ενεργοποιείται το ενεργό διάνυσμα  $V_1$  για χρόνο  $T_1$ , αργότερα το ενεργό διάνυσμα  $V_2$  για χρόνο  $T_2$  και τέλος το μηδενικό διάνυσμα  $V_0$  για  $\frac{T_0}{2}$  και μετά ξανά από την αρχή μέχρι να σαρωθεί ο τομέας.







## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: ΚΥΚΛΩΜΑ ΙΣΧΥΟΣ

### 5.1 Γενική θεώρηση

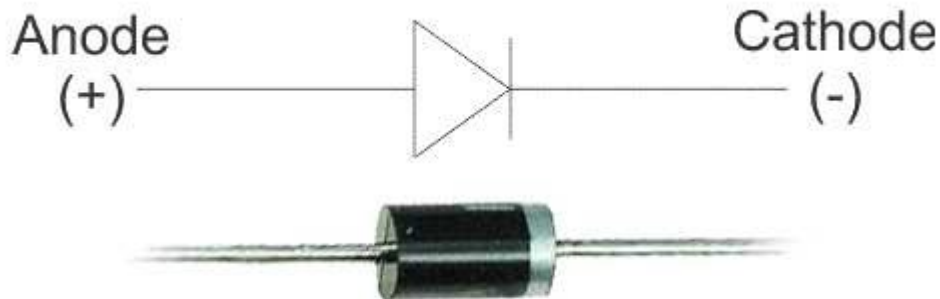
Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο αναφέρονται όλα τα εξαρτήματα ισχύος που χρησιμοποιήθηκαν στην κατασκευή του τριφασικού αντιστροφέα, καθώς και άλλα τα οποία συσχετίζονται άμεσα με αυτά. Πιο συγκεκριμένα τα εξαρτήματα είναι η δίοδος, FET ημιαγωγού οξειδίου – μετάλλου (MOSFET), ο πυκνωτής και το πηνίο. Να σημειωθεί ότι στα πλαίσια της παρούσας πτυχιακής εργασίας, αξιοποιήθηκε μια διάταξη τριφασικής ανόρθωσης, η οποία παρουσιάζεται στην εικόνα 6-3, από μια άλλη πτυχιακή εργασία με τίτλο: «Κατασκευή inverter για οδήγηση κινητήρα» και πραγματοποιήθηκε τον Μάιο του 2016. Οι συγγραφείς της ήταν οι φοιτητές Τζιτζινό-Πανούσα Παναγιώτη και Χάτσιο Βασίλειο με επιβλέποντα καθηγητή τον Δρ. Στεργιόπουλο Φώτιο, επίκουρο καθηγητή του τμήματος Μηχανικών Αυτοματισμού στο ΑΤΕΙΘ. Η διάταξη τριφασικής ανόρθωσης χρησιμοποιήθηκε με σκοπό την παροχή 565 Volt<sub>DC</sub> στην είσοδο του τριφασικού αντιστροφέα, ώστε να παράγει 400 Volt τριφασική τάση στην έξοδό του.

### 5.2 Εξαρτήματα ισχύος

#### 5.2.1 Δίοδος

Δίοδος είναι το ημιαγωγικό στοιχείο που άγει μόνο κατά τη μία κατεύθυνση. Όταν στη δίοδο εφαρμόζεται τάση κατά την ορθή φορά αυτή διαρρέεται από ρεύμα. Όταν η τάση που εφαρμόζεται έχει ανάστροφη φορά, το ρεύμα έχει μικρή τιμή (της τάξης των μΑ ή και μικρότερο), που θεωρείται μηδαμινή. Στην εικόνα 5-1 απεικονίζεται το κυκλωματικό σύμβολο της διόδου. Η πλευρά + (anode) ονομάζεται άνοδος και η πλευρά – κάθοδος (cathode). Το σύμβολο της διόδου μοιάζει σαν ένα βέλος που κατευθύνεται από την πλευρά + προς την πλευρά -, δηλαδή από την άνοδο προς την κάθοδο. Αν στη δίοδο εφαρμοστεί αρκετά μεγάλη ανάστροφη τάση, αυτή τελικά καταρρέει και επιτρέπει τη διέλευση του ρεύματος κατά την ανάστροφη φορά. Γενικά η δίοδος αποτελεί μια μη γραμμική διάταξη, διότι η γραφική παράσταση του ρεύματος της σε σχέση με την τάση δεν σχηματίζει ευθεία γραμμή, όπως φαίνεται στην εικόνα 5-2.

---

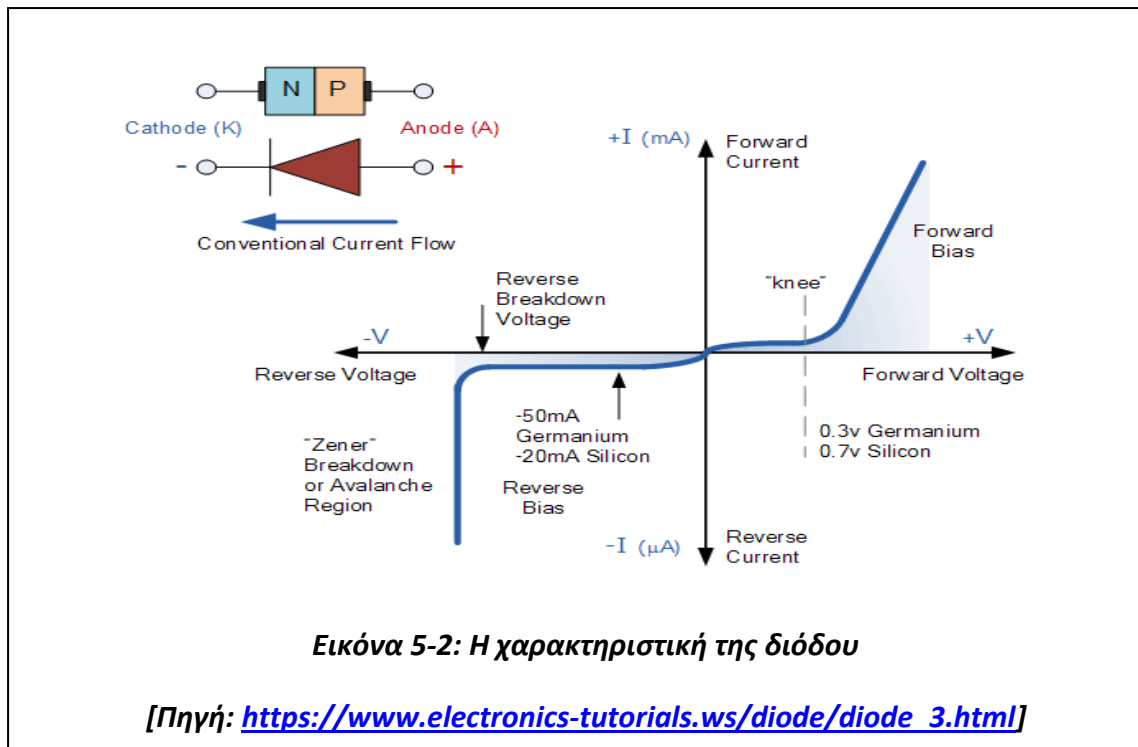


**Εικόνα 5-1: Κυκλωματικό σύμβολο της διόδου**

[Πηγή: <https://www.electrical4u.com/diode-working-principle-and-types-of-diode/>]

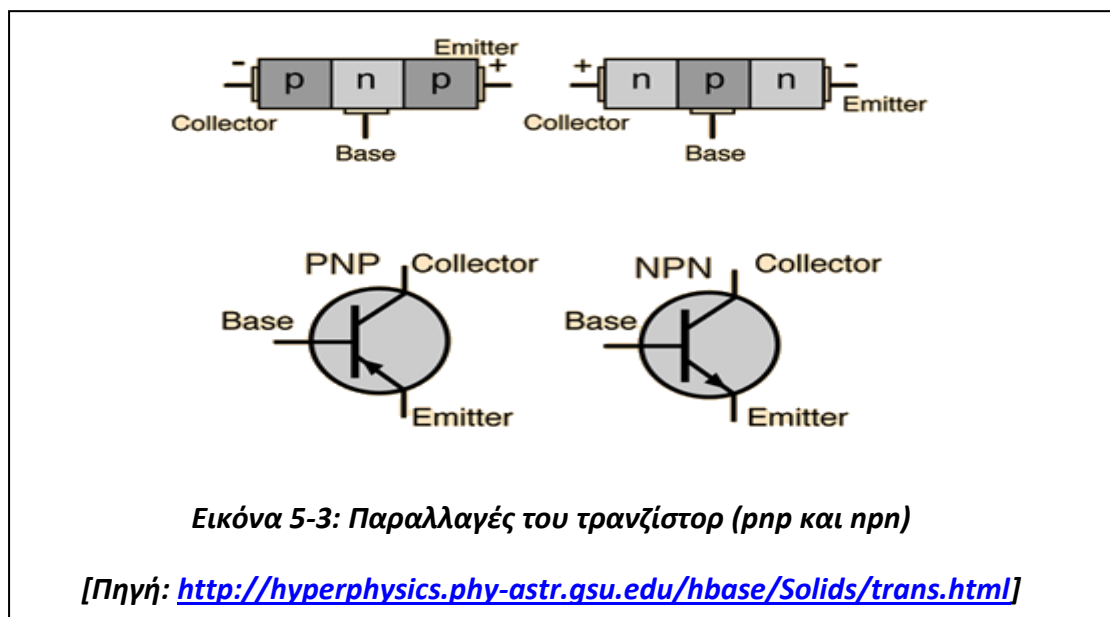
Οι προδιαγραφές των διόδων καθορίζονται από το μέγεθος του ρεύματος που μπορεί να περάσει με ασφάλεια και από τη μέγιστη ανάστροφη τάση με την οποία μπορούν να λειτουργούν χωρίς να καταρρέουν. Η ισχύς που καταναλώνεται από τη δίοδο σε συνθήκες ορθής πόλωσης είναι ίση με τη πτώση τάσης στα άκρα της επί το ρεύμα που τη διαρρέει. Αυτή η ισχύς πρέπει να περιορίζεται, ώστε η δίοδος να προστατεύεται από υπερθέρμανση. Η μέγιστη ανάστροφη τάση μιας διόδου ονομάζεται κορυφή της ανάστροφης τάσης. Αυτή πρέπει να είναι αρκετά μεγάλη, ώστε η δίοδος να μην καταρρέει και να μην άγει κατά την ανάστροφη κατεύθυνση.

Ακόμη, οι δίοδοι προδιαγράφονται και από τον χρόνο μετάβασης. Ο χρόνος μετάβασης είναι ο χρόνος ο οποίος απαιτείται για τη μετάβαση από την κατάσταση αγωγιμότητας στην κατάσταση αποκοπής και αντίστροφα. Η χαρακτηριστική τάσης - ρεύματος φαίνεται στην εικόνα 5-2. Το αριστερό μέρος της χαρακτηριστικής της διόδου είναι η περιοχή αποκοπής της και το δεξί η ορθή περιοχή. Επειδή οι δίοδοι ισχύος είναι στοιχεία μεγάλου φυσικού μεγέθους και ισχύος, τα φορτία που συσσωρεύονται στις επαφές τους είναι μεγάλα και η μετάβασή τους από τη μία κατάσταση λειτουργίας στην άλλη είναι πιο αργή από τη μετάβαση των διόδων ασθενών σημάτων των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων μικρής ισχύος. Γενικά, όλες οι δίοδοι ισχύος μπορούν να αλλάξουν κατάσταση αρκετά γρήγορα, ώστε να είναι δυνατό να χρησιμοποιηθούν ως ανορθωτές σε κυκλώματα με συχνότητα 50Hz ή 60Hz. Όμως, μερικές εφαρμογές, όπως η διαμόρφωση εύρους παλμού (PWM), απαιτούν διόδους ισχύος που να αλλάζουν κατάσταση με ρυθμό μεγαλύτερο από 1 kHz. Σε αυτές τις ταχύτατες εφαρμογές χρησιμοποιούνται ειδικές δίοδοι που ονομάζονται δίοδοι γρήγορης ανάκτησης (Charman, 2014, σελ. 188-189).



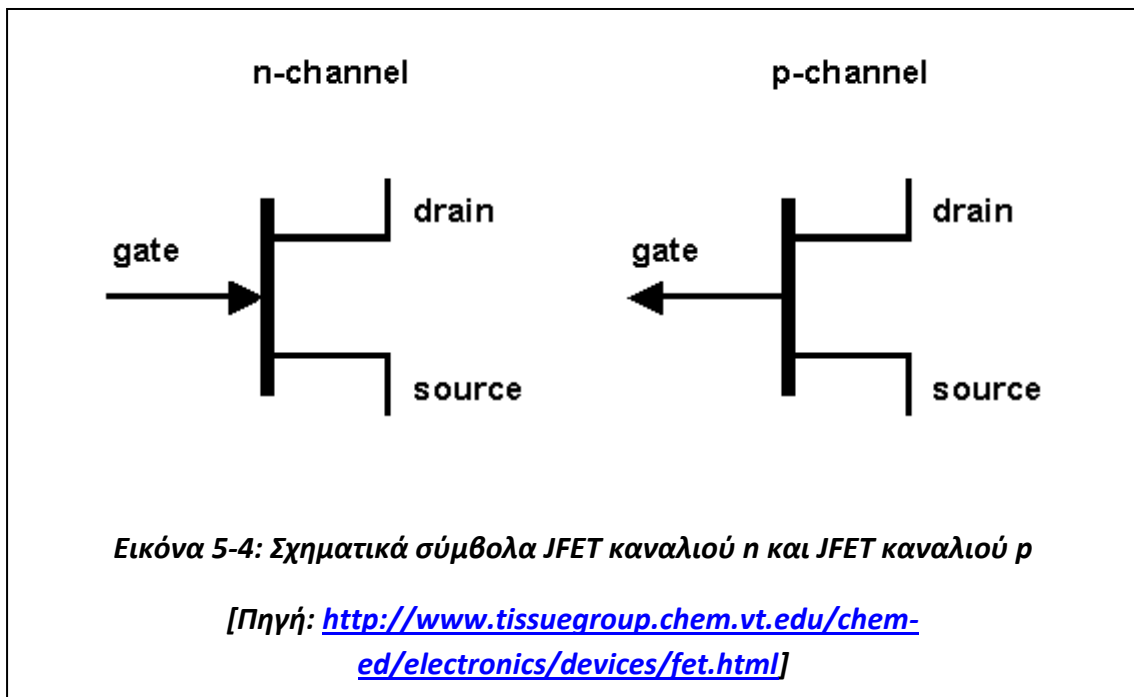
### 5.2.2 Διπολικό τρανζίστορ (Bipolar Junction Transistor – BJT)

Το διπολικό τρανζίστορ είναι μια ημιαγωγική διάταξη, η οποία μπορεί να ενισχύσει ηλεκτρονικά σήματα, όπως ραδιοφωνικά και τηλεοπτικά. Κατασκευαστικά ο συγκεκριμένος τύπος τρανζίστορ αποτελείται από τρεις περιοχές. Αυτές είναι ο συλλέκτης (collector), η βάση (base) και ο εκπομπός (emitter) όπως φαίνεται στην εικόνα 5-3, στην οποία υπάρχουν οι δύο παραλλαγές του, το pnp και το npn (Malvino & Bates, 2014, σελ. 213,214).



### 5.2.3 Τρανζίστορ επίδρασης πεδίου (Junction Field Effect Transistor –JFET)

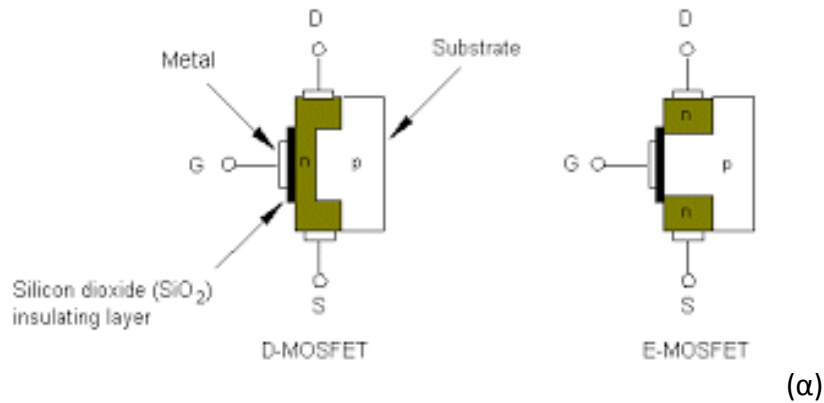
Τα τρανζίστορ επίδρασης πεδίου ή αλλιώς τα FET είναι πιο σταθερά στις μεταβολές της θερμοκρασίας από τα διπολικά τρανζίστορ. Η απλούστερη έκδοση των FET είναι τα JFET. Στην εικόνα 5-4 απεικονίζονται τα σχηματικά σύμβολα ενός JFET καναλιού n και ενός JFET καναλιού p. Το συγκεκριμένο είδος τρανζίστορ χρησιμοποιείται ευρέως ως διακόπτης, διότι έχει τη δυνατότητα απενεργοποίησής γρήγορα, επειδή δεν απαιτείται να απομακρυνθεί το ηλεκτρικό φορτίο από την περιοχή επαφής (Malvino & Bates, 2014, σελ. 468-469).



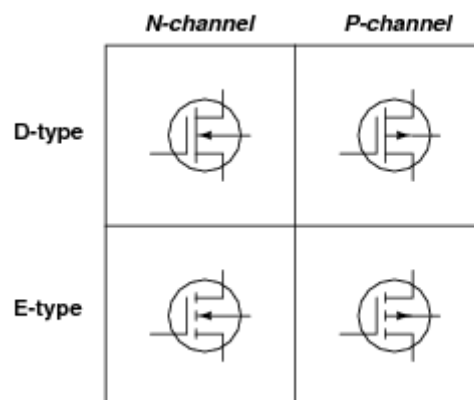
### 5.2.4 FET ημιαγωγού οξειδίου – μετάλλου (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor – MOSFET)

Το FET ημιαγωγού οξειδίου – μετάλλου ή αλλιώς MOSFET έχει ως ακροδέκτες την πηγή (source), την πύλη (gate) και τον απαγωγό (drain), όπως και το JFET. Από το JFET διαφέρει στο ότι η πύλη είναι μονωμένη από το κανάλι. Γι' αυτό το ρεύμα πύλης είναι ακόμη μικρότερο από ότι σε ένα JFET. Υπάρχουν δύο είδη MOSFET, το MOSFET τύπου αραίωσης και το MOSFET τύπου εμπλουτισμού. Το MOSFET τύπου πύκνωσης χρησιμοποιείται ευρέως στα ολοκληρωμένα και στα διακριτά κυκλώματα. Στα τελευταία, η κύρια χρήση είναι η μεταγωγή ισχύος, που σημαίνει ότι θέτει σε ψηφιακή κατάσταση on και off μεγάλα ρεύματα. Στα ολοκληρωμένα κυκλώματα, η κύρια χρήση είναι στη ψηφιακή μεταγωγή ασθενών

σημάτων με μεγαλύτερη ταχύτητα, τη βασική διαδικασία πίσω από τους σύγχρονους υπολογιστές. Παρόλο που η χρήση των MOSFET τύπου αραιώσης έχει μειωθεί αρκετά, ακόμα βρίσκουν εφαρμογή σε τηλεπικοινωνιακά κυκλώματα ως RF ενισχυτές (Malvino & Bates, 2014, σελ. 521). Στην εικόνα 5-5 παρουσιάζονται τα δύο είδη MOSFET.



**Εικόνα 5-5 (α): MOSFET τύπου αραιώσης (D-MOSFET) και MOSFET τύπου πύκνωσης (E-MOSFET)**



**Εικόνα 5-5 (β): Κυκλωματικά σύμβολα D-MOSFET και E-MOSFET καναλιού n και p**

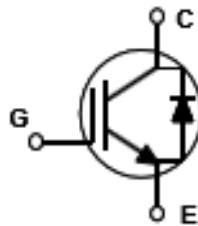
[Πηγή εικόνας 5-5(α):

[http://wps.prenhall.com/chet\\_paynter\\_introduct\\_6/6/1664/426188.cw/index.html](http://wps.prenhall.com/chet_paynter_introduct_6/6/1664/426188.cw/index.html)]

Πηγή εικόνας 5-5 (β): <http://www.learningelectronics.net/worksheets/igfet.html>]

### 5.2.5 Διπολικό τρανζίστορ μονωμένης πύλης (Insulated Gate Bipolar Transistor - IGBT)

Το διπολικό τρανζίστορ απομονωμένης πύλης είναι ο συνδυασμός ενός τρανζίστορ μετάλλου οξειδίου-ημιαγωγού με επίδραση πεδίου (MOSFET) και ενός διπολικού τρανζίστορ. Από την πλευρά της εισόδου το IGBT συμπεριφέρεται ως MOSFET, ενώ από την πλευρά της εξόδου συμπεριφέρεται ως διπολικό τρανζίστορ. Επίσης, το IGBT ελέγχεται από τη τάση που εφαρμόζεται στη πύλη του και όχι από το ρεύμα της βάσης, όπως συμβαίνει στο διπολικό τρανζίστορ. Η σύνθετη αντίσταση εισόδου της πύλης του IGBT είναι πολύ μεγάλη, με αποτέλεσμα το ρεύμα της πύλης να είναι εξαιρετικά μικρό. Επειδή το IGBT ελέγχεται από τάση στην πύλη, έχει τη δυνατότητα να αλλάξει κατάσταση πολύ πιο γρήγορα απ' ό,τι το διπολικό τρανζίστορ. Γι' αυτό το λόγο τα IGBT χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές μεγάλης ισχύος και υψηλής συχνότητας (Charman, σελ. 197-198). Στην εικόνα 5-6 φαίνεται το σύμβολο ενός IGBT με flyback δίοδο, όπου ο ακροδέκτης G είναι η πύλη (Gate), ο ακροδέκτης C είναι ο συλλέκτης και ο ακροδέκτης E είναι ο εκπομπός.

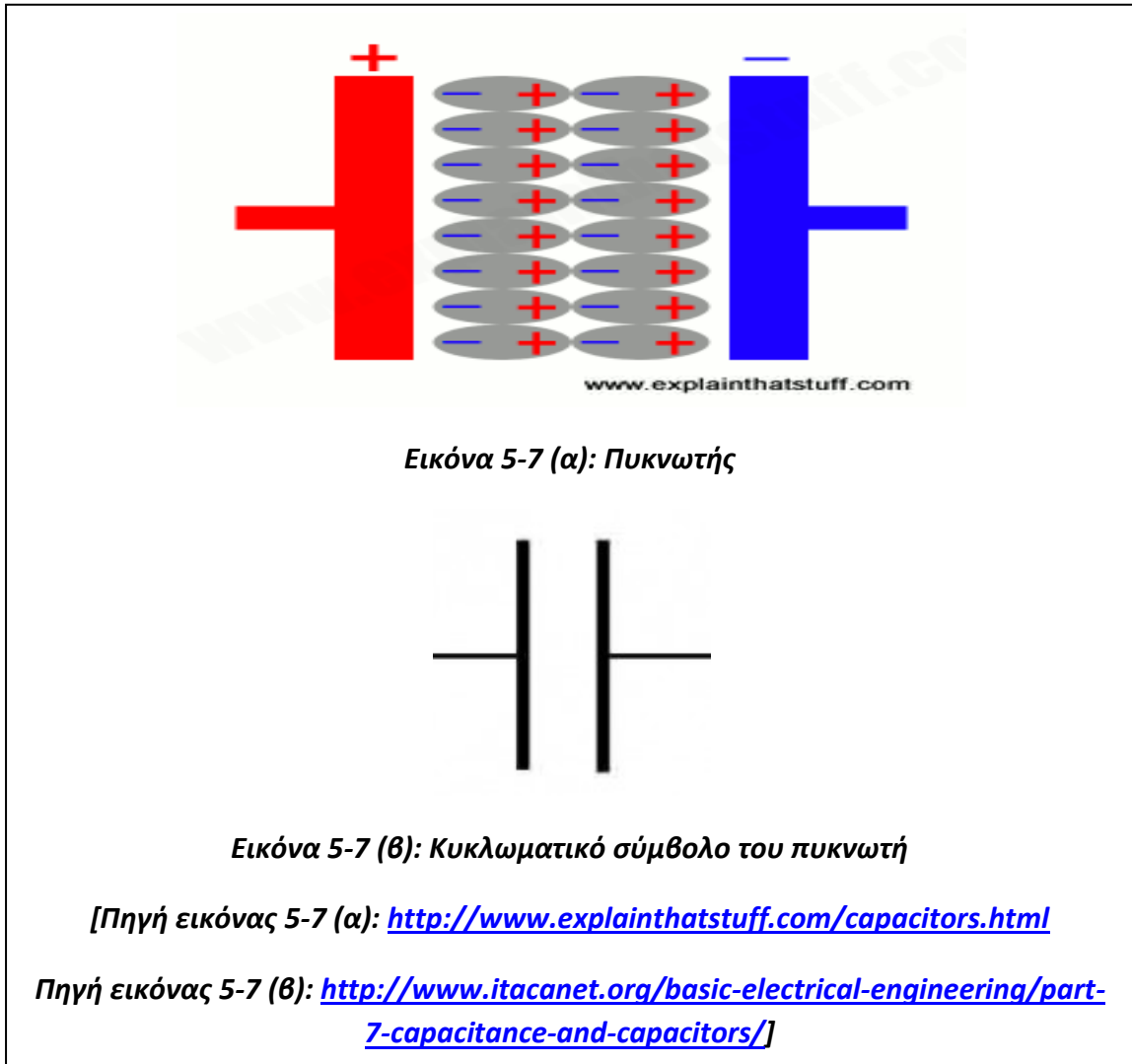


*Εικόνα 5-6: IGBT τρανζίστορ*

[Πηγή: <http://www.efxkits.com/blog/igbt-circuit-working-with-applications/>]

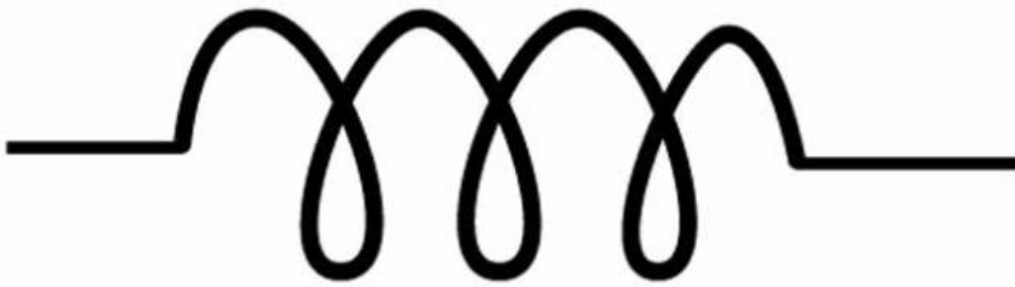
### 5.2.6 Πυκνωτής

Πυκνωτής (capacitor) λέγεται κάθε στοιχείο δύο ακροδεκτών στο οποίο αποθηκεύονται ηλεκτρικά φορτία και κατά αποτέλεσμα αποθηκεύεται ηλεκτρική ενέργεια με τη μορφή ηλεκτρικού πεδίου, όπως φαίνεται στην εικόνα 5-8 (α). Στην εικόνα 5-8 (β) απεικονίζεται το κυκλωματικό σύμβολο του πυκνωτή.



### 5.2.7 Πηνίο

Πηνίο (inductor) είναι ένα στοιχείο δύο ακροδεκτών στο οποίο αποθηκεύεται ενέργεια με τη μορφή μαγνητικού πεδίου. Στην εικόνα 5-8 (α) παρουσιάζεται το κυκλωματικό σύμβολο του πηνίου και στην εικόνα 5-8 (β) φαίνεται ένα πηνίο που υπάρχει στο εμπόριο.



*Εικόνα 5-8 (α): Κυκλωματικό σύμβολο του πηνίου*



*Εικόνα 5-8 (β): Πραγματικό πηνίο*

[Πηγή εικόνα 5-8 (α): <http://eidetec.com/inductor-coil-symbol>

Πηγή εικόνας 5-8 (β): <http://www.polytechnichub.com/advantages-disadvantages-air-core-inductors/>

### 5.3 Κυκλώματα ανορθωτών

Ο ανορθωτής είναι ένα κύκλωμα που μετατρέπει εναλλασσόμενη τάση σε συνεχή. Υπάρχουν πολλά διαφορετικά κυκλώματα ανορθωτών που παράγουν συνεχή έξοδο με διαφορετικό βαθμό εξομάλυνσης το καθένα. Κάποια από τα πιο κοινά κυκλώματα ανόρθωσης είναι τα επόμενα τέσσερα:

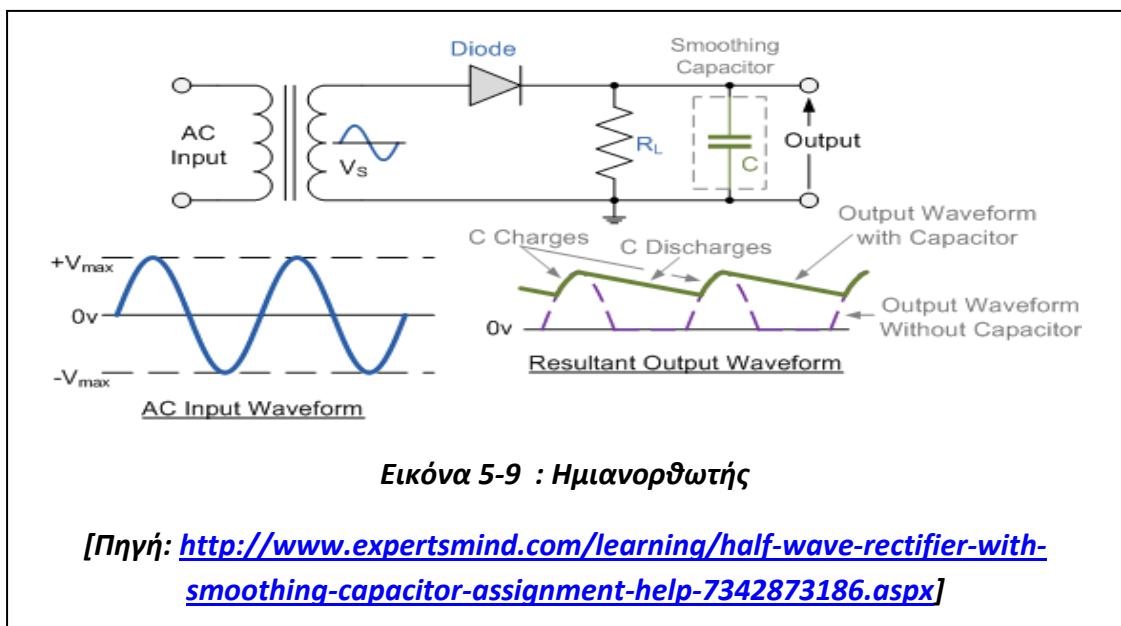
---



1. Ημιανορθωτής
2. Γέφυρα πλήρους ανόρθωσης
3. Τριφασικός ημιανορθωτής
4. Πλήρης τριφασικός ανορθωτής

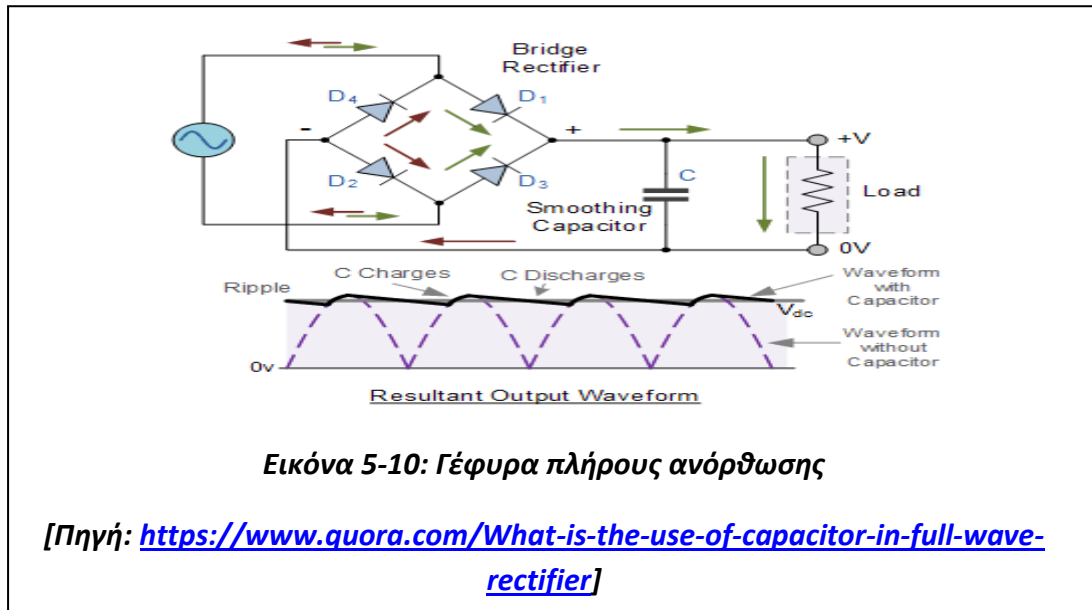
### 5.3.1 Ημιανορθωτής

Η δίοδος άγει κατά τη θετική ημιπερίοδο, ενώ είναι σε αποκοπή κατά την αρνητική. Η έξοδος ενός απλού ημιανορθωτή είναι μια πολύ κακή προσέγγιση της συνεχούς κυματομορφής, περιέχει εναλλασσόμενη συνιστώσα με συχνότητα 50 Hz και όλες τις αρμονικές της. Σύμφωνα με τα προηγούμενα προκύπτει το συμπέρασμα ότι ο ημιανορθωτής είναι κακό μέσο παραγωγής συνεχούς τάσης από μια εναλλασσόμενη πηγή (Charman, 2014, σελ. 200). Στην εικόνα 5-9 παρουσιάζεται ένα κύκλωμα ημιανορθωτή.



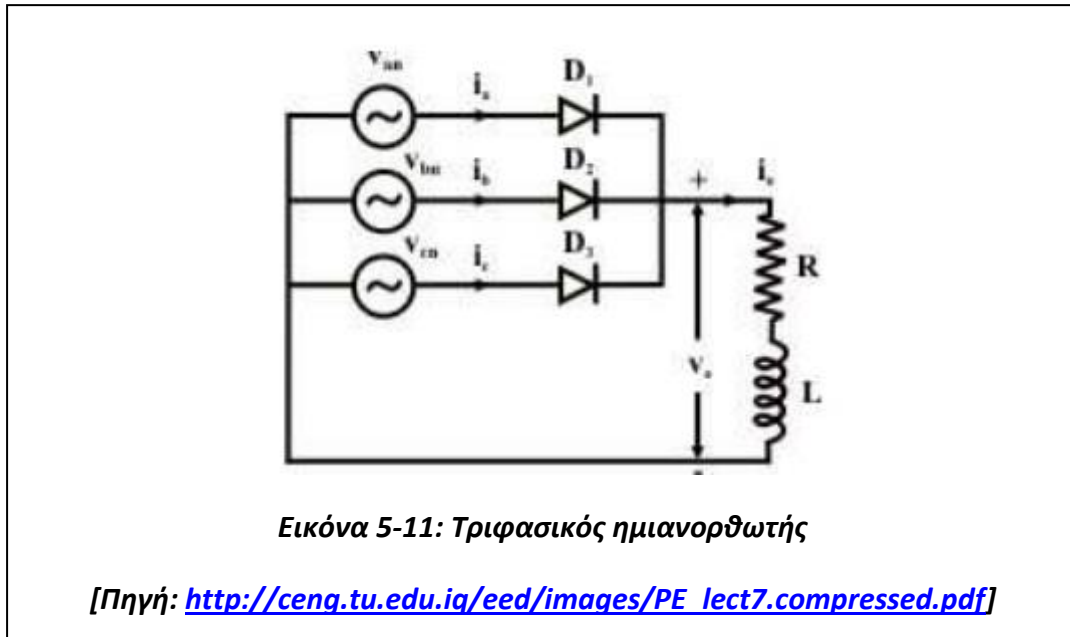
### 5.3.2 Γέφυρα πλήρους ανόρθωσης

Στην εικόνα 5-10, οι διόδοι D1 και D2 άγουν κατά τη θετική ημιπερίοδο της εναλλασσόμενης τάσης εισόδου, ενώ οι D4 και D3, άγουν κατά την αρνητική. Η τάση εξόδου του κυκλώματος είναι πιο ομαλή σε σχέση με τη τάση εξόδου του ημιανορθωτή, αλλά περιέχει και πάλι εναλλασσόμενες συνιστώσες στα 100 Hz και ανώτερες αρμονικές (Charman, 2014, σελ. 204-205).



### 5.3.3 Τριφασικός ημιανορθωτής

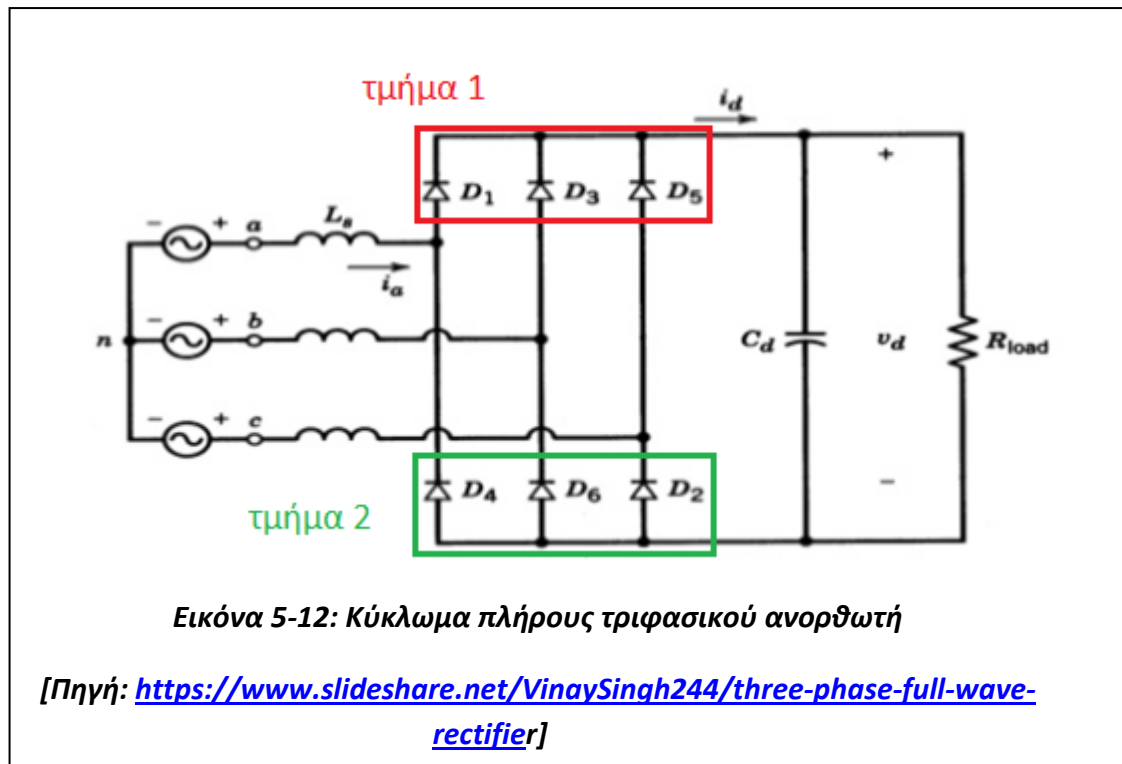
Ο συνδυασμός των τριών διόδων με τις καθόδους τους συνδεδεμένες σε ένα κοινό σημείο έχει ως αποτέλεσμα να άγει κάθε χρονική στιγμή η διάδος με την μεγαλύτερη τάση στα άκρα της, ενώ οι άλλες διόδοι είναι ανάστροφα πολωμένες. Να σημειωθεί ότι η τάση εξόδου του ημιανορθωτή είναι ίση, κάθε χρονική στιγμή, με τη μεγαλύτερη από τις τρεις τάσεις εισόδου τη συγκεκριμένη στιγμή. Αυτή η τάση εξόδου είναι περισσότερο ομαλή από την έξοδο της μονοφασικής γέφυρας πλήρους ανόρθωσης. Περιλαμβάνει εναλλασσόμενες συνιστώσες στα 150 Hz και ανώτερες αρμονικές (Charman, 2014, σελ. 205-206). Στην εικόνα 5-11 παρουσιάζεται το κύκλωμα του τριφασικού ημιανορθωτή.



#### **5.3.4 Πλήρης τριφασικός ανορθωτής**

Ένα τέτοιο κύκλωμα μπορεί να χωριστεί σε δύο ξεχωριστά τμήματα. Έστω ότι το τμήμα 1 αποτελείται από τις διόδους  $D_1$ ,  $D_3$  και  $D_5$  και το τμήμα 2 από τις διόδους  $D_4$ ,  $D_6$  και  $D_2$  σύμφωνα με την εικόνα 5-12. Το τμήμα 1 είναι ακριβώς όμοιο με τον τριφασικό ημιανορθωτή της εικόνας 5-11 και αναλαμβάνει κάθε χρονική στιγμή τη σύνδεση της μεγαλύτερης σε τάση από τις τρεις φάσεις με το φορτίο. Το τμήμα 2 περιλαμβάνει τρεις διόδους που προσανατολίζονται με τις ανόδους τους προς το φορτίο και με τις καθόδους, προς την τροφοδοσία. Με αυτόν τον τρόπο, κάθε χρονική στιγμή, η μικρότερη από τις τάσεις εισόδου συνδέεται στο φορτίο μέσω των διόδων του τμήματος 2 του πλήρους τριφασικού ανορθωτή. Επομένως ο πλήρης τριφασικός ανορθωτής συνδέει ανά πάσα στιγμή τη μεγαλύτερη από τις τρεις εισόδους, στο ένα άκρο του φορτίου με τη μικρότερη από τις τρεις φάσεις εισόδου στην άλλη πλευρά του φορτίου, όπως φαίνεται στην εικόνα 5-12.

Η έξοδος ενός πλήρους τριφασικού ανορθωτή είναι ακόμη πιο ομαλή σε σχέση με την έξοδο του τριφασικού ημιανορθωτή και η κατώτερη εναλλασσόμενη συχνότητα στην έξοδό του είναι στα 300Hz (Charman, 2014, σελ. 206-207).



#### 5.4 Φίλτρα

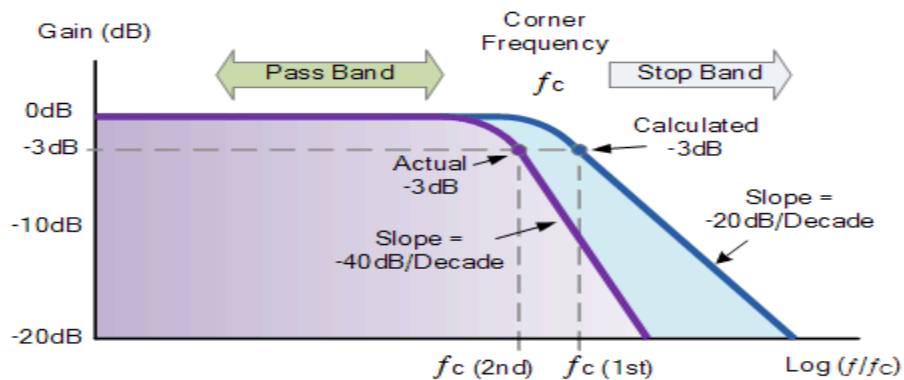
Η έξοδος όλων των προηγούμενων ανορθωτών μπορεί να εξομαλυνθεί ακόμη περισσότερο με τη χρήση φίλτρων διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων (low pass filter), ώστε να μην εμφανίζεται στην έξοδο το μεγαλύτερο μέρος των εναλλασσόμενων συνιστωσών ανώτερης αρμονικής τάξης. Οι δύο τύποι στοιχείων που χρησιμοποιούνται συνήθως για την εξομάλυνση της εξόδου ενός ανορθωτή είναι οι παρακάτω:

- ❖ Πυκνωτές συνδεδεμένοι παράλληλα στην έξοδο, που εξομαλύνουν την παραγόμενη DC τάση
- ❖ Πηνία που συνδέονται σε σειρά στην έξοδο και εξομαλύνουν το παραγόμενο DC ρεύμα

Γενικά τα φίλτρα χωρίζονται σε τέσσερις μεγάλες κατηγορίες, οι οποίες είναι:

- Χαμηλοπερατό φίλτρο (Low Pass Filter – LPF)
- Υψηλοπερατό φίλτρο (High Pass Filter – HPF)
- Ζωνοπερατό φίλτρο (Band Pass Filter – BPF)
- Ζωνοφρακτικό φίλτρο (Band Stop Filter – BSF)

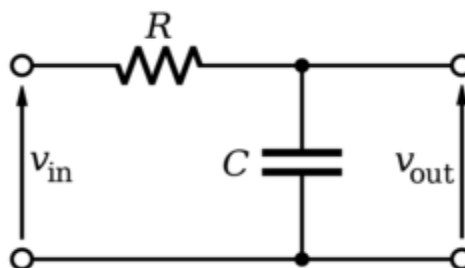
Το χαμηλοπερατό φίλτρο είναι ένα φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων. Στην εικόνα 5-13 απεικονίζεται η απόκριση συχνότητας ενός LPF.



**Εικόνα 5-13: Απόκριση συχνότητας ενός χαμηλοπερατού φίλτρου πρώτης τάξης**

[Πηγή: <https://www.quora.com/How-does-second-order-low-pass-filter-operates-using-IC-741and-also-explain-its-output-expressions-for-frequency-and-gain>]

Παρατηρώντας την εικόνα 5-13, μια σημαντική παράμετρος ενός LPF είναι η συχνότητα αποκοπής  $f_c$  (corner frequency) που καθορίζει την περιοχή συχνοτήτων πάνω από την οποία η εξασθένιση του σήματος εξόδου είναι σημαντική. Η περιοχή συχνοτήτων από την μηδενική συχνότητα μέχρι την συχνότητα αποκοπής  $f_c$  λέγεται ζώνη διέλευσης συχνοτήτων. Μέσα στην τελευταία, το πλάτος του σήματος εξόδου παραμένει μεγαλύτερο του 0,707 του αντίστοιχου του σήματος εισόδου (Μάργαρης, 2010, σελ. 174). Στην εικόνα 5-14 φαίνεται η κυκλωματική διάταξη ενός LPF.



**Εικόνα 5-14: Κύκλωμα του LPF με παθητικά στοιχεία**

[Πηγή: <https://www.quora.com/How-does-second-order-low-pass-filter-operates-using-IC-741and-also-explain-its-output-expressions-for-frequency-and-gain>]

Για την σχεδίαση του κυκλώματος της εικόνας 5-14 (υπολογισμός τιμών R και C), θα πρέπει να οριστικοποιηθεί η τιμή της συχνότητας αποκοπής  $f_c$ . Παρακάτω αναγράφεται η σχέση μεταξύ των τιμών R, C και της  $f_c$ . Εάν υποτεθεί ότι η τιμή του πυκνωτή C είναι γνωστή, τότε εφαρμόζοντας την παρακάτω σχέση μπορεί να βρεθεί η συχνότητα αποκοπής  $f_c$  (corner frequency ή cut –off frequency). Χρησιμοποιώντας τον online RC calculator: <http://sim.okawa-denshi.jp/en/CRlowkeisan.htm> , υπάρχει η δυνατότητα εύρεσης της συχνότητας  $f_c$  δίνοντας την τιμή του πυκνωτή C.

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Τα φίλτρα που κατασκευάστηκαν στα πλαίσια των πειραμάτων της κατασκευής είναι χαμηλοπερατά φίλτρα (Low Pass Filters, LPF), τα οποία αποτελούνται από μια αντίσταση και ένα πυκνωτή το καθένα, όπως φαίνεται στην εικόνα 5-14. Στο παράρτημα Ε απεικονίζονται οι χρονικές αποκρίσεις των δύο RC φίλτρων που εφαρμόστηκαν. Παρακάτω παρουσιάζονται τα στάδια κατασκευής των RC φίλτρων που χρησιμοποιήθηκαν στα πλαίσια των πειραμάτων.

1. Καθορισμός εύρους επιθυμητών συχνοτήτων
  - i. Εύρος 0 – 72,5Hz
  - ii. Εύρος 0 – 66Hz
2. Αναζήτηση πυκνωτή, ανάλογα την διαθεσιμότητά του (επιλέχθηκε πυκνωτής με χωρητικότητα 10μF στα 50V , διότι ήταν άμεσα διαθέσιμος)
3. Επιλογή συχνότητας αποκοπής  $f_c$ 
  - i.  $f_c = 159,15\text{Hz}$
  - ii.  $f_c = 72,34\text{Hz}$
4. Υπολογισμός αντίστασης, χρησιμοποιώντας τον online RC calculator
5. Κατασκευή του RC φίλτρου με
  - i.  $R = 100\Omega$  και  $C = 10\mu\text{F}$
  - ii.  $R = 220\Omega$  και  $C = 10\mu\text{F}$

Για τις υπόλοιπες κατηγορίες των φίλτρων υπάρχουν πληροφορίες σε συγγράμματα και σημειώσεις τηλεπικοινωνιών, καθώς και σε συγγράμματα ανάλυσης ηλεκτρικών κυκλωμάτων (Τμήμα Φυσικής Πανεπιστημίου Αθηνών, 2008· Μάργαρης, 2010).

---

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6: ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ

### 6.1 Γενική θεώρηση

Η κατασκευή του τριφασικού αντιστροφέα περιλαμβάνει δύο υπολογιστές Arduino, οθόνη LCD, optocouplers, driver για την γέφυρα των MOSFET, τα περιφερειακά των optocouplers, τα περιφερειακά του driver και την γέφυρα των MOSFET. Στην παρούσα κατασκευή χρησιμοποιήθηκαν δύο υπολογιστές Arduino για τον διαχωρισμό του λογισμικού της διαμόρφωσης SVPWM από το λογισμικό της οθόνης LCD. Πιο συγκεκριμένα, στον έναν Arduino υλοποιείται η διαμόρφωση SVPWM, το διάβασμα του ποτενσιόμετρου και ο υπολογισμός του συντελεστή  $m$ . Στον δεύτερο Arduino, υλοποιείται η ρουτίνα της οθόνης LCD και το διάβασμα του ποτενσιόμετρου. Στην οθόνη απεικονίζονται η συχνότητα του κινητήρα και ο συντελεστής  $m$ . Με την προσθήκη του δεύτερου Arduino, το σύστημα του τριφασικού αντιστροφέα γίνεται επεκτάσιμο χωρίς να επηρεαστεί η ταχύτητα του κώδικα του πρώτου Arduino, δηλαδή υπάρχει η δυνατότητα προσθήκης πρόσθετων λειτουργιών στον αντιστροφέα. Οι οπτικοί απομονωτές (optocouplers) είναι απαραίτητοι στην κατασκευή για την πλήρη απομόνωση του ψηφιακού τμήματος από το τμήμα ισχύος. Ο driver είναι απαραίτητος για την οδήγηση των MOSFET και απομονώνει την είσοδο των ψηφιακών σημάτων από την έξοδο προς τα τρανζίστορ. Να σημειωθεί ότι κατά την εκτέλεση του πειραματικού μέρους της παρούσης εργασίας (αναλύεται παρακάτω) ο driver καταστράφηκε χωρίς να επηρεάσει τα optocoupler στην είσοδό του. Επίσης, παρατηρώντας την εικόνα 4-1 (κύκλωμα τριφασικού αντιστροφέα) στην είσοδο του αντιστροφέα πρέπει να εμφανιστεί μια DC τάση. Για αυτό χρησιμοποιείται διάταξη ανορθωτή, η οποία κατασκευάστηκε στα πλαίσια άλλης πτυχιακής εργασίας με τίτλο: «Κατασκευή inverter για οδήγηση κινητήρα» και πραγματοποιήθηκε τον Μάϊο του 2016. Οι συγγραφείς της ήταν οι φοιτητές Τζιτζινός-Πανούσας Παναγιώτης και Χάτσιος Βασίλειος με επιβλέποντα καθηγητή τον Δρ. Στεργιόπουλο Φώτιο, επίκουρο καθηγητή του τμήματος Μηχανικών Αυτοματισμού στο ΑΤΕΙΘ. Στην είσοδο του ανορθωτή εφαρμόζεται εναλλασσόμενη τάση 400 Volt μέσω μετασχηματιστή απομόνωσης 1:1, ο οποίος τροφοδοτείται από μια εναλλασσόμενη πηγή τάσης. Η έξοδος του ανορθωτή συνδέεται στην είσοδο του τριφασικού αντιστροφέα. Αξίζει να σημειωθεί ότι η σχέση του ανορθωτή που συνδέει την έξοδο με την είσοδο είναι η παρακάτω

$$V_{out_{DC}} = \sqrt{2} \cdot V_{in_{AC}}$$

Έτσι, εάν ο ανορθωτής τροφοδοτείται με εναλλασσόμενη τάση 400 Volt, στην έξοδό του θα εμφανιστεί συνεχής τάση 565 Volt.

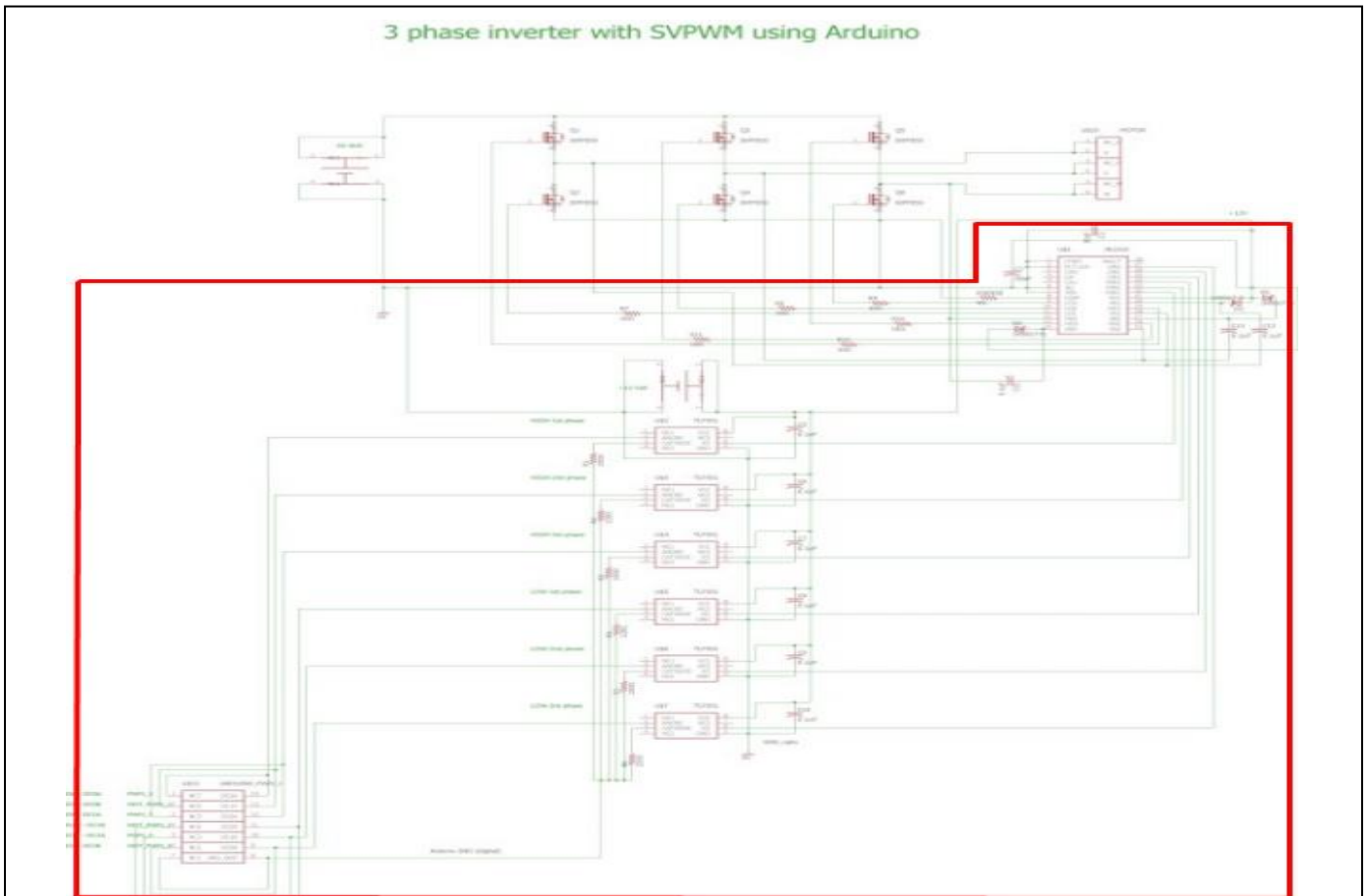
Η επιλογή των driver και MOSFET πραγματοποιήθηκε με κύριο γνώμονα την μέγιστη τάση τροφοδοσία τους. Πρώτα επιλέχτηκε ο driver IR 2110 που η μέγιστη τάση τροφοδοσίας του είναι στα 500V και χρησιμοποιήθηκε μόνο στα πλαίσια των πειραμάτων με το ράστερ. Στη συνέχεια επιλέχτηκε ο driver IR 2233 που η μέγιστη τάση τροφοδοσίας του είναι στα 1200V σύμφωνα με το φύλλο δεδομένων (datasheet) του. Στη συνέχεια μελετήθηκαν οι χρόνοι ενεργοποίησης και απενεργοποίησης των εξόδων του, καθώς και ο χρόνος αντιστάθμισης νεκρού χρόνου (dead time compensation). Με βάση τα παραπάνω στοιχεία επιλέχτηκε ένα MOSFET μέγιστης τάσης τροφοδοσίας στα 800V με πολύ μικρότερους χρόνους ενεργοποίησης και απενεργοποίησης του τρανζίστορ από τους αντίστοιχους του driver IR 2233, μηδενίζοντας τις πιθανότητες ταυτόχρονης ενεργοποίησης δύο τρανζίστορ του ίδιου βραχίονα.

## **6.2 Κύκλωμα ελέγχου**

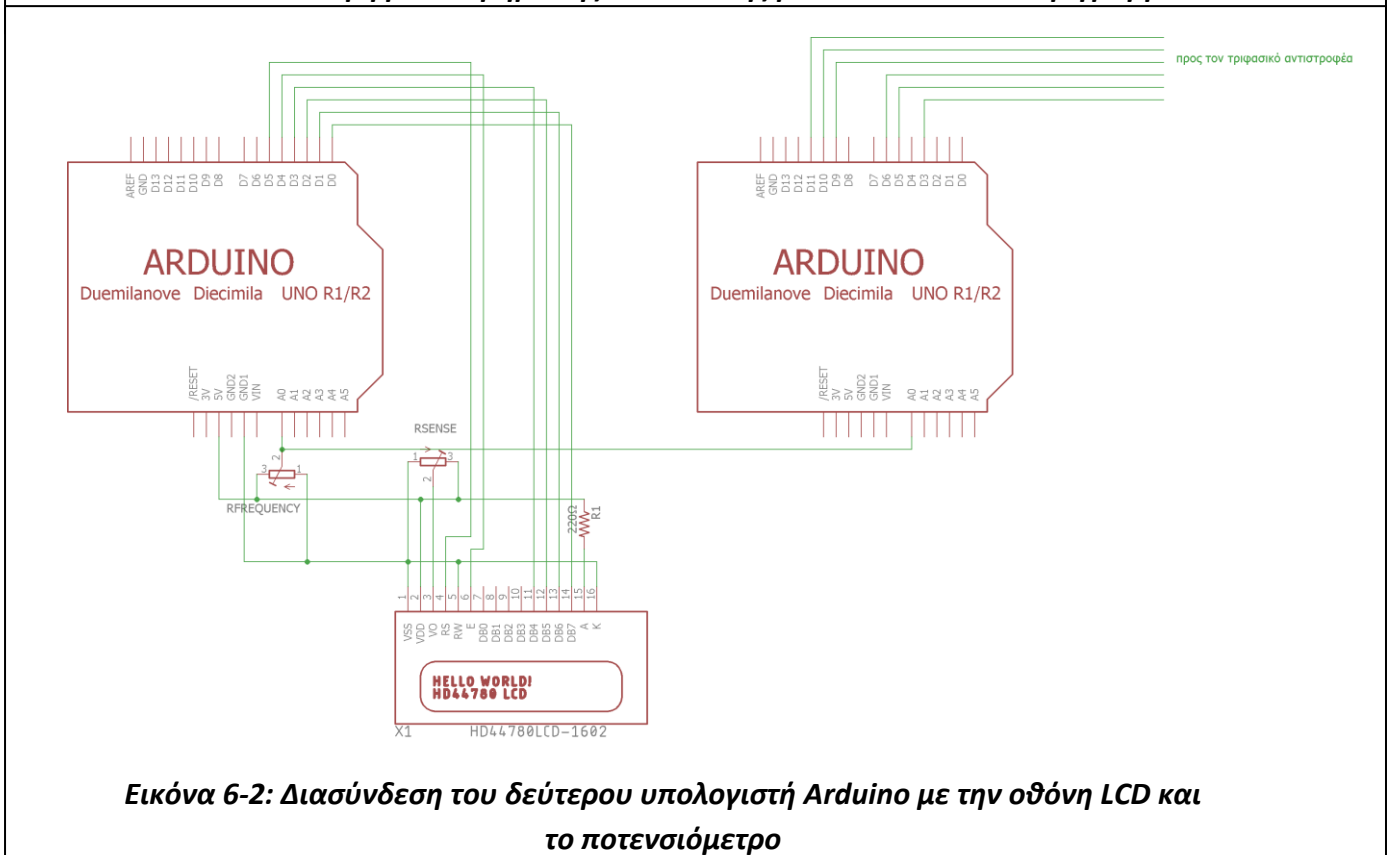
Το κύκλωμα ελέγχου αποτελείται από δύο υπολογιστές Arduino Uno, οθόνη LCD 16x2, optocouplers και driver για τα MOSFET. Στην εικόνα 6-1 απεικονίζεται το κύκλωμα του τριφασικού αντιστροφέα και το ψηφιακό τμήμα βρίσκεται μέσα στο κόκκινο περίγραμμα (δεν περιέχει την οθόνη LCD και τον δεύτερο υπολογιστή Arduino Uno). Στην εικόνα 6-2 παρουσιάζεται το κύκλωμα του δεύτερου υπολογιστή Arduino με την οθόνη LCD και το ποτενσιόμετρο για την αλλαγή της τάσης και συχνότητας του κινητήρα. Το ποτενσιόμετρο  $R_{\text{FREQUENCY}}$  ρυθμίζει τη συχνότητα και την τάση εξόδου (V/f) και το ποτενσιόμετρο  $R_{\text{SENSE}}$  την αντίθεση της οθόνης.

---





**Εικόνα 6-1: Το ψηφιακό τμήμα της κατασκευής μέσα στο κόκκινο περίγραμμα**



**Εικόνα 6-2: Διασύνδεση του δεύτερου υπολογιστή Arduino με την οθόνη LCD και το ποτενσιόμετρο**

### 6.2.1 Υπολογιστής Arduino Uno

Τεχνικά χαρακτηριστικά

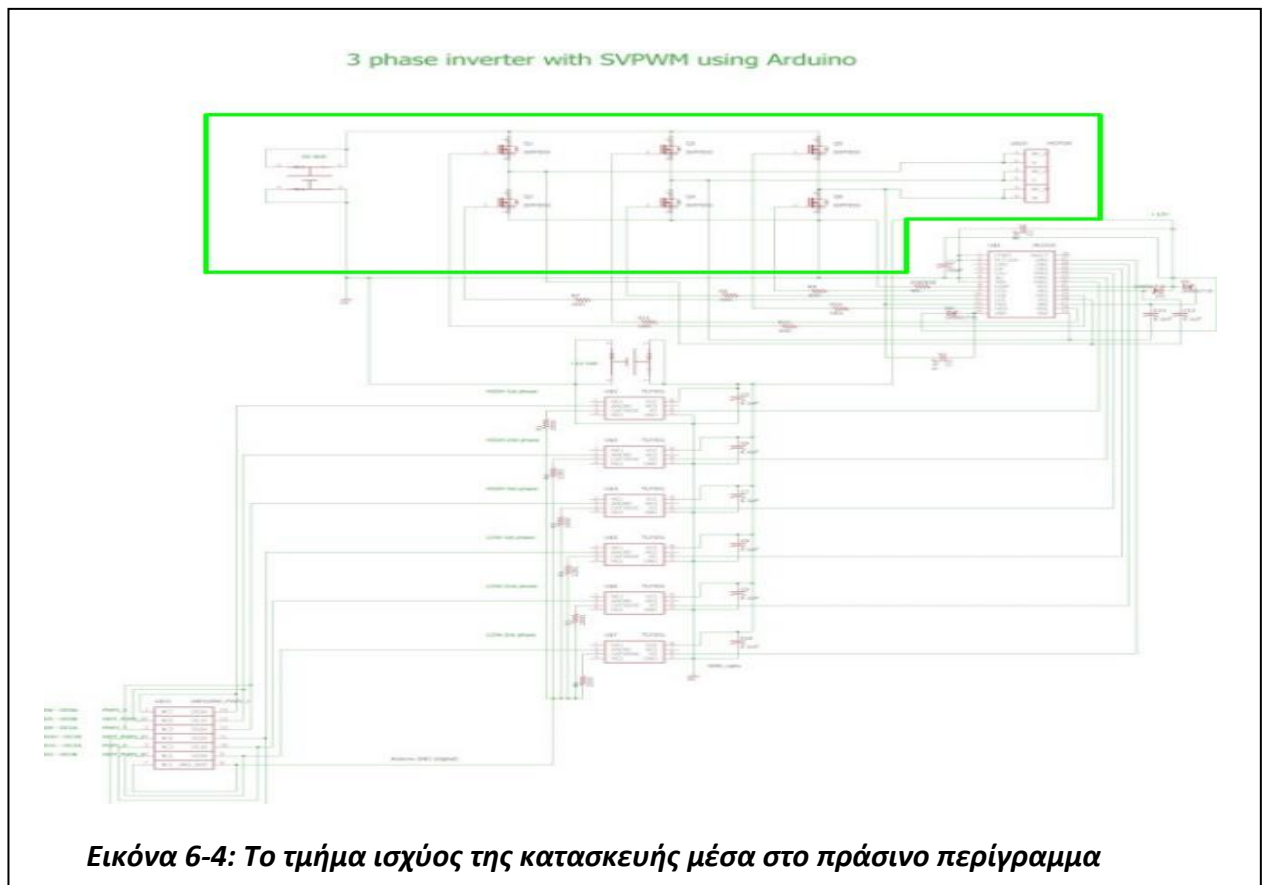
- Μικροελεγκτής: ATmega328
- Τάση λειτουργίας: 5V
- Τάση τροφοδοσίας: 7-12V (προτείνεται)
- Μέγιστη τάση τροφοδοσίας: 20V (δεν προτείνεται)
- 14 ψηφιακές εισόδους/εξόδους (έξι από αυτές παράγουν PWM κυματομορφές)
- 6 αναλογικές εισόδους
- Συνεχές ρεύμα ανά είσοδο/έξοδο: 40 mA
- Συνεχές ρεύμα για τάση 3.3 V: 50 mA"
- Flash Memory: 32 KB, από τα οποία τα 0.5 KB χρησιμοποιούνται από τον bootloader
- SRAM: 2 KB
- EEPROM: 1 KB
- Ταχύτητα ρολογιού: 16 MHz

### 6.3 Κύκλωμα ισχύος

Το κύκλωμα ισχύος αποτελείται από τον ανορθωτή της εικόνας 6-3 και την γέφυρα των MOSFET. Το κύκλωμα ισχύος σε πράσινο περίγραμμα απεικονίζεται στην εικόνα 6-4.



**Εικόνα 6-3: Διάταξη πλήρους γέφυρας ανορθωτή από την πτυχιακή εργασία με τίτλο: «Κατασκευή inverter για οδήγηση κινητήρα»**



#### 6.4 Υλικά τριφασικού αντιστροφέα

Τα υλικά που χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή του τριφασικού αντιστροφέα είναι τα παρακάτω.

##### ➤ Ψηφιακό τμήμα

1. Υπολογιστή Arduino Uno (2 τεμάχια)
  2. Οθόνη LCD 16x2 (1 τεμάχιο)
  3. Αντίσταση με τιμή 220 Ω (6 τεμάχια)
  4. Οπτικός απομονωτής – optocoupler με τύπο TLP 351 (6 τεμάχια)
  5. Οδηγός για τα MOSFETs – driver με τύπο IR 2233 (1 τεμάχιο)
  6. Πυκνωτής πολυαιστερικός με χωρητικότητα 100 nF (9 τεμάχια)
  7. Πυκνωτής ηλεκτρολυτικός με χωρητικότητα 10 μF στα 50 V (2 τεμάχια)
  8. Δίοδος γρήγορης απόκρισης με τύπο UF 4004 (3 τεμάχια)
  9. Αντίσταση με τιμή 33 Ω (3 τεμάχια)
  10. Αντίσταση με τιμή 27 Ω (4 τεμάχια)
-

- **Τμήμα ισχύος του αντιστροφέα**
  11. MOSFET με τύπο IRFPE50 (6 τεμάχια)
  12. Κλέμες (32 τεμάχια)
  13. Ψύκτρα (1 τεμάχιο)
  
- **Διάταξη ανορθωτή (προϋπήρχε από προγενέστερη πτυχιακή εργασία)**
  14. Δίοδος γρήγορης απόκρισης τύπου RURG8060 (6 τεμάχια)
  15. Πυκνωτής ηλεκτρολυτικός με χωρητικότητα 230  $\mu\text{F}$  στα 400 V (4 τεμάχια)
  16. Βατική αντίσταση (5 Watt) με τιμή 47k $\Omega$  (4 τεμάχια)

### **6.5 Πειραματικά αποτελέσματα από τη φάση σχεδίασης και ανάπτυξης**

Πραγματοποιήθηκαν πολλά πειράματα μέχρι την ολοκλήρωση του κυκλώματος οδήγησης ενός τριφασικού ασύγχρονου κινητήρα που βρίσκεται στο εργαστήριο των ηλεκτρικών μηχανών. Τα πειράματα χωρίζονται σε δύο κατηγορίες. Η πρώτη αφορά τα πειράματα με το ράστερ (breadboard) και η δεύτερη τα αντίστοιχα με το τυπωμένο κύκλωμα (PCB). Να σημειωθεί ότι ο driver τύπου IR 2110 αξιοποιήθηκε μόνο στα πειράματα 5 και 6. Από το πείραμα 7 και μετά χρησιμοποιήθηκε ο driver τύπου IR 2233. Παρακάτω αναφέρονται επιγραμματικά τα στάδια που ακολουθήθηκαν κατά την σχεδίαση και ανάπτυξη του μετατροπέα με χρονολογική σειρά. Σε επόμενη ενότητα θα εξηγηθεί κάθε στάδιο αναλυτικά.

- **Στάδια ανάπτυξης και πειράματα με το breadboard**
    1. Παραγωγή 6 PWM κυματομορφών από τον Arduino με σταθερή συχνότητα εξόδου 50Hz.
    2. Αλλαγή συχνότητας εξόδου του αντιστροφέα.
    3. Διέλευση των 6 παλμοσειρών μέσω RC φίλτρων με παραγόμενη  $f_{\text{output}} = 15\text{Hz}$ .
    4. Διέλευση των 6 παλμοσειρών μέσω του ηλεκτρικού απομονωτή (optocoupler) TLP 351 με συχνότητα εξόδου 50 Hz.
    5. Δοκιμή του μετατροπέα συχνοτήτων, χρησιμοποιώντας τον driver των MOSFET IR 2110 και το MOSFET τύπου IRFPE50 με DC Bus 12V και συχνότητα εξόδου 50 Hz.
-

6. Παραγωγή νεκρού χρόνου (dead time compensation) με λογικές πύλες AND στο λογικό τμήμα του μετατροπέα με συχνότητα εξόδου 50 Hz.
  7. Δοκιμή ενός βραχίονα με είσοδο στο λογικό "1", χρησιμοποιώντας τον driver IR 2233.
  8. Δοκιμή του μετατροπέα, χρησιμοποιώντας τον driver IR 2233 και τα MOSFET IRFPE50 με DC Bus 12V και συχνότητα εξόδου 50Hz. Το φορτίο αποτελείται από τρεις αντιστάσεις άνθρακα  $\frac{1}{4}$  Watt με αντίσταση 2.2k $\Omega$  η καθεμία σε συνδεσμολογία αστέρα.
  9. Δοκιμή του μετατροπέα, χρησιμοποιώντας τον driver IR 2233 και τα MOSFET IRFPE50 με DC Bus 41V και συχνότητα εξόδου 50Hz. Το φορτίο αποτελείται από τρεις αντιστάσεις άνθρακα  $\frac{1}{4}$  Watt με αντίσταση 2.2k $\Omega$  η καθεμία σε συνδεσμολογία αστέρα.
  10. Δοκιμή του μετατροπέα, χρησιμοποιώντας τον driver IR 2233 και τα MOSFET IRFPE50 με DC Bus 12V και συχνότητα εξόδου 50Hz. Το φορτίο αποτελείται από τρεις βατικές αντιστάσεις με τιμή στα 68 $\Omega$  σε συνδεσμολογία αστέρα.
  11. Δοκιμή του μετατροπέα, χρησιμοποιώντας τον driver IR 2233 και τα MOSFET IRFPE50 με DC Bus 12V και συχνότητα εξόδου 50Hz. Το φορτίο αποτελείται από τρεις βατικές αντιστάσεις με τιμή στα 27 $\Omega$  σε συνδεσμολογία αστέρα.
  12. Δοκιμή του μετατροπέα, χρησιμοποιώντας τον driver IR 2233 και τα MOSFET IRFPE50 με DC Bus 12V και συχνότητα εξόδου 50Hz. Το φορτίο αποτελείται από τρεις βατικές αντιστάσεις με τιμή στα 18 $\Omega$  σε συνδεσμολογία αστέρα.
  13. Δοκιμή του μετατροπέα, χρησιμοποιώντας τον driver IR 2233 και τα MOSFET IRFPE50 με DC Bus 15V και συχνότητα εξόδου 50Hz. Το φορτίο αποτελείται από τρεις βατικές αντιστάσεις με τιμή στα 68 $\Omega$  σε συνδεσμολογία αστέρα.
  14. Δοκιμή του μετατροπέα, χρησιμοποιώντας τον driver IR 2233 και τα MOSFET IRFPE50 με DC Bus 20V και συχνότητα εξόδου 50Hz. Το φορτίο αποτελείται από τρεις βατικές αντιστάσεις με τιμή στα 68 $\Omega$  σε συνδεσμολογία αστέρα.
  15. Δοκιμή του μετατροπέα, χρησιμοποιώντας τον driver IR 2233 και τα MOSFET IRFPE50 με DC Bus 40V και συχνότητα εξόδου 50Hz. Το φορτίο αποτελείται από τρεις βατικές αντιστάσεις με τιμή στα 68 $\Omega$  σε συνδεσμολογία αστέρα.
  16. Δοκιμή του μετατροπέα, χρησιμοποιώντας τον driver IR 2233 και τα MOSFET IRFPE50 με DC Bus 50V και συχνότητα εξόδου 50Hz. Το φορτίο αποτελείται από τρεις βατικές αντιστάσεις με τιμή στα 68 $\Omega$  σε συνδεσμολογία αστέρα.
  17. Δοκιμή του μετατροπέα, χρησιμοποιώντας τον driver IR 2233 και τα MOSFET IRFPE50 με DC Bus 56V και συχνότητα εξόδου 50Hz. Το φορτίο αποτελείται από έναν τριφασικό ασύγχρονο κινητήρα.
  18. Δοκιμή του μετατροπέα, χρησιμοποιώντας τον driver IR 2233 και τα MOSFET IRFPE50 με DC Bus 66,13V και συχνότητα εξόδου 50Hz. Το φορτίο αποτελείται από έναν τριφασικό ασύγχρονο κινητήρα.
-

19. Δοκιμή του μετατροπέα, χρησιμοποιώντας τον driver IR 2233 και τα MOSFET IRFPE50 με DC Bus 105,32V και συχνότητα εξόδου 50Hz. Το φορτίο αποτελείται από έναν τριφασικό ασύγχρονο κινητήρα.
20. Δοκιμή του μετατροπέα, χρησιμοποιώντας τον driver IR 2233 και τα MOSFET IRFPE50 με DC Bus 115V και συχνότητα εξόδου 50Hz. Το φορτίο αποτελείται από έναν τριφασικό ασύγχρονο κινητήρα.
21. Δοκιμή του μετατροπέα, χρησιμοποιώντας τον driver IR 2233 και τα MOSFET IRFPE50 με DC Bus 180,52V και συχνότητα εξόδου 50Hz. Το φορτίο αποτελείται από έναν τριφασικό ασύγχρονο κινητήρα.
22. Δοκιμή του μετατροπέα, χρησιμοποιώντας τον driver IR 2233 και τα MOSFET IRFPE50 με DC Bus 300V και συχνότητα εξόδου 50Hz. Το φορτίο αποτελείται από έναν τριφασικό ασύγχρονο κινητήρα.
23. Δοκιμή του μετατροπέα, χρησιμοποιώντας τον driver IR 2233 και τα MOSFET IRFPE50 με DC Bus 320,88V και συχνότητα εξόδου 50Hz. Το φορτίο αποτελείται από έναν τριφασικό ασύγχρονο κινητήρα.
24. Διασύνδεση οθόνης LCD με τον δεύτερο υπολογιστή Arduino Uno, απεικόνιση του συντελεστή  $m$  και της συχνότητας εξόδου του μετατροπέα στην οθόνη με έλεγχο τάσης /συχνότητας (V/f control).

➤ **Πειράματα με το τυπωμένο κύκλωμα (PCB)**

25. Δοκιμή του μετατροπέα, χρησιμοποιώντας τον driver IR 2233 και τα MOSFET IRFPE50 με DC Bus 15V και συχνότητα εξόδου 50Hz. Το φορτίο αποτελείται από τρεις αντιστάσεις άνθρακα  $\frac{1}{4}$  Watt με αντίσταση 2.2k $\Omega$  η καθεμία σε συνδεσμολογία αστέρα.
  26. Δοκιμή του μετατροπέα, χρησιμοποιώντας τον driver IR 2233 και τα MOSFET IRFPE50 με DC Bus 180V και συχνότητα εξόδου 50Hz. Το φορτίο αποτελείται από έναν τριφασικό ασύγχρονο κινητήρα.
  27. Δοκιμή του μετατροπέα, χρησιμοποιώντας τον driver IR 2233 και τα MOSFET IRFPE50 με DC Bus 275V και συχνότητα εξόδου 50Hz. Το φορτίο αποτελείται από έναν τριφασικό ασύγχρονο κινητήρα.
  28. Δοκιμή του μετατροπέα, χρησιμοποιώντας τον driver IR 2233 και τα MOSFET IRFPE50 με DC Bus 340V και συχνότητα εξόδου 50Hz. Το φορτίο αποτελείται από έναν τριφασικό ασύγχρονο κινητήρα.
  29. Δοκιμή του μετατροπέα, χρησιμοποιώντας τον driver IR 2233 και τα MOSFET IRFPE50 με DC Bus 560V και συχνότητα εξόδου 50Hz. Το φορτίο αποτελείται από έναν τριφασικό ασύγχρονο κινητήρα.
  30. Επαλήθευση ελέγχου τάσης/συχνότητας (V-f control) με DC Bus 150V και πολική τάση 100V στα 50Hz.
-

Αξίζει να σημειωθεί ότι για την κατανόηση των σταδίων ανάπτυξης του τριφασικού αντιστροφέα υπάρχουν μερικές προϋποθέσεις, οι οποίες αναφέρονται παρακάτω. Αυτές είναι

- ✚ Μελέτη και κατανόηση των χρονιστών (timers) T2, T1 και T0 του μικροελεγκτή AT MEGA 328P που χρησιμοποιεί ο υπολογιστής Arduino Uno
- ✚ Μελέτη και κατανόηση των δυνατοτήτων των παραπάνω χρονιστών
- ✚ Μελέτη και κατανόηση των διακοπών (interrupts) του μικροελεγκτή AT MEGA 328P
- ✚ Αρχή λειτουργίας του τριφασικού αντιστροφέα (Παράρτημα Γ)
- ✚ Μελέτη και αντιστοίχιση των ψηφιακών εξόδων PWM του Arduino Uno με τους ακροδέκτες του AT MEGA 328P (Παράρτημα Δ)

## **6.6 Αναλυτική περιγραφή των σταδίων ανάπτυξης και πειραμάτων**

### ➤ **Στάδια ανάπτυξης και πειράματα με το breadboard**

1. Για την υλοποίηση του αλγορίθμου, χρησιμοποιήθηκαν οι τρεις χρονιστές που διαθέτει ο μικροελεγκτής AT MEGA 328P. Ο κάθε χρονιστής διαθέτει δύο ψηφιακές εξόδους. Αξίζει να σημειωθεί ότι ένα σημαντικό στοιχείο στην αρχικοποίηση των χρονιστών είναι η παραγωγή δύο παλμοσειρών PWM, όπου η μία αποτελεί το συμπληρωματικό σήμα της δεύτερης. Αυτό πετυχαίνεται με την κατάλληλη ρύθμιση των καταχωρητών που διαθέτει ο κάθε χρονιστής. Για την καλύτερη κατανόηση λειτουργίας των χρονιστών, στο διαδίκτυο υπάρχει το φύλλο δεδομένων (datasheet) του μικροελεγκτή AT MEGA 328P. Το πρώτο στάδιο ήταν η παραγωγή των 6 PWM παλμοσειρών και οι έξοδοι ορίστηκαν ως εξής:

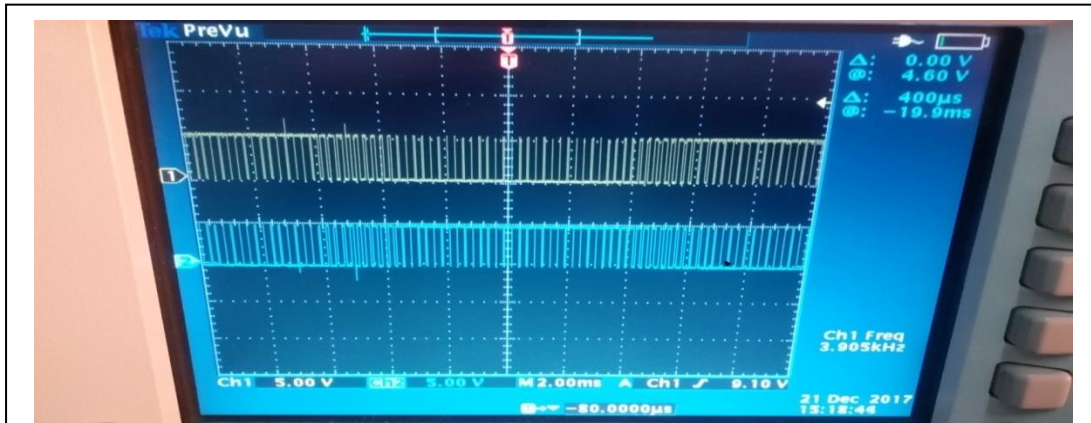
- ❖ Πρώτη φάση με την έξοδο OC2A και η συμπληρωματική της με την έξοδο OC2B χρησιμοποιώντας τον χρονιστή T2
- ❖ Δεύτερη φάση με την έξοδο OC1A και η συμπληρωματική της με την έξοδο OC1B χρησιμοποιώντας τον χρονιστή T1
- ❖ Τρίτη φάση με την έξοδο OC0A και η συμπληρωματική της με την έξοδο OC0B χρησιμοποιώντας τον χρονιστή T0

Η συχνότητα διαμόρφωσης ή συχνότητα PWM (φέρουσα συχνότητα) επιλέχτηκε στα 3.92kHz. Το διάγραμμα ροής του αλγορίθμου απεικονίζεται στην ενότητα 4.2. Στο παράρτημα Δ παρουσιάζεται η αντιστοιχία των ακροδεκτών του μικροελεγκτή AT MEGA 328P με τις αναλογικές εισόδους και τις ψηφιακές εισόδους/εξόδους του υπολογιστή Arduino Uno.

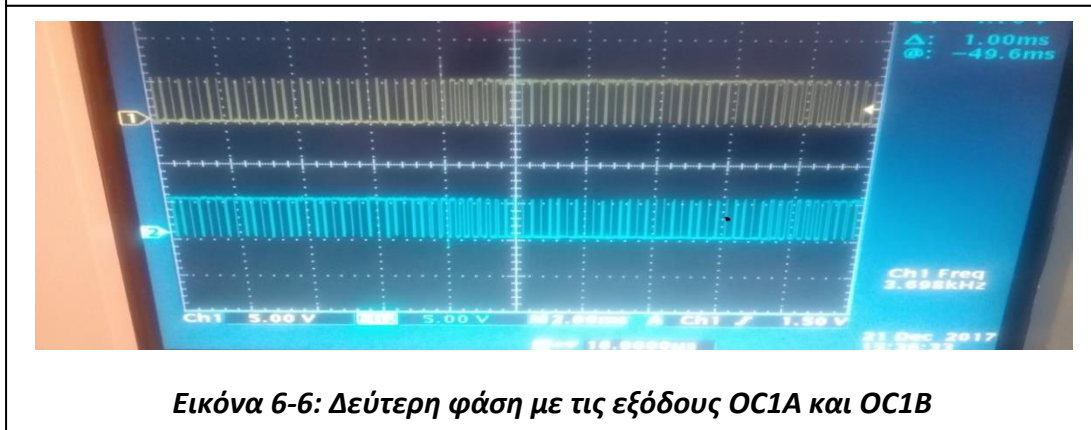
---



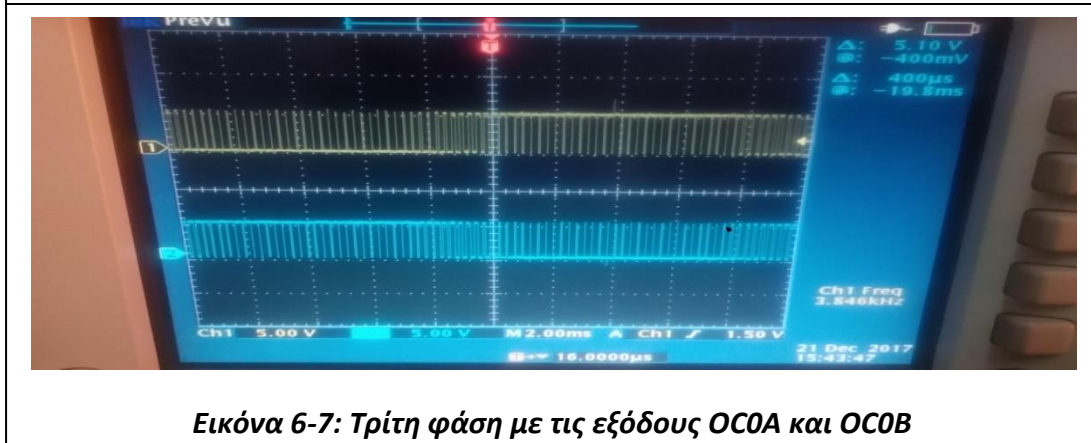
Στην εικόνα 6-5 το κίτρινο σήμα είναι η πρώτη φάση και το μπλε σήμα είναι το συμπληρωματικό της πρώτης φάσης. Στην εικόνα 6-6 το κίτρινο σήμα είναι η δεύτερη φάση και το μπλε σήμα είναι το συμπληρωματικό της δεύτερης φάσης. Στην εικόνα 6-7 το κίτρινο σήμα είναι η τρίτη φάση και το μπλε σήμα είναι το συμπληρωματικό της τρίτης φάσης.



**Εικόνα 6-5: Πρώτη φάση με τις εξόδους OC2A και OC2B**



**Εικόνα 6-6: Δεύτερη φάση με τις εξόδους OC1A και OC1B**



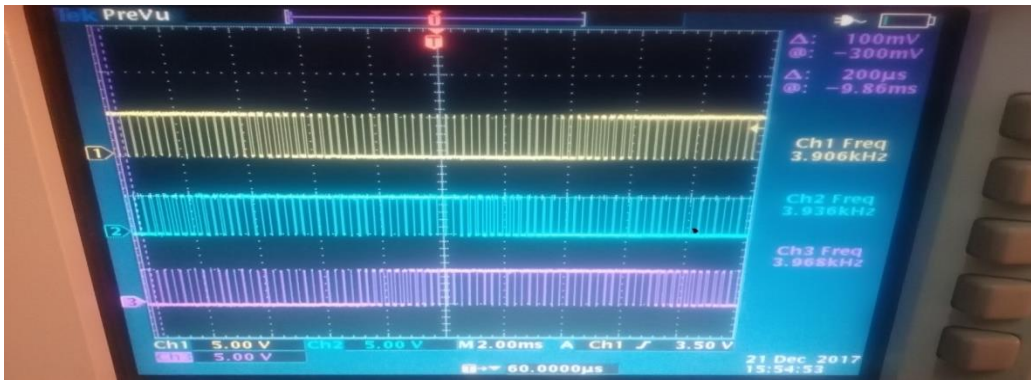
**Εικόνα 6-7: Τρίτη φάση με τις εξόδους OC0A και OC0B**

Εφόσον προέκυψαν τα παραπάνω σήματα από τον Arduino, το επόμενο βήμα είναι η διατήρηση της διαφοράς φάσης κατά  $120^{\circ}$  μεταξύ των φάσεων (των κίτρινων σημάτων). Στην εικόνα 6-8 φαίνεται ξεκάθαρα η επιθυμητή διαφορά φάσης, δηλαδή η καθυστέρηση του μπλε σήματος σε σχέση με το κίτρινο είναι



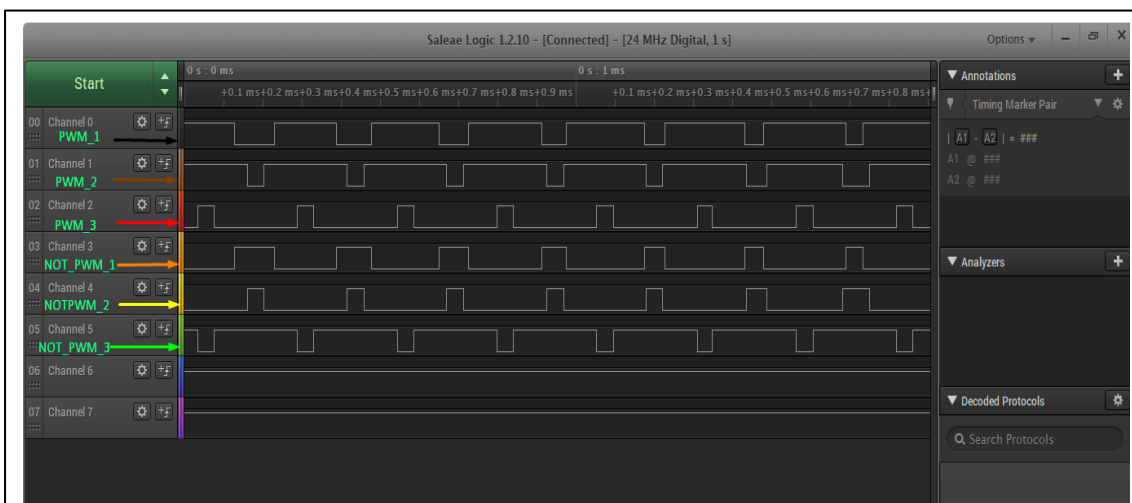
περίπου 6,66 ms, που αντιστοιχεί σε  $120^\circ$  για συχνότητα 50Hz. Το μωβ σήμα σε σχέση με το μπλε έχει καθυστέρηση περίπου 6,66 ms και τέλος το μωβ σήμα σε σχέση με το κίτρινο έχει  $-6,66$  ms ή  $240^\circ$  ή  $-120^\circ$ . Αυτό προκύπτει ως εξής για 50 Hz (ή 20 ms)

$$\frac{360^\circ}{3} = 120^\circ \quad \text{και} \quad \frac{20\text{ms}}{3} = 6,66\text{ms}$$



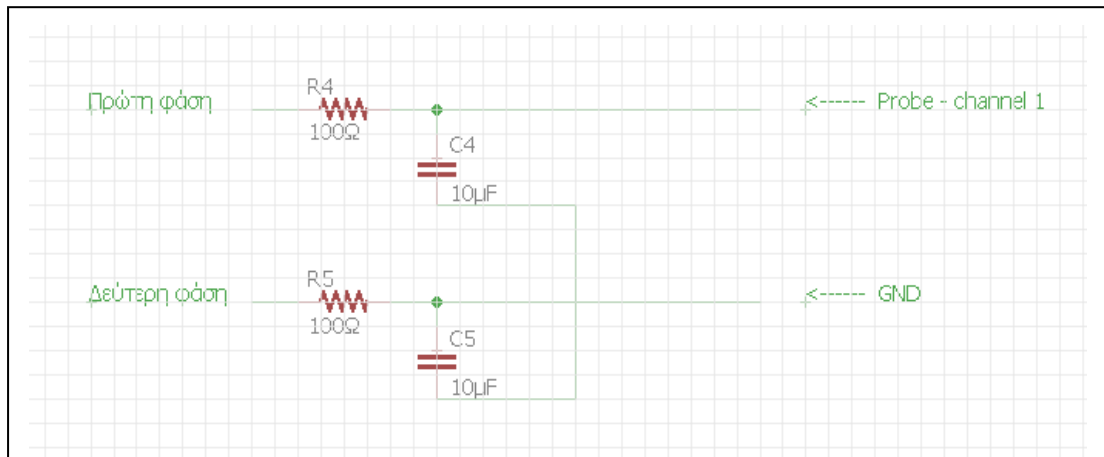
**Εικόνα 6-8: Οι 3 φάσεις από τις εξόδους OC2A, OC1A και OC0A του υπολογιστή Arduino**

Στην εικόνα 6-10 παρουσιάζονται οι έξι παλμοσειρές που οδηγούν τα έξι MOSFET της πλήρους τριφασικής γέφυρας σύμφωνα με τη μέθοδο SVPWM. Το συγκεκριμένο πείραμα πραγματοποιήθηκε σε έναν logic analyzer. Η παλμοσειρά με το μαύρο βελάκι είναι η πρώτη φάση και η συμπληρωματική της είναι αυτό με το πορτοκαλί βελάκι. Αντίστοιχα η παλμοσειρά με το καφέ βελάκι είναι η δεύτερη φάση και η συμπληρωματική της είναι αυτό με το κίτρινο βελάκι. Τέλος η παλμοσειρά με το κόκκινο βελάκι είναι η τρίτη φάση και η συμπληρωματική της είναι αυτή με το πράσινο βελάκι.

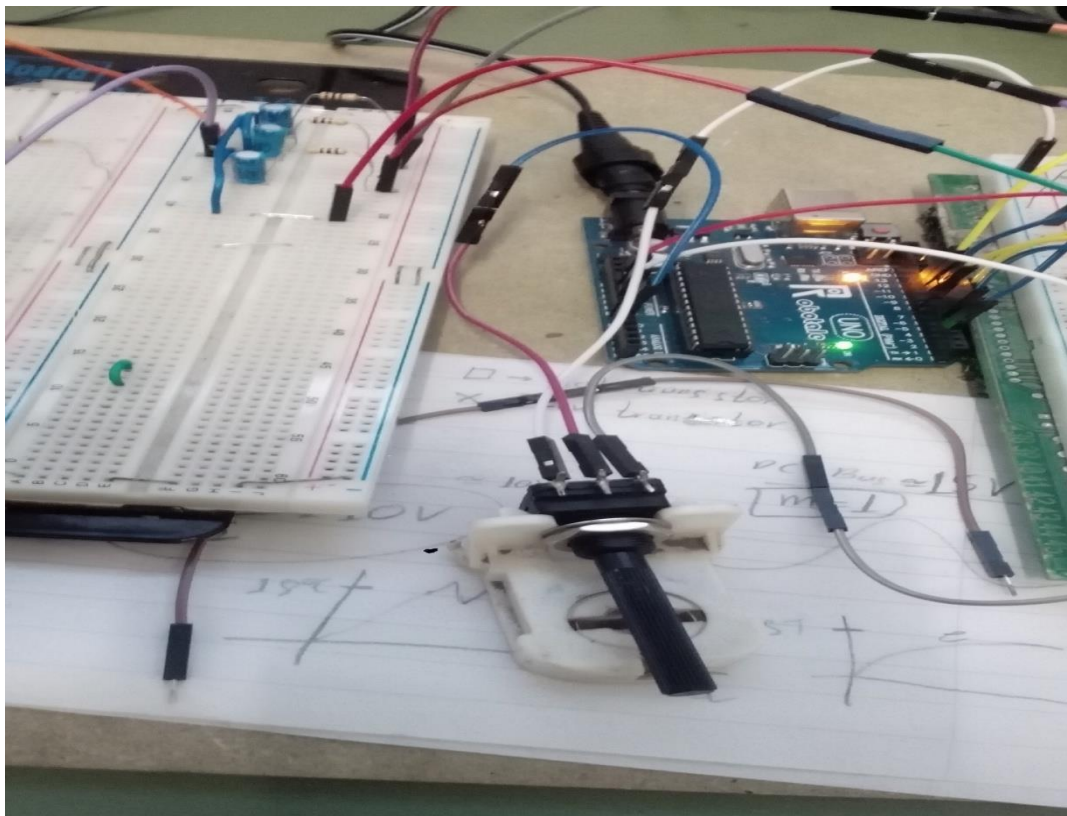


**Εικόνα 6-10: Έξι σήματα παλμών για οδήγηση των έξι τρανζίστορ σύμφωνα με τη μέθοδο SVPWM**

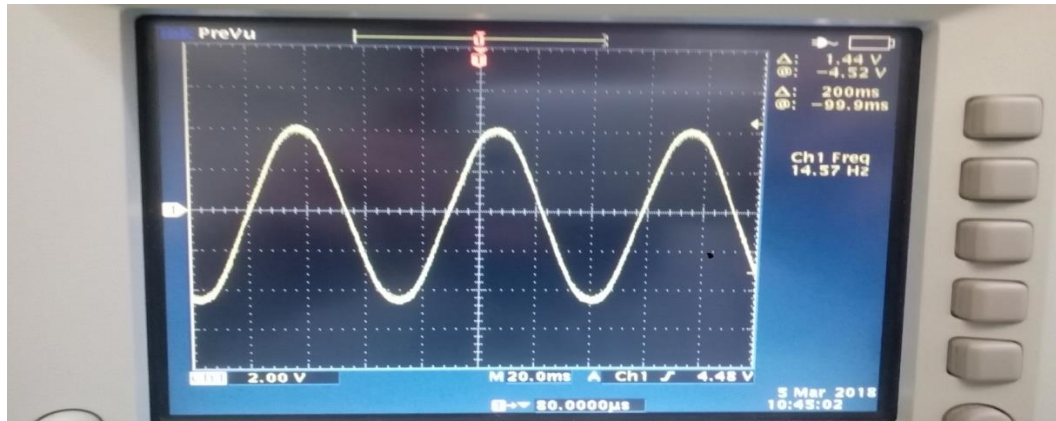
2. Ο σκοπός της αλλαγής συχνότητας είναι η δυνατότητα αλλαγής της περιστροφικής ταχύτητας του κινητήρα. Πρώτα, χρησιμοποιήθηκε ένα συμμετρικό RC φίλτρο (εικόνα 6-11) και ένα ποτενσιόμετρο των 10kΩ (εικόνα 6-12) με το εύρος συχνοτήτων να είναι 0 – 72.5 Hz. Παρακάτω απεικονίζονται ημίτονα με συχνότητες 14.5, 26, 50, 60 και 72.5Hz. Αξίζει να σημειωθεί ότι το ημιτονικό σήμα προκύπτει, τοποθετώντας το probe του παλμογράφου μεταξύ δύο φάσεων.



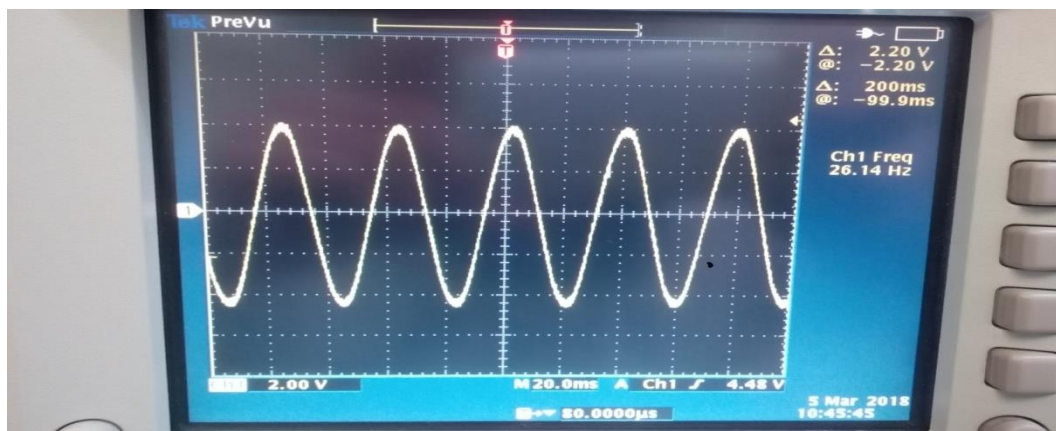
**Εικόνα 6-11: RC φίλτρο με  $R = 100\Omega$ ,  $C = 10\mu F$**



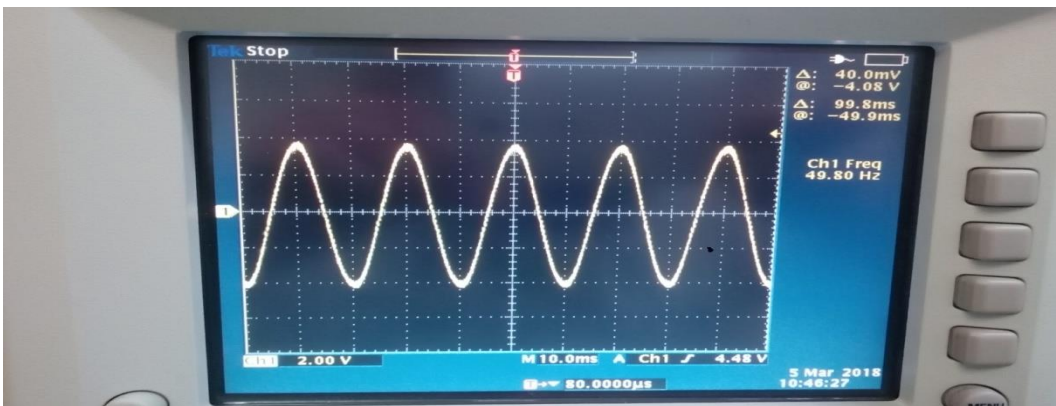
**Εικόνα 6-12: Ποτενσιόμετρο 10 kΩ για αλλαγή συχνότητας**



*Εικόνα 6-13: Ημίτονο στα 14.5Hz στην έξοδο του RC φίλτρου*

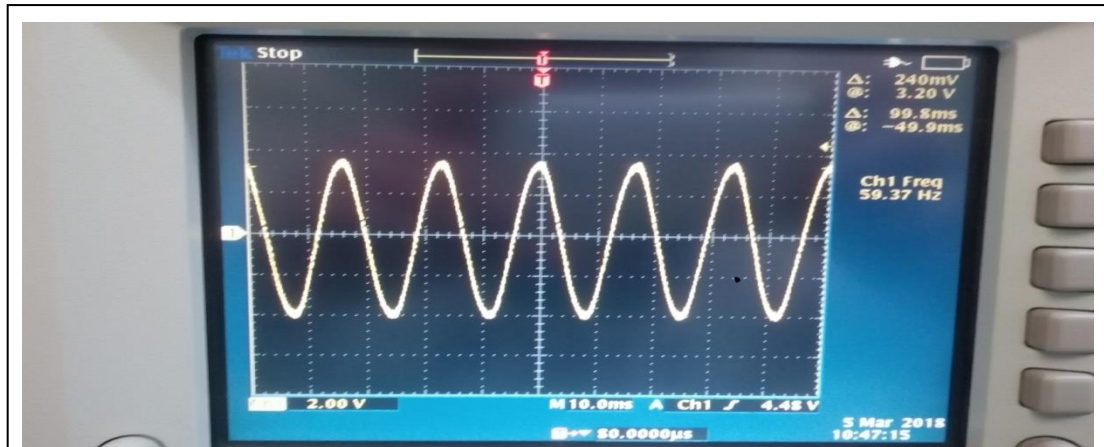


*Εικόνα 6-14: Ημίτονο στα 26Hz στην έξοδο του RC φίλτρου*

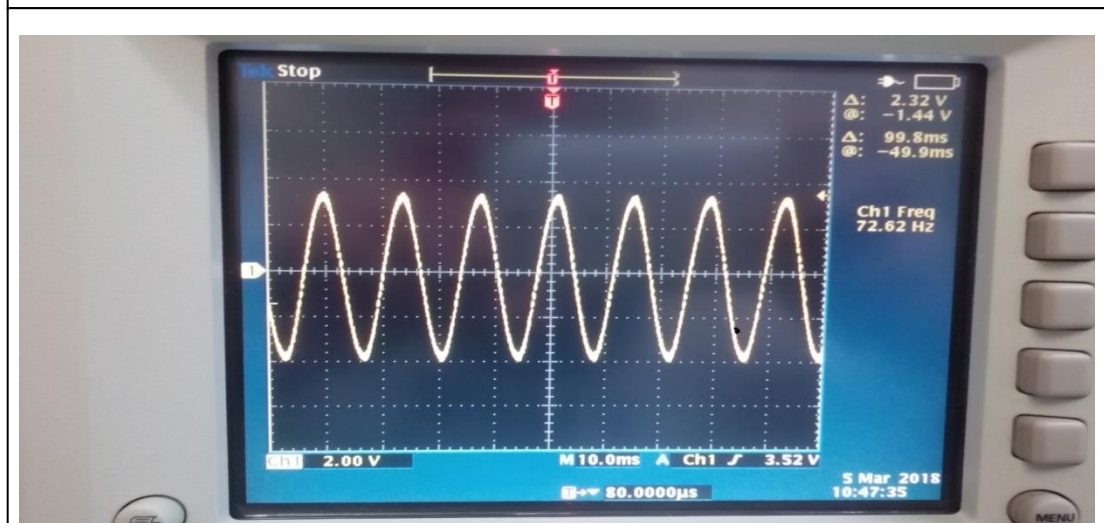


*Εικόνα 6-15: Ημίτονο στα 50Hz στην έξοδο του RC φίλτρου*



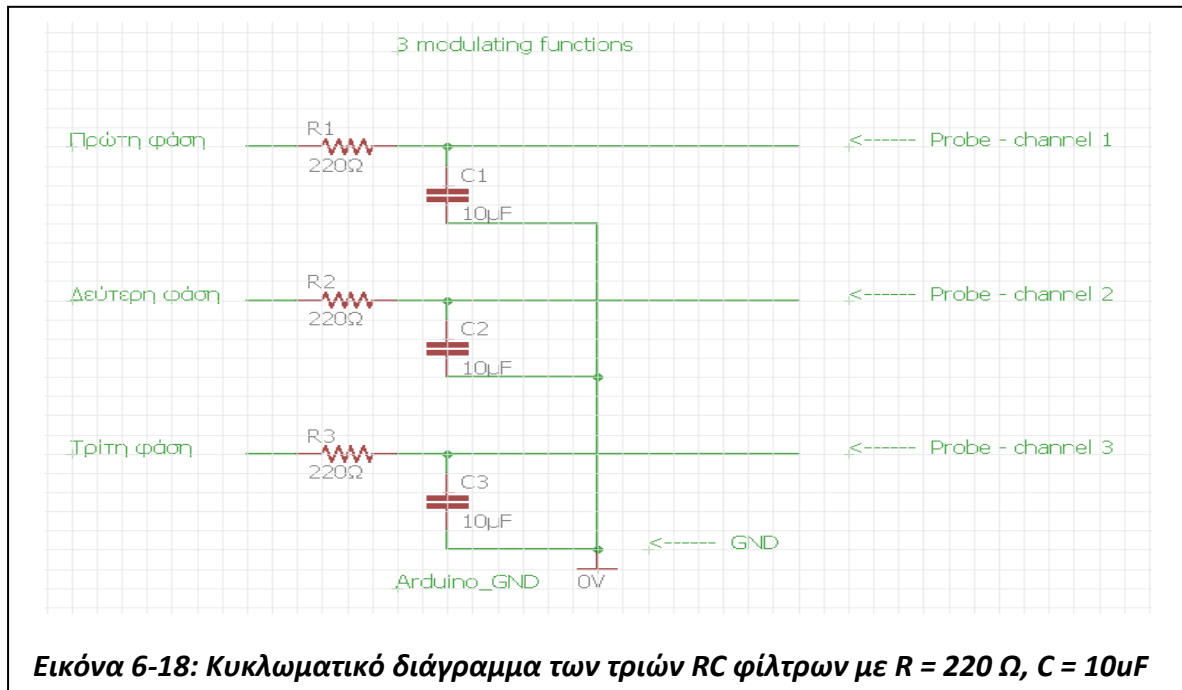


**Εικόνα 6-16: Ημίτονο στα 60Hz στην έξοδο του RC φίλτρου**

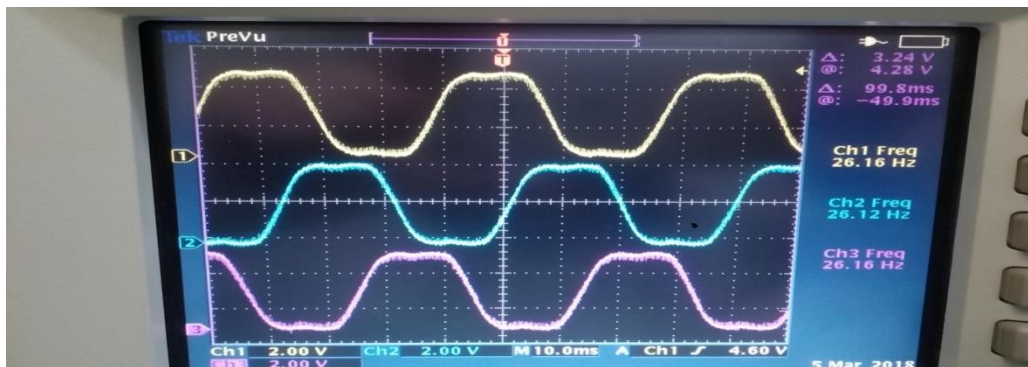


**Εικόνα 6-17: Ημίτονο στα 72.5Hz στην έξοδο του RC φίλτρου**

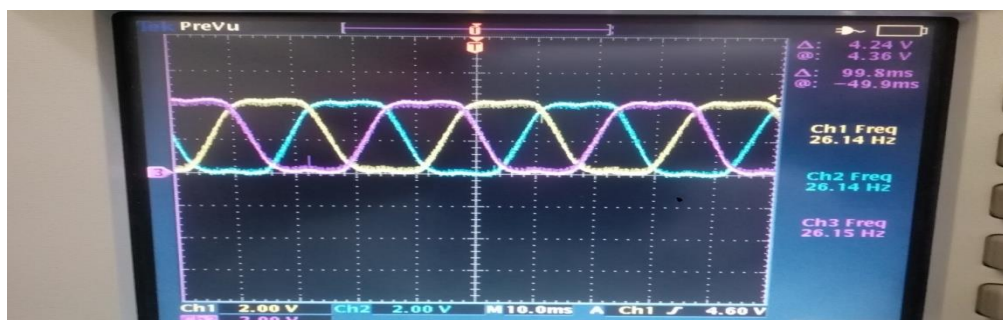
3. Για την πλήρη επιβεβαίωση ότι στην έξοδο του τριφασικού αντιστροφέα θα εμφανιστούν τρία ημίτονα με διαφορά φάσης  $120^{\circ}$  μεταξύ τους, θα πρέπει να κατασκευαστούν τρία χαμηλοπερατά φίλτρα (LPF filters), όπου θα περάσουν οι τρεις φάσεις. Ο λόγος είναι η αποκοπή των υψηλών συχνοτήτων και η απεικόνιση των φιλτραρισμένων σημάτων που προκύπτουν από τη μέθοδο SVPWM, η οποία χρησιμοποιείται στην παρούσα πτυχιακή εργασία. Στην εικόνα 6-18 παρουσιάζεται το κυκλωματικό διάγραμμα των τριών RC φίλτρων με τιμές  $R = 220 \Omega$  και  $C = 10\mu\text{F}$ . Παρακάτω, σε πρώτο στάδιο γίνεται απεικόνιση των φιλτραρισμένων σημάτων με το RC φίλτρο της εικόνας 6-18. Αυτό πετυχαίνεται, τοποθετώντας το probe μεταξύ μίας φάσης και του κόμβου αναφοράς (0V, GND) του υπολογιστή Arduino.



Παρακάτω στις εικόνες απεικονίζονται οι έξοδοι των LPF φίλτρων, όπου έχει ρυθμιστεί η συχνότητα εξόδου στα 26Hz. Τα σήματα που απεικονίζονται ονομάζονται modulating functions σύμφωνα με τη μέθοδο διαμόρφωσης SVPWM. Στην εικόνα 6-19 εμφανίζονται οι τρεις φιλτραρισμένες φάσεις ξεχωριστά και στην εικόνα 6-20 είναι τοποθετημένες στον ίδιο οριζόντιο άξονα, με στόχο την επιβεβαίωση της διαφοράς φάσης μεταξύ τους κατά 120 ηλεκτρικές μοίρες.

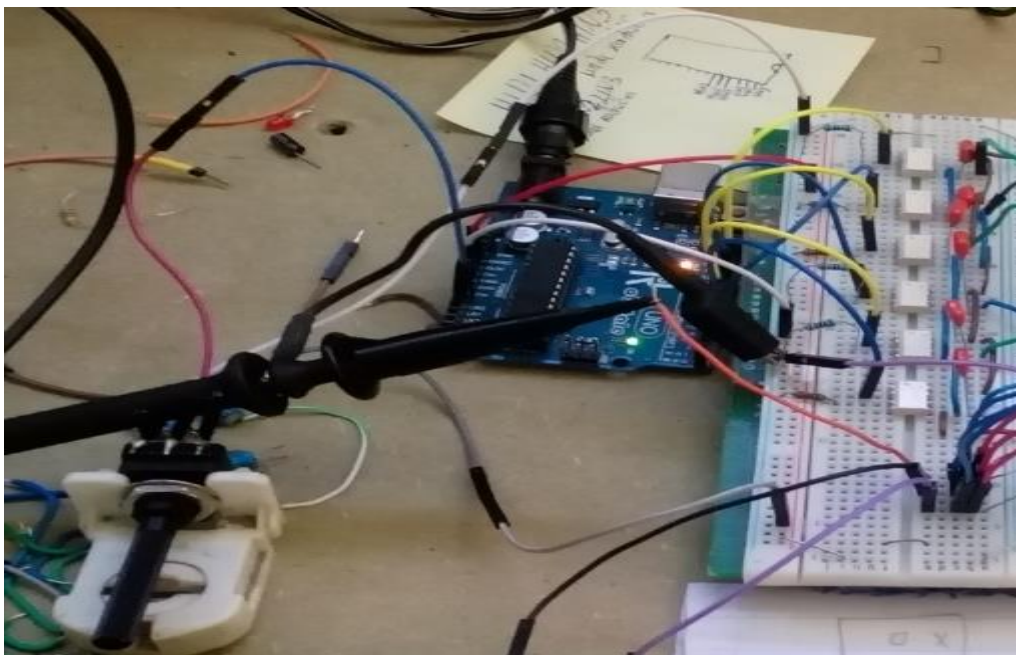


Εικόνα 6-19: Τρεις φιλτραρισμένες φάσεις σε ξεχωριστό οριζόντιο άξονα



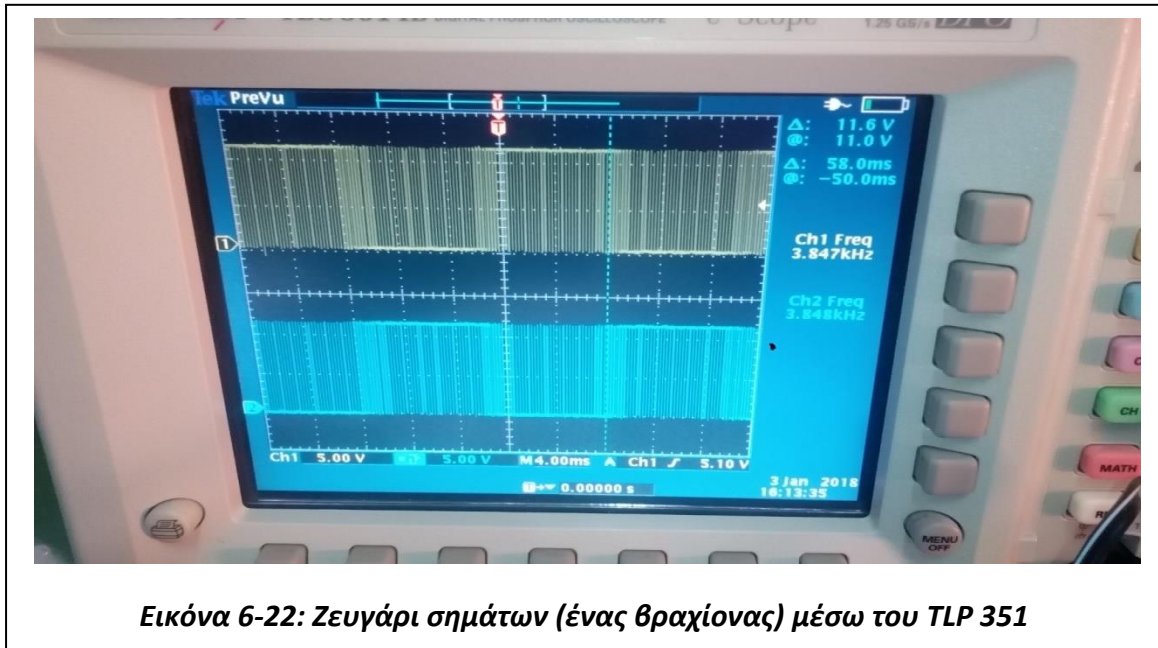
Εικόνα 6-20: Τρεις φιλτραρισμένες φάσεις στον ίδιο οριζόντιο άξονα

4. Αφού από τα παραπάνω έχει εξασφαλιστεί ότι ο υπολογιστής Arduino παράγει όλα τα απαιτούμενα σήματα σωστά, το επόμενο βήμα είναι η προστασία του ψηφιακού τμήματος ασθενών ρευμάτων από το κύκλωμα ισχύος. Συνεπώς χρειάζεται ένας οπτικός απομονωτής για κάθε σήμα εξόδου του Arduino. Ο οπτικός απομονωτής (optocoupler) που επιλέχτηκε είναι ο TLP 351 και η διάταξη του κυκλώματος φαίνεται στην εικόνα 6-21, όπου παρατηρείται ο Arduino, τα τρία σήματα εξόδου με το κίτρινο καλώδιο είναι οι τρεις φάσεις και τα υπόλοιπα τρία σήματα με το μπλε καλώδιο είναι οι συμπληρωματικές των τριών φάσεων. Τα έξι άσπρα ολοκληρωμένα κυκλώματα είναι οι οπτικοί απομονωτές (αποζεύκτες).



**Εικόνα 6-21: Έξι σήματα εξόδου του Arduino μέσω των optocouplers TLP 351**

Στην εικόνα 6-22, απεικονίζεται ένα ζευγάρι παλμοσειρών, όπου το κίτρινο σήμα είναι μια φάση και το μπλε σήμα το συμπληρωματικό της. Τα συγκεκριμένα σήματα είναι οι έξοδοι των οπτικών απομονωτών TLP 351, οπότε η τάση τους είναι ίση με την αντίστοιχη της τροφοδοσίας των optocouplers, δηλαδή 12V. Το ζευγάρι αντιστοιχεί σε ένα βραχίονα της τριφασικής γέφυρας των MOSFET. Αντίστοιχα είναι τα σήματα και για τους άλλους δύο βραχίονες της γέφυρας του αντιστροφέα.



**Εικόνα 6-22: Ζευγάρι σημάτων (ένας βραχίονας) μέσω του TLP 351**

5. Μέχρι την παραλαβή του driver IR 2233 από το εξωτερικό, πραγματοποιήθηκαν δοκιμές με τον IR 2110 που ήταν ήδη διαθέσιμος, με στόχο την εκμάθηση λειτουργίας των κυκλωμάτων αυτών, αφού τα drivers της εταιρίας IOR έχουν τον ίδιο τρόπο λειτουργίας με μερικές παραλλαγές από τύπο σε τύπο. Για την δοκιμή του αντιστροφέα, απαιτούνται τρία ολοκληρωμένα IR 2110 με τα περιφερειακά τους (δίοδοι, πυκνωτές). Η επιλογή των τελευταίων έγινε αρχικά τυχαία με σκοπό την απεικόνιση των τριών φάσεων, δηλαδή την παραγωγή εξόδου από τον αντιστροφέα. Στη συνέχεια όμως, όταν χρησιμοποιήθηκε ο IR 2233, τα περιφερειακά επιλέχτηκαν σύμφωνα με τις οδηγίες της Infineon σχετικά με τα drivers της IOR και την σωστή λειτουργία τους. Πιο συγκεκριμένα άλλαξαν οι bootstrap δίοδοι και οι πυκνωτές μεταξύ των ακροδεκτών  $V_B$  και  $V_S$  με στόχο την γρήγορη απόκρισή τους για την αποφυγή ταυτόχρονης αγωγής δύο τρανζίστορ που ανήκουν στον ίδιο βραχίονα. Στην εικόνα 6-23, παρουσιάζεται ο αντιστροφέας, όπου το DC Bus είναι στα 15,5V. Το πλάτος των τριών φάσεων επάνω στις τρεις αντιστάσεις που είναι συνδεδεμένες σε αστέρα θα πρέπει να είναι

$$\frac{15,5}{\sqrt{2}} = 10,6V$$

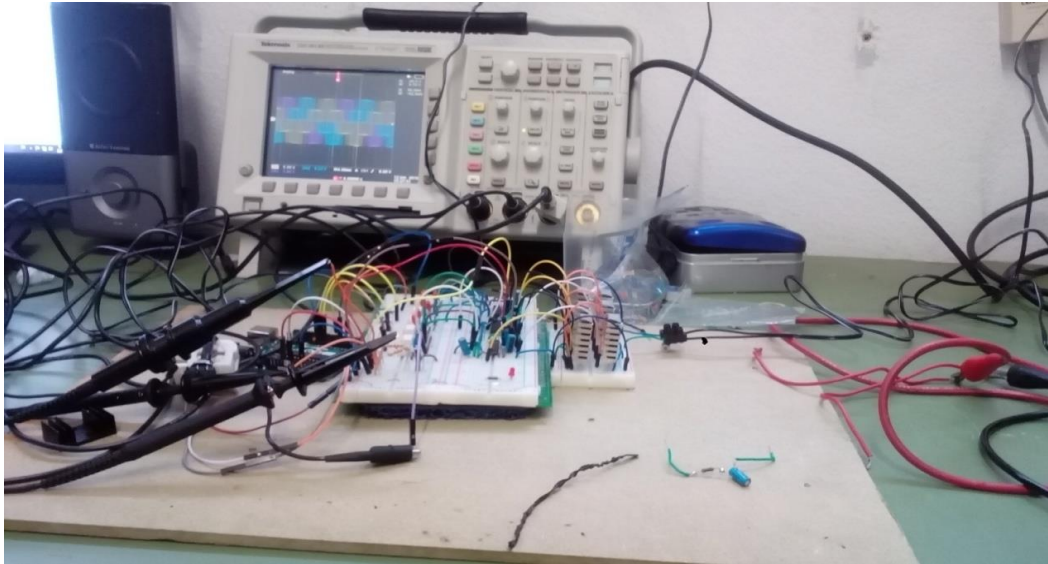
Η αναγραφόμενη τιμή στον παλμογράφο είναι η RMS τιμή, η οποία υπολογίζεται ως εξής:

$$\frac{V_{peak}}{\sqrt{3}}$$

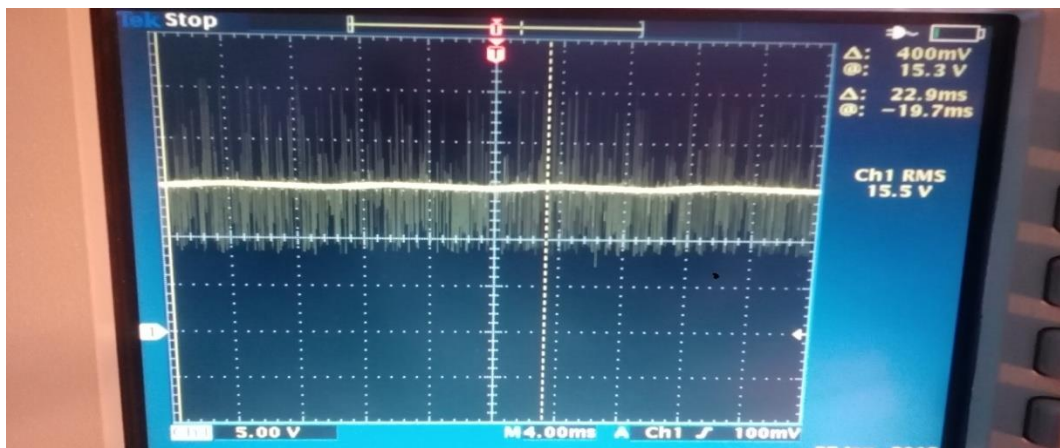
όπου  $V_{peak}$  είναι το μέγιστο πλάτος μιας φασικής τάσης. Ο θόρυβος του τροφοδοτικού 15,5V και της διάταξης γενικότερα (εικόνα 6-24), επηρέασε τις τρεις



φασικές τάσεις στην έξοδο (εικόνα 6-25) οπότε τοποθετήθηκε πυκνωτής στα 330  $\mu\text{F}$  στην είσοδο του αντιστροφέα παράλληλα με το DC Bus και μάλιστα κατευθείαν πάνω στις κλέμες εισόδου του αντιστροφέα, όπως φαίνεται στην εικόνα 6-28 (βρέθηκε πειραματικά ότι ήταν το καλύτερο σημείο σύνδεσης). Στην εικόνα 6-26 απεικονίζεται η DC τάση εισόδου με τον πυκνωτή 330 $\mu\text{F}$  και στην εικόνα 6-27 είναι οι τρεις φασικές τάσεις με τον πυκνωτή 330 $\mu\text{F}$ , όπου η βελτίωση είναι εμφανής.



**Εικόνα 6-23:** Τριφασικός αντιστροφέας με τον driver IR 2110, τα MOSFETs IRFP50 και οι τρεις φασικές τάσεις στον παλμογράφο του εργαστηρίου με DC Bus 15,5V

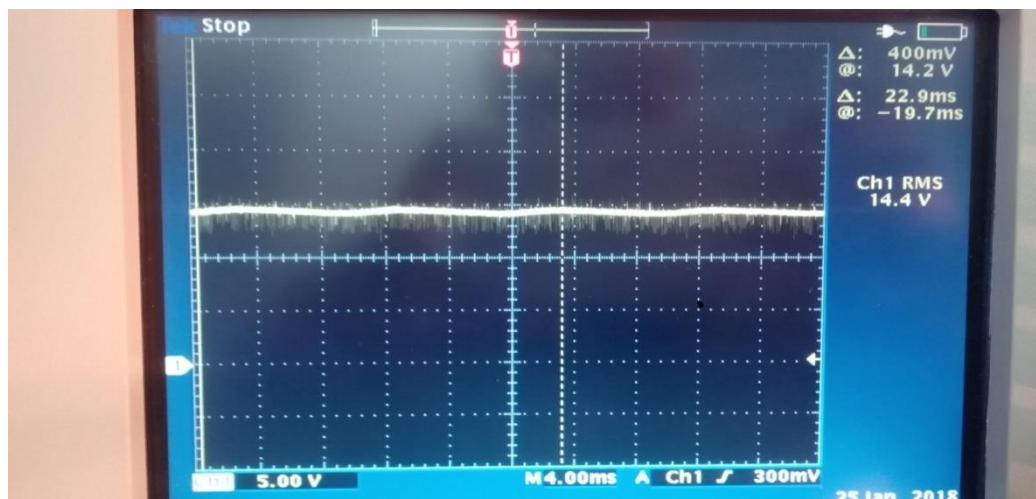


**Εικόνα 6-24:** DC Bus 15.5V

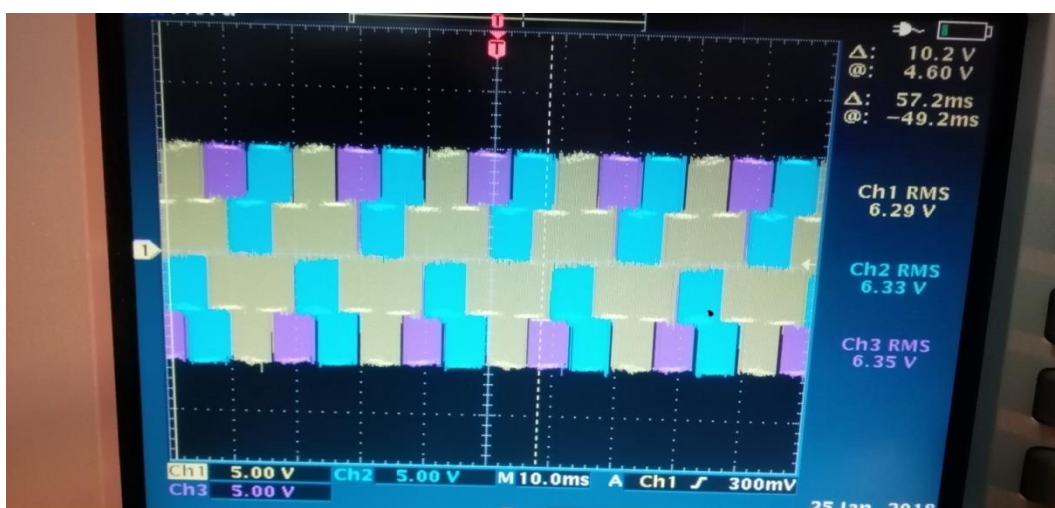




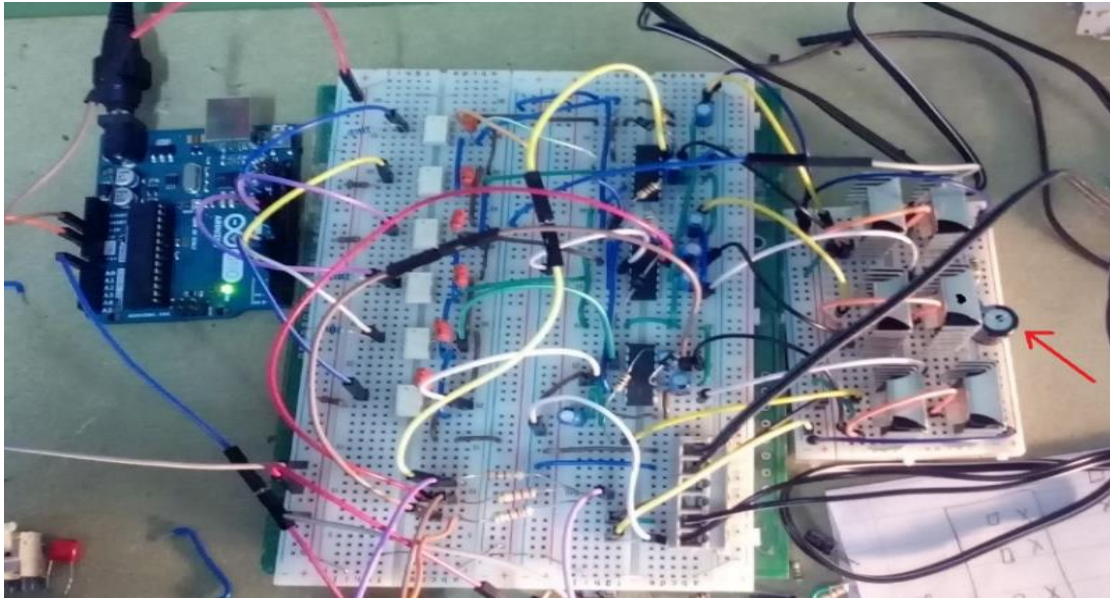
Εικόνα 6-25: Τρεις φασικές τάσεις χωρίς πυκνωτή στο DC Bus



Εικόνα 6-26: DC Bus 14.4V με πυκνωτή 330 $\mu\text{F}$  στο DC Bus

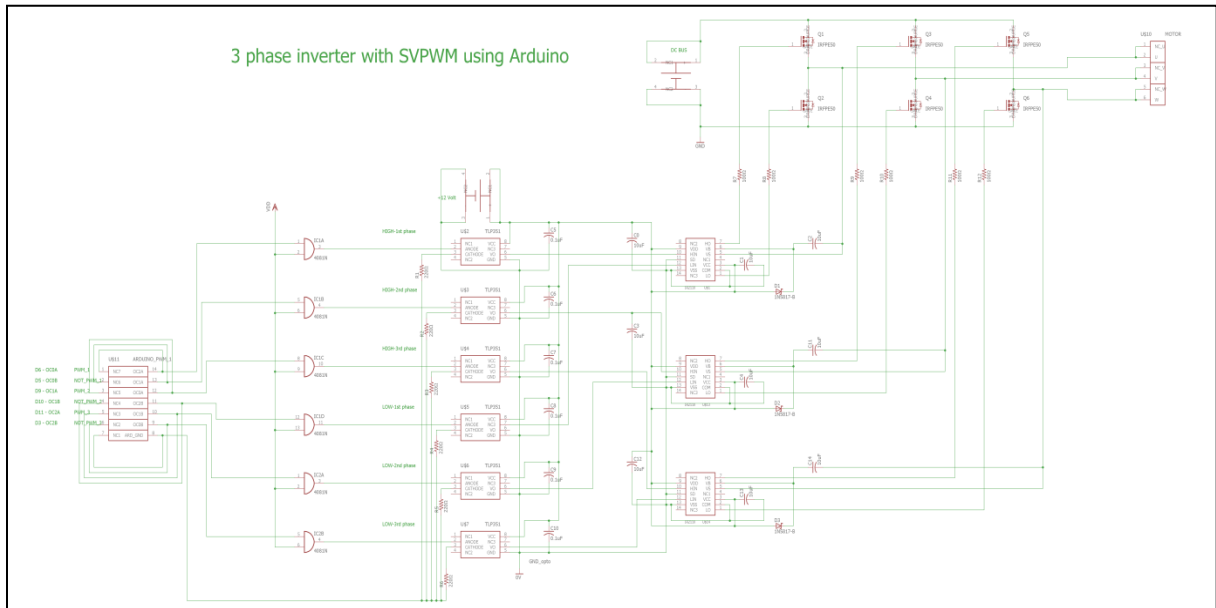


Εικόνα 6-27: Τρεις φασικές τάσεις εξόδου με πυκνωτή στο DC Bus

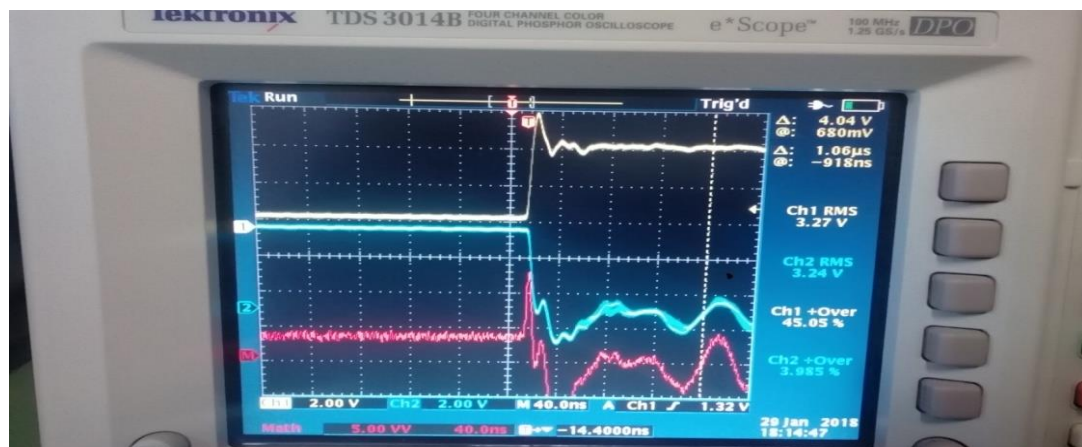


**Εικόνα 6-28: Τριφασικός αντιστροφέας με το driver IR 2110 και πυκνωτή (που δείχνει το κόκκινο βελάκι) συνδεδεμένο παράλληλα στο DC Bus, στο ράστερ της τριφασικής γέφυρας**

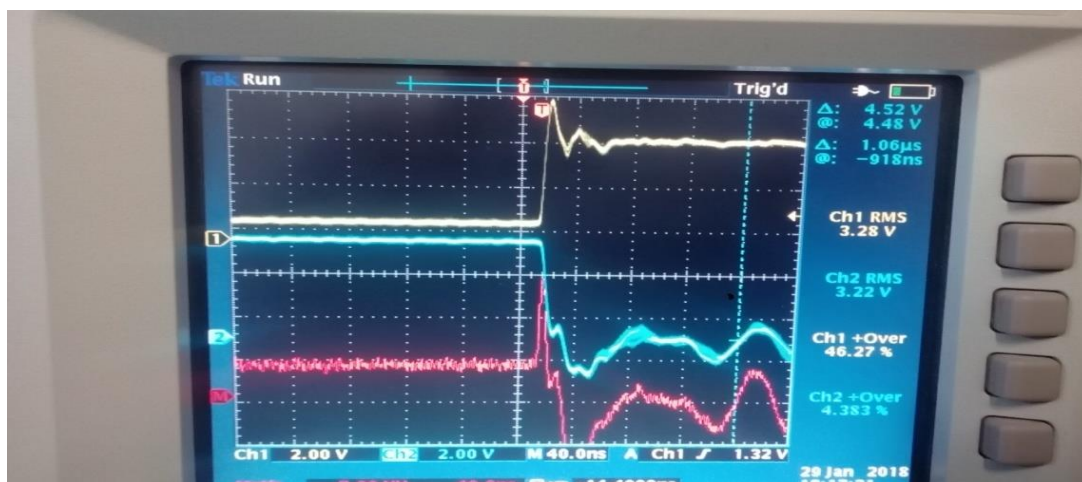
6. Επειδή ο driver IR 2110 δεν διαθέτει αντιστάθμιση για νεκρό χρόνο (dead time compensation), πραγματοποιήθηκαν πειράματα με έξι λογικές πύλες AND που τοποθετήθηκαν στο λογικό τμήμα του αντιστροφέα για να δημιουργήσουν χρονική καθυστέρηση. Το κυκλωματικό διάγραμμα των λογικών πυλών AND με τον υπολογιστή Arduino και τον driver IR 2110 παρουσιάζονται στην εικόνα 6-29. Παρακάτω παρουσιάζονται αυτά τα πειράματα όπου δεν συμμετέχουν οι οπτικοί απομονωτές, ο drivers IR 2110 και η γέφυρα των τρανζίστορ. Στις εικόνες 6-30, 6-31, 6-32, 6-33, 6-34, 6-35 το κίτρινο σήμα είναι η φάση, το μπλε το συμπληρωματικό της και το κόκκινο είναι το γινόμενο αυτών. Οι εικόνες 6-30, 6-31 και 6-32 δείχνουν τις τρεις φάσεις και τις συμπληρωματικές της σε καθεμία πριν τη πύλη AND. Οι εικόνες 6-33, 6-34 και 6-35 δείχνουν τα ίδια σήματα, αφού έχουν περάσει πρώτα από την πύλη AND.



**Εικόνα 6-29: Κυκλωματικό διάγραμμα των λογικών πυλών AND με τον υπολογιστή Arduino και τον driver IR 2110**

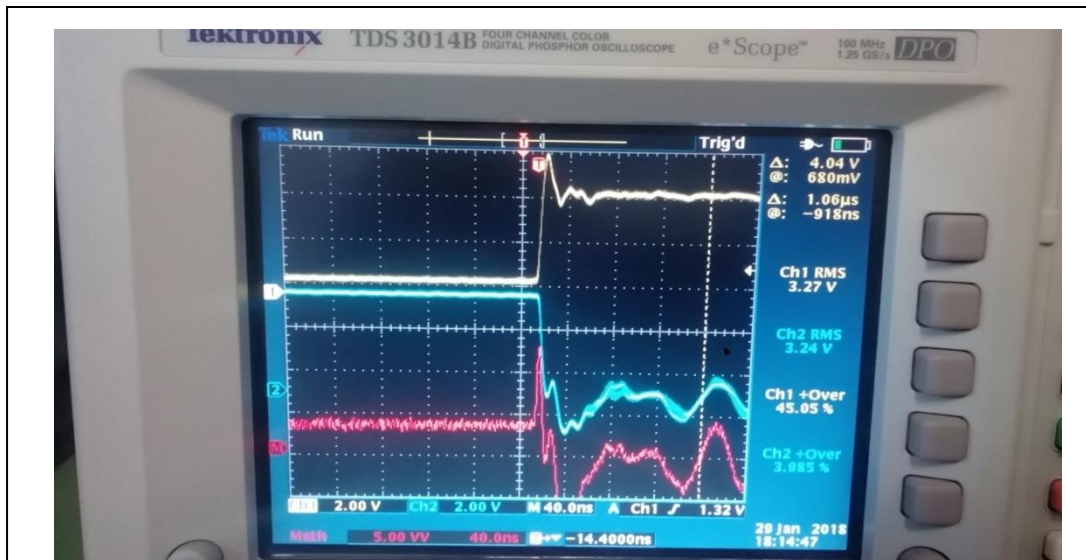


**Εικόνα 6-30: Πρώτη φάση χωρίς την πύλη AND**

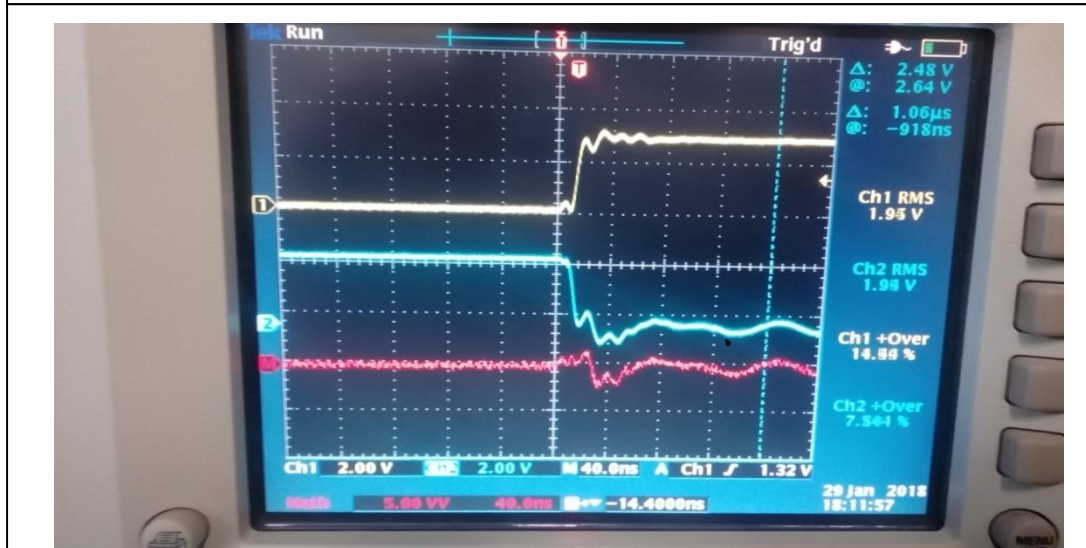


**Εικόνα 6-31: Δεύτερη φάση χωρίς την πύλη AND**





Εικόνα 6-32: Τρίτη φάση χωρίς την πύλη AND



Εικόνα 6-33: Πρώτη φάση με την πύλη AND

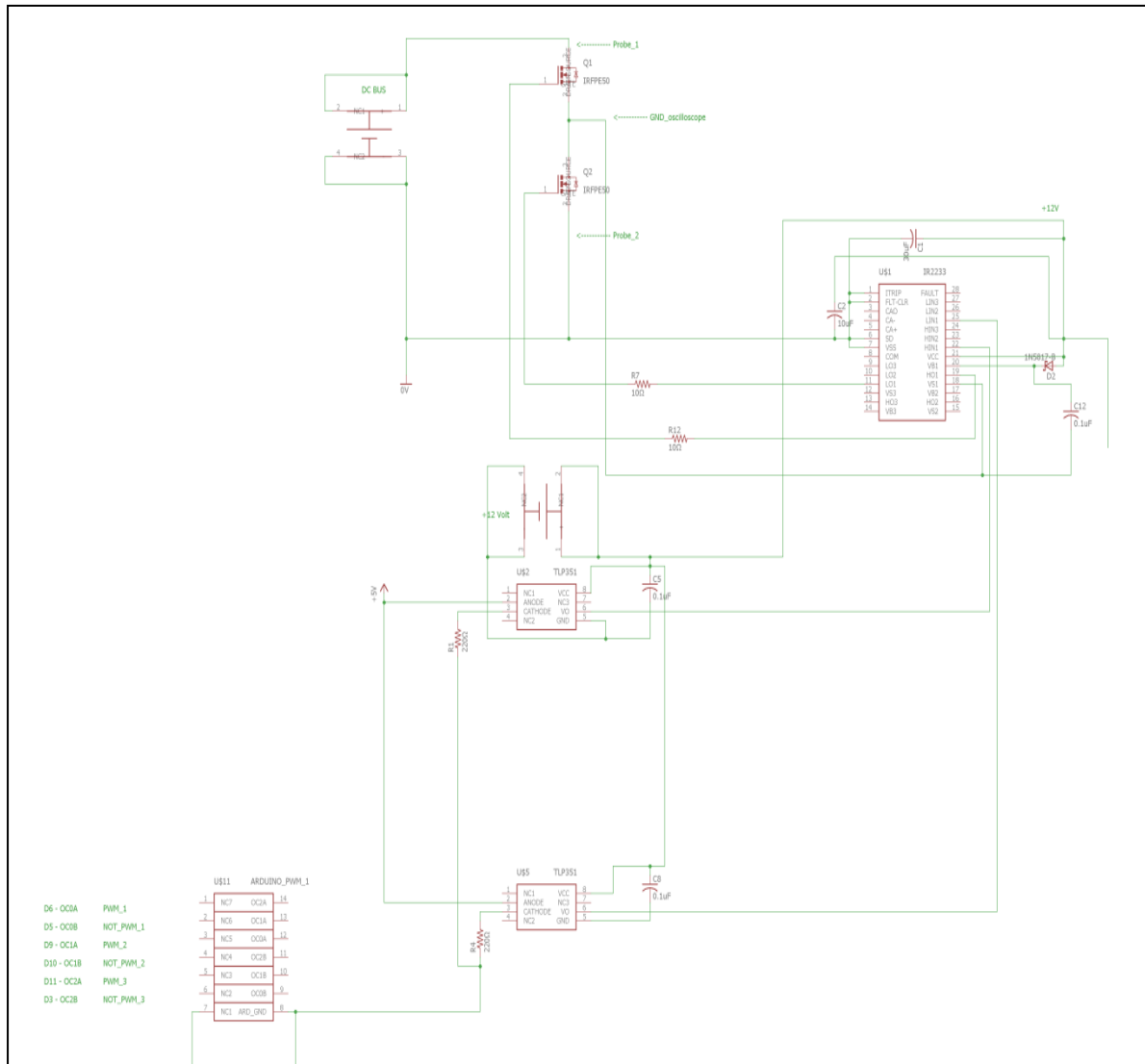


Εικόνα 6-34: Δεύτερη φάση με την πύλη AND

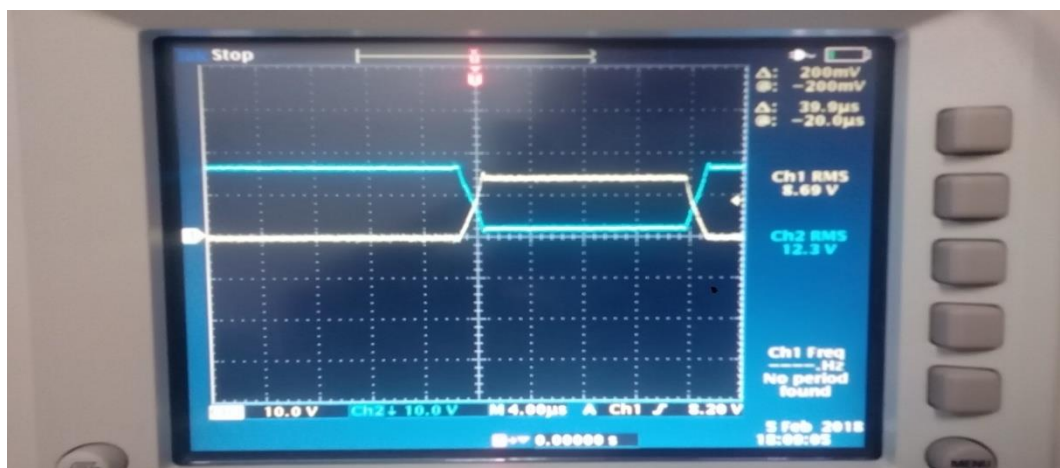


Με την προσθήκη των λογικών πυλών AND στο λογικό κύκλωμα και συγκρίνοντας τις εικόνες 6-30, 6-31 και 6-32 με τις 6-33, 6-34 και 6-35, γίνεται φανερό ότι εμφανίστηκε νεκρός χρόνος και μειώθηκε το ποσοστό υπερύψωσης (overshoot) των δύο σημάτων (κίτρινο και μπλε). Στη συνέχεια ο τριφασικός αντιστροφέας μπήκε σε λειτουργία με τις έξι λογικές πύλες AND, χρησιμοποιώντας τον driver IR 2110. Παρόλα αυτά δεν υπήρχε κάποια σημαντική διαφορά σε σχέση με την πρώτη δοκιμή, δηλαδή χωρίς τις πύλες AND. Αφού αφαιρέθηκαν οι πύλες AND, εφαρμόστηκε DC Bus 41V, χρησιμοποιώντας τον driver IR 2110. Το αποτέλεσμα δεν ήταν ιδανικό, δηλαδή τα τρανζίστορ άρχισαν να ανεβάζουν θερμοκρασία, οπότε το συγκεκριμένο πείραμα διεκόπη. Στη συνέχεια ο driver IR 2110, αντικαταστάθηκε από τον driver IR 2233. Η επιλογή των περιφερειακών του driver IR 2233 πραγματοποιήθηκε σύμφωνα με τις οδηγίες της Infineon. Εφαρμόζοντας DC Bus 41V στον αντιστροφέα, η θερμοκρασία της γέφυρας των τρανζίστορ ήταν πλέον πολύ χαμηλή σε σχέση με πριν.

7. Πριν συνεχιστούν οι δοκιμές του μετατροπέα με τον IR 2233 με DC τάση 12V, ελέγχτηκε ο συγκεκριμένος driver εάν επιτρέπει την ταυτόχρονη αγωγή των δύο τρανζίστορ του ίδιου βραχίονα, δηλαδή αν όντως κάνει αντιστάθμιση νεκρού χρόνου (dead time compensation). Στην εικόνα 6-36 φαίνεται το κυκλωματικό διάγραμμα του συγκεκριμένου πειράματος, όπου στην είσοδο των optocouplers εφαρμόζεται λογικό "1". Στην εικόνα 6-37, το κίτρινο σήμα είναι αυτό του πάνω MOSFET και το μπλε του κάτω.



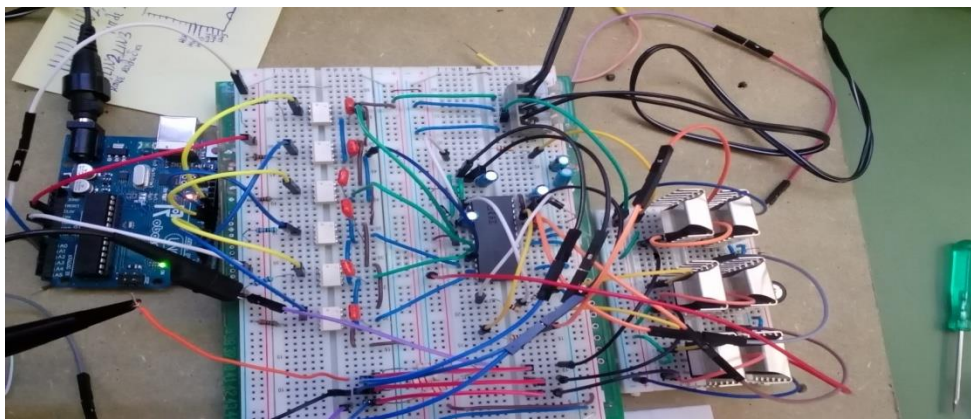
Εικόνα 6-36: Κύκλωμα πειράματος 7



Εικόνα 6-37: Αγωγή του πάνω τρανζίστορ (κίτρινο σήμα) και του κάτω τρανζίστορ (μπλε σήμα αντεστραμμένο)

Το συμπέρασμα που προκύπτει παρατηρώντας την εικόνα 6-37 είναι πως ο driver **δεν** επιτρέπει την ταυτόχρονη αγωγή των δύο τρανζίστορ του βραχίονα, παρόλο που στις εισόδους των δύο optocouplers εμφανίστηκε λογικό "1". Σύμφωνα με το φύλλο δεδομένων (datasheet) του IR 2233, ο driver διαθέτει έξι εισόδους και έξι εξόδους. Οι ακροδέκτες των τριών εισόδων HIN1, HIN2 και HIN3 και οι ακροδέκτες των τριών εξόδων HO1, HO2 και HO3 απευθύνονται στα πάνω τρανζίστορ της γέφυρας του τριφασικού αντιστροφέα. Οι τρεις ακροδέκτες των υπόλοιπων τριών εισόδων LIN1, LIN2 και LIN3 και οι ακροδέκτες των υπόλοιπων τριών εξόδων LO1, LO2 και LO3 απευθύνονται στα κάτω τρανζίστορ της γέφυρας του τριφασικού αντιστροφέα. Η αρχή λειτουργίας του driver IR 2233 είναι η εξής: όταν σε μια από τις εισόδους του driver εμφανίζεται λογικό "1" (πχ στον ακροδέκτη HIN1), τότε ενεργοποιεί την έξοδο (τον ακροδέκτη HO1), στην οποία απευθύνεται η είσοδος που έχει διεγερθεί. Στην περίπτωση ταυτόχρονης διέγερσης δύο εισόδων που ανήκουν στον ίδιο βραχίονα (πχ τους ακροδέκτες HIN1 και LIN1), ο driver **δεν** επιτρέπει την ταυτόχρονη αγωγή των εξόδων HO1 και LO1. Στην συγκεκριμένη περίπτωση το διάγραμμα ενεργοποίησης - απενεργοποίησης των τρανζίστορ του ίδιου βραχίονα φαίνεται στην εικόνα 6-37.

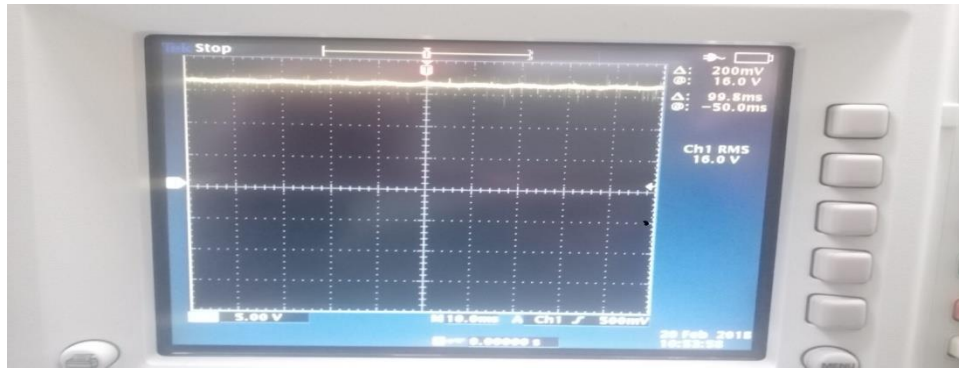
8. Εφόσον πιστοποιήθηκε ότι ο driver IR 2233 δεν επιτρέπει την ταυτόχρονη αγωγή των δύο τρανζίστορ του ίδιου βραχίονα, στο πείραμα 8 πραγματοποιείται η δοκιμή της κατασκευής με τάση DC Bus 12V. Στην εικόνα 6-38 παρουσιάζεται το ολοκληρωμένο κύκλωμα του τριφασικού αντιστροφέα με φορτίο τρεις αντιστάσεις άνθρακα  $\frac{1}{4}$  Watt με αντίσταση 2.2 k $\Omega$  η καθεμία σε σύνδεση αστέρα.



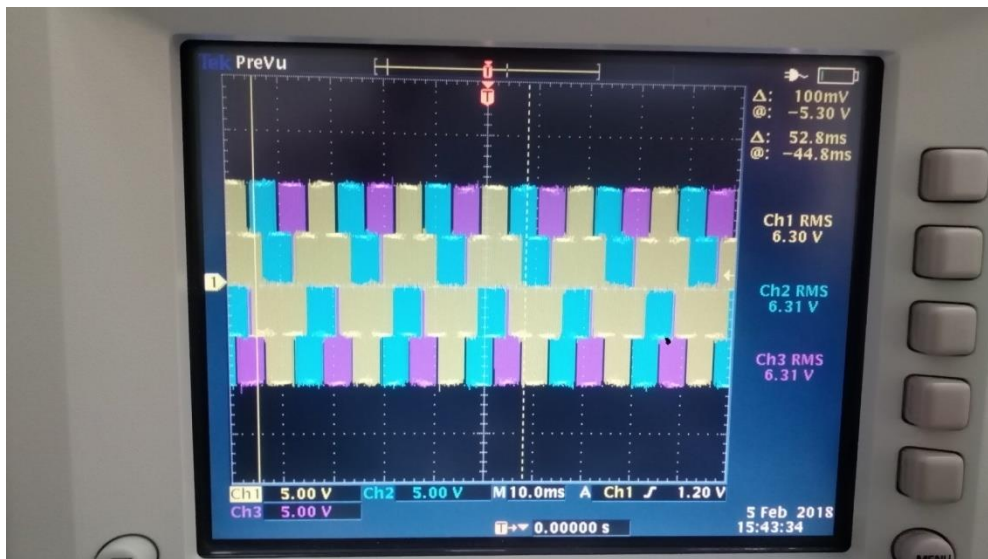
**Εικόνα 6-38: Κύκλωμα του τριφασικού αντιστροφέα με τον driver IR 2233**

Στην εικόνα 6-39 φαίνεται η τάση DC Bus με τον πυκνωτή 330 $\mu$ F στην είσοδο. Στην εικόνα 6-40 απεικονίζονται οι τρεις φασικές τάσεις στην έξοδο του αντιστροφέα και στην εικόνα 6-41 εμφανίζεται μία πολική τάση.

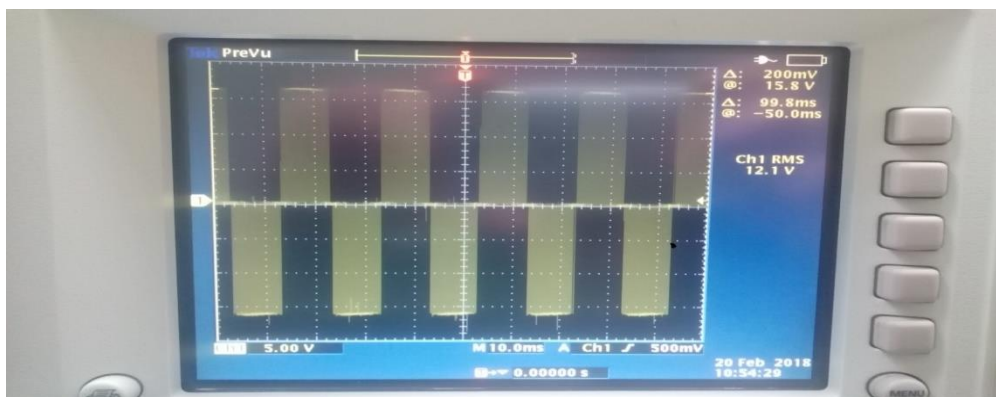




**Εικόνα 6-39: DC Bus 16V**



**Εικόνα 6-40: Τρεις φασικές τάσεις με DC Bus 16V**

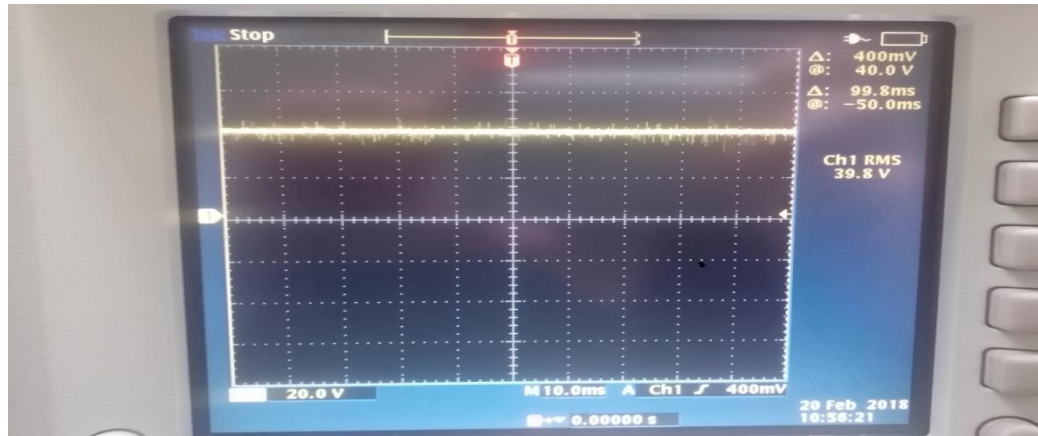


**Εικόνα 6-41: Πολική τάση με DC Bus 16V**

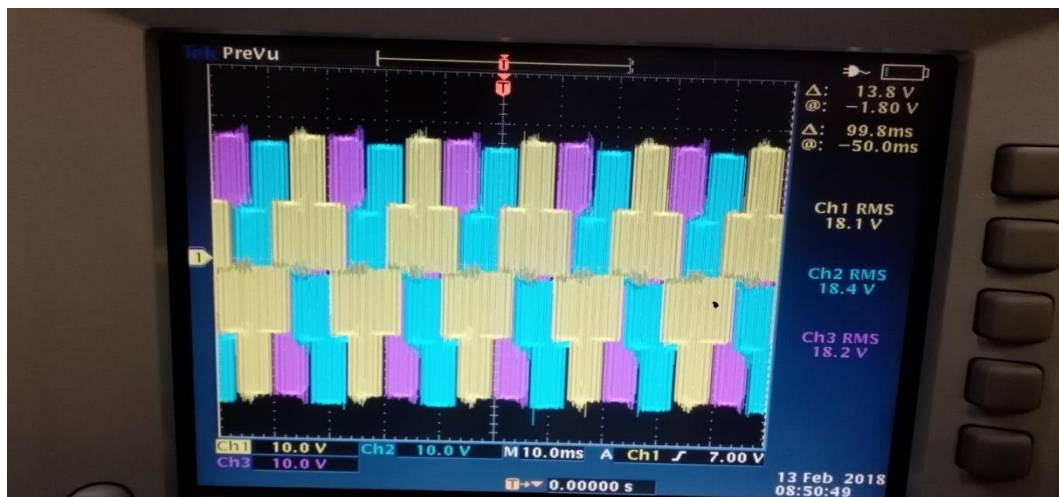
Κατά τη διάρκεια υλοποίησης του πειράματος 8 δεν παρουσιάστηκαν προβλήματα. Στη συνέχεια εφαρμόστηκε στην είσοδο 39,8V DC Bus, όπως φαίνεται στις εικόνες του πειράματος 9.



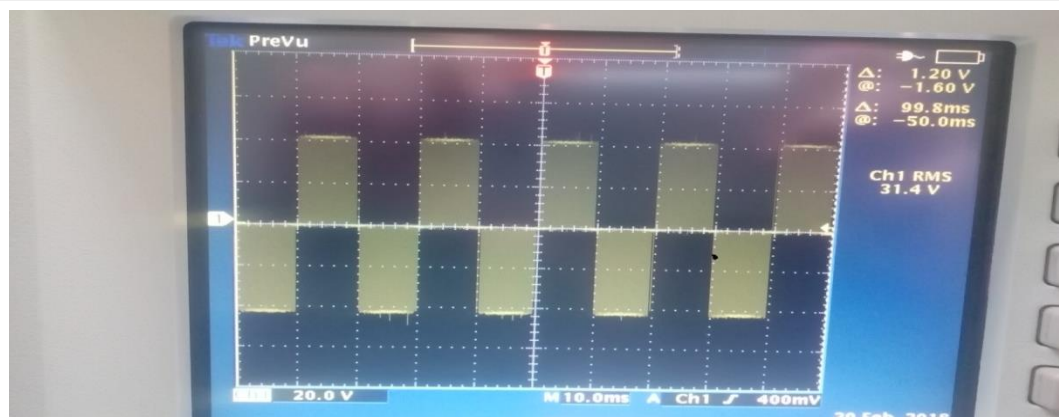
9. Το επόμενο βήμα είναι η αύξηση της DC τάσης στην είσοδο του μετατροπέα. Στο συγκεκριμένο πείραμα αυτή έφτασε τα 39,8V, όπως φαίνεται στην εικόνα 6-42. Επίσης στις εικόνες 6-43 και 6-44 απεικονίζονται οι τρεις φασικές τάσεις στην έξοδο του αντιστροφέα και η πολική τάση αντίστοιχα.



**Εικόνα 6-42: DC Bus 39,8V**



**Εικόνα 6-43: Τρεις φασικές τάσεις εξόδου με DC Bus 39,8V**



**Εικόνα 6-44: Πολική τάση με DC Bus 39,8V**

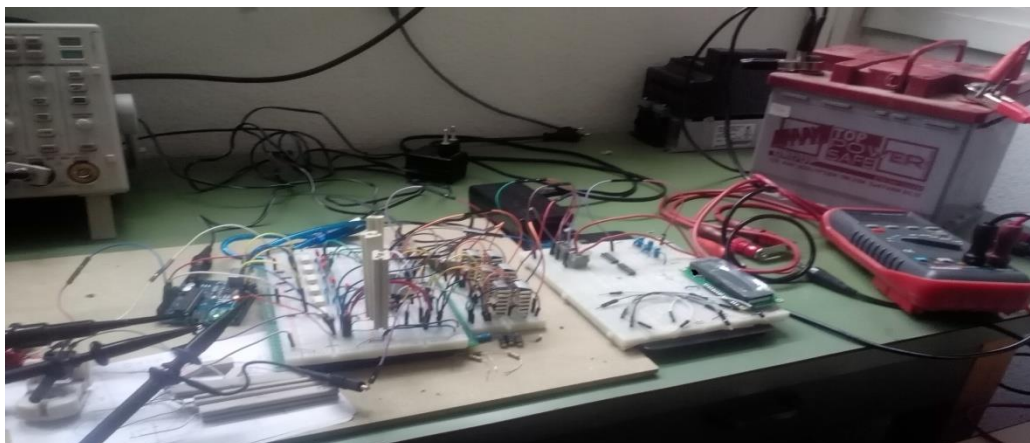
Σύμφωνα με το φύλλο δεδομένων (datasheet) του driver IR 2233 και τις οδηγίες της Infineon, δεν εμφανίστηκε ξανά το πρόβλημα υπερθέρμανσης των MOSFET (πείραμα 6, σελ.79). Στα επόμενα τρία πειράματα, ο αντιστροφέας τέθηκε σε λειτουργία με βατικές αντιστάσεις, με στόχο την αύξηση του ρεύματος στα τρανζίστορ.

10. Στο εργαστήριο των ηλεκτρικών μηχανών υπάρχει μια μπαταρία αυτοκινήτου (εικόνα 6-45) με χαρακτηριστικά: Τάση εξόδου: 12V , Ρεύμα εξόδου (μέγιστο): 360A. Σύμφωνα με αυτά είναι προφανές ότι μπορεί να οριστεί ως πηγή συνεχούς τάσης του τριφασικού μετατροπέα με φορτίο τρεις βατικές αντιστάσεις με τιμή 68Ω.



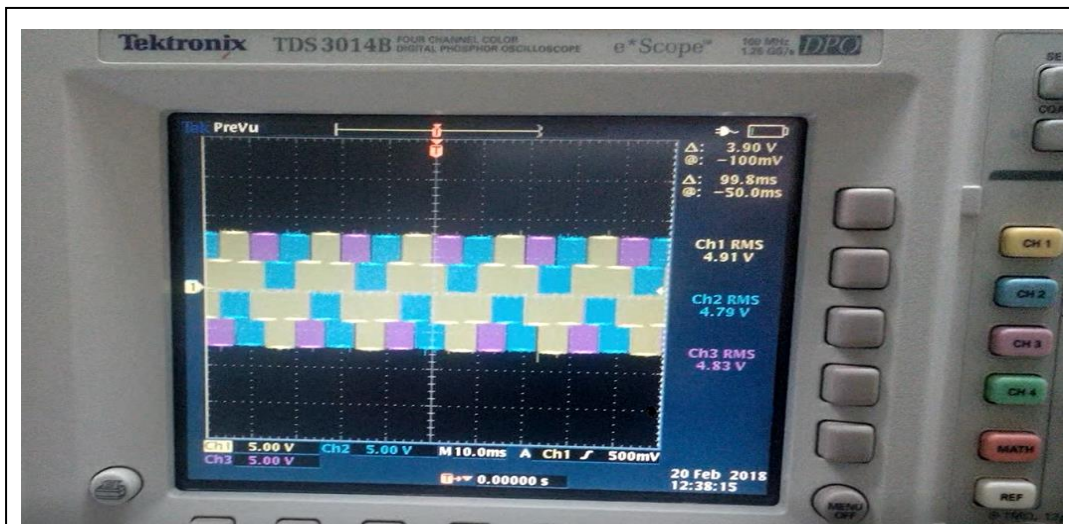
**Εικόνα 6-45: Μπαταρία αυτοκινήτου ως πηγή DC τάσης 12V**

Στις εικόνες 6-46, 6-47 και 6-48 απεικονίζονται το κύκλωμα του αντιστροφέα, οι τρεις φασικές τάσεις στην έξοδο και μια πολική τάση αντίστοιχα.

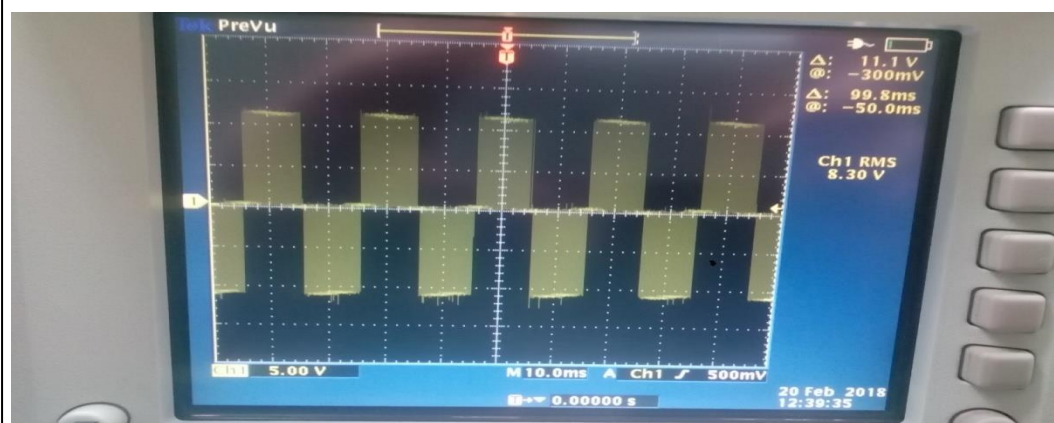


**Εικόνα 6-46: Κύκλωμα του τριφασικού αντιστροφέα με τις τρεις βατικές αντιστάσεις των 68Ω**



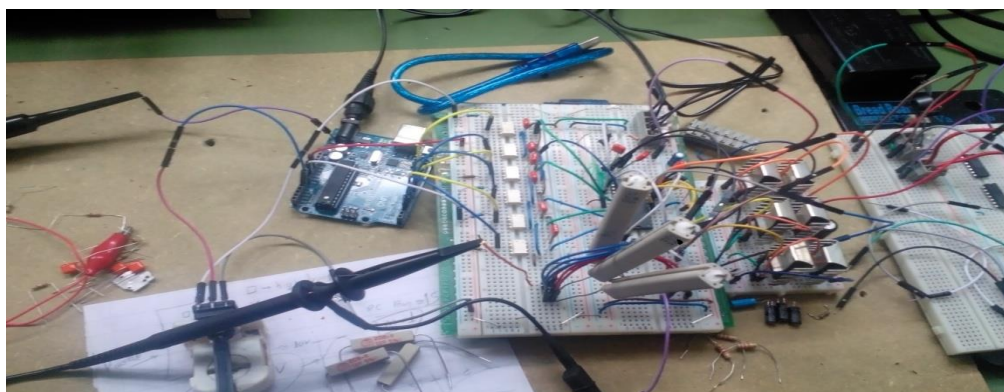


**Εικόνα 6-47: Τρεις φασικές τάσεις με DC Bus 12V**

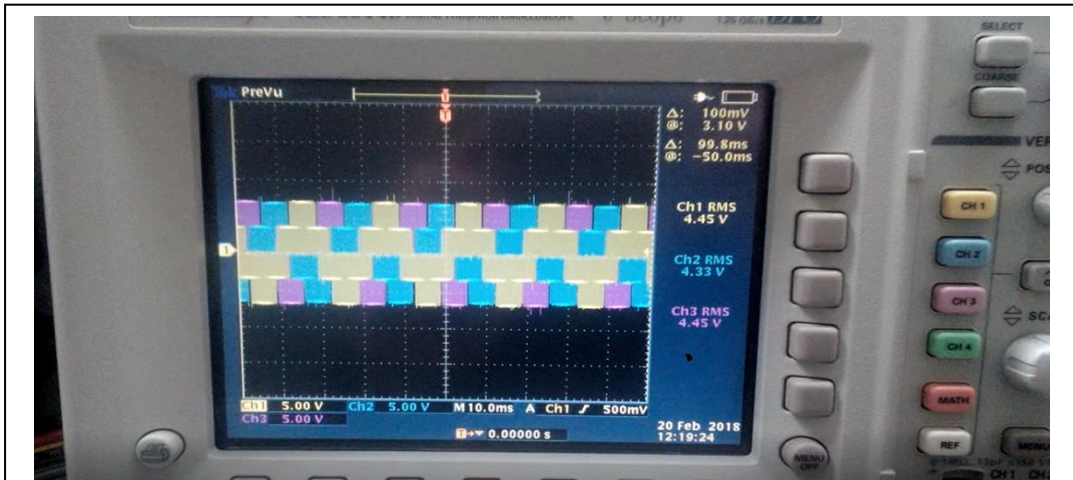


**Εικόνα 6-48: Πολική τάση με DC Bus 12V**

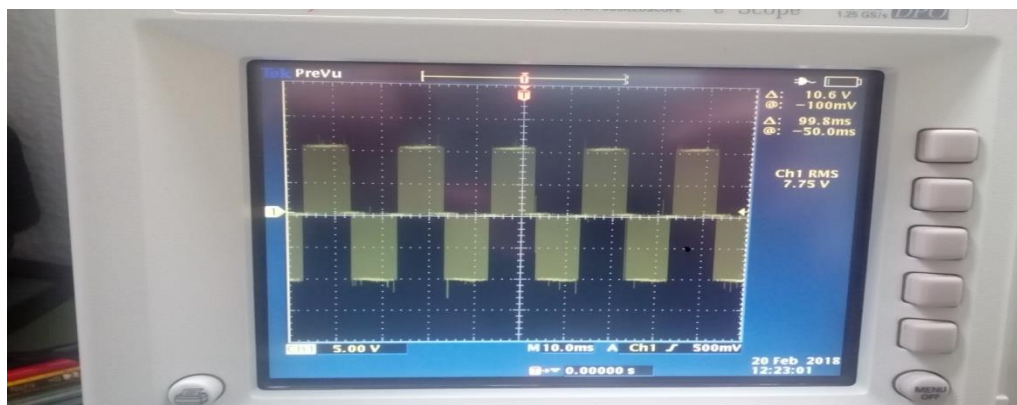
11. Στη συνέχεια ο αντιστροφέας δοκιμάστηκε με φορτίο τρεις βατικές αντιστάσεις με τιμή  $27\Omega$ , όπως φαίνεται στην εικόνα 6-49. Στις εικόνες 6-50 και 6-51 παρουσιάζονται οι τρεις φασικές τάσεις στην έξοδο του μετατροπέα και η πολική τάση αντίστοιχα.



**Εικόνα 6-49: Κύκλωμα του τριφασικού αντιστροφέα με τις τρεις βατικές αντιστάσεις των  $27\Omega$**

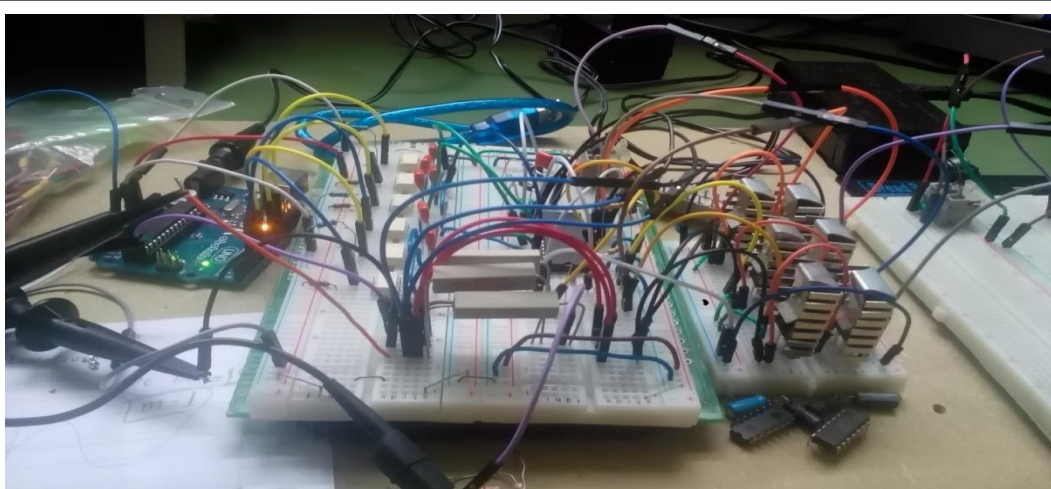


**Εικόνα 6-50: Τρεις φασικές τάσεις εξόδου με DC Bus 12V**



**Εικόνα 6-51: Πολική τάση με DC Bus 12V**

12. Τέλος, χρησιμοποιήθηκαν ως φορτίο τρεις βατικές αντιστάσεις των  $18\Omega$ , όπως φαίνεται στην εικόνα 6-52. Στις εικόνες 6-53 και 6-54 απεικονίζονται οι τρεις φασικές τάσεις στην έξοδο του αντιστροφέα και η πολική τάση αντίστοιχα.

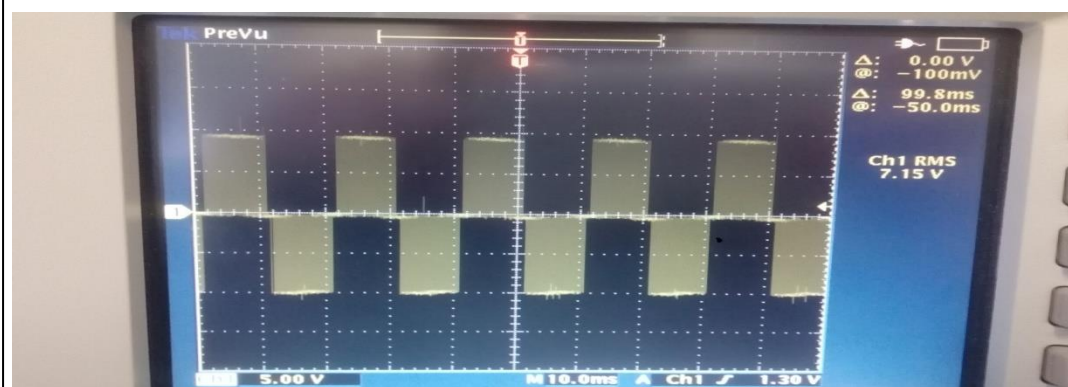


**Εικόνα 6-52: Κύκλωμα του τριφασικού αντιστροφέα με τις τρεις βατικές αντιστάσεις των  $18\Omega$**



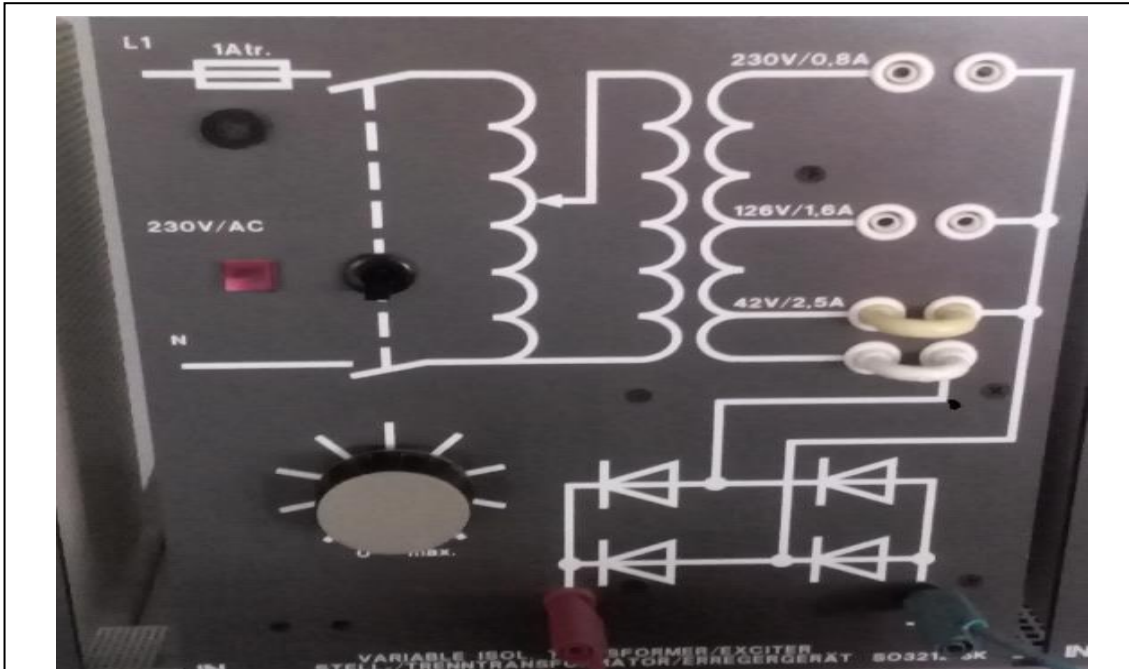


**Εικόνα 6-53: Τρεις φασικές τάσεις με DC Bus 12V**

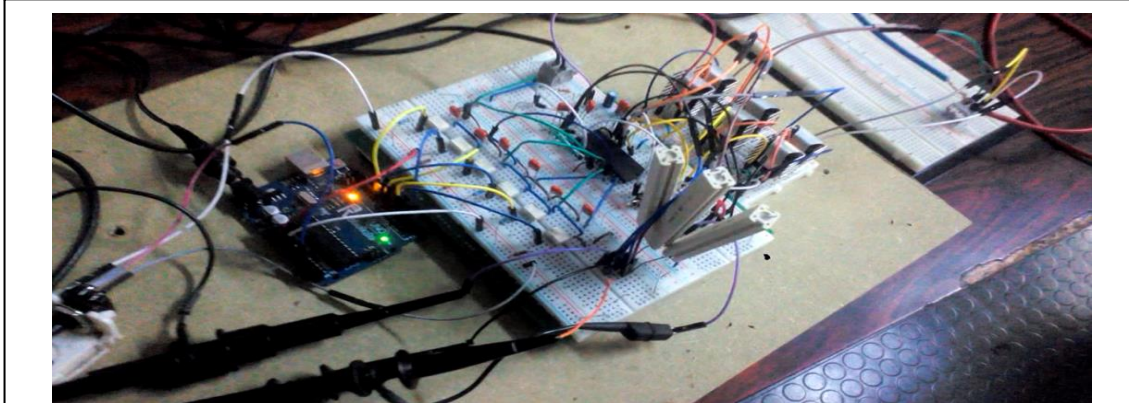


**Εικόνα 6-54: Πολική τάση με DC Bus 12V**

13. Αφού διαπιστώθηκε από τα μέχρι εδώ πειράματα ότι ο αντιστροφέας λειτουργεί κανονικά, σύμφωνα με τα προβλεπόμενα, επιλέχτηκε ως τροφοδοτικό DC το απεικονιζόμενο στην εικόνα 6-55 τροφοδοτικό του εργαστηρίου ηλεκτρικών μηχανών. Αξίζει να σημειωθεί ότι το συγκεκριμένο τροφοδοτικό περιέχει μετασχηματιστή απομόνωσης με μέγιστη εναλλασσόμενη τάση εξόδου 230 Volt με ρεύμα 0,8A. Επίσης περιλαμβάνει ανορθωτή πλήρους μονοφασικής γέφυρας, ο οποίος τροφοδοτείται από την εναλλασσόμενη τάση εξόδου του μετασχηματιστή απομόνωσης παράγοντας στην έξοδο του ανορθωτή μια DC τάση, η οποία είναι η έξοδος του τροφοδοτικού της εικόνας 6-55. Αρχικά στον τριφασικό αντιστροφέα, εφαρμόστηκε DC Bus 15V. Στην εικόνα 6-56 απεικονίζεται ο μετατροπέας με φορτίο 3 βατικές αντιστάσεις των 68 Ω. Στις εικόνες 6-57, 6-58 και 6-59 απεικονίζονται το DC Bus, το ρεύμα του DC Bus και η RMS τιμή των τριών φασικών τάσεων στην έξοδο του αντιστροφέα αντίστοιχα.



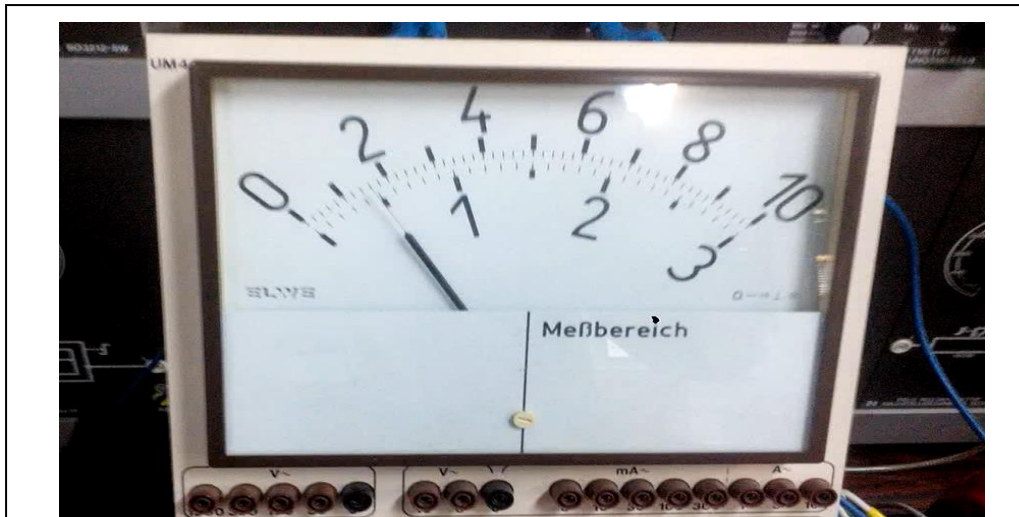
*Εικόνα 6-55: Τροφοδοτικό εργαστηρίου ηλεκτρικών μηχανών*



*Εικόνα 6-56: Τριφασικός αντιστροφέας με φορτίο 3 βατικές αντιστάσεις των 68Ω*



*Εικόνα 6-57: DC Bus 15V*



**Εικόνα 6-58: Ρεύμα του DC Bus 0,5A**



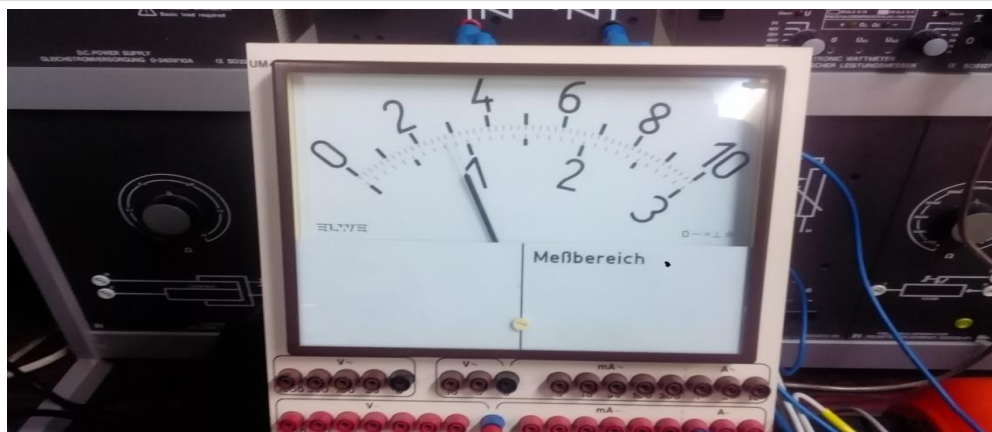
**Εικόνα 6-59: Τρεις φασικές τάσεις εξόδου με DC Bus 15V**

14. Στο συγκεκριμένο πείραμα το DC Bus είναι 20V, όπως φαίνεται στην εικόνα 6-60. Στις εικόνες 6-61 και 6-62 απεικονίζονται το ρεύμα του DC Bus και η RMS τιμή των τριών φασικών τάσεων στην έξοδο του αντιστροφέα αντίστοιχα.



**Εικόνα 6-60: DC Bus 20V**





**Εικόνα 6-61: Ρεύμα του DC Bus 0,9A**



**Εικόνα 6-62: Τρεις φασικές τάσεις εξόδου με DC Bus 20V**

15. Το DC Bus επιλέχθηκε στα 40V, όπως φαίνεται στην εικόνα 6-63. Στις εικόνες 6-64 και 6-65 απεικονίζονται το ρεύμα του DC Bus και η RMS τιμή των τριών φασικών τάσεων στην έξοδο του αντιστροφέα αντίστοιχα.



**Εικόνα 6-63: DC Bus 40V**





**Εικόνα 6-64: Ρεύμα του DC Bus 1,3A**

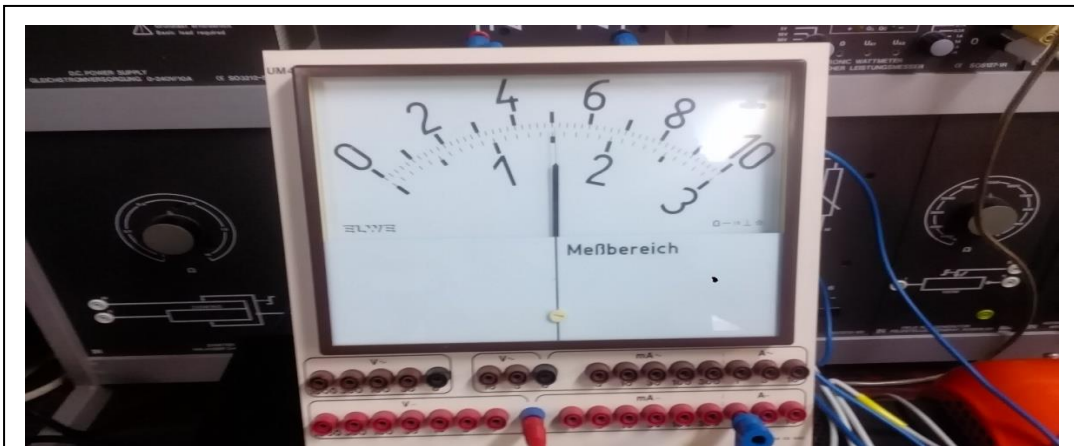


**Εικόνα 6-65: Τρεις φασικές τάσεις με DC Bus 40V**

16. Το DC Bus επιλέχτηκε στα 50V, όπως φαίνεται στην εικόνα 6-66. Στις εικόνες 6-67 και 6-68 απεικονίζονται το ρεύμα εισόδου και η RMS τιμή των τριών φασικών τάσεων στην έξοδο του αντιστροφέα αντίστοιχα.



**Εικόνα 6-66: DC Bus 50V**



**Εικόνα 6-67: Ρεύμα του DC Bus 1,5A**



**Εικόνα 6-68: Τρεις φασικές τάσεις εξόδου με DC Bus 50V**

17. Στα υπόλοιπα πειράματα με το ράστερ (breadboard), ως φορτίο χρησιμοποιήθηκε ένας τριφασικός ασύγχρονος κινητήρας δακτυλιοφόρου δρομέα, ο οποίος απεικονίζεται στην εικόνα 6-69. Να σημειωθεί ότι δεν υπάρχει ακόμη ο έλεγχος τάσης/συχνότητας (V/f control). Παρόλα αυτά ο τριφασικός κινητήρας γύρισε κανονικά και με απευθείας εκκίνηση. Το ρεύμα εκκίνησης έφτασε μέχρι τα 2,3A. Στην εικόνα 6-70 φαίνονται τα χαρακτηριστικά του συγκεκριμένου κινητήρα. Έχοντας τοποθετήσει γέφυρα στους ακροδέκτες K, L και M του κινητήρα, βραχυκυκλώνουν τα δακτυλίδια του, οπότε λειτουργικά αντιστοιχεί σε κινητήρα βραχυκυκλωμένου κλωβού. Η συνδεσμολογία του κινητήρα είναι σε αστέρα. Στις εικόνες 6-71, 6-72 και 6-73 απεικονίζονται το DC Bus, το ρεύμα του DC Bus και οι τρεις φασικές τάσεις εξόδου του μετατροπέα αντίστοιχα.



**Εικόνα 6-69: Τριφασικός ασύγχρονος κινητήρας δακτυλιοφόρου δρομέα**



**Εικόνα 6-70: Χαρακτηριστικά του τριφασικού κινητήρα**



**Εικόνα 6-71: DC Bus 56V**



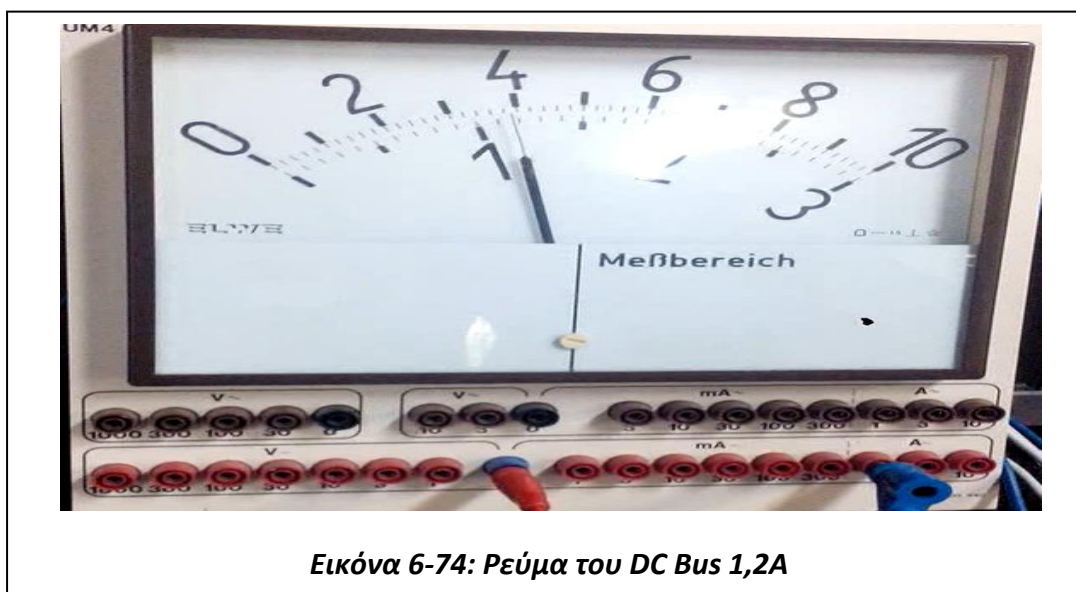


**Εικόνα 6-72: Ρεύμα του DC Bus 1,6A**

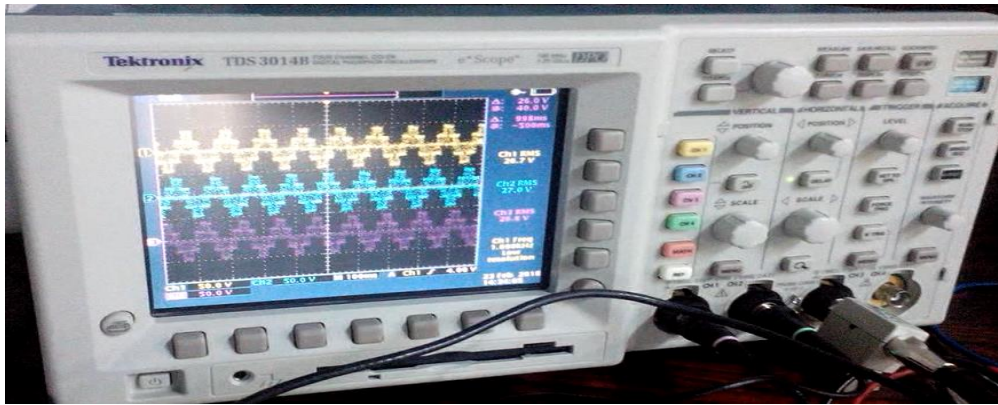


**Εικόνα 6-73: Τρεις φασικές τάσεις εξόδου με DC Bus 56V**

18. Στη συνέχεια το DC Bus επιλέχτηκε στα 66V περίπου. Στις εικόνες 6-74 και 6-75 απεικονίζονται το ρεύμα του DC Bus και οι τρεις φασικές τάσεις του μετατροπέα, δηλαδή οι τάσεις πάνω στον κινητήρα.

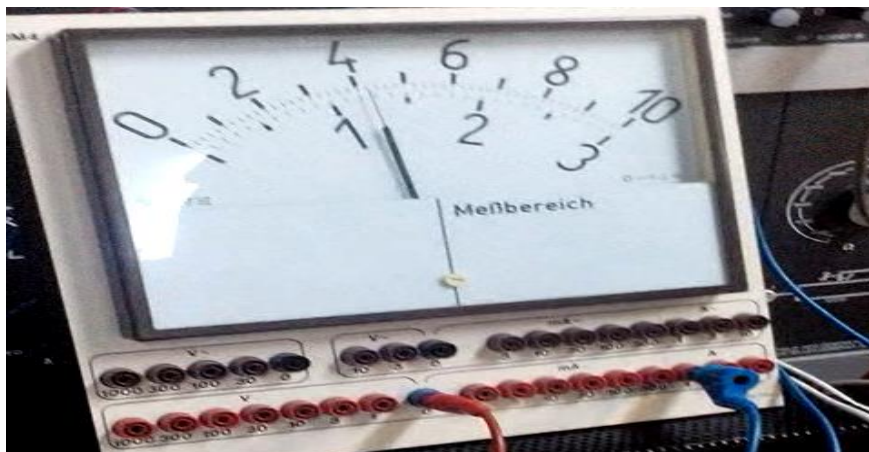


**Εικόνα 6-74: Ρεύμα του DC Bus 1,2A**



**Εικόνα 6-75: Τρεις φασικές τάσεις εξόδου με DC Bus 66V**

19. Εφόσον δεν υπάρχει κανένα πρόβλημα με τη λειτουργία του τριφασικού αντιστροφέα, το DC Bus μπορεί να αυξηθεί. Στο συγκεκριμένο πείραμα φτάνει στα 105V περίπου. Στις εικόνες 6-76 και 6-77 παρουσιάζονται το ρεύμα του DC Bus και οι τρεις φασικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα.

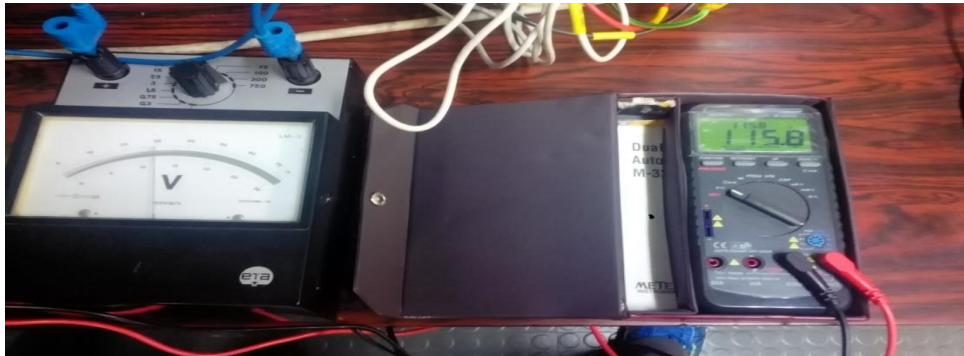


**Εικόνα 6-76: Ρεύμα του DC Bus 1,2A**



**Εικόνα 6-77: Τρεις φασικές τάσεις εξόδου με DC Bus 105V**

20. Το DC Bus είναι 115,8V. Στις εικόνες 6-78 και 6-79 απεικονίζονται το DC Bus και οι τρεις φασικές τάσεις εξόδου του μετατροπέα αντίστοιχα. Το ρεύμα του DC Bus είναι περίπου το ίδιο με το αντίστοιχο του πειράματος 19.



**Εικόνα 6-78: DC Bus 115,8V**



**Εικόνα 6-79: Τρεις φασικές τάσεις εξόδου με DC Bus 115,8V**

21. Το DC Bus είναι στα 180V περίπου. Στις εικόνες 6-80 και 6-81 φαίνονται το ρεύμα εισόδου και οι τρεις φασικές τάσεις του μετατροπέα. Να σημειωθεί ότι σε όλα τα πειράματα μέχρι εδώ, ο τριφασικός αντιστροφέας λειτουργήσε με απευθείας εκκίνηση του κινητήρα, με αποτέλεσμα το ρεύμα του DC Bus έφτασε τα 2,3A περίπου για μερικά δευτερόλεπτα. Στη συνέχεια έπεσε στο 1,1A, όπως φαίνεται στην εικόνα 6-80.





**Εικόνα 6-80: Ρεύμα του DC Bus 1,1A**

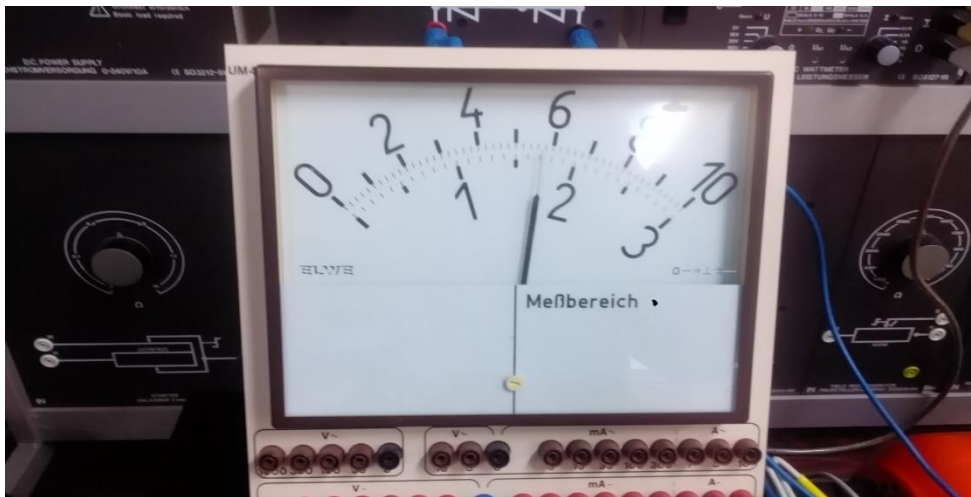


**Εικόνα 6-81: Τρεις φασικές τάσεις εξόδου με DC Bus 180V**

22. Το συγκεκριμένο πείραμα είναι το προτελευταίο στο ράστερ με φορτίο τον τριφασικό κινητήρα. Σε αντίθεση με το πείραμα 23, σε αυτό δεν απεικονίζονται οι τρεις φασικές τάσεις εξόδου του μετατροπέα. Στις εικόνες 6-82 και 6-83 φαίνονται το DC Bus και το ρεύμα του DC Bus αντίστοιχα.



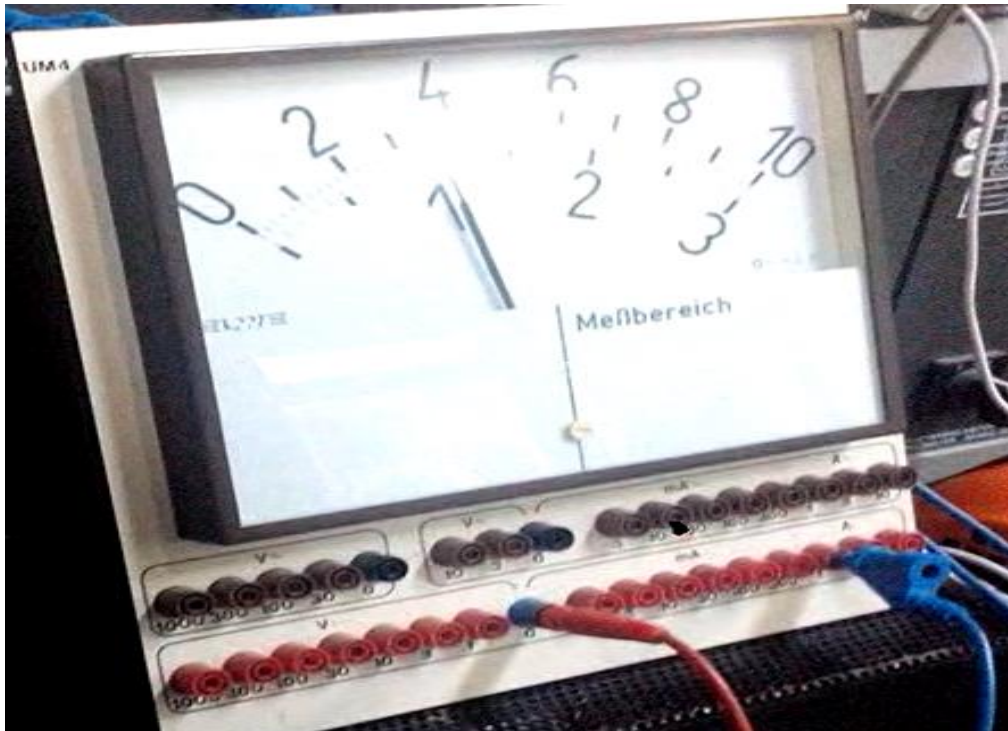
**Εικόνα 6-82: DC Bus 297,3V**



**Εικόνα 6-83: Ρεύμα του DC Bus 1,7A**

23. Στο συγκεκριμένο πείραμα το DC Bus επιλέχτηκε στα 320V περίπου. Το ρεύμα εισόδου και οι τρεις φασικές τάσεις του μετατροπέα απεικονίζονται στις εικόνες 6-84 και 6-85. Στην εικόνα 6-86 παρουσιάζονται ο τριφασικός αντιστροφέας, το αναλογικό βολτόμετρο στην DC είσοδο, ο ψηφιακός παλμογράφος, ο τριφασικός ασύγχρονος κινητήρας και ο χώρος όπου πραγματοποιήθηκαν τα πειράματα 13,14,15,16,17,18,19,20,21,22 και 23.





**Εικόνα 6-84: Ρεύμα του DC Bus 1,1A**



**Εικόνα 6-85: Τρεις φασικές τάσεις εξόδου με DC Bus 320V**

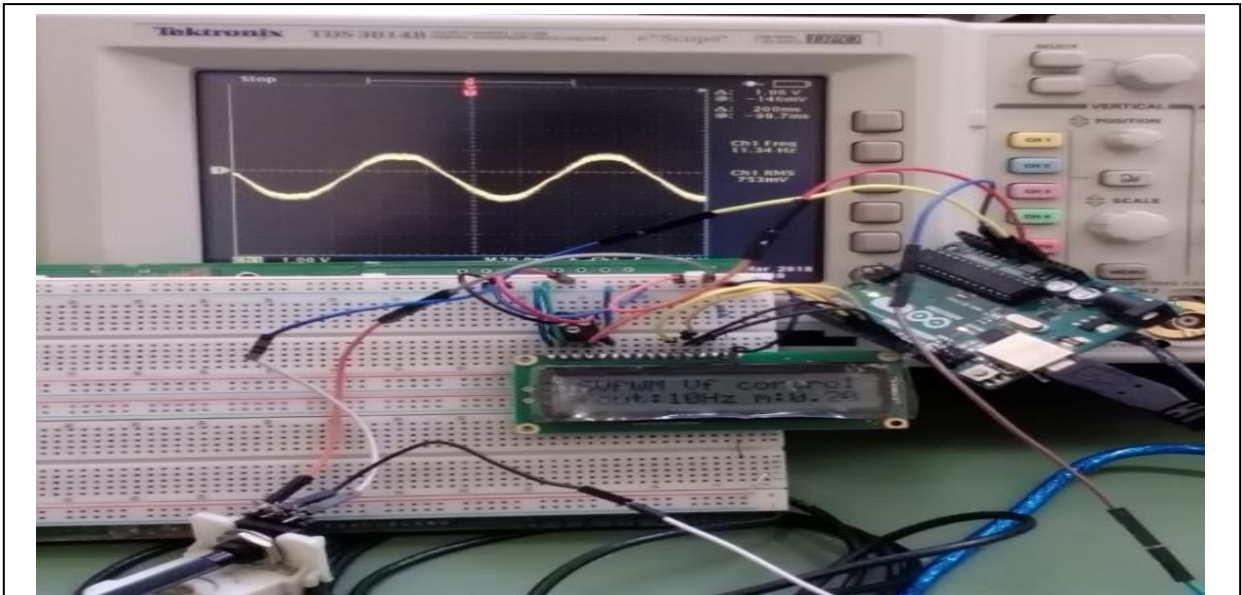


**Εικόνα 6-86: Πειραματική διάταξη**

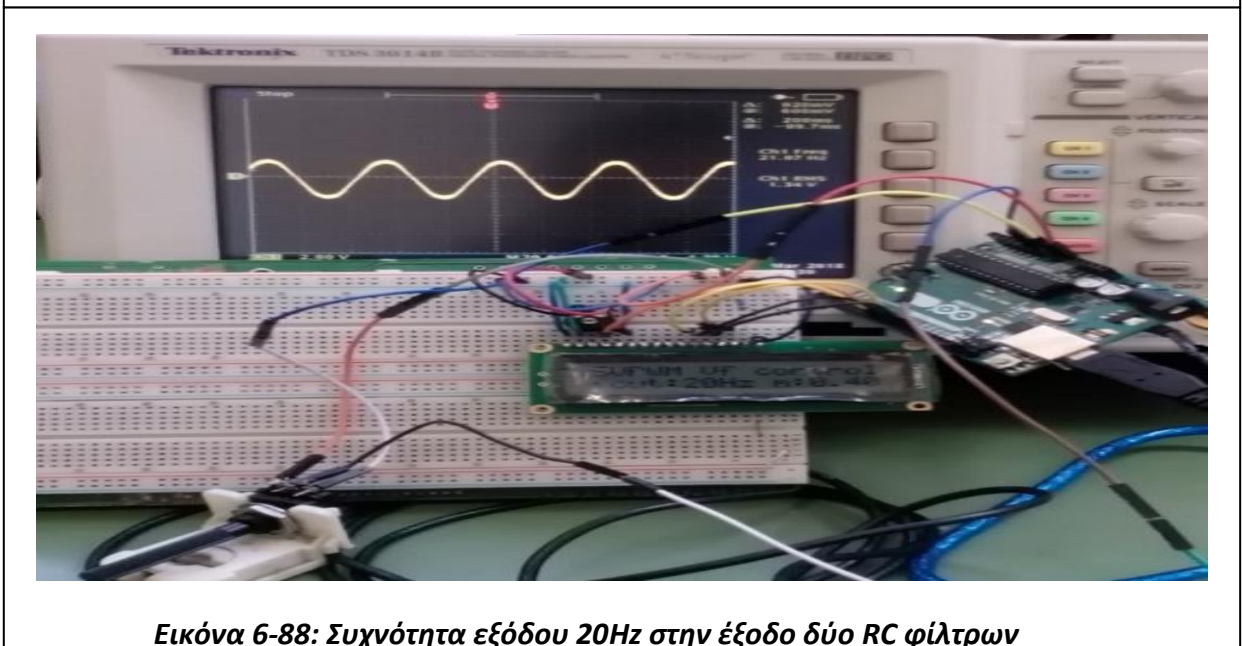
Αξίζει να σημειωθεί ότι ο τριφασικός αντιστροφέας δοκιμάστηκε σε απευθείας εκκίνηση με DC είσοδο 565V και το αποτέλεσμα ήταν η καταστροφή του driver IR 2233 και της γέφυρας των MOSFET. Από την εξέταση της αστοχίας, διαπιστώθηκε ότι το σφάλμα οφείλεται στο μεγάλο ρεύμα εκκίνησης, το οποίο έφτασε περίπου 15A και είχε ως αποτέλεσμα την καταστροφή του breadboard. Για αυτό τα υπόλοιπα πειράματα με φορτίο τον τριφασικό ασύγχρονο κινητήρα διεξήχθησαν πάνω στο τυπωμένο κύκλωμα (PCB), όπου ο τριφασικός αντιστροφέας πλέον παίρνει τη τελική μορφή του. Επιπλέον, στο κύκλωμα του μετατροπέα προστέθηκε μία οθόνη LCD και ο δεύτερος υπολογιστής Arduino Uno, με σκοπό την απεικόνιση της συχνότητας του κινητήρα στην οθόνη. Επίσης στο ψηφιακό τμήμα προστέθηκε ο έλεγχος τάσης/συχνότητας (V/f control) που είναι απαραίτητος για την λειτουργία των ασύγχρονων κινητήρων. Πιο συγκεκριμένα, ο κινητήρας είναι ένα επαγωγικό φορτίο, που διαθέτει τρία πηνία στο εσωτερικό του. Σε χαμηλές συχνότητες, ο κινητήρας έχει πολύ μικρή σύνθετη αντίσταση εισόδου λόγω των πηνίων. Η σύνθετη αντίσταση του πηνίου είναι  $z_L = L \cdot \omega$ , όπου  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$  και  $f$  είναι η συχνότητα του κινητήρα. Χωρίς τον έλεγχο τάσης/συχνότητας (V/f control), ο ασύγχρονος κινητήρας δεν δουλεύει αυξάνοντας έτσι τις πιθανότητες καταστροφής των τυλιγμάτων (πηνίων) στο εσωτερικό του.

24. Στο πείραμα αυτό και στα επόμενα, στην κατασκευή του αντιστροφέα προστέθηκε η οθόνη LCD και ο έλεγχος τάσης/συχνότητας (V/f control). Στις εικόνες 6-87, 6-88, 6-89, 6-90 και 6-91 παρουσιάζεται η συχνότητα εξόδου στην οθόνη LCD και στον παλμογράφο στα 10, 20, 27, 50 και 62Hz. Επίσης στην οθόνη αναγράφεται η τρέχουσα τιμή του συντελεστή διαμόρφωσης (modulation factor)  $m$ , η οποία επηρεάζει την τάση εξόδου του αντιστροφέα. Με αυτόν τον τρόπο πετυχαίνεται ο έλεγχος τάσης/συχνότητας (V/f control). Στην εικόνα 6-92 απεικονίζεται η κυκλωματική διάταξη των RC φίλτρων με  $R = 220\Omega$  και  $C = 10\mu F$  με την οποία πετυχαίνεται η απεικόνιση ενός ημιτονικού σήματος. Η χρήση των χαμηλοπερατών

φίλτρων (LPF) στο συγκεκριμένο πείραμα έχει ως στόχο την επιβεβαίωση ότι πετυχαίνεται ο έλεγχος τάσης/συχνότητας (V/f control).

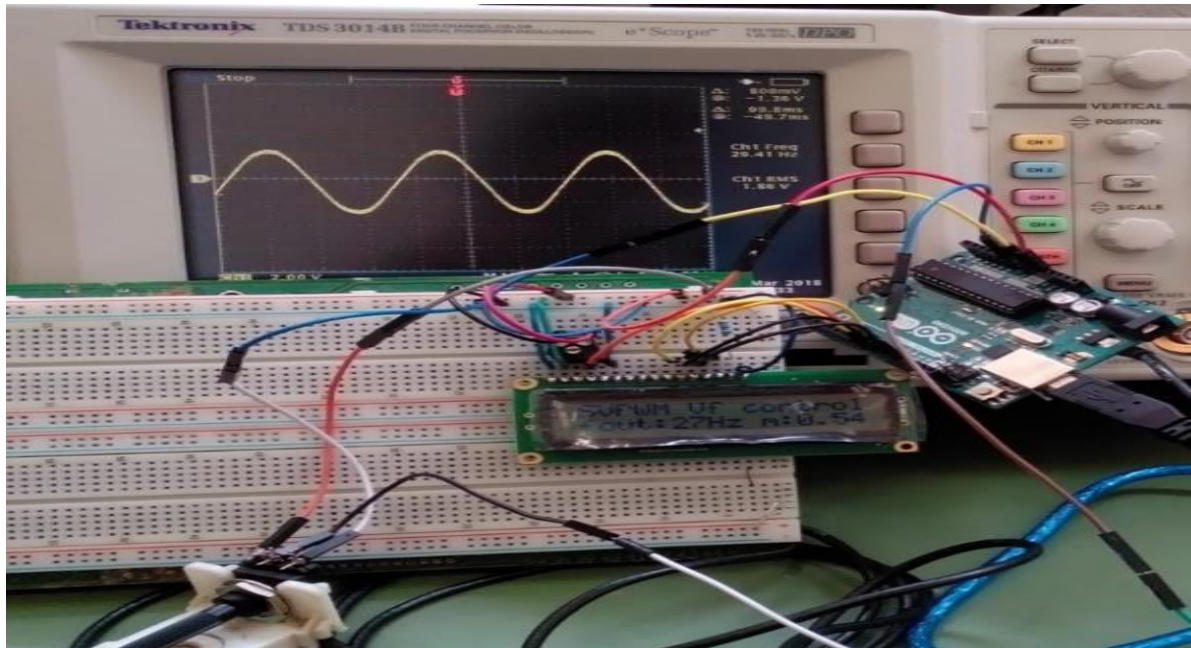


**Εικόνα 6-87: Συχνότητα εξόδου 10Hz στην έξοδο δύο RC φίλτρων**

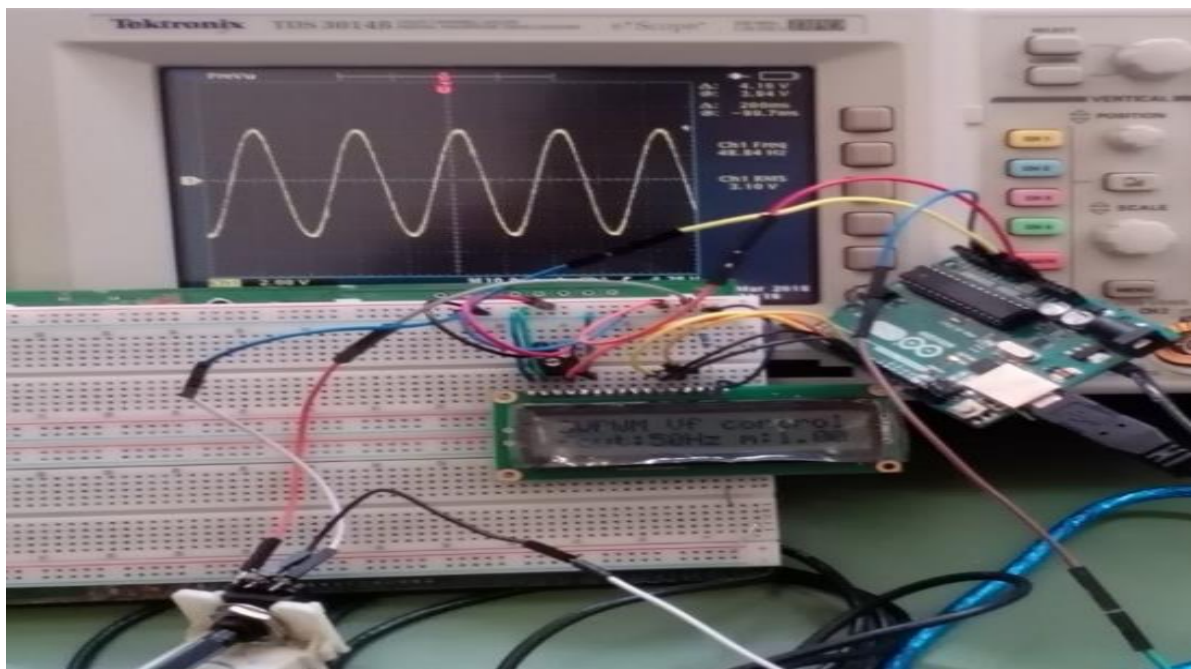


**Εικόνα 6-88: Συχνότητα εξόδου 20Hz στην έξοδο δύο RC φίλτρων**

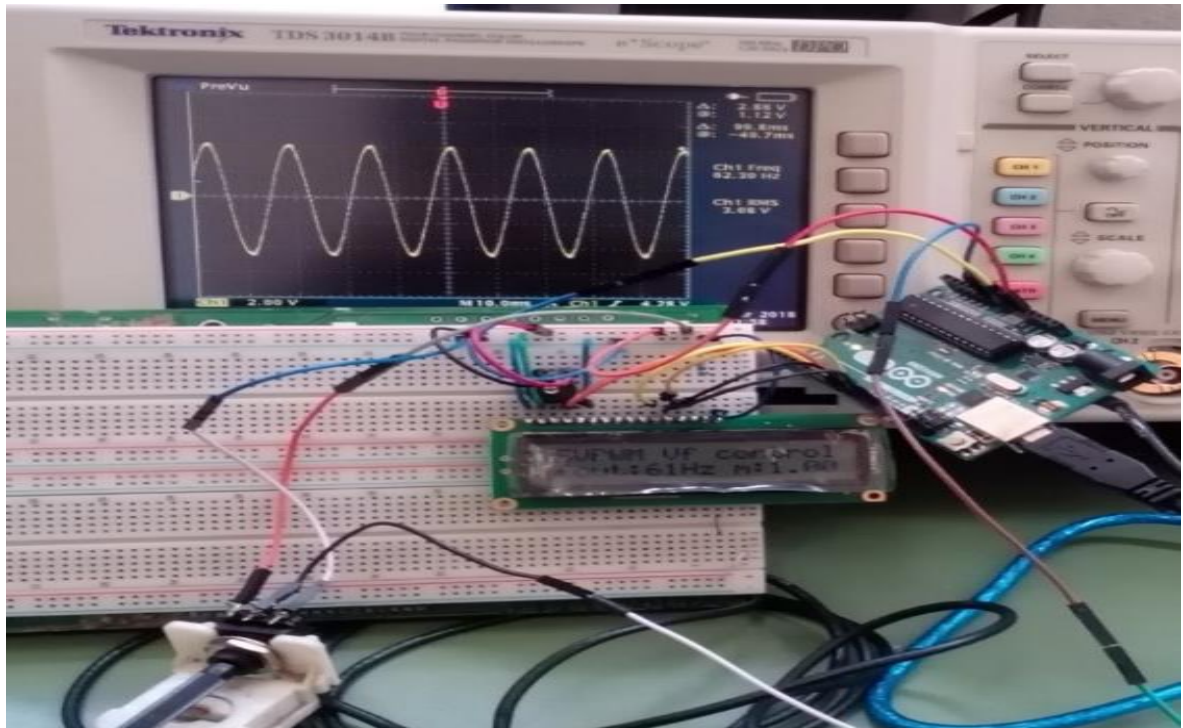




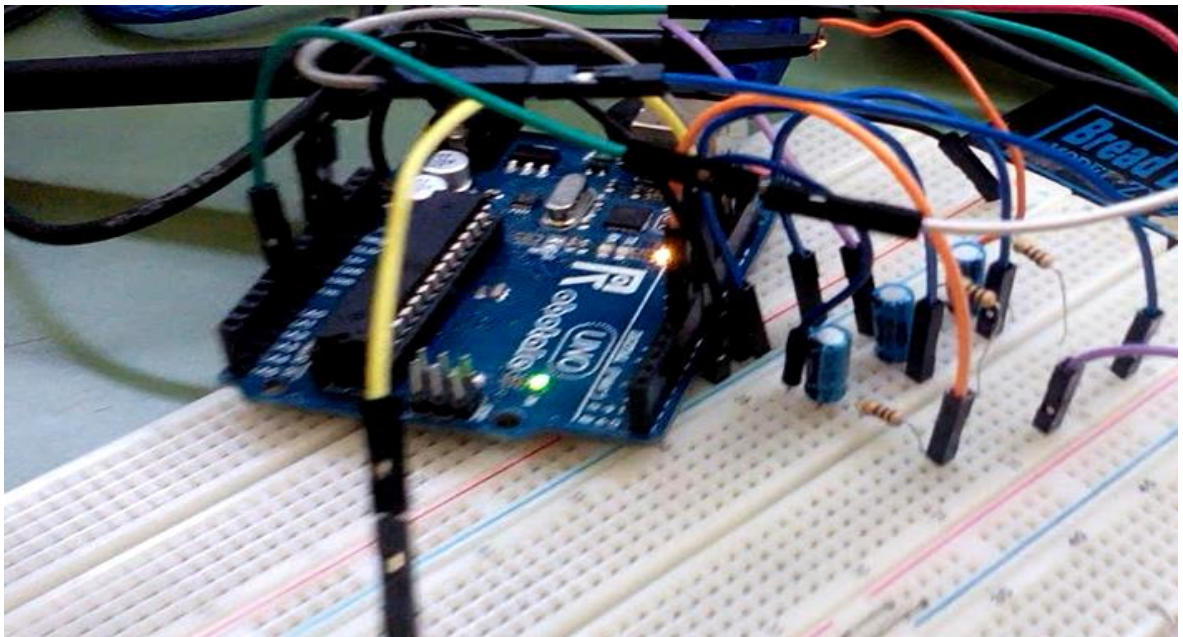
*Εικόνα 6-89: Συχνότητα εξόδου 27Hz στην έξοδο δύο RC φίλτρων*



*Εικόνα 6-90: Συχνότητα εξόδου 50Hz στην έξοδο δύο RC φίλτρων*



**Εικόνα 6-91: Συχνότητα εξόδου 62Hz στην έξοδο δύο RC φίλτρων**



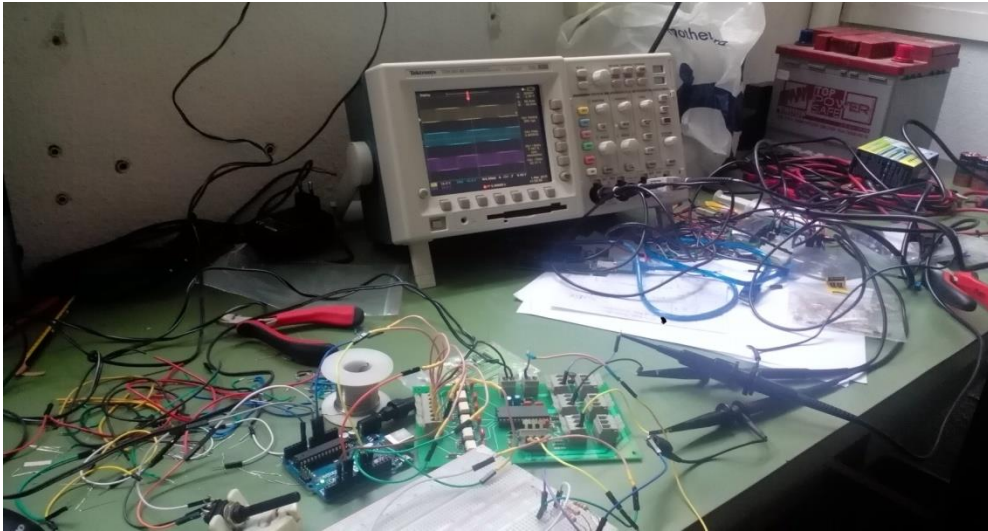
**Εικόνα 6-92: Κυκλωματική διάταξη RC φίλτρων**

Εφόσον ο τριφασικός αντιστροφέας ελέγχθηκε ότι έχει πλέον V/f έλεγχο και απεικονίζεται σωστά η συχνότητα εξόδου σε μια οθόνη το επόμενο βήμα είναι η δοκιμή του μετατροπέα ανεβάζοντας σταδιακά το DC Bus, αρχικά με ωμικό φορτίο και στη συνέχεια με φορτίο τον τριφασικό κινητήρα.

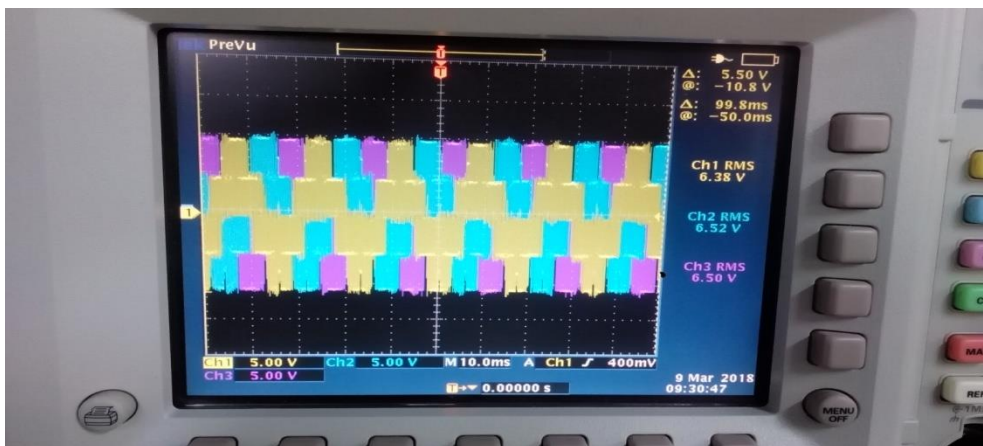


➤ **Πειράματα με το τυπωμένο κύκλωμα (PCB)**

25. Αφού τοποθετήθηκαν όλα τα υλικά πάνω στο τυπωμένο κύκλωμα (PCB), αυτή δοκιμάστηκε χωρίς τη γέφυρα των MOSFET, με στόχο την απεικόνιση των έξι παλμοσειρών οδήγησης των τρανζίστορ. Στην εικόνα 6-93 παρουσιάζονται τρεις παλμοσειρές οι οποίες αποτελούν τις τρεις φάσεις του κινητήρα αντίστοιχα. Στη συνέχεια προστέθηκε η γέφυρα των MOSFET και ο αντιστροφέας λειτούργησε με DC Bus 15V και φορτίο τρεις αντιστάσεις άνθρακα με τιμή 2,2kΩ. Στην εικόνα 6-94 φαίνονται οι τρεις φασικές τάσεις εξόδου του μετατροπέα.



**Εικόνα 6-93: Τρεις φάσεις του κινητήρα στις πύλες των πάνω MOSFET ανά βραχίονα**

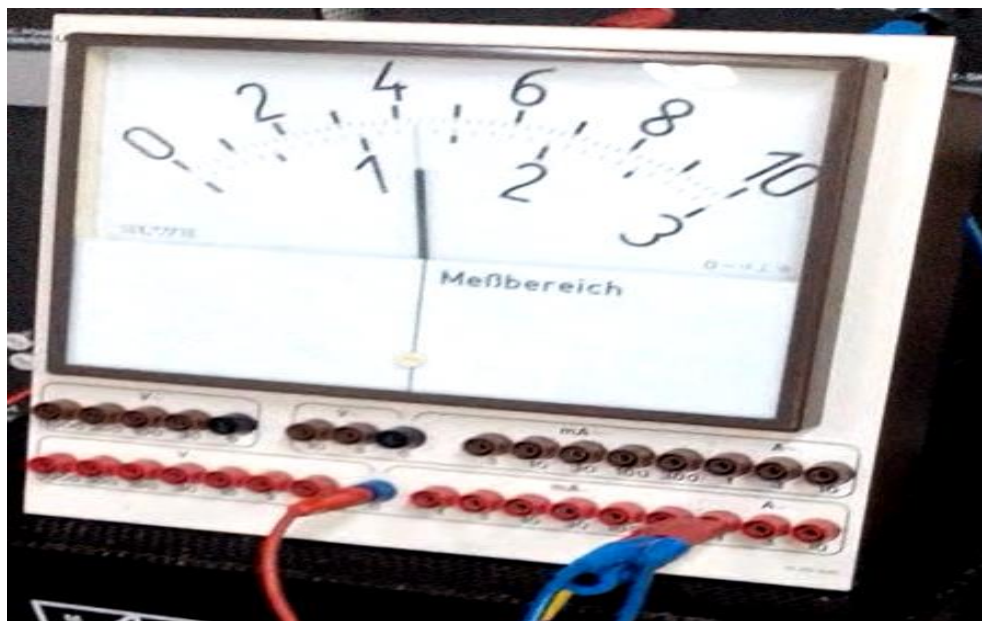


**Εικόνα 6-94: Τρεις φασικές τάσεις εξόδου με DC Bus 15V**

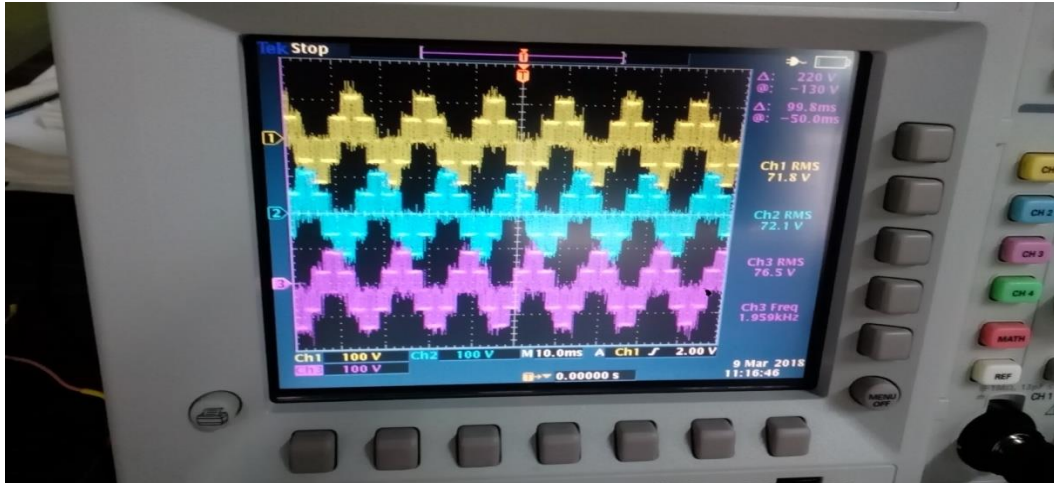
26. Με το τροφοδοτικό του εργαστηρίου (εικόνα 6-55), ο τριφασικός αντιστροφέας λειτούργησε στο συγκεκριμένο πείραμα με DC Bus 180V. Επίσης πραγματοποιήθηκαν πρώτα δοκιμές με χαμηλή τάση. Πιο συγκεκριμένα οι δοκιμές ξεκίνησαν από τα 10V και κατέληξαν στα 320V DC που είναι η μέγιστη DC τάση του συγκεκριμένου τροφοδοτικού. Στις εικόνες 6-95, 6-96 και 6-97 απεικονίζονται η DC τάση εισόδου, το ρεύμα εισόδου και οι τρεις φασικές τάσεις του μετατροπέα αντίστοιχα.



**Εικόνα 6-95: DC Bus 180V**



**Εικόνα 6-96: Ρεύμα του DC Bus 0,45A**



**Εικόνα 6-97: Τρεις φασικές τάσεις εξόδου με DC Bus 180V**

27. Στο συγκεκριμένο πείραμα το DC Bus είναι 275V, όπου στις εικόνες 6-98 και 6-99 παρουσιάζονται το DC Bus και οι τρεις φασικές τάσεις εξόδου του μετατροπέα αντίστοιχα.



**Εικόνα 6-98: DC Bus 275V**



**Εικόνα 6-99: Τρεις φασικές τάσεις εξόδου με DC Bus 275V**



28. Στα πλαίσια του συγκεκριμένου πειράματος, χρησιμοποιήθηκαν δύο συσκευές, οι οποίες είναι διαθέσιμες στο εργαστήριο ηλεκτρικών μηχανών. Αυτές είναι μια εναλλασσόμενη πηγή ρυθμιζόμενης τάσης εξόδου και ένας μετασχηματιστής απομόνωσης με λόγο 1:16. Στην πρώτη συσκευή, η εναλλασσόμενη τάση επιλέχτηκε στα 15V, η οποία συνδέθηκε στην είσοδο του μετασχηματιστή απομόνωσης. Η έξοδος του τελευταίου συνδέθηκε στην είσοδο της διάταξης του ανορθωτή πλήρους γέφυρας για την παραγωγή του DC Bus. Συνεπώς, σύμφωνα με τις παρακάτω σχέσεις το DC Bus είναι 340V.

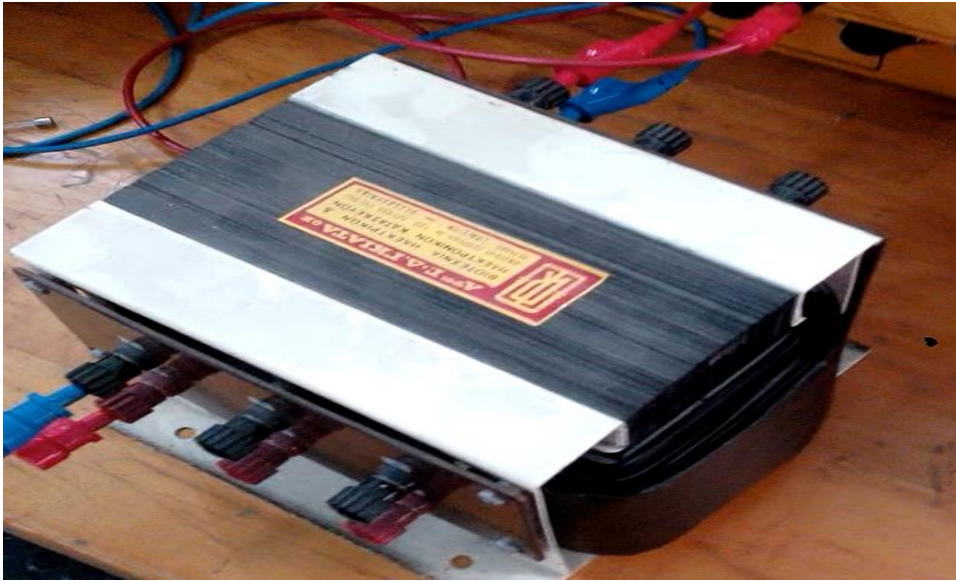
$115V \cdot 16 = 240V$  εναλλασσόμενη τάση εξόδου πλήρους γέφυρας ανορθωτή

$240V \cdot \sqrt{2} = 340V$  DC Bus

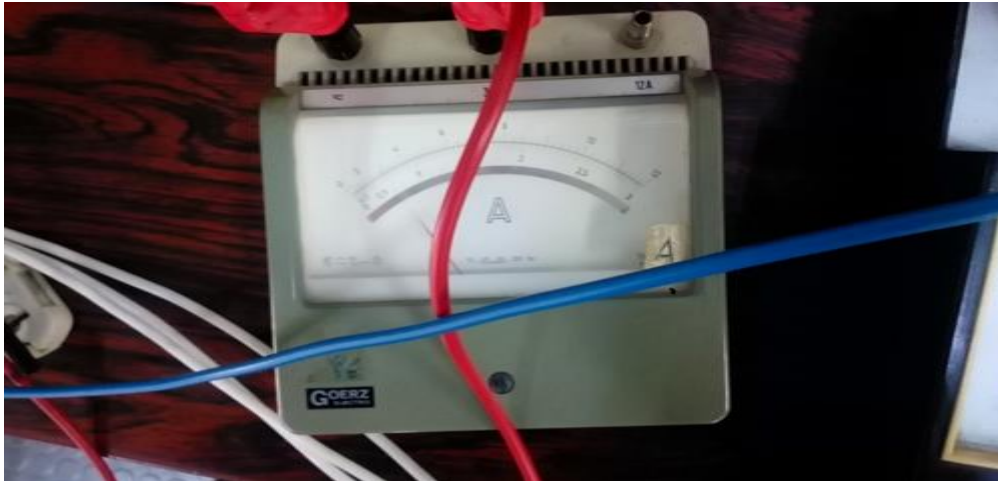
Στις εικόνες 6-100 και 6-101 απεικονίζονται η εναλλασσόμενη πηγή ρυθμιζόμενης τάσης και ο μετασχηματιστής απομόνωσης με λόγο 1:16 αντίστοιχα. Στις εικόνες 6-102 και 6-103 παρουσιάζονται το ρεύμα του DC Bus και οι τρεις φασικές τάσεις εξόδου του μετατροπέα αντίστοιχα.



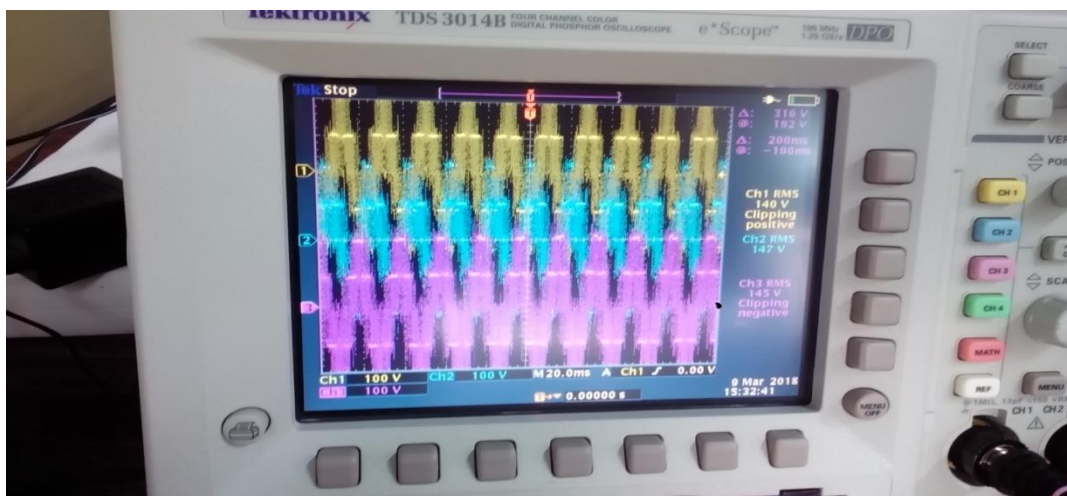
**Εικόνα 6-100: Εναλλασσόμενη πηγή ρυθμιζόμενης τάσης συχνότητας 50Hz του εργαστηρίου ηλεκτρικών μηχανών**



**Εικόνα 6-101: Μετασχηματιστής απομόνωσης με λόγο 1:16**



**Εικόνα 6-102: Ρεύμα του DC Bus 0,7A**

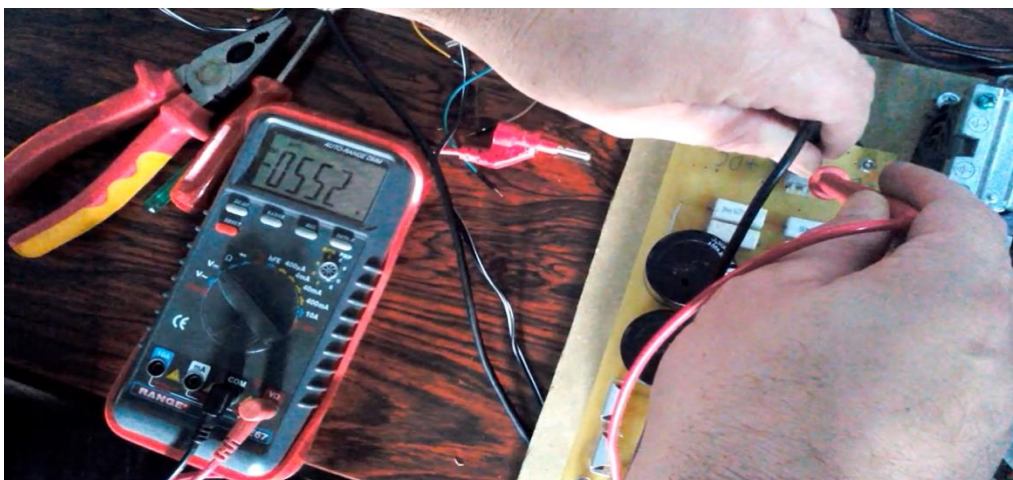


**Εικόνα 6-103: Τρεις φασικές τάσεις εξόδου με DC Bus 340V**

29. Οι συσκευές που χρησιμοποιήθηκαν για τις ανάγκες του πειράματος 29 είναι η εναλλασσόμενη πηγή ρυθμιζόμενης τάσης και ένας μετασχηματιστής απομόνωσης με λόγο 1:1. Στην πρώτη συσκευή η τάση επιλέχτηκε στα 390V. Η έξοδος της πρώτης συσκευής συνδέεται με την είσοδο της δεύτερης, δηλαδή του μετασχηματιστή απομόνωσης. Έτσι στην έξοδο του τελευταίου εμφανίζονται 390V με τα οποία τροφοδοτείται η διάταξη του ανορθωτή πλήρους γέφυρας. Ο τριφασικός αντιστροφέας τροφοδοτείται από την διάταξη του ανορθωτή πλήρους γέφυρας. Σύμφωνα με την σχέση  $390V \cdot \sqrt{2} = 552V$  το DC Bus είναι 552V. Στις εικόνες 6-104, 6-105, 6-106, 6-107 και 6-108 απεικονίζονται ο μετασχηματιστής απομόνωσης με λόγο 1:1, το DC Bus του αντιστροφέα, το ρεύμα του DC Bus οι τρεις φασικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα και η τάση εξόδου στον κινητήρα αντίστοιχα.

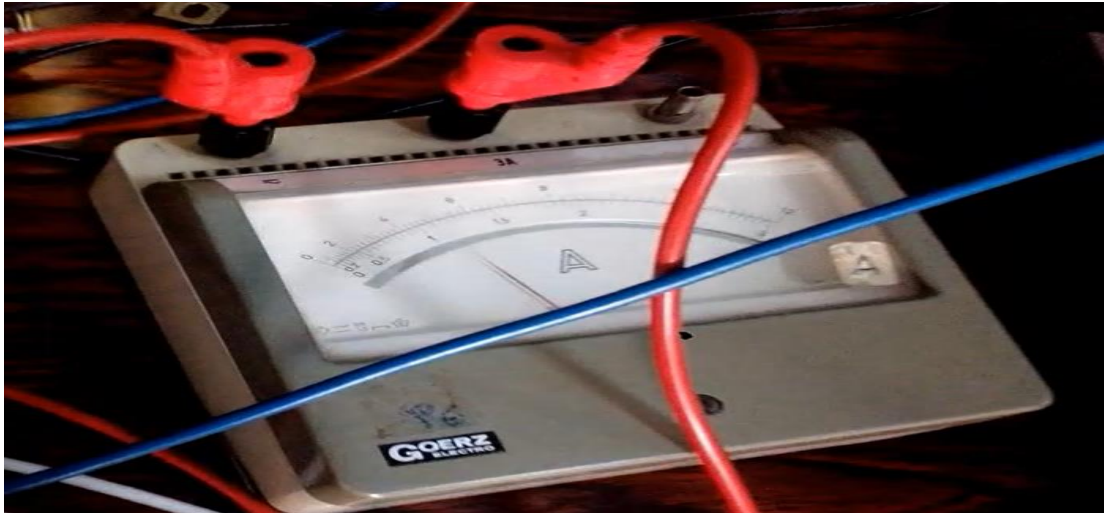


**Εικόνα 6-104: Μετασχηματιστής απομόνωσης με λόγο 1:1**



**Εικόνα 6-105: DC Bus 552V**

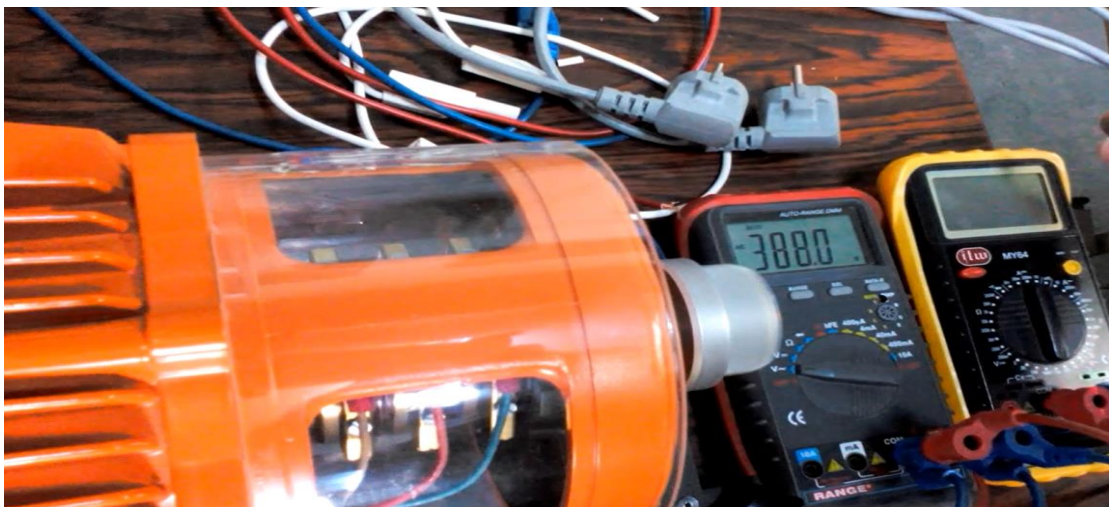




*Εικόνα 6-106: Ρεύμα του DC Bus 1,1A*

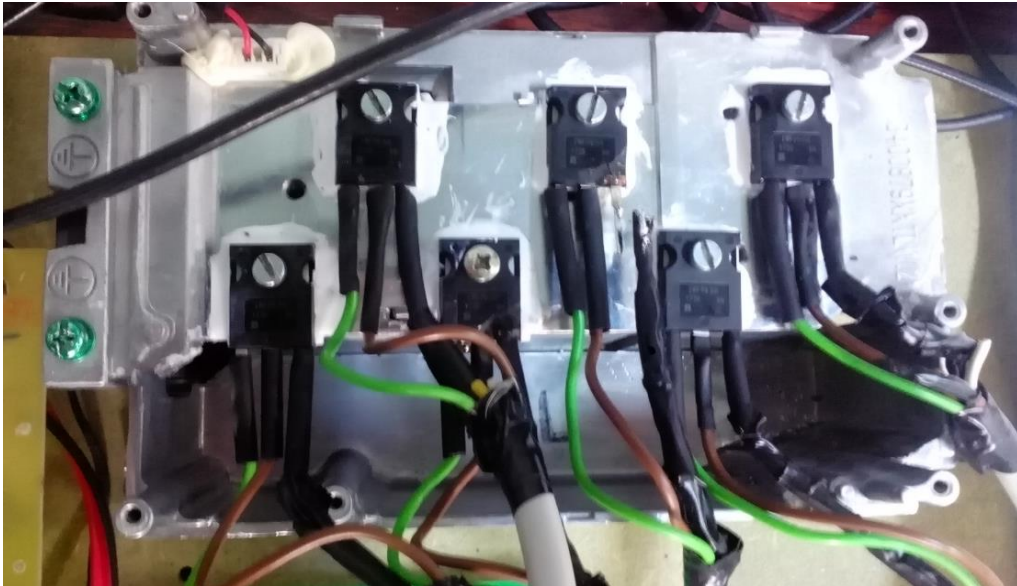


*Εικόνα 6-107: Τρεις φασικές τάσεις εξόδου με DC Bus 552V*



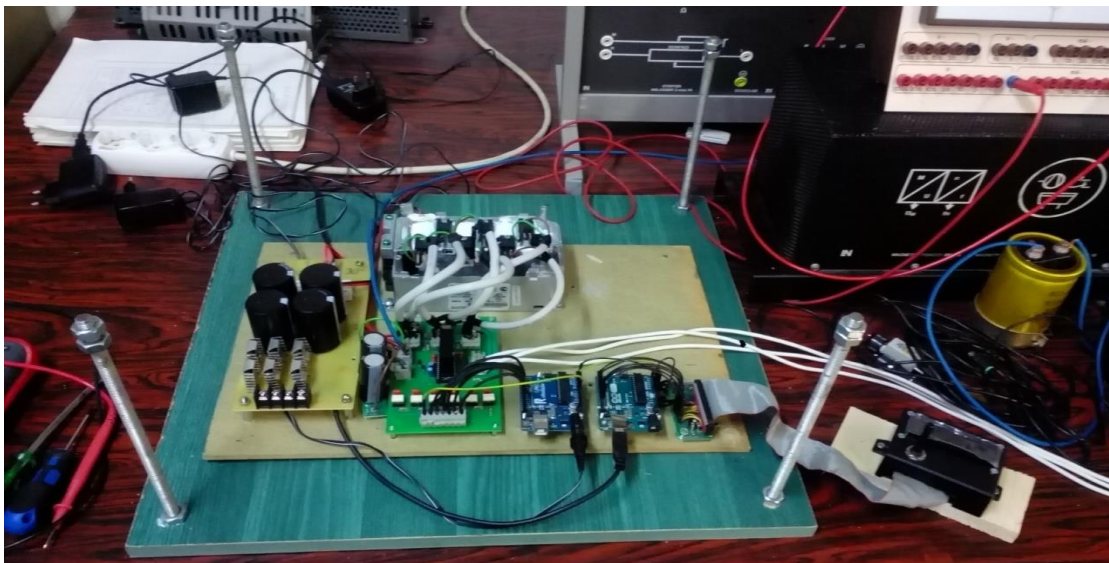
*Εικόνα 6-108: Τάση εξόδου στον κινητήρα 388V*

Κατά τη διάρκεια υλοποίησης του συγκεκριμένου πειράματος και ενώ ο κινητήρας περιστρεφόταν ήδη αρκετή ώρα κανονικά, εμφανίστηκε σπινθήρας στον δεύτερο βραχίονα λόγω έλλειψης επαρκούς μόνωσης μεταξύ των ακροδεκτών των MOSFET και της ψύκτρας, όπως φαίνεται στην εικόνα 6-109. Το αποτέλεσμα ήταν η καταστροφή της τριφασικής γέφυρας των MOSFET και του driver IR 2233.



**Εικόνα 6-109: Κάτοψη τριφασικής γέφυρας των MOSFET**

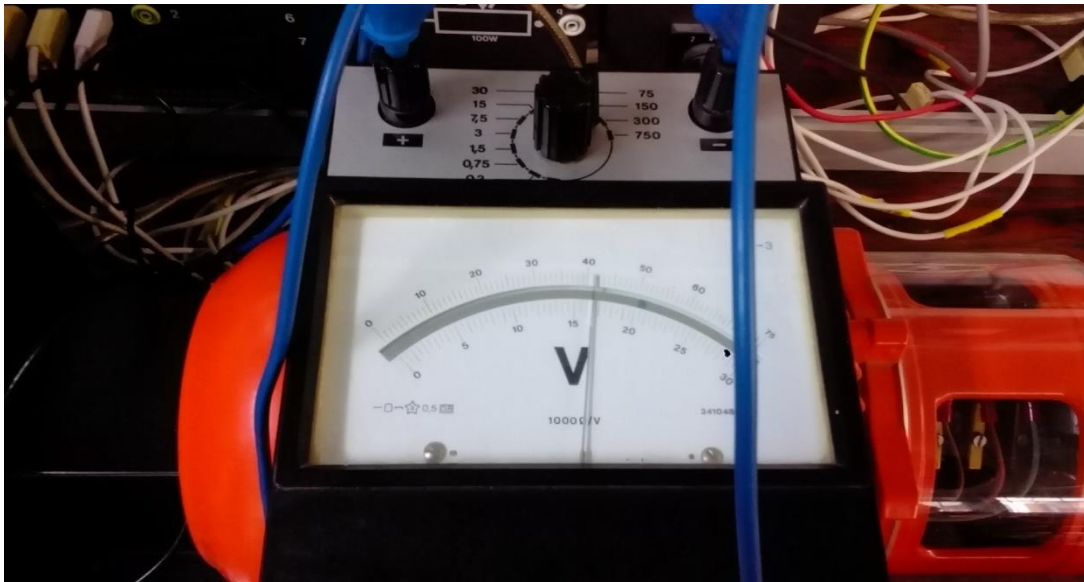
Στην εικόνα 6-110 παρουσιάζεται ολοκληρωμένη η κατασκευή του τριφασικού αντιστροφέα. Αφού επιδιορθώθηκαν οι βλάβες προστέθηκε μια επιπλέον ξύλινη βάση και απομονώθηκε το τμήμα χειρισμού (ποτενσιόμετρο με οθόνη LCD) από το υπόλοιπο κομμάτι της κατασκευής.



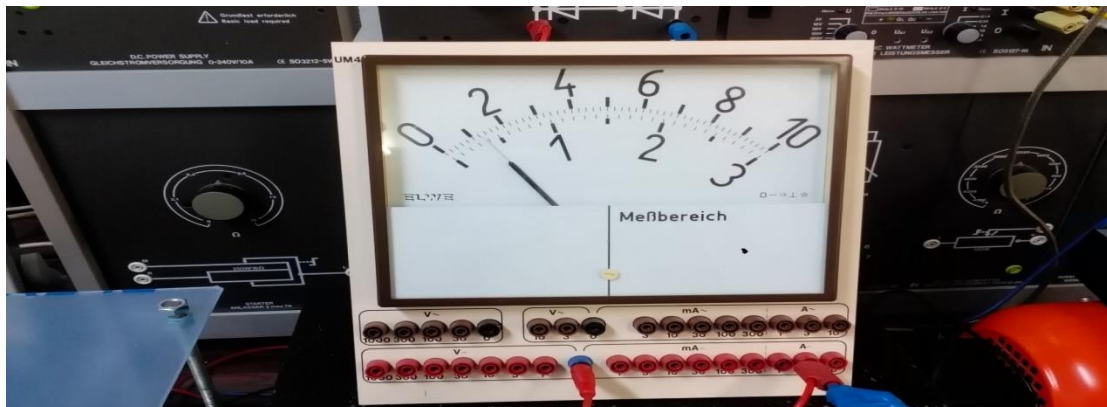
**Εικόνα 6-110: Τελική μορφή του τριφασικού αντιστροφέα**



30. Στο τελευταίο πείραμα της παρούσας κατασκευής γίνεται μια επαλήθευση του ελέγχου τάσης/συχνότητας (V-f control) με DC Bus 150V. Η τελευταία απεικονίζεται στην εικόνα 6-111. Με συχνότητα 50Hz η πολική τάση είναι 100V, οπότε στην συγκεκριμένη περίπτωση η σχέση μεταξύ της τάσης και της συχνότητας του κινητήρα είναι  $V_{πολική} = \frac{f_{motor}}{0,5}$ . Εάν η τιμή της συχνότητας εξόδου ξεπεράσει τα 50Hz η τάση εξόδου (πολική τάση) θα παραμείνει σταθερή στη τιμή των 100V εφόσον ο συντελεστής  $n$  παραμένει ίσος με την μονάδα σύμφωνα με την σχέση  $\frac{V}{f} = \frac{100}{50} = 2$ . Να σημειωθεί ότι με την προσθήκη του V-f ελέγχου στο κύκλωμα, το ρεύμα εισόδου παραμένει σταθερό κατά την αλλαγή της συχνότητας. Αυτά επιδεικνύονται παρακάτω που απεικονίζονται οι πολικές τάσεις για συχνότητες 10,25,50 και 60Hz. Στις εικόνες 6-112, 6-113 και 6-114 παρουσιάζονται το ρεύμα του DC Bus, το χειριστήριο με συχνότητα κινητήρα στα 50Hz και η πολική τάση του κινητήρα αντίστοιχα.



**Εικόνα 6-111: DC Bus 150V**



**Εικόνα 6-112: Ρεύμα του DC Bus 0,4A**



*Εικόνα 6-113: Χειριστήριο με συχνότητα κινητήρα 50Hz*



*Εικόνα 6-114: Πολική τάση 100V*





*Εικόνα 6-115: Χειριστήριο με συχνότητα κινητήρα 25Hz*



*Εικόνα 6-116: Πολική τάση 50V*



*Εικόνα 6-117: Χειριστήριο με συχνότητα κινητήρα 10Hz*



*Εικόνα 6-118: Πολική τάση 20V*



*Εικόνα 6-119: Χειριστήριο με συχνότητα κινητήρα 60Hz*



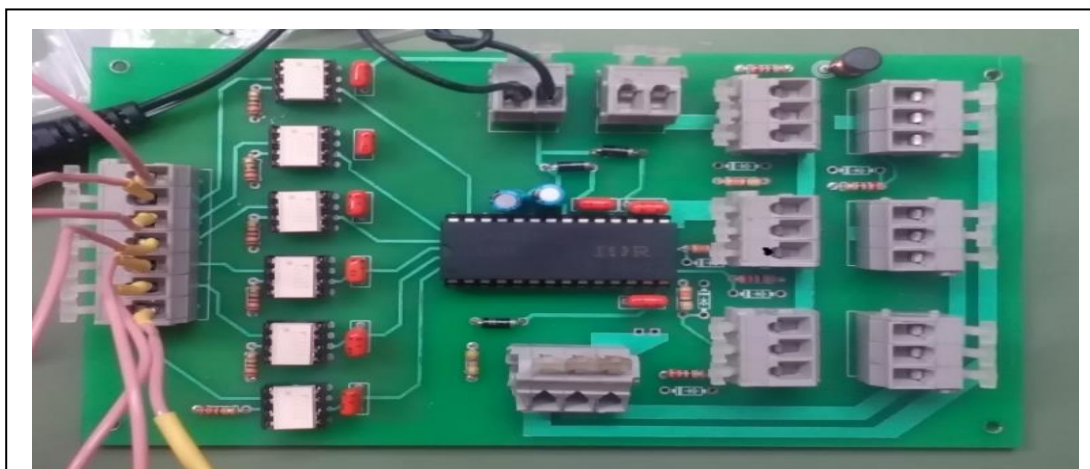


**Εικόνα 6-120: Πολική τάση 100V**

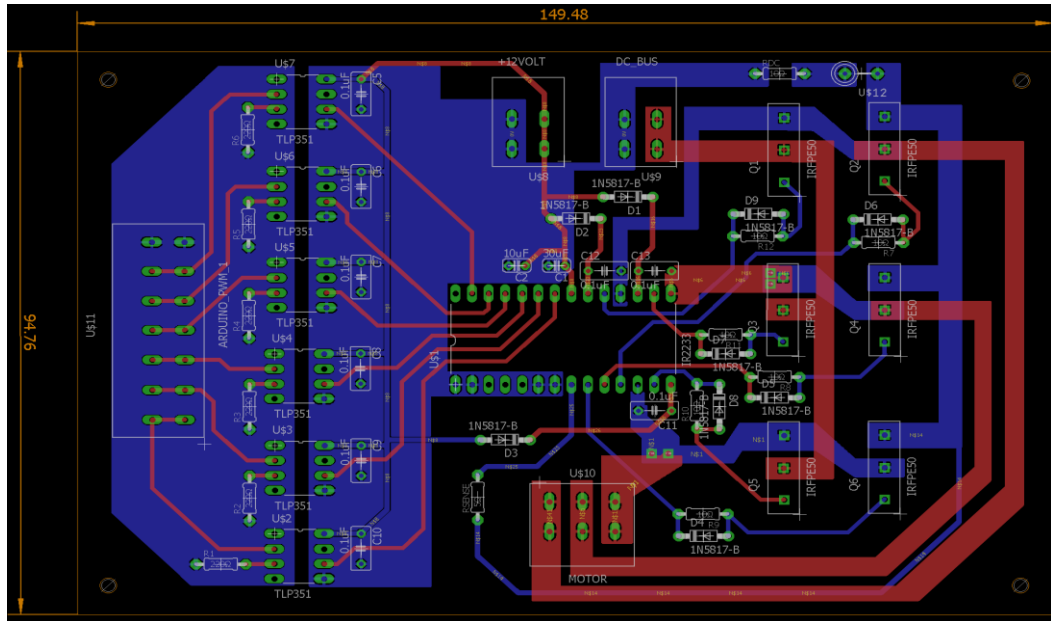
Να σημειωθεί ότι στο βολτόμετρο της πολικής τάσης στην συγκεκριμένη κλίμακα, η αναγραφόμενη τιμή έχει συντελεστή τον αριθμό 2, δηλαδή η τρέχουσα τιμή της τάσης πολλαπλασιάζεται με τον αριθμό 2.

### **6.7 Κάτοψη PCB πλακέτας**

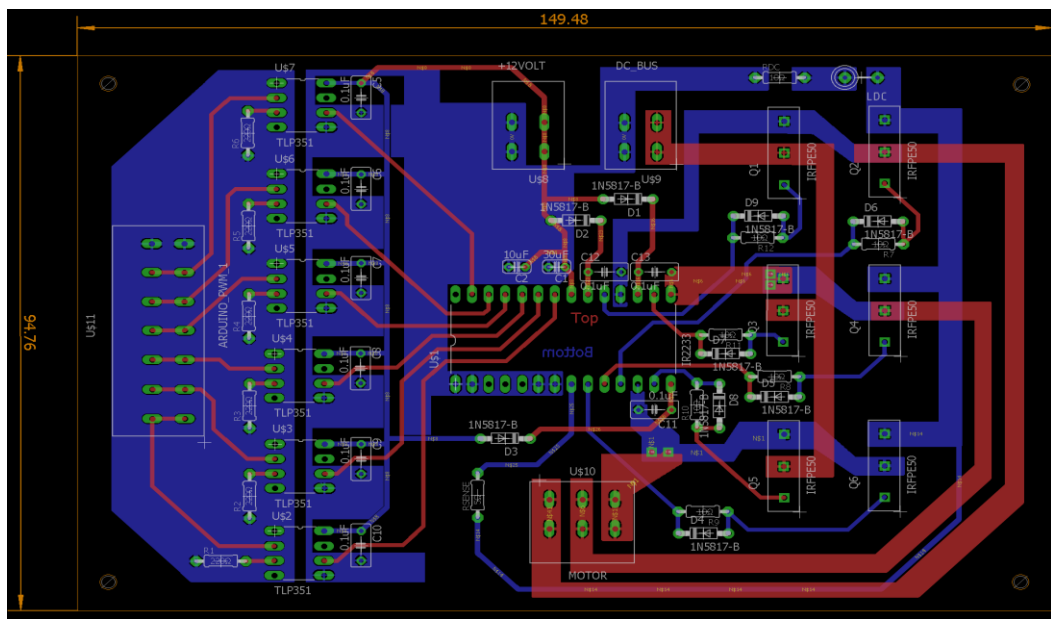
Στην εικόνα 6-121 παρουσιάζεται το τυπωμένο κύκλωμα (PCB) χωρίς τη γέφυρα των MOSFET, τα οποία τοποθετήθηκαν ξεχωριστά πάνω σε ψύκτρα. Στις εικόνες 6-122 και 6-123 απεικονίζονται το σχέδιο του PCB, το οποίο τυπώθηκε και χρησιμοποιήθηκε στην κατασκευή και το σχέδιο του PCB σε βελτιωμένη έκδοση για μελλοντική χρήση.



**Εικόνα 6-121: Κάτοψη τυπωμένου κυκλώματος(PCB) με τα υλικά χωρίς την γέφυρα των MOSFET**



Εικόνα 6-122 : Σχέδιο σε PCB που τυπώθηκε σε πλακέτα (που υλοποιήθηκε)



Εικόνα 6-123: Σχέδιο σε PCB σε βελτιωμένη έκδοση (για μελλοντική χρήση)





## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7: ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

### 7.1 Συμπεράσματα

Συνοψίζοντας ο τριφασικός αντιστροφέας που κατασκευάστηκε στα πλαίσια της παρούσας πτυχιακής εργασίας έχει δοκιμαστεί σε τριφασικό ασύγχρονο κινητήρα δακτυλιοφόρου δρομέα στα 0,8kW ονομαστικού ρεύματος 2A και διαθέτει τις παρακάτω δυνατότητες.

- ✓ Οδήγηση τριφασικών ασύγχρονων κινητήρων.
- ✓ Αλλαγή συχνότητας κινητήρα με εύρος 0 – 66Hz από ποτενσιόμετρο.
- ✓ Έλεγχος τάσης/συχνότητας (V/f control).
- ✓ Απεικόνιση συχνότητας εξόδου και συντελεστή m σε οθόνη LCD.

Το όριο ρεύματος των MOSFET της κατασκευής, σε κατάσταση λειτουργίας στους 100<sup>o</sup> C είναι 4,9A και στους 25<sup>o</sup> C είναι 7,8A. Θεωρώντας ότι το άνω όριο ρεύματος εξόδου της παρούσας κατασκευής είναι 4,9A και η τάση εξόδου είναι σταθερή 400V, ο τριφασικός αντιστροφέας μπορεί να οδηγήσει μηχανές μέγιστης φαινόμενης ισχύος  $S = \sqrt{3} \cdot 400 \cdot 4,9 = 3,4kVA$ . Προφανώς εάν μειωθεί η τάση εξόδου, μειώνεται και η φαινόμενη ισχύς του μετατροπέα.

Οι μελλοντικές βελτιώσεις της παρούσας κατασκευής θα μπορούσαν να είναι.

1. Κατασκευή buck boost DC converter, ώστε με χαμηλή τάση εισόδου (πχ 325V), η μέγιστη τάση εξόδου να είναι στα 565V.
  2. Αλλαγή φοράς περιστροφής κινητήρα πατώντας ένα πλήκτρο μέσω software.
  3. Δημιουργία ενός συστήματος αυτομάτου ελέγχου με setpoint την ταχύτητα περιστροφής και feedback τις στροφές του κινητήρα.
  4. Μέτρηση ρεύματος των MOSFET της τριφασικής γέφυρας για την αποφυγή βραχυκυκλώματος και υπερρευμάτων μεταξύ τρανζίστορ του ίδιου βραχίονα.
  5. Πλήρη ηλεκτρομαγνητική θωράκιση του τμήματος χειρισμού και των υπολογιστών Arduino από την υπόλοιπη κατασκευή.
-

**ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α: Επεξήγηση της διαμόρφωσης σε διανυσματικό χώρο (SVPWM) μέσω προσομοιώσεων**

Σύμφωνα με αρχεία προσομοιώσεων από το διαδίκτυο, τα οποία αναφέρονται στη βιβλιογραφία, παρακάτω γίνεται μια σύγκριση μεταξύ των μεθόδων διαμόρφωσης PWM, των SVPWM και SPWM. Επίσης παρουσιάζονται μερικά αποτελέσματα από προσομοίωση σχετικά με τη μέθοδο SVPWM στο Simulink. Πιο συγκεκριμένα σε έναν τριφασικό αντιστροφέα, εφαρμόζοντας την διαμόρφωση σε διανυσματικό χώρο (SVPWM) υπάρχουν λιγότερες διακοπτικές απώλειες στη γέφυρα των τρανζίστορ, πετυχαίνεται μεγαλύτερη τιμή στην τάση εξόδου και εμφανίζονται λιγότερες αρμονικές σε σχέση με την SPWM για διάφορες τιμές του συντελεστή  $m$ , όπως φαίνεται στην εικόνα α1 (K. Vinoth Kumar, Prawin Angel Michael, Joseph P. John and Dr. S. Suresh Kumar, 2010, σελ. 74).

Technique	SPWM		SVPWM	
	Output line voltage (peak) volt	THD (%)	Output line voltage (peak) volt	THD (%)
0.4	180.80	162.11	192.70	154.07
0.5	266.50	123.35	312.20	108.78
0.6	289.40	117.12	318.10	105.69
0.7	369.20	94.52	436.60	81.19
0.8	396.10	89.73	442.90	78.56
0.9	472.90	70.69	552.30	53.62
1.0	502.40	64.83	567.90	49.15

**Εικόνα α1: Σύγκριση των τεχνικών SVPWM και SPWM με διαφορετική τιμή του συντελεστή  $m$**

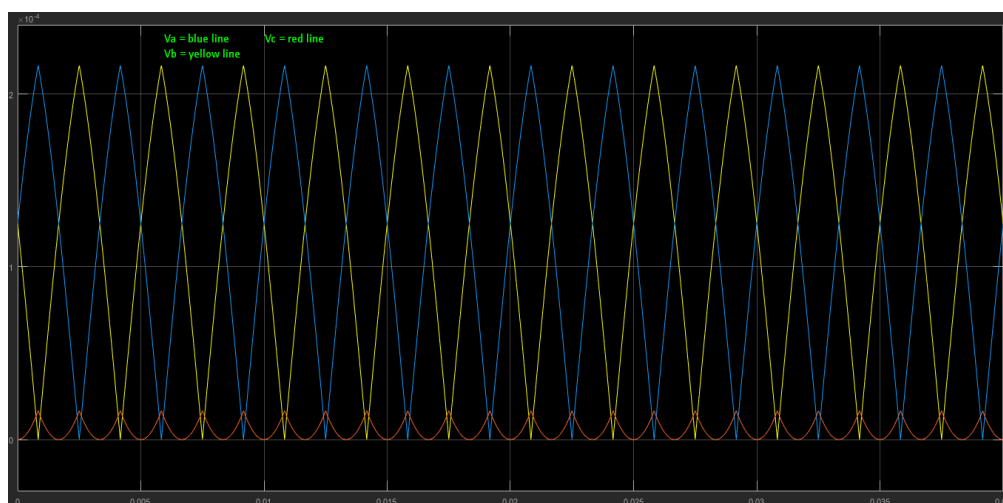
Σύμφωνα με τη τεχνική διαμόρφωσης SVPWM, εάν τα τρία σήματα PWM τα οποία αποτελούν τις τρεις φάσεις του κινητήρα περάσουν το καθένα από ένα χαμηλοπερατό φίλτρο (π.χ. RC φίλτρο) προκύπτουν τα σήματα της εικόνας α2, που το μπλε είναι η πρώτη φάση, το πράσινο η δεύτερη και η τρίτη το μωβ. Το ίδιο ισχύει εάν περάσουν και τα συμπληρωματικά των τριών φάσεων σήματα από ένα LPF το καθένα τους (Atif Iqbal1\*, Sk Moin Ahmed1, Mohammad Arif Khan2, Haitham Abu-Rub, 2010, σελ. 10).



**Εικόνα α2: Τρεις φάσεις του κινητήρα μέσω Low Pass Filter (modulating functions)**

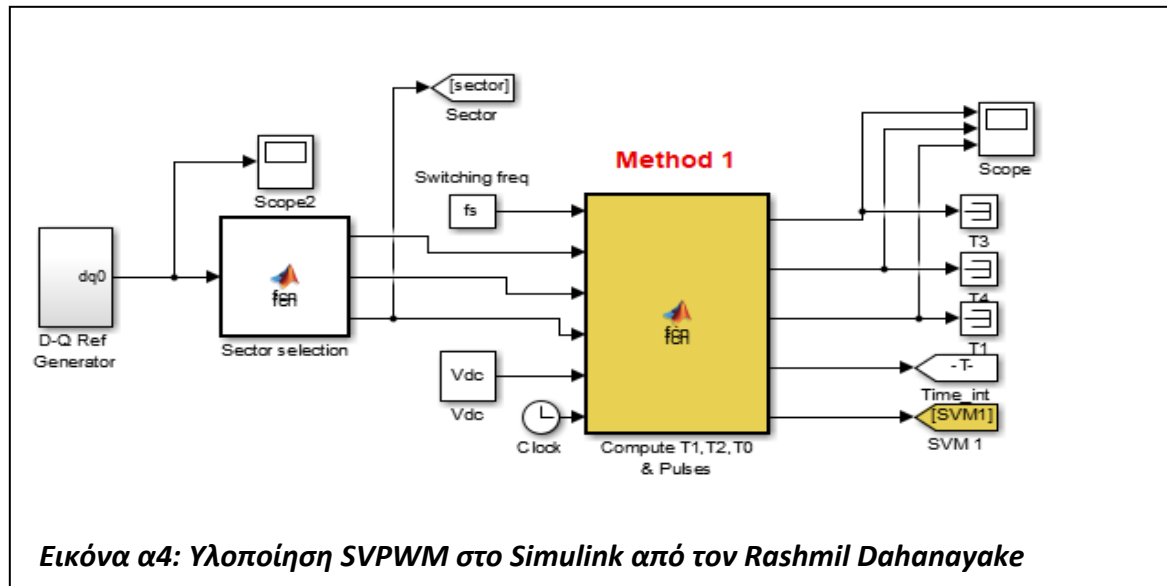
[Πηγή: <http://ijest-nq.com/ijest-nq-vol.2-no.1-pp.1-12.pdf>]

Τα συγκεκριμένα σήματα προκύπτουν από τις τρεις τάσεις  $V_a$ ,  $V_b$  και  $V_c$  (εικόνα α3). Σε κάθε τομέα (sector) η τιμή της τάσης των τριών φάσεων αλλάζει, σύμφωνα με την τρέχουσα θέση του περιστρεφόμενου διανύσματος. Στην εικόνα α3, το κίτρινο σήμα είναι η τάση  $V_a$ , το μπλε σήμα είναι η τάση  $V_b$  και το κόκκινο η τάση  $V_c$ . Οι χρονικές διάρκειες των τριών τάσεων  $V_a$ ,  $V_b$  και  $V_c$  είναι  $T_1$ ,  $T_2$  και  $T_0$  αντίστοιχα από τις οποίες υπολογίζονται οι κύκλοι εργασίας (duty cycles) των τριών φάσεων του κινητήρα.

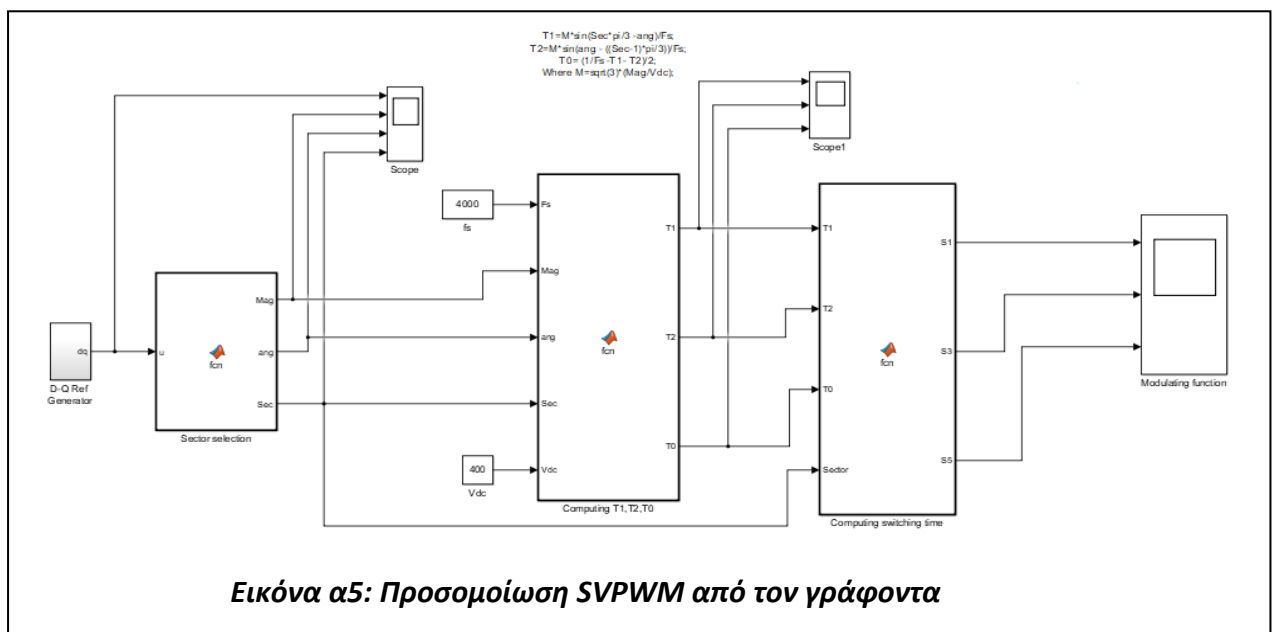


**Εικόνα α3:  $V_a$ ,  $V_b$  και  $V_c$  οι τάσεις με χρονικές διάρκειες  $T_1$ ,  $T_2$  και  $T_0$  αντίστοιχα**

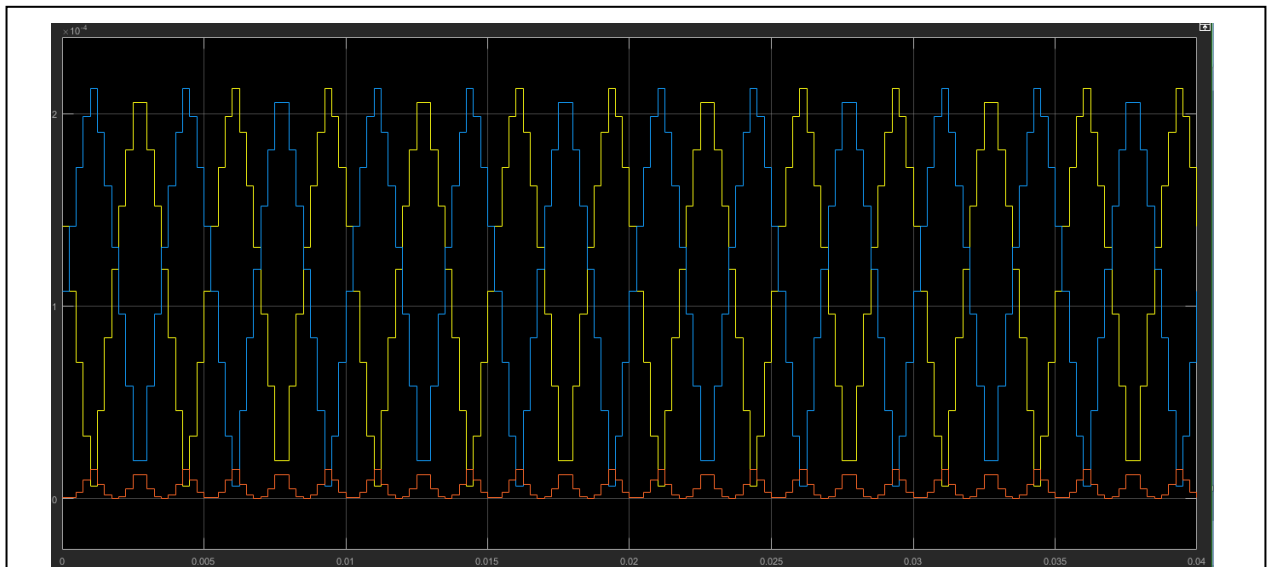
[Πηγή: <https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/44787-three-phase-svpwm-inverter>]



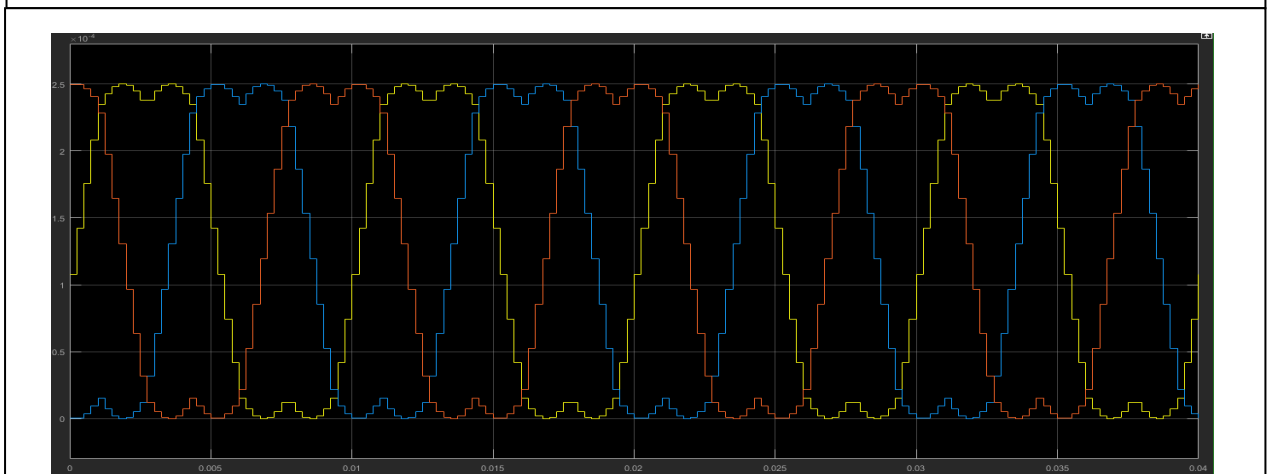
Τα σήματα  $V_a$ ,  $V_b$  και  $V_c$  της εικόνας α3 ισούνται με τα T1, T4 και T3 της εικόνας α4 αντίστοιχα. Η εικόνα α3 είναι ουσιαστικά ο παλμογράφος (Scope) που φαίνεται στην εικόνα α4. Το ολοκληρωμένο αρχείο της προσομοίωσης του Rashmil Dahanayake βρίσκεται στον υπολογιστή του εργαστηρίου ηλεκτρικών μηχανών. Αξίζει να σημειωθεί ότι η συχνότητα PWM στην παραπάνω προσομοίωση είναι πολύ μεγάλη (περίπου στα 30kHz), με αποτέλεσμα τα σήματα  $V_a$ ,  $V_b$  και  $V_c$  της εικόνας α3 να είναι ευθείες και καθαρές γραμμές (λόγω υψηλής ανάλυσης). Αυτό δικαιολογείται συγκρίνοντας τις εικόνες α3 και α6. Στην τελευταία απεικονίζονται τα σήματα  $V_a$ ,  $V_b$  και  $V_c$ . Οι χρονικές διάρκειες των τριών τάσεων  $V_a$ ,  $V_b$  και  $V_c$  καθορίζουν τους κύκλους εργασίας των έξι παλμών με συχνότητα PWM 4kHz (πολύ μικρότερη ανάλυση από τα 30kHz). Η προσομοίωση της εικόνας α5 είναι του γράφοντος.



Στην εικόνα α6 απεικονίζονται οι τρεις τάσεις  $V_a$ ,  $V_b$  και  $V_c$  με χρονικές διάρκειες  $T_1$ ,  $T_2$  και  $T_0$  αντίστοιχα και στην εικόνα α7 παρουσιάζονται τα modulating functions, τα οποία είναι παρόμοια με τα σήματα της εικόνας α2.



**Εικόνα α6:  $V_a$ ,  $V_b$  και  $V_c$  οι τάσεις με χρονικές διάρκειες  $T_1$ ,  $T_2$  και  $T_0$  αντίστοιχα (SVWPM του γράφοντα)**



**Εικόνα α7: Τρία modulating functions (SVWPM του γράφοντα)**

### **ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β: Κόστος υλικών**

Το συνολικό κόστος των υλικών της παρούσας κατασκευής είναι περίπου 155 Ευρώ χωρίς ΦΠΑ 24%. Στην παρακάτω λίστα αναλύονται όλα τα υλικά που χρησιμοποιήθηκαν και το κόστος του καθενός. Να σημειωθεί ότι μερικά υλικά ήταν ήδη διαθέσιμα, οπότε δεν αναγράφεται το κόστος τους (παρουσιάζονται στο τέλος



της λίστας). Στα υλικά όπου αναγράφεται δεξιά η λέξη ERROR σημαίνει ότι αγοράστηκαν περισσότερα εξαρτήματα λόγω καταστροφής των προηγούμενων.

TLP 351 - 1,80 euros x1 (10,80 euros x6) -> optocoupler  
 IR 2110 - 4,00 euros x1 (12,00 euros x3) -> MOSFET/IGBT driver  
 IR 2233 - 4,00 euros x1 (4,00 euros x1) -> MOSFET/IGBT driver  
 IR 2233 - 4,00 euros x1 (8,00 euros x2) -> MOSFET/IGBT driver (2 ERRORS)  
 IRFPE50 - 4,00 euros x1 (24,00 euros x6) -> MOSFET  
 IRFPE50 - 4,00 euros x1 (24,00 euros x6) -> MOSFET - ERROR  
 UF 4004 - 0,10 euros X1 (0,30 euros x3) -> Ultra fast diode  
 Βάση για το TLP 351 - 0,05 euros (0,30 euros x6)  
 Βάση για το IR 2233 - 0,10 euros  
 Θερμοαγώγιμη πάστα - 3,00 euros

PCB Board 149,48 x 94,76 mm - 60,00 euros x1

Μίκα (μονωτικό υλικό) WK 3158 - 0,10 euros (1,00 euros x10)  
 Ψήκτρα για το ολοκληρωμένο IR 2233 - 2,00 euros

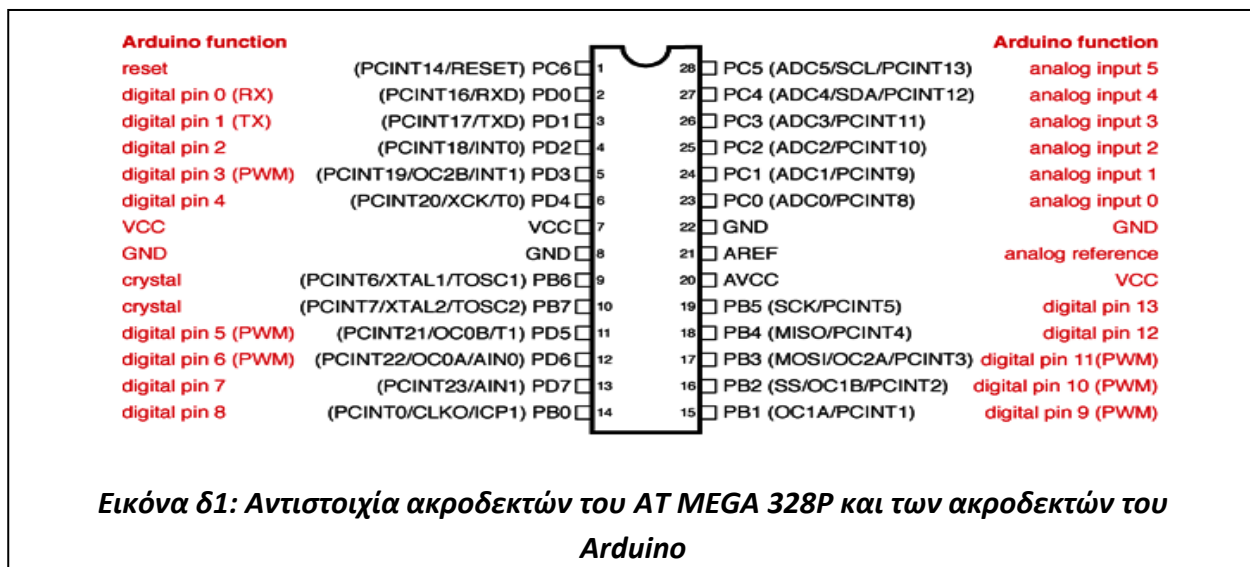
Ακρυλικό φύλλο P51xM50,5 cm πάχους 3mm - 4,94 euros

Τα παρακάτω υλικά ήταν διαθέσιμα οπότε δεν αναγράφεται η τιμή τους. Αυτά είναι:

- Οθόνη LCD 16x2 χαρακτήρων (x1)
- Πλακέτα Arduino Uno (x2)
- Καλώδια
- Κλέμες WAGO (x14)
- Πολυαιστερικός πυκνωτής 100nF (x9)
- Ηλεκτρολυτικός πυκνωτής 10μF (x2)
- Ντίζα (x4)
- Κουτί χειριστηρίου (x1)
- Ξύλα

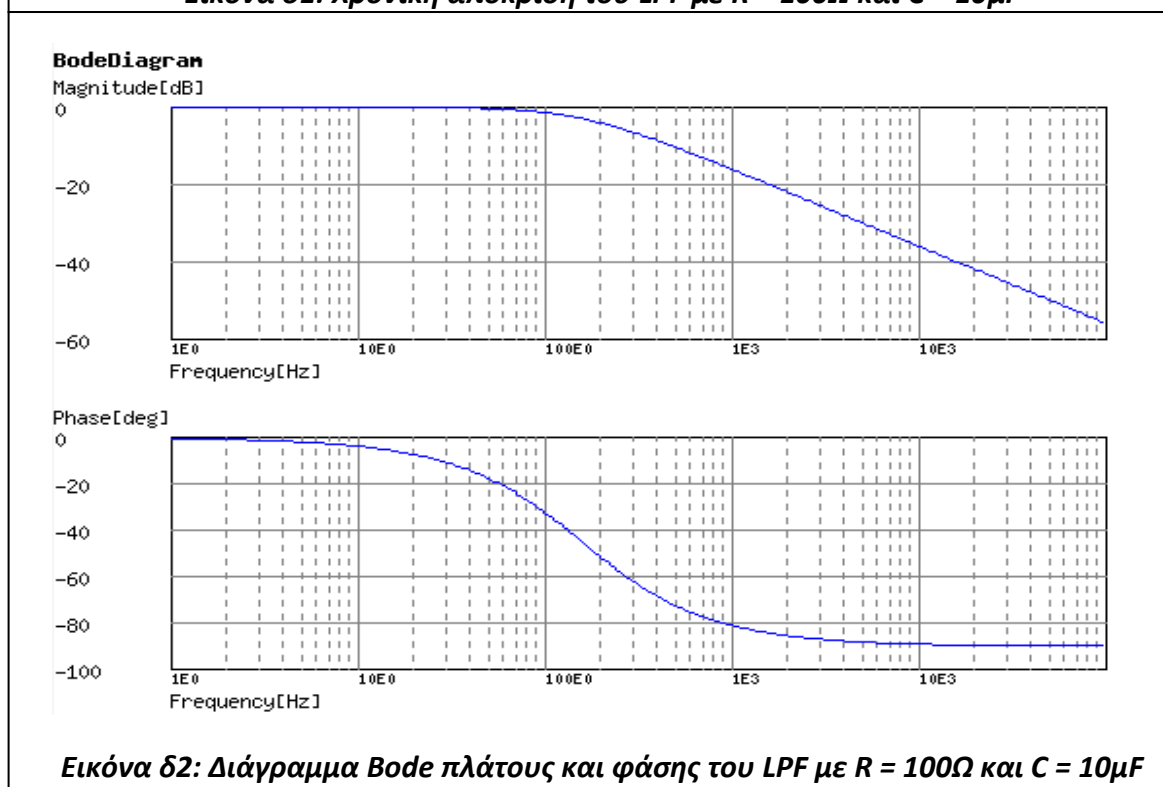
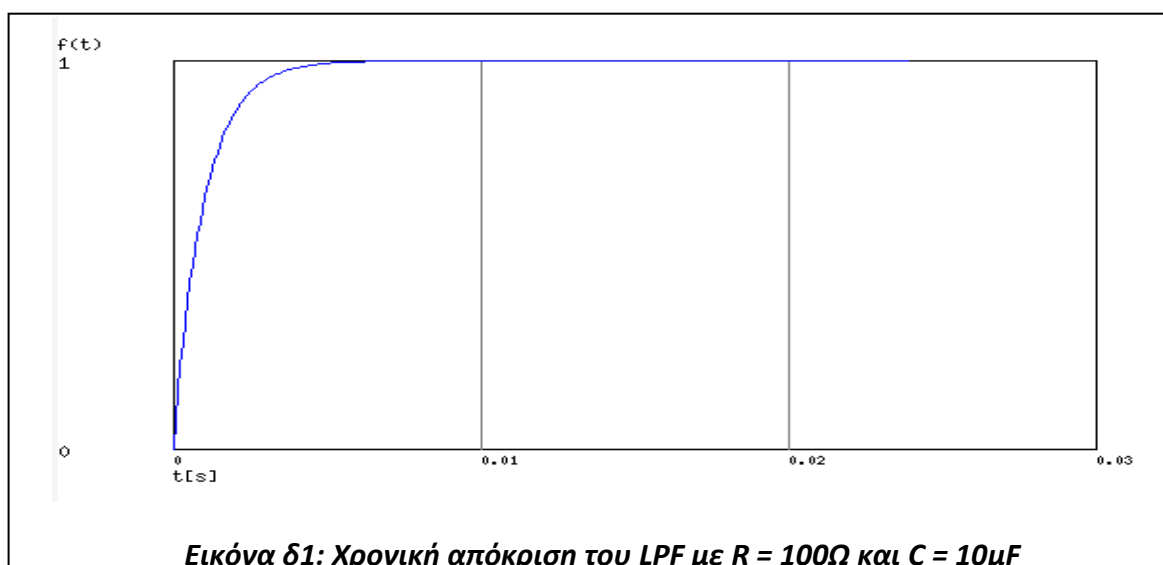
### ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Γ: Αντιστοιχία ακροδεκτών του μικροελεγκτή AT MEGA 328P με τους ακροδέκτες του Arduino Uno

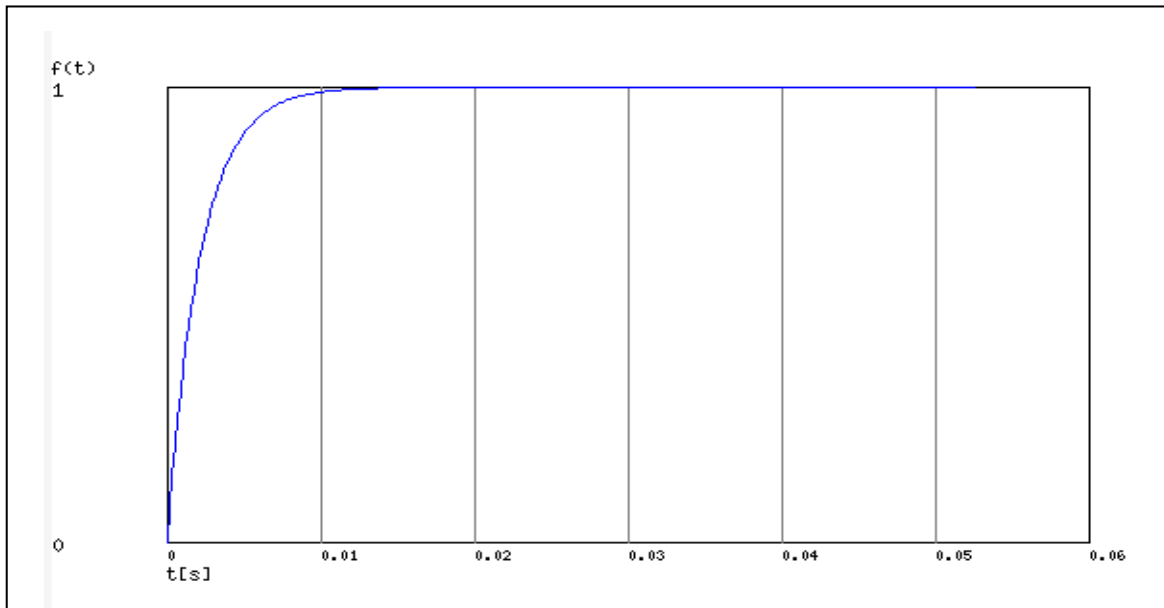
Στην εικόνα δ1 παρουσιάζεται η αντιστοιχία των ακροδεκτών του μικροελεγκτή AT MEGA 328P με τις αναλογικές εισόδους και ψηφιακές εισόδους/εξόδους του υπολογιστή Arduino Uno.



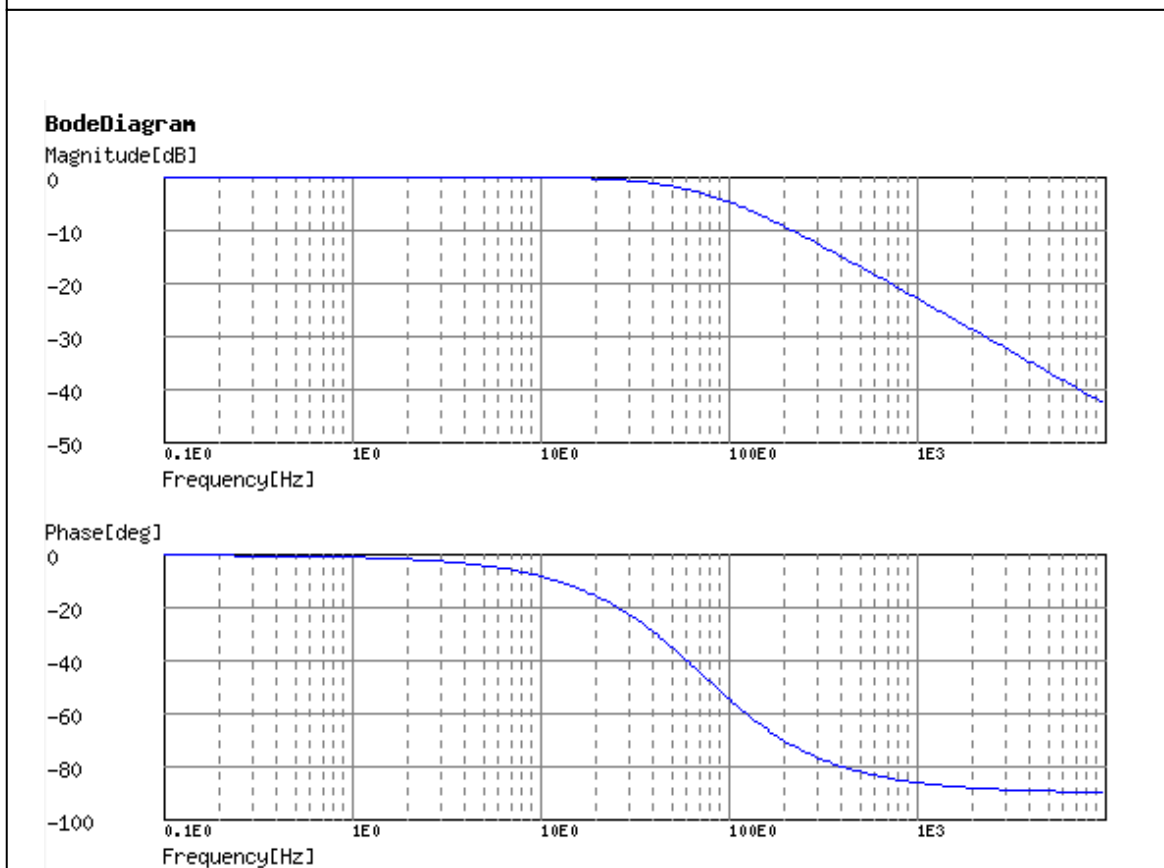
**ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Δ: Χρονική απόκριση των δύο χρησιμοποιηθέντων RC φίλτρων**

Με την βοήθεια του online RC calculator, στις εικόνες δ1, δ2, δ3 και δ4 απεικονίζονται οι χρονικές αποκρίσεις και τα διαγράμματα Bode πλάτους και φάσης των δύο RC φίλτρων που εφαρμόστηκαν στα πλαίσια διεξαγωγής των πειραμάτων. Πιο συγκεκριμένα στην εικόνα δ1 παρουσιάζεται η χρονική απόκριση φίλτρου με  $R = 100\Omega$  και  $C = 10\mu F$  και στην εικόνα δ2 απεικονίζονται τα διαγράμματα Bode πλάτους και φάσης. Επίσης στην εικόνα δ3 φαίνεται η χρονική απόκριση του φίλτρου με  $R = 220\Omega$  και  $C = 10\mu F$  και στην εικόνα δ4 παρουσιάζονται τα διαγράμματα Bode πλάτους και φάσης.





**Εικόνα δ3: Χρονική απόκριση του LPF με  $R = 220\Omega$  και  $C = 10\mu F$**



**Εικόνα δ3: Διάγραμμα Bode πλάτους και φάσης του LPF με  $R = 220\Omega$  και  $C = 10\mu F$**

**ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ε: Αρχεία της παρούσας κατασκευής**

Τα αρχεία που βρίσκονται στον υπολογιστή του εργαστηρίου των ηλεκτρικών μηχανών είναι τα παρακάτω:

- Φύλλα δεδομένων (datasheets) των υλικών.
- Προσομοίωση της τεχνικής SVPWM στο Simulink του γράφοντα.
- Προσομοίωση ολοκληρωμένου τριφασικού αντιστροφέα χρησιμοποιώντας την τεχνική SVPWM από τον Rashmil Dahanayake.
- Διευκρινήσεις για τους drivers IOR και τα περιφερειακά τους από την εταιρία Infineon.
- Δημιουργία Look Up Table χρησιμοποιώντας την τεχνική SVPWM στο πρόγραμμα Excel.
- Τα προγράμματα του Arduino, τα οποία είναι τα εξής
  - Τεχνική SVPWM με αλλαγή συχνότητας εξόδου.
  - Τεχνική SVPWM με έλεγχο τάσης/συχνότητας (V-f control).
  - Απεικόνιση του συντελεστή  $m$  και της συχνότητας εξόδου σε μια οθόνη LCD.
- Αρχείο στο σημειωματάριο το οποίο περιλαμβάνει:
  - Αγορές των υλικών και το κόστος τους χωρίς ΦΠΑ 24% που χρησιμοποιήθηκαν στην κατασκευή.
  - Προμηθευτές των παραπάνω υλικών.
  - Ήδη διαθέσιμα υλικά που δεν αγοράστηκαν στα πλαίσια της κατασκευής.
- Πειραματικά αποτελέσματα με τους drivers IR2110 και IR2233.
- Σχέδια κατασκευής σε κυκλωματικό διάγραμμα και σε PCB.
- Φωτογραφίες σχεδίων κατασκευής.

**ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ζ: Λίστα υλικών και προμηθευτών**

**1. Actuell Electronics - Χριστακίδης Π. Φίλιππος**, Τηλέφωνο: 2310 322655 , email: [actuell@gmail.com](mailto:actuell@gmail.com) , Υπέυθυνη: Άννα

Ηλεκτρονική διεύθυνση: <http://www.actuellelectronics.gr/index.aspx>

Υλικά: TLP 351, IR 2110, IR 2233, IRFPE50, UF 4004, Βάση για το TLP 351, Βάση για το IR 2233, Θερμοαγώγιμη πάστα

---

**2. F-PCB - Φανιάδης Αναστάσιος**, Τηλέφωνα: 2310 723454 , 2310 723461 , email: info@f-pcb.gr , Υπεύθυνος: Αναστάσιος

Ηλεκτρονική διεύθυνση:

[http://www.f-pcb.gr/index.php?option=com\\_frontpage&Itemid=1](http://www.f-pcb.gr/index.php?option=com_frontpage&Itemid=1)

Υλικά: PCB Board 149,48 x 94,76 mm

**3. MAR Electronics**, Τηλέφωνο: 2310 532658 , email: marelect@otenet.gr , Ηλεκτρονική διεύθυνση: <http://www.marelectronics.gr/?lang=gr>

Υλικά: Μίκα (μονωτικό υλικό), Ψύκτρα για το ολοκληρωμένο IR 2233

**4. LEROY MERLIN, κατάστημα Θεσσαλονίκης**, Τηλέφωνο: 2311 990400

Ηλεκτρονική διεύθυνση:

<https://www.leroymerlin.gr/gr/xuleia/guali-kathreptis-plexiglass/plexiglass/akruliko-fullo-p51xm505-cm-pahous-3mm-61694213/>

Υλικά: Ακρυλικό φύλλο Π51xM50,5 cm πάχους 3mm

### **Βιβλιογραφία**

Κολλιόπουλος, Ν. (2010). *Ηλεκτροτεχνία 2*. Εκδόσεις: Ίων. Αθήνα.

Μάργαρης, Ν. Ι. (2010). *Ανάλυση ηλεκτρικών κυκλωμάτων*. Εκδόσεις: Τζιόλα. Θεσσαλονίκη.

Charman, S. (2014). *Ηλεκτρικές μηχανές*. Εκδόσεις: Τζιόλα. Θεσσαλονίκη.

Μαλατέσας, Π. Β. (2015). *Ηλεκτρική κίνηση*. Εκδόσεις: Τζιόλα. Θεσσαλονίκη.

Μαλατέσας, Π. , Τερζή Μ. (2013). *Ηλεκτρομηχανικά Συστήματα Μετατροπείς Ενέργειας*. Εκδόσεις: Τζιόλα, Θεσσαλονίκη.

Malvino, A. , Bates, J. D. (2014). *Ηλεκτρονική*. Εκδόσεις: Τζιόλα. Θεσσαλονίκη.

Muhammad, H. R. (2010). *Ηλεκτρονικά ισχύος*. Εκδόσεις: Ίων. Περιστερί.

---



Kumar, K.V., Prawin, A. M., Joseph P. John and Dr. S. Suresh Kumar. (2010). SIMULATION AND COMPARISON OF SPWM AND SVPWM CONTROL FOR THREE PHASE INVERTER, *ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences*, 5 (7), 61-74.

Μυστικός, Ε. (2003). Σημειώσεις Ηλεκτρικών Μηχανών. *Τμήμα Αυτοματισμού, Τ.Ε.Ι Θεσσαλονίκης*.

Τμήμα Φυσικής Πανεπιστημίου Αθηνών. (2008). Σημειώσεις του εργαστηρίου «Εισαγωγή στα συστήματα τηλεπικοινωνιών». *Τομέας Ε: Ηλεκτρονικής, υπολογιστών, τηλεπικοινωνιών και αυτοματισμού, Πανεπιστήμιο Αθηνών* [Ανακτήθηκε στις 6/3/2018]

[http://moag.phys.uoa.gr/moag\\_gr/sites/default/files/moag\\_files/Telecom\\_Labs.pdf](http://moag.phys.uoa.gr/moag_gr/sites/default/files/moag_files/Telecom_Labs.pdf)

Προσομοίωση τριφασικού αντιστροφέα χρησιμοποιώντας την τεχνική διαμόρφωσης SVPWM στο Simulink από τον Dahanayake R.

[Ανακτήθηκε στις 4/4/2018]

<https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/44787-three-phase-svpwm-inverter>

Oppenheim A.V, Schafer R.W and Buck J.R. (1999). «Discrete-Time Signal Processing». Editions: Prentice Hall. New Jersey

---