



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

**Σχεδίαση και Υλοποίηση Σύγχρονου Αντισταθμιστή Άεργου
Ισχύος - STATCOM**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

των

**ΓΙΩΤΟΠΟΥΛΟΥ ΒΑΣΙΛΗ
ΦΟΥΡΝΑΡΗ ΜΑΡΙΟΥ**

Επιβλέπων : Γεώργιος Κορρές
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2017



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

Σχεδίαση και Υλοποίηση Σύγχρονου Αντισταθμιστή Άεργου Ισχύος - STATCOM

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

των

**ΓΙΩΤΟΠΟΥΛΟΥ ΒΑΣΙΛΗ
ΦΟΥΡΝΑΡΗ ΜΑΡΙΟΥ**

Επιβλέπων : Γεώργιος Κορρές
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 17^η Οκτωβρίου 2017.

(Υπογραφή)

.....
Γεώργιος Κορρές
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

(Υπογραφή)

.....
Παύλος Γεωργιλάκης
Επ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

(Υπογραφή)

.....
Κωνσταντίνος Βουρνάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2017

(Υπογραφή)

.....

ΓΙΩΤΟΠΟΥΛΟΣ ΒΑΣΙΛΗΣ

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

(Υπογραφή)

.....

ΦΟΥΡΝΑΡΗΣ ΜΑΡΙΟΣ

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Γιωτόπουλος Βασίλης, 2017

Copyright © Φούρναρης Μάριος, 2017

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved

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

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τους συγγραφείς και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Περίληψη

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετάται η λειτουργία ενός σύγχρονου συστήματος εγκάρισης αντιστάθμισης γνωστού και ως STATCOM (Static Synchronous Compensator). Σήμερα ένα τέτοιο σύστημα έχει πολλές εφαρμογές στα συστήματα μεταφοράς και διανομής ηλεκτρικής ενέργειας (ευστάθεια τάσης, εξάλειψη αρμονικών, αντιστάθμιση άεργου ισχύος κ.τ.λ.). Σκοπός της εργασίας είναι η ανάλυση, ο σχεδιασμός και η υλοποίηση ενός τέτοιου συστήματος για τον έλεγχο της άεργου ισχύος. Για την πειραματική επιβεβαίωση όλης αυτής της ανάλυσης που παρουσιάζεται στην παρούσα εργασία, κατασκευάσαμε έναν τριφασικό STATCOM ισχύος 10kVA με ενσωματωμένο μικροϋπολογιστικό σύστημα 32-bit (MCU), το οποίο δοκιμάστηκε στο εργαστήριο Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας του Ε.Μ.Π. Οι κατασκευαστικές λεπτομέρειες, η μέθοδος υλοποίησης καθώς και τα πειραματικά αποτελέσματα, αποτελούν μέρος της εργασίας αυτής.

Επιπλέον, τα αποτελέσματα της πειραματικής κατασκευής συγκρίνονται με τα αποτελέσματα προσομοίωσης του συστήματος σε περιβάλλον Matlab/Simulink. Τονίζεται ότι ο στόχος της πειραματικής κατασκευής είναι η ανάδειξη της λειτουργίας ενός συστήματος STATCOM μικρής ισχύος για την ελεγχόμενη έγχυση άεργου ισχύος στον ζυγό τον οποίο συνδέεται, χωρίς να δίνεται έμφαση σε βέλτιστα κριτήρια κατά τον σχεδιασμό του.

Η διπλωματική εργασία διαρθρώνεται στα παρακάτω κεφάλαια:

- Στο **Κεφάλαιο 1** γίνεται μία σύντομη εισαγωγή στις ανάγκες των Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας για την καλύτερη αξιοποίηση και την αύξηση της ροής ισχύος, περιγράφονται οι συμβατικές μέθοδοι αντιμετώπισης που μέχρι σήμερα εφαρμόζονται, ενώ προτείνεται η χρήση μίας νέας οικογένειας συσκευών (FACTS) για την αποδοτικότερη και ευέλικτη αξιοποίηση της μεταφοράς ισχύος. Στην οικογένεια αυτή ανήκει και το STATCOM.
- Στο **Κεφάλαιο 2** γίνεται ανάλυση του STATCOM, περιγράφεται η αρχή και ο τρόπος λειτουργίας του και εξάγονται τα μαθηματικά μοντέλα που το περιγράφουν σε συμμετρικές και μη συμμετρικές καταστάσεις του δικτύου. Επίσης παρουσιάζονται οι διάφορες τοπολογίες παθητικών φίλτρων (L, LC, LCL) οι οποίες εφαρμόζονται στην έξοδο του για την διασύνδεσή του με το δίκτυο.
- Στο **Κεφάλαιο 3** περιγράφεται η στρατηγική ελέγχου του STATCOM βασισμένη στη θεωρία PQ. Περιγράφονται όλες οι επιμέρους βαθμίδες ελέγχου όπως ελεγκτής ρεύματος, ελεγκτής τάσης, διάταξη κλειδώματος φάσης (PLL), ενώ γίνεται αναφορά σε μεθόδους παθητικής και ενεργητικής απόσβεσης του φίλτρου εξόδου του STATCOM (passive and active damping resonance).
- Στο **Κεφάλαιο 4** παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοίωσης ενός τριφασικού συστήματος STATCOM σε περιβάλλον Matlab/Simulink.
- Στο **Κεφάλαιο 5** περιγράφεται η υλοποίηση ενός συστήματος STATCOM, για πειραματικό και ερευνητικό σκοπό, καθώς παρουσιάζονται τα αποτελέσματα για διάφορες λειτουργικές καταστάσεις. Τα σχηματικά διαγράμματα της κατασκευής βρίσκονται στο Παράρτημα Γ.
- Το **Κεφάλαιο 6** αποτελεί το τελευταίο κεφάλαιο στο οποίο, εξάγονται συγκεντρωτικά τα συμπεράσματα της παρούσας διπλωματικής εργασίας, γίνεται σύγκριση των πειραματικών αποτελεσμάτων σε σχέση με το μοντέλο προσομοίωσης αλλά και την θεωρία που αναπτύχθηκε, και αναφέρονται προτάσεις βελτίωσης και μελλοντικής έρευνας σε σχέση με το γενικότερο αντικείμενο μελέτης της παρούσας διπλωματικής.

Λέξεις Κλειδιά: STATCOM, αντιστάθμιση, άεργος ισχύς, έλεγχος ρεύματος, έλεγχος τάσης, SRF-PLL, DDSRF-PLL, LCL, θετική ακολουθία, αρνητική ακολουθία, μετασχηματισμός Park, μετασχηματισμός Clarke, PQ έλεγχος, FACTS, SPWM, SVPWM, passive damping, active damping

Abstract

This thesis studies, the operation of a modern shunt compensation system, also known as STATCOM (Static Synchronous Compensator). This system has multiple applications in power transmission and distribution systems (voltage stability, harmonic elimination, reactive power compensation, etc.). The purpose of the thesis is to analyze, design and implement such a system to control the reactive power. For the experimental confirmation of this analysis, we assembled a three-phase STATCOM power of 10kVA with built-in 32-bit microcontroller (MCU), which was tested in the Laboratory of Electrical Systems of the NTUA. The assembly details, the implementation method as well as the experimental results are part of this work.

In addition, the results of the experimental assembly are compared with the simulation results of the system in a Matlab / Simulink environment. It is emphasized that the objective of the experimental assembly is to highlight the operation of a low power STATCOM system for the controlled injection of reactive power on the network to which it is connected, without emphasizing optimal criteria.

The thesis is structured in the following chapters:

- **Chapter 1** gives a brief introduction to the needs of Power Systems to better exploit and increase power flow, describes the conventional methods of treatment that have been applied and proposes the use of a new FACTS family for the most efficient and flexible utilization of power transfer. The STATCOM is included in this family.
- **Chapter 2** analyzes STATCOM extensively, describes its principle and mode of operation, and extracts mathematical models describing it in symmetric and unsymmetrical states of the network. Also presented are the various topology of passive filters (L, LC, LCL) which are applied to its output for interconnection with the network.
- **Chapter 3** describes the STATCOM control strategy based on the PQ theory. All individual control steps such as current controller, voltage controller, phase locked loop (PLL) are described, while reference is made to passive and active damping methods of the STATCOM output filter.
- **Chapter 4** presents the simulation results of a three-phase STATCOM system in a Matlab / Simulink environment.
- **Chapter 5** describes the implementation of a STATCOM system for experimental and research purposes, as the results for various operating situations are presented. The schematic diagrams of the assembly are in Appendix C.
- **Chapter 6** is the last chapter in which the conclusions of this thesis are summarized, a comparison of the experimental results compared to the simulation model and the theory developed, and suggestions for improvement and future research in relation to the general subject study of this thesis.

Key words: STATCOM, compensation, reactive power, current control, voltage control, SRF-PLL, DDSRF-PLL, LCL, positive sequence, negative sequence, Park transformation, Clarke transform, PQ control, FACTS, SPWM, SVPWM, passive damping, active damping.

Ευχαριστίες

Ευχαριστούμε τον καθηγητή κ. Κορρέ Γεώργιο για την εμπιστοσύνη που μας έδειξε καθώς και για τη βοήθειά του καθ'όλη την διάρκεια εκπόνησης της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

ΒΑΣΙΛΗΣ Ν. ΓΙΩΤΟΠΟΥΛΟΣ

ΜΑΡΙΟΣ Χ. ΦΟΥΡΝΑΡΗΣ

Πίνακας Περιεχομένων

ΛΙΣΤΑ ΣΥΜΒΟΛΩΝ	X
ΛΙΣΤΑ ΑΚΡΩΝΥΜΙΩΝ	XII
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1.....	1
ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	1
1.1 ΓΕΝΙΚΗ ΕΙΣΑΓΩΓΗ	1
1.2 ΕΥΕΛΙΚΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ (FACTS)	2
1.3 ΣΥΜΒΑΤΙΚΟΙ ΚΑΙ ΝΕΟΙ ΜΕΘΟΔΟΙ ΑΝΤΙΣΤΑΘΜΙΣΗΣ ΑΕΡΓΟΥ ΙΣΧΥΟΣ	2
1.3.1. Εγκάρσια και εν σειρά αντιστάθμιση.....	3
1.3.2. Στατικός Αντισταθμιστής Άεργης Ισχύος (SVC).....	4
1.3.3. Ηλεκτρομηχανικά μεταγόμενες συστοιχίες πυκνωτών	5
1.3.4. Σύγχρονοι πυκνωτές.....	6
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2	7
ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΑΝΤΙΣΤΑΘΜΙΣΤΗ ΑΕΡΓΟΥ ΙΣΧΥΟΣ - STATCOM	7
2.1 ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ STATCOM	7
2.1.1. Γενική διάταξη διασυνδεδεμένου STATCOM στο δίκτυο	7
2.1.2. Περιγραφικές σχέσεις ισχύος του STATCOM.....	8
2.1.3. Χαρακτηριστική καμπύλη V-I του STATCOM.....	10
2.2 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ (DC/AC).....	11
2.2.1. Εισαγωγή.....	11
2.2.2. Τεχνική ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (SPWM)	12
2.2.3. Τεχνική ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών με χρήση χωρικών διανυσμάτων (Space Vector PWM).....	15
2.2.4. Απαιτήσεις διασύνδεσης του αντιστροφέα στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας	17
2.3 ΠΑΘΗΤΙΚΑ ΦΙΛΤΡΑ.....	18
2.3.1. Φίλτρο L.....	19
2.3.2. Φίλτρο LC.....	21
2.3.3. Φίλτρο LCL.....	21
2.3.4. Κανόνες σχεδιασμού LCL φίλτρου.....	23
2.4 ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΤΟΥ STATCOM	26
2.4.1. Τριφασικό μοντέλο του STATCOM.....	26
2.4.2. Μαθηματικό μοντέλο του STATCOM στο d-q επίπεδο συντεταγμένων για συμμετρική λειτουργία.....	28
2.4.3. Μαθηματικό μοντέλο του STATCOM στο d-q επίπεδο συντεταγμένων για ασύμμετρη λειτουργία.....	29

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3	33
ΕΛΕΓΧΟΣ ΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΑΝΤΙΣΤΑΘΜΙΣΤΗ ΑΕΡΓΟΥ ΙΣΧΥΟΣ - STATCOM....	33
3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	33
3.2 ΣΤΡΑΤΗΓΙΚΗ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΟΥ STATCOM.....	34
3.3. ΔΙΑΤΑΞΗ ΚΛΕΙΔΩΜΑΤΟΣ ΦΑΣΗΣ (PLL)	35
3.3.1. Διάταξη PLL στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (SRF PLL).....	35
3.3.2. Διάταξη PLL με διπλή απόζευξη στο σύγχρονα στρεφόμενα πλαίσιο αναφοράς (DDSRF - PLL).....	37
3.3.3. Διακριτοποίηση και Υλοποίηση διάταξης DDSRF-PLL.....	38
3.4. ΕΛΕΓΚΤΗΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΤΑΣΗΣ (DC VOLTAGE CONTROLLER).....	41
3.5. ΕΛΕΓΚΤΗΣ ΡΕΥΜΑΤΩΝ (CURRENT CONTROLLER).....	42
3.6. ΜΕΘΟΔΟΙ ΑΠΟΣΒΕΣΗΣ LCL ΦΙΛΤΡΟΥ (DAMPING METHODS).....	43
3.6.1. Παθητική απόσβεση (Passive Damping).....	43
3.6.2. Ενεργή απόσβεση (Active Damping)	45
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4	49
ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ STATCOM	49
4.1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	49
4.2. ΣΧΗΜΑΤΙΚΑ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ.....	50
4.2.1. Γενική διάταξη.....	50
4.2.2. PQ ελεγκτής (PQ controller).....	51
4.2.3. Φίλτρα σημάτων εισόδου (Anti-aliasing filters)	52
4.2.4. DDSRF-PLL.....	53
4.2.5. Ελεγκτής PI με Anti-windup.....	54
4.2.6. Ελεγκτής συνεχούς τάσης (DC voltage controller).....	55
4.2.7. Μετασχηματισμός Park θετικής ακολουθίας	55
4.2.8. Αντίστροφος μετασχηματισμός Park θετικής ακολουθίας.....	56
4.3. ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ	56
4.4. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ.....	60
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5	63
ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ STATCOM.....	63
5.1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	63
5.2. ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ.....	64
5.2.1. Πλακέτα αντιστροφέα (Inverter board).....	64
5.2.2. Πλακέτα εξόδου (Output board).....	65
5.2.3. Πλακέτα συνεχούς τάσης (DC bus and measuring board).....	65
5.2.4. Πλακέτα εναλλασσόμενων σημάτων μέτρησης (AC measuring board)	65
5.2.5. Πλακέτα φίλτρου απόρριψης ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής (EMI filter board)	65
5.2.6. Πλακέτα ελέγχου (Control board)	65
5.2.7. Πλακέτα χρήστη (User Interface board)	72
5.2.8. Πλακέτα βοηθητικής τροφοδοσίας (Auxiliary power supply board)	72
5.2.9. LCL φίλτρο εξόδου	72
5.3. ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ	73

5.3.1. Χωρητική λειτουργία ($Q_{ref} = +5000VAr$)	73
5.3.2. Επαγωγική λειτουργία ($Q_{ref} = -2000VAr$)	76
5.3.3. Ωμική λειτουργία ($Q_{ref} = 0VAr$)	78
5.4. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	81
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6	83
ΓΕΝΙΚΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ.....	83
6.1. ΓΕΝΙΚΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	83
6.2. ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗΣ ΕΡΕΥΝΑΣ	84
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α	85
ΦΩΤΟΓΡΑΦΙΕΣ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ.....	85
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β	97
ΜΙΚΡΟΕΛΕΓΚΤΗΣ (MCU).....	97
B.1. ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΜΙΚΡΟΕΛΕΓΚΤΗ STM32F407.....	97
B.2. ΓΕΝΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΡΟΗΣ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ	99
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Γ	101
ΚΑΤΑΣΚΕΥΑΣΤΙΚΑ ΣΧΕΔΙΑ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ	101
Γ.1. ΣΧΗΜΑΤΙΚΑ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ	101
Γ.2. ΣΧΕΔΙΑ ΤΥΠΩΜΕΝΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ (PCB)	122
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	141

Λίστα Συμβόλων

Z_{base}	Βασική σύνθετη αντίσταση συστήματος.
L_{base}	Βασική αυτεπαγωγή συστήματος.
C_{DC}	Χωρητικότητα ηλεκτρολυτικού πυκνωτή.
V_{DC}	Μέση τιμή τάσης συνεχούς ρεύματος στα άκρα ηλεκτρολυτικού πυκνωτή.
i_{DC}	Στιγμιαίο συνεχές ρεύμα.
v_{DC}	Στιγμιαία συνεχής τάση.
P_{DC}	Στιγμιαία ισχύς ηλεκτρολυτικού πυκνωτή.
R_{DC}	Ωμικές απώλειες ηλεκτρολυτικού πυκνωτή.
V_g, V_{grid}	Διάνυσμα τάσης δικτύου.
v_a, v_b, v_c	Στιγμιαίες φασικές τάσης του δικτύου.
v_{ga}, v_{gb}, v_{gc}	
v_a^+, v_b^+, v_c^+	Στιγμιαίες φασικές τάσης θετικής ακολουθίας του δικτύου.
v_a^-, v_b^-, v_c^-	Στιγμιαίες φασικές τάσης αρνητικής ακολουθίας του δικτύου.
v_a^0, v_b^0, v_c^0	Στιγμιαίες φασικές τάσης μηδενικής ακολουθίας του δικτύου.
v_d, v_q	Στιγμιαίες τάσεις του δικτύου στον άξονα d-q.
v_{gd}, v_{gq}	
v_d^+, v_q^+	Στιγμιαίες τάσεις θετικής ακολουθίας του δικτύου στον d-q άξονα.
v_{gd}^+, v_{gq}^+	
v_d^-, v_q^-	Στιγμιαίες τάσεις αρνητικής ακολουθίας του δικτύου στον d-q άξονα.
v_{gd}^-, v_{gq}^-	
V_{stat}	Διάνυσμα τάσης εξόδου STATCOM.
$V_{stat,1}$	Διάνυσμα θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου του STATCOM.
V_{VSC}, V_{inv}	Διάνυσμα τάσης εξόδου αντιστροφέα.
$v_{stat,a}, v_{stat,b}, v_{stat,c}$	Στιγμιαίες φασικές τάσης STATCOM.
$v_{conv,a}, v_{conv,b}, v_{conv,c}$	
$v_{conv,d}, v_{conv,q}$	Στιγμιαίες τάσεις εξόδου STATCOM στον d-q άξονα.
u_d, u_q	
$v_{conv,d}^+, v_{conv,q}^+$	Στιγμιαίες τάσεις εξόδου θετικής ακολουθίας του STATCOM στον d-q άξονα.
$v_{conv,d}^-, v_{conv,q}^-$	Στιγμιαίες τάσεις εξόδου αρνητικής ακολουθίας του STATCOM στον d-q άξονα.
i_{ga}, i_{gb}, i_{gc}	Στιγμιαία ρεύματα εξόδου του STATCOM (στη μεριά του δικτύου).
i_{gd}, i_{gq}	Στιγμιαία ρεύματα εξόδου του STATCOM στον άξονα d-q.
i_{gd}^+, i_{gq}^+	Στιγμιαία ρεύματα εξόδου θετικής ακολουθίας του STATCOM στον d-q άξονα.
i_{gd}^-, i_{gq}^-	Στιγμιαία ρεύματα εξόδου αρνητικής ακολουθίας του STATCOM στον d-q άξονα.

I_{stat}	Διάνυσμα ρεύματος εξόδου STATCOM.
S_{stat}	Μιγαδική ισχύς STATCOM.
P_{stat}	Έγχυση πραγματικής ισχύος από το STATCOM στο ζυγό δικτύου.
Q_{stat}	Έγχυση άεργου ισχύος από το STATCOM στο ζυγό δικτύου.
Q_c	Χωρητική άεργος ισχύος πυκνωτή φίλτρου εξόδου STATCOM.
X_g	Επαγωγική αντίσταση πηνίου ζεύξης αντιστροφέα με το δίκτυο.
L_g	Αυτεπαγωγή πηνίου ζεύξης αντιστροφέα με το δίκτυο.
L_f	Αυτεπαγωγή πηνίου φίλτρου STATCOM.
C_f	Χωρητικότητα πυκνωτή φίλτρου STATCOM.
$I_{L,sat}$	Ρεύμα κορεσμού πηνίου.
R_d	Αντίσταση απόσβεσης (damping resistance).
$\hat{V}_{LL,g}$	Ενεργός τιμή της πολικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα.
$\hat{V}_{ab}, \hat{V}_{bc}, \hat{V}_{ca}$	Πλάτος των πολικών τάσεων εξόδου του αντιστροφέα.
$\hat{V}_{an,max}$	Πλάτος κυριαρχούσας αρμονικής συνιστώσας της φασικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα με χρήση της τεχνικής SPWM.
m_a	Συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους (modulation amplitude)
m_f	Συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητα (modulation frequency).
f_g	Συχνότητα δικτύου (grid frequency).
f_{sw}	Διακοπτική συχνότητα (switching frequency).
f_s	Συχνότητα δειγματοληψίας (sampling frequency)
f_s	Συχνότητα συντονισμού (resonance frequency).
d	Κυριαρχούσα αρμονική συνιστώσα τάσης εξόδου αντιστροφέα.
δ	Γωνία μεταξύ τάσεως δικτύου και θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης του STATCOM (power angle).
α	Συντελεστής αναλογίας αυτεπαγωγής δικτύου σε σχέση με την αυτεπαγωγή του φίλτρου εξόδου του STATCOM.
γ	Βαθμός αρμονικής εξασθένησης του φίλτρου εξόδου του STATCOM.
k_{VSC}	Ισοδύναμο κέρδος τάσης αντιστροφέα.
v_{ref}^*	Χωρικό διάνυσμα αναφοράς της τεχνικής SVPWM.
v_a^*, v_b^*	Χωρικά διανύσματα αναφοράς της τεχνικής SVPWM στον στατό άξονα α - β .
θ_{PLL}	Γωνία εξόδου διάταξης PLL.
ω_{PLL}	Συχνότητα εξόδου αλγορίθμου PLL.
θ_{grid}	Γωνία δικτύου.
ω_0	Θεμελιώδεις κυκλική συχνότητα του δικτύου.
ω_f	Κυκλική συχνότητα αποκοπής βαθυπερατού φίλτρου.
$f_{s,PLL}$	Συχνότητα εκτέλεσης αλγορίθμου PLL.
K_p, K_I	Κέρδος αναλογικού και ολοκληρωτικού όρου PI ελεγκτή.
K_{awd}	Κέρδος anti-windup μεθόδου.
$\Delta I_{VSC,max}$	Μέγιστη διακύμανση του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα.

Λίστα Ακρωνυμίων

Ακρωνύμιο	Αγγλική ορολογία	Ελληνική ορολογία
ADC	Analog to Digital Converter	Μετατροπέας αναλογικού σήματος σε ψηφιακό
DDSRF	Double Decoupled Synchronous Reference Frame	Σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο με διπλή απόζευξη
DMA	Direct Memory Access	Απευθείας προσπέλαση μνήμης
EMI	Electromagnetic Interference	Ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή
FACTS	Flexible AC Transmission Systems	Ευέλικτα Συστήματα Μεταφοράς Ηλεκτρικής Ενέργειας
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor	Διπολικό τρανζίστορ μονωμένης πύλης
PCC	Point of Common Couple	Κοινό σημείο σύνδεσης (Κ.Σ.Δ.)
PI	Proportional - Integral	Ελεγκτής αναλογικού - ολοκληρωτικού όρου.
PLL	Phase Locked Loop	Διάταξη κλειδώματος φάσης
PWM	Pulse Width Modulation	Διαμόρφωση Εύρους Παλμών
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation	Ημιτονοειδής διαμόρφωσης εύρους παλμών
SRF	Synchronous Reference Frame	Σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο
SSSC	Static Synchronous Series Compensator	Σύγχρονος Στατικός Εν σειρά αντισταθμιστής
STATCOM	Static Synchronous Compensator	Σύγχρονος Στατικός Αντισταθμιστής
SVC	Static Var Compensatpr	Στατικός Αντισταθμιστής άεργου ισχύος
SVG	Synchronous Voltage Generator	Σύγχρονη πηγή τάσης
SVPWM	Space Vector PWM	Ημιτονοειδής διαμόρφωσης εύρους παλμών με χρήση χωρικών διανυσμάτων
TCR	Thyristor Controlled Reactor	Αυτεπαγωγή ελεγχόμενη από θυρίστορ
THD	Total Harmonic Distortion	Ολικός αρμονικός συντελεστής
TSC	Thyristor-Swiched Capacitor	Πυκνωτής ελεγχόμενος από θυρίστορ
UPFC	Unified Power Flow Controller	Ενοποιημένος Ελεγκτής Ροής Ισχύος

Κεφάλαιο 1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Γενική εισαγωγή

Τα τελευταία χρόνια, η ποιότητα και η ζήτηση ηλεκτρικής ισχύος των Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας (Σ.Η.Ε.) αποτελεί ένα σοβαρό ζήτημα ερευνητικού ενδιαφέροντος, λόγω της συνεχούς αναδιάταξης των δικτύων (εισχώρηση διεσπαρμένης παραγωγής), αύξηση των μη-γραμμικών φορτίων και γενικότερα της ζήτησης ισχύος. Συνεπώς υπάρχει μεγάλη ανάγκη για την καλύτερη, αξιόπιστη και αποδοτικότερη χρησιμοποίηση της ηλεκτρικής ισχύος. Πολλές χώρες προτίμησαν να βασιστούν στον ήδη υπάρχοντα εξοπλισμό ενώ άλλες στην κατασκευή νέων γραμμών μεταφοράς. Το δεύτερο βέβαια δεν ήταν πάντα εφικτό καθώς υπόκεινται στην έγκριση των ρυθμιστικών αρχών ενέργειας και σε περιβαλλοντικούς περιορισμούς αυξάνοντας σημαντικά το κόστος.

Ως αποτέλεσμα της δυσκολίας ελεγχιμότητας της ροής ισχύος, την χειροτέρευση της τάσης από πλευράς ποιότητας, και της μείωσης της ευστάθειας του Σ.Η.Ε. είναι η ύπαρξη γραμμών μεταφοράς στις οποίες η ροή ισχύος είναι αρκετά χαμηλότερη από το όριό τους, ενώ άλλες με χαμηλότερο όριο είναι υπερφορτωμένες. Έτσι η αξιοποίηση και η βέλτιστη χρησιμοποίηση της ισχύος ενός ΣΗΕ συνίσταται στον βέλτιστο έλεγχο των βασικών μεγεθών που αντιπροσωπεύουν τις γραμμές μεταφοράς, δηλαδή τα μέτρα των τάσεων άφιξης και αναχώρησης, της μεταξύ τους γωνίας καθώς και της ισοδύναμης αντίδρασης που παρουσιάζουν.

Η τακτική που ακολουθείται μέχρι και σήμερα για τον έλεγχο των μεγεθών αυτών είναι, η χρήση συσκευών εγκάρσιας και εν σειρά αντιστάθμισης άεργου ισχύος με τις οποίες επιτυγχάνεται βελτίωση του μέτρου της τάσης, και αύξηση του ορίου μεταφερόμενης ισχύος. Ο έλεγχος της ενεργού ισχύος στις γραμμές επιτυγχάνεται με την ρύθμιση της γωνίας των τάσεων άφιξης και αναχώρησης, μέσω συσκευών μετατόπισης φάσης. Οι συσκευές αυτές ελέγχονταν μέχρι και σήμερα με ηλεκτρομηχανικό τρόπο, καθιστώντας τις αργές ως προς την δυναμική απόκριση σε μεταβατικές καταστάσεις, δημιουργώντας προβλήματα ευστάθειας στα δίκτυα.

Σήμερα, η αποτελεσματικότερη λύση για τον αποδοτικότερο έλεγχο και την αύξηση της ικανότητας της μεταφοράς ισχύος, είναι η χρήση Ευέλικτων Συστημάτων Μεταφοράς Ηλεκτρικής Ενέργειας (Flexible AC Transmission Systems, FACTS).

1.2 Ευέλικτα Συστήματα Μεταφοράς Ηλεκτρικής Ενέργειας (FACTS)

Η εφαρμογή των ηλεκτρονικών ισχύος στη βιομηχανία μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας έχει οδηγήσει σε αυξημένη αξιοπιστία, δυνατότητα ελέγχου και αποδοτικότητα. Η πιο δημοφιλής λύση στα προαναφερθέντα προβλήματα είναι μια προσέγγιση γνωστή ως "FACTS". Οι συσκευές FACTS χρησιμοποιούν ηλεκτρονικά ισχύος και έχουν αποδειχθεί πολύ αποτελεσματικά στην αύξηση της αξιοπιστίας του συστήματος ισχύος και στη διατήρηση της ποιότητας της ηλεκτρικής ενέργειας ενώ παράλληλα αυξάνουν την ικανότητα μετάδοσης και την αποδοτικότητα. Δεδομένου ότι η ιδέα εισήχθη για πρώτη φορά στη δεκαετία του '70 και αναπτύχθηκε περαιτέρω στη δεκαετία του '80, τα FACTS έχουν πλέον γίνει η τεχνολογία επιλογής για τον έλεγχο της ροής ισχύος (ενεργού και άεργου), τον έλεγχο της τάσης, τη μείωση των αρμονικών και τη βελτίωση της δυναμικής σταθερότητας. Οι συσκευές FACTS μπορούν να χωριστούν σε δύο κύριες κατηγορίες: εγκάρσιες και συνδεδεμένες σε σειρά συσκευές. Οι εγκάρσιες συσκευές μπορούν να χωριστούν περαιτέρω σε συσκευές μεταβλητής αντίδρασης (SVC) και μετατροπείς ισχύος (STATCOM). Δεδομένης της αύξησης του ενδιαφέροντος σε συσκευές που χρησιμοποιούν μετατροπείς ισχύος, το STATCOM θα είναι το αντικείμενο που θα μας απασχολήσει στην παρούσα εργασία.

1.3 Συμβατικοί και νέοι μέθοδοι αντιστάθμισης άεργου ισχύος

Η αντιστάθμιση της άεργου ισχύος είναι ένα σημαντικό ζήτημα που απασχολεί τον τομέα των ηλεκτρονικών ισχύος. Τα τελευταία χρόνια, χρησιμοποιούνται στατικοί ελεγκτές που διαθέτουν ηλεκτρονικά ισχύος σε συστήματα αντιστάθμισης, για την αύξηση της χωρητικότητας και της ελεξιμότητας της μεταφερόμενης ισχύος, καθώς και για την ικανοποίηση της ζήτησης σε άεργο ισχύ με αποδοτικό τρόπο.

Οι συσκευές FACTS, οι οποίοι βασίζονται σε ημιαγώγιμα διακοπτικά στοιχεία (ηλεκτρονικά ισχύος), ανταποκρίνονται πιο γρήγορα από τους συμβατικούς ηλεκτρομηχανικούς αντισταθμιστές (άεργου ισχύος) που μέχρι και σήμερα χρησιμοποιούνται. Στις συσκευές αυτές ανήκει και ο Στατικός Αντισταθμιστής Άεργου Ισχύος (Static VAR Compensator, SVC), ο οποίος χαρακτηρίζεται από τον γρήγορο χρόνο απόκρισης σε σχέση με τους κλασικούς ηλεκτρομηχανικούς.

Οι νεότερες τεχνολογίες των FACTS έχουν φέρει στην επιφάνεια νέες διατάξεις όπως τα STATCOM (Static Synchronous Compensator), SSSC (Static Synchronous Series Compensator) και UPFC (Unified Power Flow Controller), για την αύξηση την ικανότητας και της απόδοσης των συστημάτων ισχύος. Αυτές οι διατάξεις είναι γνωστές και ως νέοι αντισταθμιστές άεργου ισχύος, αντί των παραδοσιακών SVC's όπως TSC (Thyristor - Switched Capacitor) και TCR (Thyristor - Controlled Reactor).

Υπάρχουν δύο τρόποι αντιστάθμισης άεργου ισχύος: η σε σειρά και η εγκάρσια ή παράλληλη αντιστάθμιση.

Οι εγκάρσιοι αντισταθμιστές χρησιμοποιούνται κυρίως για την αντιστάθμιση ρευμάτων που οφείλονται στην άεργο ισχύ και την εξάλειψη αρμονικών στο ρεύμα, ενώ οι εν σειρά για την ρύθμιση της τάσης και την εξάλειψη των αρμονικών στην τάση των γραμμών μεταφοράς.

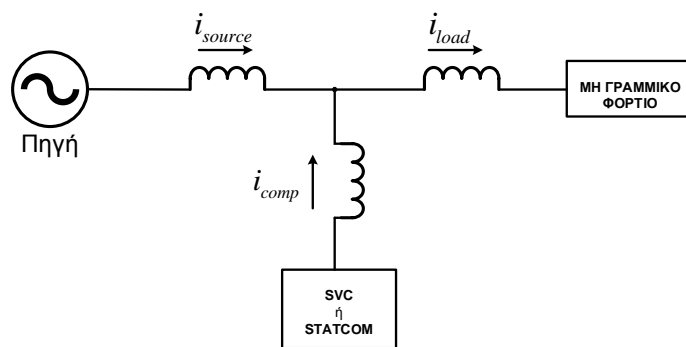
1.3.1. Εγκάρσια και εν σειρά αντιστάθμιση

Ένα σύστημα εγκάρσιας αντιστάθμισης μπορεί να αναπαρασταθεί απλά, με μια πηγή εναλλασσόμενης τάσης, ένα μη γραμμικό φορτίο και έναν αντισταθμιστή εγκάρσια στο μεταξύ αυτών, όπως στο σχήμα 1.1 .

Θεωρώντας ότι το μη γραμμικό φορτίο είναι επαγωγικό , τότε ο αντισταθμιστής θα πρέπει να εγχύσει χωρητικό ρεύμα ώστε να αντισταθμίσει το φορτίο, να βελτιώσει την τάση στο ενδιάμεσο και να αυξήσει τον συντελεστή ισχύος.

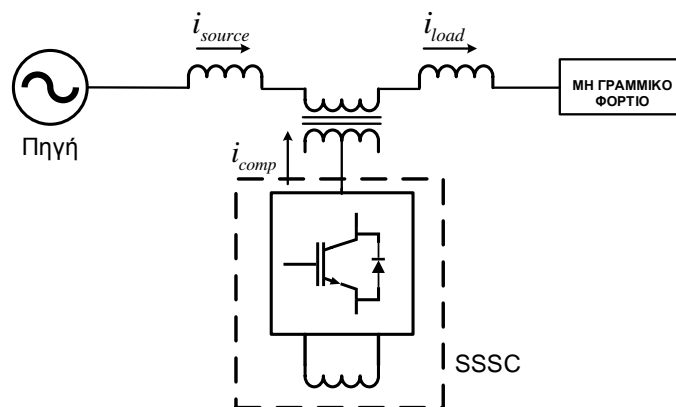
Οι πιο δημοφιλείς εγκάρσιοι αντισταθμιστές που ανήκουν στην οικογένεια των FACTS είναι:

- ο Στατικός Αντισταθμιστής Άεργου Ισχύος (SVC).
- ο Στατικός Σύγχρονος Αντισταθμιστής Άεργου Ισχύος (STATCOM).



Σχήμα 1.1: Εγκάρσια αντιστάθμιση.

Στο σχήμα 1.2 παρουσιάζεται το αντίστοιχο σύστημα με εν σειρά αντιστάθμιση αυτή τη φορά.



Σχήμα 1.2: Εν σειρά αντιστάθμιση.

1.3.2. Στατικός Αντισταθμιστής Άεργης Ισχύος (SVC)

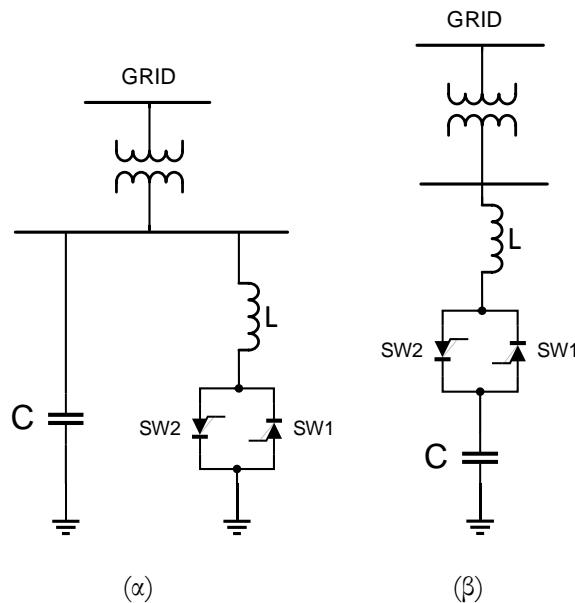
Οι SVC's αποτελούνται από θυρίστορ (thyristors) τα οποία ελέγχουν αυτεπαγωγές και πυκνωτές, επιτυγχάνοντας με γρήγορο τρόπο την ρύθμιση της τάσης και της ευστάθειας των ηλεκτρικών δικτύων.

Τα θυρίστορ επιτυγχάνουν μεταβολή της εγάρσιας σύνθετης αντίστασης του μετατροπέα, εισάγοντας και εξάγοντας πυκνωτές ή/και πηνία στο δίκτυο. Συνεπώς ο SVC μπορεί να λειτουργεί επαγωγικά ή χωρητικά, ανάλογα με την λογική παλμοδότησης των θυρίστορ.

Το SVC χρησιμοποιείται επίσης και για την ρύθμιση της τάσης σε γραμμές μεταφοράς. Εάν το φορτίο είναι χωρητικό (ανύψωση τάσης δικτύου), χρησιμοποιούνται οι TCR's οι οποίοι απορροφάνε άεργο ισχύ από το δίκτυο ώστε να περιορίσουν την τάση στα επιτρεπτά όρια. Αντίθετα αν το φορτίο είναι επαγωγικό (πτώση τάσης δικτύου), χρησιμοποιούνται οι TSC's οι οποίοι ανεβάζουν την τάση παράγοντας άεργο ισχύ.

Αυτεπαγωγές ελεγχόμενες από θυρίστορ (Thyristor-Controlled Reactor)

Στο σχήμα 1.3α φαίνεται η τυπική διάταξη ενός TCR. Η ισοδύναμη αυτεπαγωγή του TCR μπορεί να μεταβάλλεται με συνεχή τρόπο, ελέγχοντας κατάλληλα τους παλμούς των δύο αντιπαράλληλων θυρίστορ. Ο παράλληλος πυκνωτής χρησιμεύει ως φίλτρο για τις αρμονικές χαμηλής τάξης. Συνεπώς η αντιστάθμιση της άεργου ισχύος ρυθμίζεται από την γωνία έναυσης των θυρίστορ SW1 και SW2. Το βασικότερο μειονέκτημα του TCR είναι οι αρμονικές χαμηλής τάξης που παρουσιάζονται στο ρεύμα, κάνοντας απαραίτητη την χρήση μεγάλων φίλτρων.



Σχήμα 1.3: (α) Διάταξη TCR (Thyristor Controlled Reactor).
 (β) Διάταξη TSC (Thyristor Switched Capacitor).

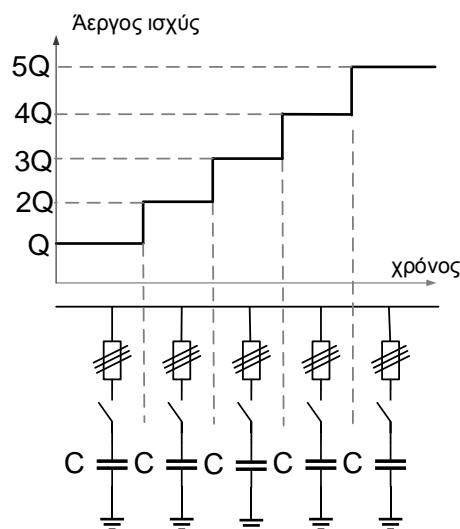
Πυκνωτές ελεγχόμενοι από θυρίστορ (Thyristor-Switched Capacitors)

Στο σχήμα 1.3β φαίνεται η τυπική διάταξη ενός TSC. Το TSC κατά βάσει αποτελείται από έναν πυκνωτή σε σειρά με δύο αντιπαράλληλα θυρίστορ (SW1, SW2). Η χωρητικότητα του πυκνωτή μεταβάλλεται σύμφωνα με την λογική παλμοδότησης των SW1 και SW2. Επίσης το πηνίο L που βλέπουμε στο σχήμα 1.3β τοποθετείται ώστε να περιοριστούν τα ρεύματα βραχυκύκλωσης δια μέσου των θυρίστορ αλλά και για να αποφευχθεί ο συντονισμός του συστήματος.

Το βασικότερο μειονέκτημα του TSC είναι ότι χρειάζονται πολλαπλές συστοιχίες TSC για να επιτευχθεί η επιθυμητή αντιστάθμιση, με επιπλέον θυρίστορ για την βηματική μεταγωγή, αυξάνοντας κατά αυτόν τον τρόπο το κόστος της συνολικής διάταξης.

1.3.3. Ηλεκτρομηχανικά μεταγόμενες συστοιχίες πυκνωτών

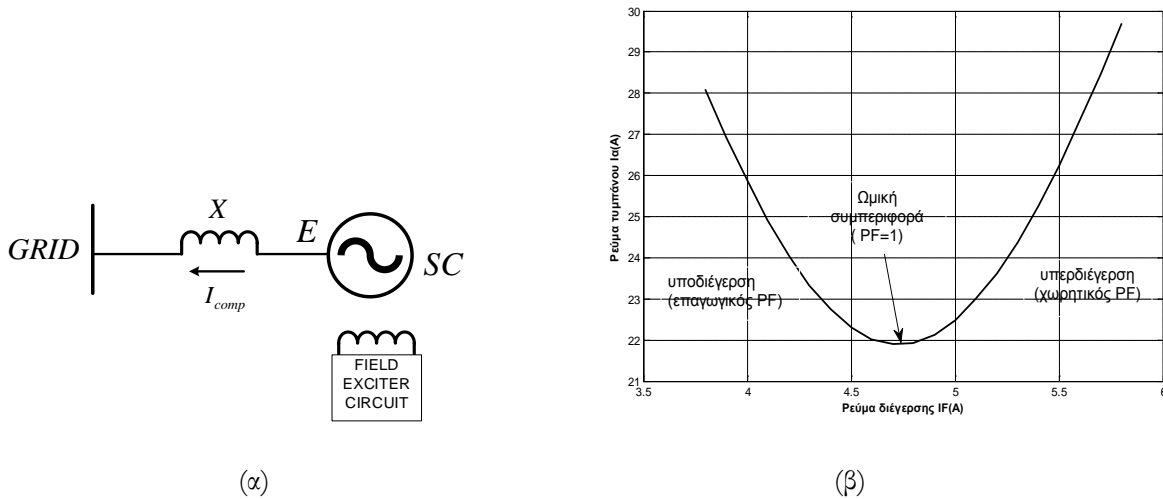
Οι ηλεκτρομηχανικά μεταγόμενες συστοιχίες πυκνωτών, αποτελούν τις πρώτες διατάξεις που χρησιμοποιήθηκαν για την διόρθωση του συντελεστή ισχύος. Η αντιστάθμιση επιτυγχάνεται με την επιλογική μεταγωγή των συστοιχιών από ένα σύνολο βαθμίδων, σύμφωνα πάντα με την άεργο ισχύ που απορροφά κάθε φορά το φορτίο. Συνεπώς εισάγονται όσες βαθμίδες χρειάζονται για να επιτευχθεί η συνολική χωρητική άεργος ισχύς για την αντιστάθμιση του φορτίου. Ωστόσο λόγω της καθυστέρησης των ηλεκτρομηχανικών διακοπών (relays), η απόκριση του συστήματος είναι αργή.



Σχήμα 1.4: Ηλεκτρομηχανικά μεταγόμενες συστοιχίες πυκνωτών.

1.3.4. Σύγχρονοι πυκνωτές

Ο σύγχρονος πυκνωτής είχε σπουδαίο ρόλο στα συστήματα αντιστάθμισης άεργου ισχύος μέχρι το 1970. Σε τέτοιου είδους συστήματα χρησιμοποιούνταν μία σύγχρονη τριφασική μηχανή συνδεδεμένη στο δίκτυο. Η μηχανή αυτή συγχρονιζόταν με το δίκτυο, και ανάλογα με την ζήτηση σε άεργο ισχύ, επιτύγχανε απορρόφηση επαγωγικής (υποδιέγερση μηχανής) ή παραγωγή (υπερδιέγερση μηχανής) χωρητικής άεργου ισχύος μέσω κατάλληλης ρύθμισης του ρεύματος διέγερσης (σχ.1.5β). Ένα από τα βασικά μειονεκτήματα της μεθόδου αυτής ήταν η αργή απόκριση καθώς και οι υψηλές απώλειες. Το κόστος και οι απώλειες της διάταξης αυτής είναι μεγαλύτερο συγκριτικά με ένα SVC. Το πλεονέκτημα είναι η ικανότητα προσωρινής υπερφόρτωσης, σε μεταβατικές καταστάσεις.



Σχήμα 1.5: (α) Διάταξη σύγχρονου πυκνωτή.
(β) Χαρακτηριστική V-I σύγχρονης μηχανής.

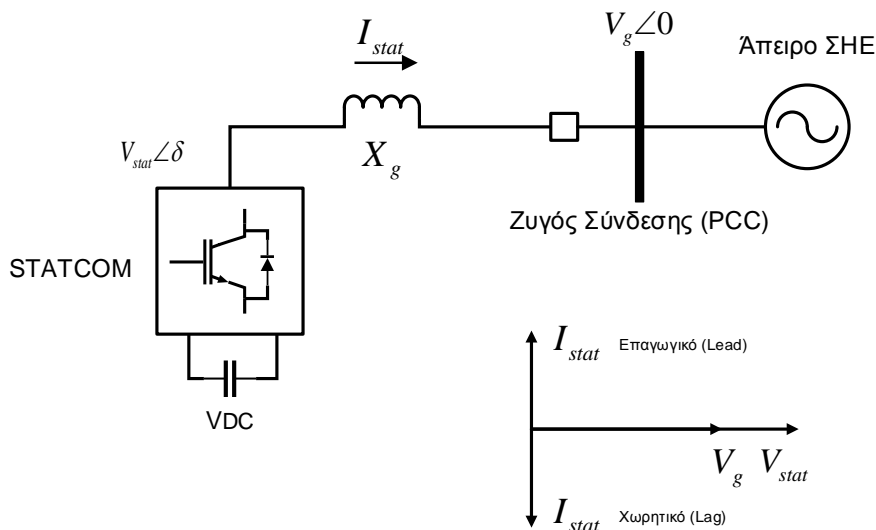
Κεφάλαιο 2

ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΑΝΤΙΣΤΑΘΜΙΣΤΗ ΑΕΡΓΟΥ ΙΣΧΥΟΣ - STATCOM

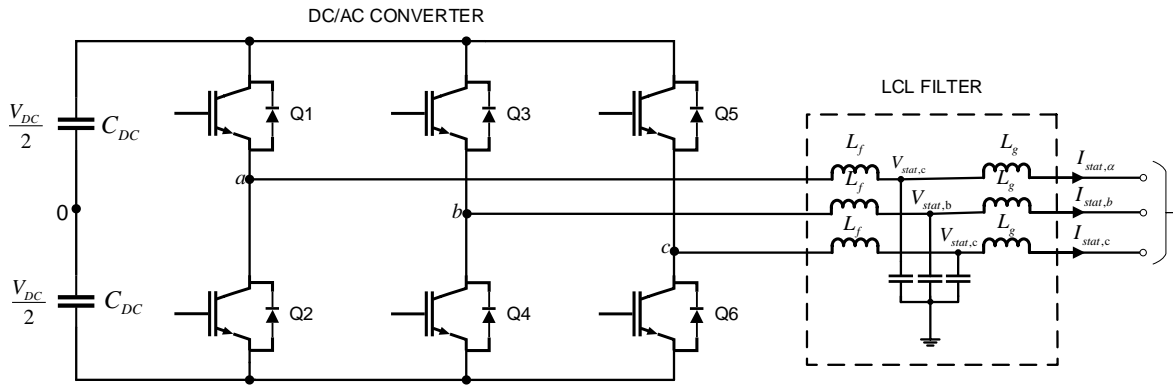
2.1 Αρχή λειτουργίας STATCOM

2.1.1. Γενική διάταξη διασυνδεδεμένου STATCOM στο δίκτυο

Το STATCOM είναι μία σύγχρονη γεννήτρια τάσης (Synchronous Voltage Generator, SVG), βασισμένη σε τοπολογίες ηλεκτρονικών ισχύος, η οποία έχει τη δυνατότητα να παρέχει ή να απορροφά με ταχύτητα άεργο ισχύ προς και από το δίκτυο. Οι κύριες διατάξεις που το απαρτίζουν είναι: DC πυκνωτής, μετατροπέας ισχύος DC/AC και πηνία ζεύξης. Σκοπός του STATCOM είναι να μεταβάλει την τάση εξόδου του, ώστε να επιτευχθεί επιθυμητή έγχυση άεργου ισχύος στο δίκτυο. Στο παρακάτω σχήμα 2.1 παρουσιάζεται το βασικό διάγραμμα του STATCOM διασυνδεδεμένο στο δίκτυο, ενώ στο σχήμα 2.2 φαίνονται με λεπτομέρεια οι επί μέρους διατάξεις ισχύος από τις οποίες αποτελείται.



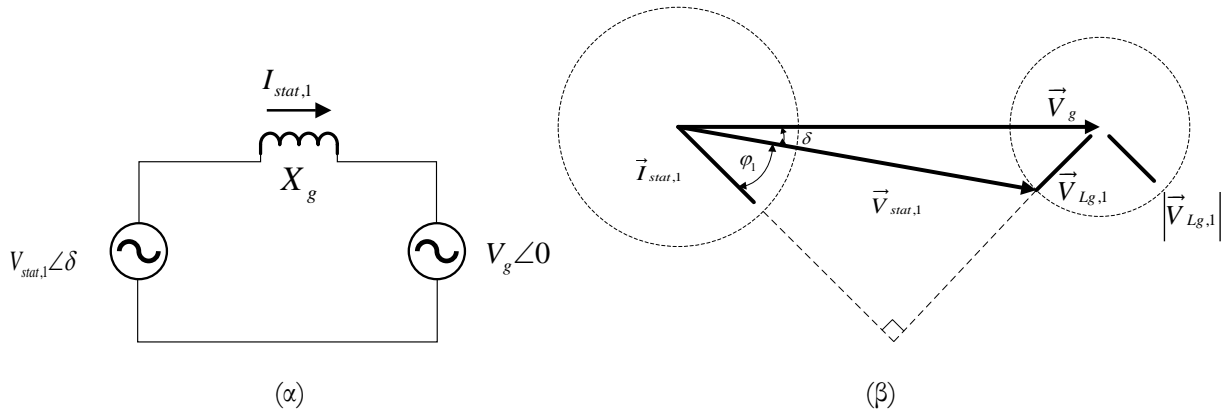
Σχήμα 2.1: Βασική διάταξη STATCOM διασυνδεδεμένο στο δίκτυο.



Σχήμα 2.2: Πραγματική διάταξη STATCOM διασυνδεδεμένου στο δίκτυο.

2.1.2. Περιγραφικές σχέσεις ισχύος του STATCOM

Στο σχήμα 2.3 παρουσιάζεται το ισοδύναμο κύκλωμα δύο πηγών που αναπαριστά την διασύνδεση του STATCOM με το δίκτυο καθώς και το σχετικό διανυσματικό διάγραμμα.



Σχήμα 2.3:(α) Ισοδύναμο κύκλωμα δύο διασυνδεδεμένων πηγών.
(β) Φασικό διανυσματικό διάγραμμα λειτουργίας STATCOM διασυνδεδεμένου στο δίκτυο.

Υποθέτοντας ότι η τάση εξόδου του STATCOM είναι ημιτονοειδούς μορφής ($V_{stat,1}$), η ανά μονάδα μιγαδική ισχύς που μεταφέρεται προς το δίκτυο είναι:

$$\begin{aligned} \bar{S}_{stat} &= \bar{V}_g \cdot \bar{I}_{stat,1}^* = \bar{V}_g \cdot \left[\frac{\bar{V}_{stat,1} - \bar{V}_g}{jX_{g,1}} \right]^* = \hat{V}_g \angle 0^\circ \cdot \left[\frac{\hat{V}_{stat,1} \angle \delta - \hat{V}_g \angle 0^\circ}{jX_{g,1}} \right]^* \\ &= \hat{V}_g \left[\frac{\hat{V}_{stat,1} (\cos \delta + j \sin \delta) - \hat{V}_g}{jX_{g,1}} \right]^* = \hat{V}_g \left[\frac{j(\hat{V}_{stat,1} (\cos \delta + j \sin \delta) - \hat{V}_g)}{-X_{g,1}} \right]^* \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \widehat{V}_g \left[\frac{j\widehat{V}_{stat,1} \cdot \cos \delta - \widehat{V}_{stat,1} \cdot \sin \delta - j\widehat{V}_g}{-X_{g,1}} \right]^* = \widehat{V}_g \left[\frac{\widehat{V}_{stat,1} \cdot \sin \delta - j(\widehat{V}_{stat,1} \cdot \cos \delta - \widehat{V}_g)}{-X_{g,1}} \right]^* \\
 &= \widehat{V}_g \left[\frac{\widehat{V}_{stat,1} \cdot \sin \delta + j(\widehat{V}_{stat,1} \cdot \cos \delta - \widehat{V}_g)}{X_{g,1}} \right] = \frac{\widehat{V}_g \cdot \widehat{V}_{stat,1} \cdot \sin \delta}{X_{g,1}} + j \left(\frac{\widehat{V}_g \widehat{V}_{stat,1} \cdot \cos \delta}{X_{g,1}} - \frac{\widehat{V}_g^2}{X_{g,1}} \right) \Rightarrow \\
 &\quad \overline{S}_{stat} = P_{stat} + jQ_{stat} \tag{2.1}
 \end{aligned}$$

όπου ,

$\overline{V}_{stat,1}$: Το διάνυσμα της θεμελιώδους συνιστώσας της φασικής τάσης εξόδου του STATCOM.

$\overline{V}_{Lg,1}$: Το διάνυσμα της θεμελιώδους συνιστώσας της πτώσης τάσης στα άκρα του πηνίου ζεύξης.

\overline{V}_g : Το διάνυσμα της τάσης του δικτύου.

δ : Η γωνία της θεμελιώδους συνιστώσας της φασικής τάσης εξόδου του STATCOM.

$\overline{I}_{stat,1}$: Το διάνυσμα της θεμελιώδους συνιστώσας του ρεύματος εξόδου του STATCOM.

$X_{g,1}$: Η αντίδραση του πηνίου ζεύξης στην θεμελιώδη συχνότητα του δικτύου.

Από την (2.1) προκύπτουν τελικά οι σχέσεις ενεργού και άεργου ισχύος του STATCOM:

$$P_{stat} = \frac{\widehat{V}_{stat,1} \widehat{V}_g \sin \delta}{X_{g,1}} \text{ (pu)} \tag{2.2}$$

$$Q_{stat} = \frac{\widehat{V}_g (\widehat{V}_{stat,1} \cdot \cos \delta - \widehat{V}_g)}{X_{g,1}} \text{ (pu)} \tag{2.3}$$

Με βάση λοιπόν τις τελευταίες σχέσεις, παρατηρούμε ότι ο STATCOM διακρίνεται από τις εξής λειτουργίες:

- Όταν η τάση του ζυγού φορτίου είναι ίση με την θεμελιώδη συνιστώσα της τάσης του μετατροπέα $|\overline{V}_g| = |\overline{V}_{stat,1}|$ τότε ο STATCOM δεν παράγει ούτε απορροφά ισχύ, δηλαδή $P_{stat} = Q_{stat} = 0$.
- Όταν η τάση του ζυγού φορτίου είναι μεγαλύτερη από την θεμελιώδη συνιστώσα της τάσης του αντιστροφέα $|\overline{V}_g| > |\overline{V}_{stat,1}|$ και η διαφορά φάσης μεταξύ των δύο αυτών τάσεων είναι 0 ($\delta=0$), τότε ο STATCOM δεν απορροφά από το δίκτυο πραγματική ισχύ $P_{stat} = 0$. Από την άλλη όμως ισχύει $(\widehat{V}_{stat,1} \cdot \cos \delta - \widehat{V}_g) < 0 \Rightarrow Q_{stat} < 0$. Αυτό σημαίνει ότι ο μετατροπέας απορροφά επαγωγική άεργο ισχύ.
- Όταν η τάση του ζυγού φορτίου είναι μικρότερη από την θεμελιώδη συνιστώσα της τάσης του μετατροπέα $|\overline{V}_g| < |\overline{V}_{stat,1}|$ και η διαφορά φάσης μεταξύ των δύο αυτών τάσεων είναι 0 ($\delta=0$), τότε ο μετατροπέας δεν απορροφά από το δίκτυο πραγματική ισχύ $P_{stat} = 0$. Όμως

$(\hat{V}_{stat,1} \cdot \cos \delta - \hat{V}_g) > 0 \Rightarrow Q_{stat} > 0$. Αυτό σημαίνει ότι ο μετατροπέας παράγει χωρητική άεργο ισχύ .

- Αν σε οποιαδήποτε από τις παραπάνω περιπτώσεις ισχύει $\delta \neq 0^\circ$, τότε ο STATCOM μπορεί να παράξει ή να καταναλώσει ενεργό ισχύ , πράγμα το οποίο δεν επιδιώκεται.

Πρακτικά, όπως θα δούμε στο επόμενο κεφάλαιο, ο STATCOM ρυθμίζεται με ελεγχόμενο τρόπο ώστε να υπάρχει μία ελάχιστη διαφορά φάσης ($\delta \neq 0^\circ$), αρκετή ώστε να αντισταθμίζονται οι ωμικές απώλειές του καθώς και για να φορτίζεται ο DC πυκνωτής στην επιθυμητή τιμή.

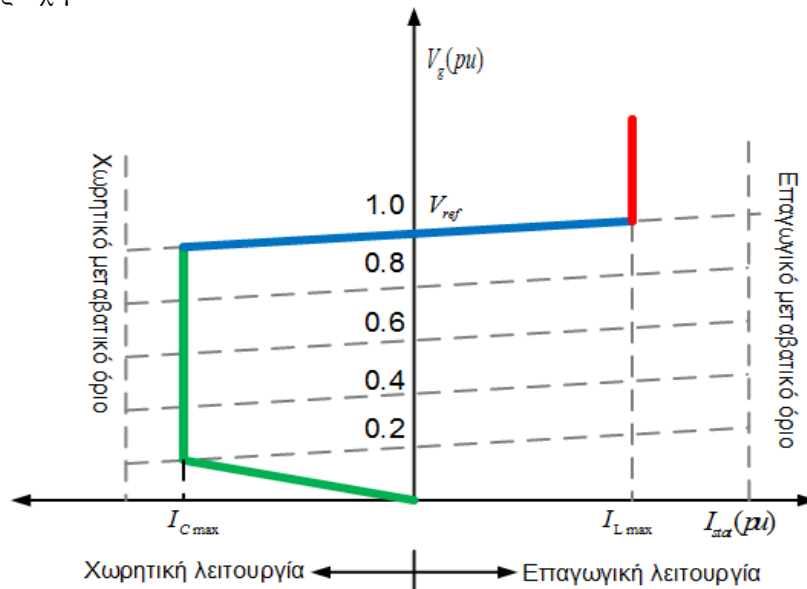
2.1.3. Χαρακτηριστική καμπύλη V-I του STATCOM

Στο σχήμα 2.4 παρουσιάζεται η χαρακτηριστική καμπύλη V-I του STATCOM. Η καμπύλη αυτή εξαρτάται από την αντίδραση ζεύξης X_g καθώς και από την τάση εξόδου του STATCOM V_{stat} .

Ουσιαστικά πρόκειται για έναν γεωμετρικό τόπο αποτελούμενο από μία οικογένεια ευθειών της μορφής $V_{stat} = V_{ref} + jI_{stat} \cdot X_g$ για διαφορετικές τιμές του V_{ref} . Η κλίση της ευθείας είναι η X_g , η οποία πρακτικά κυμαίνεται 2%~5%.

Είναι αξιοσημείωτο ότι το STATCOM μπορεί να υποστηρίξει το δίκτυο με ρεύμα ακόμα και σε σχεδόν μηδενικές τιμές τάσης του δικτύου (πρακτικά 0.15pu), με την προϋπόθεση ότι ο DC πυκνωτής έχει αρκετή αποθηκευμένη ενέργεια για να καλύψει τις απώλειες. Αυτό είναι ένα από τα βασικά πλεονεκτήματα του STATCOM έναντι των συμβατικών μεθόδων αντιστάθμισης.

Τέλος παρατηρείται ότι το όριο μεταβατικού ρεύματος στην επαγωγική περιοχή είναι ελαφρώς μεγαλύτερο από το αντίστοιχο στην χωρητική περιοχή, λόγω του ότι οι εσωτερικοί διόδοι των διακοπτικών στοιχείων του STATCOM δρουν ως ανορθωτές σε αυτήν την περιοχή με αποτέλεσμα τα υψηλά μεταβατικά ρεύματα να ελαχιστοποιούνται από το μέγιστο ρεύμα που ρέει στις διόδους. Η μέγιστη ικανότητα ρεύματος αποκοπής των διόδων, καθορίζουν το περιθώριο μεταβατικού ρεύματος στην χωρητική περιοχή.



Σχήμα 2.4: Χαρακτηριστική V-I STATCOM.

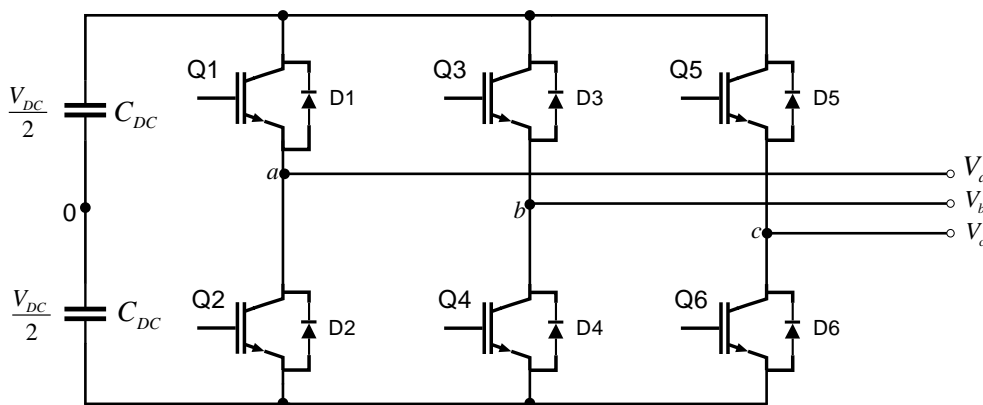
2.2 Τριφασικός Αντιστροφέας Πηγής Τάσης (DC/AC)

2.2.1. Εισαγωγή

Οι αντιστροφείς πηγής τάσης (Voltage Source Inverter, VSI) είναι είδος μετατροπέων ηλεκτρονικών ισχύος, οι οποίοι έχουν την ιδιότητα να μετατρέπουν μια πηγή συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη μεταβλητής συχνότητας και RMS τιμής. Βρίσκουν εφαρμογές στις ακόλουθες περιοχές:

- Συστήματα ελέγχου ηλεκτρικών μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος.
- Συστήματα Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας (Α.Π.Ε.).
- Συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας.
- Συστήματα παραγωγής και αποθήκευσης ενέργειας.
- Ενεργά φίλτρα για μείωση αρμονικών και την βελτίωση της ποιότητας ηλεκτρικής ισχύος (Active Filters).
- Ενεργά συστήματα αντιστάθμισης άεργου ισχύος (SVC, STATCOM).
- Συστήματα Αδιάκοπης Παροχής Ισχύος (Uninterruptible Power Supplies, U.P.S.)

Υπάρχουν αρκετές τοπολογίες τριφασικών αντιστροφέων (αντιστροφείς δύο ή περισσότερων επιπέδων), ωστόσο στο παρόν κεφάλαιο γίνεται ανάλυση της κλασικής τοπολογίας αντιστροφέα δύο επιπέδων η οποία αποτελεί και το βασικότερο δομικό στοιχείο του STATCOM (σχήμα 2.5).



Σχήμα 2.5: Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων.

Ο αντιστροφέας μετασχηματίζει μέσω κατάλληλης ακολουθίας μεταγωγής των ημιαγωγίμων διακοπών (Q1~Q6), την συνεχή τάση που εφαρμόζεται στην είσοδό του, σε εναλλασσόμενη με ελεγχόμενο πλάτος, συχνότητα και φάση. Επίσης σε κάθε ημιαγωγίμο διακόπτη υπάρχουν συνδεδεμένες παράλληλα διόδους ελευθέρως ροής (D1~D6), οι οποίες επιτρέπουν την αμφίδρομη μεταφορά ενέργειας από το δίκτυο προς το μετατροπέα. Κατά την εφαρμογή του στην γενικότερη διάταξη του STATCOM αλλά και γενικά σε εφαρμογές FACTS, η συχνότητα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα μένει σταθερή και ίση με την θεμελιώδη συχνότητα της τάσης του δικτύου. Στο σχήμα 2.5 παρατηρείται ότι ο ισοδύναμος DC πυκνωτής παρουσιάζεται ως χωρητικός καταμεριστής αποτελούμενος από δύο όμοιους πυκνωτές C_{DC} , όπου στα άκρα τους ισομοιράζεται η συνεχής τάση. Στόχος του καταμεριστή αυτού είναι η δημιουργία ενός υποθετικού κόμβου αναφοράς 0, ο οποίος

χρησιμεύει στη μέτρηση των τάσεων στις ημιγέφυρες του αντιστροφέα (βέβαια η ύπαρξη αυτού του κόμβου δεν είναι απαραίτητη για τη λειτουργία του αντιστροφέα, επομένως μπορεί να παραληφθεί).

Για την εφαρμογή του STATCOM, τα διακοπτικά στοιχεία του αντιστροφέα τα οποία χρησιμοποιήθηκαν είναι ημιαγωγοί IGBT's.

Υπάρχουν αριετές μεθοδολογίες λογικής παλομοδότησης των IGBT's του αντιστροφέα. Η πιο παλιά τεχνική είναι η διαμόρφωση τετραγωνικού παλμού διάρκειας 180° ή 120° , η οποία όμως έχει παραγκωνιστεί λόγω του μεγάλου αρμονικού περιεχομένου που παρουσιάζει η τάση εξόδου του αντιστροφέα. Η βασικότερη τεχνική που έχει επικρατήσει τα τελευταία χρόνια είναι η διαμόρφωση εύρους παλμών (Pulse Width Modulation - PWM) η οποία περιορίζει τα προβλήματα που παρουσίαζαν οι παλιότεροι μέθοδοι.

Τα σύγχρονα STATCOM στηρίζουν τον έλεγχο της τάσης τους σε εύρωστες τεχνικές ελέγχου PWM, για την αποτελεσματικότερη μείωση των απωλειών μεταγωγής και την εξάλειψη των αρμονικών. Τέτοιες τεχνικές είναι η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM), η διαμόρφωση εύρους παλμών με χρήση χωρικών διανυσμάτων (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM), η τεχνική επιλεκτικής εξάλειψης αρμονικών (Selective Harmonic Elimination, SHE-PWM), η διαμόρφωση εύρους παλμών με αρμονική σύνθεση (Harmonic Injection Sinusoidal Pulse Width Modulation, HISPWM), διαμόρφωση εύρους παλμών με υστέρηση (Hysteresis Band PWM) κ.α.

Στο παρόν κεφάλαιο θα παρουσιαστούν οι βασικότερες :

- Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (SPWM),
- Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών με χρήση χωρικών διανυσμάτων (Space Vector PWM).

2.2.2. Τεχνική ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (SPWM)

Η τεχνική SPWM είναι μία από τις πλέον ευρέως χρησιμοποιούμενες μεθόδους ελέγχου ενός αντιστροφέα, λόγω των απλών υπολογιστικών απαιτήσεων και της εύκολης υλοποίησης σε μικροϋπολογιστικό σύστημα. Η τεχνική αυτή βασίζεται στη σύγκριση ενός διαμορφωμένου ημιτόνου αναφοράς (modulator) με ένα τριγωνικό σήμα (carrier waveform), το οποίο είναι κατασκευασμένο με τέτοιο τρόπο ώστε να καλύπτει τις απαιτήσεις μεταγωγής των ημιαγωγών. Η συχνότητα τριγωνικού φορέα καθορίζει τη διακοπτική συχνότητα f_{sw} του αντιστροφέα. Όσο μεγαλύτερη είναι η διακοπτική συχνότητα, τόσο μειώνεται το φίλτρο εξόδου, όμως από την άλλη αυξάνονται οι διακοπτικές απώλειες (switching losses) στους ημιαγωγίμους διακόπτες. Επομένως, ο σχεδιαστής οφείλει να βρει μια συμβατική λύση για την επιλογή της. Από την άλλη, η απόδοση του αντιστροφέα αυξάνεται με χρήση πολλαπλών φορέων (multi-carrier operations), οι οποίοι έχουν εφαρμογή σε αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων. Ο λόγος του πλάτους του ημιτόνου αναφοράς προς το αντίστοιχο του τριγωνικού φορέα καλείται *συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους* (modulation amplitude, m_a). Ο λόγος της συχνότητας του τριγωνικού φορέα προς τη συχνότητα του ημιτόνου αναφοράς καλείται *συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας* (modulation frequency, m_f).

Σύμφωνα με τις τιμές που μπορεί να πάρει ο m_a , διακρίνουμε τις εξής περιοχές λειτουργίας ως προς το πλάτος της τάσης εξόδου του αντιστροφέα σύμφωνα και με το σχήμα 2.6:

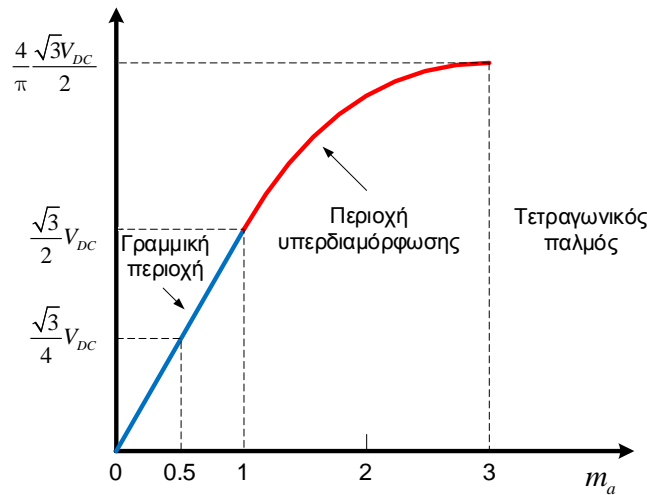
- Γραμμική περιοχή (linear section):

$$\hat{V}_{ab} = \hat{V}_{bc} = \hat{V}_{ca} = m_a \frac{\sqrt{3} \cdot V_{DC}}{2}, \quad 0 < m_a \leq 1 \quad (2.4)$$

- Περιοχή υπερδιαμόρφωσης (over-modulation section):

$$\frac{\sqrt{3} \cdot V_{DC}}{2} < \hat{V}_{ab} = \hat{V}_{bc} = \hat{V}_{ca} < \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{3} \cdot V_{DC}}{2}, \quad m_a > 1 \quad (2.5)$$

- Περιοχή τετραγωνικού παλμού: $m_a > 3$



Σχήμα 2.6: Χαρακτηριστική SPWM.

Η κυριαρχούσα ή επικρατούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα (dominant harmonic component) της τάσης εξόδου του αντιστροφέα είναι η $d = m_f - 2$ (για την δυσμενέστερη περίπτωση όπου $m_a = 1$), ενώ το μέγιστο πλάτος της κυριαρχούσας αρμονικής είναι 27.5%.

Συνεπώς κατά τον σχεδιασμό του SPWM θα πρέπει να λαμβάνεται μέριμνα ώστε ο αντιστροφέας να λειτουργεί εντός της γραμμικής περιοχής. Στην αντίθετη περίπτωση η τάση εξόδου του αντιστροφέα θα εμφανίζει αρμονικές πολύ κοντά στην θεμελιώδη συχνότητα (3η, 5η, 7η, 11η κ.τ.λ.).

Ένα άλλο σημαντικό σημείο που χρειάζεται προσοχή κατά τον σχεδιασμό του SPWM, είναι η παραμόρφωση της τάσης εξόδου του αντιστροφέα, η οποία οφείλεται στις τυχόν διακυμάνσεις της DC τάσης του πυκνωτή. Αυτή η κατάσταση έχει πολύ σημαντικές επιπτώσεις κατά τις "on-off" καταστάσεις των IGBT. Σε μία τέτοια κατάσταση τα πλάτη παραμόρφωσης των PWM κυματομορφών, μειώνουν το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου του αντιστροφέα, εισάγοντας ανεπιθύμητες αρμονικές συνιστώσες χαμηλής τάξης όπως φαίνεται και από την σχέση (2.6).

$$\begin{aligned}
 v_a(t) = & \frac{m_a V_{DC}}{2} \cos(\omega_o t) + \frac{2V_{DC}}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} J_0\left(k \cdot m_a \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{k\pi}{2}\right) \\
 & + \frac{2V_{DC}}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{l=\pm 1}^{\pm \infty} \frac{J_n\left(k \cdot m_a \frac{\pi}{2}\right)}{k} \sin\left[\left((k+1) \frac{\pi}{2}\right)\right] \cos(k\omega_c t + l\omega_o t)
 \end{aligned}
 \tag{2.6}$$

όπου ,

m_a : συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους.

V_{DC} : η DC τάση του πυκνωτή.

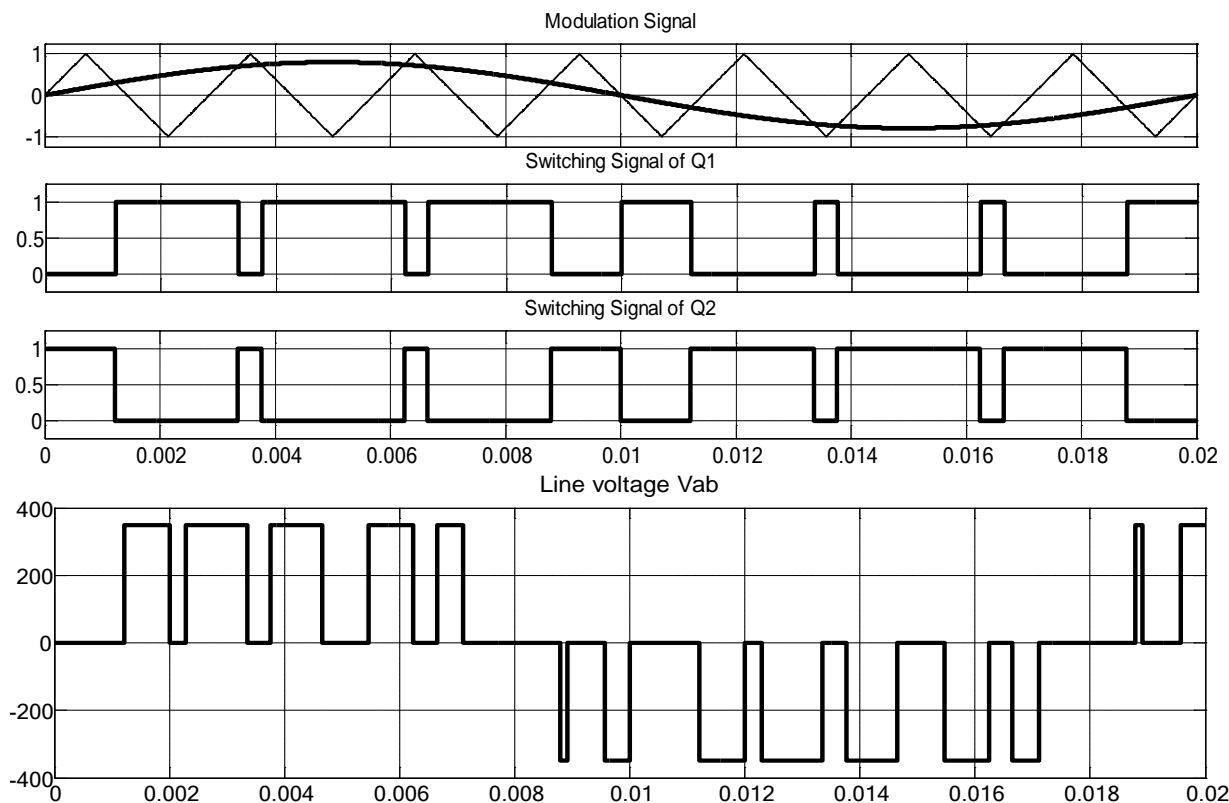
ω_o : Η γωνιακή συχνότητα αναφοράς (θεμελιώδεις).

ω_c : Η γωνιακή συχνότητα φορέα.

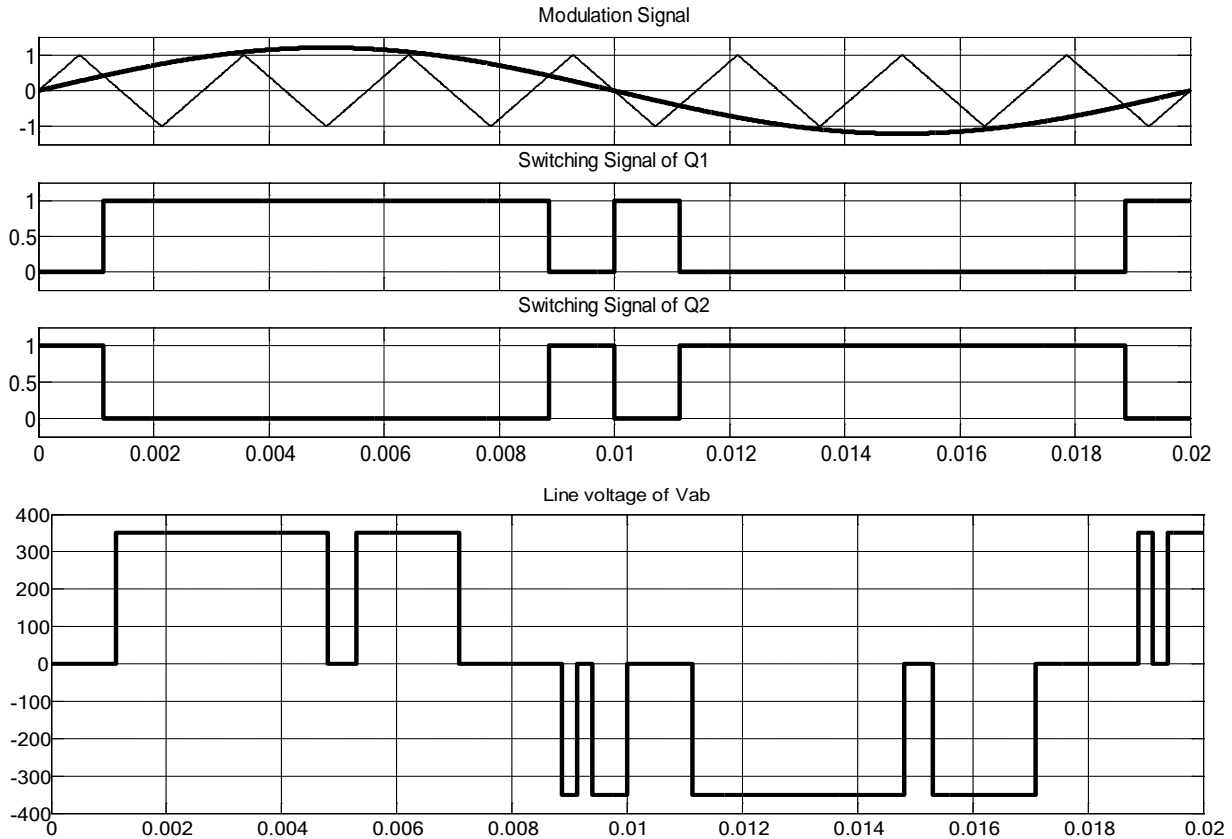
J_0, J_n : Συναρτήσεις Bessel.

Ο πρώτος όρος της (2.6) παρουσιάζει το πλάτος εξόδου της φασικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα στην θεμελιώδη συχνότητα ω_o . Ο δεύτερος όρος υποδηλώνει την εξάλειψη αρμονικών στις πλευρικές ζώνες του τριγωνικού φορέα. Τέλος ο τελευταίος όρος υποδηλώνει την εξάλειψη αρμονικών σε συχνότητες πολλαπλάσιες αυτής του τριγωνικού φορέα ω_c .

Στα παρακάτω σχήματα παρουσιάζονται οι σχετικές κυματομορφές της τεχνικής SPWM για τις δύο περιοχές λειτουργίας του αντιστροφέα.



Σχήμα 2.7: Κυματομορφές σημάτων και τάσης εξόδου του αντιστροφέα για $m_a=0.8$ και $m_f=7$ (γραμμική περιοχή λειτουργίας).



Σχήμα 2.8: Κυματομορφές σημάτων και τάσης εξόδου του αντιστροφέα για $m_a=1.2$ και $m_j=7$ (περιοχή υπερδιαμόρφωσης).

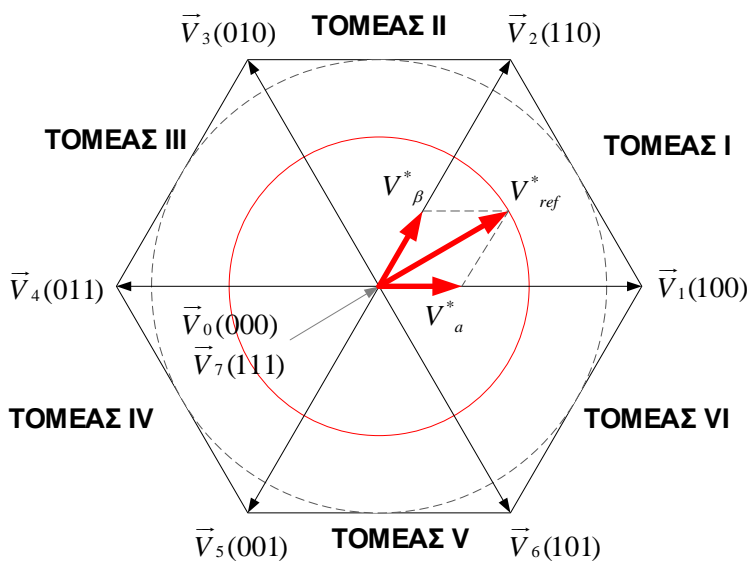
2.2.3. Τεχνική ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών με χρήση χωρικών διανυσμάτων (Space Vector PWM)

Η τεχνική SVPWM είναι ίσως η πιο διαδεδομένη μέθοδος διαμόρφωσης, ενώ βρίσκει μεγάλη εφαρμογή σε πολυβάθμιους αντιστροφείς (Multilevel Converters, MLC's). Βασικό της πλεονέκτημα έναντι της μεθόδου SPWM αλλά και άλλων, είναι ότι μπορεί να παραχθεί μεγαλύτερη τάση εξόδου κατά 15%, καθώς επίσης επιφέρει μικρότερη αρμονική παραμόρφωση τάσης και ρεύματος εξόδου. Το βασικότερο μειονέκτημα είναι ότι λόγω της αυξημένης πολυπλοκότητας, απαιτεί υψηλό υπολογιστικό φόρτο κατά την υλοποίηση σε μικροϋπολογιστικό σύστημα. Τα σήματα παλμοδότησης των IGBT, παράγονται από ένα χωρικό διάνυσμα αναφοράς το οποίο κινείται εντός του στατού πλαισίου αναφοράς $\alpha-\beta$, $V_{ref}^* = V_a^* + jV_b^*$. Ο αντιστροφέας δύο επιπέδων που εξετάζουμε (σχήμα 2.5) έχει οκτώ (2^3) καταστάσεις λειτουργίας ανάλογα με το ποιοι διακόπτες άγουν ταυτόχρονα κάθε φορά. Οι οκτώ αυτές καταστάσεις αντιστοιχούν σε ένα διάνυσμα ($\vec{V}_0 - \vec{V}_7$). Τα διανύσματα $\vec{V}_1 - \vec{V}_6$ διαιρούν τον χώρο σε έξι τομείς (κάθε τομέας καλύπτει 60°). Η τάση αναφοράς V_{ref}^* παράγεται από δύο γειτονικά του ενεργά διανύσματα και από δύο μηδενικά διανύσματα.

Στο πίνακα 2.1 φαίνονται οι οκτώ καταστάσεις και η τάση εξόδου για κάθε μία από αυτές, ενώ στο σχήμα 2.9 φαίνονται τα χωρικά διανύσματα καταστάσεων καθώς και το διάνυσμα αναφοράς στο χώρο.

Πίνακας 2.1: Πίνακας καταστάσεων τεχνικής SVM

A/A	Διακόπτες σε κατάσταση αγωγής			Πλάτη τάσεων εξόδου ως προς 0			Πλάτη τάσεων εξόδου ως προς τον ουδέτερο του δικτύου			Κωδικοποίηση κατάστασης
				V_{a0}	V_{b0}	V_{c0}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	
0	Q2	Q4	Q6	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	0	0	0	$\vec{V}_0(000)$
1	Q1	Q4	Q6	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$\vec{V}_1(100)$
2	Q1	Q3	Q6	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$	$\vec{V}_2(110)$
3	Q2	Q3	Q6	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$\vec{V}_3(010)$
4	Q2	Q3	Q5	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$\vec{V}_4(011)$
5	Q2	Q4	Q5	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$	$\vec{V}_5(001)$
6	Q1	Q4	Q5	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$\vec{V}_6(101)$
7	Q1	Q3	Q5	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	0	0	0	$\vec{V}_7(111)$



Σχήμα 2.9: Χωρικά διανύσματα φασικής τάσης VSC δύο επιπέδων στο πλαίσιο αναφοράς a-β.

Το στρεφόμενο διάνυσμα V_{ref}^* μπορεί να κινείται εντός του κύκλου που ορίζουν τα 6 χωρικά διανύσματα με πλάτος $2V_{DC}/3$. Για την σωστή όμως λειτουργία του αντιστροφέα, το διάνυσμα αυτό θα

πρέπει να κινείται εντός του εγγεγραμμένου κύκλου (σχήμα 2.9) στο εξάγωνο, ο οποίος ορίζει την γραμμική περιοχή λειτουργίας. Συνεπώς η μέγιστη τιμή που μπορεί να πάρει το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου είναι:

$$\hat{V}_{ref,max} = \hat{V}_{an,max} = \frac{2}{3} V_{DC} \cdot \cos(30^\circ) = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} \quad (2.7)$$

Συγκριτικά με την τεχνική SPWM η αντίστοιχη μέγιστη τιμή στο όριο γραμμικής περιοχής ($m_a = 1$) ήταν $\hat{V}_{an,max} = V_{DC} / 2$.

Δηλαδή για γραμμική λειτουργία, η τεχνική SVPWM αξιοποιεί κατά 15.5% περισσότερο την DC τάση $\left(\frac{V_{DC} / \sqrt{3}}{V_{DC} / 2} = 1.155 \right)$.

2.2.4. Απαιτήσεις διασύνδεσης του αντιστροφέα στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας

Στο σχήμα 2.10 φαίνεται το ισοδύναμο διασύνδεσης του αντιστροφέα στο δίκτυο. Το σημείο διασύνδεσης ονομάζεται και Κοινό Σημείο Διασύνδεσης - Κ.Σ.Δ. (Point of Common Coupling, PCC), και είναι το πλησιέστερο σημείο προς την εγκατάσταση του δικτύου όπου μπορεί να συνδεθεί ο παραγωγός.

Κατά την μελέτη συμβατότητας ενός αντιστροφέα για την διασύνδεσή του στο δίκτυο, πρέπει να λαμβάνονται υπόψη, η μέση και η μέγιστη τιμή της παραγόμενης ισχύος, η διακύμανση της τάσης, η διαδικασία ζεύξης με το δίκτυο καθώς και οι αρμονικές του ρεύματος.

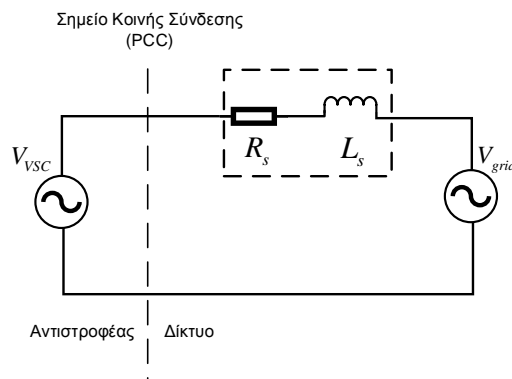
Κύριο κριτήριο για την διασύνδεση του αντιστροφέα στο δίκτυο είναι, η εξασφάλιση καλής ποιότητας ρεύματος. Η ποιότητα του ρεύματος περιγράφεται από τον συντελεστή συνολικής παραμόρφωσης ρεύματος (Total Harmonic Distortion factor, THD). Ο συντελεστής αυτός πρέπει να διατηρείται σε χαμηλά επίπεδα. Στην αντίθετη περίπτωση, η έγχυση ρεύματος με μεγάλη παραμόρφωση (μεγάλο THD), προκαλεί παραμόρφωση της τάσης, ενώ ενισχύεται ο θόρυβος σε προσκείμενες του δικτύου συσκευές.

Στον παρακάτω πίνακα 2.2 σύμφωνα με το πρότυπο IEEE Standard 519-1992 "Harmonics Limits" [7] παρουσιάζονται τα επιτρεπτά όρια του THD ρεύματος για διάφορες τάσεις του δικτύου.

Πίνακας 2.2 : Όρια αρμονικών ρεύματος σε δίκτυα διανομής ηλεκτρικής ενέργειας (120V - 69000V) ,
πηγή: IEEE Standards 519-1992.

Μέγιστη Αρμονική Παραμόρφωση ως Ποσοστό των Περιττής Τάξης Αρμονικών του I_L						
I_{SC} / I_L	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 25$	$35 \leq h$	THD(%)
<20*	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20<50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50<100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100<1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20

Οι άρτιες αρμονικές περιορίζονται στο 25% των περιττών των παραπάνω τιμών.
*Όλες οι εγκαταστάσεις παραγωγής δεσμεύονται από αυτές τις τιμές του ρεύματος παραμόρφωσης ανεξαρτήτως του πραγματικού I_{SC} / I_L



Σχήμα 2.10: Ισοδύναμο διασύνδεσης του αντιστροφέα στο δίκτυο.

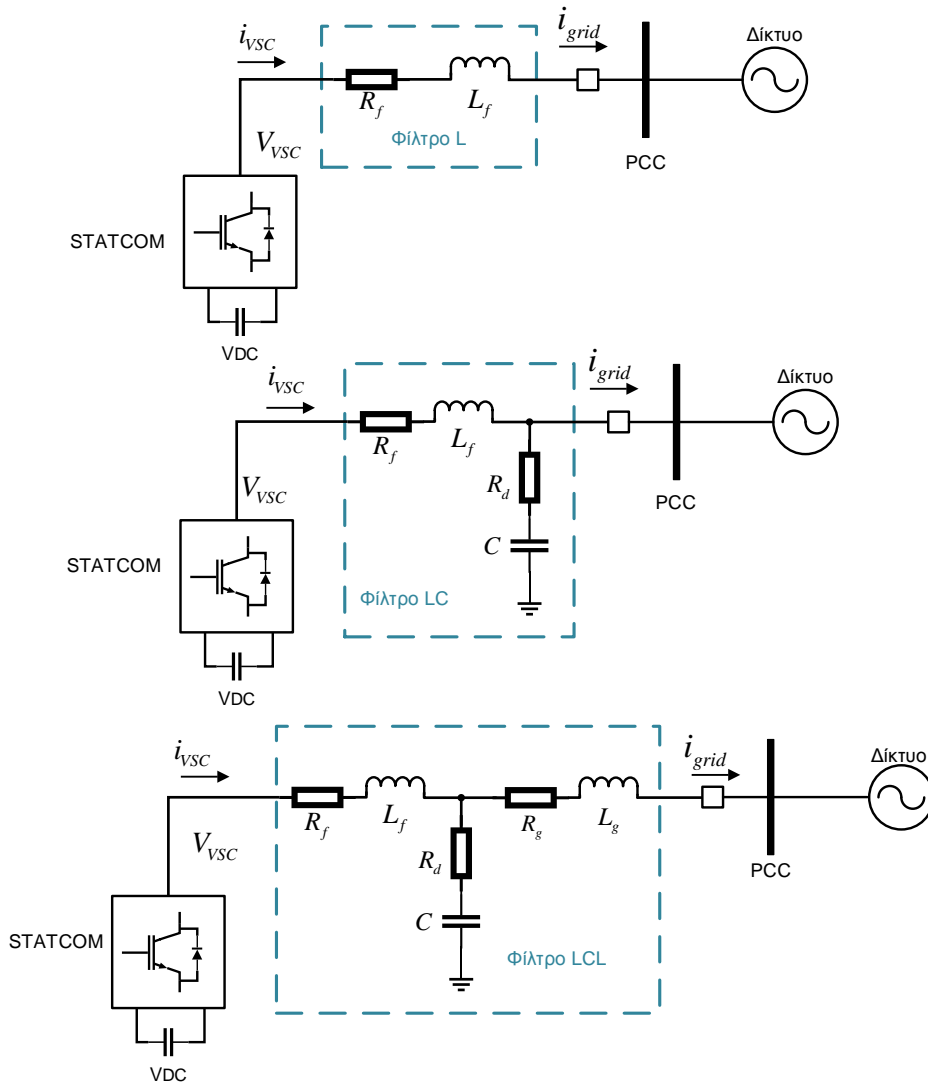
2.3 Παθητικά Φίλτρα

Όπως αναφέρθηκε στις προηγούμενες παραγράφους, η τάση εξόδου των αντιστροφένων παρουσιάζει υψηλής τάξης αρμονικές οι οποίες προκαλούν ρεύματα γραμμής με αρμονικές χαμηλής τάξης. Από την άλλη γίνεται προσπάθεια από κατασκευαστές ώστε οι ημιαγωγοί ισχύος να λειτουργούν σε χαμηλότερες διακοπτικές συχνότητες ώστε να περιορίσουν τις διακοπτικές απώλειες. Ωστόσο, οι χαμηλής αλλά και υψηλής τάξης αρμονικές μπορούν να εξαλειφθούν, χρησιμοποιώντας παθητικά φίλτρα στην έξοδο του STATCOM.

Η συμβατική μέθοδος φιλτραρίσματος των αρμονικών απαιτεί την σύνδεση ενός πηνίου L, σε σειρά με την έξοδο του STATCOM. Παρόλα αυτά, ο σχεδιασμός του φίλτρου εξόδου του STATCOM

απαιτεί περισσότερη προσοχή ώστε το STATCOM να λειτουργεί με αποτελεσματικό και αποδοτικό τρόπο. Οι μέθοδοι φιλτραρίσματος που εξετάζονται στην παράγραφο αυτή σχετίζονται με την χρήση παθητικών φίλτρων L, LC και LCL. Στο σχήμα 2.11 φαίνονται οι διάφορες τοπολογίες παθητικών φίλτρων στην έξοδο του STATCOM.

Το LCL θα μας απασχολήσει ιδιαίτερα, καθώς ήταν αυτό που επιλέχθηκε να χρησιμοποιηθεί στην πειραματική κατασκευή για τους λόγους που θα αναπτύξουμε στις επόμενες σελίδες.

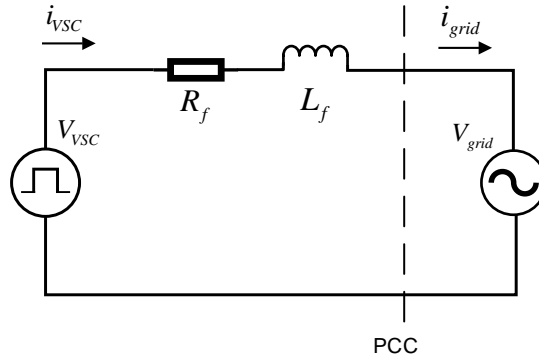


Σχήμα 2.11: Τοπολογίες παθητικών φίλτρων L, LC, LCL στην έξοδο του STATCOM.

2.3.1. Φίλτρο L

Ας εξετάσουμε το ισοδύναμο κύκλωμα των δύο πηγών με χρήση L φίλτρου όπως φαίνεται στο σχήμα 2.12. Αποτελεί την πιο απλή περίπτωση παθητικού φίλτρου, λόγω του χαμηλού κόστους, καθώς

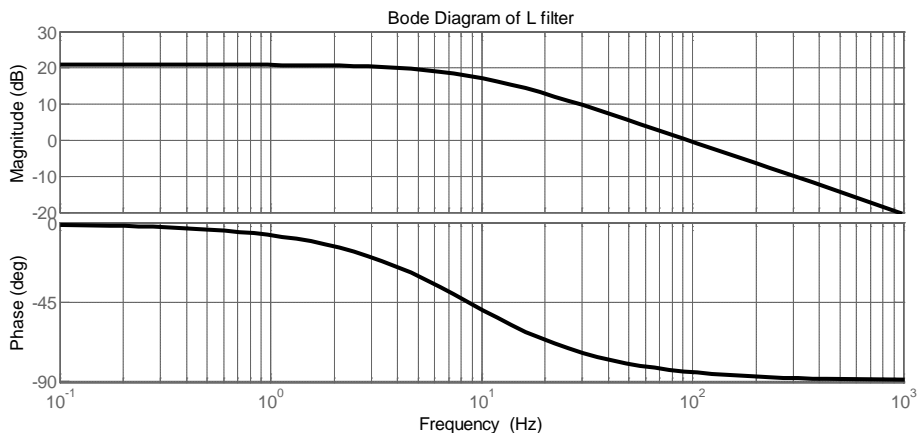
και του ότι καλύπτει εύκολα τις απαιτήσεις στην διακύμανση του ρεύματος, όσο η πτώση τάσης σε αυτό είναι στα αποδεκτά όρια. Τα βασικά κριτήρια σχεδιασμού ενός L φίλτρου είναι, η αντίδρασή του να είναι περίπου 0.2pu, η μέγιστη διακύμανση του ρεύματος να είναι μικρότερη του 25%, και η πτώση τάσης να είναι μικρότερη του 10%. Το βασικό μειονέκτημά του είναι ότι χρειάζεται μεγάλης τιμής αυτεπαγωγή για να μειωθεί αρκετά ο ολικός συντελεστής παραμόρφωσης (Total Harmonic Distortion , THD).



Σχήμα 2.12: Ισοδύναμο κύκλωμα δύο πηγών με L φίλτρο.

Η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου φαίνεται στη σχέση (2.8) ενώ στο σχήμα 2.13 παρουσιάζεται το διάγραμμα Bode για ένα τυπικό φίλτρο L.

$$H_L(s) = \frac{i_{grid}(s)}{i_{vsc}(s)} = \frac{1}{R_f + sL_f} \tag{2.8}$$

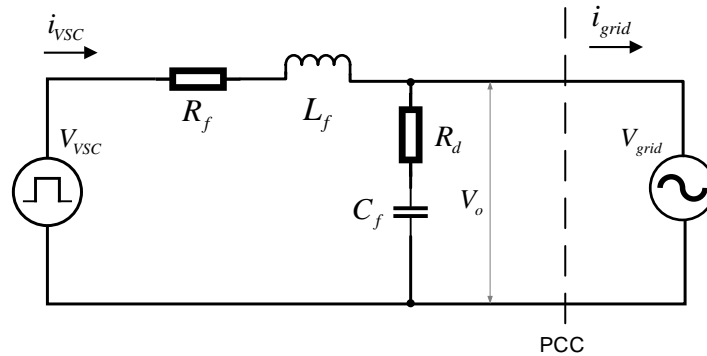


Σχήμα 2.13: Διάγραμμα Bode φίλτρου L.

Όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα, το κέρδος του φίλτρου αποσβένει (damping) με ρυθμό 20dB/dec. Για να πετύχουμε ικανοποιητική απόσβεση θα πρέπει να αυξήσουμε αρκετά την τιμή της αυτεπαγωγής κάτι το οποίο θα αύξανε το κόστος αλλά και τον όγκο της κατασκευής. Επίσης η μεγάλη αυτεπαγωγή θα προκαλούσε μεγαλύτερη πτώση τάσης και άρα θα μειωνόταν η ταχύτητα απόκρισης του φίλτρου.

2.3.2. Φίλτρο LC

Σε σχέση με το φίλτρο L, κατά την υλοποίηση ενός φίλτρου LC, στην ουσία μειώνεται η αυτεπαγωγή του πηνίου (ελαττώνονται το κόστος και οι απώλειες) λόγω της ύπαρξης ενός παράλληλου πυκνωτή (σχήμα 2.14), διατηρώντας τις προδιαγραφές του φίλτρου. Από την άλλη μεριά με τη χρήση μίας μεγάλης χωρητικότητας, μπορούν να εμφανιστούν άλλα προβλήματα, όπως μεγάλα στιγμιαία ρεύματα (inrush currents), μεγάλα χωρητικά ρεύματα στη θεμελιώδη συχνότητα ή την εξάρτηση του φίλτρου από την συνολική σύνθετη αντίσταση του δικτύου το οποίο θα οδηγούσε σε συνολική αρμονική εξασθένιση.



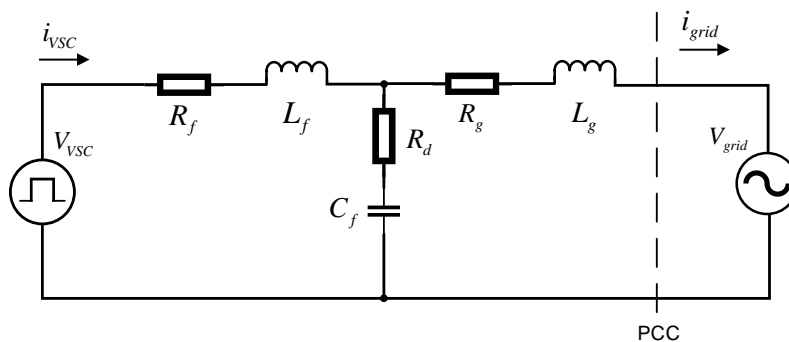
Σχήμα 2.14: Ισοδύναμο κύκλωμα δύο πηγών με LC φίλτρο.

Αν υποθέσουμε ότι η τάση του δικτύου είναι μηδενική για συχνότητες πέραν της θεμελιώδους ($V_{grid} = 0$) και ότι δεν υπάρχει φορτίο στην έξοδο, τότε η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου δίνεται από τη σχέση (2.9).

$$H_{LC}(s) = \frac{V_o(s)}{V_{vsc}(s)} = \frac{sR_d C + 1}{s^2 L_f C + sC(R_f + R_d) + 1} \quad (2.9)$$

2.3.3. Φίλτρο LCL

Οι περισσότερες εφαρμογές STATCOM αλλά και γενικότερα διασυνδεδεμένων αντιστροφών (grid converters) χρησιμοποιούν LCL φίλτρο στην έξοδό τους, καθώς η ικανότητα του LCL ως προς την εξάλειψη αρμονικών είναι μεγαλύτερη σε σχέση με τη χρήση ενός απλού L φίλτρου. Το βασικό του πλεονέκτημα προέρχεται από το ικανοποιητικό κέρδος που παρουσιάζει στις χαμηλές συχνότητες και την αρμονική εξασθένιση στις υψηλές συχνότητες. Ένα σημείο το οποίο θέλει προσοχή κατά τον σχεδιασμό ενός LCL είναι η κορυφή συντονισμού (resonance peak). Όπως θα δούμε σε επόμενο κεφάλαιο, με κατάλληλη επιλογή των παραμέτρων του φίλτρου μπορούμε να περιορίσουμε την κορυφή αυτή σε επίπεδα ώστε να γίνει πιο αποδοτικός ο έλεγχος του STATCOM και να αντιμετωπιστούν οι διάφορες διαταραχές του δικτύου.

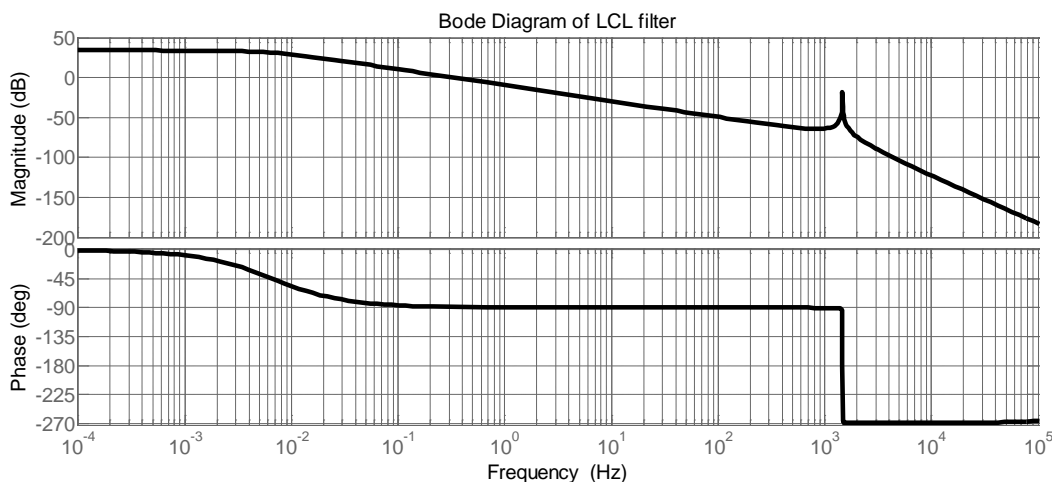


Σχήμα 2.15: Ισοδύναμο κύκλωμα δύο πηγών με LCL φίλτρο.

Η σχέση (2.10) μας δίνει τη συνάρτηση μεταφοράς του LCL φίλτρου σύμφωνα και με το σχήμα 2.15.

$$H_{LCL}(s) = \frac{I_{grid}(s)}{V_{VSC}(s)} = \frac{sR_d C_f + 1}{s^3 L_g L_f C_f + s^2 C_f (L_g (R_f + R_d) + L_f (R_d + R_g)) + s (L_g + L_f + C_f (R_d R_g + R_d R_f + R_f R_g)) + R_g + R_f} \quad (2.10)$$

Στο σχήμα 2.16 φαίνεται το διάγραμμα Bode ενός τυπικού φίλτρου LCL.



Σχήμα 2.16: Διάγραμμα Bode φίλτρου LCL.

Η συχνότητα συντονισμού του φίλτρου είναι:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_g + L_f}{L_g L_f C_f}} \quad (2.11)$$

2.3.4. Κανόνες σχεδιασμού LCL φίλτρου

Η μεθοδολογία σχεδιασμού ενός LCL φίλτρου στηρίζεται στους κανονισμούς δικτύου [7], ώστε να περιορίζει τις υψηλής τάξης αρμονικές στο ρεύμα εξόδου. Αρχικά θα πρέπει να είναι γνωστά τα δεδομένα:

- Η ενεργός τιμή της πολιικής τάσης του δικτύου $\tilde{V}_{LL,g}$,
- Η ονομαστική ισχύς του STATCOM S_n ,
- Η συχνότητα του δικτύου f_g ,
- Η διακοπτική συχνότητα των IGBT's f_{sw} ,
- Το μέγιστο ρεύμα κορεσμού των πηνίων του LCL $I_{L,sat}$.

Παρακάτω δίνεται ένα ασφαλές όριο για την συχνότητα συντονισμού του φίλτρου (2.12).

$$f_{res,min} \leq f_{res} \leq f_{res,max} \quad (2.12)$$

$$\text{όπου, } f_{res,min} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_{g,max} + L_f}{L_{g,max} \cdot L_f \cdot C_{f,max}}} \quad \text{και} \quad f_{res,max} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_{g,min} + L_f}{L_{g,min} \cdot L_f \cdot C_{f,min}}} \quad (2.13)$$

Εμπειρικά, για την αποφυγή προβλημάτων συντονισμού η συχνότητα f_{res} πρέπει να είναι μεγαλύτερη κατά δέκα φορές της συχνότητας του δικτύου f_g και μικρότερη κατά 2 φορές από την διακοπτική συχνότητα f_{sw} [5].

$$10f_g \leq f_{res} \leq 0.5f_{sw} \quad (2.14)$$

Εάν κατά τον έλεγχο του STATCOM, χρησιμοποιηθούν PI ελεγκτές ρεύματος, τότε θα πρέπει να ληφθούν υπόψη δύο κρίσιμες τιμές για την συχνότητα συντονισμού όπως φαίνεται στη παρακάτω σχέση [5]:

$$f_{res,min} = \frac{f_{sw}}{6} \leq f_{res} \leq f_{res,max} = \frac{f_{sw}}{2} \quad (2.15)$$

Αν τηρηθεί η παραπάνω ανισότητα κατά τον σχεδιασμό του συστήματος, τότε δεν είναι απαραίτητη η χρήση μεθόδων απόσβεσης για το φίλτρο (damping methods), ωστόσο όμως στις περισσότερες εφαρμογές προτείνεται η χρήση τέτοιων μεθόδων για την βελτίωση της ευρωστίας του ελέγχου. Στο κεφάλαιο 3 γίνεται ανάλυση των δύο δημοφιλέστερων μεθόδων απόσβεσης (passive, active damping).

Κατά συνέπεια λοιπόν, με βάση τις ανισότητες (2.12) και (2.15) προκύπτει ένα ασφαλές όριο ευστάθειας (2.16).

$$10f_g \leq f_{C,min} < f_{res,min} \leq f_{res} \leq f_{res,max} < f_{C,max} = 0.5f_{sw} \quad (2.16)$$

Το άθροισμα των αυτεπαγωγών του LCL θα πρέπει να είναι όσο το δυνατόν μικρό, ώστε οι απώλειες και η πτώση τάσης σε αυτό να είναι αμελητέες. Επίσης με αυτό τον τρόπο βελτιώνεται η

ταχύτητα και η δυναμική του συστήματος. Για το σκοπό αυτό, η μέγιστη συνολική αυτεπαγωγή του φίλτρου $L_{total,max}$ θα πρέπει να είναι μικρότερο κατά 10% της βασικής αυτεπαγωγής του συστήματος L_{base} . Συνεπώς η μέγιστη τιμή της συνολικής αυτεπαγωγής του φίλτρου δίνεται από την σχέση (2.18).

$$L_{total,max} = (L_f + L_g)_{max} \leq 10\% L_{base} \quad (2.17)$$

$$\text{όπου } L_{base} = \frac{Z_{base}}{2\pi f_g} \text{ και } Z_{base} = \frac{\tilde{V}_{LL,g}^2}{S_n}$$

Άρα ,

$$L_{total,max} \leq 10\% \frac{\tilde{V}_{LL,g}^2}{2\pi \cdot f_g \cdot S_n} \quad (2.18)$$

Ο πυκνωτής του φίλτρου LCL σχεδιάζεται ώστε η άεργος ισχύς που παράγει να είναι μικρότερη κατά έναν παράγοντα λ , της συνολικής ισχύος του STATCOM S_n όπως φαίνεται στην σχέση (2.19). Στην εξίσωση αυτή, με Q_c συμβολίζεται η άεργος ισχύς που παράγει ο πυκνωτής σε ονομαστικές συνθήκες (2.20), ενώ λ είναι ένας θετικός συντελεστής ο οποίος επιλέγεται συνήθως γύρω στο 5% [6]. Στην σχέση (2.21) δίνεται η μέγιστη τιμή του πυκνωτή με βάση τα όσα αναφέρθηκαν.

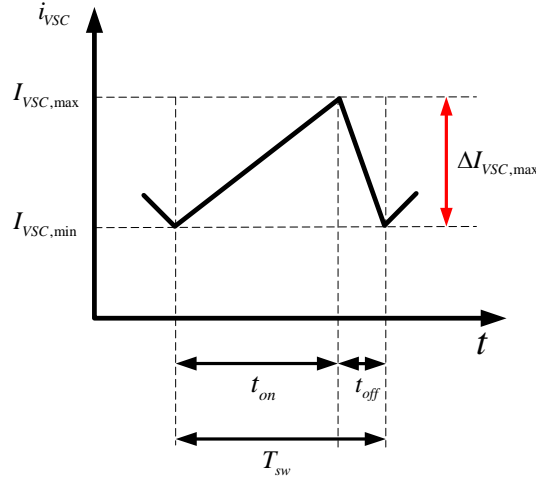
$$|Q_c| \leq \lambda \% S_n \quad (2.19)$$

$$Q_c = -2\pi \cdot f_g \cdot C_f \cdot \tilde{V}_{LL,g}^2 \quad (2.20)$$

$$C_{f,max} = 5\% \frac{S_n}{2\pi f_g \cdot \tilde{V}_{LL,g}^2} \quad (2.21)$$

Θα πρέπει να σημειωθεί ότι αν η τιμή του πυκνωτή είναι πολύ χαμηλή, τότε οι τιμές των αυτεπαγωγών θα πρέπει να είναι πολύ υψηλές. Για το λόγο αυτό, συνίσταται η αρχική επιλογή μίας τιμής πυκνωτή ίση με το μισό της μέγιστης και στη συνέχεια, εάν κάποιος από τους περιορισμούς δεν ικανοποιούνται, αυξάνουμε την τιμή αυτή μέχρι τη μέγιστη.

Η αυτεπαγωγή του φίλτρου από τη μεριά του μετατροπέα L_f , σχεδιάζεται με τέτοιο τρόπο ώστε το ρεύμα εξόδου να έχει μικρές διακυμάνσεις. Οι διακυμάνσεις του ρεύματος οφείλονται στην διακοπτόμενη τάση που παράγει ο αντιστροφάας. Στο σχήμα 2.17 φαίνεται η διακύμανση του ρεύματος του αντιστροφάα και την διάρκεια αγωγής και μη αγωγής των IGBT's σε μία φάση του μετατροπέα.



Σχήμα 2.17: Στιγμιότυπο κυματομορφής ρεύματος εξόδου αντιστροφέα.

Σύμφωνα με το σχήμα 2.17 η μέγιστη αποδεκτή διακύμανση του ρεύματος και η ελάχιστη τιμή του πηνίου L_f δίνονται από τις σχέσεις (2.22) και (2.23) αντίστοιχα. Επίσης το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα θα πρέπει να ικανοποιεί την σχέση (2.24) ώστε να αποφευχθεί ο κορεσμός του πηνίου. Ακολουθώντας λοιπόν τις σχέσεις (2.22) και (2.23) προκύπτει η σχέση (2.25) που δίνει την ελάχιστη τιμή του πηνίου στην μεριά του αντιστροφέα.

$$\Delta I_{VSC,max} = \frac{V_{DC}}{6 \cdot L_f \cdot f_{sw}} \quad (2.22)$$

$$L_{f,min} = \frac{V_{DC}}{6 \cdot f_{sw} \cdot \Delta I_{VSC,max}} \quad (2.23)$$

$$\left| I_{VSC,max} + \frac{\Delta I_{VSC,max}}{2} \right| < I_{L,sat} \quad (2.24)$$

$$L_{f,min} > \frac{V_{DC}}{12 \cdot f_{sw} \cdot (I_{L,sat} - I_{VSC,max})} \quad (2.25)$$

Το πηνίο ζεύξης L_g , σχεδιάζεται σύμφωνα με τους κανονισμούς δικτύου [7]. Σύμφωνα λοιπόν με το πρότυπο IEEE 519-1992, το ρεύμα του δικτύου θα πρέπει να παρουσιάζει THD κάτω του 5%. Η σχέση (2.26) δίνει την εξάρτηση μεταξύ του πηνίου ζεύξης L_g και του πηνίου του από τη μεριά του αντιστροφέα L_f .

$$L_g = a \cdot L_f = \frac{L_f (1 + \gamma)}{\gamma (L_f C_f \omega_{sw}^2 - 1)} \quad (2.26)$$

$$\text{όπου } 0 < a < a_{max} \text{ και } a_{max} = \frac{L_{total,max}}{L_f} - 1 \quad (2.27)$$

Ο συντελεστής γ εκφράζει τον ρυθμό αρμονικής εξασθένησης του ρεύματος του δικτύου, δηλαδή

$$\gamma = \left| \frac{i_g}{i_{VSC}} \right| = \left| \frac{1}{1 + a(1 - L_f C_f \omega_{sw}^2)} \right| \quad (2.28)$$

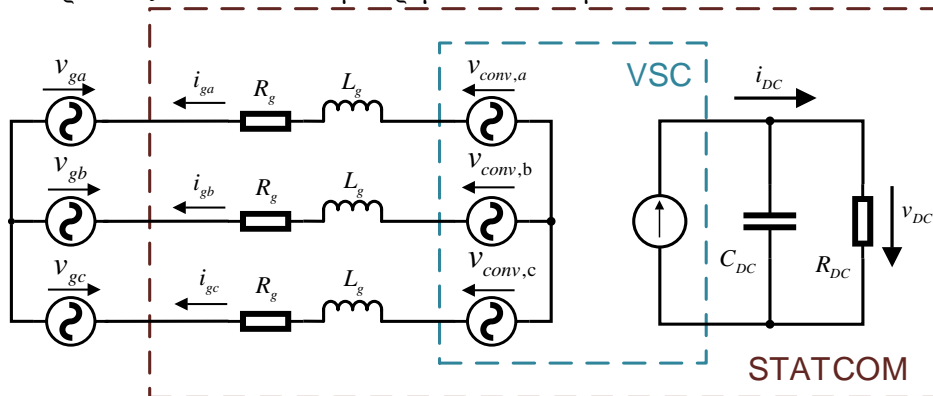
Συμπερασματικά, ο THD του ρεύματος δικτύου ελαττώνεται όσο μικραίνει ο συντελεστής γ . Συνεπώς σύμφωνα με τις παραπάνω εξισώσεις αλλά και όσων έχουν αναφερθεί, ο συντελεστής γ επιλέγεται εύκολα. Στη συνέχεια, υπολογίζεται ο συντελεστής a από την σχέση (2.27). Τέλος η τελική τιμή του πηνίου L_g δίνεται από τη σχέση (2.26).

2.4 Μαθηματικό μοντέλο του STATCOM

Το βασικό δομικό στοιχείο του STATCOM είναι ένας αντιστροφέας ο οποίος συνδέεται στο δίκτυο μέσω ενός πηνίου ζεύξης (σχήμα 2.1). Η αυτεπαγωγή ζεύξης μπορεί να αντιπροσωπεύει την ισοδύναμη αυτεπαγωγή του LCL φίλτρου ή την ισοδύναμη αυτεπαγωγή του μετασχηματιστή, εφόσον το STATCOM χρησιμοποιηθεί σε μεγάλα δίκτυα. Το STATCOM μπορεί να μοντελοποιηθεί ως μία πηγή εναλλασσόμενης τάσης με ελεγχόμενο μέτρο, φάση και συχνότητα. Στις παρακάτω εξισώσεις όλες οι μεταβλητές θεωρούνται στο ανά μονάδα σύστημα (pu).

2.4.1. Τριφασικό μοντέλο του STATCOM

Στο σχήμα 2.18 παρουσιάζεται το ισοδύναμο τριφασικό κύκλωμα του STATCOM.



Σχήμα 2.18: Τριφασικό ισοδύναμο κύκλωμα STATCOM.

Το DC ισοδύναμο κύκλωμα μοντελοποιείται ως μία πηγή συνεχούς ρεύματος i_{DC} συνδεδεμένη με έναν πυκνωτή C_{DC} και μία αντίσταση παράλληλα R_{DC} . Η R_{DC} αντιπροσωπεύει τον ημιαγωγό και τις dc απώλειες.

Βασισμένοι στο σχήμα 2.18 γράφουμε τις διαφορικές εξισώσεις που προκύπτουν για τα ρεύματα εξόδου του STATCOM (i_{ga} , i_{gb} , i_{gc}).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{bmatrix} = -\frac{R_g}{L_g} \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_g} \begin{bmatrix} v_{conv,a} - v_{ga} \\ v_{conv,b} - v_{gc} \\ v_{conv,c} - v_{gc} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Το συνεχές ρεύμα μπορεί να εκφραστεί ως:

$$i_{DC} = C_{DC} \frac{dv_{DC}}{dt} + \frac{v_{DC}}{R_{DC}} \quad (2.30)$$

Η σχέση του DC δικτύου με το AC μπορεί να περιγραφεί με χρήση της στιγμιαίας ισχύος. Αν αμελήσουμε τις απώλειες του μετατροπέα καθώς και των ωμικών αντιστάσεων, η στιγμιαία ισχύς στο DC δίκτυο θα είναι ίση με το AC δίκτυο:

$$v_{DC} \cdot i_{DC} = v_{conv,a} i_{ga} + v_{conv,b} i_{gb} + v_{conv,c} i_{gc} \quad (2.31)$$

Η σχέση του DC δικτύου με τον μετατροπέα μπορεί να περιγραφεί με χρήση των συναρτήσεων παλμοδότησης (S_a, S_b, S_c) οι οποίες αντιπροσωπεύουν την διαδικασία παραγωγής εναλλασσόμενης τάσης από συνεχή:

$$\begin{bmatrix} v_{conv,a} \\ v_{conv,b} \\ v_{conv,c} \end{bmatrix} = k_{VSC} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} v_{DC} \quad (2.32)$$

, όπου k_{VSC} ένα κέρδος τάσης, το οποίο έχει να κάνει στην γενική περίπτωση με την τοπολογία του αντιστροφέα και της τεχνικής ελέγχου που χρησιμοποιεί.

Αντικαθιστώντας την (2.32) στην (2.31) προκύπτει η σχέση (2.33) :

$$i_{DC} = k_{VSC} S_a i_{ga} + k_{VSC} S_b i_{gb} + k_{VSC} S_c i_{gc} \quad (2.33)$$

Αντικαθιστώντας τώρα, την τελευταία σχέση στην (2.30), εξάγουμε την πλήρη μαθηματική σχέση για το συνεχές ρεύμα. Παρακάτω φαίνονται οι πλήρεις μαθηματικές σχέσεις που περιγράφουν το STATCOM, σε μητρική μορφή.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \\ v_{DC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_g}{L_g} & 0 & 0 & \frac{k_{VSC} S_a}{L_g} \\ 0 & -\frac{R_g}{L_g} & 0 & \frac{k_{VSC} S_b}{L_g} \\ 0 & 0 & -\frac{R_g}{L_g} & \frac{k_{VSC} S_c}{L_g} \\ \frac{k_{VSC} S_a}{C_{DC}} & \frac{k_{VSC} S_b}{C_{DC}} & \frac{k_{VSC} S_c}{C_{DC}} & -\frac{1}{R_{DC} C_{DC}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \\ v_{DC} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_g} \begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

2.4.2. Μαθηματικό μοντέλο του STATCOM στο d-q επίπεδο συντεταγμένων για συμμετρική λειτουργία

Στα επόμενα βήματα, οι εξισώσεις κατάστασης που δίνονται από την σχέση (2.34) μετασχηματίζονται στο επίπεδο d-q χρησιμοποιώντας τον κλασικό πίνακα μετασχηματισμού Park (2.35) [11]. Ο όρος μηδενικής ακολουθίας παραλείπεται καθώς δεν υπάρχει σύνδεση των ουδέτερων κόμβων μεταξύ του αντιστροφέα και του δικτύου. Το μαθηματικό μοντέλο στον d-q άξονα δίνεται στην σχέση (2.36).

$$T_{dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\omega t) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_g}{L_g} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_g}{L_g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_g} \begin{bmatrix} v_{conv,d} - v_{gd} \\ v_{conv,q} - v_{gq} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Για τον υπολογισμό του συνεχούς ρεύματος χρησιμοποιείται ξανά το ισοζύγιο ισχύος, όπου αυτή τη φορά γράφεται μετασχηματισμένο στον d-q άξονα (2.37) [11]:

$$v_{DC} \cdot i_{DC} = \frac{3}{2} (v_{conv,d} i_{gd} + v_{conv,q} i_{gq}) \quad (2.37)$$

Η σχέση μεταξύ της συνεχούς τάσης και της τάσης του αντιστροφέα (VSI) μετασχηματισμένη στον d-q άξονα δίνεται από την (2.38):

$$\begin{bmatrix} v_{conv,d} \\ v_{conv,q} \end{bmatrix} = k_{VSC} \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} v_{DC} \quad (2.38)$$

Αντικαθιστώντας την (2.38) στην (2.37) και λύνοντας ως προς i_{DC} έχουμε:

$$i_{DC} = \frac{3}{2} (k_{VSC} S_d i_{gd} + k_{VSC} S_q i_{gq}) \quad (2.39)$$

Αντικαθιστώντας, την τελευταία σχέση στην (2.30), εξάγουμε την νέα πλήρη μαθηματική σχέση για το συνεχές ρεύμα. Το πλήρες μαθηματικό μοντέλο εξισώσεων του STATCOM μετασχηματισμένο στο d-q άξονα δίνεται στην (2.40). Με « ω » συμβολίζεται η θεμελιώδη γωνιακή συχνότητα. Λόγω του ότι ο μετασχηματισμός d-q είναι εξαρτώμενος από την συχνότητα αυτή, καθιστά το παρακάτω μαθηματικό μοντέλο κατάλληλο μόνο για την θεμελιώδη συχνότητα του δικτύου. Για την εκτίμηση του μοντέλου σε καταστάσεις όπου υπάρχουν αρμονικές στο δίκτυο ή αρνητικής ακολουθίας ρεύματα λόγω ασυμμετριών, θα πρέπει να συμπεριληφθούν επιπλέον εξισώσεις στο μοντέλο της (2.40).

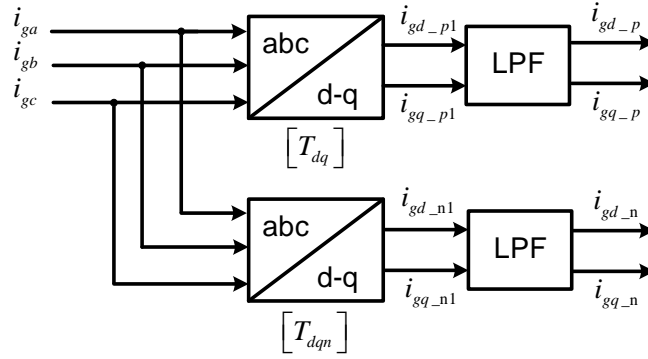
$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \\ v_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_g}{L_g} & \omega & \frac{k_{VSC}}{L_g} S_d \\ -\omega & -\frac{R_g}{L_g} & \frac{k_{VSC}}{L_g} S_q \\ \frac{3k_{VSC}}{2C_{DC}} S_d & \frac{3k_{VSC}}{2C_{DC}} S_q & -\frac{1}{R_{DC} C_{DC}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \\ v_{dc} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_q} \begin{bmatrix} v_{gd} \\ v_{gq} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

2.4.3. Μαθηματικό μοντέλο του STATCOM στο d-q επίπεδο συντεταγμένων για ασύμμετρη λειτουργία

Όπως αναφέρθηκε στην προηγούμενη παράγραφο, ο μετασχηματισμός στον d-q άξονα είναι εξαρτώμενος από την συχνότητα των εναλλασσόμενων μεγεθών, επομένως είναι έγκυρος μόνο για τις θετικής ακολουθίας συνιστώσες στην θεμελιώδη συχνότητα αυτών. Για την περιγραφή του μαθηματικού μοντέλου του STATCOM σε συνθήκες ασυμμετρίας του δικτύου, θα πρέπει να προστεθούν επιπλέον εξισώσεις στο προηγούμενο μοντέλο (2.40). Η ανάπτυξη του μοντέλου αυτού θα αποτελείται από τρία τμήματα: το πρώτο θα περιγράφει την λειτουργία του συστήματος με χρήση των συνιστωσών θετικής ακολουθίας, το δεύτερο περιγράφει την λειτουργία του συστήματος με χρήση των συνιστωσών αρνητικής ακολουθίας, ενώ το τρίο θα περιλαμβάνει την ένωση των δύο αυτών ομάδων εξισώσεων με ένα κοινό DC κύκλωμα.

Μέσω του πίνακα $[T_{dq}]$ (2.35), οι συνιστώσες θετικής ακολουθίας στην θεμελιώδη συχνότητα, μετασχηματίζονται σε DC συνιστώσες (σε συνθήκες μόνιμης κατάστασης), ενώ οι συνιστώσες αρνητικής ακολουθίας μετασχηματίζονται σε αρμονικές συνιστώσες με διπλάσια συχνότητα από τη θεμελιώδη. Οι DC συνιστώσες που αντιπροσωπεύουν τις συνιστώσες θετικής ακολουθίας, μπορούν να εξαχθούν από ένα βαθυπερατό φίλτρο (Low Pass Filter, LPF). Η ίδια φιλοσοφία χρησιμοποιείται ακριβώς και για τις συνιστώσες αρνητικής ακολουθίας μόνο που στην περίπτωση αυτή, χρησιμοποιείται ο τροποποιημένος πίνακας μετασχηματισμού $[T_{dqm}]$ (2.41). Στο σχήμα 2.19 φαίνεται η διαδικασία αυτή.

$$T_{dqm} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\omega t) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.41)$$



Σχήμα 2.19: Υπολογισμοί d-q συνιστωσών θετικής και αρνητικής ακολουθίας.

Λαμβάνοντας τώρα υπόψη, την ασυμμετρία του δικτύου, η στιγμιαία ενεργός ισχύς του συστήματος μπορεί να γραφεί ως εξής (2.42) [3]:

$$P_{total} = P_{DC}^+ + P_{DC}^- + P_{AC}^\pm + P_{AC}^\mp \quad (2.42)$$

Οι αρμονικές στην πλευρά του DC θα πρέπει να αποφευχθούν, καθώς προκαλούν με τη σειρά τους αρμονικές στην AC πλευρά του δικτύου. Οι αρμονικές αυτές μπορούν να εξαλειφθούν χρησιμοποιώντας έναν μεγαλύτερο DC πυκνωτή, η χρησιμοποιώντας μεγαλύτερη διακοπτική συχνότητα. Με την παραδοχή ότι δεν υπάρχουν αρμονικές, άρα δεν υπάρχουν AC συνιστώσες στο DC δίκτυο, τότε μπορούμε να παραλείψουμε τους όρους P_{AC}^\pm και P_{AC}^\mp από την (2.42). Ξαναγράφουμε την (2.42) η οποία αποτελείται μόνο από τους DC όρους (2.43).

$$v_{DC} i_{DC} = \frac{3}{2} (v_{conv,d}^+ i_{gd}^+ + v_{conv,q}^+ i_{gq}^+) + \frac{3}{2} (v_{conv,d}^- i_{gd}^- + v_{conv,q}^- i_{gq}^-) \quad (2.43)$$

Για τον έλεγχο των ασύμμετρων ρευμάτων, το STATCOM θα πρέπει να παράγει ασύμμετρες τάσεις. Αυτό επιτυγχάνεται χρησιμοποιώντας ασύμμετρες συναρτήσεις παλμοδότησης, οι οποίες μεταφράζονται και αυτές σε θετικής και αρνητικής ακολουθίας συναρτήσεις παλμοδότησης όπως φαίνεται στις σχέσεις (2.44) και (2.45).

$$\begin{bmatrix} v_{conv,d}^+ \\ v_{conv,q}^+ \end{bmatrix} = k_{VSC} \begin{bmatrix} S_d^+ \\ S_q^+ \end{bmatrix} v_{DC} \quad (2.44)$$

$$\begin{bmatrix} v_{conv,d}^- \\ v_{conv,q}^- \end{bmatrix} = k_{VSC} \begin{bmatrix} S_d^- \\ S_q^- \end{bmatrix} v_{DC} \quad (2.45)$$

Αντικαθιστώντας τις (2.44) και (2.45) στην (2.43) λαμβάνουμε το i_{DC} σύμφωνα με την (2.46).

$$i_{DC} = \frac{3}{2} k_{VSC} (S_d^+ i_{gd}^+ + S_q^+ i_{gq}^+) + \frac{3}{2} k_{VSC} (S_d^- i_{gd}^- + S_q^- i_{gq}^-) \quad (2.46)$$

Προσθέτοντας τις σχέσεις που περιγράφουν το STATCOM με αρνητικής ακολουθίας συνιστώσες, στο μαθηματικό μοντέλο (2.40), προκύπτει το πλήρες μαθηματικό μοντέλο του STATCOM για σύμμετρες καταστάσεις δικτύου (2.47) [3].

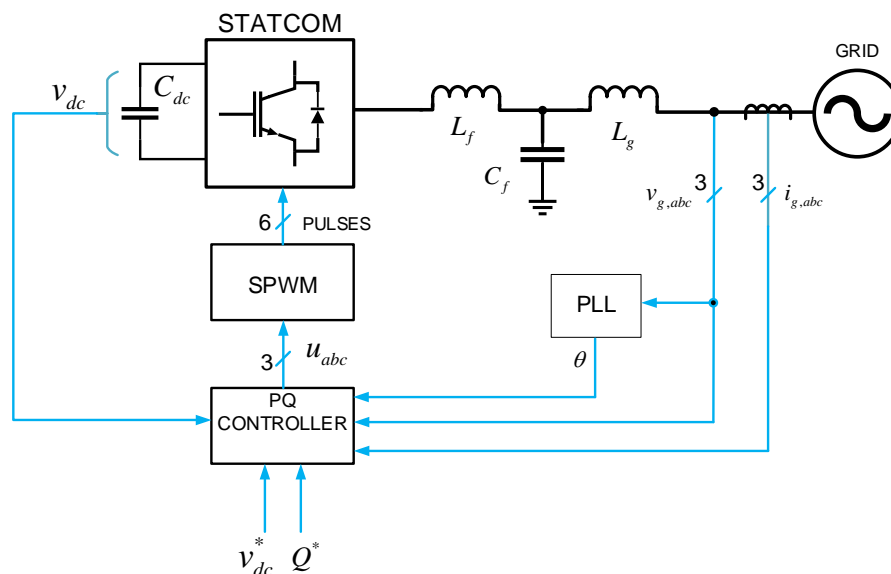
$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{gd}^+ \\ i_{gq}^+ \\ i_{gd}^- \\ i_{gq}^- \\ v_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_g}{L_g} & \omega & 0 & 0 & \frac{k_{VSC}}{L_g} S_d^+ \\ -\omega & \frac{-R_g}{L_g} & 0 & 0 & \frac{k_{VSC}}{L_g} S_q^+ \\ 0 & 0 & \frac{-R_g}{L_g} & \omega & \frac{k_{VSC}}{L_g} S_d^- \\ 0 & 0 & -\omega & \frac{-R_g}{L_g} & \frac{k_{VSC}}{L_g} S_q^- \\ \frac{3k_{VSC}}{2C_{DC}} S_d^+ & \frac{3k_{VSC}}{2C_{DC}} S_q^+ & \frac{3k_{VSC}}{2C_{DC}} S_d^- & \frac{3k_{VSC}}{2C_{DC}} S_q^- & -\frac{1}{R_{DC}C_{DC}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{gd}^+ \\ i_{gq}^+ \\ i_{gd}^- \\ i_{gq}^- \\ v_{dc} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_g} \begin{bmatrix} v_{gd}^+ \\ v_{gq}^+ \\ v_{gd}^- \\ v_{gq}^- \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

Κεφάλαιο 3

ΕΛΕΓΧΟΣ ΣΥΓΧΡΟΝΟΥ ΑΝΤΙΣΤΑΘΜΙΣΤΗ ΑΕΡΓΟΥ ΙΣΧΥΟΣ - STATCOM

3.1 Εισαγωγή

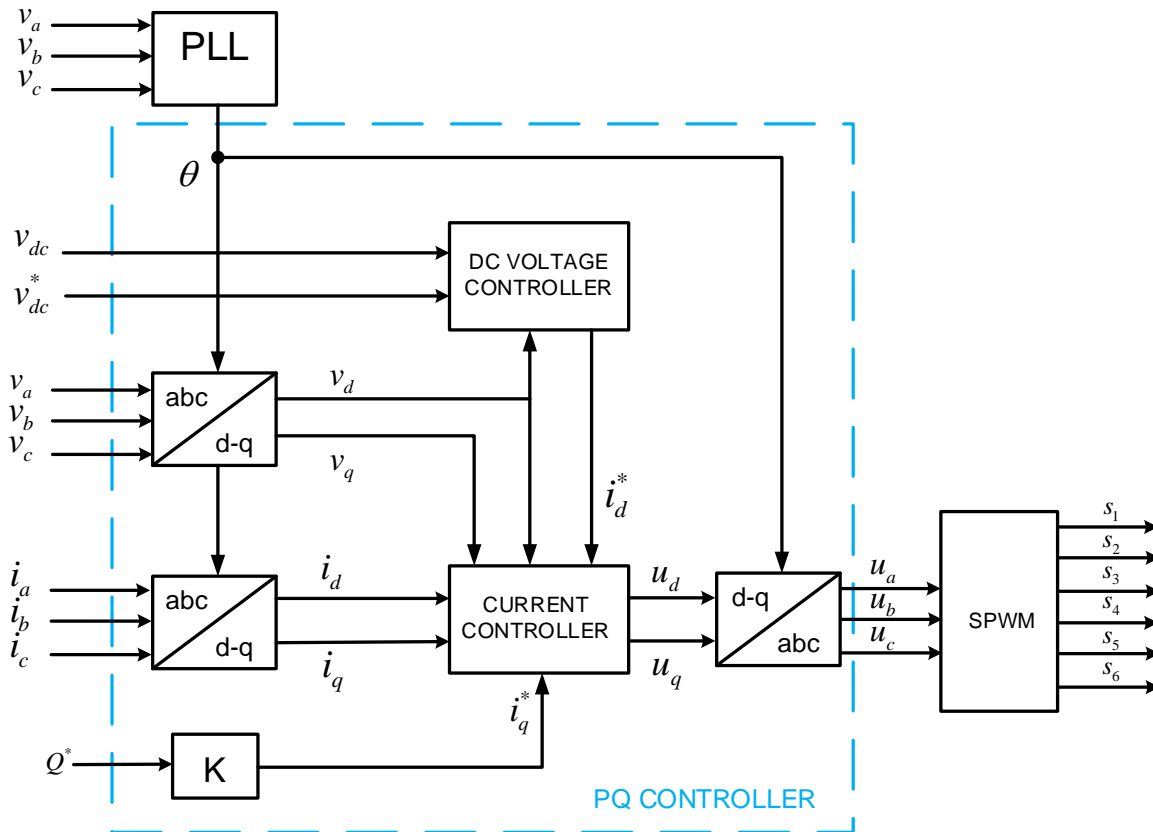
Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται η στρατηγική ελέγχου του σύγχρονου αντισταθμιστή αεργού ισχύος για συμμετρική τάση δικτύου. Στις μέρες μάς υπάρχουν πολλές επιστημονικές αναφορές, πάνω στη θεωρία ελέγχου του STATCOM, ενώ αποτελεί ακόμη αντικείμενο έρευνας. Η παρούσα εργασία βασίζεται στην θεωρία PQ, [11]. Στο σχήμα 3.1 παρουσιάζεται το γενικό δομικό διάγραμμα του ελέγχου αυτού.



Σχήμα 3.1: Γενική διάταξη ελέγχου STATCOM.

3.2 Στρατηγική ελέγχου του STATCOM

Στο σχήμα 3.2 παρουσιάζεται το δομικό διάγραμμα ελέγχου του STATCOM που βασίζεται στην θεωρία PQ (PQ controller).



Σχήμα 3.2: Δομικό διάγραμμα ελέγχου PQ (PQ controller).

Ο στόχος του ελεγκτή είναι η παραγωγή των παλμών οδήγησης του αντιστροφέα ώστε να επιτευχθεί έγχυση άεργου ισχύος ή/και ρύθμιση της τάσης στο ζυγό σύνδεσης του STATCOM. Ως ανάδραση για τη λειτουργία του ελεγκτή λαμβάνονται οι τάσεις του δικτύου, τα ρεύματα εξόδου του STATCOM και η συνεχής τάση φόρτισης του DC πυκνωτή. Στη συνέχεια τα εναλλασσόμενα μεγέθη μετασχηματίζονται σε DC συνιστώσες μέσω μετασχηματισμού Park. Ο ελεγκτής περιλαμβάνει δύο εσωτερικούς βρόχους ελέγχου (inner controller loop), το βρόχο ελέγχου της τάσης φόρτισης του DC πυκνωτή (DC Voltage Controller) και το βρόχο ελέγχου ρευμάτων (Current Controller). Οι βρόχοι αυτοί λαμβάνουν επιπλέον ως είσοδο τις αναφορές της επιθυμητής άεργου ισχύος και συνεχούς τάσης. Στα σήματα εξόδου του ελεγκτή ρευμάτων εφαρμόζεται αντίστροφος μετασχηματισμός Park, όπου στη συνέχεια οδηγούνται στη βαθμίδα SPWM ώστε να παραχθούν οι επιθυμητοί παλμοί οδήγησης του αντιστροφέα. Ο συγχρονισμός της τάσης εξόδου του αντιστροφέα με το δίκτυο επιτυγχάνεται με τη διάταξη κλειδώματος φάσης (Phase Locked Loop, PLL).

3.3. Διάταξη Κλειδώματος Φάσης (PLL)

Στην γενικότερη περίπτωση, η διάταξη κλειδώματος φάσης (PLL) είναι στην ουσία ένα σύστημα κλειστού βρόχου, όπου ένας εσωτερικός ταλαντωτής ελέγχεται συνεχώς ώστε να διατηρεί τον χρόνο και την φάση ενός εξωτερικού περιοδικού σήματος (κλειδωμα φάσης), χρησιμοποιώντας έναν βρόχο ανατροφοδότησης. Η ποιότητα του κλειδώματος αυτού επηρεάζει άμεσα την απόδοση του βρόχου ελέγχου σε εφαρμογές συνδεδεμένες στο δίκτυο (grid applications).

Σε τέτοιου είδους εφαρμογές, το PLL θα πρέπει να χαρακτηρίζεται από υψηλή ακρίβεια και ταχύτητα στον συγχρονισμό ακόμα και σε μη συμμετρικές καταστάσεις και σφάλματα δικτύου, όπως εγκοπές δικτύου (line notching), ασυμμετρία τάσης, απώλεια φάσης, διακυμάνσεις στην τάση και στην συχνότητα, αρμονικές κ.τ.λ.

Σε αυτήν την ενότητα παρουσιάζονται, η διάταξη κλειδώματος φάσης στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (Synchronous Reference Frame - SRF PLL), η οποία αποτελεί την πιο απλή υλοποίηση PLL για τριφασικά συστήματα, καθώς και η διάταξη κλειδώματος φάσης με διπλή απόζευξη στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (Double Decoupled Synchronous Reference Frame - DDSRF PLL). Η τελευταία (DDSRF-PLL) αποτελεί την πιο εξελιγμένη υλοποίηση σε σχέση με την απλή (SRF-PLL) καθώς δουλεύει με καλύτερη ακρίβεια σε μη ιδανικές καταστάσεις δικτύου όπως θα δούμε παρακάτω.

3.3.1. Διάταξη PLL στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (SRF PLL)

Ο ρόλος του PLL στο τριφασικό πλαίσιο, είναι η ακριβής εκτίμηση της γωνίας του διανύσματος της τάσης, ύστερα από μέτρηση των στιγμιαίων κυματομορφών. Υποθέτουμε ότι η εκτιμώμενη γωνία του PLL είναι η θ_{PLL} , και η πραγματική γωνία η ωt .

Οι στιγμιαίες τάσεις του τριφασικού συστήματος δίνονται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$\begin{aligned} v_a &= \widehat{V} \sin(\theta_{grid}) \\ v_b &= \widehat{V} \sin(\theta_{grid} - 2\pi/3) \\ v_c &= \widehat{V} \sin(\theta_{grid} + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (3.1)$$

Μετασχηματίζοντας τις τρεις αυτές τάσεις στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς d-q, χρησιμοποιώντας τον μετασχηματισμό Park [11] παίρνουμε τη σχέση (3.2).

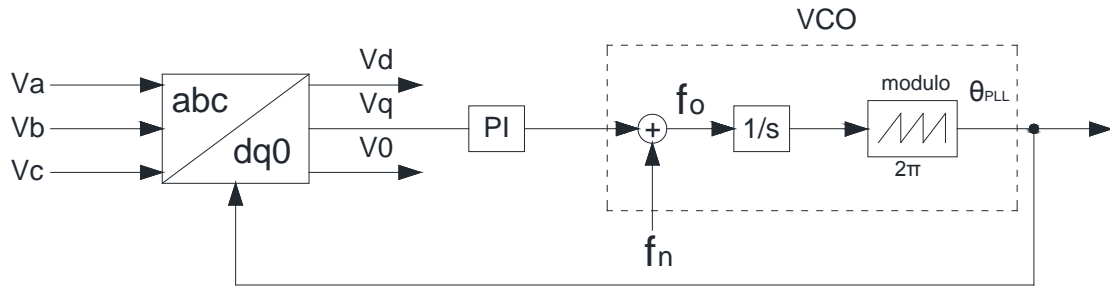
$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\omega t) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Αντικαθιστώντας την (3.1) στην (3.2) και εφαρμόζοντας τριγωνομετρικές ταυτότητες προκύπτουν οι απλουστευμένες εξισώσεις (3.3):

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \theta_{grid}) \\ \sin(\omega t - \theta_{grid}) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Όταν η εκτιμώμενη γωνία θ_{PLL} του PLL είναι αρκετά κοντά στην πραγματική ωt , τότε $\sin(\omega t - \theta_{PLL}) \simeq (\omega t - \theta_{PLL})$. Επομένως μπορούμε να πούμε ότι για ένα συμμετρικό σύστημα τάσεων, όταν το PLL "κλειδώνει", τότε η κάθετη συνιστώσα της τάσης στο στρεφόμενο πλαίσιο v_q είναι ίση με το 0, ενώ στην αντίθετη περίπτωση θα υπάρχει ένα σφάλμα ανάλογο του όρου $(\omega t - \theta_{PLL}) \approx v_q$.

Παρακάτω φαίνεται το δομικό διάγραμμα της διάταξης PLL που προαναφέρθηκε.



Σχήμα 3.3: Δομικό διάγραμμα διάταξης SRF - PLL.

Σύμφωνα λοιπόν με το παραπάνω σχήμα, οι τρεις τάσεις του δικτύου μετασχηματίζονται στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς d-q, και η κάθετη συνιστώσα v_q χρησιμοποιείται ως ανιχνευτής φάσης. Ο ελεγκτής PI εξαλείφει το σφάλμα μόνιμης κατάστασης, και η έξοδος του τροφοδοτεί την διάταξη VCO (Voltage-Controlled Oscillator) όπου παράγεται η ζητούμενη γωνία θ_{PLL} .

Η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου - ελεγκτή PI δίνεται από τη σχέση (3.4) ενώ η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου της συνολικής διάταξης PLL, δίνεται από την (3.5).

$$H_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.4)$$

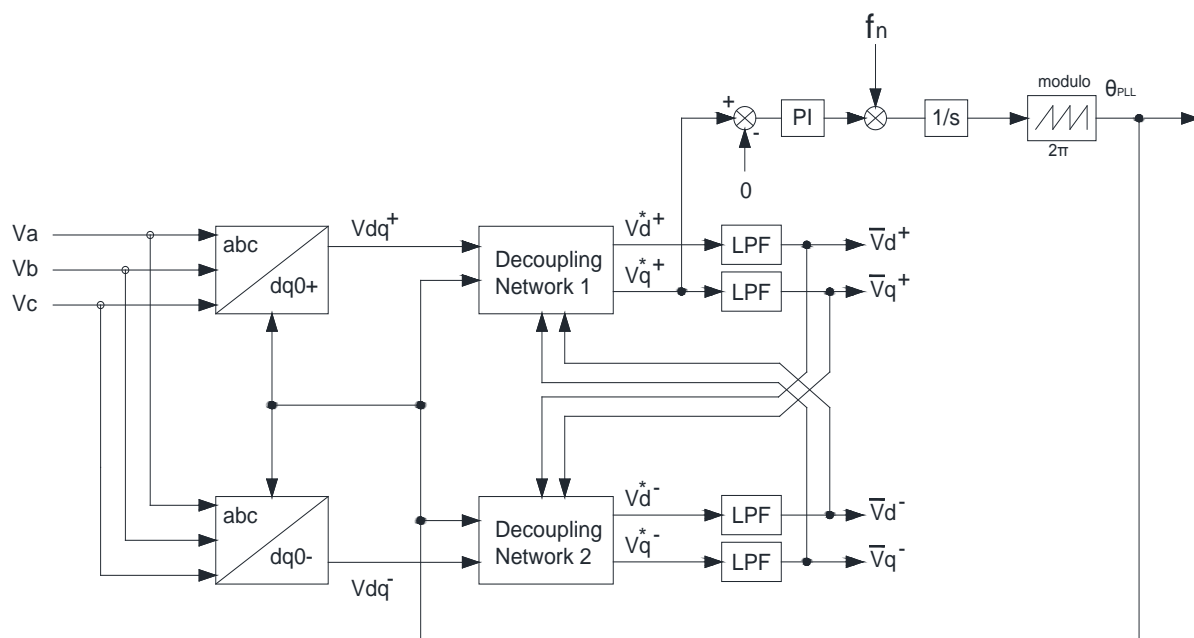
$$H_{PLL}(s) = \frac{\theta_{PLL}(s)}{\theta_{grid}(s)} = \frac{K_p \cdot s + \frac{K_p}{T_i}}{s^2 + K_p \cdot s + \frac{K_p}{T_i}} \quad (3.5)$$

Συνοψίζοντας, η διάταξη SRF - PLL δουλεύει με αρκετά καλή ακρίβεια σε ιδανικές συνθήκες δικτύου. Σε ασύμμετρες καταστάσεις, οι αρνητικής ακολουθίας συνιστώσες των τάσεων του δικτύου,

μετασχηματίζονται σε ταλαντώσεις με διπλάσια συχνότητα ($2\omega_0$) στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς d-q, με αποτέλεσμα οι ταλαντώσεις αυτές να οδηγούνται στην έξοδο και να καθιστούν το σύστημα ασταθές. Από αυτή την σκοπιά η παραπάνω διάταξη κρίνεται ακατάλληλη για ασύμμετρες καταστάσεις δικτύου.

3.3.2. Διάταξη PLL με διπλή απόζευξη στο σύγχρονα στρεφόμενα πλαίσιο αναφοράς (DDSRF - PLL)

Η διάταξη αυτή (Double Decoupled Synchronous Reference Frame, PLL) αναπτύχθηκε για την βελτίωση των συμβατικών SRF-PLL. Αυτό το σύστημα συγχρονισμού, εμμεταλλεύεται δύο σύγχρονα πλαίσια αναφοράς που περιστρέφονται στην θεμελιώδη συχνότητα του δικτύου, το ένα αριστερόστροφα και το άλλο δεξιόστροφα, προκειμένου να επιτευχθεί ακριβής ανίχνευση των συνιστωσών θετικής και αρνητικής ακολουθίας του φορέα της τάσης του δικτύου, όταν παρουσιάζονται ασύμμετρα σφάλματα. Στο σχήμα 3.4 παρουσιάζεται το δομικό διάγραμμα του DDSRF - PLL.



Σχήμα 3.4: Δομικό διάγραμμα διάταξης DDSRF - PLL.

Στην γενική περίπτωση που το δίκτυο είναι ασύμμετρο, οι τάσεις του δικτύου αποτελούνται από τις εξής τρεις συνιστώσες [11] :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a^+ \\ v_b^+ \\ v_c^+ \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a^- \\ v_b^- \\ v_c^- \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a^0 \\ v_b^0 \\ v_c^0 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Οι συνιστώσες θετικής ακολουθίας v_{abc}^+ των φυσικών τάσεων του δικτύου, εμφανίζουν μια dc συνιστώσα κατά τον μετασχηματισμό τους στους άξονες dq+ (Positive Sequence Park Transformation), και μία ac με συχνότητα διπλάσια της βασικής ($2\omega_0$) κατά τον μετασχηματισμό τους στους άξονες dq- (Negative Sequence Park Transformation). Αντίθετα οι συνιστώσες αρνητικής ακολουθίας v_{abc}^- , εμφανίζουν μια dc συνιστώσα κατά τον μετασχηματισμό τους στους άξονες dq-, και μία ac με συχνότητα διπλάσια της βασικής ($2\omega_0$) κατά τον μετασχηματισμό τους στους άξονες dq+. Την στιγμή που το πλάτος των ταλαντώσεων, που προκύπτουν από την θετική ακολουθία v_{dq}^+ , φθάνει την τιμή της dc συνιστώσας, που προκύπτει από την αρνητική ακολουθία v_{dq}^- και το αντίστροφο, επενεργεί ένα δίκτυο απόζευξης (Decoupling Network) στα σήματα v_{dq}^+ και v_{dq}^- , ώστε να εξαλειφθούν οι ταλαντώσεις αυτές. Τα βαθυπερατά φίλτρα (LPF) που φαίνονται στο σχήμα 3.4 είναι υπεύθυνα για την εξαγωγή των dc συνιστωσών των σημάτων στα δίκτυα απόζευξης (\bar{v}_{dq}^+ και \bar{v}_{dq}^-).

Οι dc συνιστώσες αυτές συλλέγουν πληροφορίες για το πλάτος και την φάση των συνιστωσών θετικής και αρνητικής ακολουθίας των τάσεων του δικτύου (v_{abc}^+ και v_{abc}^-).

Παρακάτω παρουσιάζονται οι τελικές σχέσεις εξόδου των αποζευγμένων δικτύων [4]:

$$\left. \begin{aligned} v_{d^+}^* &= v_{d^+} - \bar{v}_{d^-} \cdot \cos(2 \cdot \theta) - \bar{v}_{q^-} \cdot \sin(2 \cdot \theta) \\ v_{q^+}^* &= v_{q^+} + \bar{v}_{d^-} \cdot \sin(2 \cdot \theta) - \bar{v}_{q^-} \cdot \cos(2 \cdot \theta) \end{aligned} \right\} \quad (3.7)$$

$$\left. \begin{aligned} v_{d^-}^* &= v_{d^-} - \bar{v}_{d^+} \cdot \cos(2 \cdot \theta) - \bar{v}_{q^+} \cdot \sin(2 \cdot \theta) \\ v_{q^-}^* &= v_{q^-} - \bar{v}_{d^+} \cdot \sin(2 \cdot \theta) - \bar{v}_{q^+} \cdot \cos(2 \cdot \theta) \end{aligned} \right\} \quad (3.8)$$

Τα βαθυπερατά φίλτρα που χρησιμοποιούνται είναι πρώτης τάξης με συνάρτηση μεταφοράς:

$$H_{LPF}(s) = \frac{\bar{v}}{v} = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \quad (3.9)$$

Τέλος, ο PI ελεγκτής δουλεύει ακριβώς με την ίδια φιλοσοφία όπως και στην απλή περίπτωση του SRF-PLL, με την διαφορά ότι το ελεγχόμενο σήμα πλέον είναι το $v_{q^+}^*$ που προκύπτει από το αποζευγμένο δίκτυο (Decoupling Network 1). Το σήμα αυτό είναι απαλλαγμένο από ταλαντώσεις διπλάσιας συχνότητας και έτσι το εύρος ζώνης του PI αυξάνεται.

3.3.3. Διακριτοποίηση και Υλοποίηση διάταξης DDSRF-PLL

Σε αυτή την παράγραφο αναλύεται η μέθοδος ψηφιακής υλοποίησης του DDSRF-PLL η οποία και χρησιμοποιήθηκε στην πειραματική διάταξη STATCOM.

Εφαρμόζοντας τη μέθοδο διακριτοποίησης Tustin [13] στην συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή PI (3.4) λαμβάνουμε την συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή στο πεδίο - z (3.10) [13].

$$H_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \xrightarrow{s = \frac{2(z-1)}{T_s(z+1)}} H_{PI}(z) = \frac{\left(\frac{2 \cdot K_p + K_i \cdot T_s}{2}\right) - \left(\frac{2 \cdot K_p - K_i \cdot T_s}{2}\right) z^{-1}}{1 - z^{-1}} \Rightarrow$$

$$H_{PI}(z) = \frac{a_0 + a_1 \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (3.10)$$

$$\text{όπου, } a_0 = \frac{2 \cdot K_p + K_i \cdot T_s}{2} \text{ και } a_1 = \frac{2 \cdot K_p - K_i \cdot T_s}{2} \quad (3.11)$$

Εφαρμόζοντας αντίστροφο μετασχηματισμό - z [13] στην σχέση (3.10) προκύπτει η εξίσωση διαφορών (3.12) του PI η οποία και υλοποιείται στον μικροελεγκτή.

$$y_{PI}[n] = y_{PI}[n-1] + a_0 \cdot v_{q^+}^*[n] + a_1 \cdot v_{q^+}^*[n-1] \quad (3.12)$$

Υστερα από υπολογισμούς και δοκιμές, επιλέχθηκαν οι τιμές $K_p = 166.66$ και $K_i = 14166$. Η συχνότητα δειγματοληψίας του DDSRF-PLL επιλέχθηκε $f_{s,PLL} = 5kHz$ ($T_s = 200\mu s$). Άρα από τις σχέσεις (3.11) προκύπτουν οι γενικευμένοι παράμετροι του PI:

$$a_0 = 168.0766 \text{ και } a_1 = 165.2434.$$

Όμοια, εφαρμόζοντας τη μέθοδο διακριτοποίησης Tustin στην συνάρτηση μεταφοράς του βαθυπερατού φίλτρου (3.9) προκύπτει η σχέση:

$$H_{LPF}(z) = \frac{k_1(z+1)}{z+k_2} \quad (3.13)$$

$$\text{όπου } k_1 = \frac{\omega_f T_s}{2 + \omega_f T_s} \text{ και } k_2 = \frac{\omega_f T_s - 2}{\omega_f T_s + 2} \quad (3.14)$$

Η εξίσωση διαφορών του φίλτρου δίνεται από την (3.15):

$$\left. \begin{aligned} y[n] &= k_1 \cdot v_{dq^\pm}^*[n] - k_2 \cdot y[n-1] \\ \bar{v}_{dq^\pm}[n] &= y[n] + y[n-1] \end{aligned} \right\} \quad (3.15)$$

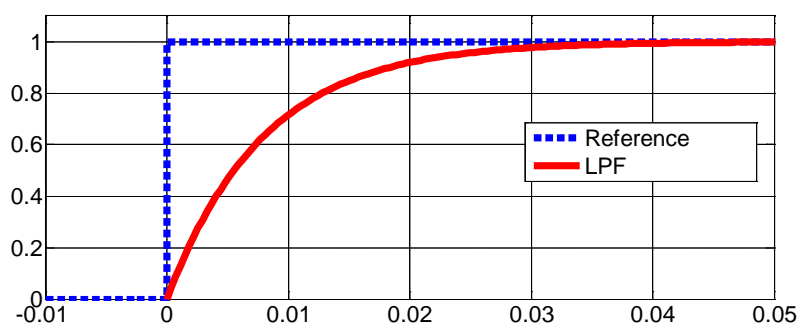
Για ευσταθή απόκριση του PLL, απαιτείται $\frac{\omega_f}{\omega} < \frac{1}{\sqrt{2}}$ [4].

Η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου επιλέγεται στα 20Hz ($\omega_f = 125.66$ rad/s), και με συχνότητα δειγματοληψίας $f_{s,LPF} = 5kHz$ ($T_s = 200\mu s$), προκύπτουν οι παράμετροι του φίλτρου με βάση τις σχέσεις (3.14): $k_1 = 0.01241041672$ και $k_2 = -0.9751791666$.

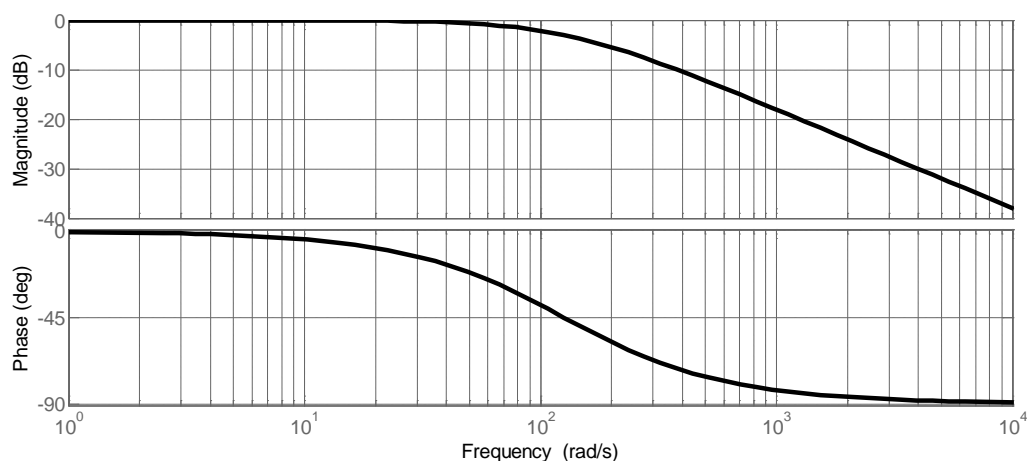
Τέλος στον ολοκληρωτή του VCO, εφαρμόζεται η μέθοδος ολοκλήρωσης Forward Euler [13], και προκύπτουν οι παρακάτω εξισώσεις διαφορών για την συχνότητα και την γωνία εξόδου του DDSRF-PLL:

$$\left. \begin{aligned} f_o[n] &= f_n + y_{PI}[n] \\ \theta[n] &= \theta[n-1] + (2\pi T_s) \cdot f_o[n-1] \end{aligned} \right\} \quad (3.16)$$

Στα σχήματα 3.5 και 3.6 παρουσιάζεται η βηματική απόκριση καθώς και η απόκριση συχνότητας (διάγραμμα Bode) του φίλτρου.



Σχήμα 3.5: Βηματική απόκριση βαθυπερατού φίλτρου DDSRF-PLL.



Σχήμα 3.6: Διάγραμμα Bode βαθυπερατού φίλτρου DDSRF-PLL.

3.4. Ελεγκτής συνεχούς τάσης (DC Voltage Controller)

Σύμφωνα με τη σχέση (2.3) και με την παραδοχή ότι η γωνία δ είναι πολύ μικρή, για την ροή άεργου ισχύος από το STATCOM προς το δίκτυο και αντίστροφα, θα πρέπει να μεταβληθεί το πλάτος της τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα. Η τάση στην έξοδο του αντιστροφέα είναι ανάλογη του συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους (m_a) και της συνεχούς τάσης στον DC πυκνωτή, σχέση (2.4). Για την αποφυγή αρμονικών στο ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα πρέπει η συνεχής τάση να παραμείνει σταθερή. Αυτό επιτυγχάνεται από τον ελεγκτή συνεχούς τάσης, σχήμα (3.7), ο οποίος στηρίζεται στις παρακάτω σχέσεις.

Ξαναγράφοντας τη σχέση που μας δίνει το ρεύμα του διαρρέει τον πυκνωτή i_{DC} (2.30), αμελώντας τις ωμικές απώλειες ($R_{DC} \rightarrow \infty$), και αντικαθιστώντας το στη σχέση (2.31) που δίνει την ισχύ του p_{DC} (απορρόφηση ισχύος από το δίκτυο), προκύπτει η σχέση (3.17).

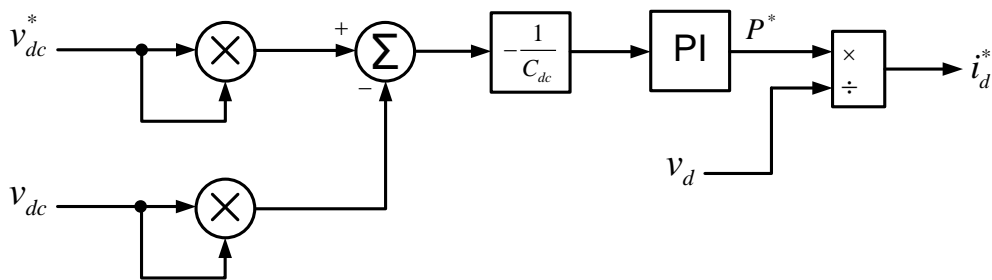
$$p_{DC} = -\frac{1}{sC_{DC}} \cdot v_{DC}^2 \quad (3.17)$$

Η ισχύς αυτή εκφρασμένη στο πλαίσιο d-q και σε ανά μονάδα μεγέθη, είναι:

$$p_{DC} = P^* = v_d \cdot i_d + v_q \cdot i_q \text{ (pu)} \quad (3.18)$$

Αντικαθιστώντας στην (3.18) την (3.17) και λύνοντας ως προς i_d , θεωρώντας συγχρονισμένο δίκτυο ($v_q = 0$) προκύπτει η μεταβλητή αναφοράς του ελεγκτή (3.19).

$$i_d^* = \frac{P^*}{v_d} = -\frac{v_{DC}^2}{s \cdot C_{DC} \cdot v_d} \quad (3.19)$$



Σχήμα 3.7: Ελεγκτής συνεχούς τάσης (DC Voltage Controller).

3.5. Ελεγκτής ρευμάτων (Current Controller)

Σύμφωνα με την PQ θεωρία, η ενεργός ισχύς P που εγχύεται στο δίκτυο από το STATCOM εξαρτάται από το ρεύμα στον ευθύ άξονα i_d , σχέση (3.19). Αντίστοιχα η έγχυση άεργου ισχύος εξαρτάται από το ρεύμα στον κάθετο άξονα i_q . Συνεπώς η ρύθμιση της ενεργού ισχύος για την φόρτιση της συνεχούς τάσης του DC πυκνωτή επιτυγχάνεται με την ρύθμιση του ρεύματος i_d , ενώ η ρύθμιση της άεργου ισχύος που εγχέει ο STATCOM επιτυγχάνεται με ρύθμιση του ρεύματος i_q .

Ο ελεγκτής ρεύματος (σχήμα 3.8) λαμβάνει τις δύο αυτές αναφορές (i_d^* , i_q^*) ώστε να εξάγει την επιθυμητή τάση εξόδου του STATCOM (u_d, u_q), σχήμα 3.8. Η μοντελοποίηση του ελεγκτή ρεύματος στηρίζεται στο αρχικό μαθηματικό μοντέλο που αναπτύχθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο για συμμετρικές καταστάσεις δικτύου.

Αναλυτικά,

η άεργος ισχύς που εγχύεται στο δίκτυο με βάση την PQ θεωρία είναι:

$$Q = v_q \cdot i_d - v_d \cdot i_q \quad (pu) \quad (3.20)$$

Λύνοντας την τελευταία σχέση ως προς i_q θεωρώντας συγχρονισμένο δίκτυο ($v_q = 0$) προκύπτει το ρεύμα αναφοράς i_q^* σε σχέση με την επιθυμητή αναφορά άεργου ισχύος Q^* .

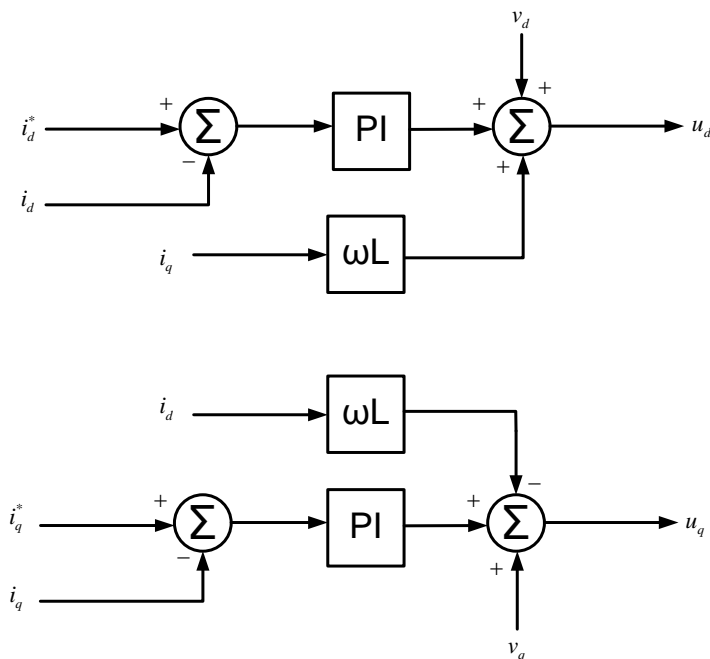
$$i_q^* = -\frac{Q^*}{v_d} \quad (3.21)$$

Στη συνέχεια, λύνοντας το σύστημα των εξισώσεων (2.34) ως προς τις τάσεις εξόδου του STATCOM προκύπτει το σύστημα (3.22).

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = L_g \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + R_g \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega L_g \begin{bmatrix} -i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Με τις παραδοχές ότι τα ρεύματα i_d και i_q είναι σταθερά $\left(\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = 0 \right)$ και ότι η αντίσταση του πηνίου ζεύξης είναι πάρα πολύ μικρή ($R_g \rightarrow 0$), προκύπτουν οι τελικές σχέσεις (3.23).

$$\begin{aligned} u_d &= -\omega L_g i_q + v_d \\ u_q &= \omega L_g i_d + v_q \end{aligned} \quad (3.23)$$



Σχήμα 3.8: Ελεγκτής ρεύματος (Current Controller).

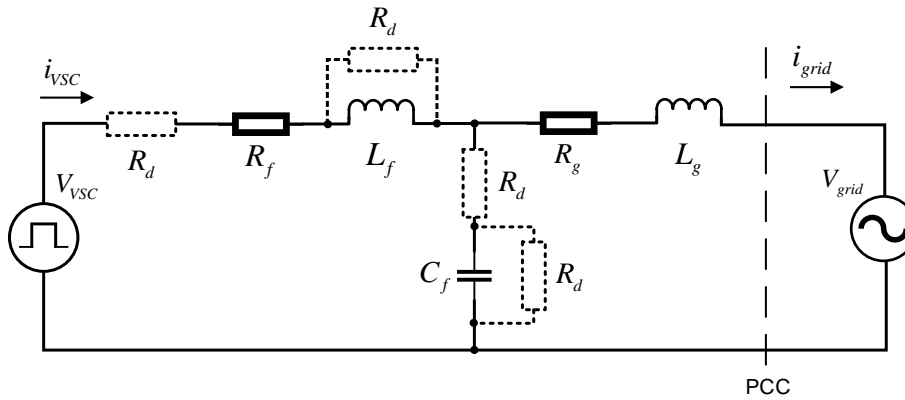
Οι έξοδοι του ελεγκτή ρεύματος (u_d , u_q), μετασχηματίζονται στα σήματα u_a , u_b και u_c (μέσω αντίστροφου μετασχηματισμού Park [11]) τα οποία αποτελούν τα ημίτονα αναφοράς που εισέρχονται στην διάταξη SPWM (βλέπε παράγραφο 2.2.2) για την παραγωγή των επιθυμητών παλμών (S_1, S_2, S_3, S_5, S_6).

3.6. Μέθοδοι απόσβεσης LCL φίλτρου (Damping methods)

Στο προηγούμενο κεφάλαιο αναπτύχθηκε η μεθοδολογία σχεδιασμού ενός LCL φίλτρου. Επίσης τονίσθηκε ότι θα πρέπει να ληφθεί ιδιαίτερη μέριμνα ώστε να περιοριστεί η κορυφή συντονισμού (damping filter resonance), η οποία μπορεί να προκαλέσει αλλοίωση της ποιότητας ρεύματος εξόδου αλλά και να οδηγήσει σε αστάθεια το συνολικό σύστημα ελέγχου. Σε αυτή την παράγραφο εξετάζονται οι δύο βασικές μέθοδοι απόσβεσης της κορυφής συντονισμού που παρουσιάζει το LCL φίλτρο. Οι μέθοδοι αυτοί χωρίζονται σε παθητικές (passive damping method) και ενεργητικές μεθόδους απόσβεσης κορυφής συντονισμού (active damping method).

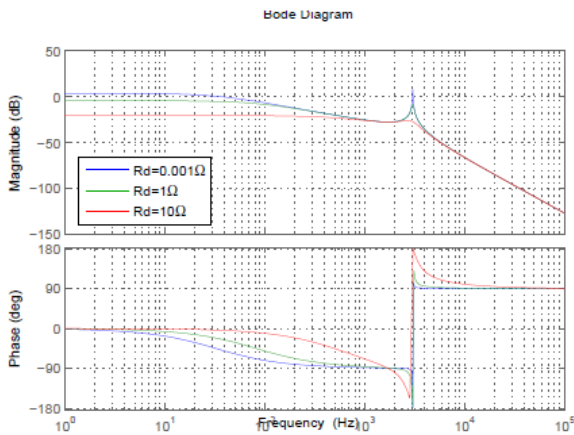
3.6.1. Παθητική απόσβεση (Passive Damping)

Η παθητική απόσβεση μπορεί να επιτευχθεί με την τοποθέτηση ωμικής αντίστασης σε σειρά ή παράλληλα με το πηνίο L_f ή τον πυκνωτή του φίλτρου C_f . Στο σχήμα 3.9 φαίνονται οι τέσσερις αυτοί συνδυασμοί.

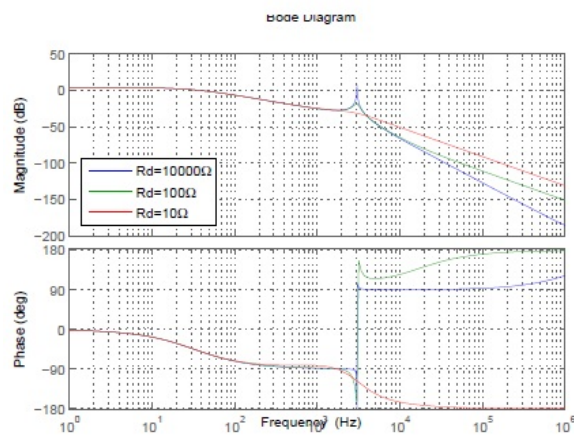


Σχήμα 3.9: Κύκλωμα LCL με τις πιθανές συνδεσμολογίες της αντίστασης απόσβεσης R_d .

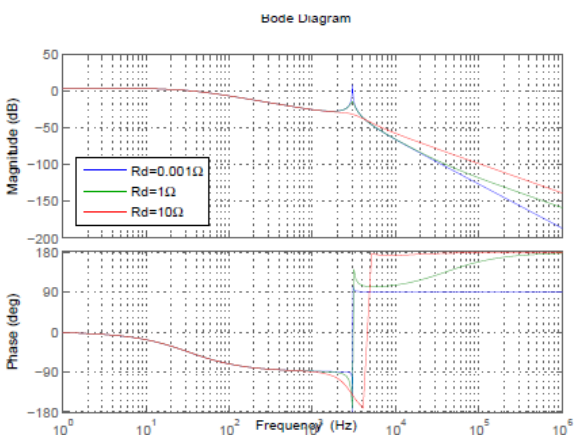
Στα παρακάτω διαγράμματα Bode παρουσιάζεται η επίδραση της αντίστασης απόσβεσης R_d για διάφορες τιμές και για όλους τους συνδυασμούς.



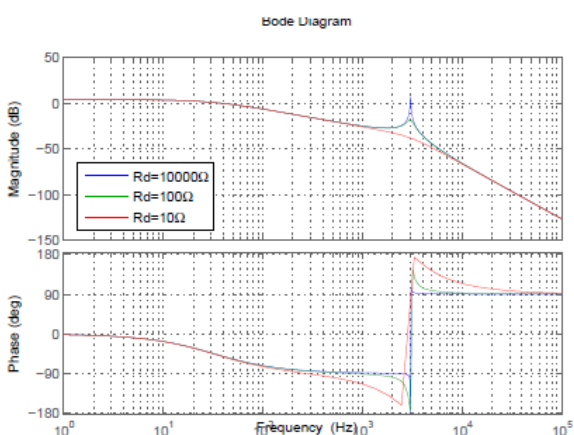
(α) Αντίσταση απόσβεσης σε σειρά με το πηνίο του φίλτρου.



(β) Αντίσταση απόσβεσης παράλληλα με το πηνίο του φίλτρου.



(γ) Αντίσταση απόσβεσης σε σειρά με τον πυκνωτή του φίλτρου.



(δ) Αντίσταση απόσβεσης παράλληλα με τον πυκνωτή του φίλτρου.

Σχήμα 3.10: Διαγράμματα Bode LCL φίλτρου για διάφορες τιμές και συνδεσμολογίες της αντίστασης απόσβεσης R_d .

Η τιμή της αντίστασης απόσβεσης δίνεται από την σχέση (3.24).

$$R_d = \frac{1}{3 \cdot \omega_{res} \cdot C_f} \quad (3.24)$$

όπου ω_{res} η κυκλική συχνότητα συντονισμού του φίλτρου.

Οι απώλειες στην αντίσταση απόσβεσης μπορούν να εκτιμηθούν από την (3.25):

$$P_{d,loss} = 3 \cdot R_d \cdot \sum_n \left[i_{conv,n} - i_{g,n} \right]^2 \quad (3.25)$$

όπου n , η τάξη των αρμονικών συνιστωσών του ρεύματος.

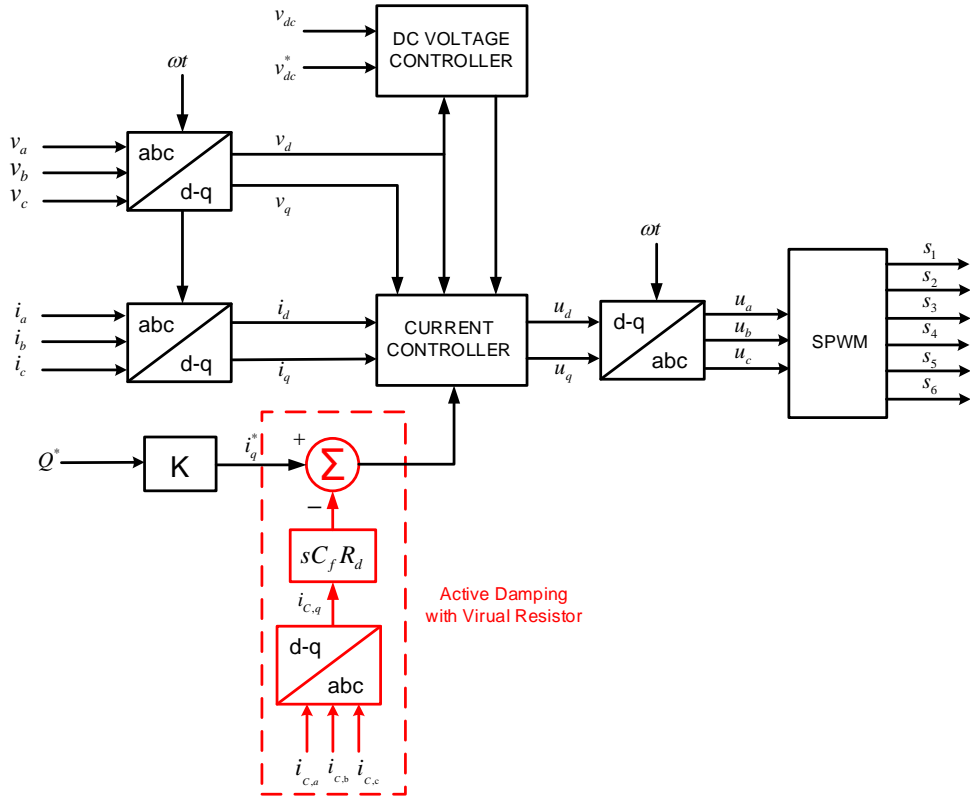
Η λύση αυτή είναι απλή και αξιόπιστη. Το βασικό μειονέκτημά της είναι η αύξηση των απωλειών και η μείωση της απόδοσης του φίλτρου. Αυτό το πρόβλημα μπορεί να λυθεί με τη μέθοδο της ενεργού απόσβεσης.

3.6.2. Ενεργή απόσβεση (Active Damping)

Η μέθοδος αυτή επιτυγχάνει απόσβεση του φίλτρου LCL με βέλτιστο τρόπο και χωρίς απώλειες, χρησιμοποιώντας μία εικονική αντίσταση η οποία ενσωματώνεται στον έλεγχο του συστήματος.

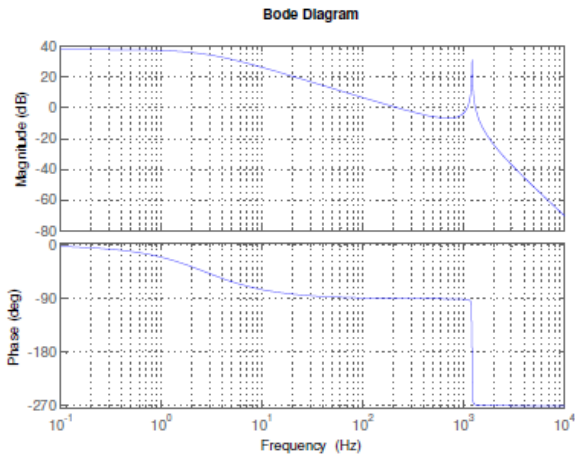
Σύμφωνα με την προηγούμενη παράγραφο, υπάρχουν τέσσερις τρόποι σύνδεσης της παθητικής αντίστασης στο κύκλωμα του LCL. Για την περίπτωση της ενεργού απόσβεσης, εάν η εικονική αντίσταση τοποθετηθεί σε σειρά με το πηνίο ή τον πυκνωτή του φίλτρου, απαιτούνται επιπλέον τρεις αισθητήρες ρεύματος, ενώ εάν συνδεθεί παράλληλα στον πηνίο ή τον πυκνωτή, απαιτούνται επιπλέον τρεις αισθητήρες τάσεις.

Λαμβάνοντας την περίπτωση όπου η εικονική αντίσταση είναι σε σειρά με τον πυκνωτή, ουσιαστικά επιτυγχάνεται εικονική πτώση τάσης στον πυκνωτή C_f ανάλογη με το ρεύμα που τον διαρρέει. Αυτή η διαδικασία μπορεί να υλοποιηθεί εντός της διάταξης του ελεγκτή ρεύματος όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 3.11. Παρόμοια διαδικασία ακολουθείται για τις υπόλοιπες τρεις περιπτώσεις.

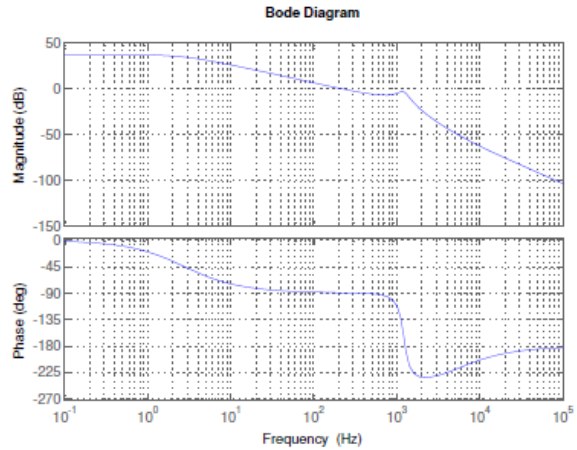


Σχήμα 3.11: Δομικό διάγραμμα PQ ελεγκτή με ενσωματωμένο μπλοκ εικονικής αντίστασης.

Στα παρακάτω σχήματα φαίνονται τα διαγράμματα Bode ενός φίλτρου LCL που χρησιμοποιεί την μέθοδο εικονικής αντίστασης σε σειρά με τον πυκνωτή του φίλτρου, συγκριτικά με την περίπτωση που δεν χρησιμοποιεί κάποια μέθοδο απόσβεσης.



(α) Χωρίς χρήση μεθόδου απόσβεσης.



(β) Με χρήση εικονικής αντίστασης σε σειρά με τον πυκνωτή του φίλτρου.

Σχήμα 3.12: Συγκριτικά διαγράμματα Bode.

Το μόνο μειονέκτημα της μεθόδου αυτής είναι τα επιπλέον αισθητήρια που απαιτούνται καθώς και ο επιπλέον υπολογιστικός χρόνος ο οποίος απαιτείται για την υλοποίηση της διαδικασίας σε μικροϋπολογιστικό σύστημα..

Φυσικά υπάρχουν και άλλοι μέθοδοι ενεργής απόσβεσης όπως η χρήση Lead-Lag αντισταθμιστών τάσης, η χρήση φίλτρων εγκοπής (Notch filter) κ.α [14], τα οποία δεν εξετάζονται στην παρούσα εργασία.

Κεφάλαιο 4

ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ STATCOM

4.1. Εισαγωγή

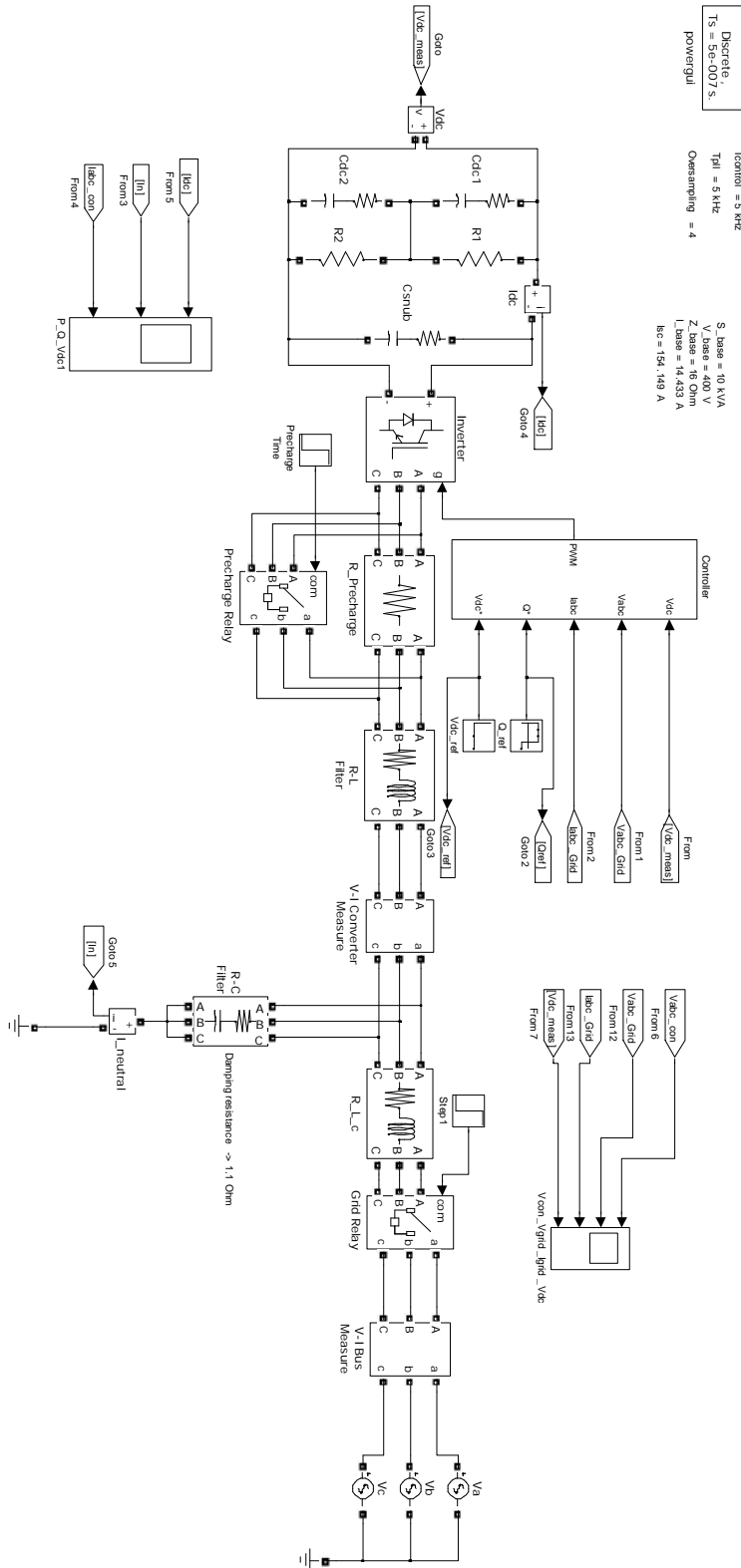
Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοίωσης ενός τριφασικού STATCOM διασυνδεδεμένου στο δίκτυο με χρήση του προγράμματος Matlab/Simulink. Στον πίνακα παρουσιάζονται συγκεντρωτικά οι προδιαγραφές του συστήματος προσομοίωσης.

Πίνακας 4.1: Προδιαγραφές συστήματος προσομοίωσης

Περιγραφή	Παράμετρος	τιμή
Πολική τάση δικτύου (βασική τάση)	$V_g (V_{base})$	400 V
Ισχύς STATCOM (βασική ισχύς)	$S_{statcom} (S_{base})$	10000 VA
Συχνότητα δικτύου	f_g	50 Hz
Διακοπτική συχνότητα	f_{sw}	10 kHz
Συχνότητα δειγματοληψίας ελέγχου	f_s	5 kHz
Τάση πυκνωτών DC	V_{dc}	700 V
Χωρητικότητα DC link	C_{dc}	2138 μ F
Αυτεπαγωγή φίλτρου	L_f, R_f	1,655 mH, 0,09 Ω
Πυκνωτής φίλτρου	C_f	40 μ F
Αντίσταση απόσβεσης φίλτρου	R_d	1,1 Ω
Αυτεπαγωγή δικτύου	L_g, R_g	1,655 mH, 0,09 Ω
Παράμετροι DC voltage controller	K_{p_dc}	5
	K_{I_dc}	100
	K_{awd_dc}	30
Παράμετροι Current Controller	K_{p_i}	0,15
	K_{I_i}	30
	K_{awd_i}	1

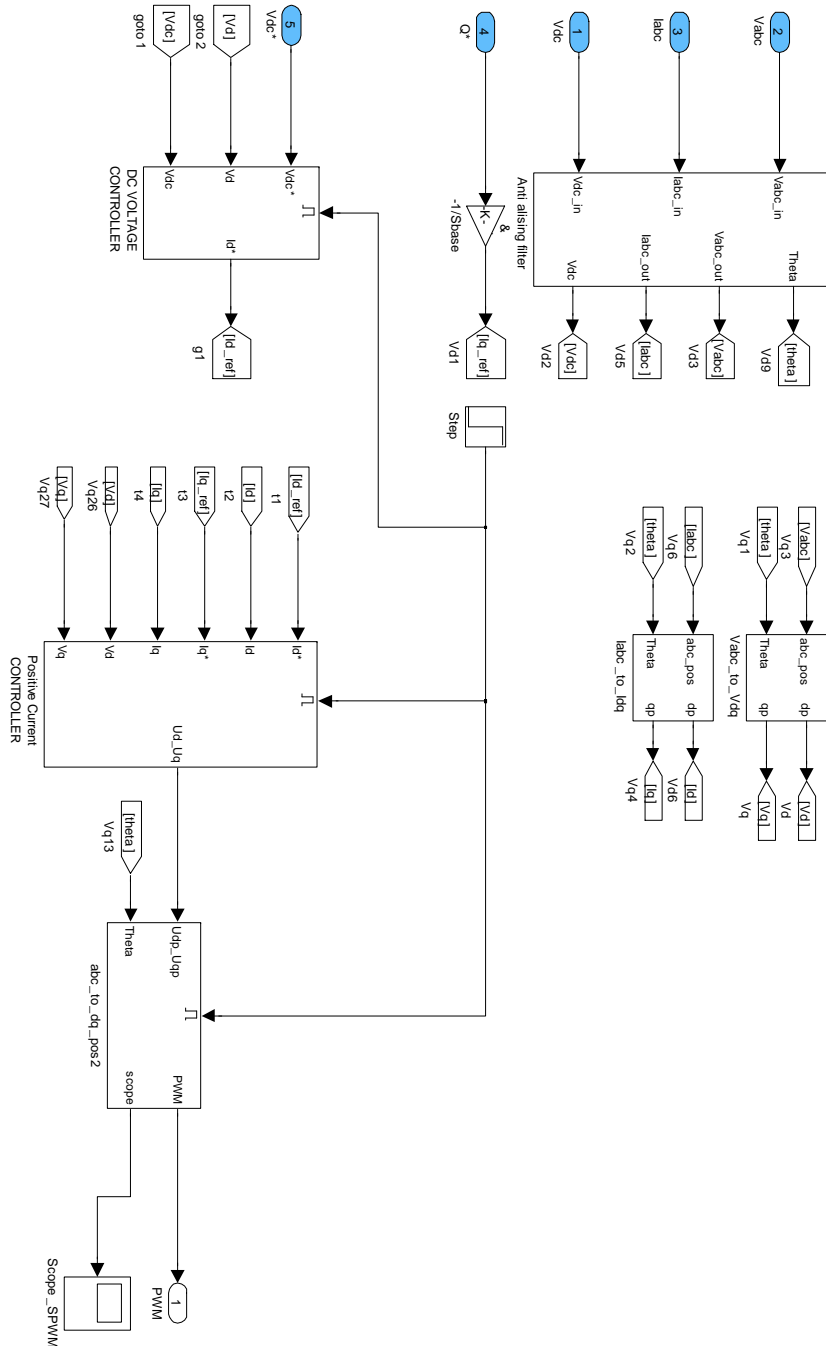
4.2. Σχηματικά διαγράμματα προσομοίωσης

4.2.1. Γενική διάταξη



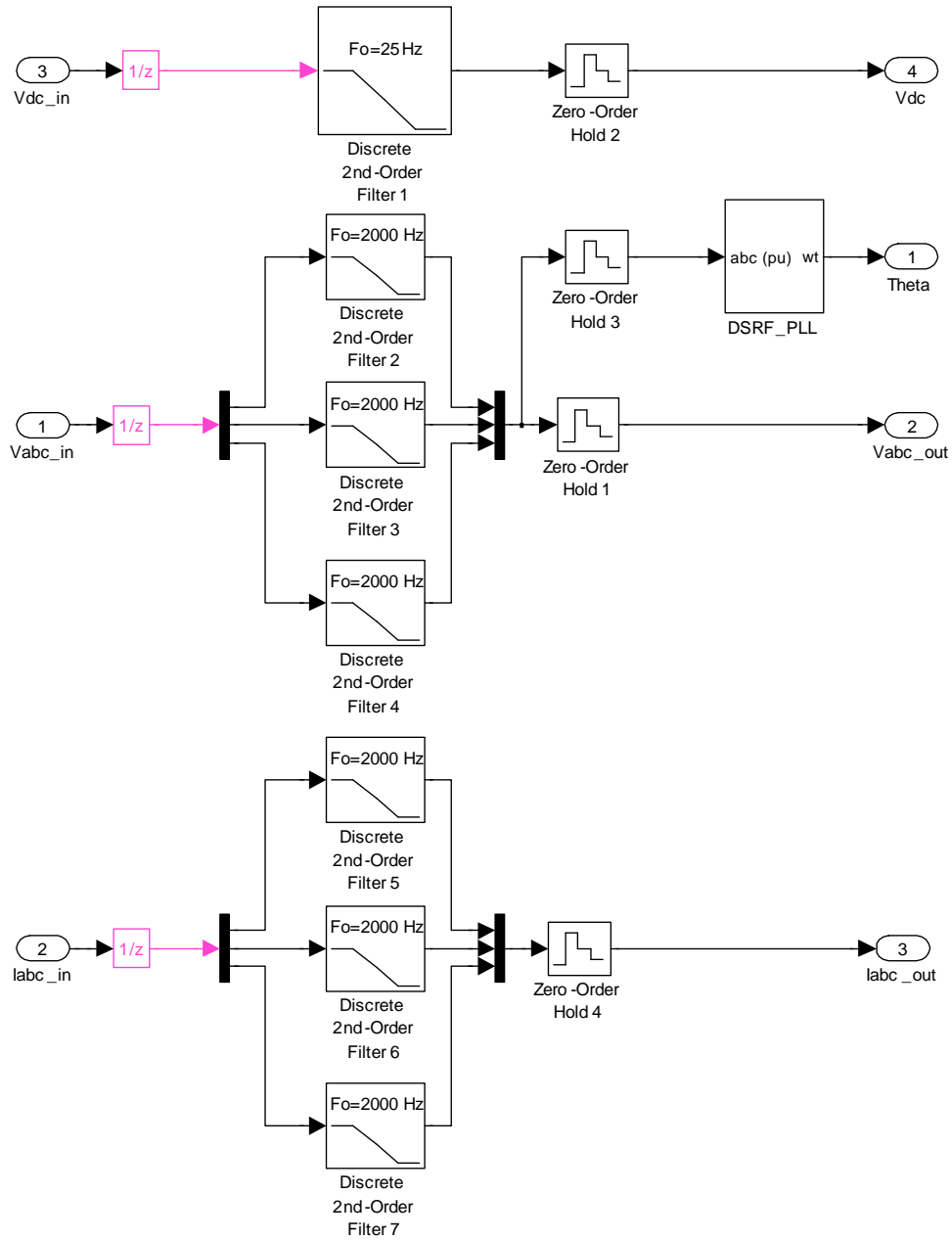
Σχήμα 4.1: Γενική διάταξη προσομοίωσης STATCOM.

4.2.2. PQ ελεγκτής (PQ controller)



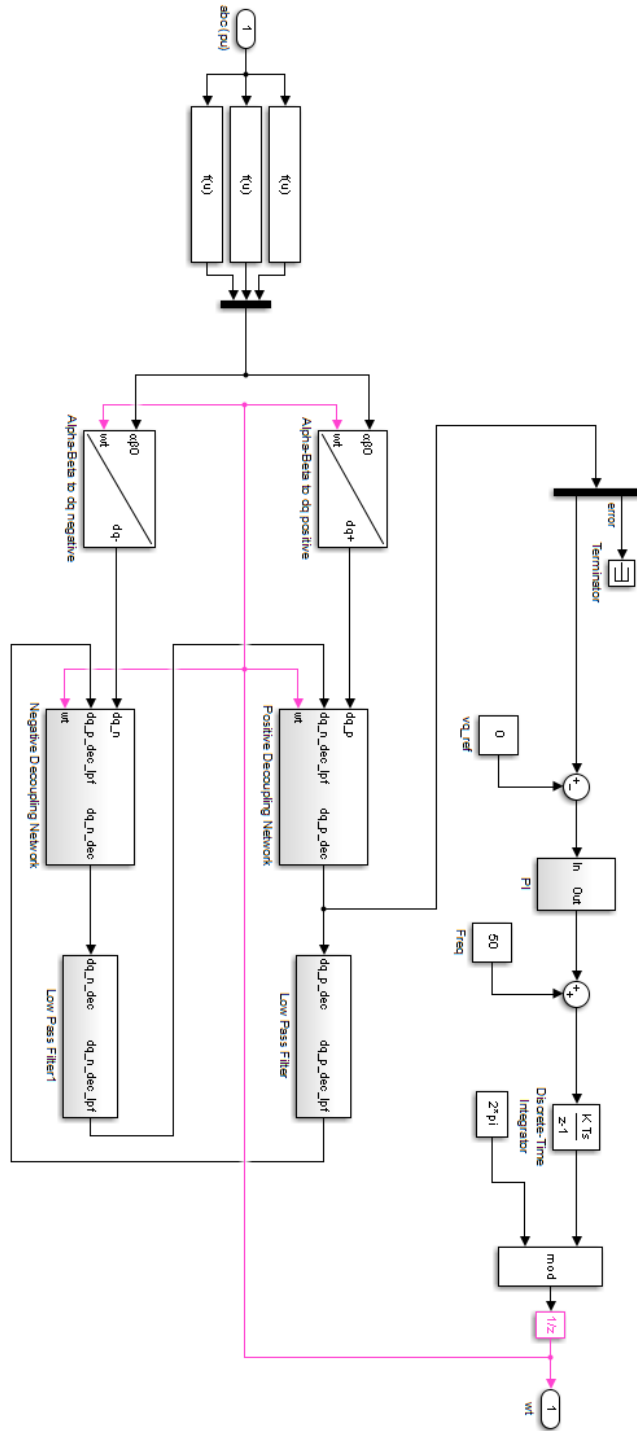
Σχήμα 4.2: Ελεγκτής PQ.

4.2.3. Φίλτρα σημάτων εισόδου (Anti-aliasing filters)

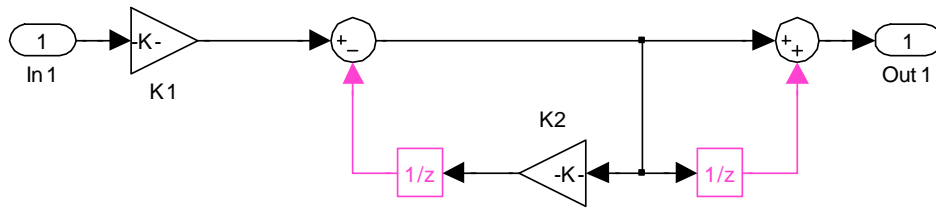


Σχήμα 4.3: Φίλτρα εισόδου σημάτων (Anti-aliasing filters).

4.2.4. DDSRF-PLL

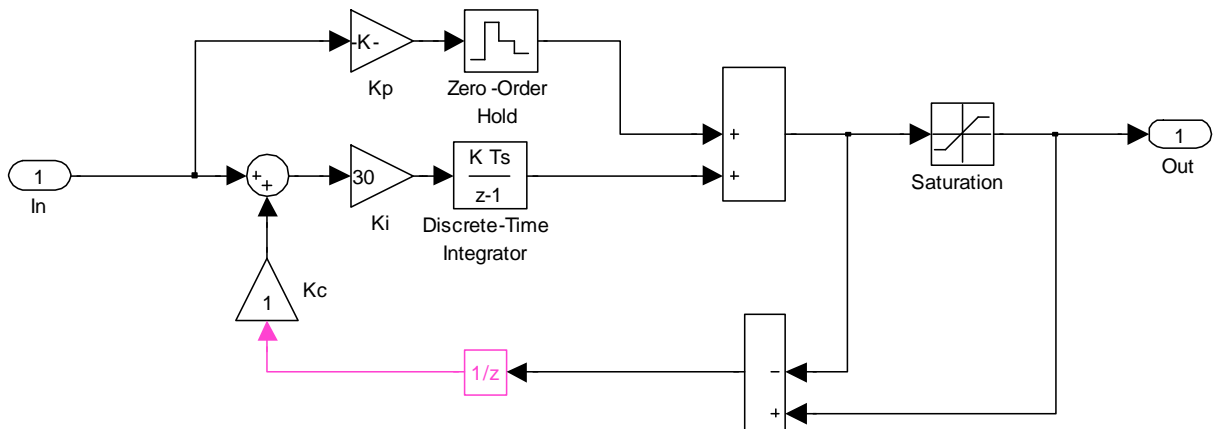


Σχήμα 4.4: Διάταξη DDSRF-PLL



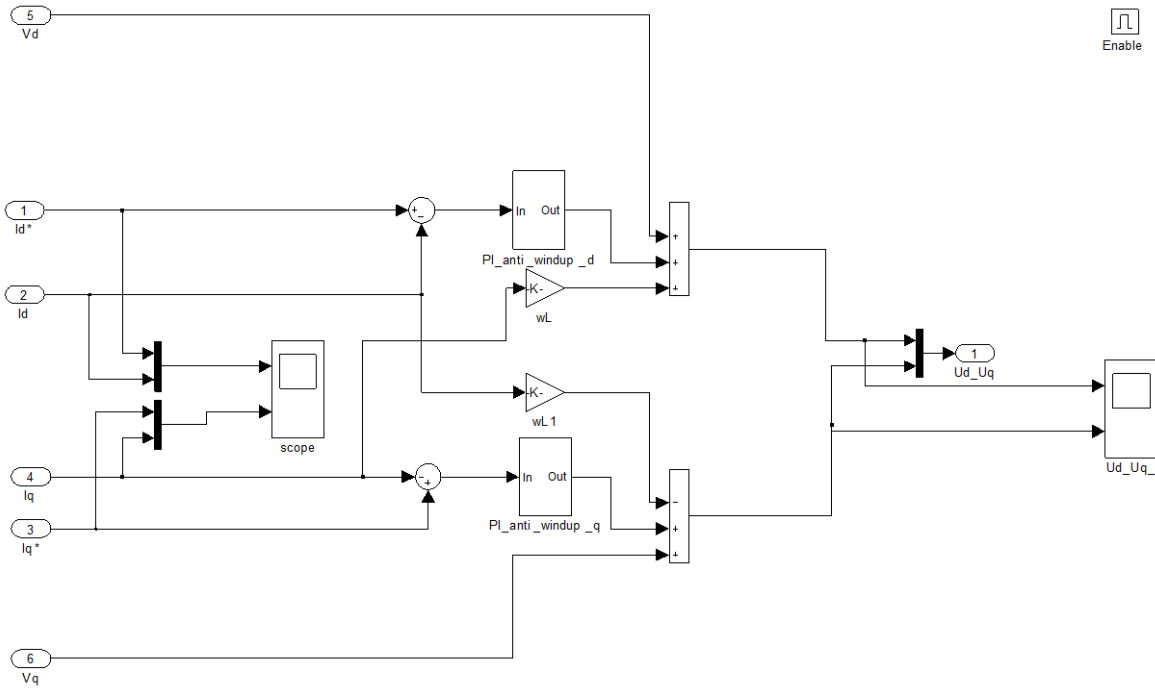
Σχήμα 4.5: Βαθυπερατό φίλτρο πρώτης τάξης (Low Pass Filter) του DDSRF-PLL.

4.2.5. Ελεγκτής PI με Anti-windup



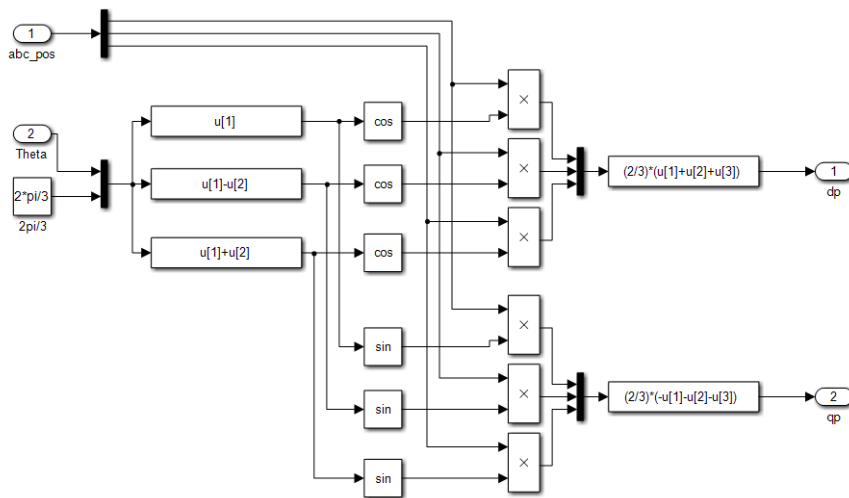
Σχήμα 4.6: Ελεγκτής PI με anti-windup προστασία.

4.2.6. Ελεγκτής συνεχούς τάσης (DC voltage controller)



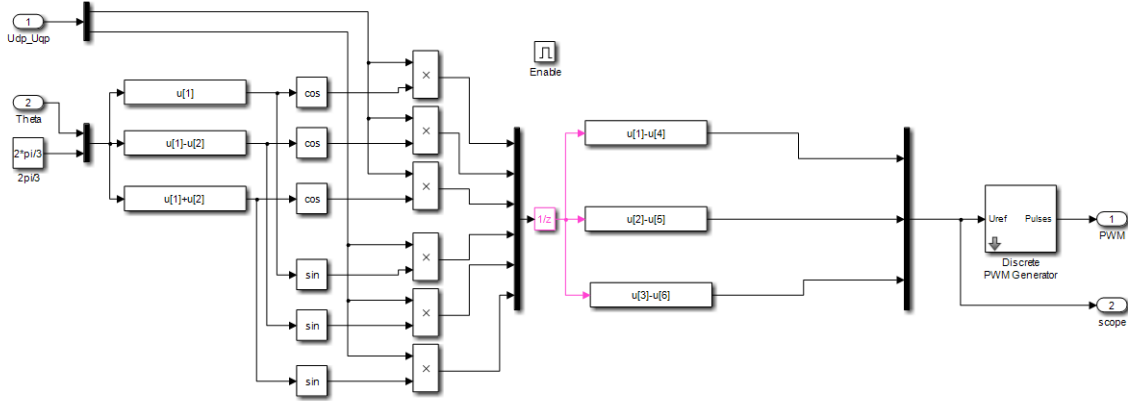
Σχήμα 4.7: Ελεγκτής συνεχούς τάσης (DC voltage controller).

4.2.7. Μετασχηματισμός Park θετικής ακολουθίας



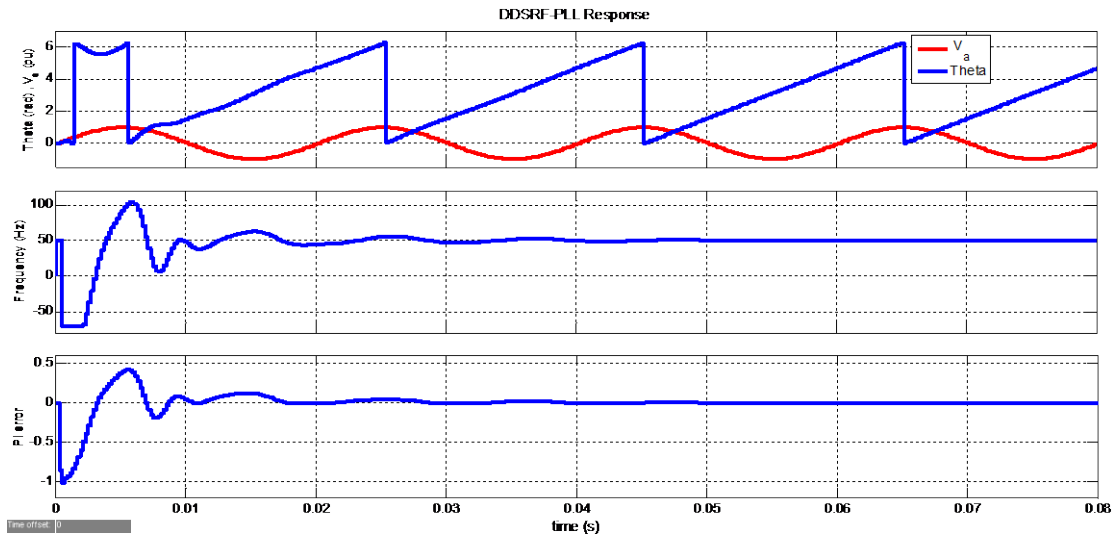
Σχήμα 4.8: Μετασχηματισμός Park θετικής ακολουθίας.

4.2.8. Αντίστροφος μετασχηματισμός Park θετικής ακολουθίας

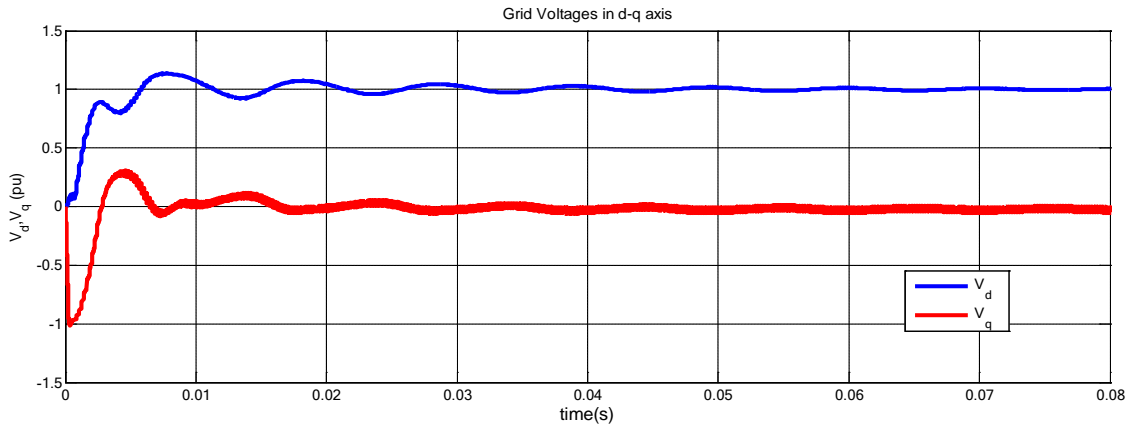


Σχήμα 4.9: Αντίστροφος μετασχηματισμός Park θετικής ακολουθίας.

4.3. Αποτελέσματα Προσομοίωσης

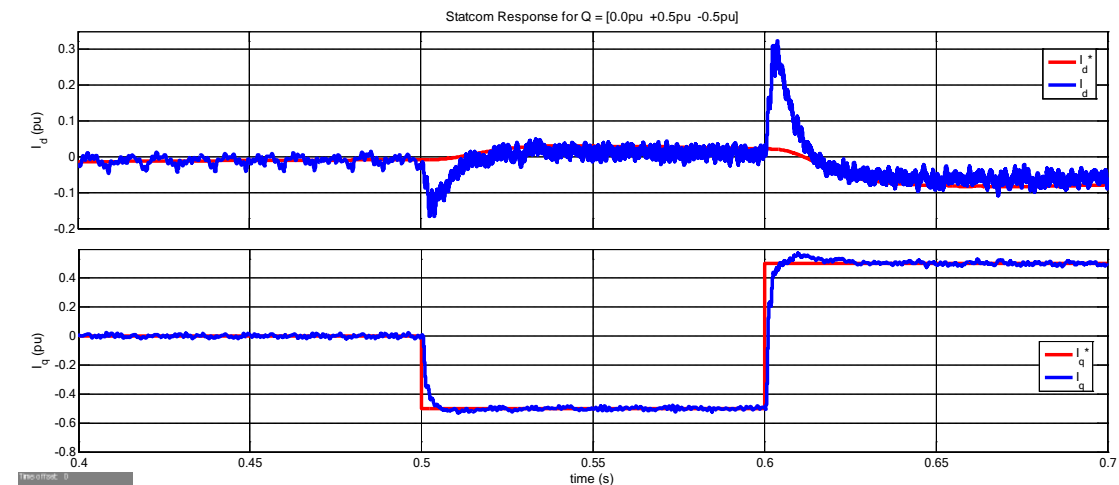


Σχήμα 4.10: Απόκριση γωνίας, συχνότητας και σφάλματος της διάταξης DDSRF-PLL.

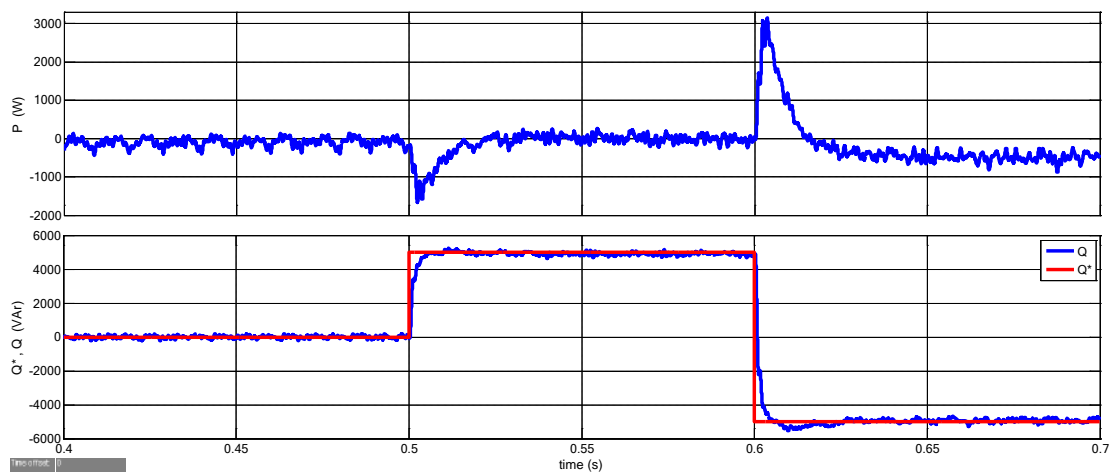


Σχήμα 4.11: Τάσεις δικτύου στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς d-q.

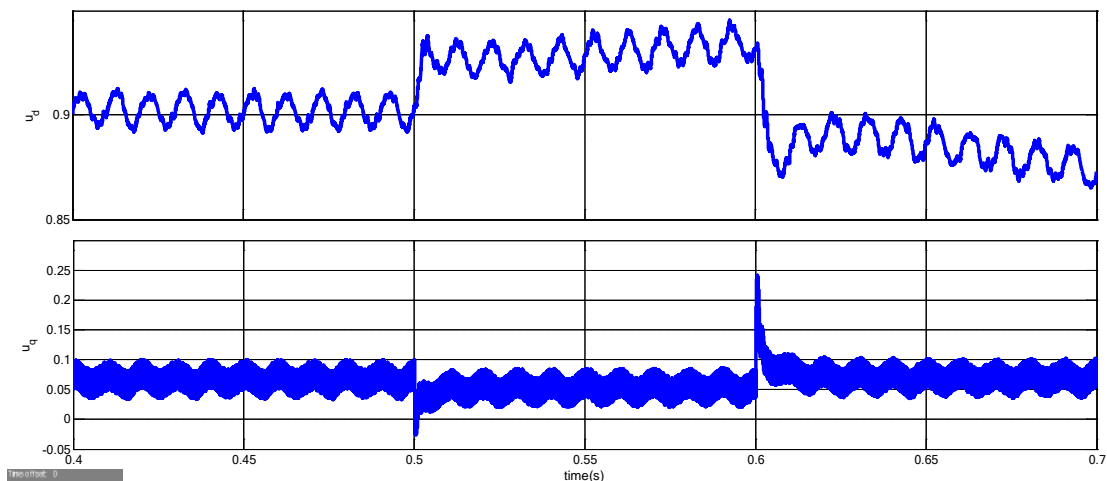
Οι παρακάτω κυματομορφές δείχνουν την απόκριση του STATCOM, σε βηματικές μεταβολές της άεργου ισχύος αναφοράς ($0.4 < t < 0.5s : Q_{ref} = 0$, $0.5 < t < 0.6s : Q_{ref} = +5kVAr$, $0.6 < t < 0.7s : Q_{ref} = -5kVAr$).



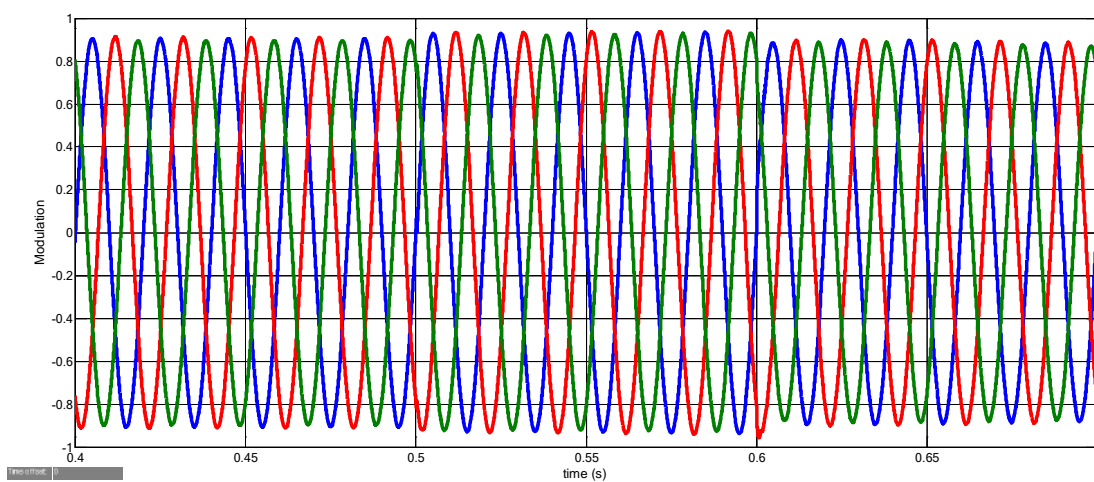
Σχήμα 4.12: Απόκριση ρευμάτων i_d , i_q στην έξοδο του STATCOM.



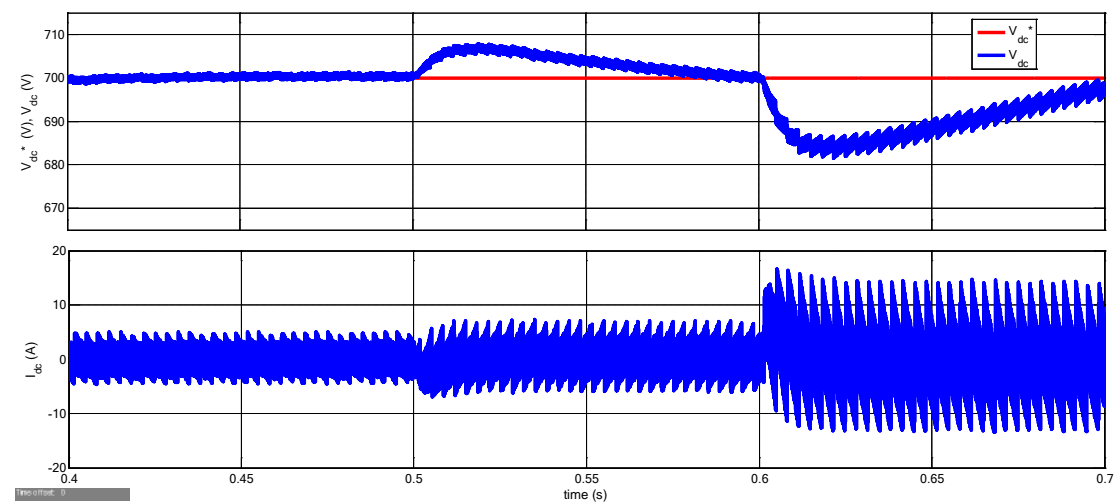
Σχήμα 4.13: Απόκριση πραγματικής και άεργου ισχύος του STATCOM.



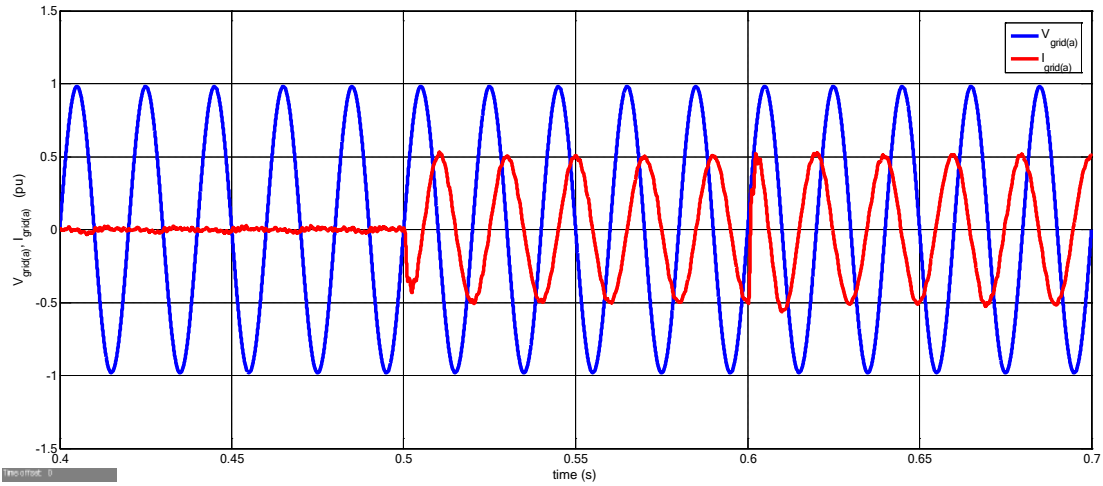
Σχήμα 4.14: Παραγόμενα σήματα u_d , u_q στην έξοδο του ελεγκτή ρεύματος.



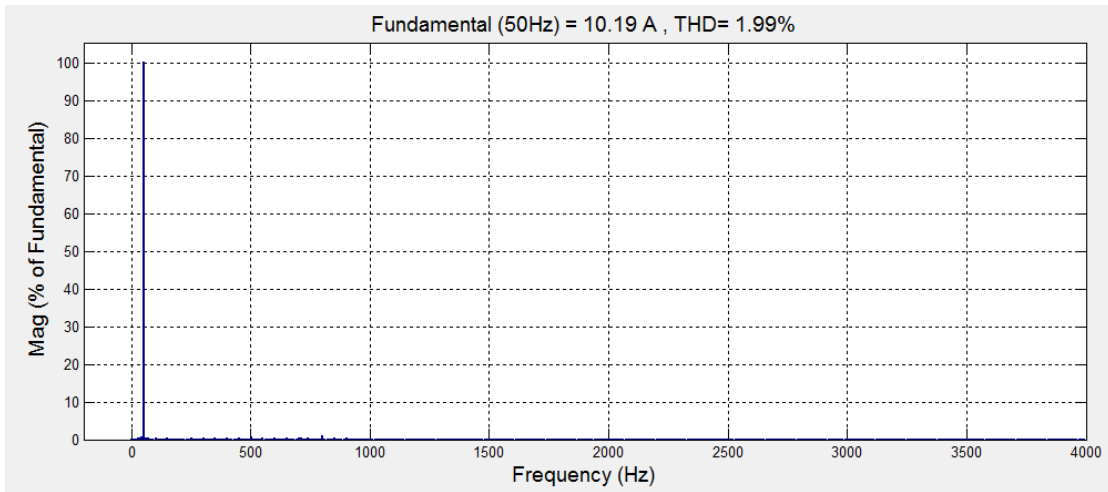
Σχήμα 4.15: Παραγόμενα ημίτονα αναφοράς κατά τον αντίστροφο μετασχηματισμό Park των u_d , u_q .



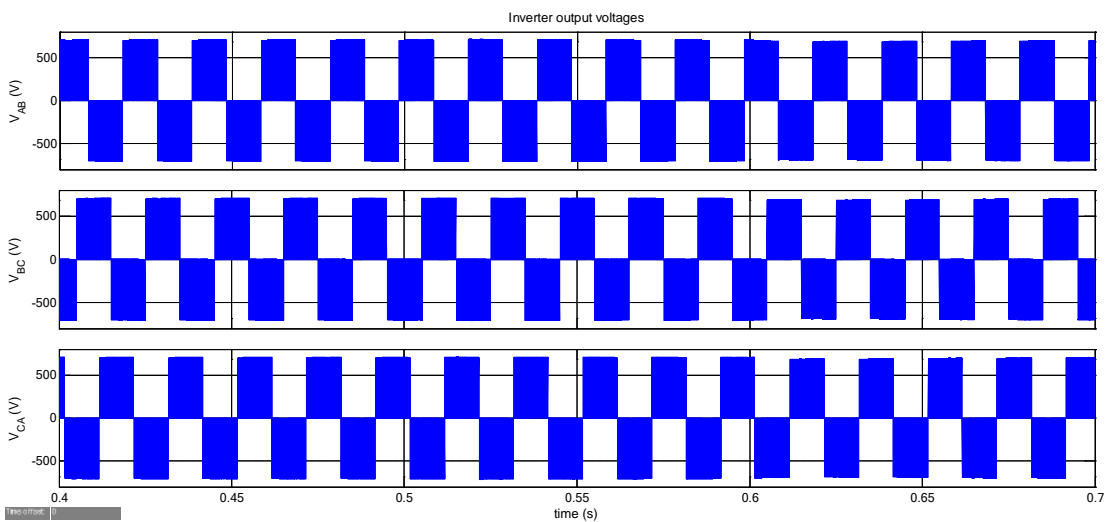
Σχήμα 4.16: Κυματομορφές τάσης και ρεύματος DC δικτύου.



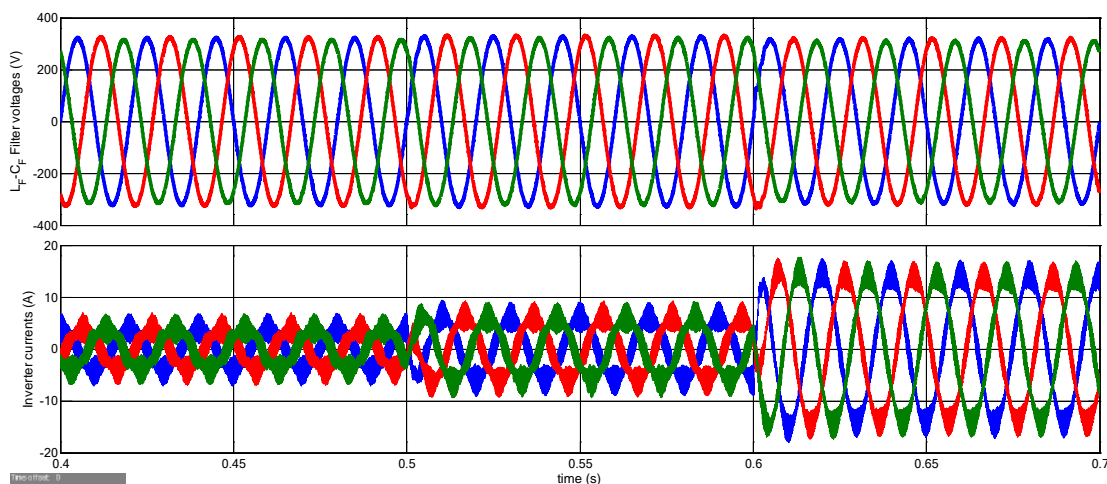
Σχήμα 4.17: Κυματομορφές φασικής τάσης δικτύου και ρεύματος STATCOM.



Σχήμα 4.18: Φάσμα αρμονικών ρεύματος εξόδου STATCOM.



Σχήμα 4.19: Κυματομορφές πολικών τάσεων στην έξοδο του αντιστροφέα.



Σχήμα 4.20: Κυματομορφές φασικών τάσεων STATCOM και ρευμάτων αντιστροφεία.

4.4. Συμπεράσματα Προσομοίωσης

Αρχικά παρατηρούμε ότι η διάταξη DDSRF-PLL κλειδώνει με ακρίβεια τη φάση (σχήματα 4.10-4.11), έχοντας ένα μεταβατικό χρόνο περίπου 30ms ενώ στη μόνιμη κατάσταση διατηρεί ένα μικρό σφάλμα της τάξης του 4.8% στη συχνότητα.

Κατά την βηματική μεταβολή της ζήτησης σε άεργο ισχύ παρατηρείτε (τις χρονικές στιγμές 0,5s και 0,6s) απότομη μεταβολή της DC τάσης, η αποκατάσταση της οποίας επέρχεται μετά από περίπου 100ms. Αναλυτικότερα τη χρονική στιγμή $t = 0,5s$ όπου επιβάλλεται έγχυση χωρητικής άεργου ισχύος 0,5pu, η DC τάση στον πυκνωτή εμφανίζει μία ανύψωση της τάξης των 8V. Η ανύψωση αυτή οφείλεται στην στιγμιαία μείωση της ενεργού συνιστώσας του ρεύματος του STATCOM I_d κατά 18% σε σχέση με την επιθυμητή, (σχήμα 4.12). Ουσιαστικά την στιγμή εκείνη το STATCOM παράγει στιγμιαία πραγματική ισχύ προς το δίκτυο, (σχήμα 4.13). Στη συνέχεια, τη χρονική στιγμή $t = 0,6s$ επιβάλλεται έγχυση επαγωγικής άεργου ισχύος 0,5pu. Κατά την μεταβολή αυτή εμφανίζεται πτώση τάσης της τάξης των 19V στην DC τάσης των πυκνωτών η οποία προκαλείται από την απότομη αύξηση της ενεργού συνιστώσας του ρεύματος του STATCOM I_q κατά 30% σε σχέση με την επιθυμητή. Στην ουσία την χρονική στιγμή αυτή το STATCOM καταναλώνει πραγματική ισχύ από το δίκτυο. Κατά τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας το STATCOM καταναλώνει περίπου 200W για κρατάει το επίπεδο τάσης του πυκνωτή στα 700V.

Είναι αξιοσημείωτο, ότι η διαταραχή αυτή της DC τάσης, δεν επηρεάζει την άεργο ισχύ που παρέχει το STATCOM, (σχήματα 4.12-4.13) η οποία ακολουθά την επιθυμητή τιμή χωρίς ιδιαίτερο σφάλμα. Η συμπεριφορά αυτή έρχεται να επαληθεύσει την θεωρία PQ σύμφωνα με την οποία, υπάρχει απόζευξη των σχέσεων ενεργού και άεργου ισχύος ως προς τα ρεύματα στον άξονα d-q (I_d, I_q). Δηλαδή η μεταφορά πραγματικής ισχύος εξαρτάται από το ρεύμα στον ευθύ άξονα I_d , σχέση (3.18), ενώ η μεταφορά άεργο από το ρεύμα στον κάθετο άξονα I_q , σχέση (3.21).

Στο σχήμα 4.17 παρατηρούμε την μεταβολή της γωνίας του ρεύματος του STATCOM σε σχέση με την τάση του δικτύου για τις διάφορες μεταβολές της άεργου ισχύος. Με την χρήση φίλτρου LCL,

επιτυγχάνεται ένας αρκετά ικανοποιητικός THD γύρω στο 2% , (σχήμα 4.18), εντός των κανονισμών και των προδιαγραφών (Πίνακας 2.2).

Στο τελευταίο σχήμα 4.20, παρουσιάζονται τα ρεύματα εξόδου του αντιστροφέα (είσοδος φίλτρου LCL), τα οποία εμφανώς παρουσιάζουν υψηλό αρμονικό περιεχόμενο έναντι του ρεύματος εξόδου (έξοδος φίλτρου LCL). Επίσης διαπιστώνεται ότι κατά την επαγωγική λειτουργία του STATCOM ($0.6s < t < 0.7s$) , απορροφούνται μεγαλύτερα ρεύματα σε σχέση με τα αντίστοιχα στη χωρητική λειτουργία για την ίδια άεργο ισχύ, (σχήματα 4.20, 4.16). Αυτό συμβαίνει λόγω της υψηλής χωρητικότητας του πυκνωτή του φίλτρου (συγκριτικά με την αυτεπαγωγή του φίλτρου) το οποίο πρέπει να αντισταθμίσει το STATCOM για την σωστή λειτουργία στην περιοχή αυτή.

Κεφάλαιο 5

ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ STATCOM

5.1. Εισαγωγή

Όπως αναφέρθηκε στην περίληψη, ο σκοπός της παρούσας εργασίας εκτός από το θεωρητικό σχεδιασμό της διάταξης STATCOM, είναι η υλοποίηση ενός τέτοιου συστήματος. Η άεργος ισχύς που επιδιώκεται να παράξει η αναφερθείσα διάταξη είναι έως 10kVAr ,χωρητική ή επαγωγική, σε τριφασικό δίκτυο με πολική τάση 400V ($\pm 10\%$)/ 50Hz ($\pm 1\%$). Ωστόσο, τα αρχικά πειράματα που πραγματοποιήθηκαν στο εργαστήριο δεν μας επέτρεψαν να φθάσουμε στο όριο των 10kVA, και έτσι περιοριστήκαμε εντός του διαστήματος 2kVAr επαγωγικής έως 5kVAr χωρητικής άεργου ισχύος. Ο λόγος ήταν οι αρμονικές που παρουσίαζαν τα ρεύματα εξόδου της διάταξης. Οι αρμονικές αυτές οφείλονται στην ρύθμιση των PI ελεγκτών καθώς και στην ακρίβεια των εξαρτημάτων, τα οποία επηρέαζαν άμεσα το σύστημα ανάδρασης (τάσεων, ρευμάτων) του PQ ελεγκτή (PQ controller), επιφέροντας σφάλματα κατά τον έλεγχο.

Η πειραματική διάταξη του STATCOM αποτελείται από τις παρακάτω βαθμίδες/κινλώματα τυπωμένων πλακετών (Printed Circuits Boards, PCBs).

- Πλακέτα ελέγχου (Control Board)
- Πλακέτα μέτρησης εναλλασσόμενης τάσης (AC Voltage Measurement Board).
- Πλακέτα συνεχούς τάσης (DC Board/DC BUS).
- Πλακέτα εξόδου (Output Board).
- Πλακέτα αντιστροφέα (Inverter Board).
- Πλακέτα χρήστη (User Interface Board).
- Πλακέτα βοηθητικής τροφοδοσίας (Auxiliary Power Supply Board).

- Πλακέτα φίλτρου ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής (Electromagnetic Interference Filter Board, EMI Filter Board).
- Βαθμίδα LCL φίλτρου (LCL Filter).

Οι αναφερθείσες πλακέτες σχεδιάστηκαν και κατασκευάστηκαν με αποκλειστική μέριμνά μας για εργαστηριακό/ερευνητικό σκοπό. Στις επόμενες παραγράφους περιγράφονται τα κύρια σημεία των πλακετών. Οι σχεδιαστικές λεπτομέρειες και τα σχηματικά διαγράμματα των επιμέρους πλακετών και διατάξεων βρίσκονται στο Παράρτημα Γ.

Στο τέλος του κεφαλαίου παρουσιάζονται διάφορες κυματομορφές για τις τρεις λειτουργικές καταστάσεις του STATCOM (χωρητική, επαγωγική, ωμική), καθώς και τα συμπεράσματα που εξάγονται από αυτές. Οι κυματομορφές ελήφθησαν από παλμογράφο Tektronix TDS2004C/70MHz σε αρχείο .CSV, όπου στη συνέχεια μετατράπηκαν σε αρχείο .mat (Matlab), ώστε να μπορεί να γίνει μελλοντική επεξεργασία δεδομένων για βελτιστοποίηση του συστήματος. Επομένως, οι κυματομορφές του πειράματος παρουσιάζονται σε περιβάλλον Matlab για μεγαλύτερη ευκρίνεια.

5.2. Περιγραφή πειραματικής διάταξης

5.2.1. Πλακέτα αντιστροφέα (Inverter board)

Η πλακέτα του αντιστροφέα αποτελείται από τα έξι IGBT όπου έχουν αντιπαράλληλα ενσωματωμένες διόδους ελευθέρως ροής. Τα έξι αυτά IGBT μαζί με τις διόδους βρίσκονται εντός κοινού πλαστικού καλύμματος (6-pack IGBT module), από την κατασκευάστρια εταιρεία (FUJI). Ο λόγος που επιλέχθηκε ένα module που περιέχει όλα τα IGBT αντί έξι διακριτών, είναι ο περιορισμός της παρασιτικής αυτεπαγωγής που εμφανίζεται στην πλακέτα από τους διαδρόμους αγωγής (traces) διασύνδεσής τους. Σε ένα τέτοιο module, αν κάποιο από τα έξι IGBT ή/και διόδους καεί από κάποια υπερένταση ή υπέρταση, τότε πρέπει να αντικατασταθεί όλο το module. Επομένως, η κατασκευάστρια εταιρεία δεν συνιστά το προϊόν της σε νέους σχεδιαστές.

Για την αγωγή/σβέση των IGBT απαιτείται κύκλωμα οδήγησης της πύλης (IGBT gate driver). Το κύκλωμα οδήγησης ενισχύει και διαμορφώνει κατάλληλα τα σήματα που παράγονται από το μικροϋπολογιστικό σύστημα (MCU). Για την επιλογή του κατάλληλου κυκλώματος υπάρχουν πολλά κριτήρια, όπως διακοπτική συχνότητα, ρεύμα πύλης, χρόνος ανόδου – καθόδου κ.α. Εδώ επιλέχθηκε το ολοκληρωμένο κύκλωμα με γαλβανική απομόνωση και θωράκιση σήματος, SI8286-CD της εταιρείας Silicon Labs. Το συγκεκριμένο ολοκληρωμένο μας παρέχει ικανοποιητικό ρεύμα οδήγησης πύλης καθώς και μονάδα προστασίας έναντι υπερέντασης.

Για την λειτουργία των κυκλωμάτων οδήγησης χρειάζονται βοηθητικές τροφοδοσίες γαλβανικά απομονωμένες. Ο σκοπός αυτός επιτεύχθηκε με τον σχεδιασμό δύο κλασικών τοπολογιών ηλεκτρονικών ισχύος PUSH PULL και FLYBACK converter [1].

5.2.2. Πλακέτα εξόδου (Output board)

Η πλακέτα εξόδου περιλαμβάνει δύο ρελέ, ένα προφόρτισης του DC πυκνωτή μέσω αντιστάσεων για την αποφυγή υπερεντάσεως και ένα για τη ζεύξη/απόζευξη του συστήματος με το δίκτυο. Επίσης έχουν τοποθετηθεί έξι αισθητήρια ρεύματος για την ανάδραση του ελεγκτή και την προστασία έναντι υπερέντασης. Το αισθητήριο ρεύματος είναι ACS758LCB-050 της εταιρείας Allegro. Η περιοχή μέτρησης είναι ± 50 A και το εύρος ζώνης 50kHz. Επίσης μας παρέχει στην έξοδο 2.5V offset, πράγμα απαραίτητο για τη μέτρηση ρεύματος από την αναλογική μονάδα του μικροελεγκτή.

5.2.3. Πλακέτα συνεχούς τάσης (DC bus and measuring board)

Η πλακέτα συνεχούς τάσης περιλαμβάνει δύο αισθητήρια ρεύματος και ένα αισθητήριο τάσης για την ανάδραση του ελεγκτή και προστασία του συστήματος από υπερένταση και υπέρταση. Το αισθητήριο ρεύματος είναι ίδιο με αυτό που χρησιμοποιείται στην πλακέτα εξόδου. Το αισθητήριο τάσης σχεδιάζεται με γραμμικό γαλβανικά απομονωμένο διαφορικό ενισχυτή ACPL-C870 της εταιρείας Avago. Το εύρος ζώνης μοναδιαίου κέρδους του συγκεκριμένου ολοκληρωμένου είναι 200kHz και το εύρος της τάσης εισόδου είναι 0~2V.

5.2.4. Πλακέτα εναλλασσόμενων σημάτων μέτρησης (AC measuring board)

Η πλακέτα μέτρησης εναλλασσόμενης τάσης περιλαμβάνει έξι αισθητήρια τάσης για την ανάδραση του ελεγκτή. Το αισθητήριο τάσης σχεδιάζεται με γραμμικό γαλβανικά απομονωμένο διαφορικό ενισχυτή, ACPL-C790 της εταιρείας Avago. Η διαφορά των αισθητηρίων C870 και C790 είναι στις διαφορικές εισόδους των ολοκληρωμένων, που μπορεί να δει κάποιος από τα φύλλα δεδομένων (datasheets). Το εύρος ζώνης μοναδιαίου κέρδους του συγκεκριμένου ολοκληρωμένου είναι 200kHz και το εύρος της τάσης εισόδου είναι ± 200 mV.

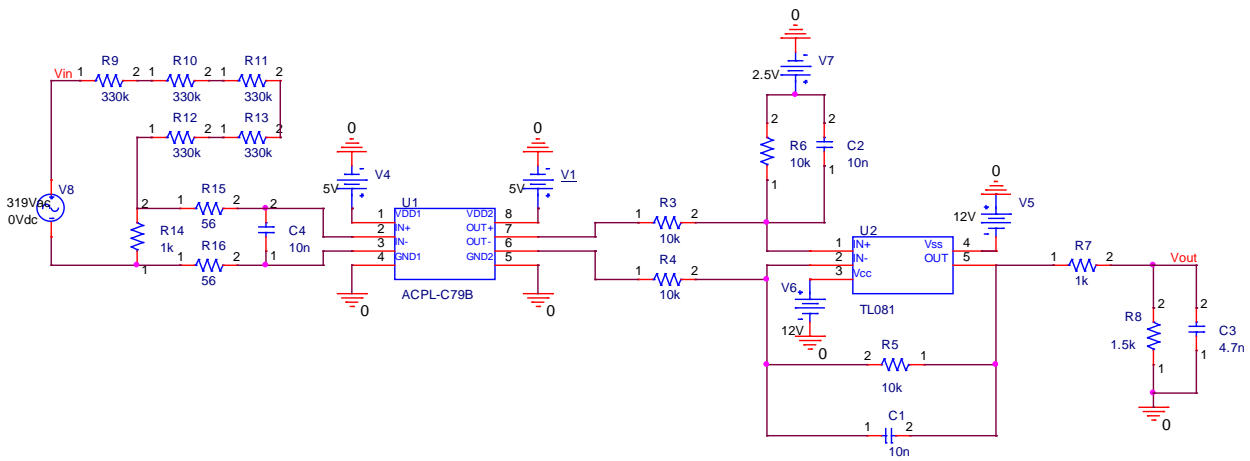
5.2.5. Πλακέτα φίλτρου απόρριψης ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής (EMI filter board)

Σε ένα σύστημα που αποτελείται από ηλεκτρονικά ισχύος, οι μεταβάσεις των ημιαγωγίμων διακοπών είναι πολύ γρήγορες, με αποτέλεσμα την ανάπτυξη ηλεκτρομαγνητικών πεδίων ικανής έντασης ώστε να επηρεάσουν τα ασθενή σήματα ανάδρασης του ελεγκτή. Επομένως, η πλακέτα EMI Filter σχεδιάστηκε για τον περιορισμό της έντασης του πεδίου. Ο σχεδιασμός στηρίζεται στη θεωρία διαφοριών σημάτων, που εδώ στην ουσία αποτελείται από παθητικά στοιχεία πυκνωτές, αντιστάσεις, πηνία (μέσω φεριτών).

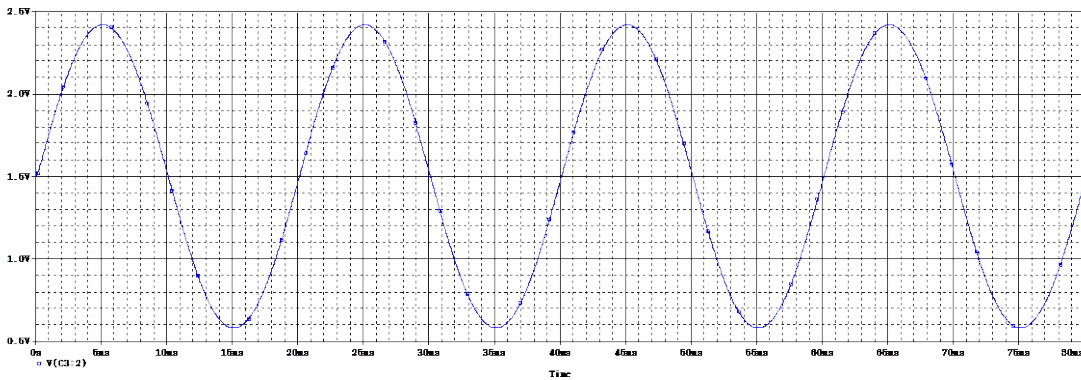
5.2.6. Πλακέτα ελέγχου (Control board)

Η πλακέτα ελέγχου είναι αυτή η οποία λαμβάνει όλα τα σήματα ανάδρασης, τα επεξεργάζεται και παράγει τους παλμούς οδήγησης του αντιστροφέα. Η λήψη των σημάτων ανάδρασης φιλτράρονται και ρυθμίζονται μέσω των anti-aliasing filters, σύμφωνα με την θεωρία δειγματοληψίας Nyquist [13]. Η έξοδος των φίλτρων οδηγείται στην αναλογική μονάδα του μικροελεγκτή (STM32F407/Discovery

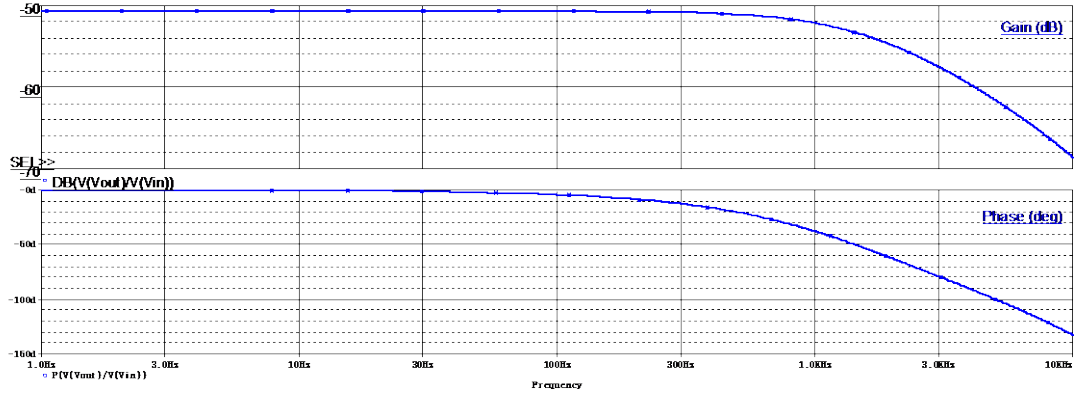
Board) όπου με τη σειρά του λαμβάνει δείγματα με συχνότητα δειγματοληψίας 20kHz. Στη συνέχεια ο μικροελεγκτής επεξεργάζεται τα σήματα και παράγει τους παλμούς οδήγησης του αντιστροφέα σύμφωνα με την λογική που αναπτύχθηκε στο Κεφάλαιο 3. Παρακάτω παρουσιάζονται σε λογισμικό πακέτο Spice και Simulink, προσομοιώσεις απόκρισης των anti-aliasing filters. Εδώ πρέπει να τονισθεί ότι τα μοντέλα προσομοίωσης στο Spice έγιναν με τα πραγματικά χαρακτηριστικά των ολοκληρωμένων που χρησιμοποιήθηκαν στην κατασκευή της πλακέτας.



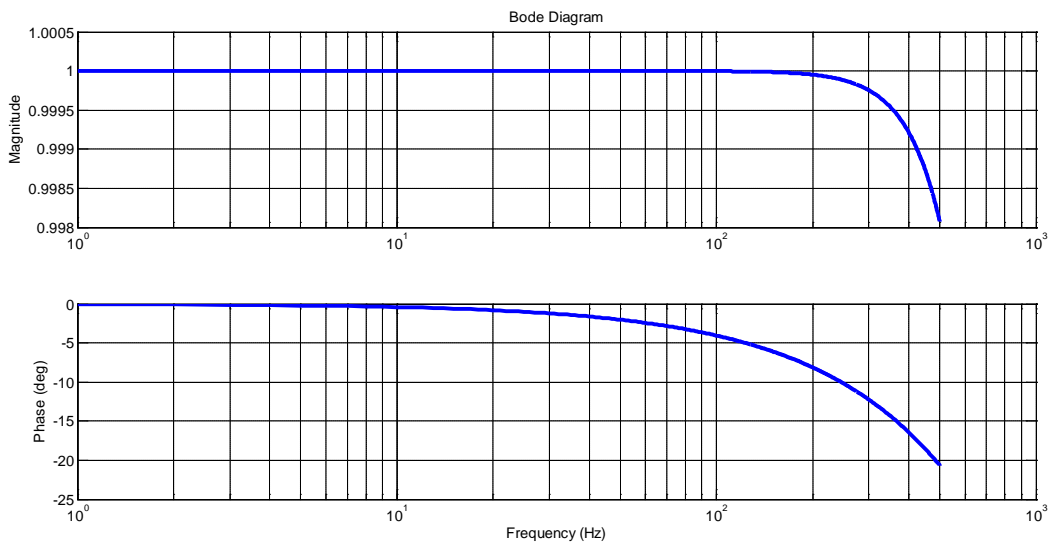
Σχήμα 5.2.1-1: Σχηματικό διάγραμμα μέτρησης εναλλασσόμενης τάσης (Spice).



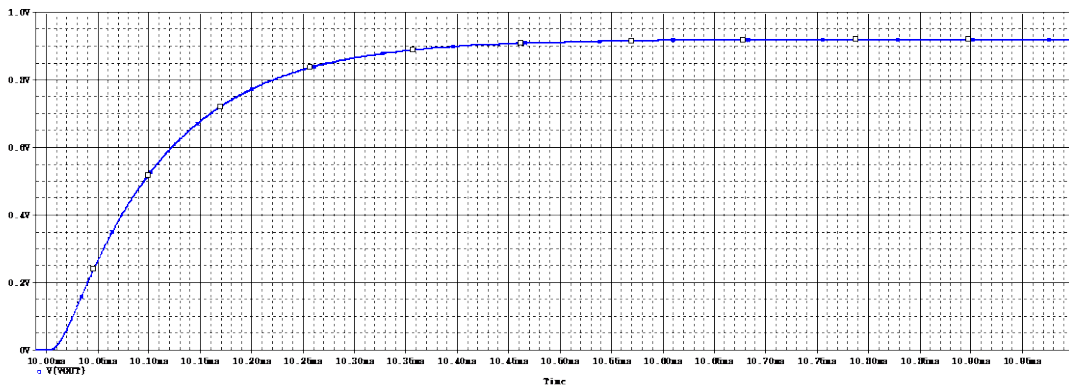
Σχήμα 5.2.1-2: Χρονική απόκριση εξόδου αισθητηρίου εναλλασσόμενης τάσης για τάση εισόδου 224Vrms (Spice).



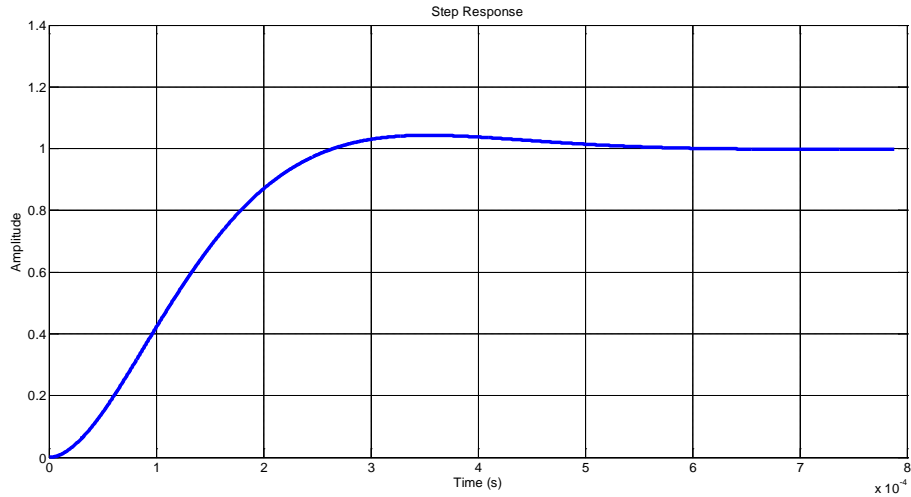
Σχήμα 5.2.1-3: Απόκριση συχνότητας αισθητηρίου εναλλασσόμενης τάσης (Spice).



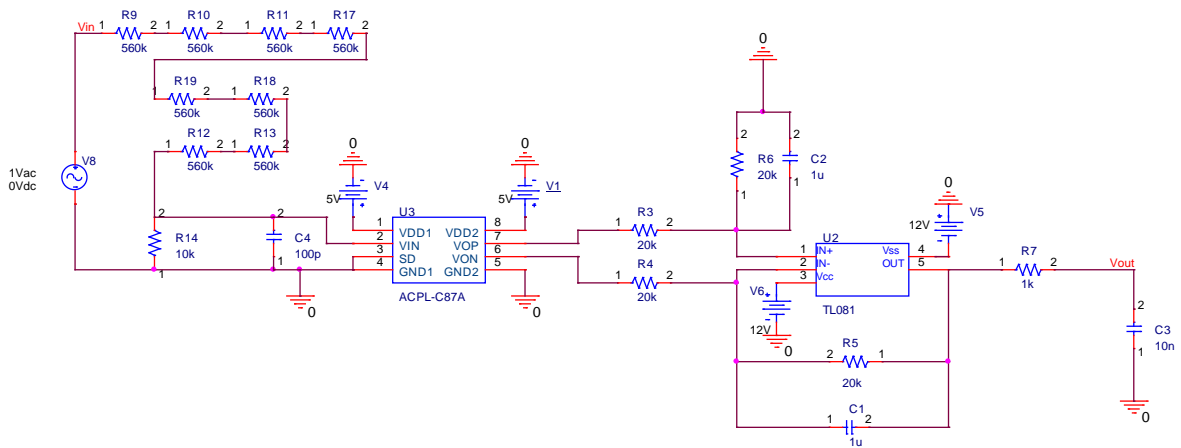
Σχήμα 5.2.1-4: Απόκριση συχνότητας αισθητηρίου εναλλασσόμενης τάσης (Simulink).



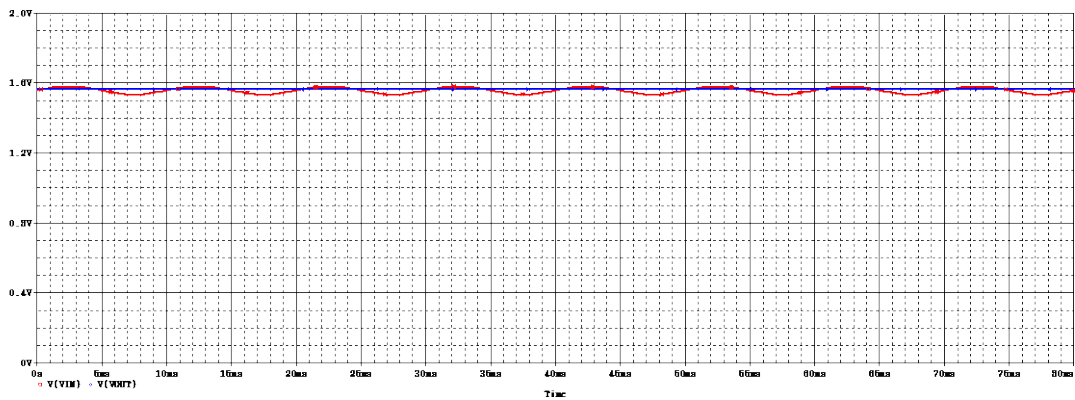
Σχήμα 5.2.1-5: Βηματική απόκριση εξόδου αισθητηρίου εναλλασσόμενης τάσης (Spice).



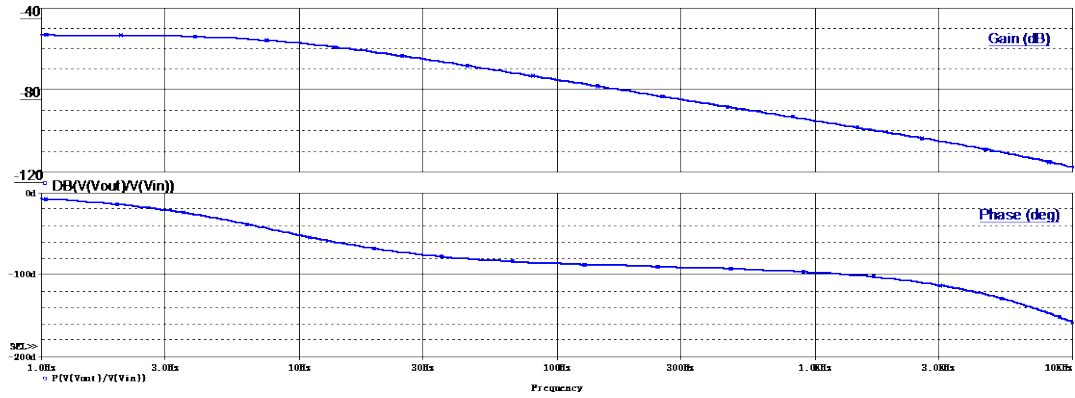
Σχήμα 5.2.1-6: Βηματική απόκριση εξόδου αισθητηρίου εναλλασσόμενης τάσης (Simulink).



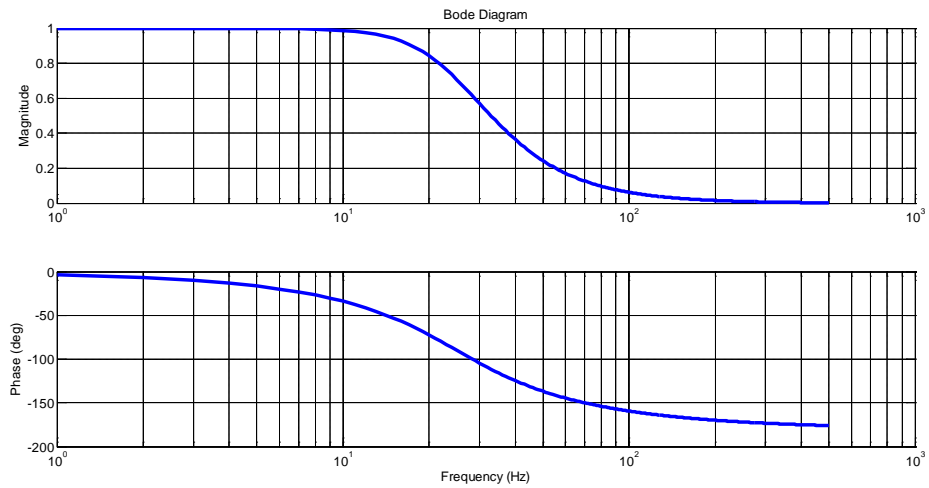
Σχήμα 5.2.1-7: Σχηματικό διάγραμμα μέτρησης συνεχούς τάσης (Spice).



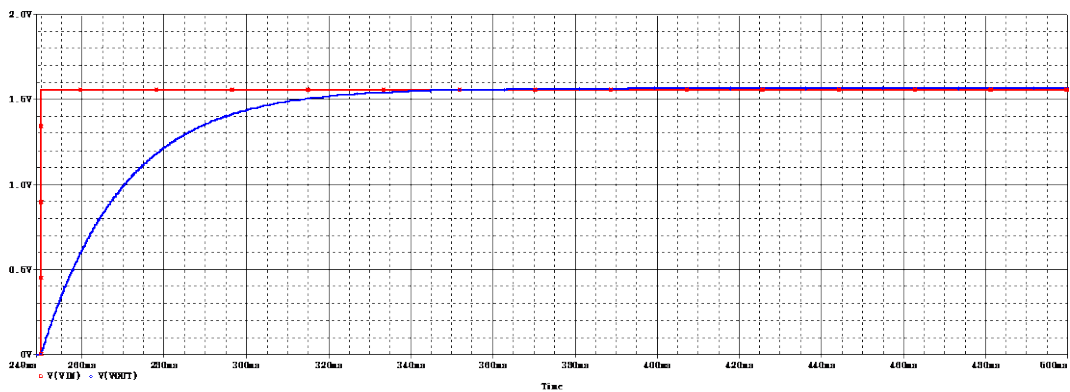
Σχήμα 5.2.1-8: Χρονική απόκριση εξόδου αισθητηρίου μέτρησης συνεχούς τάσης για τάση εισόδου 700Vdc (Spice)



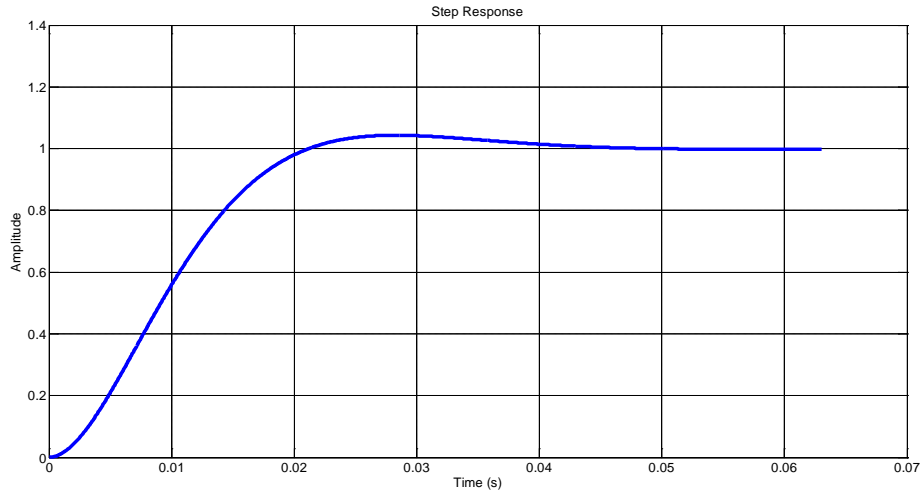
Σχήμα 5.2.1-9: Απόκριση συχνότητας αισθητηρίου συνεχούς τάσης (Spice).



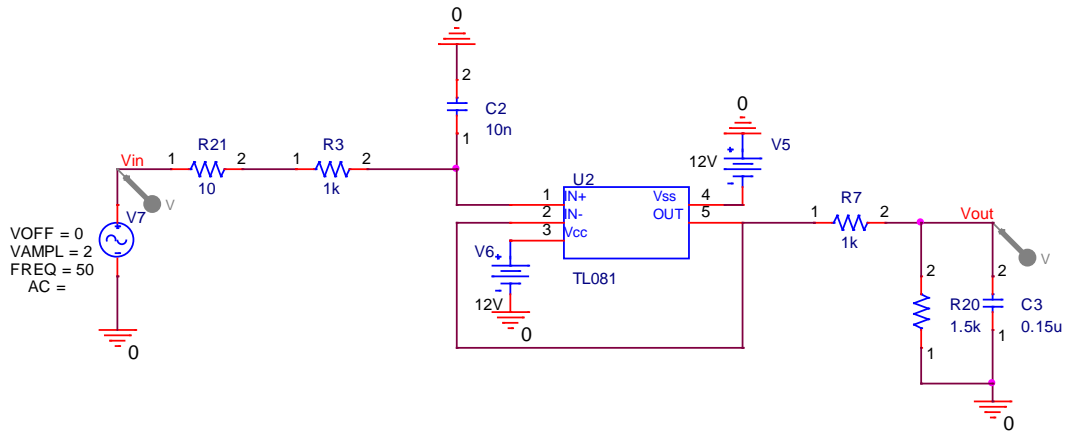
Σχήμα 5.2.1-10: Απόκριση συχνότητας αισθητηρίου συνεχούς τάσης (Simulink).



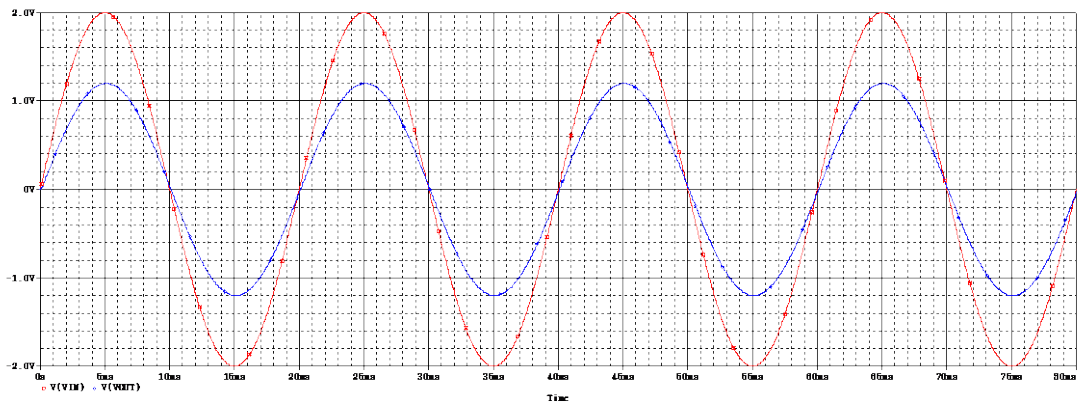
Σχήμα 5.2.1-11: Βηματική απόκριση εξόδου αισθητηρίου συνεχούς τάσης (Spice).



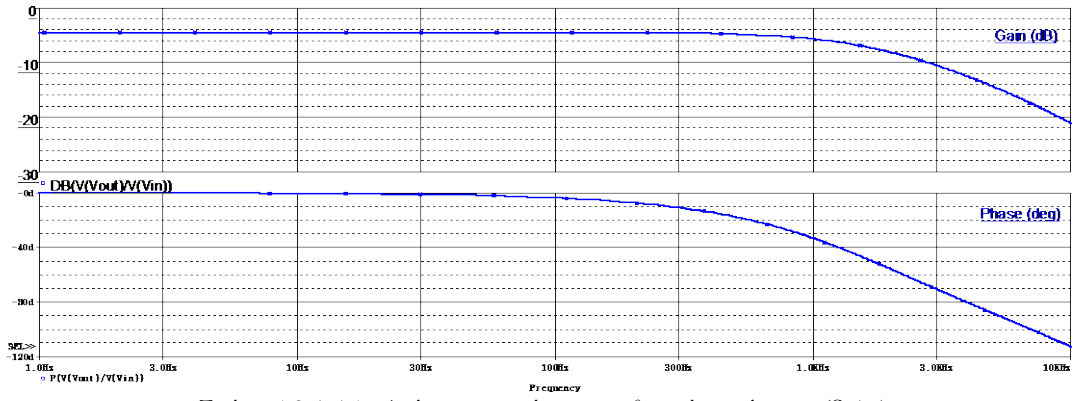
Σχήμα 5.2.1-12: Βηματική απόκριση εξόδου αισθητηρίου συνεχούς τάσης (Simulink).



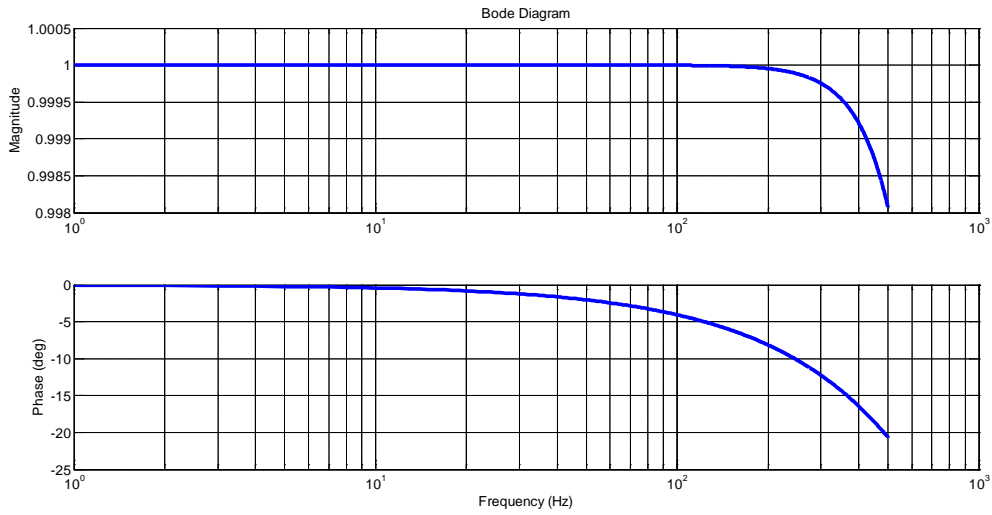
Σχήμα 5.2.1-13: Σχηματικό διάγραμμα μέτρησης ρεύματος (Spice).



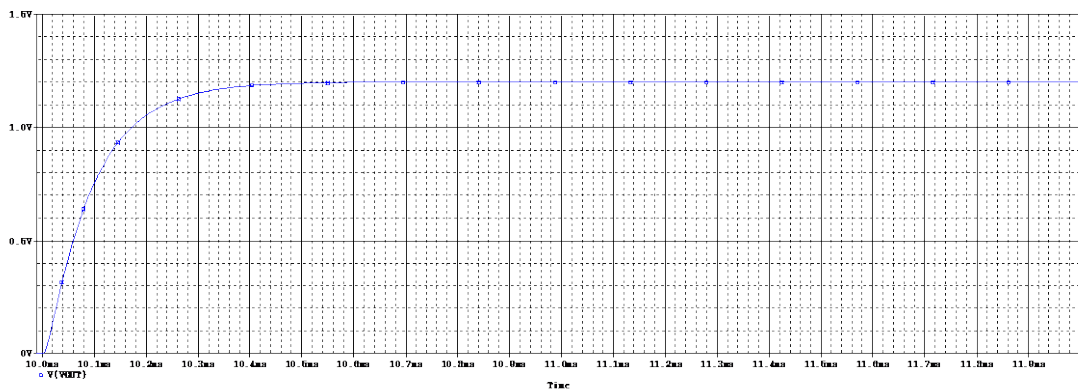
Σχήμα 5.2.1-14: Χρονική απόκριση εξόδου αισθητηρίου ρεύματος (Spice).



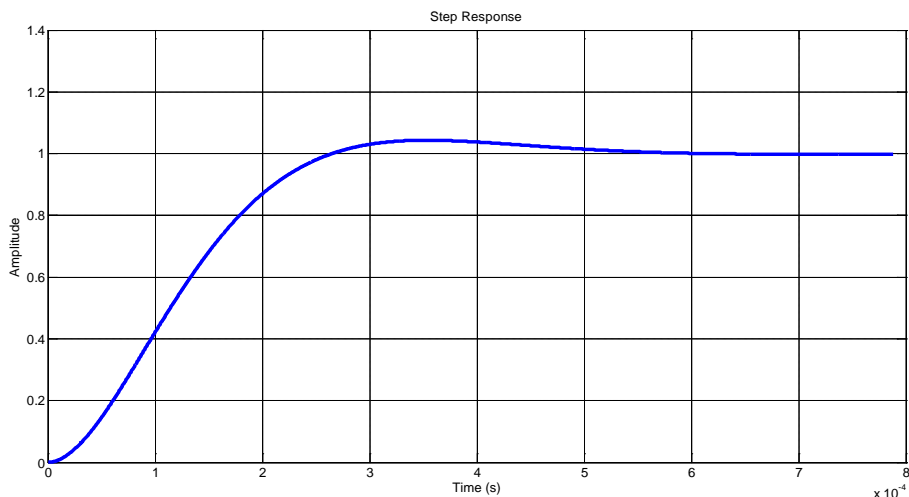
Σχήμα 5.2.1-15: Απόκριση συχνότητας αισθητηρίου ρεύματος (Spruce).



Σχήμα 5.2.1-16: Απόκριση συχνότητας αισθητηρίου ρεύματος (Simulink).



Σχήμα 5.2.1-17: Βηματική απόκριση εξόδου αισθητηρίου ρεύματος (Spruce).



Σχήμα 5.2.1-18: Βηματική απόκριση εξόδου αισθητηρίων ρεύματος (Simulink).

5.2.7. Πλακέτα χρήστη (User Interface board)

Πλακέτα χρήστη είναι το μέσω επικοινωνίας του συστήματος με τον άνθρωπο. Από εκεί εισάγονται όλοι οι παράμετροι του συστήματος καθώς απεικονίζεται και η λειτουργική κατάσταση του STATCOM. Έχει προβλεφθεί η περίπτωση που οι παράμετροι θα εισάγονται από κάποια άλλη ηλεκτρονική μονάδα μέσω κατάλληλου πρωτόκολλου επικοινωνίας. Αυτό μπορεί να πραγματοποιηθεί αφαιρώντας την πλακέτα χρήστη και συνδέοντας στο σημείο αυτό την αντίστοιχη ηλεκτρονική μονάδα. Η πλακέτα περιλαμβάνει μια LCD οθόνη 2x16 χαρακτήρων, πλήκτρα και ενδεικτικά LED. Η ανταλλαγή σημάτων μεταξύ των πλακετών χρήστη και ελέγχου γίνεται μέσω Schmitt trigger NOT λογικών πυλών για την αποφυγή λανθασμένων μηνυμάτων.

5.2.8. Πλακέτα βοηθητικής τροφοδοσίας (Auxiliary power supply board)

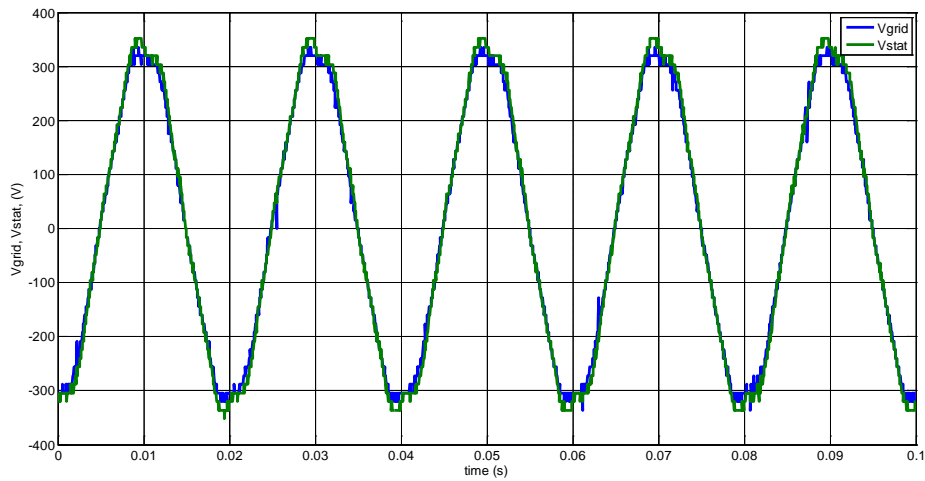
Για την λειτουργία όλων των πλακετών απαιτούνται διάφορες τροφοδοσίες χαμηλής ισχύος. Αυτό επιτυγχάνεται με την προσθήκη ενός βοηθητικού τροφοδοτικού που μπορεί να μας παρέχει συνεχείς τάσεις ± 15 V και 9V. Στη συνέχεια αυτές οι τάσεις προσαρμόζονται κατάλληλα για τις διάφορες απαιτήσεις των κυκλωμάτων. Το τροφοδοτικό είναι τύπου SMPS (Switch Mode Power Supply) διακοπτικής συχνότητας 80kHz και ισχύος 100W.

5.2.9. LCL φίλτρο εξόδου

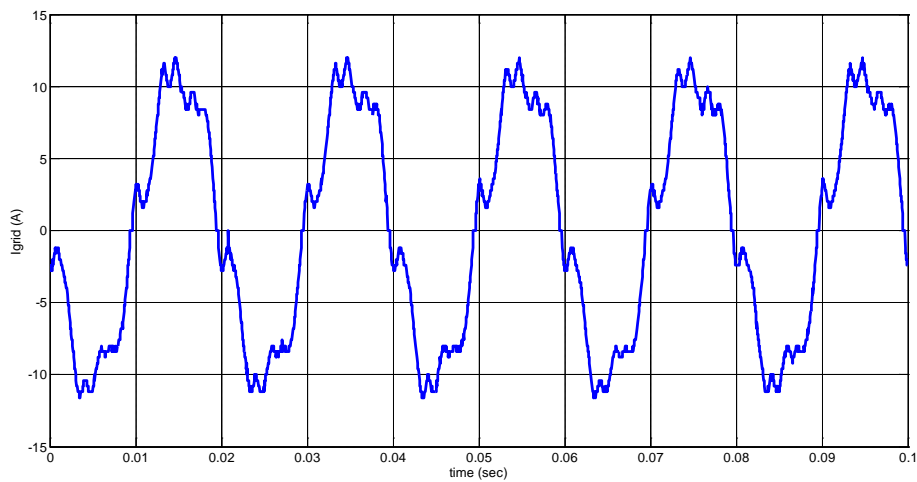
Όπως αναφέρθηκε στα Κεφάλαια 3 και 4, το LCL φίλτρο αποτελείται από 6 όμοια πηνία 1.655mH, 3 όμοιους πυκνωτές 40μF/450Vac και τρεις αντιστάσεις εξασθένησης (damping resistors) ισοδύναμης αντίστασης 1.1Ohm. Πρέπει να τονίσουμε ότι τα πηνία είναι τυλιγμένα σε πυρήνα φερίττη τύπου EE, για την αποφυγή μαγνητικού κορεσμού σε αρμονικές ρευμάτων υψηλών συχνοτήτων.

5.3. Πειραματικά αποτελέσματα

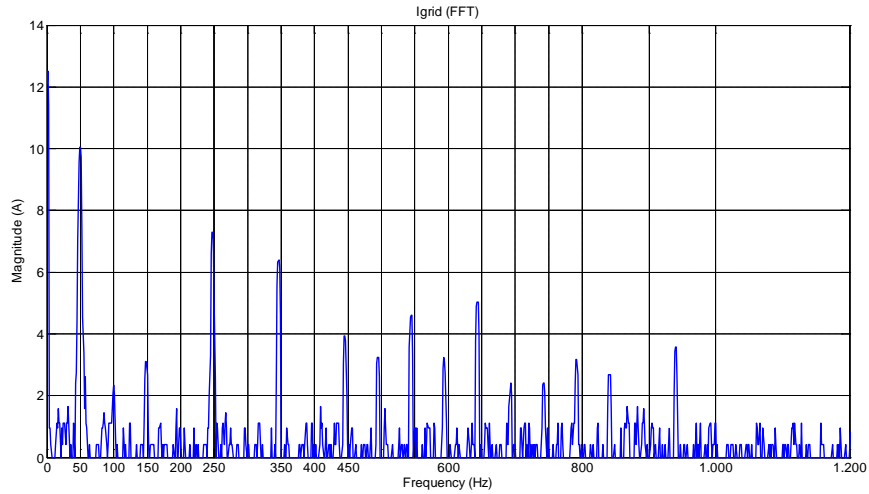
5.3.1. Χωρητική λειτουργία ($Q_{ref} = +5000\text{VAr}$)



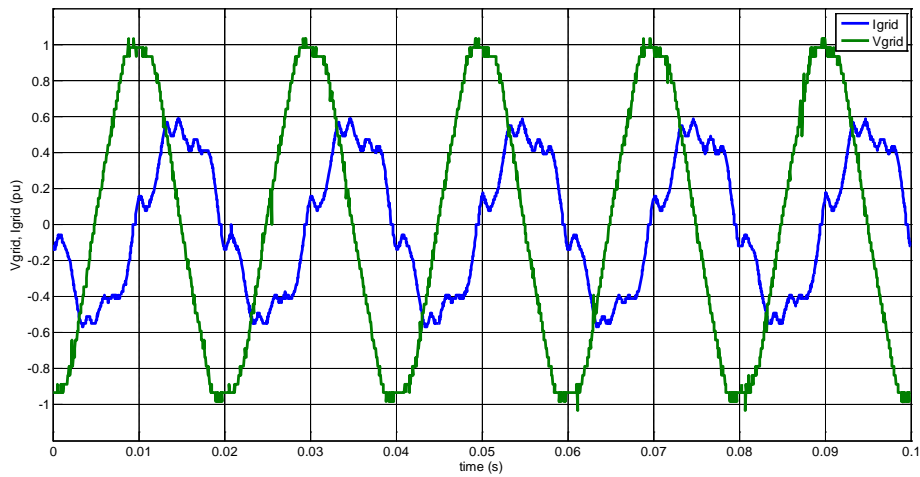
Σχήμα 5.3.1-1: Κυματομορφές τάσεως δικτύου και STATCOM (v_{grid} , v_{stat}) για $Q_{ref} = 5000\text{VAr}$.



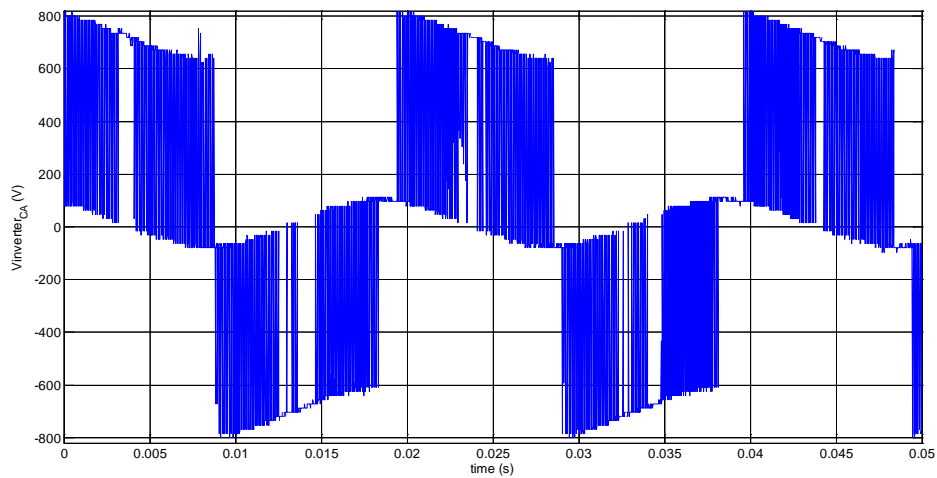
Σχήμα 5.3.1-2: Κυματομορφή ρεύματος εξόδου STATCOM (i_{grid}) για $Q_{ref} = 5000\text{VAr}$.



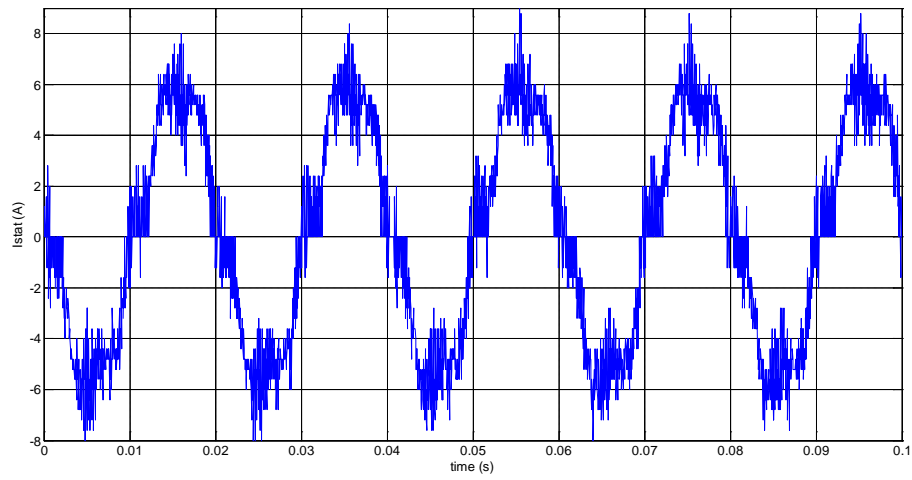
Σχήμα 5.3.1-3: Φασματική ανάλυση ρεύματος εξόδου STATCOM (i_{grid}) για $Q_{ref} = 5000VAr$.



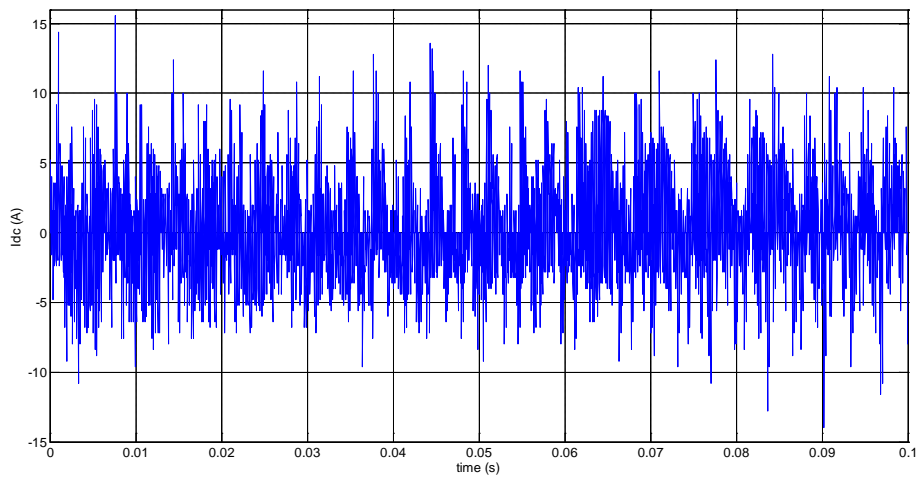
Σχήμα 5.3.1-4: Κομματομορφή τάσεως δικτύου και ρεύματος εξόδου STATCOM (v_{grid} , i_{grid}) για $Q_{ref} = 5000VAr$.



Σχήμα 5.3.1-5: Κομματομορφή πολιτικής τάσης εξόδου αντιστροφέα (v_{inv}) για $Q_{ref} = 5000VAr$.

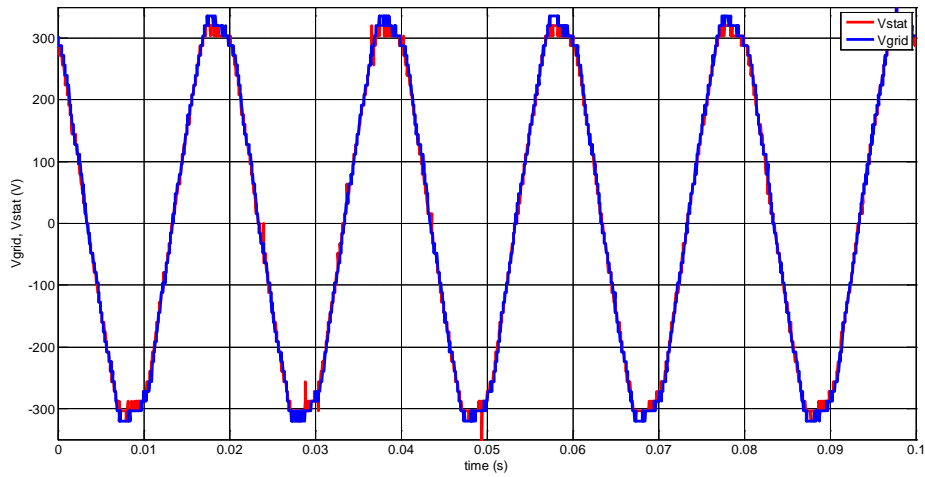


Σχήμα 5.3.1-6: Κορματομορφή ρεύματος εξόδου αντιστροφέα (i_{inv}) για $Q_{ref} = 5000 \text{Var}$.

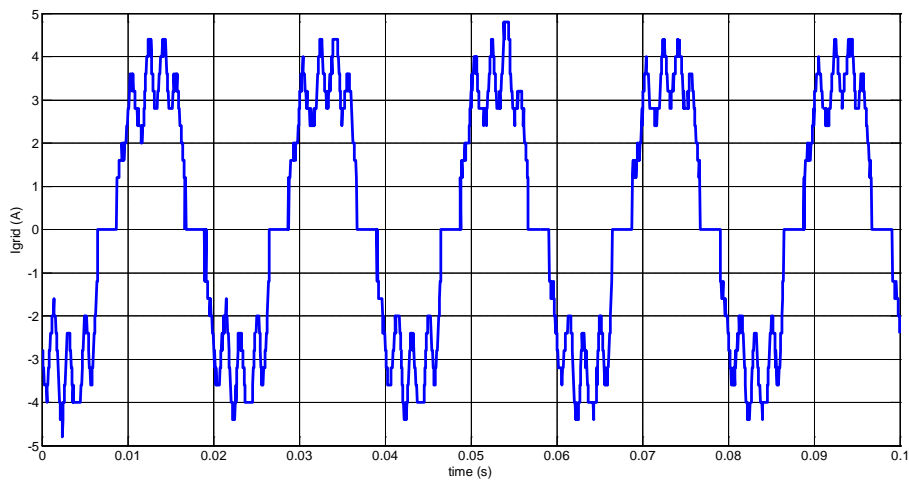


Σχήμα 5.3.1-7: Κορματομορφή συνεχούς ρεύματος DC (i_{dc}) για $Q_{ref} = 5000 \text{Var}$.

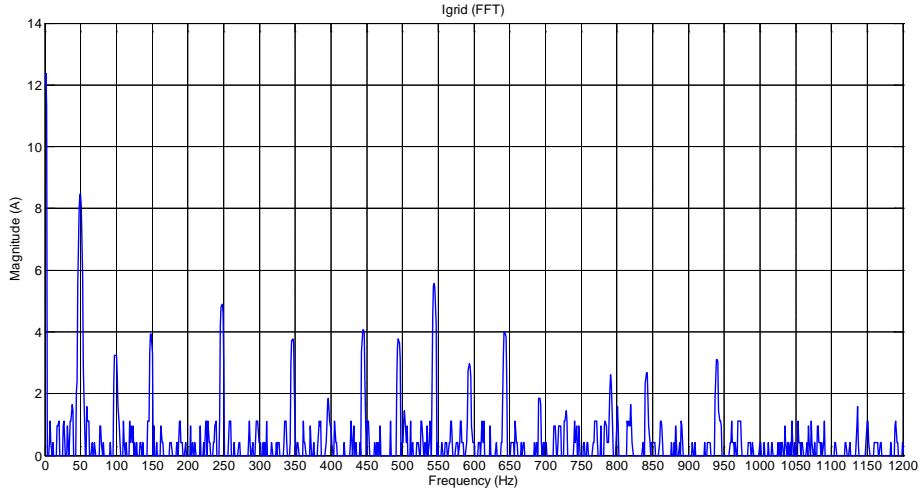
5.3.2. Επαγωγική λειτουργία ($Q_{ref} = -2000\text{VAr}$)



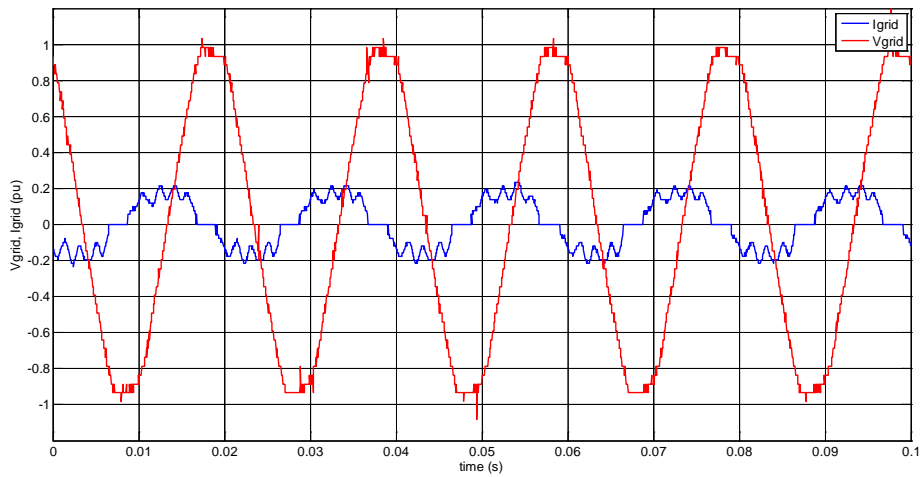
Σχήμα 5.3.2-1: Κυματομορφές τάσεως δικτύου και STATCOM (v_{grid} , v_{stat}) για $Q_{ref} = -2000\text{VAr}$.



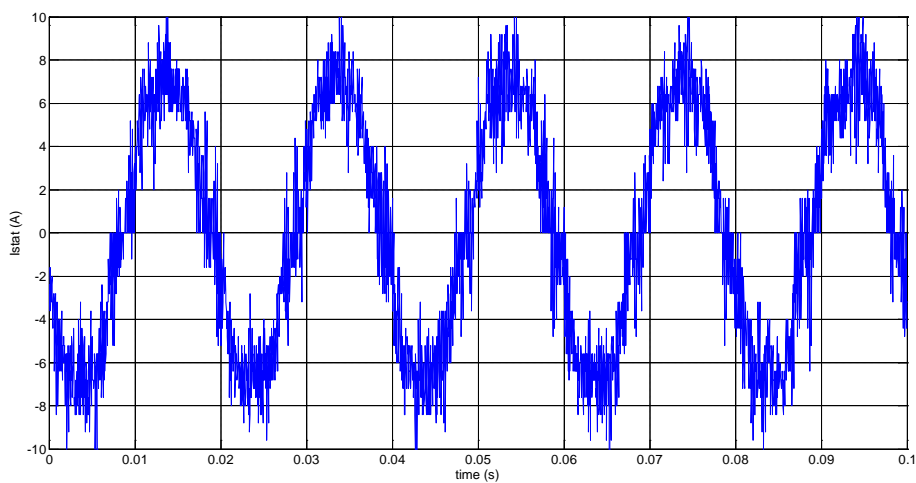
Σχήμα 5.3.2-2: Κυματομορφή ρεύματος εξόδου STATCOM (i_{grid}) για $Q_{ref} = -2000\text{VAr}$.



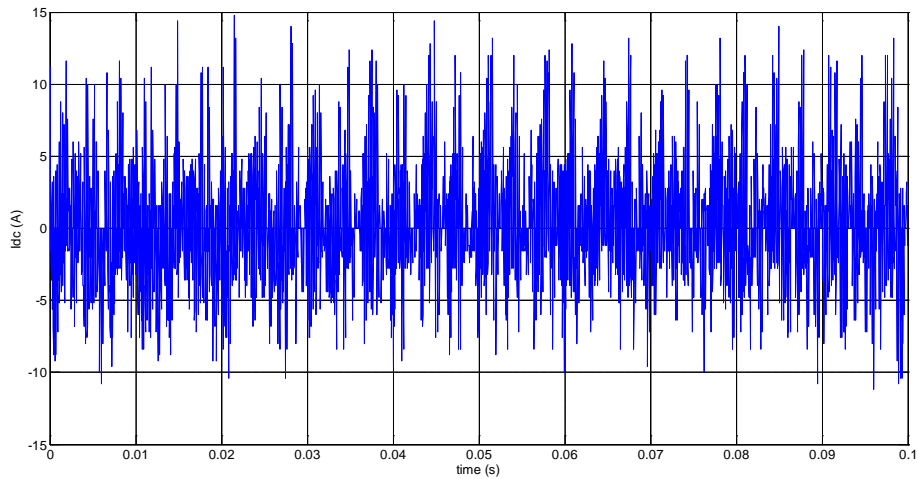
Σχήμα 5.3.2-3: Φασματική ανάλυση ρεύματος εξόδου STATCOM (i_{grid}) για $Q_{ref} = -2000Var$.



Σχήμα 5.3.2-4: Κυματομορφή τάσεως δικτύου και ρεύματος εξόδου STATCOM (v_{grid} , i_{grid}) για $Q_{ref} = -2000Var$.

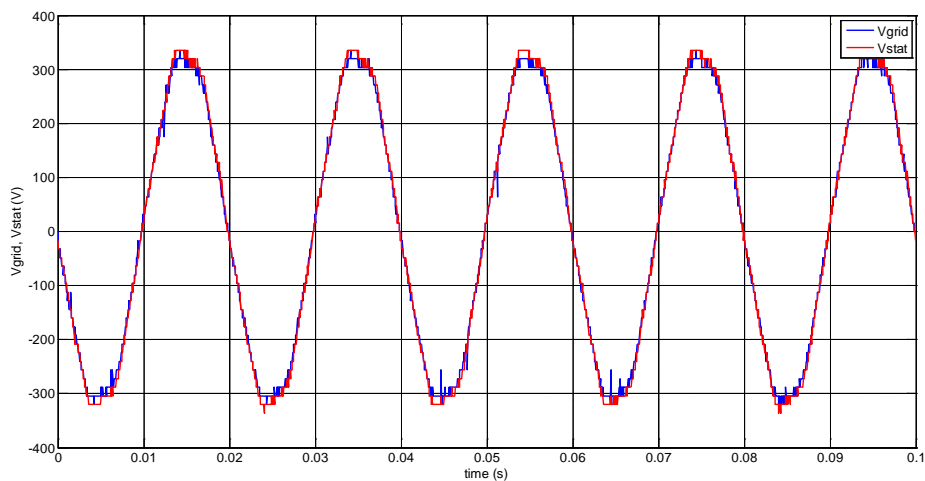


Σχήμα 5.3.2-5: Κυματομορφή ρεύματος εξόδου αντιστροφέα (i_{inv}) για $Q_{ref} = -2000Var$.

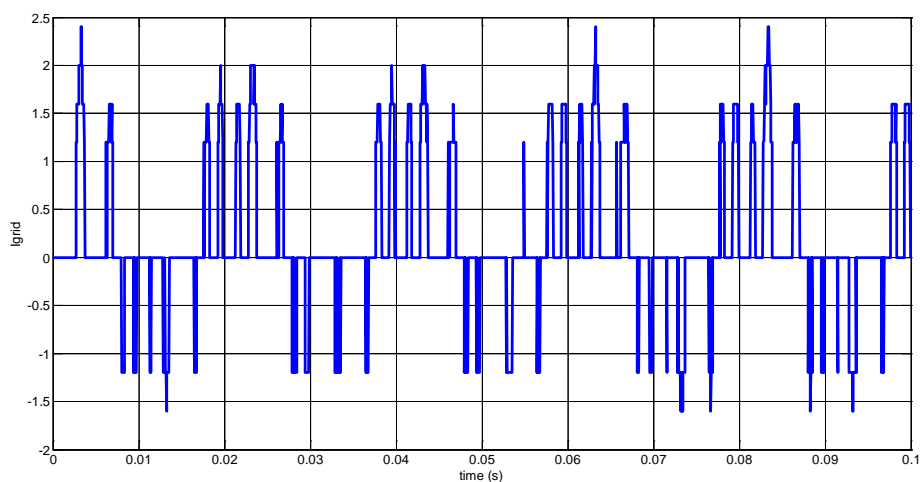


Σχήμα 5.3.2-6: Κυματομορφή συνεχούς ρεύματος DC (i_{dc}) για $Q_{ref} = -2000\text{Var}$.

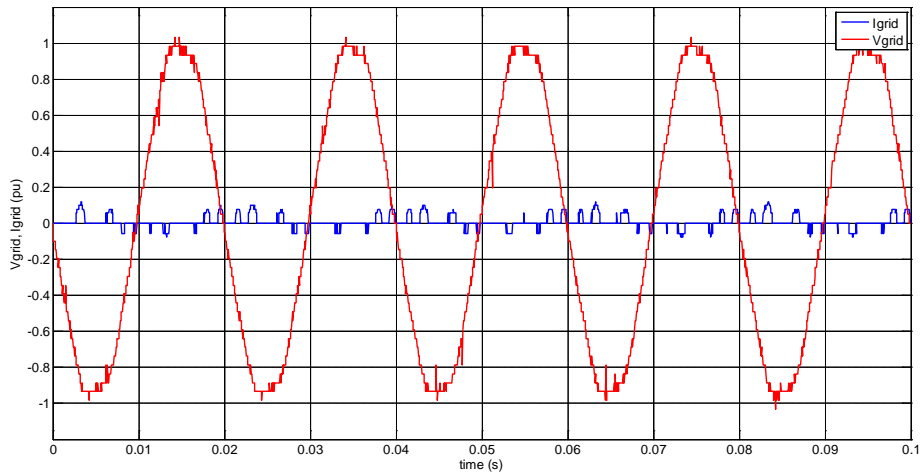
5.3.3. Ωμική λειτουργία ($Q_{ref} = 0\text{Var}$)



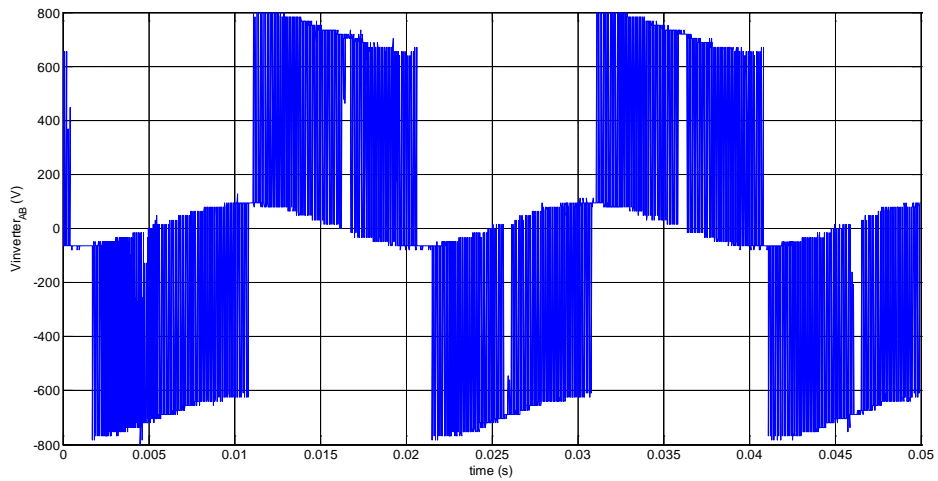
Σχήμα 5.3.3-1: Κυματομορφές τάσεως δικτύου και STATCOM (v_{grid} , v_{stat}) για $Q_{ref} = 0\text{Var}$.



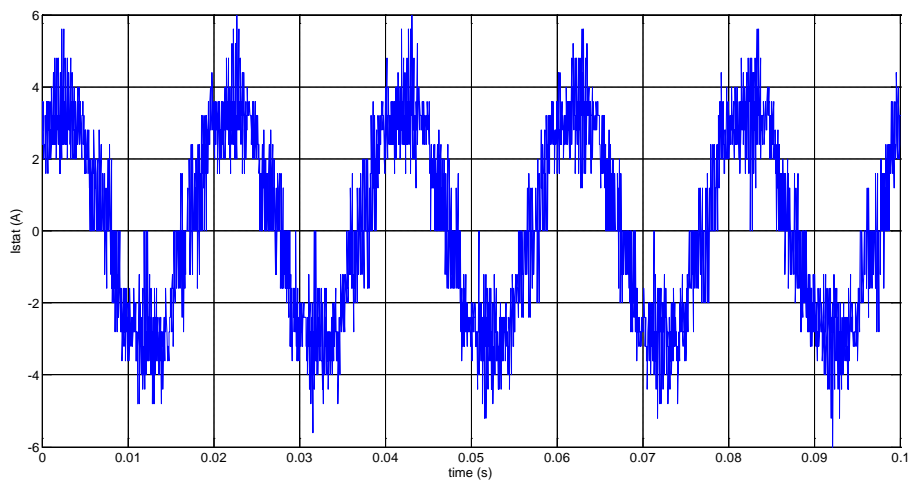
Σχήμα 5.3.3-2: Κυματομορφή ρεύματος εξόδου STATCOM (i_{grid}) για $Q_{ref} = 0\text{Var}$.



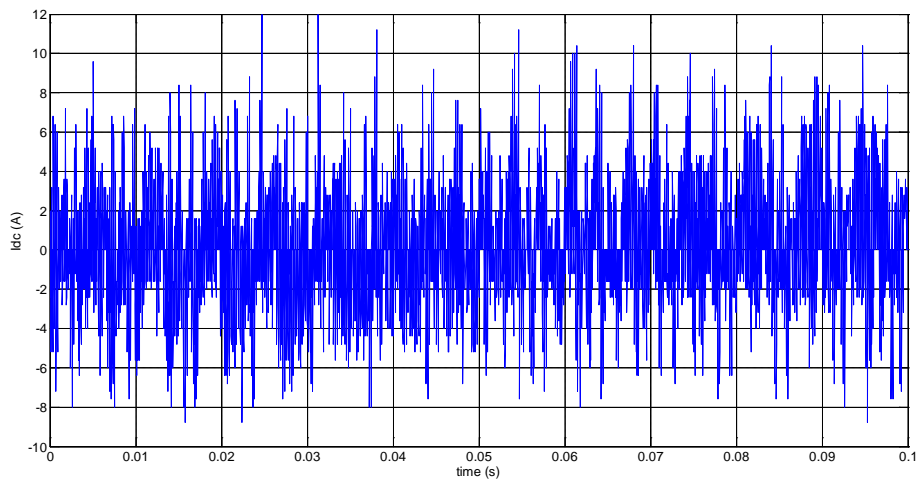
Σχήμα 5.3.3-3: Κυματομορφές τάσης δικτύου και ρεύματος εξόδου STATCOM (v_{grid} , i_{grid}) για $Q_{ref} = 0Var$.



Σχήμα 5.3.3-4: Κυματομορφή πολική τάσης εξόδου αντιστροφέα (v_{inv}) για $Q_{ref} = 0Var$.



Σχήμα 5.3.3-5: Κυματομορφή ρεύματος εξόδου αντιστροφέα (i_{inv}) για $Q_{ref} = 0Var$.



Σχήμα 5.3.3-6: Κυματομορφή συνεχούς ρεύματος DC (i_{dc}) για $Q_{ref} = 0VAr$.



Σχήμα 5.3.3-7: Κυματομορφή φασικής τάσης δικτύου και γωνία PLL σε κατάσταση συγχρονισμού.

5.4. Συμπεράσματα

Από τις κυματομορφές που προκύπτουν από το πείραμα για τις τρεις λειτουργικές καταστάσεις διακρίνεται το έντονο αρμονικό περιεχόμενο στο ρεύμα εξόδου του STATCOM. Όπως αναφέρθηκε στην αρχή του κεφαλαίου, αυτό οφείλεται κυρίως στις ρυθμίσεις των τριών ελεγκτών PI καθώς και στην ακρίβεια και ρύθμιση (calibration) των αισθητηρίων ανάδρασης. Αυτό δεν εμποδίζει την εξαγωγή συμπερασμάτων και τη σύγκριση με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης.

Σε όλες τις λειτουργικές καταστάσεις παρατηρείται ότι η τάση του STATCOM είναι σχεδόν σε φάση με την τάση του δικτύου όπως και θα έπρεπε. Η μικρή διαφορά φάσης που υπάρχει μεταξύ των δύο τάσεων οφείλεται στην απαίτηση της διατήρησης της συνεχούς τάσης στον DC πυκνωτή σταθερά στα 700V.

Εύκολα διακρίνεται διαφορά φάσης 90° μεταξύ τάσης και ρεύματος στο δίκτυο του STATCOM στις δύο λειτουργικές καταστάσεις (χωρητική, επαγωγική), καθώς και η αντίστοιχη έγχυση της άεργου ισχύος που δόθηκε ως αναφορά. Σύμφωνα με την σχέση (2.3), για μεταφορά άεργου ισχύος μεταξύ δύο πηγών, που οι τάσεις είναι συγχρονισμένες και με την παραδοχή ότι η μεταξύ τους γωνία είναι μηδέν, θα πρέπει να μεταβληθεί το πλάτος της τάσης ανάλογα.

Στην ωμική λειτουργία του STATCOM παρατηρούμε ότι το ρεύμα εξόδου είναι σχεδόν μηδέν. Αυτό οφείλεται στις ωμικές απώλειες του συστήματος και στη φόρτιση και διατήρηση της τάσης στον DC πυκνωτή.

Συγκρίνοντας τα πειραματικά αποτελέσματα με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, διακρίνουμε διαφορές στο αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος εξόδου του STATCOM και στην μορφή της πολικής τάσης στα άκρα του αντιστροφέα. Συγκεκριμένα, παρατηρούμε ότι ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους του αντιστροφέα ξεπερνά το μέγιστο όριο 1.0, με αποτέλεσμα την εισαγωγή της πέμπτης αρμονικής στο ρεύμα εξόδου του STATCOM. Αυτό μπορεί να διορθωθεί πέρα από τις ρυθμίσεις των PI ελεγκτών και με την αύξηση της συχνότητας λειτουργίας του PQ controller, από 5kHz σε 20kHz.

Από κατασκευαστικής απόψεως παρατηρούμε ότι ο αντιστροφέας δεν παρουσιάζει μεγάλη παρασιτική αυτεπαγωγή ώστε να δημιουργήσει υπερτάσεις κατά τη λειτουργία του. Αποτέλεσμα αυτού είναι η αποφυγή snubber κυκλωμάτων που αυξάνουν τις απώλειες του συστήματος.

Κεφάλαιο 6

ΓΕΝΙΚΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ

6.1. Γενικά συμπεράσματα

Συνοψίζοντας, η πειραματική κατασκευή με βάσει τα αποτελέσματα των πειραμάτων, ανταποκρίνεται στο μεγαλύτερο βαθμό στις αρχικές προσδοκίες αλλά και στις απαιτήσεις για τις οποίες είχε σχεδιαστεί. Το βασικότερο μειονέκτημα που παρουσιάζει είναι το μη αναμενόμενο αρμονικό περιεχόμενο χαμηλής τάξης στο ρεύμα εξόδου. Στηριζόμενοι στις μετρήσεις που λάβαμε στο εργαστήριο, διακρίναμε ότι το πρόβλημα αυτό πηγάζει από ένα συνδυασμό σφαλμάτων που έχουν να κάνουν με τον έλεγχο αλλά και στην ακρίβεια μέτρησης των σημάτων ανάδρασης. Σε επίπεδο λογισμικού, τα σφάλματα αυτά μπορούν να αντισταθμιστούν, αυξάνοντας την συχνότητα δειγματοληψίας των σημάτων ανάδρασης καθώς και με τη βέλτιστη ρύθμιση (optimal tuning) των παραμέτρων των PI ελεγκτών. Αξίζει να αναφερθεί ότι οι PI ελεγκτές είναι ιδιαίτερος ευαίσθητοι ως προς την ευστάθεια, σε ταλαντώσεις στην είσοδό τους. Συνεπώς η ύπαρξη αρμονικών αφενός μεν εγκυμονεί κίνδυνο ως προς την ευστάθεια του συστήματος, αφετέρου περιορίζει το εύρος ρύθμισης των παραμέτρων του. Από την άλλη μεριά ο χρόνος δειγματοληψίας των σημάτων ανάδρασης αλλά και ο χρόνος εκτέλεσης του αλγορίθμου του PI, επηρεάζουν σημαντικά το χρόνο απόκρισης και συνεπώς τον ρυθμός μείωσης του σφάλματος.

Από κατασκευαστικής απόψεως παρατηρείται ότι τα αισθητήρια τάσης δεν έχουν την απαραίτητη ακρίβεια μέτρησης. Αυτό δεν οφείλεται στην επιλογή των ολοκληρωμένων μέτρησης τάσης (ACPL-C870, ACPL-C790), αλλά στην ακρίβεια των αντιστάσεων (ανοχής 1%) και πυκνωτών (ανοχής 10%) που επιλέχθηκε για το συνολικό κύκλωμα του αισθητηρίου. Επομένως, οι ανοχή των αντιστάσεων και των πυκνωτών πρέπει να είναι 0.1% και 5% αντίστοιχα.

Για την αντιμετώπιση των παραπάνω ζητημάτων αλλά και για την γενικότερη βελτίωση του συστήματος, προτείνονται οι παρακάτω τακτικές:

- Χρήση διαφορικού ενισχυτή στα αισθητήρια ρεύματος ώστε να μην υπάρχει αλλοίωση των μετρούμενων σημάτων λόγω θορύβου κοινού τρόπου.

- Για την σωστή κατασκευή των διαφορικών ενισχυτών με τελεστικούς ενισχυτές, θα πρέπει να επιλεγθούν κατάλληλα ολοκληρωμένα, που θα έχουν μεγάλο διαφορικό κέρδος απόρριψης κοινού σήματος και μικρό θόρυβο στην τάση. Ωστόσο, στην παρούσα κατασκευή επιλέχθηκε ο κλασσικός τελεστικός ενισχυτής TL081, ο οποίος δεν ενδείκνυται για λειτουργία σε περιβάλλον με έντονο ηλεκτρομαγνητικό θόρυβο.
- Συνιστάται η σχεδίαση των τυπωμένων πλακετών να γίνει σε περισσότερα επίπεδα και η συνολική κατασκευή να είναι ενοποιημένη (σε μια πλακέτα), ώστε να μειωθούν οι παρασιτικές αυτεπαγωγές και χωρητικότητες που είναι επίσης υπεύθυνες για την αλλοίωση των σημάτων ανάδρασης.
- Αύξηση της συχνότητας λειτουργίας (f_{control}) του ελέγχου του συστήματος καθώς και βέλτιστη ρύθμιση των παραμέτρων του.
- Θα ήταν ενδιαφέρον ο σχεδιασμός του ελέγχου με χρήση ελεγκτών PR (Proportional Resonance) αντί των κλασσικών PI. Οι ελεγκτές αυτοί έχουν την ικανότητα να συντονίζονται σε μία συχνότητα, καταστέλλοντας τις αρμονικές γύρω από αυτή, λειτουργώντας αποδοτικά σε σήματα με αρμονικές.
- Υλοποίηση ελεγκτών αρνητικής ακολουθίας (Negative sequence controller) για τον έλεγχο των ρευμάτων αρνητικής ακολουθίας του συστήματος σε καταστάσεις ασυμμετρίας του δικτύου.
- Μελέτη εναλλακτικών αλγορίθμων PLL (DSOGI-PLL, SOGI-FPL, EPLL κ.τ.λ.).

6.2. Προτάσεις μελλοντικής έρευνας

Όπως έχει αναφερθεί η διάταξη του STATCOM είναι τυποποιημένη από κατασκευαστική απόψεως και επομένως, αλλάζοντας μόνο την αρχή ελέγχου από το πρόγραμμα του μικροϋπολογιστικού συστήματος (MCU) μπορεί να αλλάξει η χρήση του.

Τέτοιες χρήσεις μπορεί να είναι: ρύθμιση της τάσης του STATCOM στο σημείο σύνδεσής του, την υλοποίηση ενεργής απόσβεσης (active damping) αντί της παθητικής για την μείωση των απωλειών του STATCOM, υλοποίηση D-STATCOM (Distributed STATCOM) ή αντιστροφέα δικτύου (Grid inverter) ο οποίος θα έχει την δυνατότητα έγχυσης πραγματικής ισχύος παρεχόμενης από εξωτερική πηγή, ενεργό φίλτρο (Active Filter) για την έγχυση αρμονικών καταστολής στο σημείο σύνδεσης του.

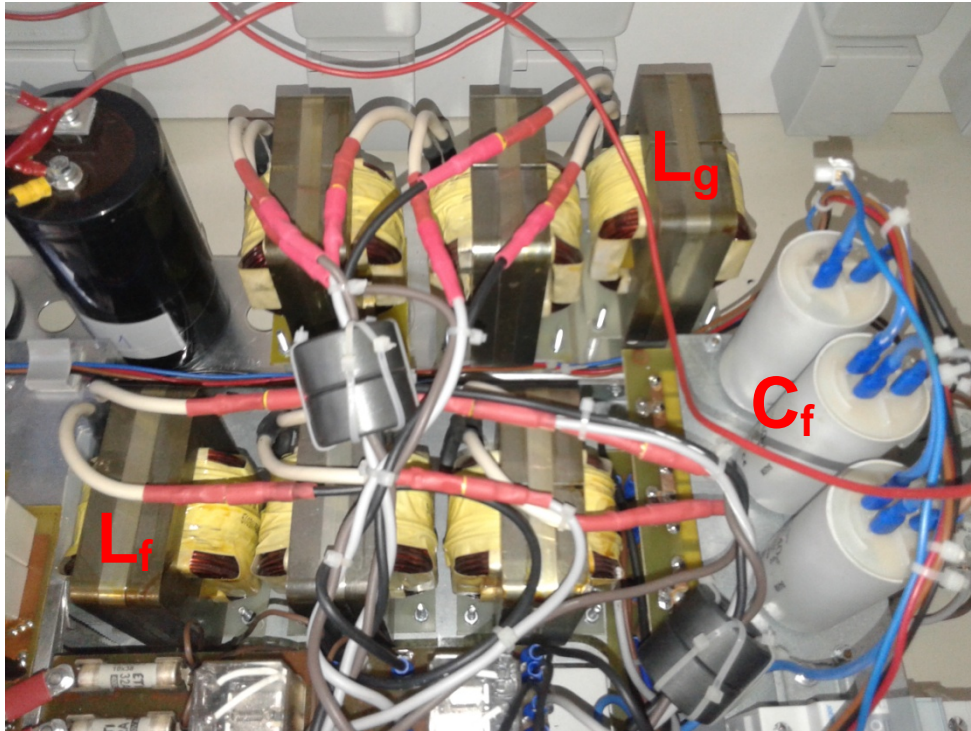
Η παρούσα κατασκευή μπορεί να συνεργαστεί με εργαστηριακό προσομοιωτή δικτύου. Κατά τη συνεργασία αυτή μπορεί να μελετηθεί η απόκριση των ηλεκτρονόμων προστασίας (χρόνος εκκαθάρισης σφάλματος, φαινόμενο Ferranti κ.α.) σε διάφορα σφάλματα του δικτύου. Επίσης θα ήταν ενδιαφέρον, προσθέτοντας μια κάρτα επικοινωνίας να γίνει αυτόματη ρύθμιση τάσης στο ζυγό διασύνδεσης του STATCOM.

Παράρτημα Α

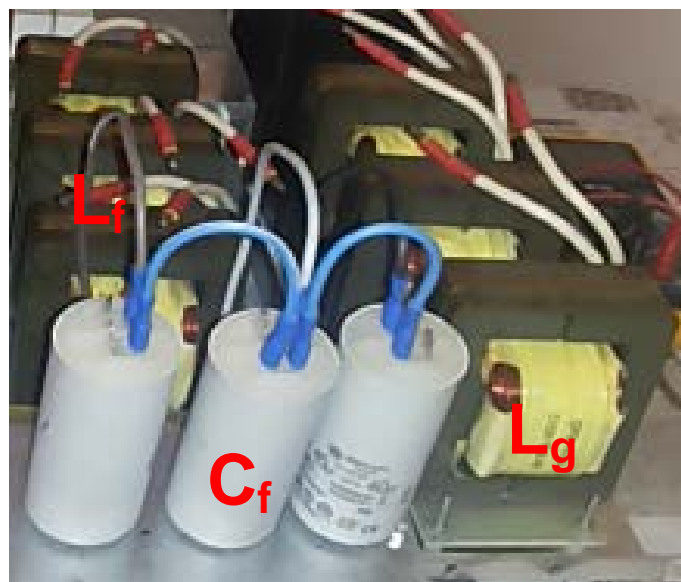
ΦΩΤΟΓΡΑΦΙΕΣ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ



Σχήμα Α-1: Γενική άποψη πειραματικής διάταξης (STATCOM assembly).



Σχήμα Α-2α: Φίλτρο LCL (LCL assembly).



Σχήμα Α-2β: Φίλτρο LCL (LCL assembly).



Σχήμα Α-3α: Αντιστάσεις προφόρτισης (Precharge resistors).



Σχήμα Α-3β: Αντιστάσεις προφόρτισης (Precharge resistors).



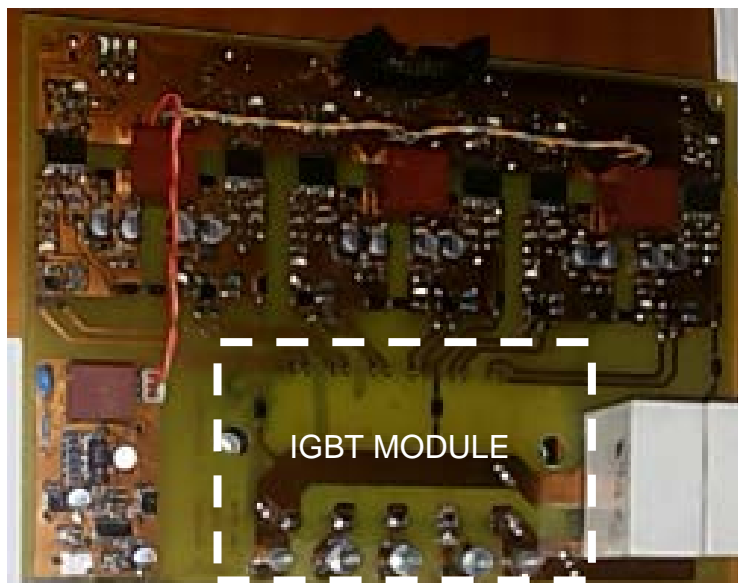
Σχήμα Α-4: Αντιστάσεις απόσβεσης (Damping resistors).



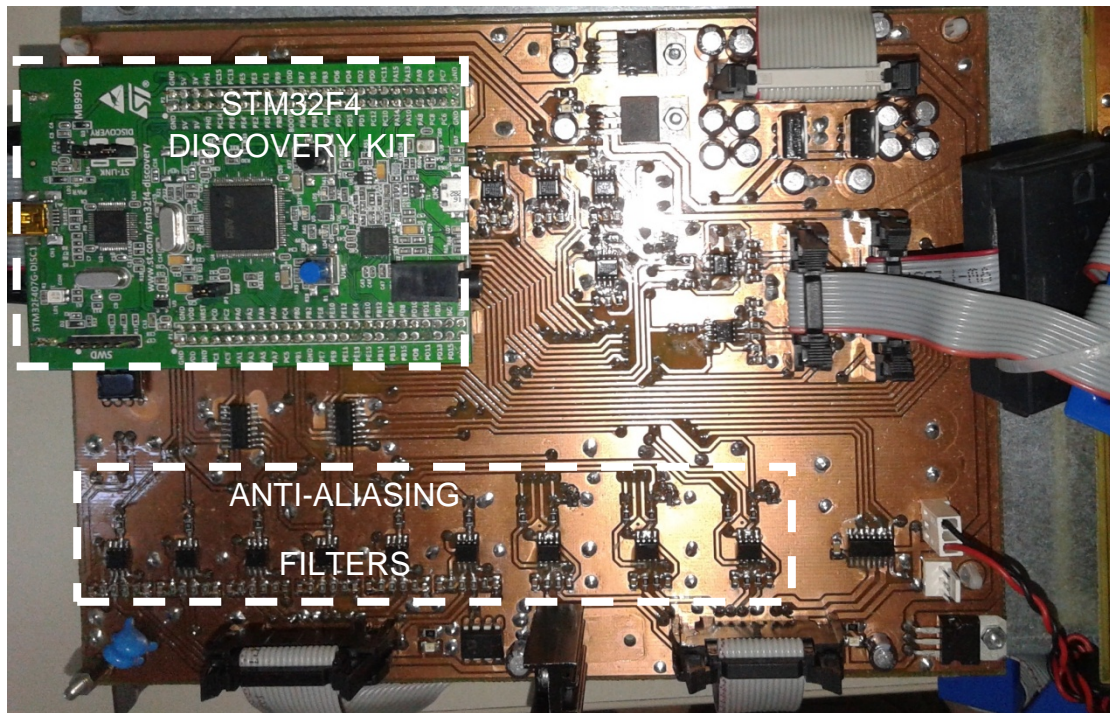
Σχήμα Α-5: DC δίκτυο πυκνωτών (DC link).



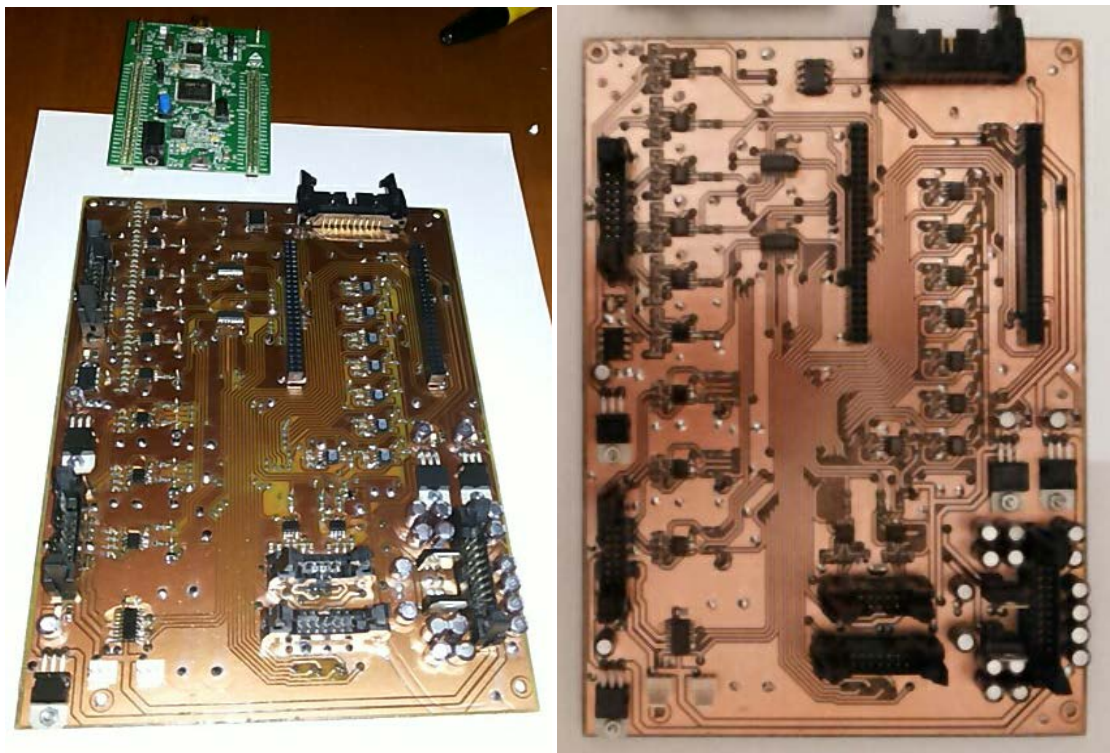
Σχήμα Α-6: Κάτω όψη πλακέτας αντιστροφέα (inverter board).



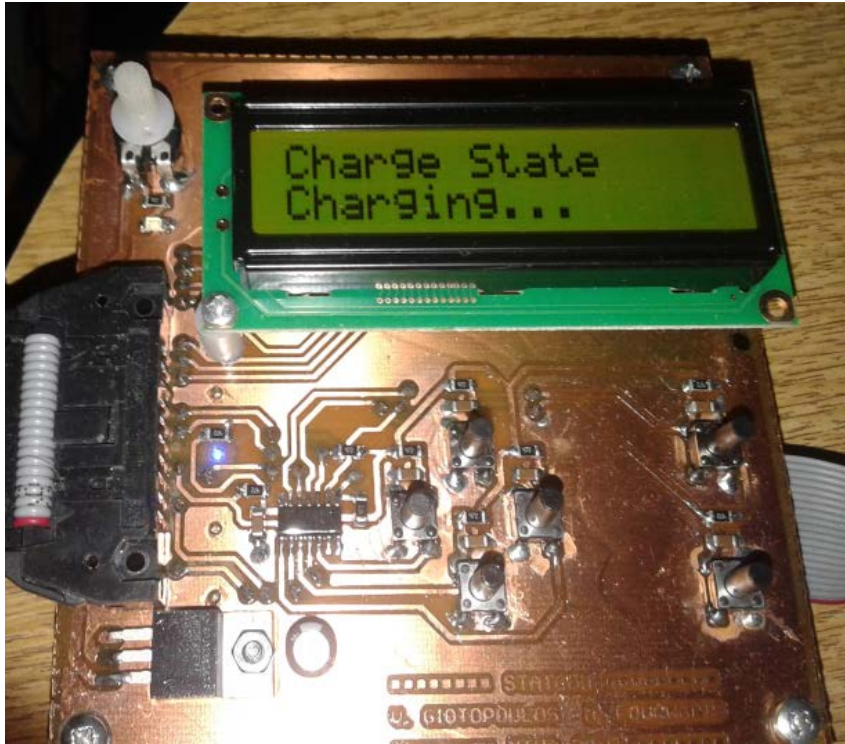
Σχήμα Α-7: Άνω όψη πλακέτας αντιστροφέα.



Σχήμα Α-8α: Πλακέτα ελέγχου (Control Board).



Σχήμα Α-8β: Πλακέτα ελέγχου κατά την διαδικασία κατασκευής (Control Board).



Σχήμα A-9: Πλακέτα χρήστη (User Interface Board).



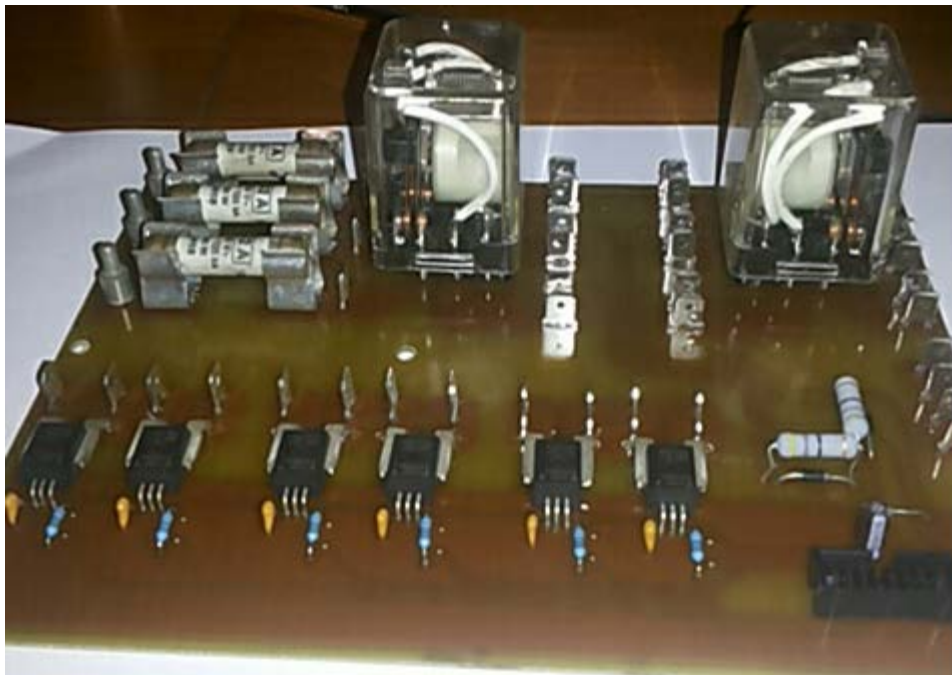
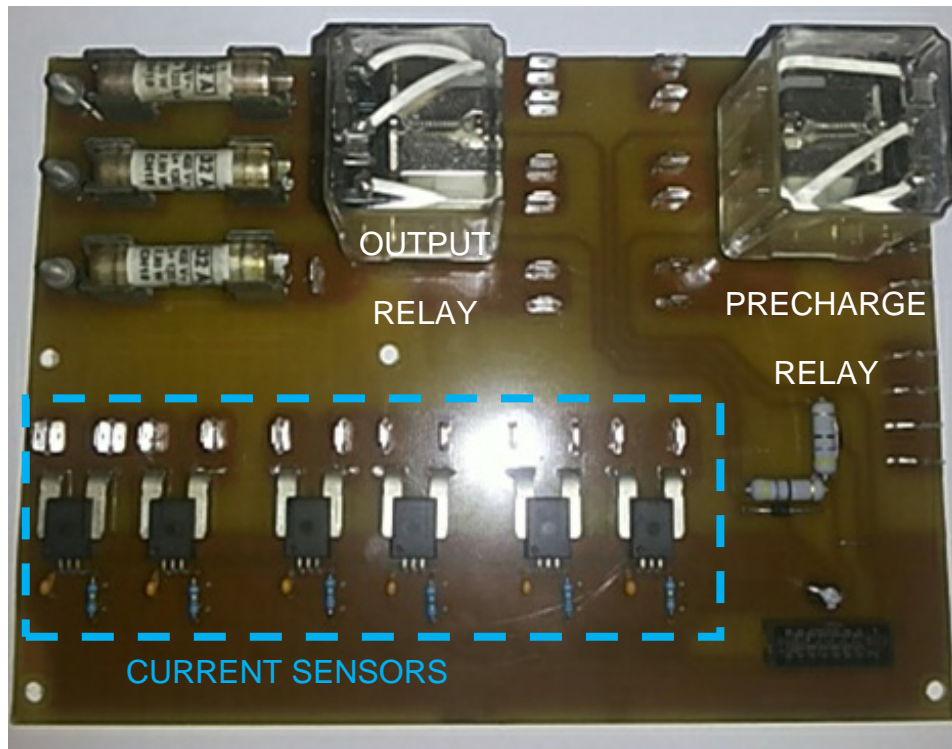
Σχήμα A-10: Πλακέτα AC μετρούμενων τάσεων δικτύου και αντιστροφή (AC measurement board).



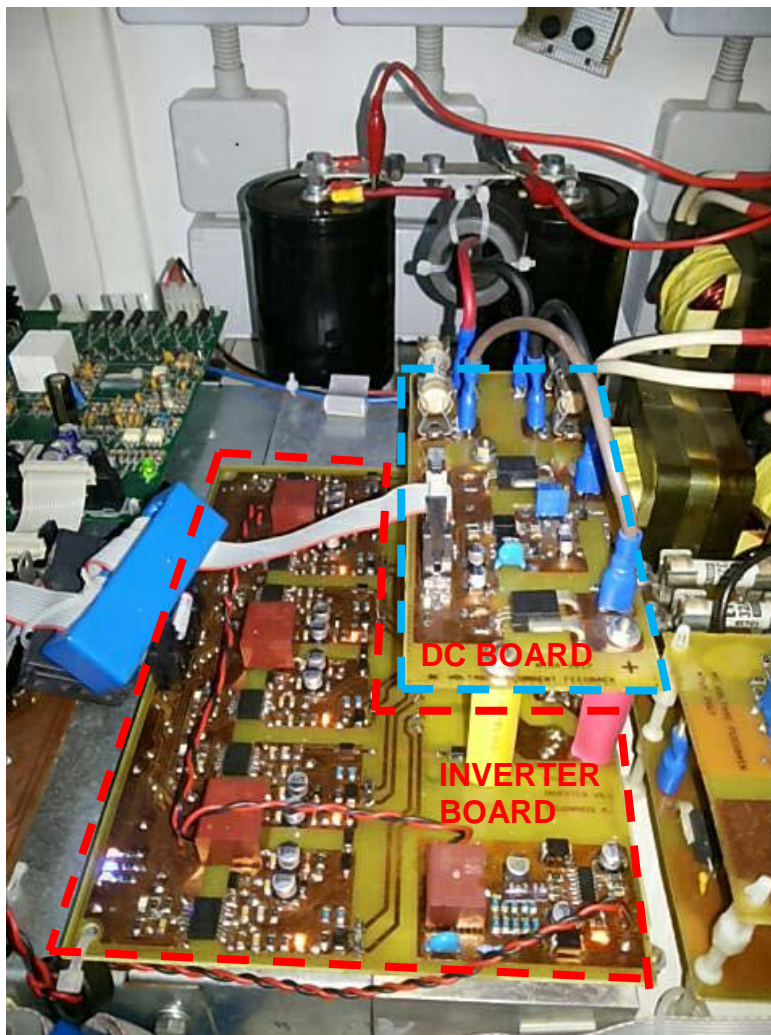
Σχήμα Α-11: Πλακέτα συνεχούς δικτύου και μέτρησης (DC board).



Σχήμα Α-12: Πλακέτα EMI φίλτρον (EMI filter board).



Σχήμα Α-13: Πλακέτα εξόδου (Output Board).



Σχήμα Α-14: Πλακέτα αντιστροφή και δικτύου συνεχούς τάσης.



Σχήμα Α-15: Φωτογραφίες διάταξης κατά την διαδικασία κατασκευής και δοκιμής.

Παράρτημα Β

ΜΙΚΡΟΕΛΕΓΚΤΗΣ (MCU)

Β.1. Περιγραφή μικροελεγκτή STM32F407

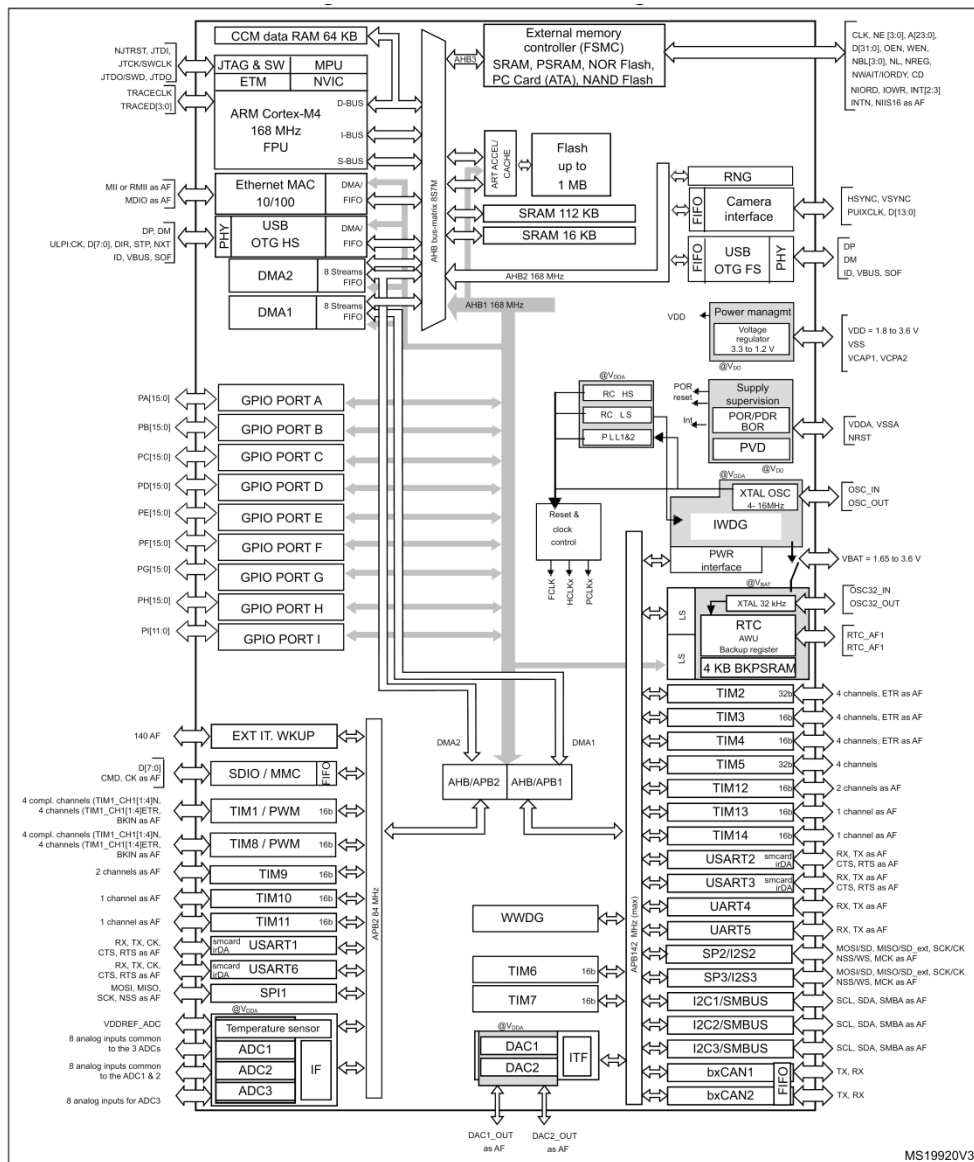
Η υλοποίηση του ψηφιακού ελέγχου της πειραματικής κατασκευής έγινε με χρήση του μικροελεγκτή STM32F407 της ST Microelectronics. Πρόκειται για έναν μικροελεγκτή ο οποίος είναι βασισμένος σε υψηλής απόδοσης πυρήνα ARM Cortex-M4 32-bit αρχιτεκτονικής RISC. Ο πυρήνας ARM Cortex-M4 διαθέτει μονάδα κινητής υποδιαστολής (Floating Point Unit, FPU) μονής ακριβείας, η οποία υποστηρίζει όλους τους τύπους και εντολές δεδομένων ARM. Επίσης υλοποιεί ένα πλήρες σύνολο εντολών ψηφιακής επεξεργασίας σημάτων (Digital Signal Processing, DSP) και μια μονάδα προστασία μνήμης (Memory Protection Unit, MPU) η οποία βελτιώνει την ασφάλεια των εφαρμογών.

Ο STM32F4 έχει ενσωματωμένες μνήμες (1MB flash memory, 192KBytes SRAM, 4KBytes SRAM αντιγράφων ασφαλείας) και ένα μεγάλο εύρος μονάδων εισόδου/εξόδου γενικού σκοπού (General Purpose Inputs/Outputs, GPIO) και περιφερειακών [20].

Οι βασικότερες περιφερειακές μονάδες που διαθέτει ο μικροελεγκτής είναι:

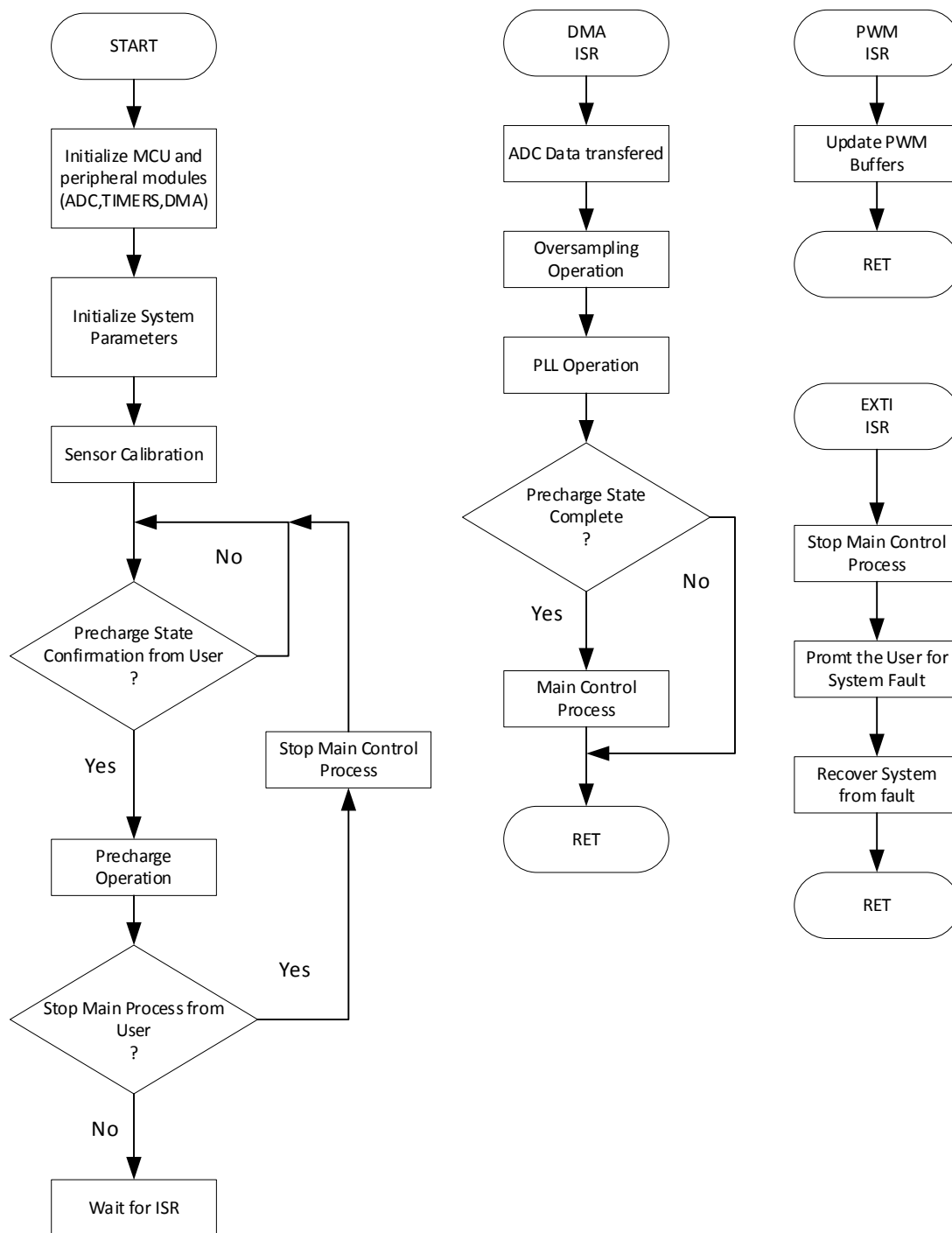
- Τρεις μονάδες μετατροπής αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (Analog to Digital Converter, ADC) των 12-bit, διαμοιράζοντας 16 εξωτερικά κανάλια η κάθε μία, δυνατότητα ταυτόχρονης (simultaneous sample) ή παρεμβαλλόμενης δειγματοληψίας (interleaved) έως τριών καναλιών.
- Μία μονάδα μετατροπής ψηφιακού σήματος σε αναλογικό (Digital to Analog, DAC) με δύο κανάλια των 12-bit.
- Δύο σύγχρονους μετρητές (Timers) με δυνατότητα παραγωγής PWM παλμών των 16-bit για τριφασικές εφαρμογές, διαθέτοντας 6 κανάλια με συμπληρωματικές εξόδους (complementary outputs).
- Έντεκα μετρητές γενικού σκοπού των 8-bit , 16-bit ή 32-bit.
- Δύο ελεγκτές απευθείας προσπέλασης μνήμης (Direct Access Memory controller, DMA). Οι ελεγκτές αυτοί έχουν την ικανότητα να διενεργούν προσπελάσεις από μία θέση μνήμης σε μία άλλη , από μία θέση μνήμης σε ένα περιφερειακό ή από ένα περιφερειακό σε μία θέση μνήμης, χωρίς να απασχολείται η CPU του μικροελεγκτή.

- Έναν ένθετο ελεγκτή διανυσμάτων διακοπών (Nested Vectored Interrupt Controller, NVIC) ο οποίος μπορεί να λάβει έως 98 διαφορετικές διακοπές, και να τις διαχειριστεί μέσω 16 επιπέδων προτεραιότητας.
- Μονάδα ανίχνευσης εξωτερικών διακοπών (External Interrupt controller, EXTI), αποτελούμενος από 16 κανάλια ανίχνευσης μετώπου, κάθε ένα από τα οποία είναι αντιστοιχημένο σε ένα διάνυσμα διακοπής. Κάθε κανάλι μπορεί να ρυθμιστεί ξεχωριστά ώστε να αντιλαμβάνεται διακοπές θετικού, αρνητικού ή θετικού-αρνητικού μετώπου.



B-1: Γενικό δομικό διάγραμμα μικροελεγκτή STM32F407.

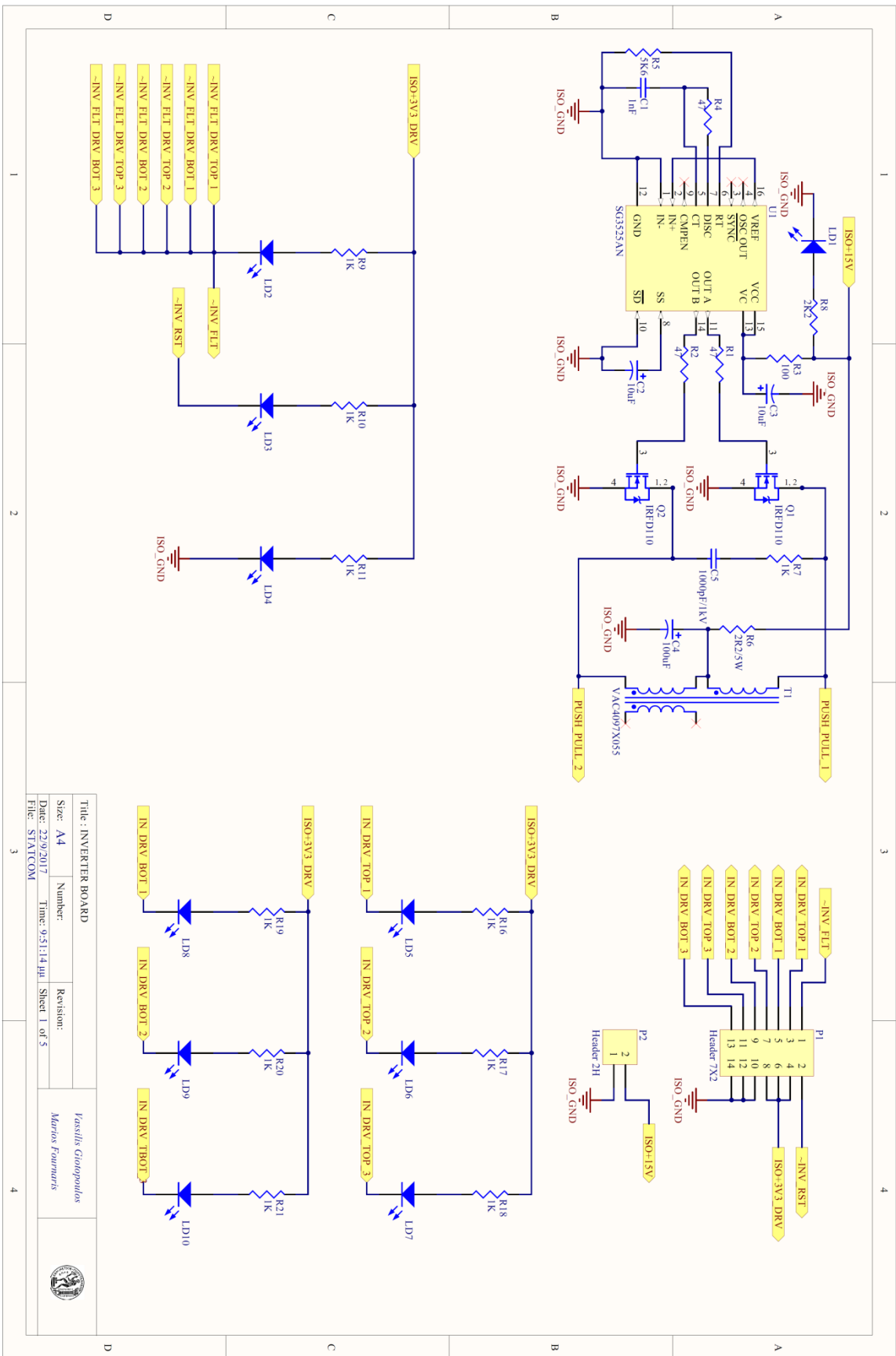
B.2. Γενικό διάγραμμα ροής αλγορίθμου συστήματος

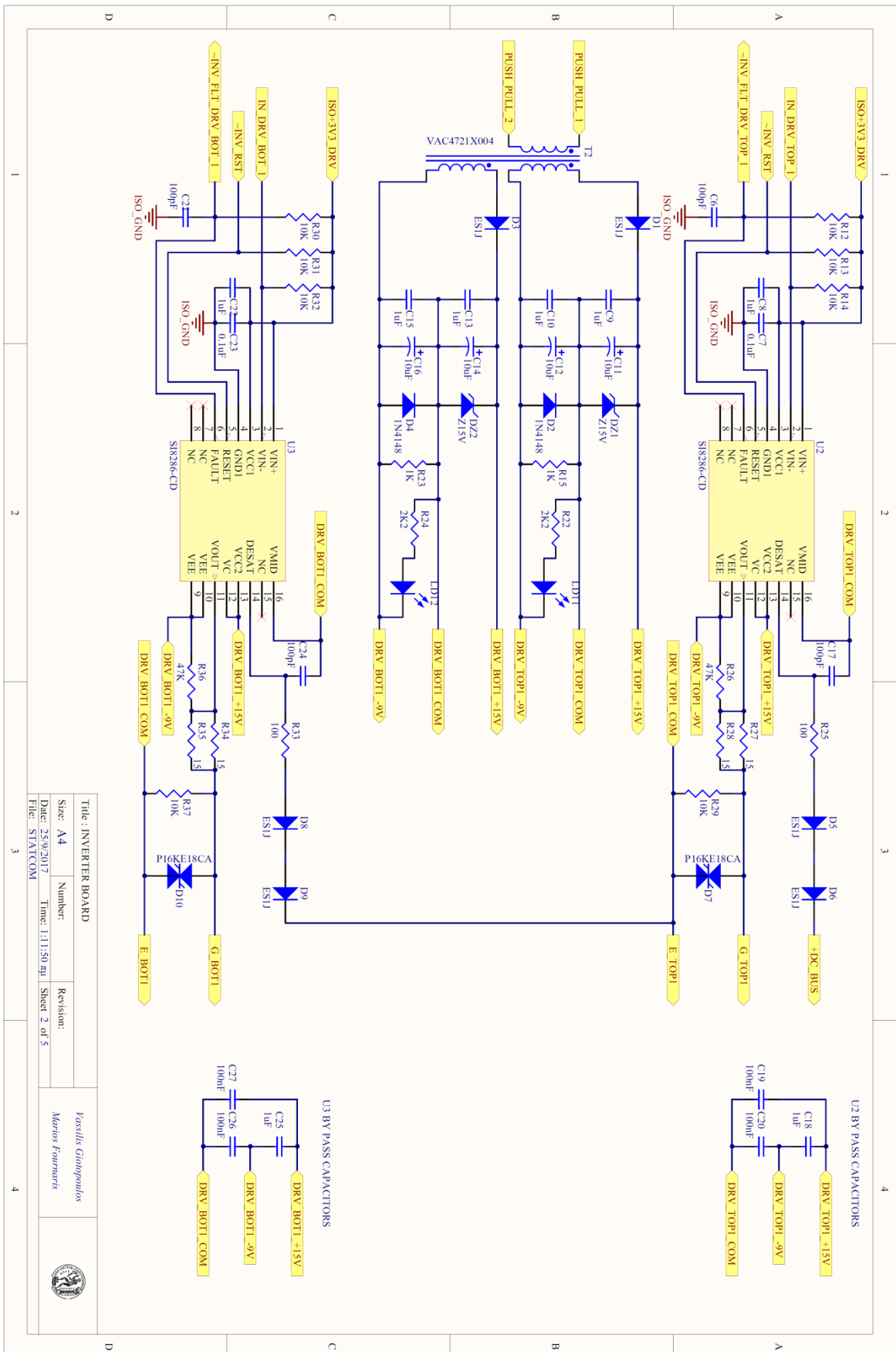


Παράρτημα Γ

ΚΑΤΑΣΚΕΥΑΣΤΙΚΑ ΣΧΕΔΙΑ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ

Γ.1. Σχηματικά διαγράμματα πειραματικής διάταξης

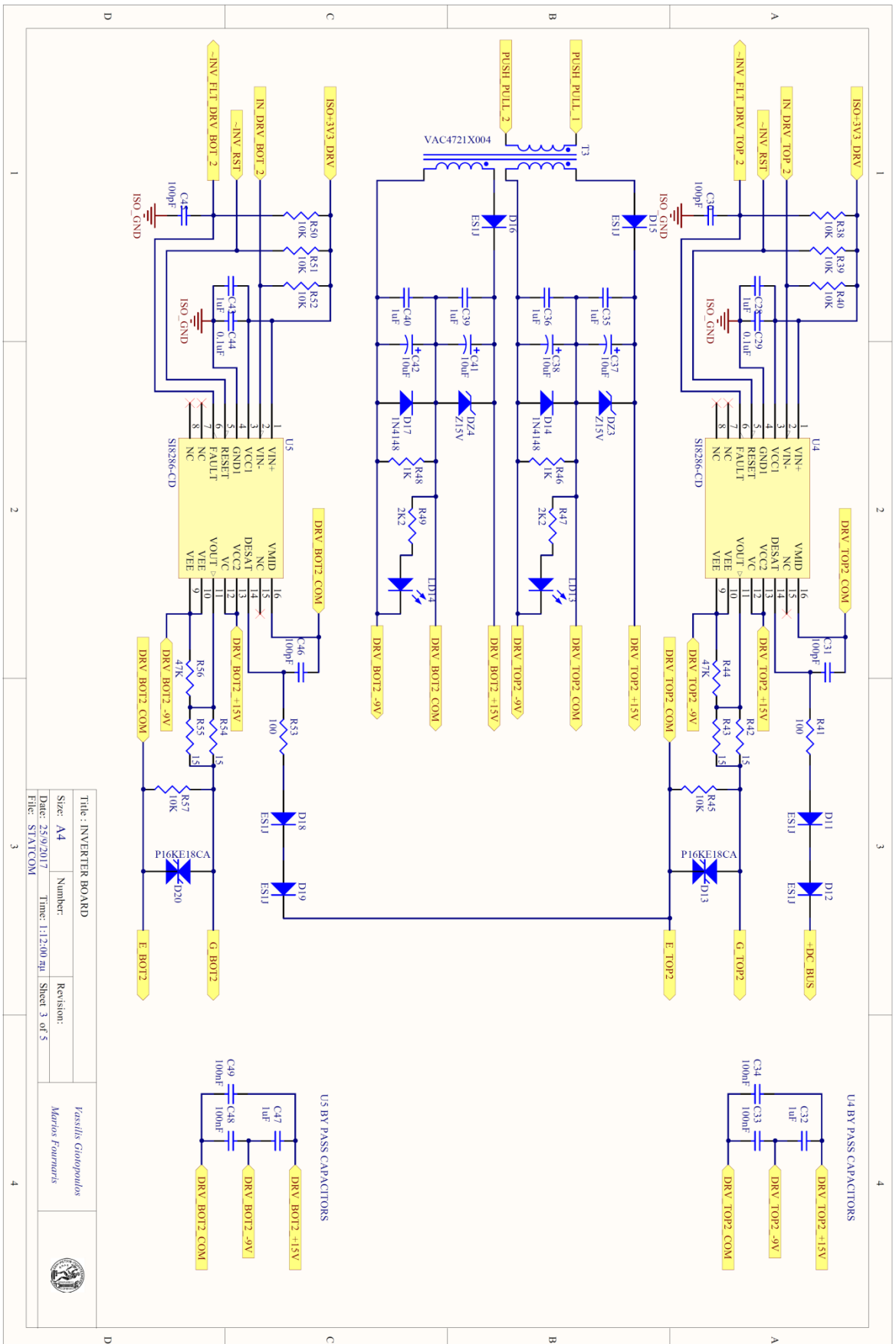




Title: INVERTER BOARD	
Size: A4	Number:
Date: 25/9/2017	Time: 1:11:50 pm
File: ST/AT/COM	Sheet 2 of 5

Vassilis Giannopoulos
Marina Fournaris

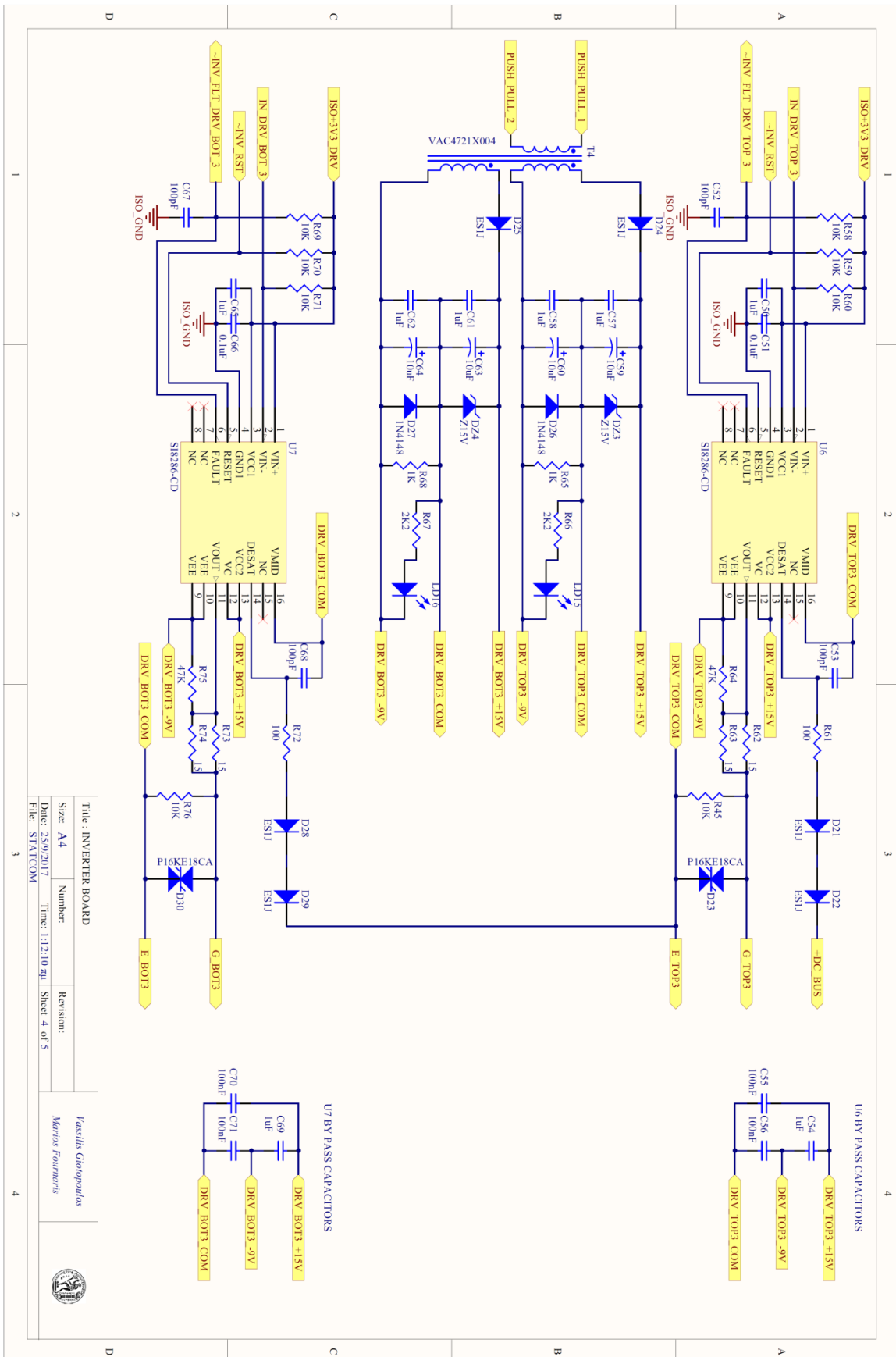




Title: INVERTER BOARD	
Size: A4	Number:
Date: 25/9/2017	Time: 1:12:00 pm
Revision: 3 of 5	Sheet: 3 of 5
File: STATCOM	

Vassilis Giannopoulos
 Marius Fournaris

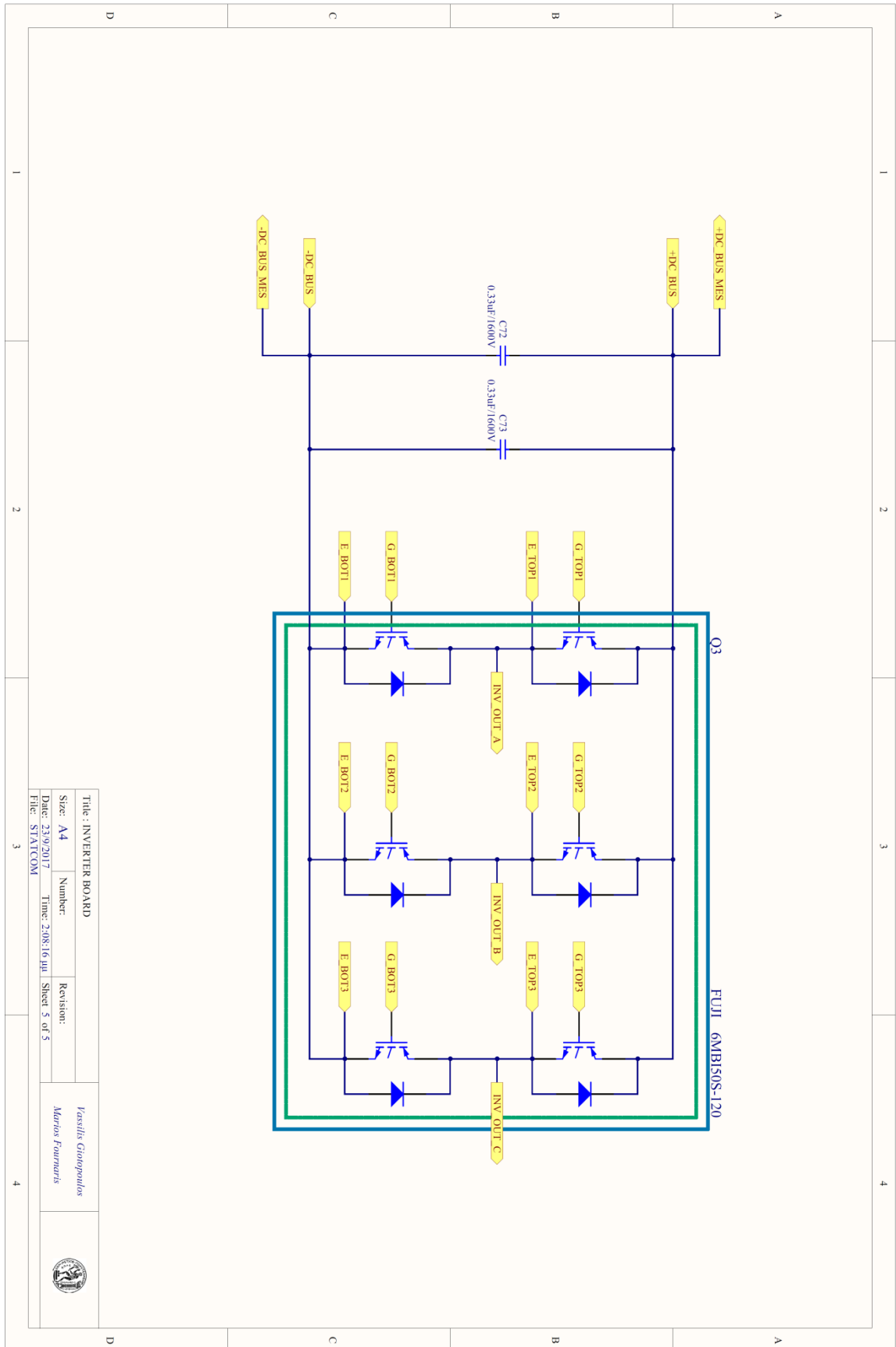




Title : INVERTER BOARD		Revision:	
Size: A4	Number:	Revision:	
Date: 25/9/2017	Time: 1:12:10 pm	Sheet 4 of 5	
File: STATCOM			

Taslis Giannopoulos
 Marios Fournaris

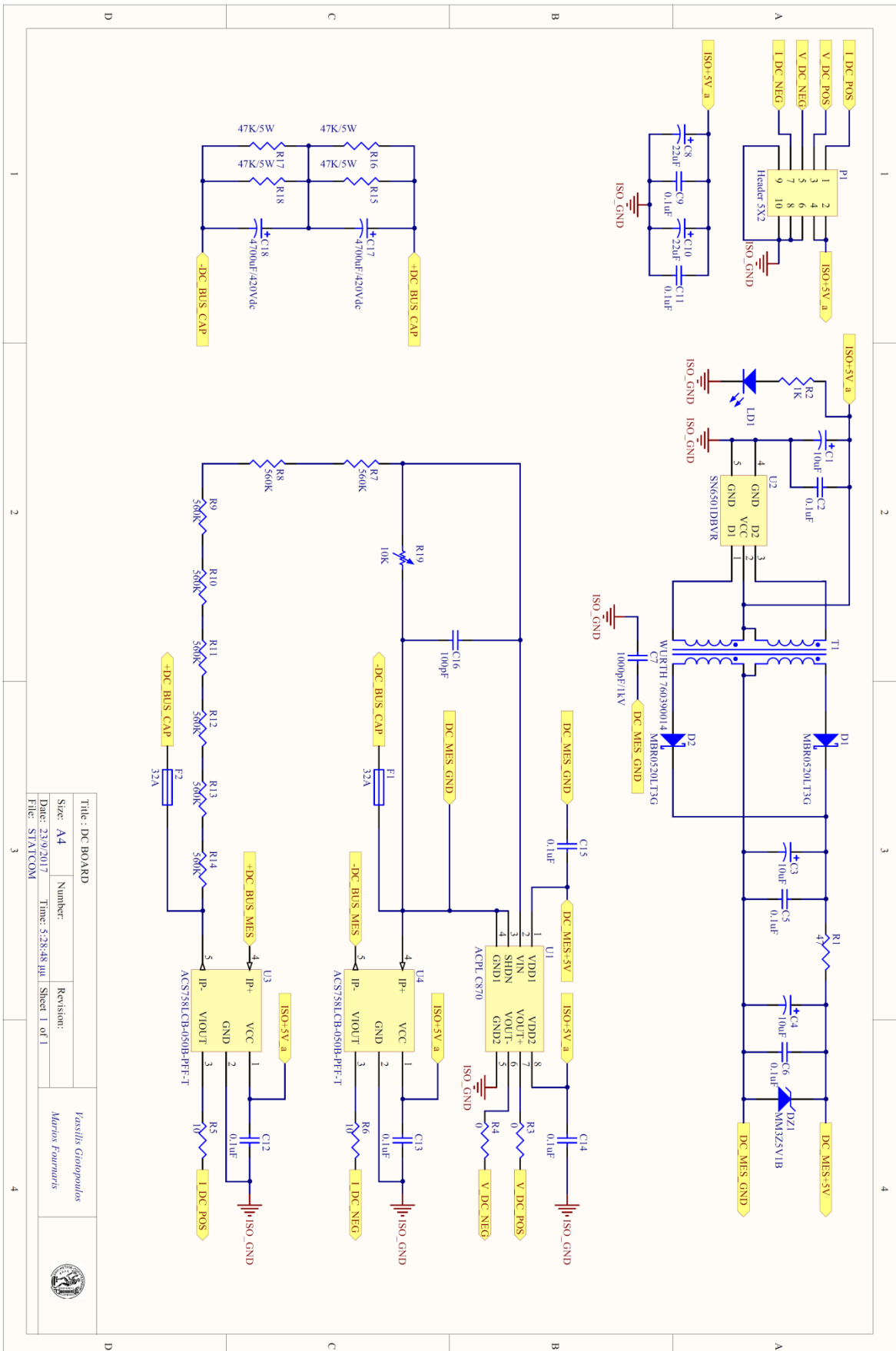




Title : INVERTER BOARD	
Size : A4	Number :
Date : 23/9/2017	Time : 2:08:16 μμ
Revision :	Sheet 5 of 5
File: STATCOM	

Vasilis Giannopoulos
Marios Fournaris

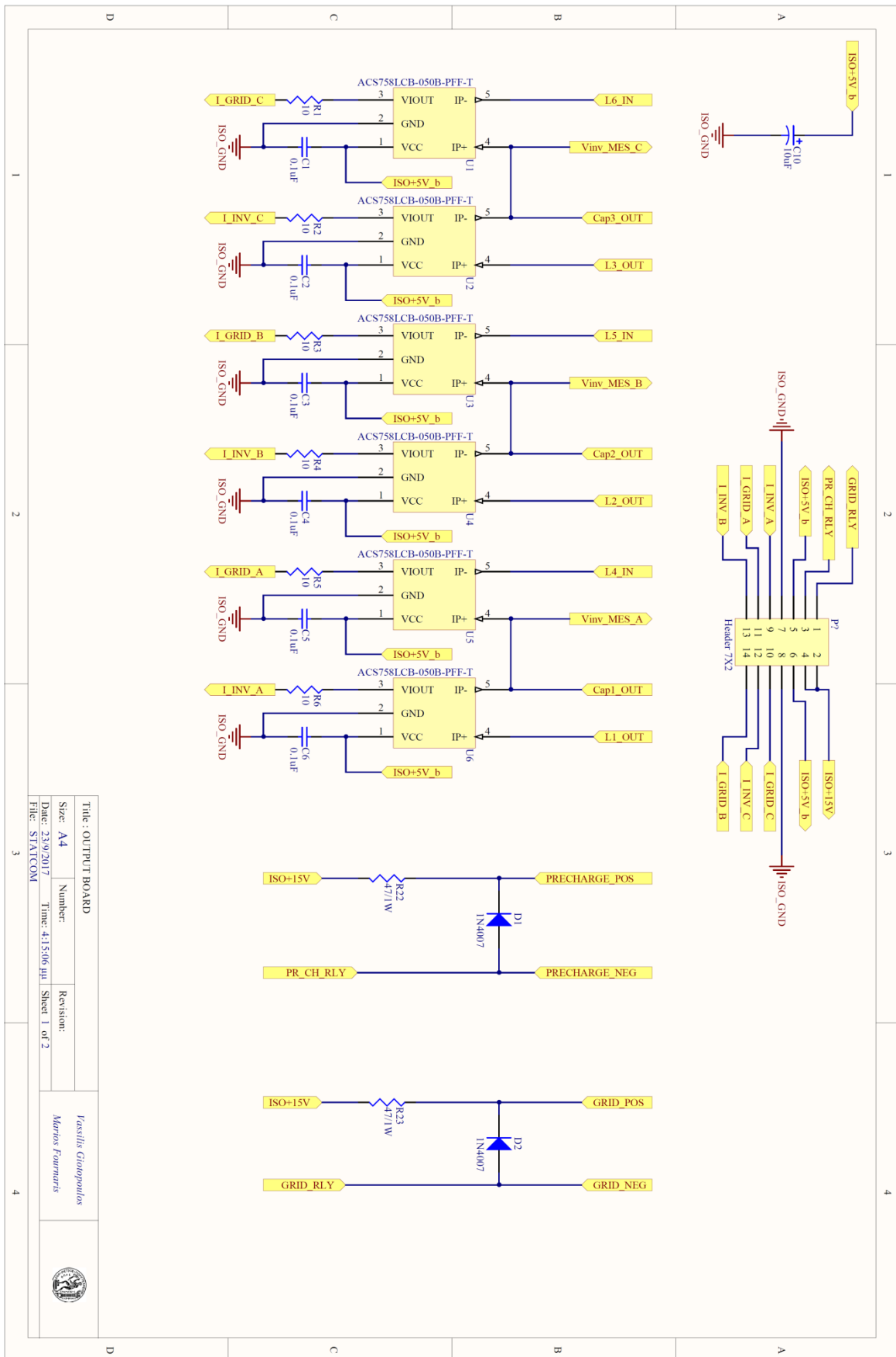




Title : DC BOARD		Revision:	
Size: A4	Number:	Date: 23/9/2017	Time: 5:28:48 µm
File: STATCOM		Sheet 1 of 1	

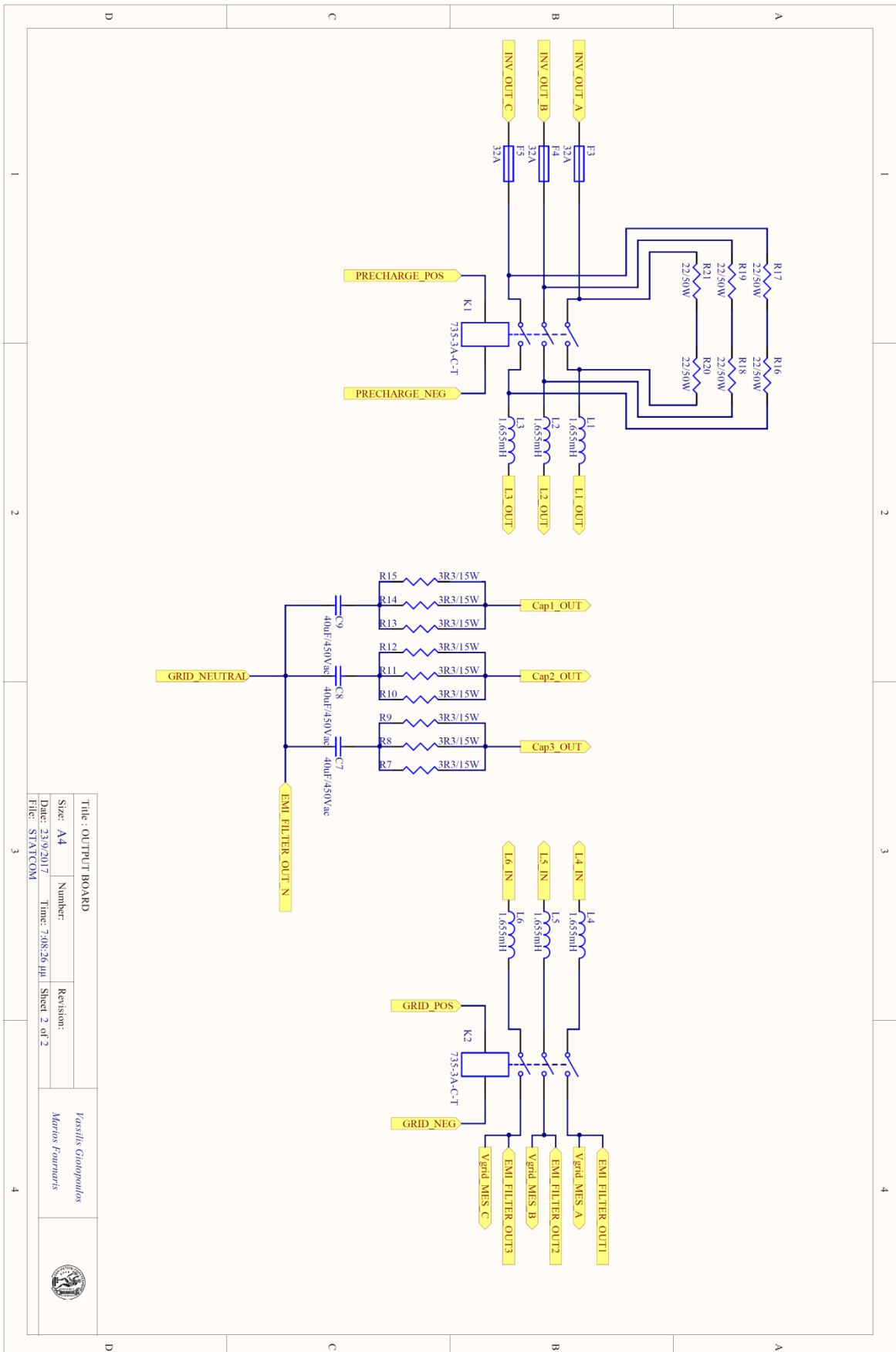
Kassilis Giannopoulos
 Marius Fournaris





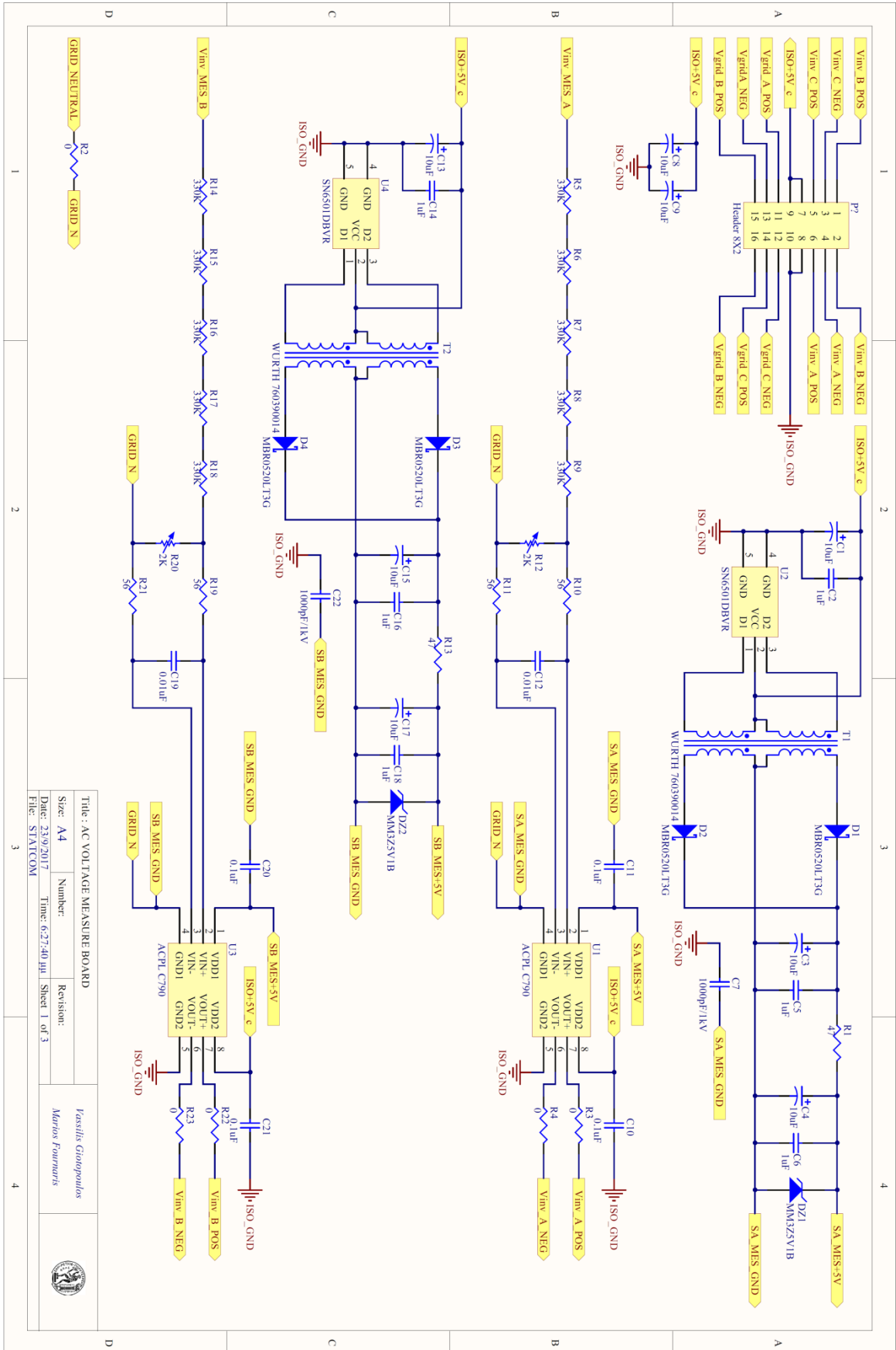
Title : OUTPUT BOARD	
Size : A4	Number :
Date : 23/9/2017	Time : 4:15:06 μs
File : STATCOM	Sheet : 1 of 2
Yaselis Giannopoulos Marios Fournaris	





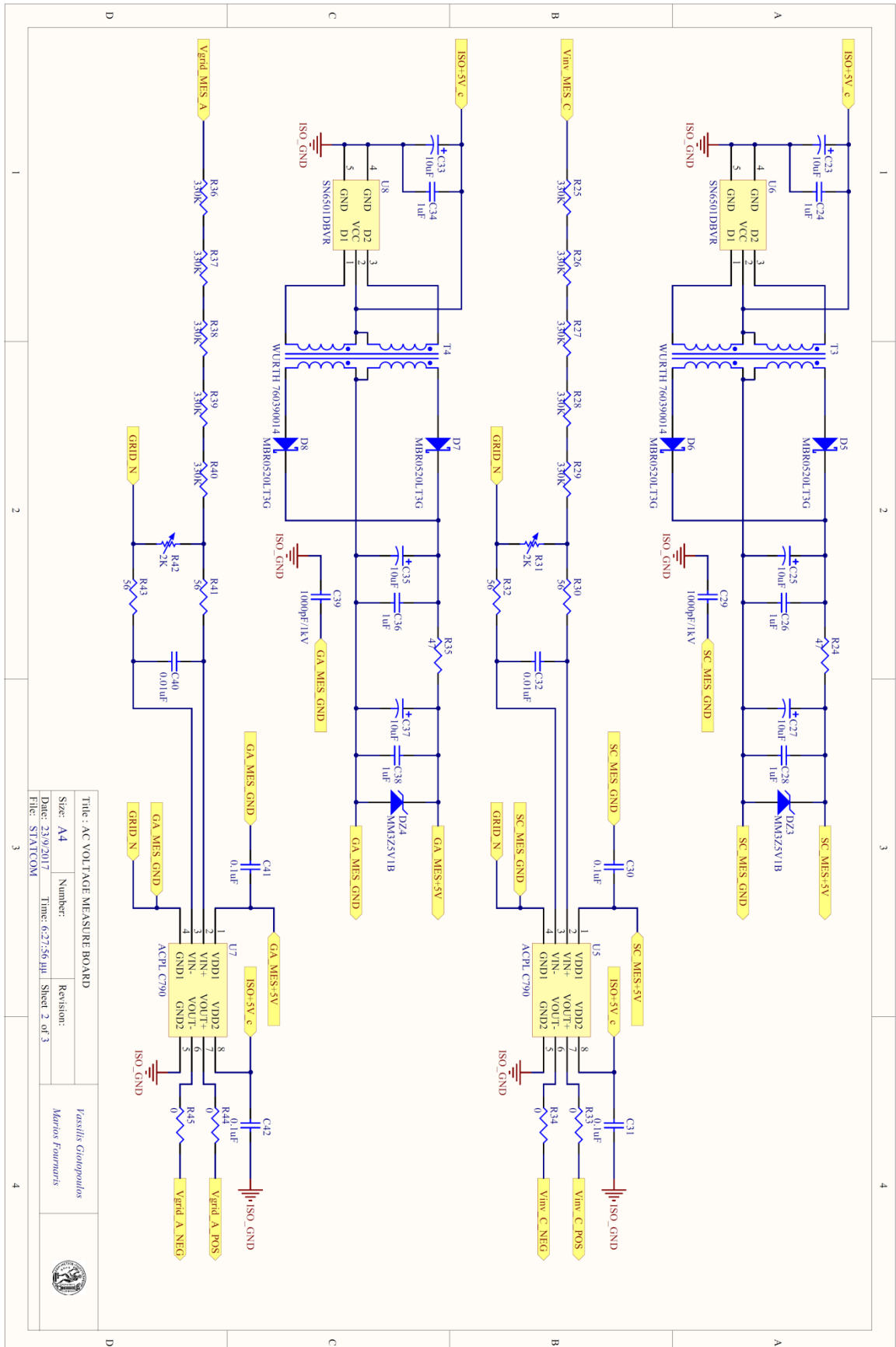
Title : OUTPUT BOARD		Vassilis Gioumpoulos	
Size : A4	Number :	Marios Fournaris	
Date : 23/9/2017	Time : 7:08:26 μm	Revision :	
File : STATCOM	Sheet 2 of 2		





Title: AC VOLTAGE MEASURE BOARD		Revision:	
Size: A4	Number:	Revision:	
Date: 23/9/2017	Time: 6:27:40 µs	Sheet 1 of 3	
File: STATICOM		Kostas Giannopoulos	
		Marios Fournaris	

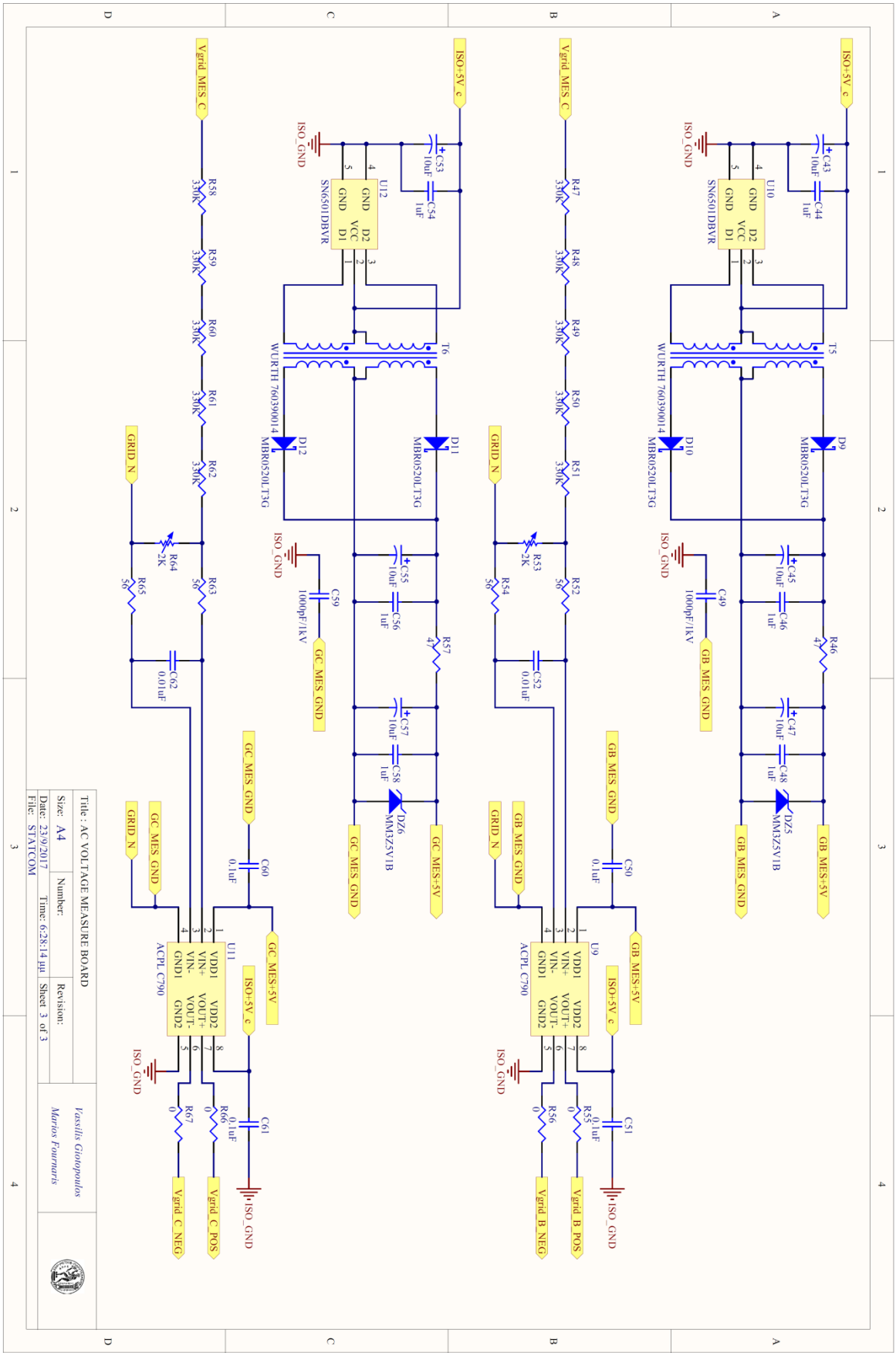




Title : AC VOLTAGE MEASURE BOARD	
Size : A4	Number :
Date : 23/9/2017	Time : 6:27:56 μl
File : STATCOM	Revision : Sheet 2 of 3

Vasilis Giannopoulos
 Marinos Fournaris

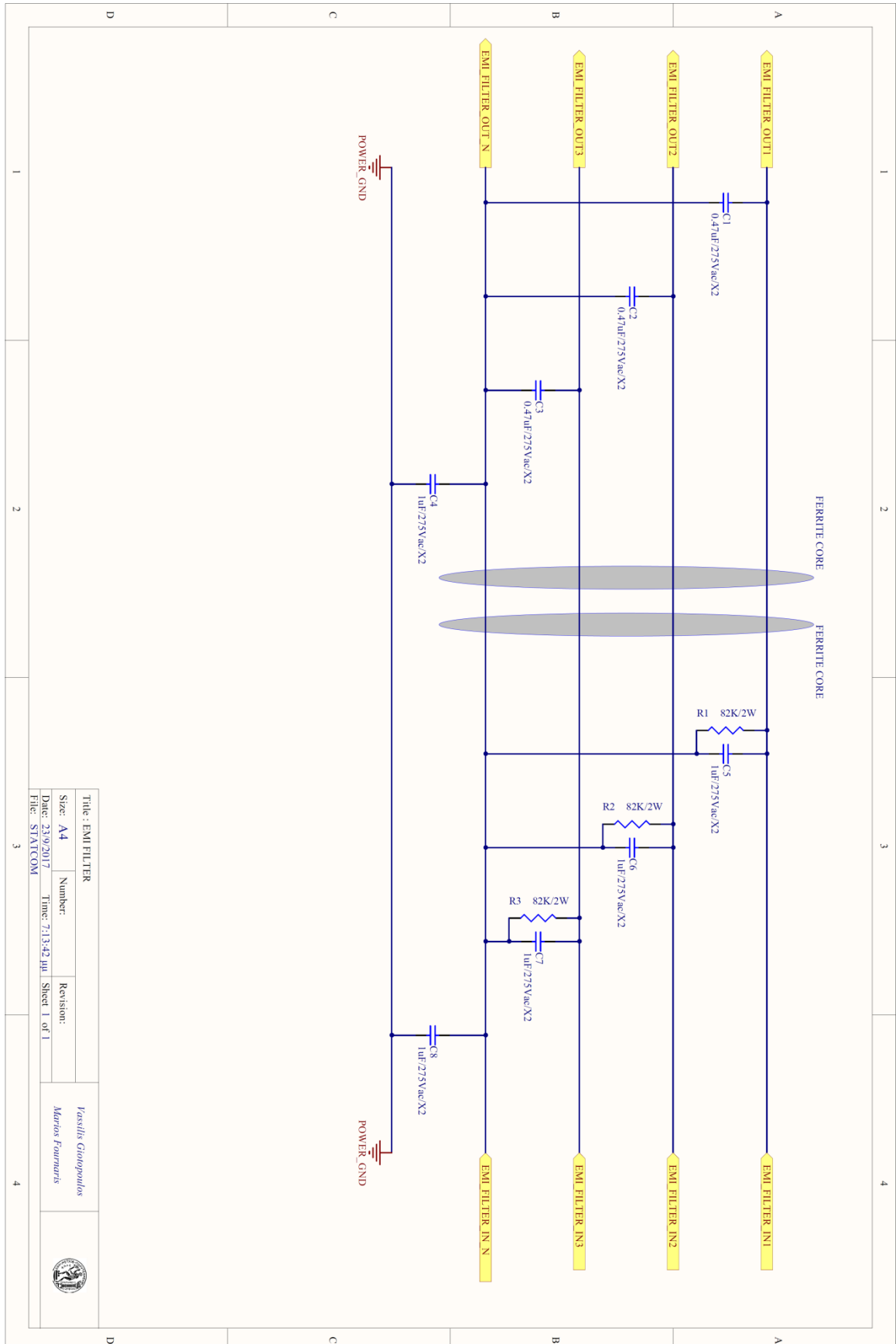


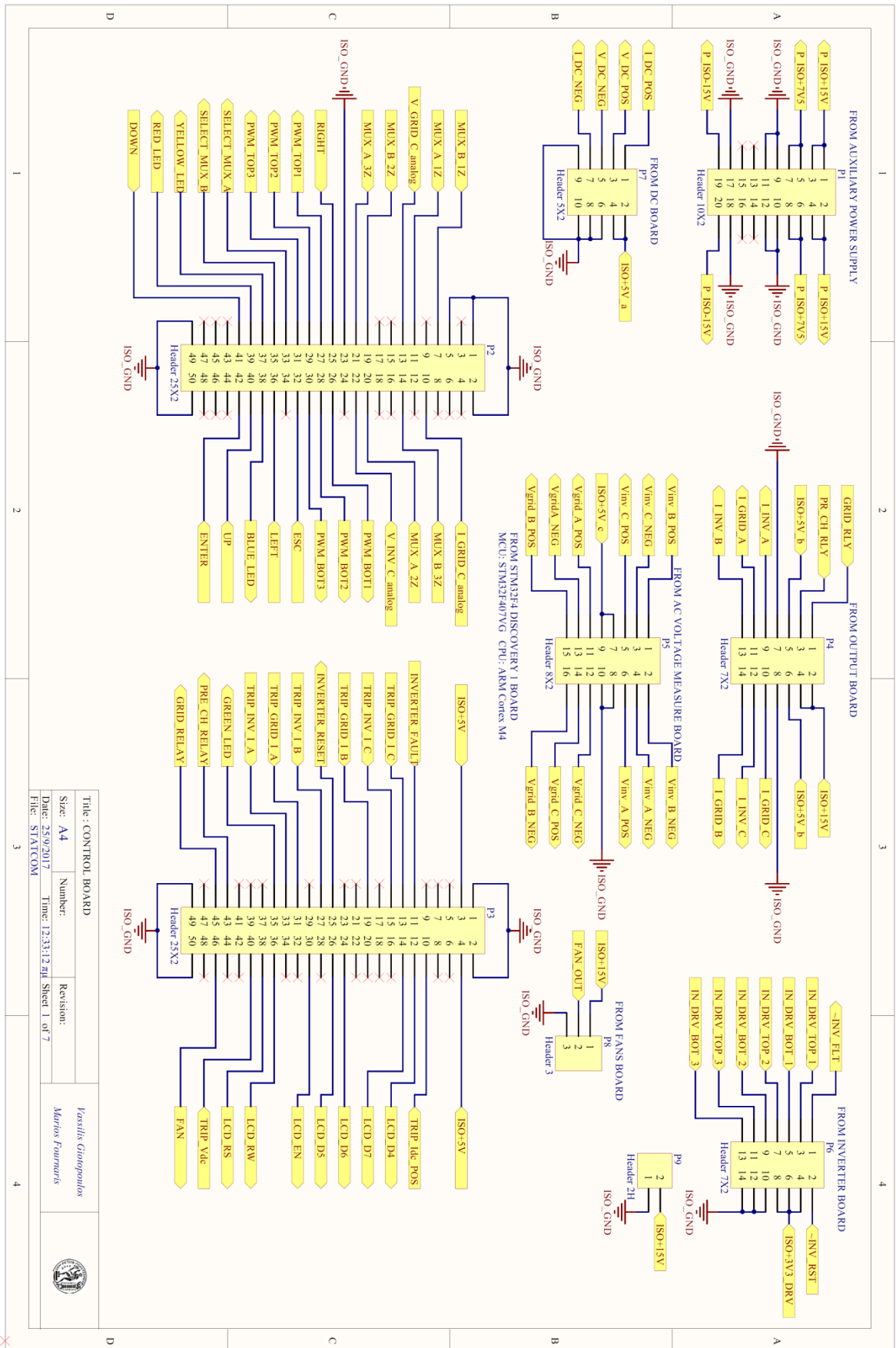


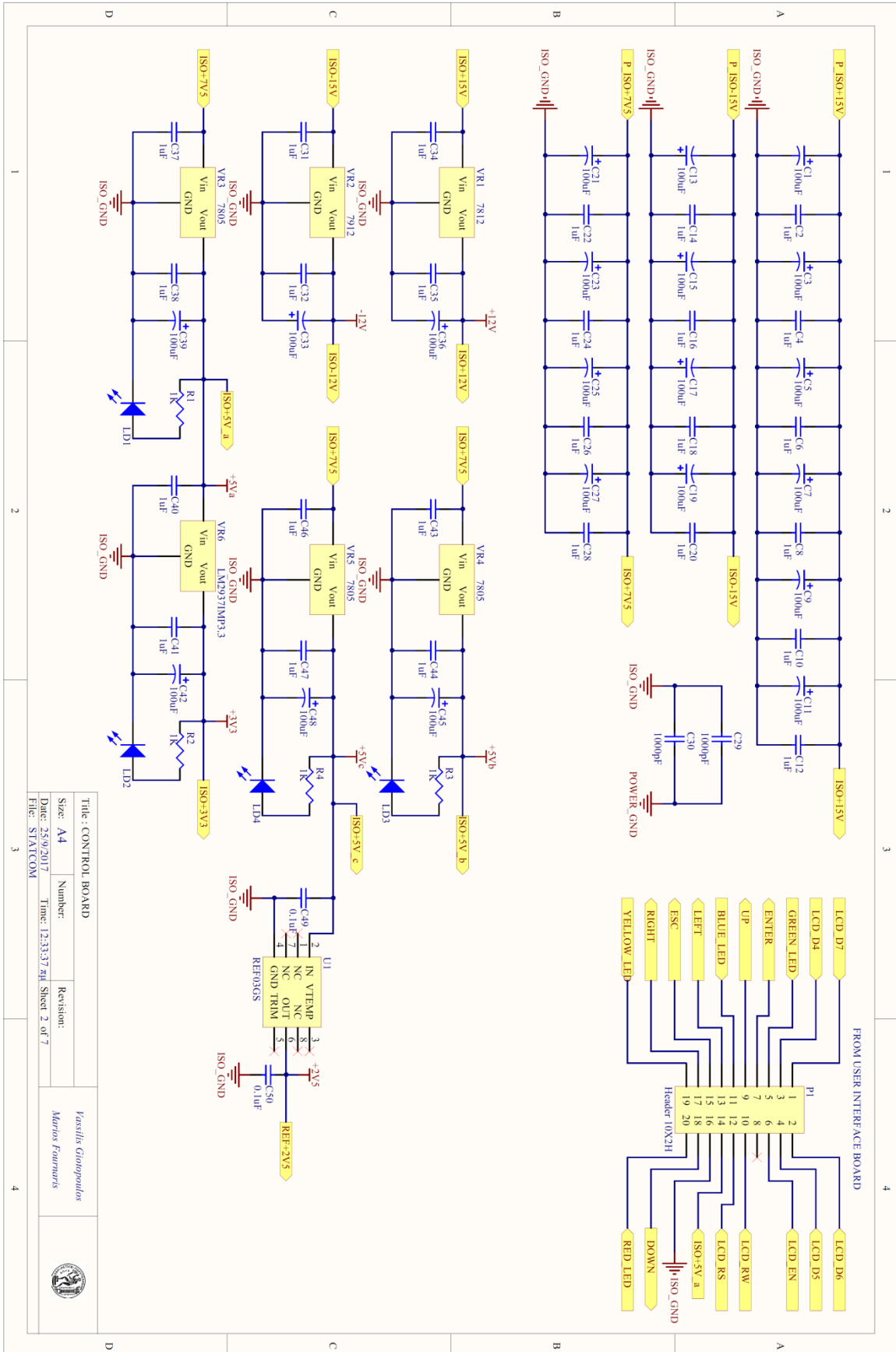
Title: AC VOLTAGE MEASURE BOARD		Revision:	
Size: A4	Number:	Revision:	
Date: 23/9/2017	Time: 6:28:14 µs	Revision:	
File: STATCOM	Sheet: 3 of 3	Revision:	

Fasilis Giannopoulos
 Marios Pournaris



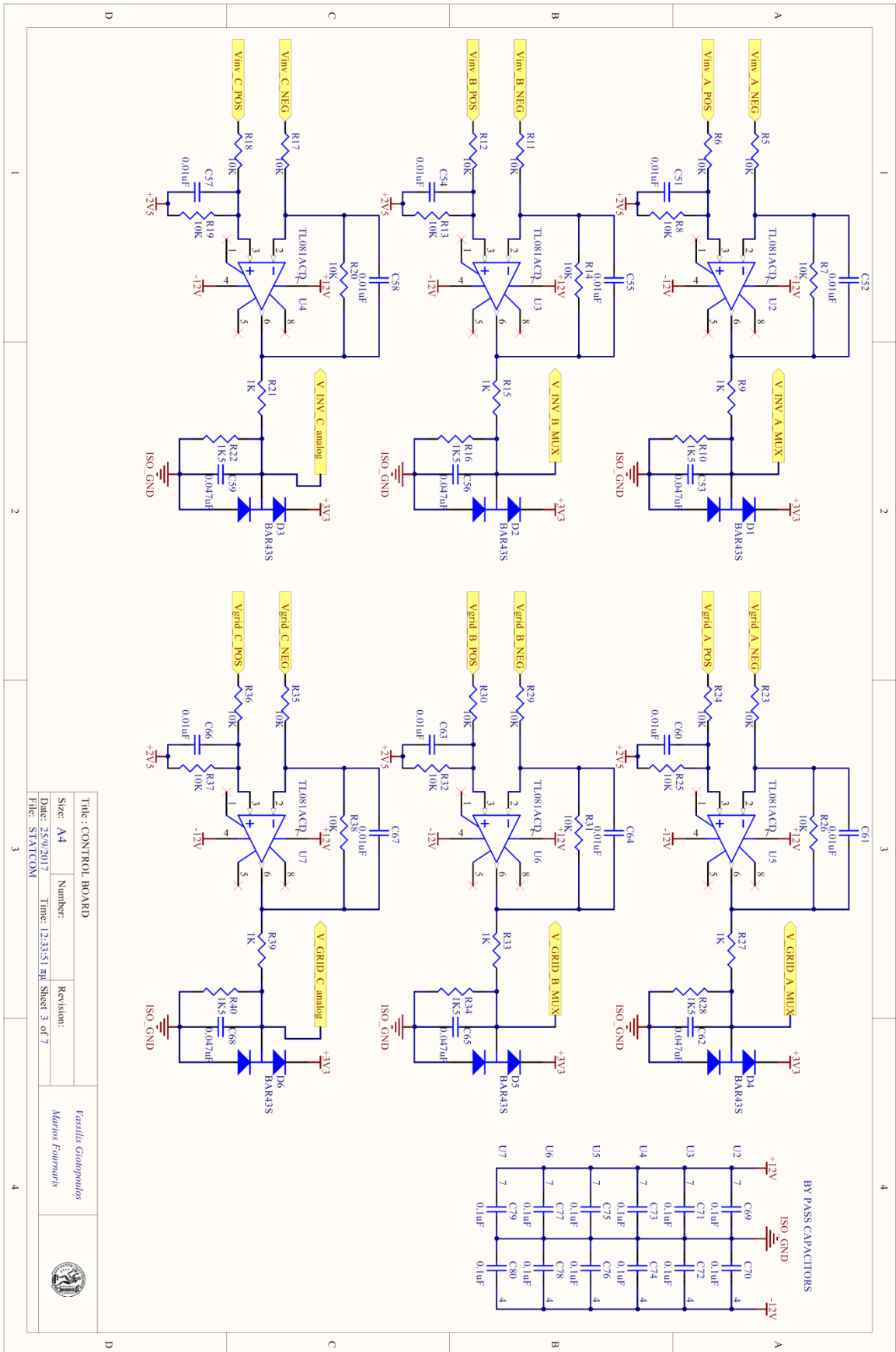


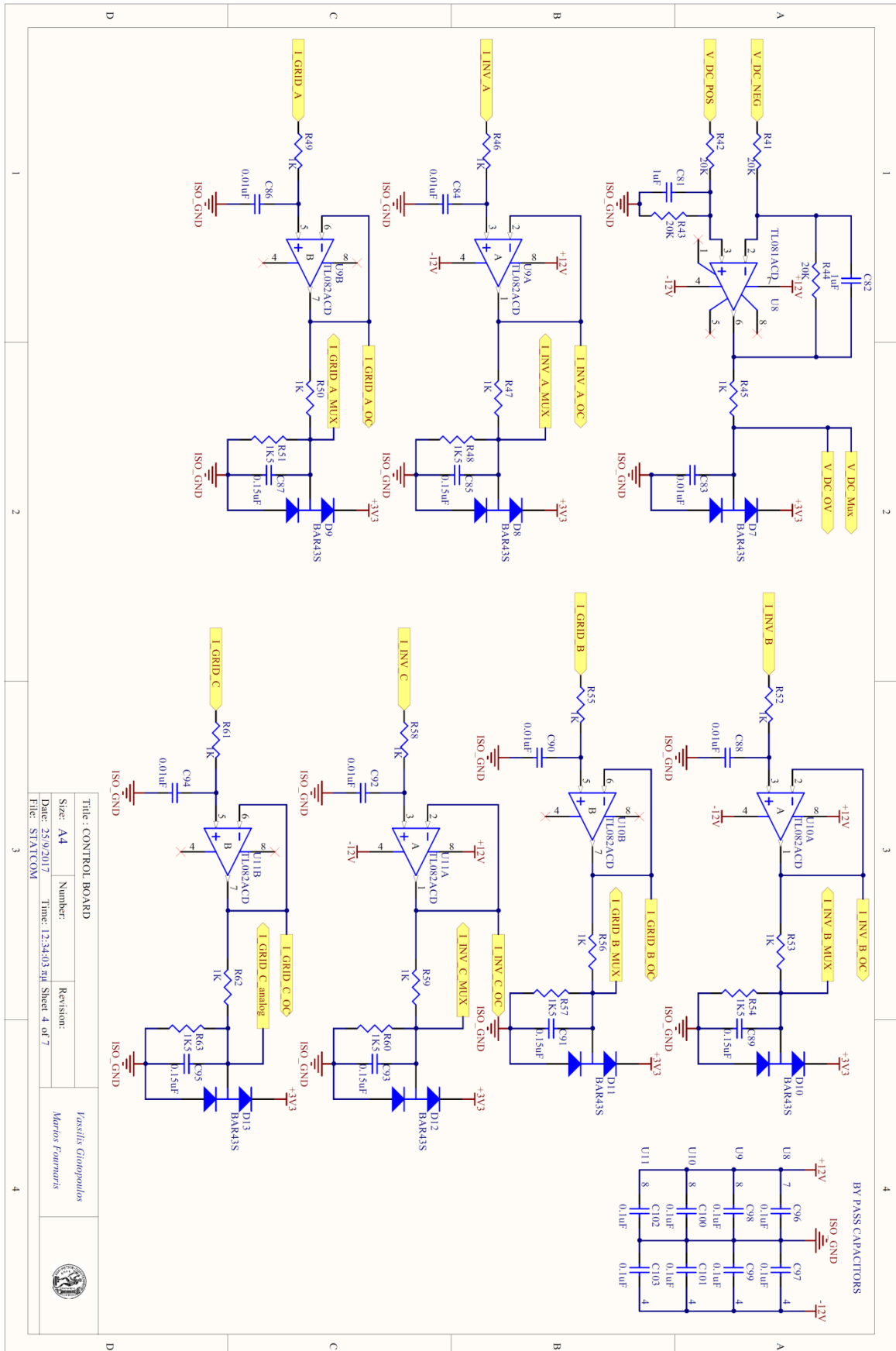




Title : CONTROL BOARD		Revision:
Size : A 4	Number:	
Date: 25/9/2017	Time: 12:33:37 PM	Sheet 2 of 7
File: STATCOM		
Vassilis Giannopoulos		
Marios Fouraris		

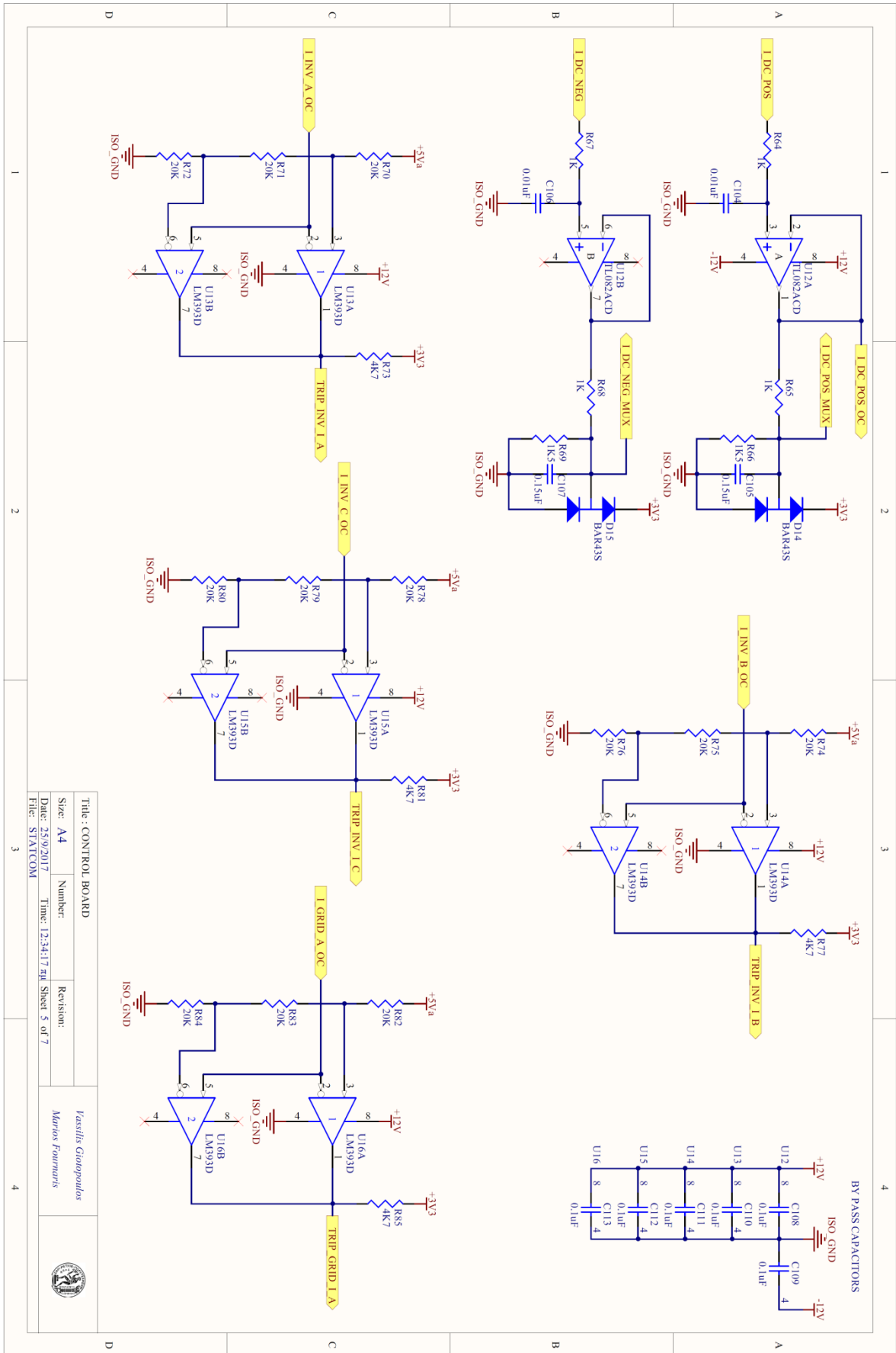




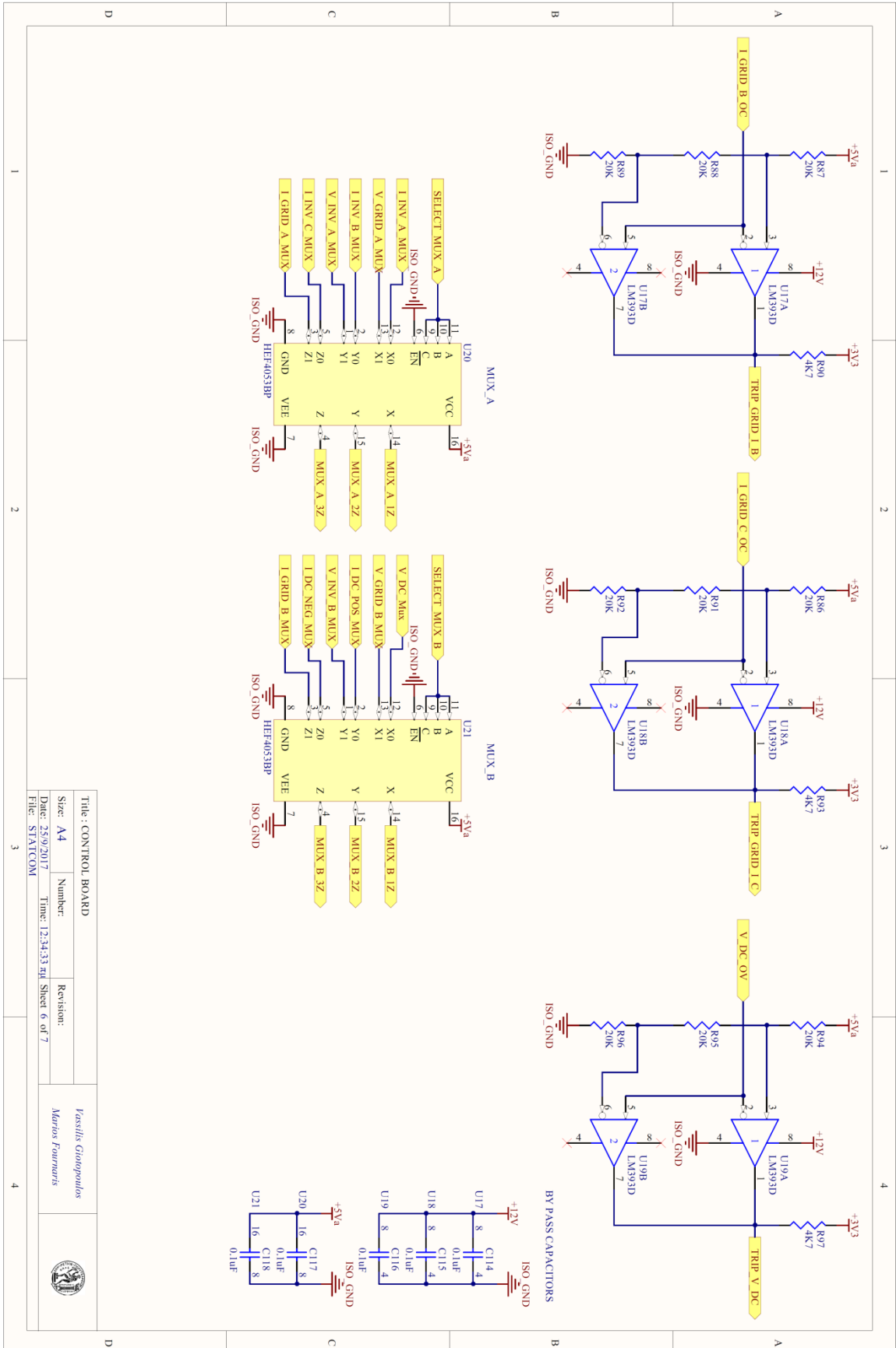


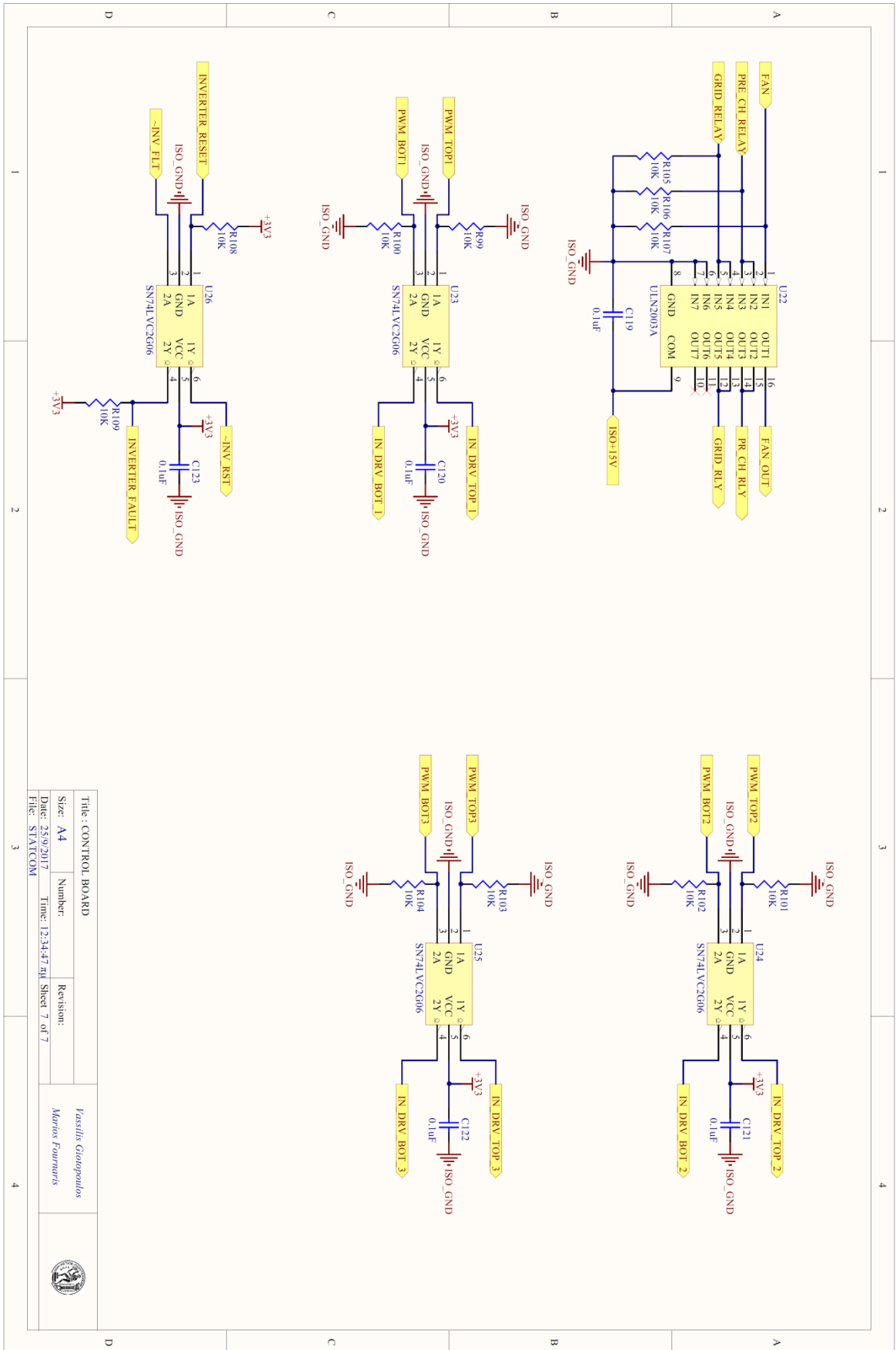
Title: CONTROL BOARD		Revision:	
Size: A4	Number:	Date: 25/9/2017	Time: 12:34:03 PM
File: STATCOM		Sheet: 4 of 7	
Yssiflis Giannopoulos		Mertus Fournaris	





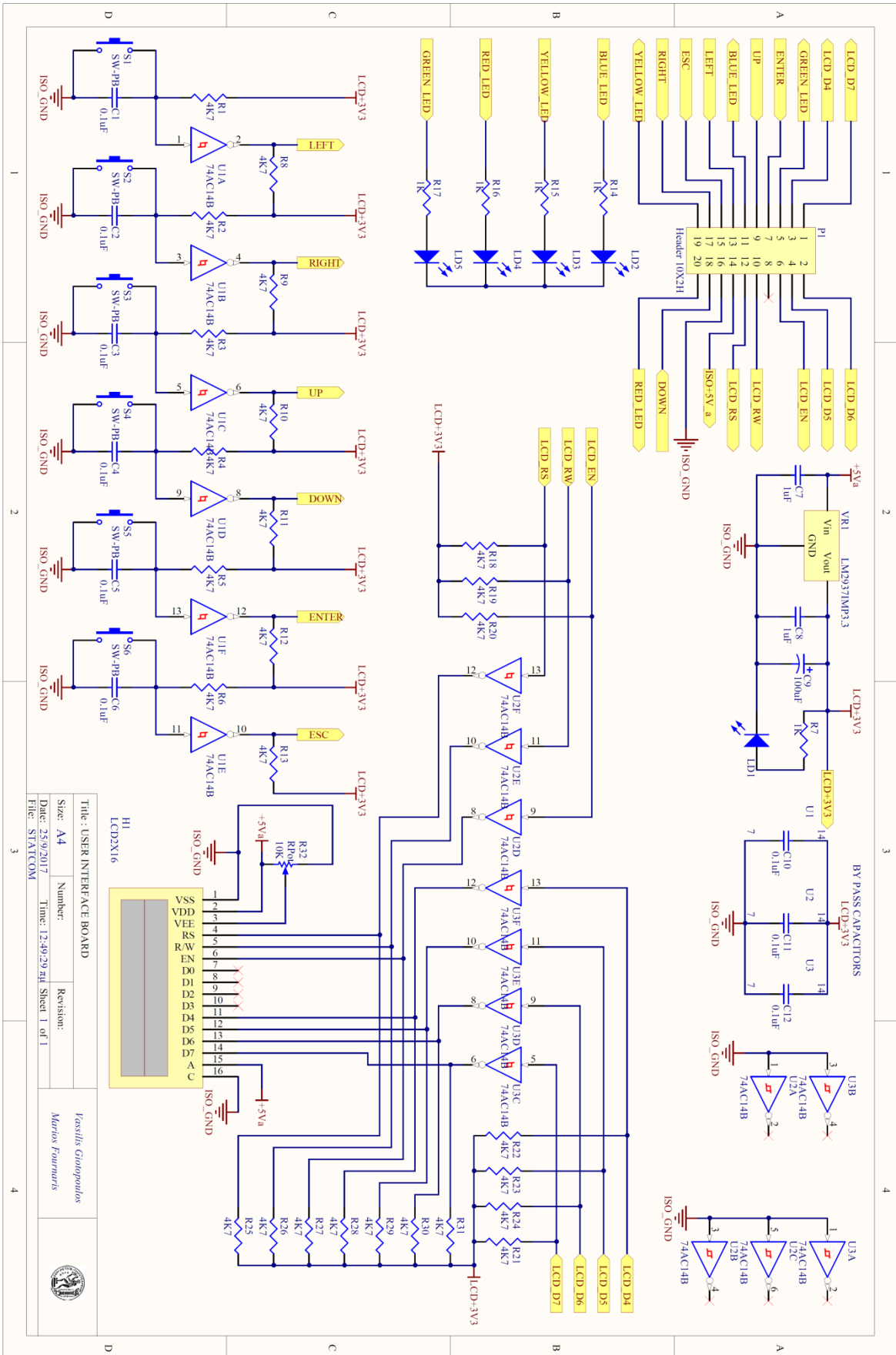
Title : CONTROL BOARD		Revision:	
Size : A4	Number :	Kastilis Giannopoulos	
Date: 25/9/2017	Time: 12:34:17	Marios Fournaris	
File: STATCOM	Sheet 5 of 7		
3			





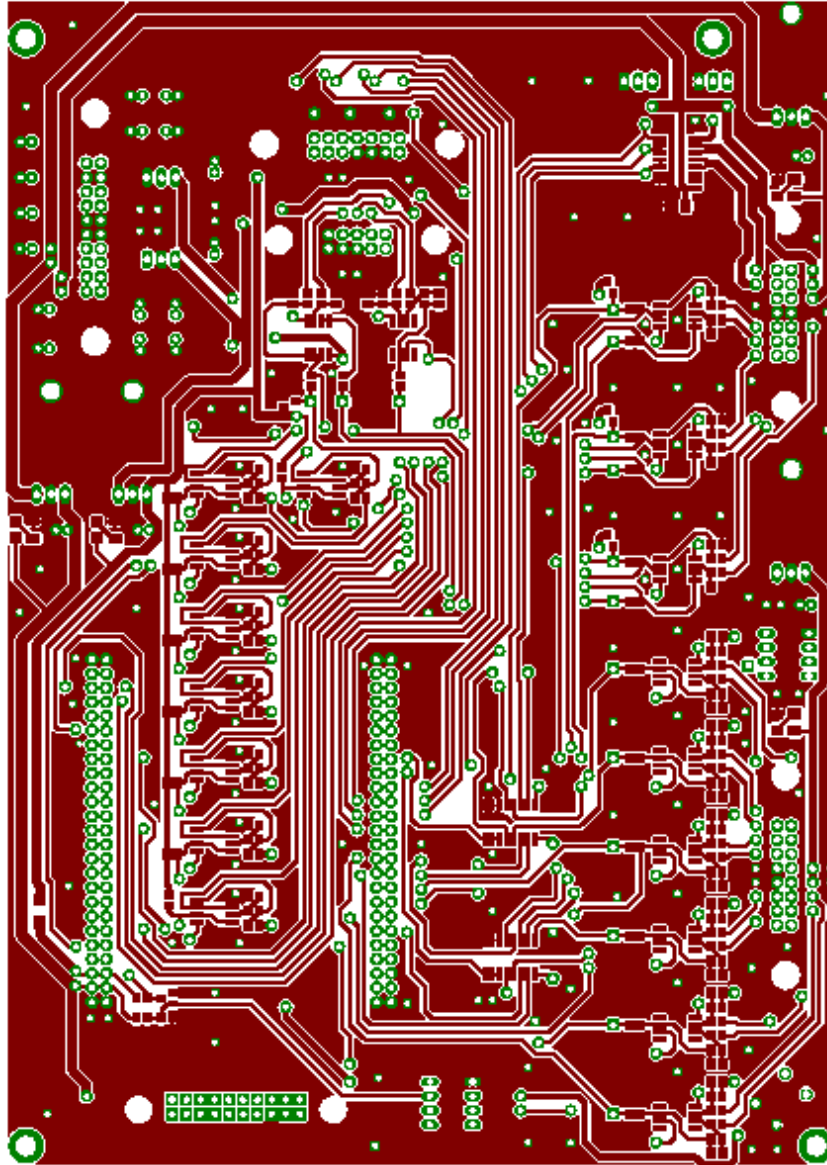
Title : CONTROL BOARD		Revision:	
Size : A4	Number:	Yasufik Giannopoulos	
Date : 25/9/2017	Time : 12:34:47 ml	Marios Fournaris	
File : STATCOM		Sheet 7 of 7	



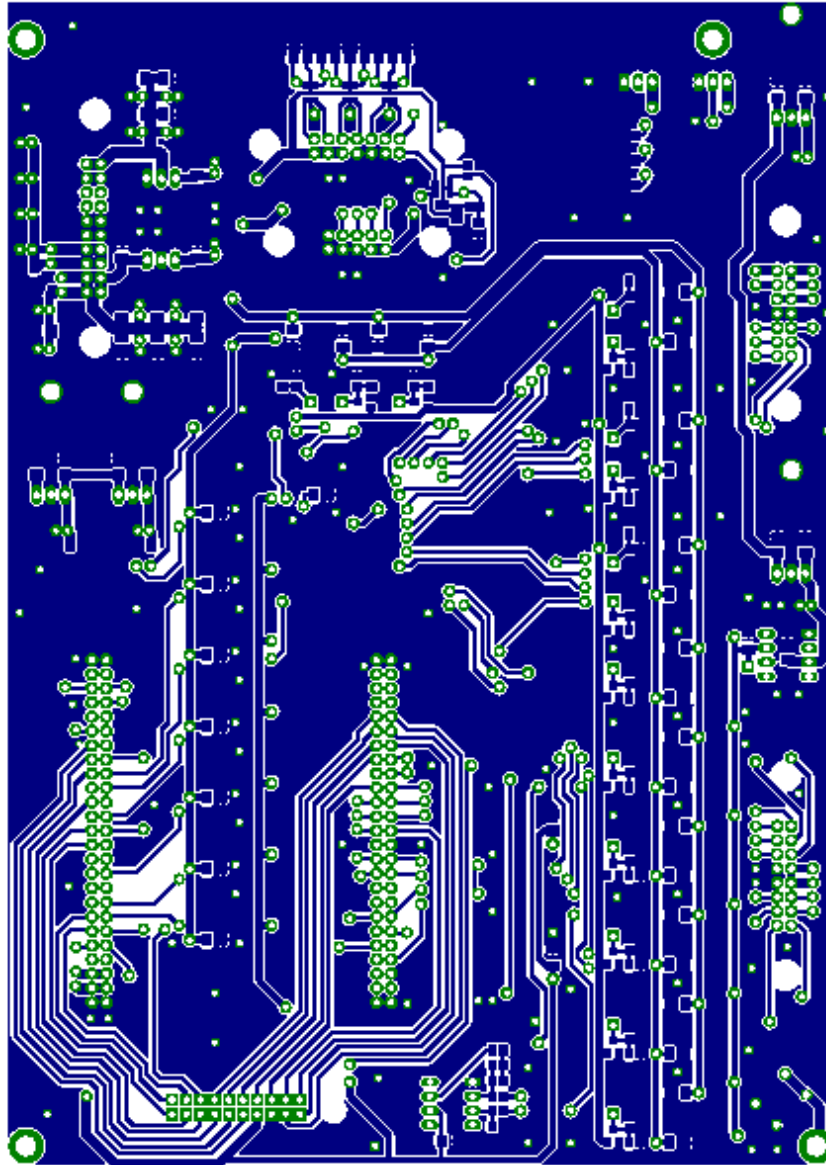


Γ.2. Σχέδια Τυπωμένων Κυκλωμάτων (PCB)

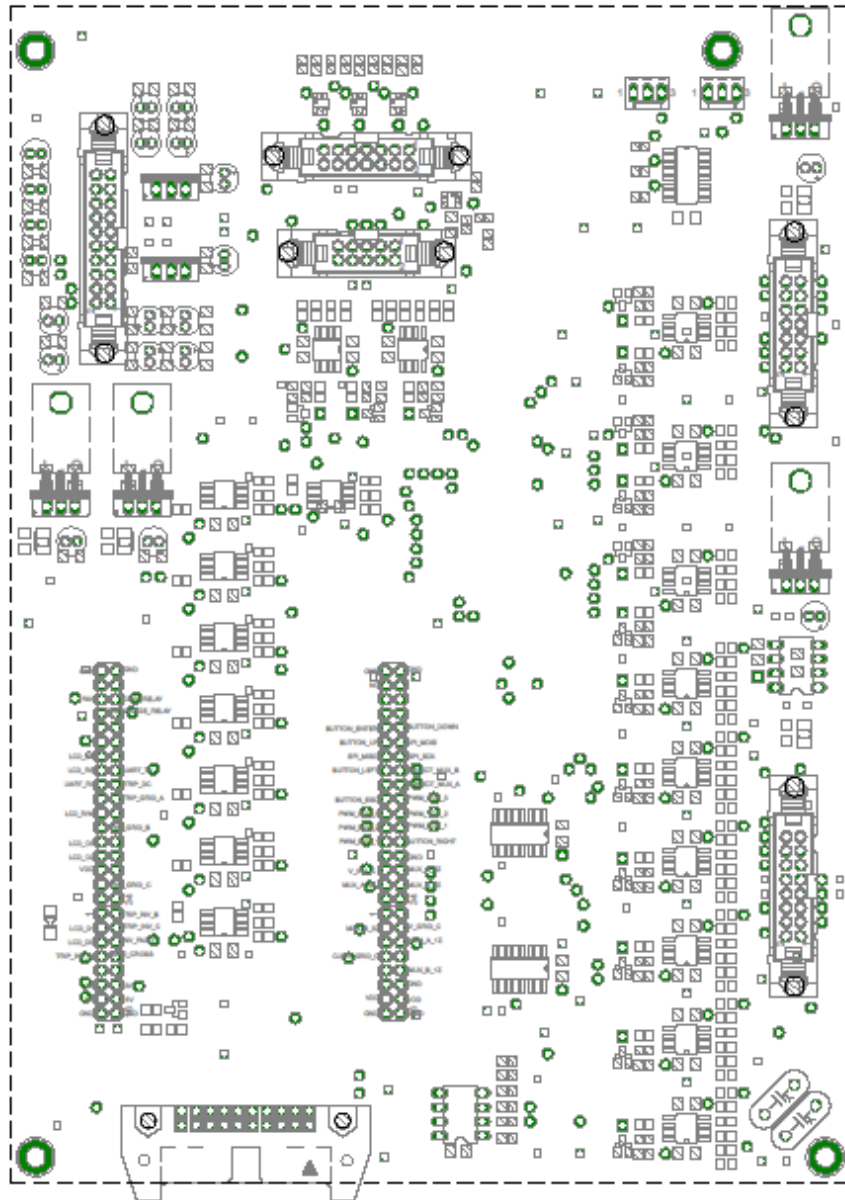
ΠΛΑΚΕΤΑ ΕΛΕΓΧΟΥ - ΑΝΩ ΟΨΗ (CONTROL BOARD - TOP)



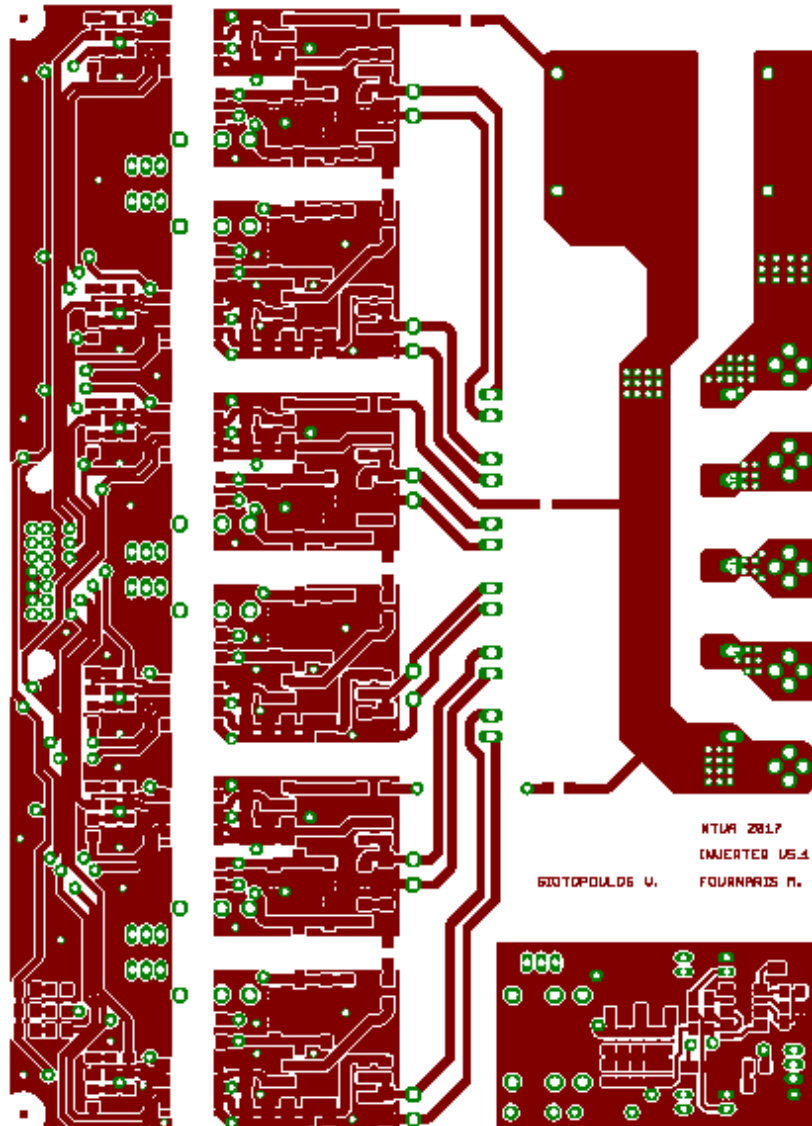
ΠΛΑΚΕΤΑ ΕΛΕΓΧΟΥ - ΚΑΤΩ ΟΨΗ (CONTROL BOARD - BOTTOM)



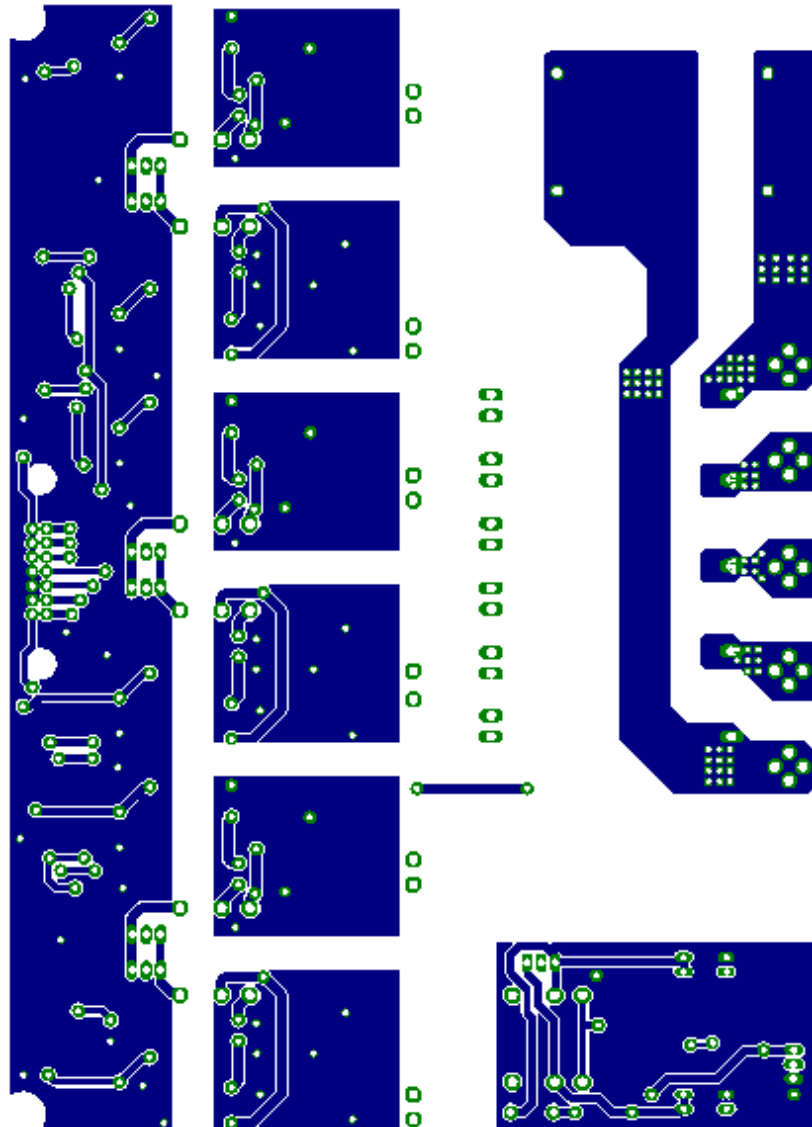
ΠΛΑΚΕΤΑ ΕΛΕΓΧΟΥ - ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΑ (CONTROL BOARD - COMPONENTS)



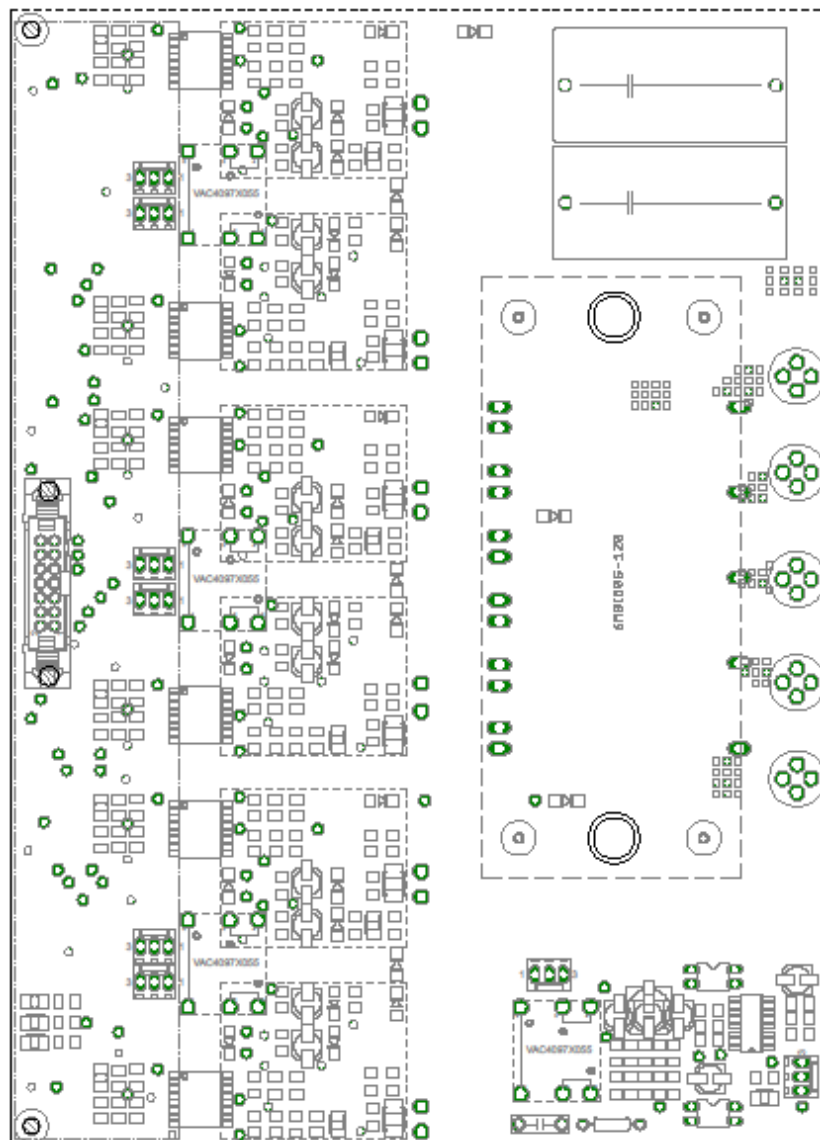
ΠΛΑΚΕΤΑ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ - ΑΝΩ ΟΨΗ (INVERTER BOARD - TOP)



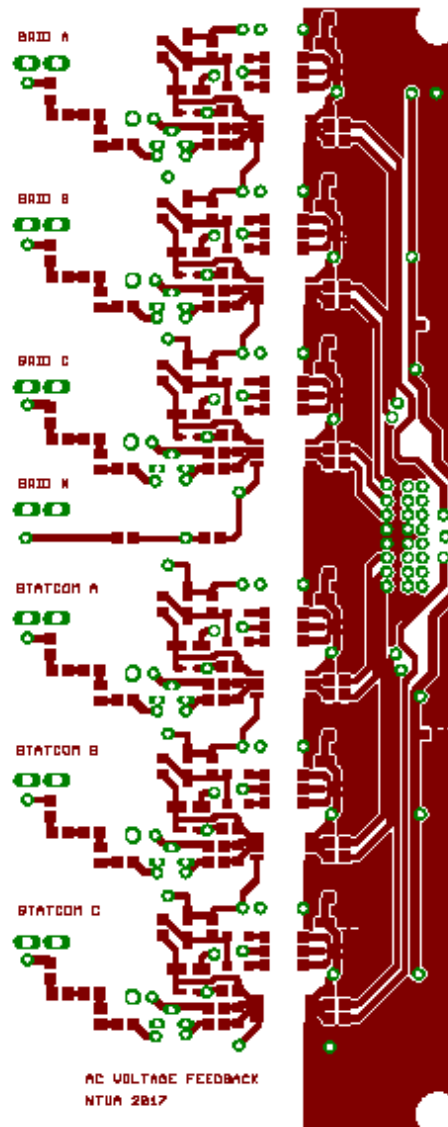
ΠΛΑΚΕΤΑ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ - ΚΑΤΩ ΟΨΗ (INVERTER BOARD - BOTTOM)



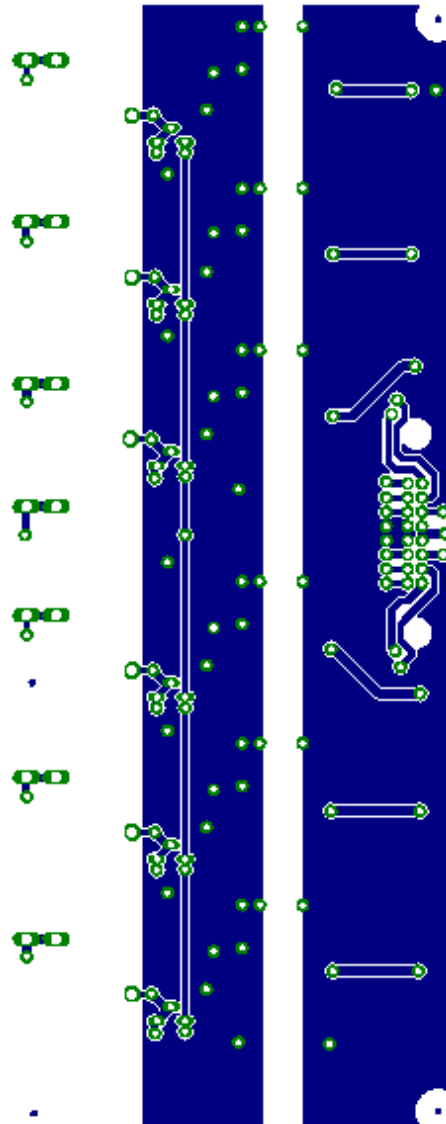
**ΠΛΑΚΕΤΑ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ - ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΑ
(INVERTER BOARD -COMPONENTS)**



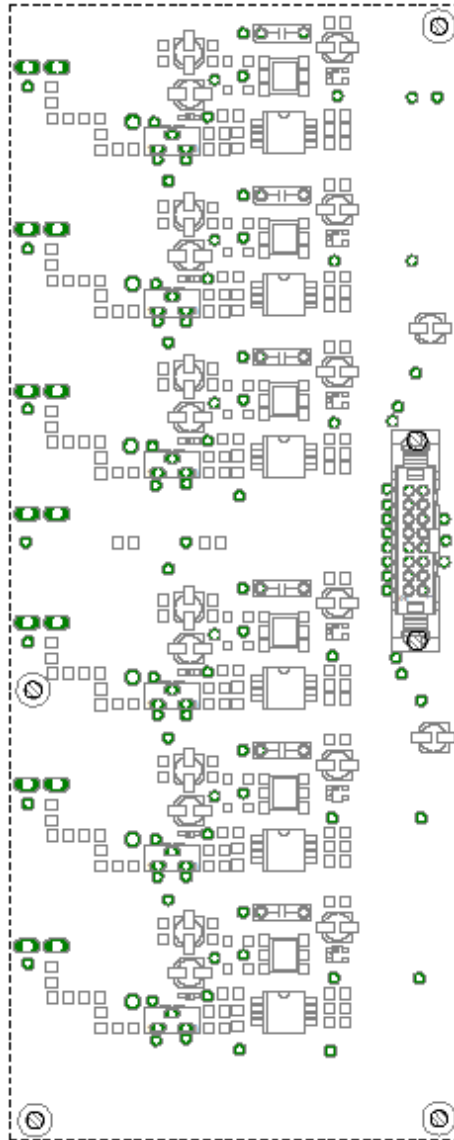
ΠΛΑΚΕΤΑ ΑC ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ - ΑΝΩ ΟΨΗ
(AC MEASURE BOARD - TOP)



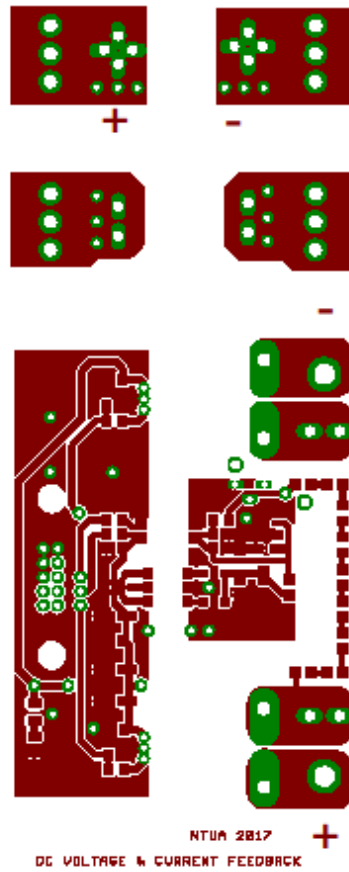
ΠΛΑΚΕΤΑ ΑΣ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ - ΚΑΤΩ ΟΨΗ
(AC MEASURE BOARD - BOTTOM)



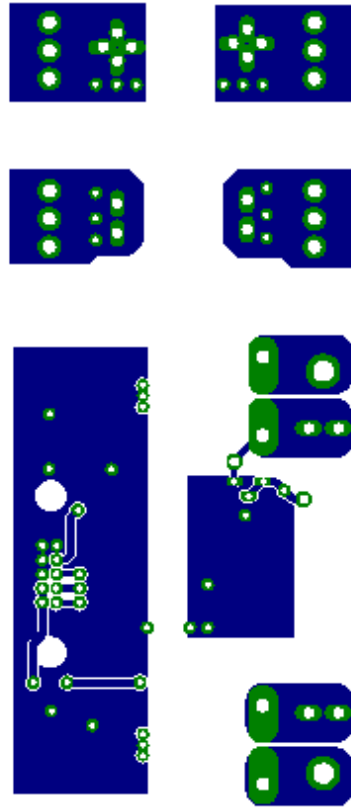
ΠΛΑΚΕΤΑ ΑC ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ - ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΑ
(AC MEASURE BOARD - COMPONENTS)



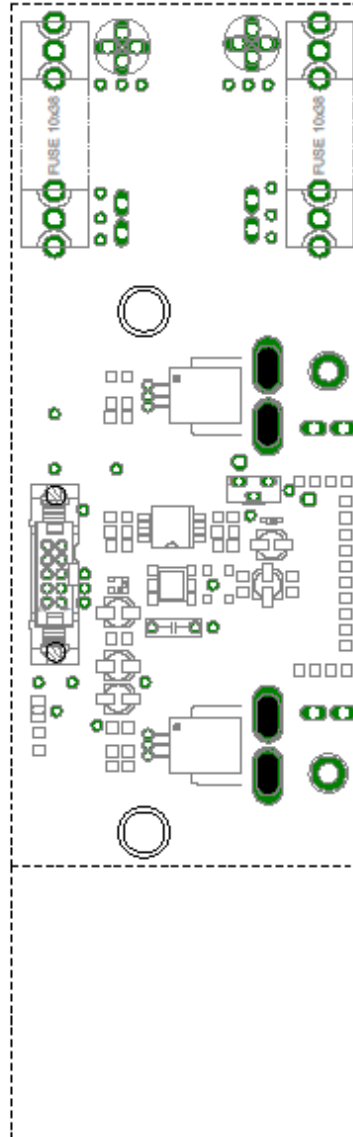
ΠΛΑΚΕΤΑ ΣΥΝΕΧΟΥΣ - ΑΝΩ ΟΨΗ (DC BOARD - TOP)



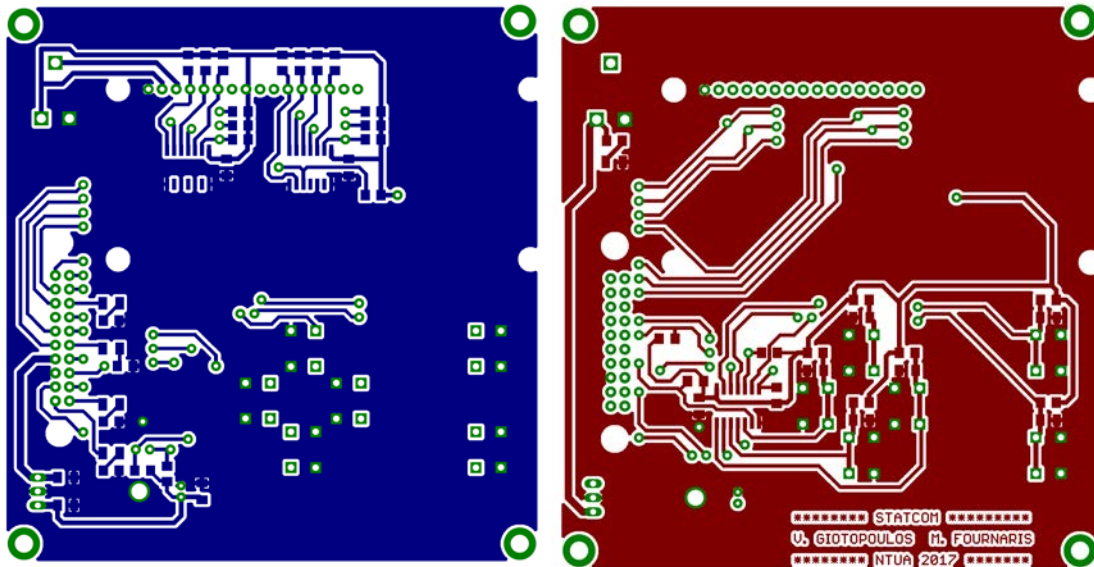
ΠΛΑΚΕΤΑ ΣΥΝΕΧΟΥΣ - ΚΑΤΩ ΟΨΗ (DC BOARD - BOTTOM)



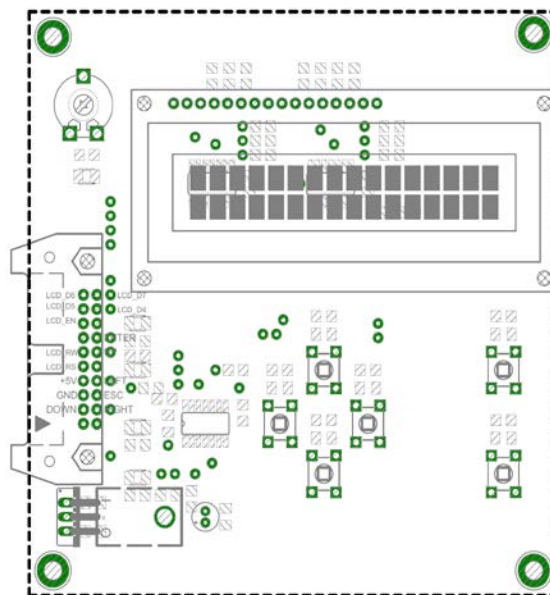
**ΠΛΑΚΕΤΑ ΣΥΝΕΧΟΥΣ - ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΑ
(DC BOARD - COMPONENTS)**



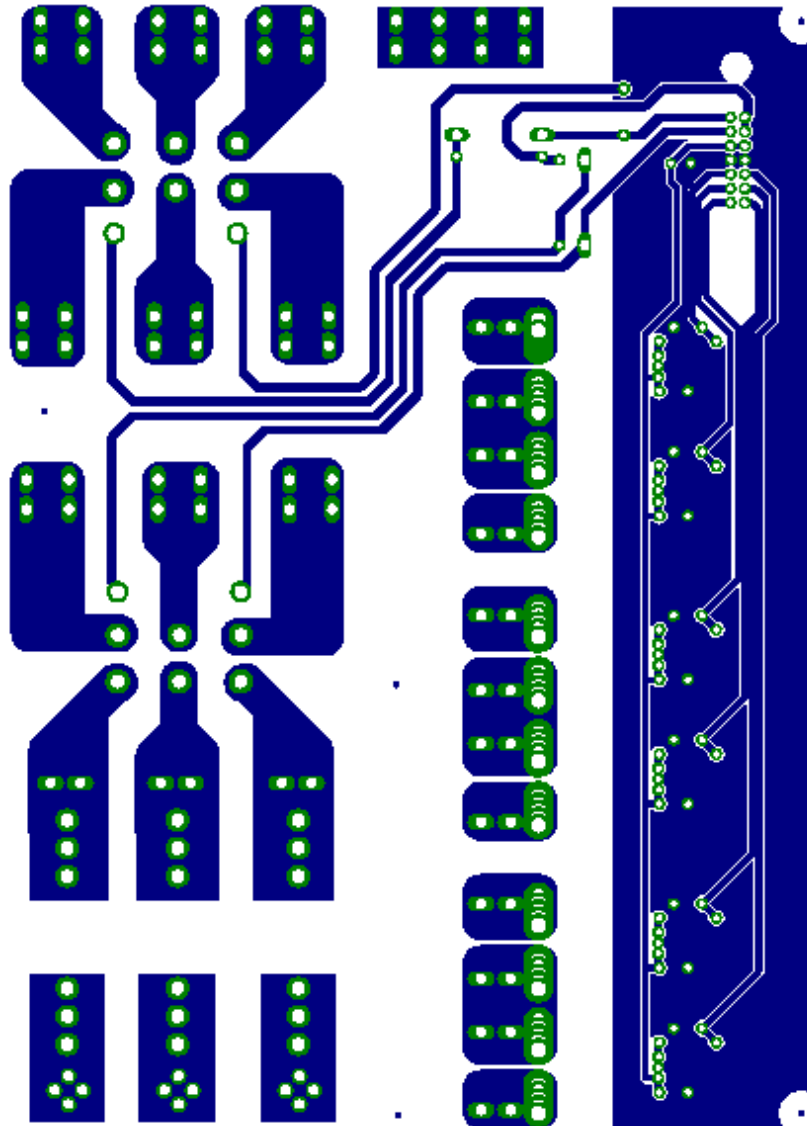
**ΠΛΑΚΕΤΑ ΧΡΗΣΤΗ - ΑΝΩ ΚΑΙ ΚΑΤΩ ΟΨΗ
(USER INTERFACE BOARD - TOP AND BOTTOM)**



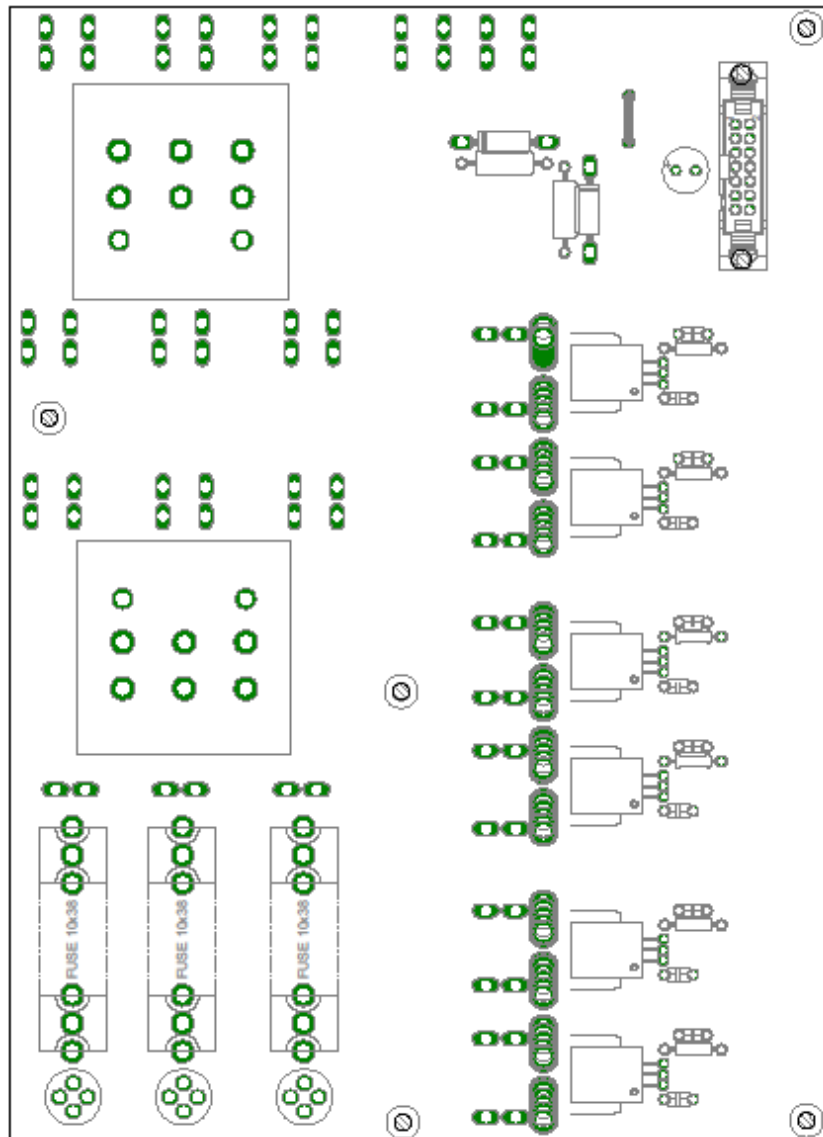
**ΠΛΑΚΕΤΑ ΧΡΗΣΤΗ - ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΑ
(USER INTERFACE BOARD - COMPONENTS)**



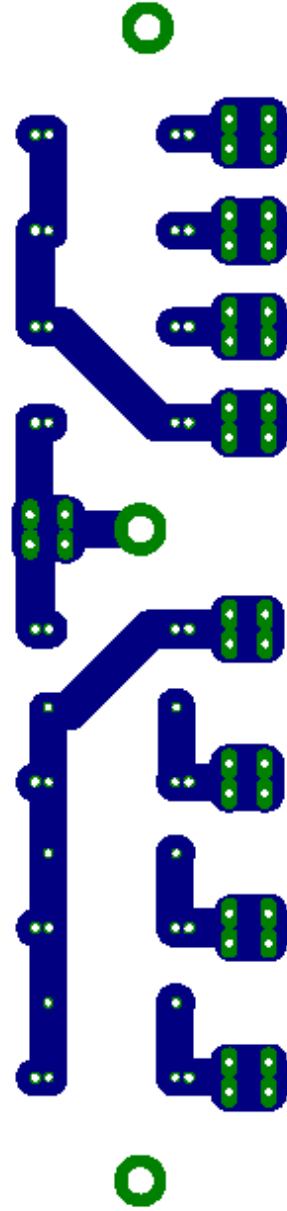
ΠΛΑΚΕΤΑ ΕΞΟΔΟΥ - ΚΑΤΩ ΟΨΗ (OUTPUT BOARD - BOTTOM)



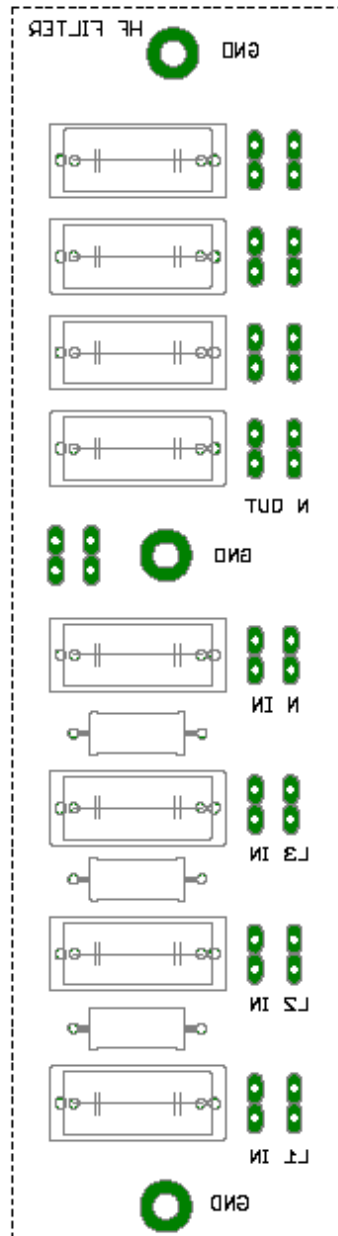
ΠΛΑΚΕΤΑ ΕΞΟΔΟΥ - ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΑ
(OUTPUT BOARD - COMPONENTS)



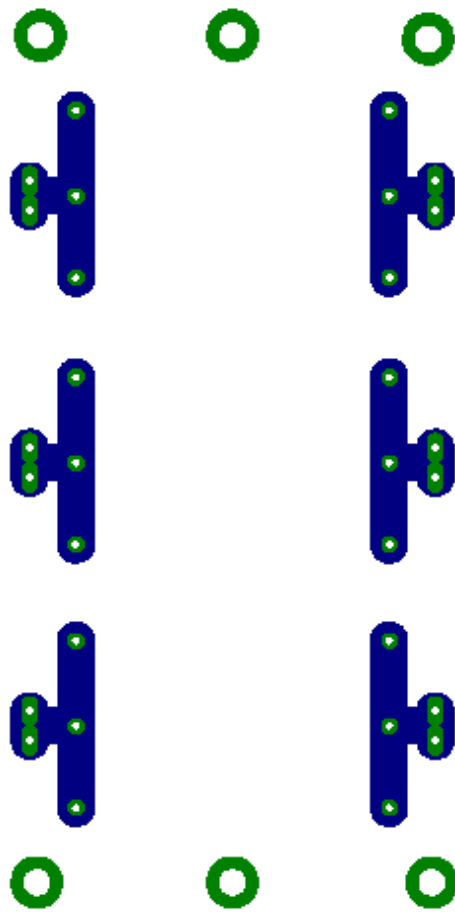
ΠΛΑΚΕΤΑ ΕΜΙ ΦΙΛΤΡΟΥ - ΚΑΤΩ ΟΨΗ (EMI FILTER BOARD - BOTTOM)



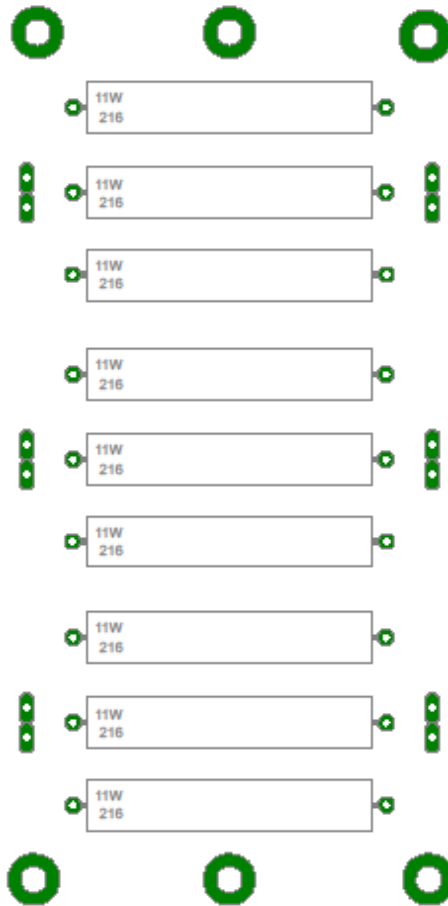
ΠΛΑΚΕΤΑ ΕΜΙ ΦΙΛΤΡΟΥ - ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΑ
(EMI FILTER BOARD - COMPONENTS)



**ΠΛΑΚΕΤΑ ΑΝΤΙΣΤΑΣΕΩΝ ΑΠΟΣΒΕΣΗΣ ΦΙΛΤΡΟΥ LCL - ΚΑΤΩ ΟΨΗ
(DAMPING BOARD - BOTTOM)**



**ΠΛΑΚΕΤΑ ΑΝΤΙΣΤΑΣΕΩΝ ΑΠΟΣΒΕΣΗΣ ΦΙΛΤΡΟΥ LCL - ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΑ
(DAMPING BOARD - COMPONENTS)**



Βιβλιογραφία

- [1] Σ. Μανιάς, "Ηλεκτρονικά Ισχύος", Εκδόσεις Συμείων, Αθήνα 2014.
- [2] N. Mohan, T. A. Undeland, W. P. Robbins, "Εισαγωγή στα Ηλεκτρονικά Ισχύος: Ανάλυση Σχεδίαση και Εφαρμογές των Ηλεκτρονικών Μετατροπέων Ισχύος", Εκδόσεις Τζιόλα, 3η έκδοση, Αθήνα, 2010.
- [3] F. Shahnia, S. Rajakaruna, A. Ghosh, "Static Compensators (STATCOMs) in Power Systems", Springer, 2014.
- [4] Texas Instruments Incorporated, "Software phase locked loop design using C2000 microcontrollers for three phase connected applications", application report SPRABT4A, November 2013.
- [5] M. B. Said-Romdhane, M. W. Naouar, I. S. Belkhodja, E. Monmasson, "An Improved LCL Filter Design in Order to Ensure Stability without Damping and Despite Large Grid Impedance Variations", article 10-000336 vol.2, Energies, March 2017.
- [6] Ben Said-Romdhane, M. Naouar, M. W. Slama. Belkhodja, I., Monmasson, E. "Simple and systematic LCL filter design for three-phase grid-connected power converters", Math. Comput. Simul. 2016, 130, pp 181–193.
- [7] 519-1992-IEEE, Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, The Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.: New York, NY, USA, 1993.
- [8] R. Teodorescu, M. Liserre, P. Rodriguez, "Grid Converters for photovoltaic and wind power systems", Wiley, 2011.
- [9] J.Grainger, W. D. Stevenson, G. W. CHang, "Power System Analysis", Mc Graw Hill , New York, 2016.
- [10] B. K. Bose, "Power electronics and variable frequency drives : technology and applications", IEEE Press, New York, 1997.
- [11] H. Akagi, E. H. Watanabe, M. Aredes, "Instantaneous power theory and applications to power conditioning", IEEE Press, Wiley, New Jersey, 2007.

- [12] O. Balaman, "Reactive Power Compensation", Thesis, Dokuz Eylul University, Turkey, October 2012.
- [13] Γ. Π. Σύρκος, "Ψηφιακή Επεξεργασία Σήματος: Εισαγωγή Θεωρία Εφαρμογές ", 4η έκδοση, Αθήνα, 2005.
- [14] A. Julean, "Active damping of LCL filter resonance in grid connected applications", Master thesis , Aalborg University , September 2009.
- [15] Texas Instruments Incorporated, "Differential Signal Conditioning Circuit for Current and Voltage Measurement Using Fluxgate Sensors", TIDU569–October 2014.
- [16] Texas Instruments Incorporated, "Isolated Current (Shunt-Based) and Voltage Sensing for Smart Grid Applications", TIDU429A–September 2014–Revised March 2015.
- [17] Texas Instruments Incorporated, "Isolated Current and Voltage Measurement Using Fully Differential Isolation Amplifier", TIDUA58–August 2015.
- [18] P. Kundur, "Power System Stability and Control", Mc Graw Hill, USA, 1994.
- [19] Π. Γεωργιάκης, "Σύγχρονα Συστήματα Μεταφοράς και Διανομής Ηλεκτρικής Ενέργειας", ΣΕΑΒ Κάλλιπος, Αθήνα, 2015.
- [20] ST Microelectronics, "STM32F405xx STM32F407xx", DocID022152-Rev8, 2016.
- [21] ST Microelectronics, "RM0090 Reference Manual", DocID018909-Rev8, 2017.
- [22] Γ. Κορρές, "Σημειώσεις ευέλικτων συστημάτων μεταφοράς", Αθήνα, Σεπτέμβριος 2007.
- [23] X Zhang, C. Rehtanz, B. Pal, "Flexible ac transmission systems: modeling and control", Springer, New York, 2006.
- [24] T. J. Miller, "Reactive power control in electrical systems", Wiley, USA, 1982.
- [25] K. R. Padiyar, "FACTS controllers in power transmission and distribution, New age international publishers, New-Delhi, 2007.