

ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ



Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών

ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

**Σχεδιασμός και υλοποίηση ελεγκτή πραγματικού χρόνου για
DC/AC μετατροπέα πολλαπλών εισόδων με δυνατότητα
παροχής βοηθητικών υπηρεσιών στο ηλεκτρικό δίκτυο.**

Ονοματεπώνυμο: Δακανάλης Μιχαήλ

ΑΜ: 2020039004

ΕΞΕΤΑΣΤΙΚΗ ΕΠΙΤΡΟΠΗ

Κανέλλος Φώτιος, Αναπληρωτής Καθηγητής ΗΜΜΥ (επιβλέπων)

Κουτρούλης Ευτύχιος, Αναπληρωτής Καθηγητής ΗΜΜΥ

Σταυρακάκης Γεώργιος, Καθηγητής ΗΜΜΥ

Χανιά, Αύγουστος 2022

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον επιβλέποντα καθηγητή μου κ. Κανέλλο Φώτιο καθώς και τον αναπληρωτή καθηγητή κ. Κουτρούλη Ευτύχιο για την καθοδήγηση τους καθ' όλη την διάρκεια της μεταπτυχιακής μου διατριβής.

Θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω τους συναδέλφους μου στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Κυκλωμάτων και Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας, κ. Ροδίτη Ιωάννη, κ. Καλαϊτζάκη Ιάσωνα, κ. Φωτεινόπουλο Γεώργιο και κ. Μανδουραράκη Ιωάννη για την άριστη συνεργασία και την πολύτιμη βοήθεια τους.

Η παρούσα μεταπτυχιακή διατριβή εκπονήθηκε στα πλαίσια υλοποίησης του έργου “Εξυπνος ηλεκτρονικός μετατροπέας ισχύος για την παροχή ολοκληρωμένων υπηρεσιών σε ηλεκτρικά δίκτυα και καταναλωτές «ΕΡΕΥΝΩ-ΔΗΜΙΟΥΡΓΩ-ΚΑΙΝΟΤΟΜΩ»

Περίληψη

Τα τελευταία χρόνια, η ανάγκη για μεγαλύτερη αξιοποίηση των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας έχει ευνοήσει την ανάπτυξη της διεσπαρμένης παραγωγής (ΔΠ), μεταβάλλοντας τον τρόπο λειτουργίας των συστημάτων παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας. Για την διασύνδεση των μονάδων ΔΠ με το ηλεκτρικό δίκτυο, απαιτούνται κατάλληλοι ηλεκτρονικοί μετατροπείς με στόχο την ρύθμιση της ποσότητας και την βελτίωση της ποιότητας ισχύος, επιτυγχάνοντας την μέγιστη δυνατή απόδοση. Επιπλέον, λόγω της μεγάλης διείσδυσης των μονάδων ΔΠ, η ανάγκη για παροχή βοηθητικών υπηρεσιών καθώς και η ικανότητα αδιάληπτης λειτουργίας σε περιπτώσεις σφάλματος είναι επιτακτική. Στην εν λόγω μεταπτυχιακή εργασία παρουσιάζεται ο σχεδιασμός και η υλοποίηση ενός ελεγκτή πραγματικού χρόνου για έναν μετατροπέα πολλαπλών εισόδων με δυνατότητα διασύνδεσης με τοπικό φορτίο ή με το ηλεκτρικό δίκτυο. Ο μετατροπέας διαθέτει τέσσερις εισόδους εκ των οποίων οι τρεις υποστηρίζουν αμφίδρομη ροή. Πιο συγκεκριμένα, υποστηρίζει την σύνδεση μίας φωτοβολταϊκής συστοιχίας, μίας συστοιχίας υπερπυκνωτών, μίας συστοιχίας μπαταριών και ενός ηλεκτρικού οχήματος. Η μονάδα ελέγχου που σχεδιάστηκε έχει προσαρμοστεί σε δύο διαφορετικές τοπολογίες του συγκεκριμένου μετατροπέα ο οποίος στοχεύει στην μείωση του κόστους, της πολυπλοκότητας καθώς και των συνολικών απωλειών ισχύος. Επιπλέον, ο ελεγκτής υποστηρίζει ικανότητα αδιάληπτης λειτουργίας με ταυτόχρονη στήριξη τάσης, καθώς και στήριξη συχνότητας αξιοποιώντας με κατάλληλο τρόπο τις εισόδους του μετατροπέα. Η ορθή λειτουργία του ελεγκτή επιβεβαιώθηκε σε επίπεδο προσομοίωσης και εφαρμόστηκε σε μικροελεγκτή για την οδήγηση του πραγματικού κυκλώματος του μετατροπέα. Τέλος, για την σύνδεση του πραγματικού κυκλώματος με την μονάδα ελέγχου που εκτελείται στον μικροελεγκτή, σχεδιάστηκαν κατάλληλες τυπωμένες πλακέτες για τις διατάξεις μέτρησης των τάσεων και των ρευμάτων του μετατροπέα. Τα αποτελέσματα που προέκυψαν, αποδεικνύουν την ορθή λειτουργία της μονάδας ελέγχου που σχεδιάστηκε, τόσο για την ρύθμιση των ροών ισχύος μεταξύ των τεσσάρων εισόδων και της εξόδου του μετατροπέα όσο και για την επίτευξη χαμηλής αρμονικής παραμόρφωσης.

Abstract

In recent years, the need for greater utilization of renewable energy sources has favored the development of distributed generation (DG), altering how electricity production systems operate. In order to interconnect the DG units with the electrical network, appropriate electronic converters are required in order to regulate the quantity and improve the quality of power, achieving the maximum possible efficiency. Additionally, since DG units are so widely utilized, it is essential to provide ancillary services and support low voltage ride through capability. This master's thesis presents the design and implementation of a real-time controller for a multi-port converter capable of interfacing with a local load or the power grid. The converter has four inputs, three of which support bidirectional power flow. In particular, it permits the connection of a solar array, a supercapacitor bank, a battery bank and an electric vehicle. The designed control unit has been adapted to two different topologies of the converter which aims to reduce the cost, complexity as well as total power losses. Additionally, by properly utilizing the converter inputs, the controller enables frequency support and low voltage ride through capabilities. The correct operation of the controller was confirmed at simulation level and implemented in a microprocessor to operate the actual converter circuit. Finally, appropriate printed circuit boards were built for the voltage and current measurement of the converter in order to connect the real circuit with the control unit operating on the microprocessor. The obtained results show that the designed control unit operates properly, both for regulating power flows between the four inputs and the converter output and for producing low harmonic distortion.

Περιεχόμενα

1	Εισαγωγή.....	7
1.1	Σκοπός της Εργασίας.....	8
1.2	Δομή της Εργασίας.....	9
2.	Βιβλιογραφική Ανασκόπηση.....	10
2.1	Περιγραφή μετατροπών ισχύος πολλαπλών θυρών.....	10
2.2	Ελεγκτές πραγματικού χρόνου για αντιστροφείς DC/AC.....	11
2.2.1	Τεχνικές γραμμικού ελέγχου.....	11
2.2.2	Τεχνικές μη γραμμικού ελέγχου (Non-Linear Control Techniques).....	15
2.3	Βοηθητικές υπηρεσίες.....	19
2.3.1	Στήριξη Συχνότητας.....	19
2.3.2	Στήριξη Τάσης.....	21
2.4	Ικανότητα Αδιάληπτης Λειτουργίας (LVRT).....	22
3.	Περιγραφή του Μετατροπέα Πολλαπλών εισόδων.....	23
3.1	Επεξήγηση των επιμέρους στοιχείων του μετατροπέα.....	23
3.2	Σχεδιασμός φίλτρου εξόδου.....	24
4.	Εισαγωγή στην σχεδίαση του ελεγκτή πραγματικού χρόνου.....	26
4.1	Περιγραφή της λειτουργίας του βρόχου κλειδώματος φάσης (PLL).....	27
4.2	d-q έλεγχος τριφασικού αντιστροφέα με πηγή τάσης στην είσοδο για ρύθμιση ενεργού και αέργου ισχύος.....	28
4.2.1	Αποτελέσματα Προσομοιώσεων ρύθμισης ενεργού και αέργου ισχύος.....	29
4.3	Στήριξη τάσης μέσω έγχυσης αέργου ισχύος.....	32
4.3.1	Αποτελέσματα Προσομοιώσεων στήριξης τάσης.....	34
4.4	Στήριξη συχνότητας μέσω έγχυσης ενεργού ισχύος.....	37
4.4.1	Αποτελέσματα Προσομοιώσεων στήριξης συχνότητας.....	38
5.	Ανάπτυξη της μονάδας ελέγχου πραγματικού χρόνου του μετατροπέα πολλαπλών εισόδων.....	39
5.1	Περιγραφή της μονάδας ελέγχου.....	39
5.2	Υλοποίηση μονάδας ελέγχου.....	44
5.3	Αποτελέσματα προσομοιώσεων από την χρήση της μονάδας ελέγχου.....	49
6.	Βοηθητικές υπηρεσίες για τον μετατροπέα πολλαπλών εισόδων με χρήση του ελεγκτή πραγματικού χρόνου.....	56
6.1	Στήριξη συχνότητας στον μετατροπέα πολλαπλών εισόδων.....	56
6.1.1	Αποτελέσματα προσομοιώσεων για στήριξη συχνότητας στον μετατροπέα πολλαπλών εισόδων.....	57

6.2	Στήριξη τάσης και Ικανότητα Αδιάλειπτης Λειτουργίας για τον μετατροπέα πολλαπλών εισόδων	59
6.2.1	Αποτελέσματα προσομοιώσεων για στήριξη τάσης και Ικανότητα Αδιάλειπτης Λειτουργίας	60
7.	Ανάπτυξη του ελεγκτή πραγματικού χρόνου για όλες τις περιπτώσεις λειτουργίας του μετατροπέα	67
7.1	Περιγραφή της λειτουργίας του αλγορίθμου του ελεγκτή πραγματικού χρόνου	67
7.2	Υλοποίηση του συνολικού αλγορίθμου ελέγχου στο λογισμικό Simulink	69
7.3	Προσομοίωση λειτουργίας αλγορίθμου MPPT για μερική σκίαση	72
8.	Υλοποίηση της μονάδας ελέγχου σε μικροελεγκτή και σύνδεσής της με το πραγματικό κύκλωμα	74
8.1	Περιγραφή του μικροελεγκτή και του προγραμματιστικού περιβάλλοντος που χρησιμοποιήθηκε.....	74
8.2	Υλοποίηση Αλγορίθμου Μέτρησης στον μικροελεγκτή	75
8.3	Δημιουργία παλμών με την χρήση των ePWM μονάδων του μικροελεγκτή	79
8.4	Υλοποίηση αλγορίθμου προστασίας από υψηλές τάσεις και ρεύματα	80
9.	Διατάξεις μέτρησης τάσεων και ρευμάτων του μετατροπέα.....	84
9.1	Περιγραφή των μετρητικών στοιχείων του μετατροπέα	85
9.1.1	Αρχή λειτουργίας των αισθητήρων Hall	85
9.1.2	Αισθητήρας Ρεύματος LAH 25-NP.....	86
9.1.3	Αισθητήρας Τάσης LV 25-P	87
9.2	Σχεδιασμός των διατάξεων μέτρησης	87
9.2.1	Υπολογισμός της αντίστασης burden	87
9.2.2	Διαδικασία βαθμονόμησης μετρητικών	89
9.2.3	Σχεδιασμός του κυκλώματος Level Shifting	90
9.3	Σχεδίαση και κατασκευή των πλακετών των διατάξεων μέτρησης στο λογισμικό KiCad 93	
10.	Αποτελέσματα Πειραματικών Μετρήσεων με την χρήση της μονάδας ελέγχου	95
10.1	Πειραματική επιβεβαίωση της λειτουργίας του MPPT αλγορίθμου	97
10.2	Απόκριση της μονάδας ελέγχου σε λειτουργία κλειστού βρόχου	103
10.3	Απόκριση της μονάδας ελέγχου σε εναλλαγές ροών ισχύος	112
11.	Συμπεράσματα – Προτάσεις.....	119
12.	Βιβλιογραφία.....	120

1 Εισαγωγή

Η χρήση ορυκτών καυσίμων όπως το πετρέλαιο και το φυσικό αέριο, έχει οδηγήσει στην αύξηση των επιπέδων του διοξειδίου του άνθρακα στην ατμόσφαιρα, συμβάλλοντας ενεργά στην αλλαγή του κλίματος και την υπερθέρμανση του πλανήτη. Το γεγονός ότι μέχρι και σήμερα το μεγαλύτερο μέρος των ενεργειακών αναγκών καλύπτεται από την χρήση ορυκτών καυσίμων, σε συνδυασμό με την συνεχή αύξηση των ενεργειακών αναγκών σε παγκόσμιο επίπεδο, έχει καταστήσει επιτακτική την ανάγκη για ουσιαστική αξιοποίηση των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας (ΑΠΕ).

Ένας από τους κυριότερους λόγους της μειωμένης διείσδυσης των ΑΠΕ στην παραγωγή ενέργειας είναι το αυξημένο κόστος. Λόγω της χαμηλής ενεργειακής πυκνότητας που χαρακτηρίζει τις ΑΠΕ, απαιτούνται εκτεταμένες εκτάσεις γης για την εγκατάστασή τους. Επίσης, η μεγάλη διείσδυσή τους θα απαιτούσε αλλαγές στο δίκτυο μεταφοράς και διανομής λόγω της μεγάλης φόρτισης των γραμμών που βρίσκονται εγκατεστημένες αυξάνοντας επιπλέον το κόστος κατασκευής μίας μεγάλης μονάδας παραγωγής ΑΠΕ.

Ένα ακόμη αρνητικό στοιχείο ορισμένων ΑΠΕ, όπως η ηλιακή και η αιολική ενέργεια, είναι η στοχαστικότητα της παραγωγής τους. Αυτό σημαίνει ότι η ενέργεια που παράγουν αυτές οι μονάδες δεν είναι απαραίτητα διαθέσιμη την στιγμή που υπάρχει η ζήτηση. Έτσι, για την πλήρη αξιοποίηση της παραγόμενης ενέργειας απαιτείται η χρήση μεγάλων μονάδων αποθήκευσης. Κάτι τέτοιο αυξάνει σημαντικά την πολυπλοκότητα αλλά και το κόστος του συστήματος.

Ωστόσο, τα προβλήματα του αυξημένου κόστους εγκατάστασης καθώς και των απαιτήσεων για μεγάλες και κοστοβόρες μονάδες αποθήκευσης αφορούν σε μεγάλο βαθμό εγκαταστάσεις μεγάλης ισχύος. Η χρήση ΑΠΕ μικρότερης κλίμακας που συνδέονται στο δίκτυο μέσης και χαμηλής τάσης ονομάζεται διεσπαρμένη παραγωγή (ΔΠ) και δίνει λύση στα προβλήματα που αναφέρθηκαν προηγουμένως [1]. Επιπλέον πλεονεκτήματα σχετίζονται με την αυξημένη απόδοση λόγω των μειωμένων απωλειών στις γραμμές μεταφοράς, καθώς και την υποστήριξη του τοπικού φορτίου. Επίσης, οι μονάδες ΔΠ θα μπορούσαν να προσφέρουν βοηθητικές υπηρεσίες στο δίκτυο σε περίπτωση διαταραχών όπως πτώση τάσης ή βύθιση συχνότητας. Προς το παρόν οι μονάδες ΔΠ που συνδέονται στο δίκτυο χαμηλής τάσης υποχρεούνται να αποσυνδεθούν σε περίπτωση διαταραχής. Ωστόσο η ανάγκη παροχής βοηθητικών υπηρεσιών καθώς και η απαίτηση για αδιάληπτη λειτουργία των μονάδων ΔΠ είναι επιτακτική, καθώς σε περιπτώσεις μεγάλης διείσδυσης, μία μαζική αποσύνδεση θα οδηγούσε σε σοβαρά προβλήματα αστάθειας στο ηλεκτρικό δίκτυο [2].

Η διασύνδεση των μονάδων ΑΠΕ (π.χ. φωτοβολταϊκά, ανεμογεννήτριες) πραγματοποιείται μέσω ηλεκτρονικών μετατροπών ισχύος. Τέτοιου είδους ηλεκτρονικοί μετατροπείς ρυθμίζουν την ποσότητα ισχύος προς το δίκτυο, εξασφαλίζουν υψηλή ποιότητα ισχύος και επιτυγχάνουν όσο το δυνατόν μεγαλύτερη απόδοση (μεγαλύτερη από 90%). Οι ηλεκτρονικοί μετατροπείς χωρίζονται στις παρακάτω κατηγορίες:

- Μετατροπή συνεχούς τάσης σε συνεχή τάση (Μετατροπείς DC-DC)
- Μετατροπή εναλλασσόμενης τάσης σε συνεχή (Μετατροπείς AC-DC ή Ανορθωτές)

- Μετατροπή εναλλασσόμενης τάσης σε εναλλασσόμενη τάση διαφορετικού πλάτους (Ρυθμιστές AC-AC)
- Μετατροπή συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη τάση (Μετατροπείς DC-AC ή Αντιστροφείς)

Οι διατάξεις των παραπάνω μετατροπέων αποτελούνται από ηλεκτρονικούς διακόπτες (ημιαγωγικά στοιχεία) τα οποία ελέγχονται με κατάλληλα αναλογικά ή ψηφιακά κυκλώματα χαμηλής ισχύος. Ένα βασικό μειονέκτημα αυτών των διατάξεων είναι η δημιουργία ανώτερων αρμονικών που οδηγεί στην αύξηση της αέργου ισχύος και των απωλειών. Ωστόσο, χαρακτηρίζονται από μεγάλη αξιοπιστία λόγω έλλειψης κινητών μερών, καθώς και από χαμηλές απώλειες ισχύος των διακοπτικών τους στοιχείων, με συνέπεια τον υψηλό βαθμό απόδοσης. Επιπλέον, η δυνατότητα ηλεκτρονικού ελέγχου επιτυγχάνει γρήγορη απόκριση και μεγάλη ακρίβεια στην ρύθμιση των μεγεθών. Όλα τα παραπάνω, καθιστούν τους ηλεκτρονικούς μετατροπείς ένα απαραίτητο κομμάτι των συστημάτων παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας από ανανεώσιμες πηγές. Κατά συνέπεια, η κατασκευή αποδοτικότερων τοπολογιών για την μείωση του κόστους και της πολυπλοκότητας, καθώς και η ανάπτυξη αποτελεσματικών αλγορίθμων ελέγχου για την βέλτιστη αξιοποίηση της παραγόμενης ισχύος θα διευκολύνει την διείσδυση των ΑΠΕ τόσο σε κεντρικό επίπεδο όσο και στην διεσπαρμένη παραγωγή.

1.1 Σκοπός της Εργασίας

Στόχος της παρούσας μεταπτυχιακής διατριβής είναι ο σχεδιασμός και η πειραματική υλοποίηση ενός αλγορίθμου πραγματικού χρόνου, για τον έλεγχο ενός ηλεκτρονικού μετατροπέα πολλαπλών εισόδων τόσο σε διασυνδεδεμένη όσο και σε μη διασυνδεδεμένη λειτουργία. Επιπλέον, μελετάται η δυνατότητα του μετατροπέα και του αντίστοιχου ελεγκτή για παροχή βοηθητικών υπηρεσιών στο δίκτυο όπως η στήριξη τάσης και η στήριξη συχνότητας, καθώς και η ικανότητα αδιάλειπτης λειτουργίας (**Low Voltage Ride Through – LVRT**) του μετατροπέα. Πιο αναλυτικά ο ελεγκτής πραγματικού χρόνου που υλοποιήθηκε πραγματοποιεί τις εξής λειτουργίες:

- Ανεξάρτητος έλεγχος των εισόδων και της εξόδου του μετατροπέα για την επίτευξη όλων των δυνατών ροών ισχύος.
- Υλοποίηση αλγορίθμων φόρτισης μπαταριών
- Δυνατότητα αυτόνομης (**Standalone**) και διασυνδεδεμένης (**Grid-Connected**) λειτουργίας.
- Δυνατότητα παροχής βοηθητικών υπηρεσιών όπως στήριξη συχνότητας και στήριξη τάσης μέσω ελέγχου ενεργού και αέργου ισχύος αντίστοιχα.
- Ικανότητα αδιάλειπτης λειτουργίας με ταυτόχρονη παροχή αέργου ισχύος για την αντιμετώπιση της βύθισης τάσης.
- Εξασφάλιση υψηλής ποιότητας ισχύος με χαμηλό αρμονικό περιεχόμενο (**THD**).

Οι παραπάνω λειτουργίες εφαρμόστηκαν σε δύο τοπολογίες ενός μετατροπέα πολλαπλών εισόδων που σχεδιάστηκε στα πλαίσια άλλης μεταπτυχιακής διατριβής και θα περιγραφεί στην συνέχεια. Οι αλγόριθμοι προσομοιώθηκαν στο λογισμικό Simulink και η ορθή

λειτουργία τους επιβεβαιώθηκε σε πειραματικό πρωτότυπο με την βοήθεια της αναπτυξιακής πλακέτας LAUNCHXL-F28379D της Texas Instruments.

1.2 Δομή της Εργασίας

Στο **Κεφάλαιο 1** γίνεται εισαγωγή στα συστήματα ανανεώσιμων πηγών ενέργειας και στους ηλεκτρονικούς μετατροπείς ισχύος. Στην συνέχεια παρατίθεται ο σκοπός της εργασίας και η βασική της δομή.

Στο **Κεφάλαιο 2** γίνεται βιβλιογραφική ανασκόπηση με στόχο την επεξήγηση των βασικών εννοιών που πραγματεύεται η εν λόγω μεταπτυχιακή διατριβή.

Στο **Κεφάλαιο 3** παρουσιάζεται η κυκλωματική υλοποίηση του μετατροπέα πολλαπλών εισόδων πάνω στον οποίο βασίστηκε η κατασκευή της μονάδας ελέγχου.

Στο **Κεφάλαιο 4** γίνεται μία εισαγωγή στις βασικές λειτουργίες ενός ελεγκτή πραγματικού χρόνου για διασυνδεδεμένο αντιστροφέα και της ικανότητάς του για ρύθμιση ενεργού και αέργου ισχύος. Η ορθή λειτουργία του επιβεβαιώνεται με αντίστοιχα αποτελέσματα προσομοιώσεων.

Στο **Κεφάλαιο 5** παρουσιάζεται η σχεδίαση των επιμέρους μονάδων που απαρτίζουν τον ελεγκτή πραγματικού χρόνου που υλοποιήθηκε για τον συγκεκριμένο μετατροπέα πολλαπλών εισόδων. Η ορθή λειτουργία τους επιβεβαιώνεται με αντίστοιχα αποτελέσματα προσομοιώσεων.

Στο **Κεφάλαιο 6** παρουσιάζεται η δυνατότητα παροχής βοηθητικών υπηρεσιών που υποστηρίζει ο ελεγκτής με αντίστοιχες προσομοιώσεις και αποτελέσματα.

Στο **Κεφάλαιο 7** παρουσιάζεται η πλήρη ανάπτυξη του ελεγκτή που κατασκευάστηκε και περιγράφεται η λειτουργία του συνολικού αλγορίθμου.

Στο **Κεφάλαιο 8** περιγράφεται η μετατροπή του αλγορίθμου ώστε να μπορεί να εκτελεστεί σε μικροελεγκτή και η υλοποίηση των επιπλέον στοιχείων που απαιτούνται για την επικοινωνία του με το πραγματικό κύκλωμα.

Στο **Κεφάλαιο 9** περιγράφεται η σχεδίαση και η κατασκευή των τυπωμένων πλακετών του κυκλώματος μέτρησης των τάσεων και των ρευμάτων του μετατροπέα που χρησιμοποιεί ο ελεγκτής για την σωστή λειτουργία του αλγορίθμου.

Στο **Κεφάλαιο 10** παρουσιάζονται τα πειραματικά αποτελέσματα από την εφαρμογή της μονάδας ελέγχου στο κύκλωμα του μετατροπέα.

Στο **Κεφάλαιο 11** παρατίθενται τα συμπεράσματα που εξήχθησαν από την συγκεκριμένη μελέτη.

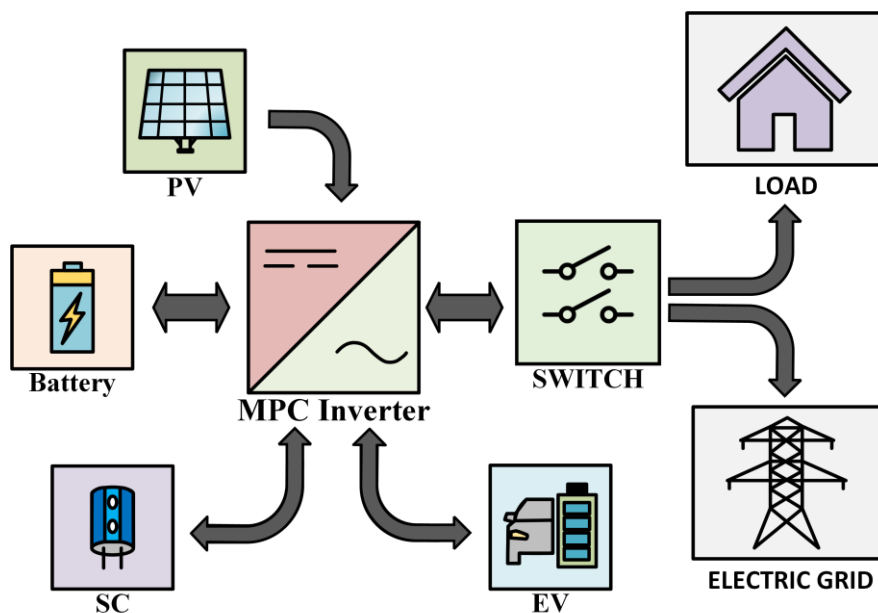
Τέλος, στο **Κεφάλαιο 12** επισυνάπτονται οι πηγές από τις οποίες αντλήθηκαν τα στοιχεία που βοήθησαν στην συγγραφή της μεταπτυχιακής διατριβής.

2. Βιβλιογραφική Ανασκόπηση

2.1 Περιγραφή μετατροπών ισχύος πολλαπλών θυρών

Οι μετατροπείς πολλαπλών θυρών διαθέτουν πολλαπλές θύρες εισόδου και/ή εξόδου στις οποίες μπορούν να συνδεθούν πηγές ενέργειας και ηλεκτρικά φορτία. Ο μετατροπέας ελέγχει τη ροή ηλεκτρικής ισχύος μεταξύ των πηγών εισόδου και των φορτίων. Οι θύρες έχουν τη δυνατότητα μονόδρομης ή αμφίδρομης ροής ισχύος. Στην περίπτωση που απαιτείται σύνδεση στο δίκτυο ή σε φορτίο εναλλασσόμενης τάσης, τότε ο μετατροπέας πολλαπλών θυρών διαθέτει και μία βαθμίδα μετατροπής συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη (DC/AC Inverter). Οι μετατροπείς πολλαπλών θυρών χωρίζονται σε δύο βασικές κατηγορίες. Στους απομονωμένους (**isolated**) και στους μη απομονωμένους (**non-isolated**). Οι isolated μετατροπείς διαθέτουν μετασχηματιστή υψηλών συχνοτήτων για την επίτευξη ηλεκτρικής απομόνωσης ενώ οι non-isolated μετατροπείς δεν διαθέτουν καθόλου μετασχηματιστή. Αυτό σημαίνει ότι δεν υπάρχει ηλεκτρική απομόνωση μεταξύ των εισόδων και των εξόδων του μετατροπέα. Ωστόσο, οι non-isolated μετατροπείς χαρακτηρίζονται από ελαφρύτερες κατασκευές, μειωμένο κόστος, γρηγορότερη απόκριση και καλύτερη απόδοση σε σχέση με τους isolated μετατροπείς. Τα τελευταία χρόνια έχουν προταθεί διάφορες τοπολογίες μετατροπών πολλαπλών εισόδων που συνδέουν το ηλεκτρικό δίκτυο με διάφορες πηγές ενέργειας όπως φωτοβολταϊκά (Φ/Β), ανεμογεννήτριες, κυψέλες καυσίμου, καθώς και μονάδες αποθήκευσης ενέργειας.

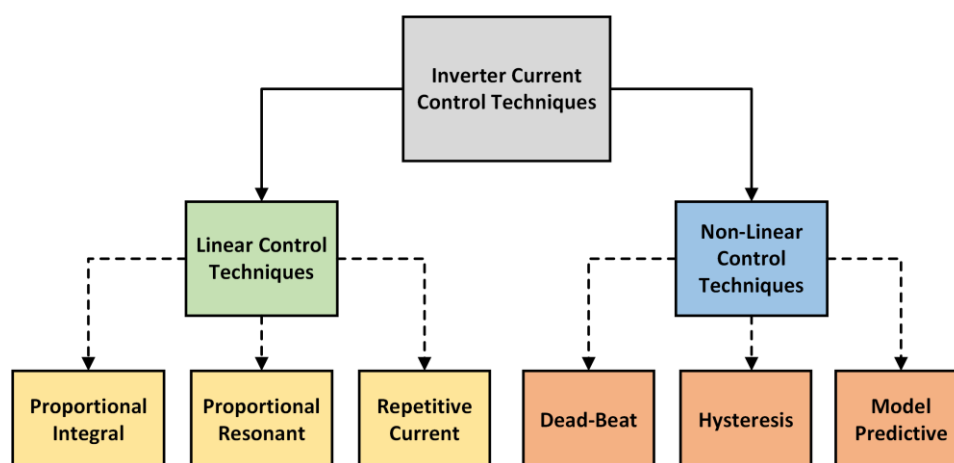
Για την εφαρμογή του ελεγκτή πραγματικού χρόνου που υλοποιήθηκε, χρησιμοποιήθηκε ένας μη απομονωμένος μετατροπέας πολλαπλών εισόδων που διαθέτει τέσσερις θύρες εισόδου και μία έξοδο (**Εικόνα 1**). Πιο συγκεκριμένα, ο μετατροπέας διαθέτει στην είσοδό του μία φωτοβολταϊκή συστοιχία, μία συστοιχία μπαταριών, μία συστοιχία υπερπυκνωτών και μία σύνδεση για ηλεκτρικό όχημα. Ο μετατροπέας διαθέτει επίσης τριφασική έξοδο στην οποία μπορεί να συνδεθεί είτε κάποιο τοπικό φορτίο είτε το ηλεκτρικό δίκτυο.



Εικόνα 1: Γενικό διάγραμμα του μετατροπέα πολλαπλών εισόδων που μελετάται.

2.2 Ελεγκτές πραγματικού χρόνου για αντιστροφείς DC/AC

Ο έλεγχος της βαθμίδας ενός αντιστροφέα γίνεται είτε μέσω ελέγχου τάσης είτε μέσω ελέγχου ρεύματος εξόδου. Η πρώτη μέθοδος ελέγχει την τάση στο σημείο κοινής σύνδεσης (**Point of common coupling – PCC**) ως προς το πλάτος την συχνότητα και την φάση και χρησιμοποιείται συνήθως σε αυτόνομη λειτουργία (Standalone mode). Η δεύτερη μέθοδος σχετίζεται με τον έλεγχο των ρευμάτων της φάσης εξόδου, παρέχοντας καλύτερη αξιοπιστία και ποιότητα ισχύος. Και οι δύο λειτουργίες μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε μετατροπείς συνδεδεμένους στο δίκτυο για έλεγχο της ενεργού και άεργου ισχύος εξόδου. Επιπλέον, ο ελεγκτής πρέπει να ρυθμίζει την τάση στην είσοδο του αντιστροφέα για να εξισορροπεί την ισχύ μεταξύ της DC και AC πλευράς του μετατροπέα. Οι κύριοι στόχοι αυτών των ελεγκτών είναι να ελαχιστοποιήσουν τις διακυμάνσεις της τάσης, να μειώσουν τις αρμονικές του ρεύματος εξόδου και να εξασφαλίσουν όσο το δυνατόν καλύτερη απόδοση. Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζονται διάφορες τεχνικές ελέγχου σε αντιστροφείς DC/AC. Ο έλεγχος ρεύματος μπορεί να ταξινομηθεί σε γραμμικές και μη γραμμικές μεθόδους, όπως φαίνεται στην **Εικόνα 2**.



Εικόνα 2: Γενικό διάγραμμα των κυριότερων μεθόδων ελέγχου ρεύματος σε αντιστροφείς DC/AC.

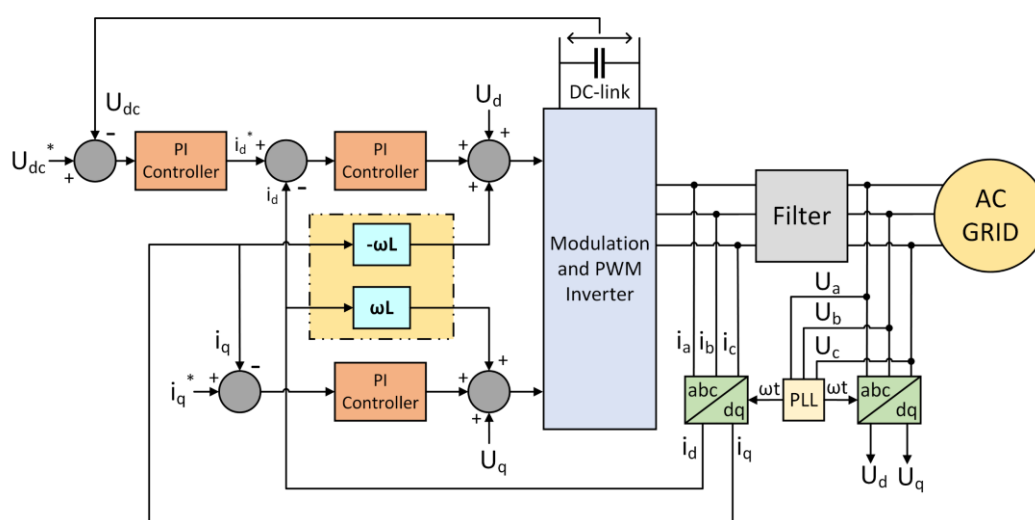
2.2.1 Τεχνικές γραμμικού ελέγχου

2.2.1.1 Proportional-Integral Control

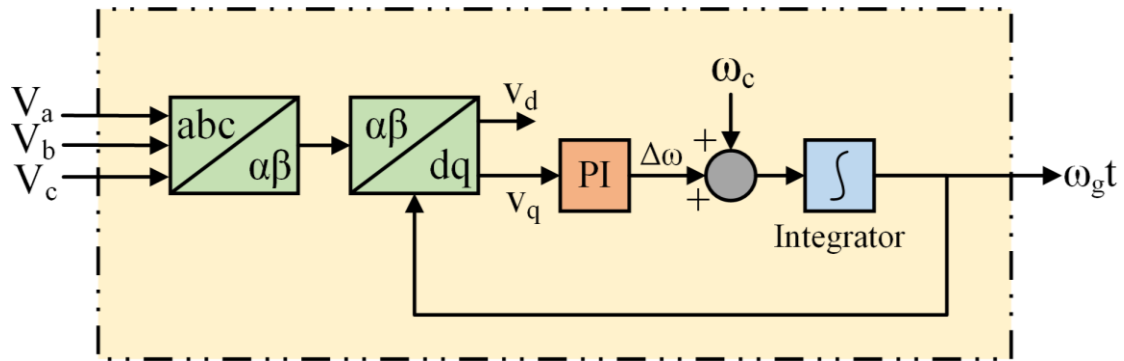
Οι **PI** ελεγκτές χρησιμοποιούνται συνήθως για τον έλεγχο των συνιστωσών του ρεύματος στο σύγχρονο στρεφόμενο πλαίσιο **dq**. Για το σκοπό αυτό, τα ημιτονοειδή σήματα των ρευμάτων μετατρέπονται σε DC συνιστώσες. Με αυτόν τον τρόπο οι PI ελεγκτές μπορούν να ρυθμίζουν τις τιμές των ρευμάτων γρήγορα και αποτελεσματικά και να εξαλείφουν τα σφάλματα σταθερής κατάστασης [3]. Όπως φαίνεται στην **Εικόνα 4**, οι εναλλασσόμενες τιμές των τάσεων και των ρευμάτων, μετασχηματίζονται στις DC συνιστώσες τάσεων και ρευμάτων V_d , V_q , I_d , I_q , αντίστοιχα. Η απόδοση των PI ελεγκτών μπορεί να βελτιωθεί προσθέτοντας όρους πρόσθιας τροφοδοσίας (**feed-forward**) και διασταυρούμενης σύζευξης (**cross-coupling**) για να αντισταθμιστεί η σύζευξη που

A 3D coordinate system with axes a , b , and c . A red vector α is along the a -axis. A blue vector q is in the a - b plane. A blue vector d is in the a - b plane, making an angle ωt with the a -axis. A red vector β is perpendicular to the a - b plane. A blue curved arrow indicates a rotation from the a -axis towards the b -axis.

Για να επιτευχθεί ο συγχρονισμός με την τάση δικτύου, χρησιμοποιείται ένας βρόχος κλειδώματος φάσης (**PLL**). Η γενική ιδέα πίσω από την λειτουργία του PLL είναι ότι η διαφορά μεταξύ της γωνίας της τάσης του δικτύου και της γωνίας της τάσης του μετατροπέα πρέπει μηδενιστεί. Χρησιμοποιώντας ένα σύστημα κλειστού βρόχου με έναν PI ελεγκτή και έναν ολοκληρωτή, το PLL καταφέρνει να κλειδώσει τη γωνία της τάσης του μετατροπέα με την γωνία της τάσης του δικτύου, όπως φαίνεται στην **Εικόνα 5**. Στη συνέχεια, αυτή η γωνία τροφοδοτείται στο σύστημα ελέγχου για την μετατροπή των **abc** συνιστωσών σε **dq** συνιστώσες μέσω του μετασχηματισμού **Park**. Στην **Εικόνα 3** απεικονίζεται η σχέση μεταξύ των πλαισίων αναφοράς **abc**, **αβ**, **dq**.



12 | Σελίδα



Εικόνα 5: Δομικό διάγραμμα του βρόχου κλειδώματος φάσης (PLL)

Ωστόσο, καθώς οι PI ελεγκτές είναι γραμμικά συστήματα, η απόδοσή τους μπορεί να μειωθεί ανάλογα με τις συνθήκες λειτουργίας, τις διαταραχές του δικτύου, τις ανισορροπίες, τα μη γραμμικά φορτία κ.λπ. Για την επίλυση τέτοιων προβλημάτων έχουν προταθεί διάφορες παραλλαγές των κλασικών PI ελεγκτών στη βιβλιογραφία. Η αξιοποίηση ενός συστήματος ελέγχου Fuzzy Logic Control (FLC) για την βέλτιστη ρύθμιση των κερδών του PI ελεγκτή, είναι μια πολλά υποσχόμενη τεχνική. Ο FLC έχει την ικανότητα να χειρίζεται μη γραμμικότητες με απλούς γλωσσικούς κανόνες και μεταβλητές χωρίς την ανάγκη πολύπλοκων μαθηματικών μοντέλων [6]. Στην [7], προτείνεται ένας PI ελεγκτής ρυθμιζόμενος από FLC. Η προσομοίωση και τα πειραματικά αποτελέσματα επιβεβαίωσαν ότι ο ελεγκτής μπορεί να επιτύχει καλύτερη και ταχύτερη δυναμική απόκριση με μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης. Η ικανότητα του ελεγκτή να προσαρμόζεται σε διαφορετικές συνθήκες λειτουργίας είναι μείζονος σημασίας, ειδικά σε εφαρμογές ΑΠΕ. Στην [8], παρουσιάζεται μια προσέγγιση βελτιστοποίησης σμήνους σωματιδίων (**Particle Swarm Optimization - PSO**) για την ρύθμιση των PI ελεγκτών της τάσης στο **DC-link**, της άεργου ισχύος και του ελεγκτή ρεύματος ενός φωτοβολταϊκού μετατροπέα συνδεδεμένου στο δίκτυο. Τρεις αντικειμενικές συναρτήσεις ορίστηκαν προκειμένου να αξιολογηθεί η απόδοση των ελεγκτών PI σε ένα ευρύ φάσμα ηλιακής ακτινοβολίας. Τα αποτελέσματα που παράχθηκαν καταδεικνύουν την υπεροχή του ελεγκτή έναντι των συμβατικών μεθόδων ρύθμισης όσον αφορά την απόκριση μεταβατικής και σταθερής κατάστασης. Μια παρόμοια μελέτη παρουσιάστηκε στην [9] όπου οι συγγραφείς εφάρμοσαν μια τεχνική PSO σε πραγματικό χρόνο προκειμένου να ρυθμίσουν βέλτιστα τις παραμέτρους του βρόχου ελέγχου ρεύματος ενός φωτοβολταϊκού συστήματος συνδεδεμένου στο δίκτυο. Ο κύριος στόχος ήταν η επίτευξη υψηλής δυναμικής απόκρισης στο ρεύμα εξόδου του μετατροπέα επιτυγχάνοντας ταυτόχρονα αποδεκτή αρμονική παραμόρφωση.

2.2.1.2 Proportional Resonant Control

Οι δυσκολίες που αντιμετωπίζουν οι ελεγκτές PI στη διατήρηση μηδενικού σφάλματος σταθερής κατάστασης μπορούν να αντιμετωπιστούν από τους **Proportional Resonant (PR)** ελεγκτές. Οι PR ελεγκτές λειτουργούν με βάση το πλαίσιο αναφοράς **αβ**, γνωστό και ως σταθερό πλαίσιο (stationary frame). Σε αυτή τη μέθοδο ελέγχου, οι τάσεις και τα ρεύματα του δικτύου μετατρέπονται στις αβ ημιτονοειδείς συνιστώσες. Οι ελεγκτές PR δεν απαιτούν κάποιο κομμάτι ανατροφοδосίας τάσης, μειώνοντας έτσι το υπολογιστικό φόρτο. Μπορούν επίσης να επιτύχουν υψηλό κέρδος γύρω από τη συχνότητα συντονισμού, επιτρέποντας την

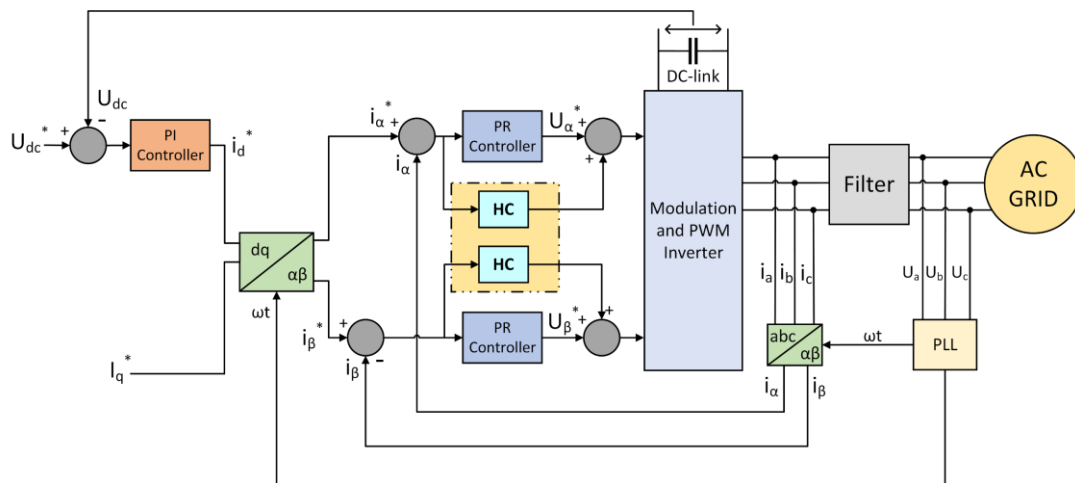
εξάλειψη του σφάλματος σταθερής κατάστασης μεταξύ του ρυθμιζόμενου σήματος και της τιμής αναφοράς του. Οι PI ελεγκτές δεν μπορούν να μειώσουν ικανοποιητικά αρμονικές χαμηλής τάξης λόγω του περιορισμένου εύρους ζώνης τους. Αντίθετα, οι PR ελεγκτές μπορούν να εξοπλιστούν με αρμονικούς αντισταθμιστές (**Harmonic Compensators**), καθιστώντας τους ιδανική επιλογή για εφαρμογές συνδεδεμένες στο δίκτυο [10]. Η συνάρτηση μεταφοράς ενός ιδανικού αρμονικού αντισταθμιστή (HC) για την $h^{\text{η}}$ αρμονική δίνεται στην **Εξίσωση (1)**.

$$G_{HC}(s) = \sum_{h=3,5,7} K_{ih} \frac{s}{s^2 + (h\omega)^2} \quad (1)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς του PR ελεγκτή δίνεται στην **Εξίσωση (2)**, όπου ω είναι η συχνότητα συντονισμού και K_p είναι το αναλογικό κέρδος του ελεγκτή.

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{s}{s^2 + \omega^2} \quad (2)$$

Το μπλοκ διάγραμμα διασύνδεσης των ελεγκτών PR και HC φαίνεται στην **Εικόνα 6**.



Εικόνα 6: Απεικόνιση ελεγκτή στο σταθερό πλαίσιο $\alpha\beta$.

Στην μελέτη [11], οι συγγραφείς επιβεβαίωσαν μέσω προσομοίωσης και πειραματικών αποτελεσμάτων την ικανότητα των PR ελεγκτών να επιτύχουν χαμηλότερη ολική αρμονική παραμόρφωση. Βρήκαν επίσης ότι οι PR ελεγκτές αποδίδουν καλύτερα από τους PI ελεγκτές σε αδύναμα δίκτυα κατά τη διάρκεια σφαλμάτων. Μια άλλη έρευνα [12] προτείνει έναν τροποποιημένο ελεγκτή PR που προσαρμόζει τις παραμέτρους του σύμφωνα με τις διακυμάνσεις της σύνθετης αντίστασης του δικτύου. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης υποδεικνύουν χαμηλότερη αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος σε σχέση με τους συμβατικούς PR ελεγκτές. Στην [13], προτάθηκε και επιβεβαιώθηκε πειραματικά μια βέλτιστη διαδικασία ρύθμισης των ελεγκτών PR, λαμβάνοντας υπόψη την υπολογιστική καθυστέρηση που προκύπτει. Παρόλο που η απόδοση των PR ελεγκτών είναι ανώτερη, οι υπολογιστικές απαιτήσεις αυξάνονται, ειδικά όταν εμφανίζονται αρμονικές υψηλής τάξης.

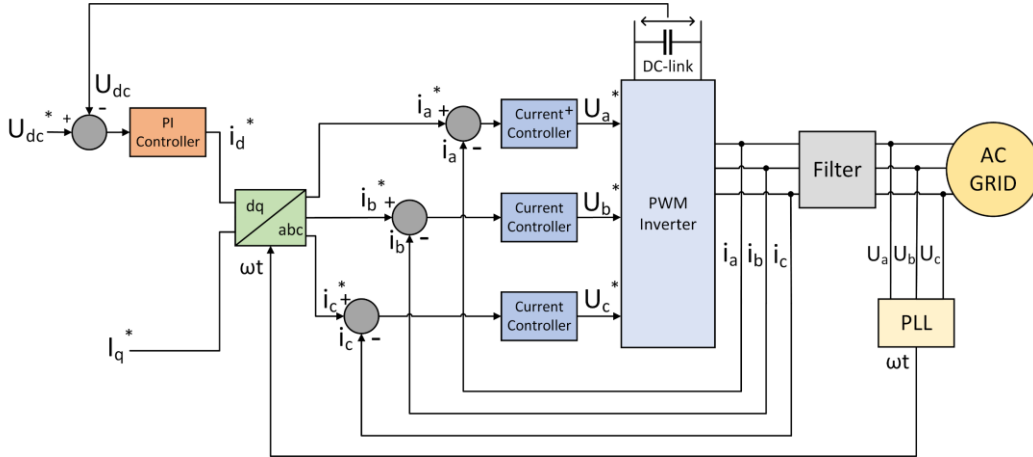
2.2.1.3 Repetitive Current Control

Ο **Repetitive Current Controller (RCC)** βασίζεται στην αρχή του εσωτερικού μοντέλου (**Internal Model Principle - IMP**) [14] και μπορεί να μειώσει περιοδικές διαταραχές. Για αυτό τον λόγο, τέτοιου τύπου ελεγκτές μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τον έλεγχο μετατροπών που τροφοδοτούν μη γραμμικά φορτία και παρουσιάζουν περιοδικές παραμορφώσεις. Ωστόσο, παρουσιάζουν αργή δυναμική απόκριση, επηρεάζοντας αρνητικά τη σταθερότητά τους [15]. Ως εκ τούτου, συνηθίζεται να συνδυάζονται με άλλους ελεγκτές με υψηλότερη δυναμική απόκριση. Η συνάρτηση μεταφοράς ενός RCC δίνεται στην **Εξίσωση (3)**.

$$G_{RCC}(s) = \frac{K_{RCC} e^{-T_0 s} Q(s)}{1 - e^{-T_0 s} Q(s)} G_f(s) \quad (3)$$

Όπου το K_{RCC} είναι το κέρδος του ελεγκτή, το $Q(s)$ αντιπροσωπεύει ένα βαθυπερατό φίλτρο για την εξάλειψη των αρμονικών υψηλής συχνότητας και το $G_f(s) = eT_s$ παρέχει αντιστάθμιση της φάσης που προηγείται. Επίσης, T είναι η περίοδος της φάσης αυτής, ενώ το T_0 είναι η θεμελιώδης περίοδος της τάσης του δικτύου. Στην μελέτη [16], οι ερευνητές κατάφεραν να βελτιώσουν τη δυναμική απόκριση του RCC χρησιμοποιώντας ένα σύστημα ελέγχου ανάδρασης. Με αυτόν τον τρόπο απέδειξαν την αποτελεσματικότητα αυτού του ελεγκτή σε σύγκριση με τους PI και PR ελεγκτές στον εντοπισμό ημιτονοειδούς σήματος αναφοράς επιτυγχάνοντας μηδενικό σφάλμα σταθερής κατάστασης. Στις μελέτες [17], [18], οι ελεγκτές RCC χρησιμοποιήθηκαν για τη μείωση των αρμονικών που προκαλούνται από τον νεκρό χρόνο (**dead-time**) σε μονοφασικούς PWM μετατροπείς που είναι διασυνδεδεμένοι στο δίκτυο.

2.2.2 Τεχνικές μη γραμμικού ελέγχου (Non-Linear Control Techniques)



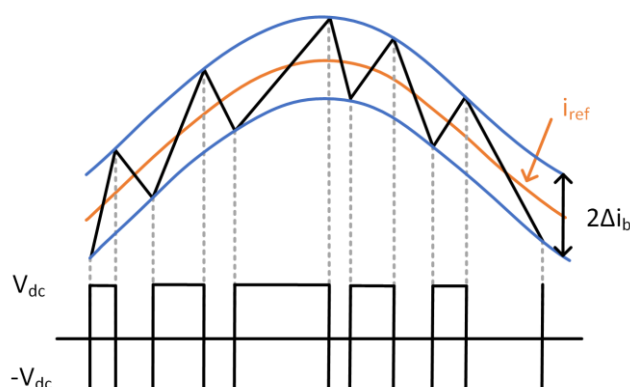
Εικόνα 7: Απεικόνιση ελεγκτή στο φυσικό πλαίσιο *abc*.

Οι μη γραμμικοί ελεγκτές μπορούν να επιτύχουν καλύτερη απόδοση από αυτή των γραμμικών ελεγκτών. Συνήθως, οι μη γραμμικοί ελεγκτές υλοποιούνται στο σταθερό πλαίσιο αναφοράς **abc**. Δεδομένου ότι η απόδοση αυτών των ελεγκτών είναι ανάλογη με τη συχνότητα δειγματοληψίας, οι σύγχρονοι μικροελεγκτές υψηλής απόδοσης και οι

επεξεργαστές ψηφιακού σήματος (**Digital Signal Processors - DSPs**) είναι απαραίτητοι για τέτοιου είδους εφαρμογές [19]. Σε μη γραμμικές μεθόδους ελέγχου, όπως η **υστέρηση**, ο **dead-beat** και ο **predictive** έλεγχος, χρησιμοποιούνται τρεις μεμονωμένοι ελεγκτές ρεύματος για κάθε φάση. Όπως φαίνεται στην **Εικόνα 7**, η τάση στο DC-link χρησιμοποιείται για τη ρύθμιση της τιμής αναφοράς του ενεργού ρεύματος i_d και μαζί με την τιμή αναφοράς του άεργου ρεύματος i_q παράγονται τα σήματα αναφοράς του ρεύματος για κάθε φάση. Τα σφάλματα μεταξύ των αναφορών ρεύματος και των αντίστοιχων μετρούμενων μεγεθών τροφοδοτούνται στους ελεγκτές ρεύματος. Τέλος, η έξοδος των ελεγκτών ρεύματος παράγει τις τάσεις αναφοράς που χρησιμοποιούνται για την παραγωγή **PWM** παλμών για την λειτουργία του μετατροπέα.

2.2.2.1 Ελεγκτής Υστέρησης (Hysteresis Controller)

Ο έλεγχος υστέρησης είναι μια συχνά χρησιμοποιούμενη τεχνική για εφαρμογές μετατροπέων, λόγω της απλής υλοποίησης και της γρήγορης δυναμικής απόκρισης που εμφανίζει. Όπως φαίνεται στην **Εικόνα 8**, ο ελεγκτής προσπαθεί να διατηρήσει το ρεύμα εντός της μπλε ζώνης μεταβάλλοντας την διακοπτική συχνότητα. Αυτό μπορεί να οδηγήσει σε υψηλές απώλειες, καθιστώντας τη διαδικασία σχεδιασμού των φίλτρων εξόδου πολύ δύσκολη. Για την επίλυση αυτού του προβλήματος, μπορεί να εφαρμοστεί μια προσαρμοστική ζώνη υστέρησης προκειμένου να διατηρείται σχεδόν σταθερή η διακοπτική συχνότητα [20], [21], [22].



Εικόνα 8: Λειτουργία του ελεγκτή υστέρησης.

2.2.2.2 Ελεγκτής βασισμένος σε μοντέλα πρόβλεψης (Model Predictive Controller)

Οι ελεγκτές βασισμένοι σε μοντέλα πρόβλεψης έχουν απλή δομή και είναι σε θέση να χειρίζονται πολλαπλά μη γραμμικά συστήματα εισόδου-εξόδου. Το κύριο μειονέκτημα τέτοιων ελεγκτών είναι οι χρονοβόροι υπολογισμοί που πρέπει να εκτελούνται σε πραγματικό χρόνο. Επιπλέον, η απόδοσή τους εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από την ακριβή μοντελοποίηση του συστήματος. Στην [23], οι συγγραφείς πρότειναν έναν βελτιωμένο αλγόριθμο πρόβλεψης μοντέλων για άμεσο έλεγχο του ρεύματος από την πλευρά του δικτύου, καθώς ο συμβατικός **model predictive** ελεγκτής δεν μπορούσε να ελέγξει άμεσα το ρεύμα εξόδου και να επιτύχει σταθερή διακοπτική συχνότητα. Στην [24], προτείνεται ένας αλγόριθμος πρόβλεψης μοντέλου για μετατροπείς σε διασυνδεδεμένη και μη διασυνδεδεμένη

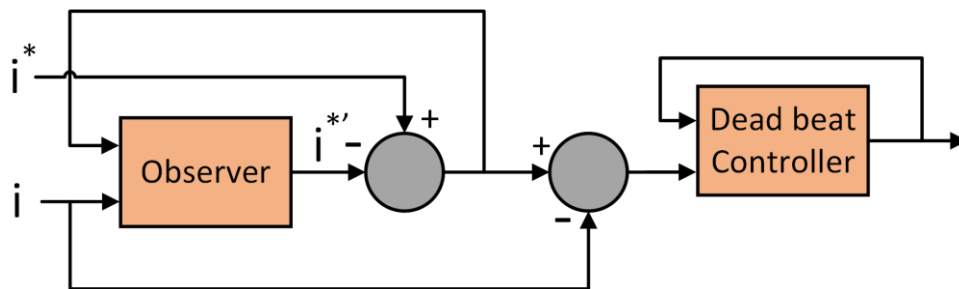
λειτουργία. Ο ελεγκτής επιτυγχάνει πολύ ομαλή μετάβαση μεταξύ των καταστάσεων λειτουργίας, εξασφαλίζοντας αυξημένη σταθερότητα και εύκολη εφαρμογή. Προτείνεται επίσης μια μέθοδος αυτόματης ρύθμισης των βαρών που εφαρμόζονται στην συνάρτηση κόστους ρύθμισης των ελεγκτών. Στην [25], ένας model predictive αλγόριθμος ελέγχου χρησιμοποιείται για τη δημιουργία δεδομένων εκπαίδευσης για ένα τεχνητό νευρωνικό δίκτυο (ANN) που ελέγχει έναν αυτόνομο τριφασικό μετατροπέα. Στη συνέχεια, ο αλγόριθμος αυτός χρησιμοποιείται για τη σύγκριση της απόδοσής του σε σχέση με τον ελεγκτή που βασίζεται σε ANN. Τα αποτελέσματα έδειξαν χαμηλότερη αρμονική παραμόρφωση, ταχύτερη μεταβατική απόκριση και καλύτερη δυναμική απόκριση.

2.2.2.3 Dead-Beat Control

Ένας άλλος τύπος ελεγκτών βασιζόμενων σε μοντέλα πρόβλεψης είναι οι ελεγκτές **Dead-Beat (DB)**, οι οποίοι χαρακτηρίζονται από χαμηλή πολυπλοκότητα και υψηλή δυναμική απόκριση. Επίσης, ρυθμίζουν το ρεύμα εξόδου με τρόπο τέτοιο που φτάνει στην τιμή αναφοράς του στο τέλος της επόμενης διακοπτικής περιόδου. Αυτό συνεπάγεται ότι ο ελεγκτής προκαλεί καθυστέρηση ενός δείγματος. Για να αντισταθμιστεί η καθυστέρηση αυτή, χρησιμοποιείται ένας παρατηρητής κατάστασης (**state observer**) του ρεύματος αναφοράς όπως φαίνεται στην **Εικόνα 9**. Η συνάρτηση μεταφοράς του DB ελεγκτή δίνεται στην **Εξίσωση (4)**.

$$G_{DB} = \frac{1}{b} \cdot \frac{1 - az^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (4)$$

Όπου, $\alpha = e^{-\frac{R_T T_s}{L_T}}$, $b = -\frac{1}{R_T} \left(e^{-\frac{R_T T_s}{L_T}} - 1 \right)$, R_T και L_T είναι η ισοδύναμη αντίσταση και αυτεπαγωγή του μετατροπέα αντίστοιχα.



Εικόνα 9: Dead-bead ελεγκτής με παρατηρητή κατάστασης για αντιστάθμιση της καθυστέρησης ενός κύκλου.

Στην [26], οι συγγραφείς προτείνουν έναν βελτιωμένο DB ελεγκτή που βασίζεται σε ένα διακριτό μοντέλο του φίλτρου εξόδου του μετατροπέα, προκειμένου να βελτιστοποιηθεί η απόκριση του ελεγκτή και να επιτευχθεί καθυστέρηση ίση με την μισή διακοπτική περίοδο. Στην μελέτη που παρουσιάζεται στην [27], αναπτύχθηκαν δύο DB ελεγκτές που χρησιμοποιούνται για τη ρύθμιση του εσωτερικού βρόχου ρεύματος και του εξωτερικού βρόχου τάσης ενός μονοφασικού μετατροπέα. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται σταθερή απόδοση και THD λιγότερο από 3%, ακόμη και σε περιπτώσεις μη γραμμικών φορτίων.

Πίνακας 1: Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των τεχνικών ελέγχου ρεύματος για μετατροπείς DC/AC.

Αναφορές	Τεχνική Ελέγχου	Πλαίσιο Αναφοράς	Πλεονεκτήματα	Μειονεκτήματα
[3] [4] [5] [6] [7] [8] [9]	PI	dq	<ul style="list-style-type: none"> Εύκολη υλοποίηση Καλή δυναμική Απόκριση Απλότητα 	<ul style="list-style-type: none"> Αδυναμία παρακολούθησης ημιτονοειδών σημάτων αναφοράς με μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης Αδυναμία απαλοιφής διαταραχών Αδυναμία μείωσης αρμονικής παραμόρφωσης Ευαισθησία στα κέρδη των ελεγκτών
[10] [11] [12] [13]	PR	αβ	<ul style="list-style-type: none"> Υψηλό κέρδος στην συχνότητα συντονισμού Μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης Γρήγορη απαλοιφή διαταραχών Μείωση αρμονικών χαμηλής τάξης 	<ul style="list-style-type: none"> Υψηλή υπολογιστική πολυπλοκότητα Δυσκολία στην υλοποίηση σε επίπεδο hardware
[14] [15] [16] [17] [18]	RC	αβ	<ul style="list-style-type: none"> Μείωση αρμονικών που προκαλείται από μη γραμμικά φορτία Υψηλό κέρδος σε ακέραια πολλαπλάσια της θεμελιώδους συχνότητας 	<ul style="list-style-type: none"> Αργή δυναμική απόκριση
[20] [21] [22]	Hysteresis	abc	<ul style="list-style-type: none"> Γρήγορη δυναμική απόκριση Σταθερότητα σε μεγάλος εύρος φορτίων Καλή μεταβατική απόκριση 	<ul style="list-style-type: none"> Δυσκολία στην ρύθμιση ελέγχου ρεύματος
[23] [24] [25]	Model Predictive	abc	<ul style="list-style-type: none"> Εύκολη υλοποίηση Καλή δυναμική απόκριση Γρήγορη μεταβατική απόκριση 	<ul style="list-style-type: none"> Πολύπλοκοι υπολογισμοί πραγματικού χρόνου Απαιτείται DSP υψηλής συχνότητας
[26] [27]	Dead Beat	abc	<ul style="list-style-type: none"> Μειωμένη πολυπλοκότητα Πολύ γρήγορη δυναμική απόκριση 	<ul style="list-style-type: none"> Υψηλή ευαισθησία στις παραμέτρους του μοντέλου

Στον **Πίνακα 1** παρουσιάζονται τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα των τεχνικών ελέγχου των μετατροπέων DC/AC σύμφωνα με όσα αναφέρθηκαν προηγουμένως. Είναι προφανές ότι η επιλογή του κατάλληλου ελεγκτή εξαρτάται άμεσα από την εφαρμογή που προορίζεται, την διαθέσιμη υπολογιστική ισχύ του επεξεργαστή στον οποίο θα εκτελεστεί ο αλγόριθμος ελέγχου, την πολυπλοκότητα κ.α.

2.3 Βοηθητικές υπηρεσίες

Οι **βοηθητικές υπηρεσίες** παρέχονται από τις ηλεκτρικές γεννήτριες καθώς και από τις μονάδες διεσπαρμένης παραγωγής για τη διασφάλιση της σταθερότητας και της ασφάλειας του ηλεκτρικού δικτύου. Όταν αναφερόμαστε σε βοηθητικές υπηρεσίες εννοούμε υπηρεσίες όπως η στήριξη της **συχνότητας** και της **τάσης** του δικτύου. Οι βοηθητικές υπηρεσίες παρέχονται από γεννήτριες μεγάλης κλίμακας, ωστόσο, λόγω της ανάπτυξης των μικροδικτύων και των έξυπνων δικτύων, αυτές οι υπηρεσίες μπορούν να παρέχονται και τοπικά, από μικρότερες κατανεμημένες μονάδες παραγωγής. Σε περίπτωση σημαντικής διείσδυσης ΑΠΕ, οι βοηθητικές υπηρεσίες είναι απαραίτητες για την αντιστάθμιση της αβεβαιότητας που προκαλείται από τη διακοπόμενη παραγωγή ενέργειας. Οι δύο ακόλουθες ενότητες ασχολούνται με την στήριξη συχνότητας και τάσης σε συστήματα διεσπαρμένης παραγωγής και παρουσιάζονται εφαρμογές σε συστήματα μετατροπών πολλαπλών εισόδων.

2.3.1 Στήριξη Συχνότητας

Ο έλεγχος συχνότητας μπορεί να κατηγοριοποιηθεί σε **πρωτεύων**, **δευτερεύων** και **τριτεύων**. Ο ταχύτερος μεταξύ των τριών είναι ο πρωτεύων έλεγχος, ο οποίος στοχεύει στην εξάλειψη της ανισορροπίας μεταξύ παραγωγής και ζήτησης. Όταν επιτευχθεί ισορροπία ισχύος, η συχνότητα μπορεί να διαφέρει από την ονομαστική. Σε αυτό το σημείο, ο δευτερεύων έλεγχος λειτουργεί χρησιμοποιώντας τα αποθέματα ισχύος του συστήματος προκειμένου να επαναφέρει την συχνότητα στην ονομαστική της τιμή. Τέλος, η ισχύς που καταναλώθηκε κατά την διάρκεια του δευτερεύοντος ελέγχου αποκαθίσταται με την εφαρμογή του τριτεύοντος ελέγχου.

Η παραγωγή ενέργειας από ΑΠΕ μπορεί να προσαρμοστεί έτσι ώστε να αντισταθμίσει τις διακυμάνσεις της συχνότητας κάτω από κάποιους περιορισμούς. Ο έλεγχος **droop** είναι μια από τις πιο κοινές τεχνικές που χρησιμοποιούνται στη βιβλιογραφία για την ρύθμιση συχνότητας. Η ενεργός ισχύς ρυθμίζεται όπως περιγράφεται στην **Εξίσωση (5)**.

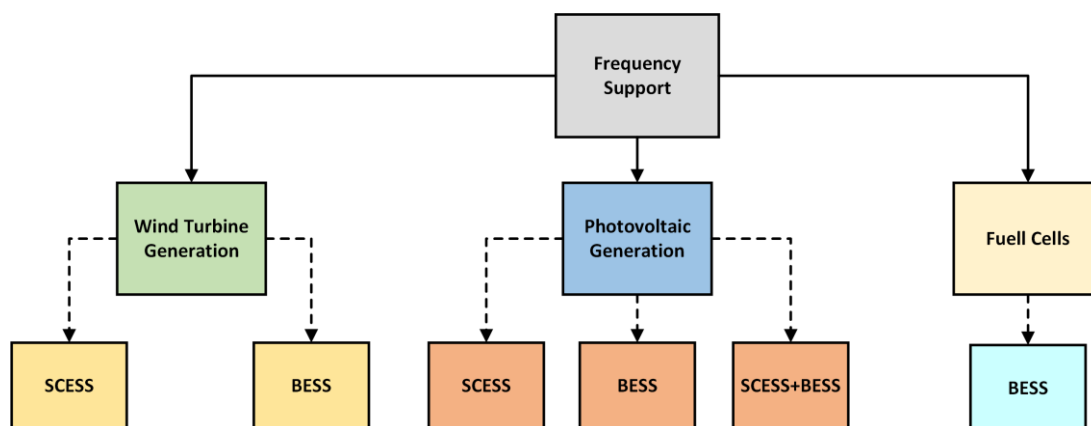
$$\Delta P = -\frac{1}{R} \cdot (f - f_{nom}) \quad (5)$$

Όπου, R είναι η σταθερά droop, f είναι η μετρούμενη συχνότητα, ΔP είναι η μεταβολή ενεργού ισχύος και f_{nom} είναι η ονομαστική συχνότητα του δικτύου. Θετική μεταβολή ισχύος ΔP υποδηλώνει την αύξηση της παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας με στόχο την αύξηση της συχνότητας. Στις ΑΠΕ, η μείωση της παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας μπορεί εύκολα να επιτευχθεί. Η πραγματική πρόκληση εμφανίζεται όταν η συχνότητα είναι χαμηλότερη από την ονομαστική και η παραγωγή ενέργειας από ΑΠΕ πρέπει να αυξηθεί. Σε αυτή την περίπτωση, οι ΑΠΕ θα πρέπει να εξασφαλίζουν συνεχώς μια κατάλληλη ποσότητα εφεδρικής ισχύος με αντίκτυπο στην απόδοση του συστήματος.

Μια τεχνική ελέγχου που έχει προταθεί ονομάζεται **deloading** και χρησιμοποιείται συνήθως στην παραγωγή αιολικής και ηλιακής ενέργειας [28], [29], [30], [31]. Ο ελεγκτής λειτουργεί τις μονάδες ΑΠΕ κάτω από τη μέγιστη ισχύ για να εξασφαλίσει εφεδρεία. Στην περίπτωση των μετατροπών πολλαπλών εισόδων, ο συνδυασμός των ΑΠΕ με μία μονάδα αποθήκευσης (**BESS**) ή μία συστοιχία υπερπυκνωτών (**SCESS**) είναι μια από τις πιο

υποσχόμενες λύσεις. Ο συνδυασμός μπαταριών και υπερπυκνωτών μπορεί να μειώσει αποτελεσματικά την φθορά της μπαταρίας λόγω της συχνής φόρτισης και εκφόρτισης κατά την παροχή υπηρεσιών στήριξης συχνότητας. Οι υπερπυκνωτές μπορούν να απορροφήσουν τις διακυμάνσεις της ισχύος, μειώνοντας την καταπόνηση των μπαταριών. Στην [32], προτείνεται ένα οικονομικά βιώσιμο σύστημα στήριξης συχνότητας που χρησιμοποιεί μονάδα αποθήκευσης ενέργειας. Η ισχύς που απαιτείται για την στήριξη συχνότητας κατανέμεται μεταξύ της μπαταρίας και του υπερπυκνωτή. Επίσης, εισάγεται μια στρατηγική ελέγχου που χρησιμοποιεί δύο συστοιχίες μπαταριών για την αποφυγή των συχνών μεταβάσεων φόρτισης-εκφόρτισης. Μια εναλλακτική έκδοση του συστήματος αποθήκευσης ενέργειας μπορεί να περιλαμβάνει κυψέλες καυσίμου σε συνδυασμό με την συστοιχία των μπαταριών. Στην [33], οι κυψέλες καυσίμου χρησιμοποιούνται ως η κύρια πηγή ενέργειας μαζί με ένα βοηθητικό σύστημα αποθήκευσης ενέργειας για την στήριξη της συχνότητας σε ένα μικροδίκτυο.

Μια άλλη αποτελεσματική λύση για την στήριξη τάσης και συχνότητας σε μικροδίκτυα, είναι ο συνδυασμός φωτοβολταϊκών συστοιχιών με μονάδες αποθήκευσης ενέργειας που παρέχουν εφεδρική ισχύ εξομαλύνοντας την ισχύ εξόδου [34]. Στην [35], παρουσιάστηκε ο συνδυασμός των μεθόδων ελέγχου, συμπεριλαμβανομένων των αλγορίθμων ελέγχου **MPPT**, μπαταρίας και **V-f/P-Q**. Η ικανότητα του αλγορίθμου να μεταβαίνει ομαλά μεταξύ διασυνδεδεμένης και μη διασυνδεδεμένης λειτουργίας επαληθεύτηκε μέσω αποτελεσμάτων προσομοίωσης. Τέλος, αποδείχτηκε ότι το προτεινόμενο σύστημα μείωσε σημαντικά τον χρόνο επαναφοράς της τάσης και της συχνότητας.



Εικόνα 10: Συνδυασμοί εισόδων σε μετατροπέα πολλαπλών εισόδων για στήριξη συχνότητας.

Οι προαναφερθείσες μελέτες για τον έλεγχο συχνότητας αναφέρονται κυρίως σε συστήματα πολλαπλών εισόδων σε επίπεδο μικροδικτύου. Ωστόσο, η κύρια φιλοσοφία των μεθόδων ελέγχου μπορεί εύκολα να εφαρμοστεί και σε μικρότερα συστήματα. Περιορισμένη είναι η βιβλιογραφία αναφορικά με την στήριξη συχνότητας από μετατροπείς πολλαπλών εισόδων που συνδέονται στην χαμηλή τάση, όπως οικιακά συστήματα [36]. Μια αξιοσημείωτη μελέτη παρουσιάζεται στην [37]. Οι συγγραφείς πρότειναν μια τεχνική ελέγχου συχνότητας που βασίζεται στην εξομοίωση αδράνειας ενός μονοφασικού φωτοβολταϊκού μετατροπέα με μπαταρία και υπερπυκνωτή. Η μπαταρία αντισταθμίζει τις ανισορροπίες της παραγωγής λόγω ποικίλων περιβαλλοντικών συνθηκών. Οι συχνές διακυμάνσεις ισχύος μπορεί να επιφέρουν τεράστια καταπόνηση στην μπαταρία λόγω της

επαναλαμβανόμενης φόρτισης και εκφόρτισης. Η λύση που προτείνεται είναι η προσθήκη μίας συστοιχίας υπερπυκνωτών. Η αποθηκευμένη ενέργεια των υπερπυκνωτών προσομοιάζει την αποθηκευμένη ενέργεια στον ρότορα μιας σύγχρονης γεννήτριας. Όταν συμβαίνει μια μεταβολή στην συχνότητα, ο υπερπυκνωτής αποκρίνεται πρώτος και στην συνέχεια ακολουθεί η συστοιχία των μπαταριών προσομοιώνοντας με αυτόν τον τρόπο τον πρωτεύων και τον δευτερεύων έλεγχο αντίστοιχα. Το προτεινόμενο σύστημα προσομοιώθηκε κάτω από διαφορετικές συνθήκες μεταβολής της συχνότητας και παρουσίασε εξαιρετική απόδοση. Στην **Εικόνα 10** απεικονίζονται όλοι οι συνδυασμοί εισόδων που μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε έναν μετατροπέα πολλαπλών εισόδων για στήριξη συχνότητας σύμφωνα με την υπάρχουσα βιβλιογραφία.

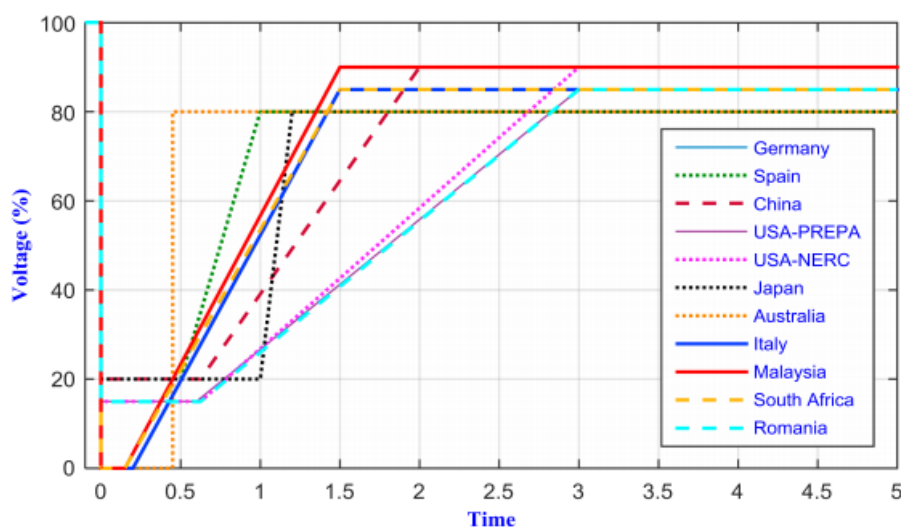
2.3.2 Στήριξη Τάσης

Η στήριξη τάσης μέσω ελέγχου αέργου ισχύος χρησιμοποιείται στα συστήματα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας. Όσον αφορά τις μονάδες διεσπαρμένης παραγωγής, το πρότυπο **IEEE 1547**, δεν προβλέπει την χρήση τους για παραγωγή αέργου ισχύος. Ωστόσο, η διεθνής ηλεκτροτεχνική επιτροπή (IEC), στο πρότυπο **61850-90-7**, συνιστά την χρήση αυτών των μονάδων για τέτοιου είδους λειτουργίες. Στην διεσπαρμένη παραγωγή, κατά την στήριξη τάσης διασφαλίζεται ότι η τάση στο σημείο κοινής σύνδεσης παραμένει όσο το δυνατόν πιο σταθερή και εντός ενός ορισμένου εύρους τιμών. Ο έλεγχος αέργου ισχύος από διεσπαρμένες πηγές μεγάλης κλίμακας είναι απαίτηση στους σύγχρονους κώδικες δικτύου.

Στην μελέτη [38], προτάθηκε ένα σχέδιο ρύθμισης τάσης για ένα ακτινικό δίκτυο φωτοβολταϊκών μετατροπέων τόσο σε κεντρικό όσο και σε τοπικό επίπεδο. Η εργασία που έγινε στη [39] ασχολήθηκε με ένα σχήμα ελέγχου αέργου ισχύος για φωτοβολταϊκούς μετατροπείς. Η λειτουργία του ελεγκτή χωρίζεται σε τέσσερις λειτουργίες (κανονική, αντίστροφη, συννεφιά, νύχτα) ανάλογα με τις καιρικές συνθήκες και το φορτίο για μεγιστοποίηση της χρήσης των φωτοβολταϊκών. Οι καιρικές συνθήκες όπως για παράδειγμα τα κινούμενα σύννεφα, μπορεί να προκαλέσουν απροσδόκητες πτώσεις και υπερυψώσεις τάσης στα δίκτυα διανομής με υψηλή διείσδυση φωτοβολταϊκών. Στη [40], ένα σύστημα αποθήκευσης ενέργειας ενσωματώθηκε για να συμβάλει στη ρύθμιση της τάσης και να μετριάσει αυτό το φαινόμενο. Ο προτεινόμενος αλγόριθμος ελέγχου βασίστηκε σε model predictive control και κατάφερε να ρυθμίσει αποτελεσματικά την τάση χωρίς να οδηγήσει σε σημαντικές αλλαγές της κατάστασης φόρτισης (State of charge – SOC) της μονάδας αποθήκευσης. Μια άλλη προσέγγιση στήριξης τάσης που βασίζεται σε μετατροπέα πολλαπλών εισόδων παρουσιάζεται στην [41]. Η τάση στο DC-link ρυθμίζεται με κατάλληλο έλεγχο του DC/DC μετατροπέα που χρησιμοποιείται για τη σύνδεση της μπαταρίας σε έναν φωτοβολταϊκό αντιστροφέα. Ο στόχος ήταν να σταθεροποιηθούν οι διακυμάνσεις στην DC πλευρά του μετατροπέα που προκαλούνται από τις διακυμάνσεις ισχύος των φωτοβολταϊκών. Με αυτόν τον τρόπο, παρέχεται ένας επιπλέον βαθμός ελευθερίας στον μετατροπέα DC/AC για την κατάλληλη ρύθμιση της ενεργού και άεργου ισχύος εξόδου. Ο μετατροπέας χρησιμοποιεί μια μέθοδο model predictive ελέγχου για να βελτιώσει τη σταθερότητα του συστήματος. Τέλος, στην [42] παρουσιάζεται ένα μικρής κλίμακας σύστημα με φωτοβολταϊκή συστοιχία και μονάδα αποθήκευσης. Το εν λόγω σύστημα χρησιμοποιεί έναν απλό και χαμηλού κόστους αλγόριθμο προγραμματισμού για την εκτίμηση των set-points ισχύος για τη ρύθμιση της τάσης σε δίκτυα χαμηλής τάσης.

2.4 Ικανότητα Αδιάληπτης Λειτουργίας (LVRT)

Η ικανότητα των μονάδων παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας να παραμένουν συνδεδεμένες κάτω από μεγάλες πτώσεις τάσης για σύντομα χρονικά διαστήματα αναφέρεται στους κώδικες διαχειριστών δικτύου ως ικανότητα αδιάληπτης λειτουργίας (Low Voltage Ride Through -LVRT). Τα σύγχρονα συστήματα ισχύος με υψηλή διείσδυση μονάδων διεσπαρμένης παραγωγής θα πρέπει να τα λειτουργούν ως συμβατικές γεννήτριες, ακόμη και υπό συνθήκες σφάλματος, για να αποτρέπονται μεγάλες απώλειες παραγωγής ενέργειας που μπορούν να οδηγήσουν σε αστάθεια του συστήματος. Οι κώδικες διαχειριστή δικτύων απαιτούν από τις μονάδες ΔΠ που είναι συνδεδεμένες στη μέση τάση να παραμένουν συνδεδεμένες σε περίπτωση βύθισης τάσης ενώ ταυτόχρονα να παρέχουν άεργο ισχύ. Υπάρχουν διαφορετικές απαιτήσεις για LVRT ανάλογα με τον εκάστοτε διαχειριστή δικτύου. Όπως φαίνεται στην **Εικόνα 11** [43], χώρες όπως η Γερμανία, η Ιταλία και η Αυστραλία εφαρμόζουν τις αυστηρότερες απαιτήσεις για LVRT, καθώς το σύστημα παραγωγής θα πρέπει να παραμένει συνδεδεμένο ακόμη σε περίπτωση μηδενισμού της τάσης. Όσον αφορά τις μονάδες ΑΠΕ, η απαίτηση για LVRT εφαρμόστηκε αρχικά στα αιολικά πάρκα. Τα τελευταία χρόνια, η ραγδαία αύξηση των φωτοβολταϊκών επέβαλε την απαίτηση για LVRT και για τα φωτοβολταϊκά συστήματα. Ωστόσο, εκτός από τα μεγάλα φωτοβολταϊκά και αιολικά πάρκα, η ταχεία επέκταση των μονάδων διεσπαρμένης παραγωγής σε επίπεδο διανομής, θα επιβάλει στο εγγύς μέλλον την απαίτηση για LVRT σε συστήματα χαμηλής τάσης.



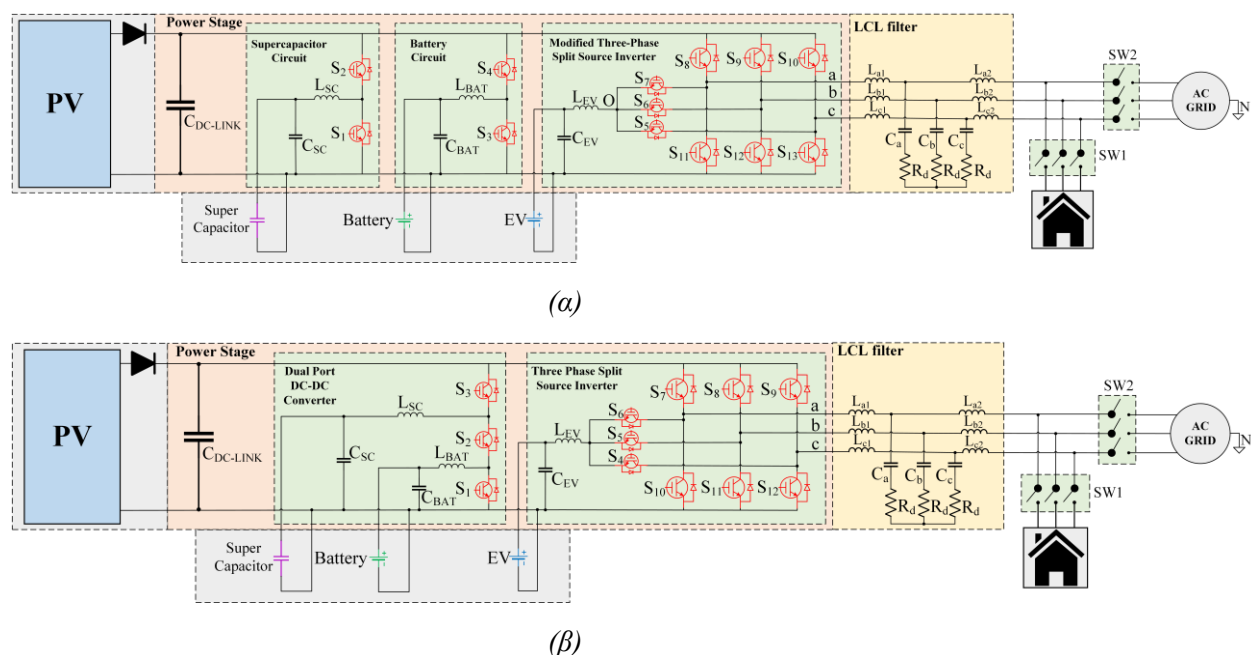
Εικόνα 11: Σύγκριση απαιτήσεων LVRT σε διεθνείς κώδικες δικτύου [43].

Οι μετατροπείς πολλαπλών εισόδων είναι μια εξαιρετική λύση για τη βελτίωση της ικανότητας LVRT σε διεσπαρμένη παραγωγή χαμηλής τάσης. Μονάδες ΔΠ όπως τα φωτοβολταϊκά ή οι ανεμογεννήτριες συνήθως συνδυάζονται με ένα σύστημα αποθήκευσης όπως μία συστοιχία μπαταριών ή υπερπυκνωτών. Ο κύριος σκοπός του συστήματος αποθήκευσης είναι να προστατεύει τον μετατροπέα από υψηλή τάση στην είσοδο του κατά τη διάρκεια σφαλμάτων, απορροφώντας την επιπλέον ενέργεια που αποθηκεύεται στον DC-link πυκνωτή. Στην [44], προτείνεται μια στρατηγική ελέγχου LVRT για μια ανεμογεννήτρια σε συνδυασμό με ένα βοηθητικό σύστημα υπερπυκνωτών. Για πτώση τάσης κάτω του 30% της

ονομαστικής τιμής, το ισοζύγιο ισχύος μεταξύ εισόδου και εξόδου του μετατροπέα μπορεί να επιτευχθεί ελέγχοντας την ταχύτητα του ρότορα. Σε πτώση τάσης μεγαλύτερη του 30%, η ρύθμιση της ταχύτητας του ρότορα συνδυάζεται με το σύστημα ελέγχου των υπερπυκνωτών. Ο προτεινόμενος ελεγκτής αξιολογήθηκε υπό διαφορετικές συνθήκες συμμετρικών και ασύμμετρων σφαλμάτων. Αποδείχτηκε ότι οι υπερπυκνωτές μπορούν να βελτιώσουν σημαντικά την ικανότητα LVRT των φωτοβολταϊκών συστημάτων λόγω της υψηλής πυκνότητας ισχύος που διαθέτουν [45]. Κατά την κανονική λειτουργία, η συστοιχία των υπερπυκνωτών μπορεί να σταθεροποιήσει την τάση στο DC-link που προκαλείται από την διακύμανση της παραγωγής των φωτοβολταϊκών. Ακόμη, στην περίπτωση που εμφανιστεί μία βύθιση τάσης, η συστοιχία μπορεί να απορροφήσει την περίσσεια ισχύ που παράγεται από τα φωτοβολταϊκά παρέχοντας ταυτόχρονα άεργο ισχύ στο δίκτυο [46]. Τέλος, στη μελέτη [47], αποδείχθηκε ότι η ικανότητα των υπερπυκνωτών να απορροφούν και να παρέχουν γρήγορα ισχύ στο σύστημα έχει ως αποτέλεσμα την ταχύτερη αλλά και ομαλότερη επαναφορά της τάσης.

3. Περιγραφή του Μετατροπέα Πολλαπλών εισόδων

Σε αυτή την ενότητα γίνεται η περιγραφή του κυκλώματος του μετατροπέα πολλαπλών εισόδων πάνω στον οποίο βασίστηκε η κατασκευή του αντίστοιχου ελεγκτή πραγματικού χρόνου που υλοποιήθηκε στην εν λόγω διατριβή. Πιο συγκεκριμένα, για την κατασκευή του κυκλώματος του μετατροπέα σχεδιάστηκαν δύο διαφορετικές τοπολογίες και ονομάστηκαν **Τοπολογία 1** και **Τοπολογία 2** όπως φαίνεται στην **Εικόνα 12**.



Εικόνα 12: Σχηματική απεικόνιση των δύο κυκλωμάτων του μετατροπέα ισχύος πολλαπλών εισόδων: (α) Τοπολογία 1, (β) Τοπολογία 2.

3.1 Επεξήγηση των επιμέρους στοιχείων του μετατροπέα

Ο μετατροπέας αποτελείται από τέσσερις DC εισόδους και μία τριφασική έξοδο. Οι τρεις από τις εισόδους υποστηρίζουν αμφίδρομη ροή και στην συγκεκριμένη εφαρμογή

χρησιμοποιούνται για την σύνδεση μίας συστοιχίας μπαταριών, μίας συστοιχίας υπερπυκνωτών και ενός ηλεκτρικού οχήματος. Η τέταρτη είσοδος έχει μονοκατευθυντική ροή και υποστηρίζει είσοδο με φωτοβολταϊκή συστοιχία. Από την πλευρά της εξόδου, ο μετατροπέας μπορεί να συνδεθεί με ένα τοπικό φορτίο είτε με το ηλεκτρικό δίκτυο.

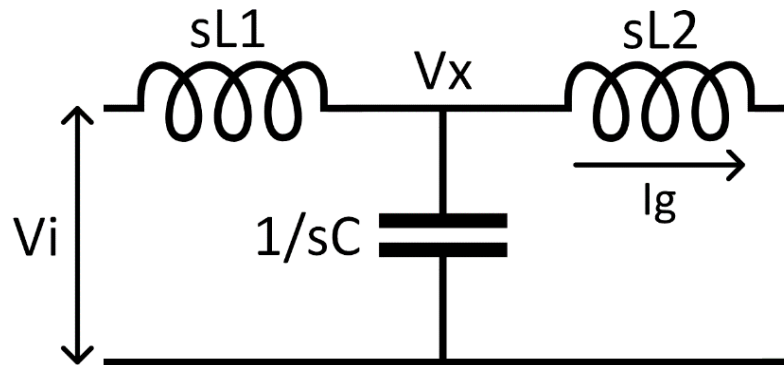
Το κύκλωμα του μετατροπέα μπορεί να αναλυθεί σε επιμέρους τμήματα για την καλύτερη κατανόηση της λειτουργίας του. Η τριφασική γέφυρα του μετατροπέα που χρησιμοποιείται για την μετατροπή του συνεχούς ρεύματος σε εναλλασσόμενο συνδέεται με την έξοδο του μετατροπέα μέσω ενός φίλτρου **LCL**. Ταυτόχρονα, όπως φαίνεται στην **Εικόνα 12**, το μέσο κάθε κλάδου της γέφυρας συνδέεται με ένα διακοπτικό στοιχείο το οποίο καταλήγει σε έναν κοινό κόμβο για την σύνδεση και των τριών διακοπών (ένα για κάθε κλάδο). Με την προσθήκη ενός πηνίου για μείωση των ταλαντώσεων του ρεύματος και ενός πυκνωτή για σταθεροποίηση της τάσης, υλοποιείται το κύκλωμα εισόδου του ηλεκτρικού οχήματος. Με κατάλληλη παλμοδότηση των τριών διακοπών, το εν λόγω κύκλωμα λειτουργεί ως ένας αμφίδρομος μετατροπέας ανύψωσης συνεχούς ρεύματος. Το πλεονέκτημά του σε σχέση με έναν συμβατικό DC-DC μετατροπέα είναι η χαμηλή διακοπτική συχνότητα λειτουργίας των τριών διακοπών. Για την ακρίβεια, η συχνότητα λειτουργίας τους ισούται με την συχνότητα του δικτύου (**50 Hz**), ενώ η συχνότητα ενός συμβατικού μετατροπέα DC-DC είναι της τάξεως των μερικών δεκάδων kHz. Η μείωση της διακοπτικής συχνότητας οδηγεί σε μείωση των απωλειών άρα και την αύξηση της συνολικής απόδοσης του μετατροπέα. Η DC πλευρά της τριφασικής γέφυρας συνδέεται με έναν πυκνωτή (DC-link) που χρησιμοποιείται για την εξισορρόπηση των στιγμιαίων διακυμάνσεων ισχύος μεταξύ της εισόδου και της εξόδου του μετατροπέα. η φωτοβολταϊκή συστοιχία συνδέεται μέσω μίας διόδου απευθείας στο DC-link. Με χρήση κατάλληλου ελεγκτή που θα περιγραφεί σε επόμενο κεφάλαιο, επιτυγχάνεται ο εντοπισμός της μέγιστης ισχύος λειτουργίας (Maximum Power Point Tracking – MPPT) της φωτοβολταϊκής συστοιχίας, χωρίς την χρήση επιπλέον κυκλώματος ανύψωσης ή υποβιβασμού τάσης.

Τα στοιχεία που περιγράφηκαν στην προηγούμενη παράγραφο είναι κοινά και για τις δύο τοπολογίες του μετατροπέα. Η διαφορά των δύο τοπολογιών ως προς την κυκλωματική υλοποίηση, σχετίζεται με το κύκλωμα σύνδεσης της συστοιχίας των μπαταριών και των υπερπυκνωτών. Στην **Τοπολογία 1**, η σύνδεση των δύο αυτών πηγών γίνεται μέσω δύο συμβατικών αμφίδρομων μετατροπέων ανύψωσης DC-DC, ενώ στην **Τοπολογία 2** η σύνδεση αυτή επιτυγχάνεται μέσω ενός μετατροπέα ανύψωσης DC-DC δύο εισόδων. Ο συγκεκριμένος μετατροπέας αποτελείται από τρεις διακόπτες αντί για τέσσερις που έχουν οι δύο ξεχωριστοί συμβατικοί μετατροπείς. Ο μετατροπέας δύο εισόδων υποστηρίζει όλες τις δυνατές ροές ισχύος με την χρήση κατάλληλου ελεγκτή. Ωστόσο, χαρακτηρίζεται από περισσότερους περιορισμούς, δυσκολότερη υλοποίηση καθώς και μεγαλύτερη πολυπλοκότητα σχεδίασης της μονάδας ελέγχου.

3.2 Σχεδιασμός φίλτρου εξόδου

Για το φιλτράρισμα των αρμονικών που παράγονται στην έξοδο αντιστροφέα χρησιμοποιήθηκε ένα LCL φίλτρο. Οι λόγοι που επιλέχθηκε ένα LCL φίλτρο αντί ενός LC φίλτρου είναι ότι το LCL απαιτεί μικρότερα πηνία και πυκνωτές για την ίδια παραμορφώση σε τάση ή ρεύμα. Αυτό συνεπάγεται μειωμένο κόστος, λιγότερο βάρος και μικρότερο

μέγεθος. Για τον σχεδιασμό του φίλτρου του μετατροπέα για ονομαστική ισχύ **10 kW** και διακοπτική συχνότητα **10 kHz**, αρχικά κατασκευάζουμε το μονοφασικό ισοδύναμο για να βρούμε την συνάρτηση μεταφοράς (**Εικόνα 13**).



Εικόνα 13: Μονοφασικό ισοδύναμο στο πεδίο s .

Από το νόμο ρευμάτων του Kirchhoff προκύπτει ότι:

$$\frac{V_i - V_x}{sL_1} = I_g + \frac{V_x}{sC} \quad (6)$$

Επίσης ισχύει ότι:

$$V_x = I_g sL_2 \quad (7)$$

Άρα από (6),(7) προκύπτει ότι $\frac{I_g(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{s^3 L_1 L_2 C + s(L_1 + L_2)}$

Θέτοντας όπου $L = L_1 + L_2$ και όπου $L_p = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}$, η συνάρτηση μεταφοράς που προκύπτει

$$\text{ισούται με: } \frac{I_g(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{sL(1 + s^2 L_p C)}$$

Άρα η συχνότητα συντονισμού ισούται με: $\omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{L_p C}}$

Η διακοπτική συχνότητα επιλέγεται ίση με: $f_{sw} = 10 \text{ kHz}$, ενώ η συχνότητα συντονισμού ισούται με το 1/10 της διακοπτικής συχνότητας.

$$\text{Άρα } f_{res} = \frac{f_{sw}}{10} = 1000 \text{ Hz}$$

Η τιμή της χωρητικότητας καθορίζεται από την απαίτηση αέργου ισχύος του πυκνωτή που πρέπει να ισούται το πολύ με το 5% της ονομαστικής ισχύος:

$$Q_c = 5\% S_{1\phi}$$

Ξέρουμε επίσης ότι $C = \frac{Q_c}{V^2 2\pi f_n}$. Άρα για ένα αντιστροφέα με $S_{3\phi} = 10 \text{ kVA}$, $f_n = 50 \text{ Hz}$ και $V = 230 \text{ V}$ έχουμε ότι $C = 10 \mu\text{F}$

Για τον υπολογισμό των αυτεπαγωγών του φίλτρου χρησιμοποιούμε την συνάρτηση μεταφοράς που υπολογίσαμε παραπάνω, η οποία με την χρήση της συχνότητας συντονισμού ω_{res} γράφεται ως εξής:

$$\frac{I_g(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{sL(1 + \frac{s^2}{\omega_{res}^2})}$$

Γνωρίζοντας ότι $s = j\omega_{sw}$ και παίρνοντας το μέτρο της παραπάνω εξίσωσης, λύνοντας ως προς L , προκύπτει ότι:

$$L = \frac{1}{\left| \omega_{sw} \frac{I_g(sw)}{V_i(sw)} \left(1 - \frac{\omega_{sw}^2}{\omega_{res}^2} \right) \right|} \quad (8)$$

Το ονομαστικό ρεύμα I_g ισούται με $I_g = \frac{S_{1\phi}}{V} = 14.49 \text{ A}$

Επίσης σύμφωνα με το πρότυπο **IEEE 1547** το ρεύμα I_g για την διακοπτική συχνότητα f_{sw} , πρέπει να είναι το πολύ **0.3%** του ονομαστικού ρεύματος. Δηλαδή:

$$I_g(sw) = 0.003I_g = 0.0434 \text{ A}$$

Τέλος, η ελάχιστη τιμή της τάσης για την διακοπτική συχνότητα f_{sw} ισούται με:

$$V_i(sw) = 0.9V_g = 0.9 * 230 = 207 \text{ V}$$

Αντικαθιστώντας τις παραπάνω τιμές στην **Εξίσωση (8)** προκύπτει ότι: $L = 765 \text{ }\mu\text{H}$. Επιπλέον, μπορεί να θεωρηθεί ότι $L_1 = L_2 = L$. Άρα $L_1 = L_2 = 382,5 \text{ }\mu\text{H}$. Αυτή η τιμή αναφέρεται στην ελάχιστη απαιτούμενη τιμή που μπορεί να λάβει η αυτεπαγωγή των πηνίων.

Η μέγιστη τιμή υπολογίζεται βασιζόμενη στην πτώση τάσης V_L στα άκρα του πηνίου, η οποία περιορίζεται στο **20%** της τάσης του δικτύου. Δηλαδή:

$$L_{max} = \frac{V_L}{2\pi f_n I_g} = \frac{0,2V_g}{2\pi f_n I_g} = 10 \text{ mH}$$

Οπότε καταλήγουμε ότι: $L_1 = L_2 = 5 \text{ mH}$

4. Εισαγωγή στην σχεδίαση του ελεγκτή πραγματικού χρόνου

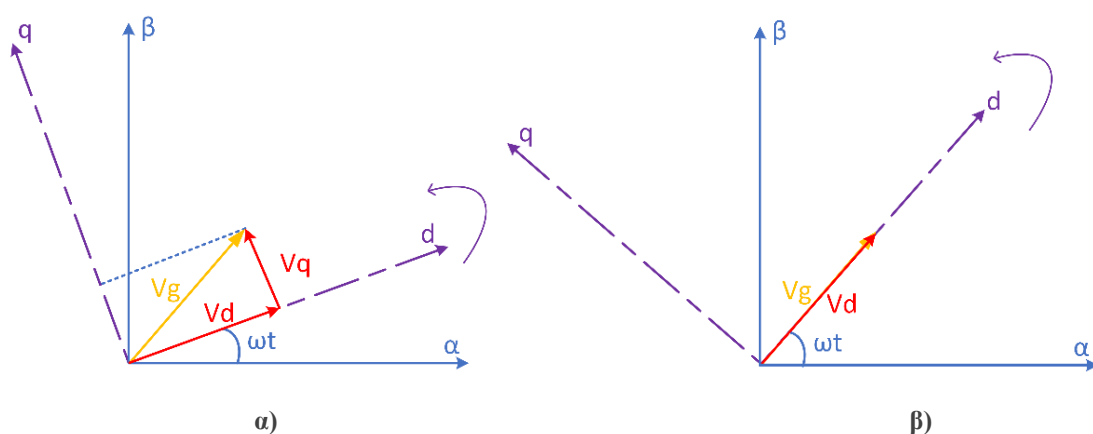
Σε αυτή την ενότητα περιγράφεται η κατασκευή και η λειτουργία ενός ελεγκτή τριφασικής γέφυρας συνδεδεμένης στο δίκτυο, στο σύγχρονο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς **d-q** που αποτελεί την βάση για την λειτουργία του συνολικού ελεγκτή που υλοποιήθηκε και θα περιγραφεί στο **Κεφάλαιο 5**. Επίσης, παρουσιάζονται κάποια αρχικά αποτελέσματα

προσομοιώσεων που αποδεικνύουν την ορθή λειτουργία του συγκεκριμένου ελεγκτή για την ρύθμιση ενεργού και αέργου ισχύος.

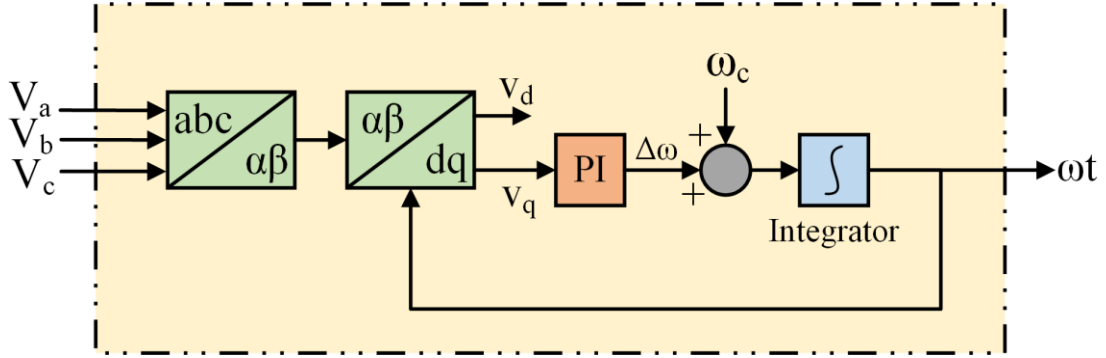
4.1 Περιγραφή της λειτουργίας του βρόχου κλειδώματος φάσης (PLL)

Ο μετασχηματισμός d-q ή αλλιώς μετασχηματισμός Park, μετατρέπει τις ημιτονοειδείς τάσεις και ρεύματα (**abc**) του δικτύου στις DC συνιστώσες d και q. Το πλαίσιο αυτό περιστρέφεται σε συγχρονισμό με τη γωνιακή συχνότητα της τάσης του ηλεκτρικού δικτύου [48]. Σε αυτό το σύστημα, ένας ελεγκτής PI μπορεί να ρυθμίσει γρήγορα και αποτελεσματικά τις ημιτονοειδείς τιμές μετά την μετατροπή τους σε DC σήματα, εξαλείφοντας τα σφάλματα σταθερής κατάστασης.

Στην περίπτωση που ο αντιστροφέας βρίσκεται συνδεδεμένος στο ηλεκτρικό δίκτυο θα πρέπει ο ελεγκτής να μπορεί ανά πάσα στιγμή να εντοπίζει την συχνότητα και την φάση του δικτύου. Αυτό επιτυγχάνεται με την χρήση ενός βρόχου κλειδώματος φάσης (Phase-Locked-Loop ή PLL). Αρχικά, όπως φαίνεται στην **Εικόνα 15**, οι τρεις φάσεις των τάσεων του δικτύου μετατρέπονται μέσω του μετασχηματισμού **Clarke** στο σταθερό πλαίσιο αναφοράς αβ. Στην συνέχεια, μέσω του μετασχηματισμού Park, οι α, β συνιστώσες της τάσης μετατρέπονται στις συνιστώσες d, q. Έπειτα, με την βοήθεια ενός PI ελεγκτή και ενός ολοκληρωτή επιτυγχάνεται ο μηδενισμός της συνιστώσας V_q . Κατά συνέπεια ο αντιστροφέας αποκτά ίδια συχνότητα και φάση με το ηλεκτρικό δίκτυο. Η σχέση μεταξύ του σταθερού πλαισίου αβ και του κινητού d-q φαίνεται στην **Εικόνα 14**. Το σύστημα PLL, μεταβάλλοντας μέσω του PI ελεγκτή τη γωνία μεταξύ του α και του d άξονα, προσπαθεί να μηδενίσει την συνιστώσα V_q (**Εικόνα 14**). Έτσι, η τάση V_d έχει την ίδια φάση και συχνότητα με την τάση V_g του δικτύου. Με αυτόν τον τρόπο ο ελεγκτής γνωρίζει ανά πάσα στιγμή την φάση και την συχνότητα του δικτύου.



Εικόνα 14: Σχέση μεταξύ σταθερού πλαισίου α-β και κινητού πλαισίου d-q.



Εικόνα 15: Δομικό διάγραμμα ενός Phase Locked Loop.

4.2 d-q έλεγχος τριφασικού αντιστροφέα με πηγή τάσης στην είσοδο για ρύθμιση ενεργού και αέργου ισχύος

Στην συγκεκριμένη ενότητα παρουσιάζεται ο ελεγκτής ενός τριφασικού αντιστροφέα διασυνδεδεμένου στο δίκτυο με πηγή τάσης στην είσοδο του. Ο ελεγκτής μπορεί να ρυθμίσει την ενεργό και την άεργο ισχύ που ανταλλάσσει ο αντιστροφέας με το δίκτυο. Στην **Εικόνα 16**, απεικονίζεται το διάγραμμα του ελεγκτή που σχεδιάστηκε. Οι μεταβλητές εισόδου που πρέπει να μετρηθούν στο κύκλωμα του αντιστροφέα και να εισαχθούν στον ελεγκτή πραγματικού χρόνου είναι οι τρεις φάσεις των τάσεων (V_{abc}) και των ρευμάτων (I_{abc}) στην έξοδο του αντιστροφέα. Αξίζει να σημειωθεί τα ρεύματα I_{abc} μετρούνται πριν από το φίλτρο LCL λόγω γρήγορης δυναμικής απόκρισης που παρουσιάζουν. Αυτό επιτρέπει βελτιωμένο έλεγχο και ταχύτερη προστασία σε περίπτωση υπέρ-ρεύματος [49].

Χρησιμοποιώντας τις τάσεις και τα ρεύματα στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς d-q προκύπτουν οι ακόλουθες σχέσεις για την ενεργό και άεργο ισχύ:

$$P = \frac{3}{2} (v_d i_d + V_q i_q) \quad \text{και} \quad Q = \frac{3}{2} (v_q i_d - V_d i_q) \quad (9)$$

Χρησιμοποιώντας τις παραπάνω σχέσεις και σε συνάρτηση με τις τιμές αναφοράς P_{ref} , Q_{ref} υπολογίζονται τα ρεύματα αναφοράς i_d^* , i_q^* .

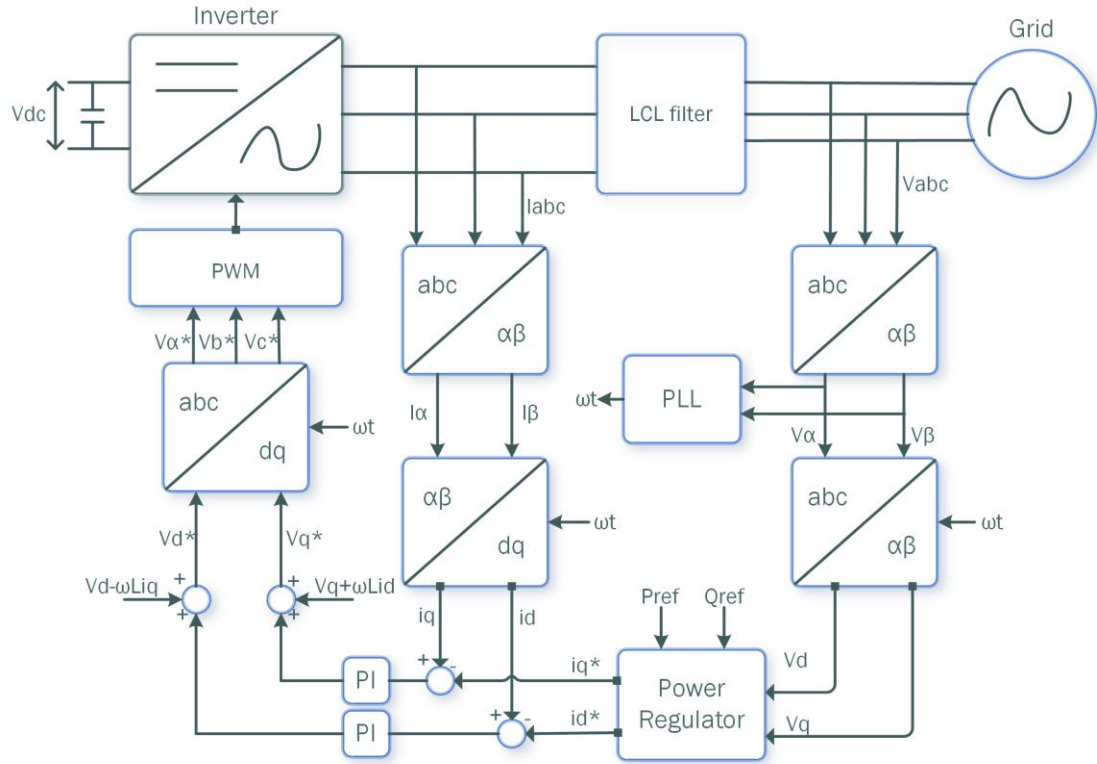
$$i_d^* = \frac{2}{3} \left(\frac{P_{ref} v_d + Q_{ref} v_q}{v_d^2 + v_q^2} \right) \quad \text{και} \quad i_q^* = \frac{2}{3} \left(\frac{P_{ref} v_q - Q_{ref} v_d}{v_d^2 + v_q^2} \right) \quad (10)$$

Όμως, επειδή ο αντιστροφέας είναι συγχρονισμένος με το δίκτυο μέσω του PLL ισχύει $v_q=0$, με αποτέλεσμα οι παραπάνω εξισώσεις να απλοποιούνται ως εξής:

$$P = \frac{3}{2} v_d i_d \quad \text{και} \quad Q = -\frac{3}{2} V_d i_q \quad (11)$$

$$i_d^* = \frac{2}{3} \frac{P_{ref}}{v_d} \quad \text{και} \quad i_q^* = \frac{2}{3} \frac{Q_{ref}}{v_d} \quad (12)$$

Επομένως, υποθέτοντας ότι το δίκτυο διανομής είναι συμμετρικό και ευσταθές, η ενεργός και η άεργος ισχύς που εγχέεται στο δίκτυο, ελέγχεται μέσω των ρευμάτων αναφοράς i_d^* , i_q^* αντίστοιχα.



Εικόνα 16: Δομικό διάγραμμα d - q ελέγχου τριφασικού αντιστροφέα συνδεδεμένου στο δίκτυο.

Για την παραγωγή των σημάτων αναφοράς που απαιτούνται για την παραγωγή των **PWM** σημάτων χρησιμοποιούνται δύο **PI** ελεγκτές που τροφοδοτούνται με το σφάλμα μεταξύ των μετρούμενων τιμών i_d και i_q και των σημάτων αναφοράς i_d^* και i_q^* . Οι τάσεις αναφοράς στο πεδίο d - q υπολογίζονται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$v_d^* = (K_p + \frac{K_i}{s})(i_d^* - i_d) - \omega L i_q + V_d \quad (13)$$

$$v_q^* = (K_p + \frac{K_i}{s})(i_q^* - i_q) + \omega L i_d + V_q \quad (14)$$

Τέλος, χρησιμοποιώντας τον αντίστροφο μετασχηματισμό Park στις **Εξισώσεις (13), (14)**, υπολογίζουμε τις τρεις τάσεις αναφοράς (V_{abc}^*), τις οποίες θα χρησιμοποιήσει ο **PWM** ελεγκτής για να ενεργοποιήσει τα αντίστοιχα διακοπτικά στοιχεία και να παράξει την επιθυμητή τριφασική εναλλασσόμενη τάση στην έξοδο του αντιστροφέα. Εάν το ρεύμα αναφοράς $i_q^* = 0$, τότε οι τάσεις και τα ρεύματα εξόδου βρίσκονται σε φάση, με αποτέλεσμα ο αντιστροφέας να λειτουργεί με **μοναδιαίο** συντελεστή ισχύος και κατά συνέπεια να μην παράγει άεργο ισχύ.

4.2.1 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων ρύθμισης ενεργού και αέργου ισχύος

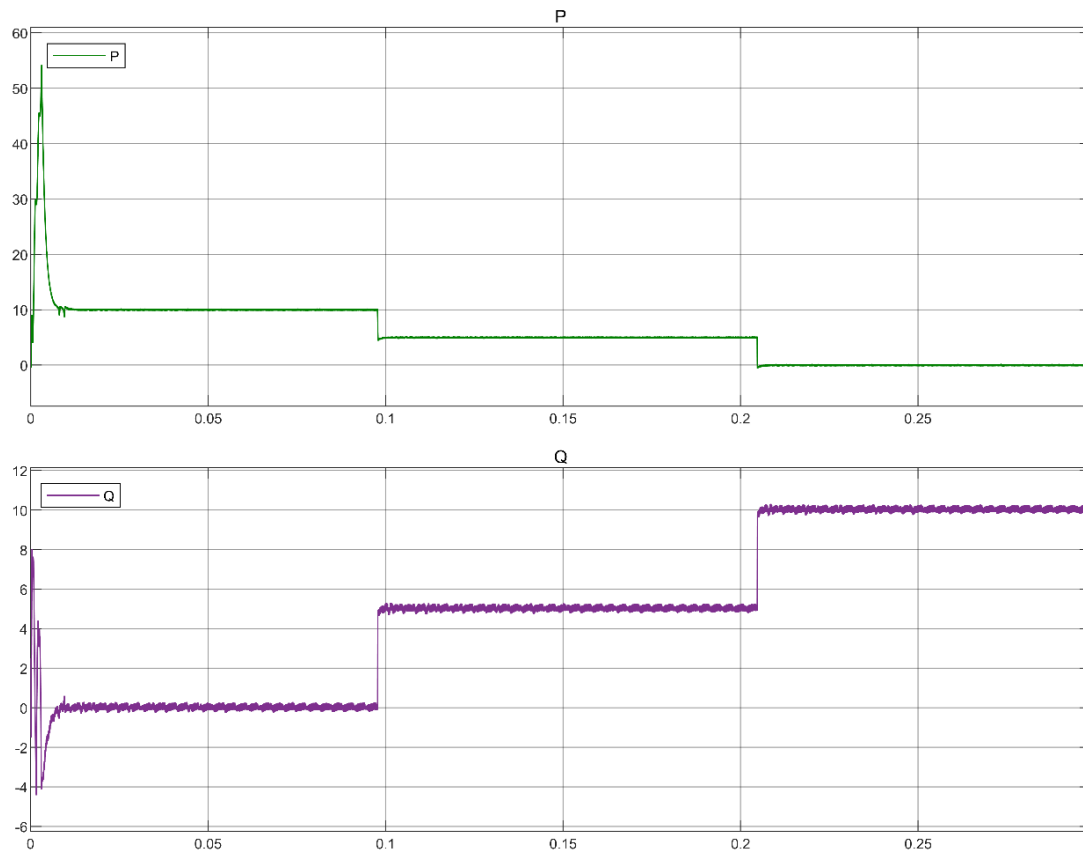
Η προσομοίωση του παραπάνω ελεγκτή έγινε στο λογισμικό Matlab/Simulink. Στην **Εικόνα 17** απεικονίζεται η απόκριση του συστήματος σε διαφορετικές τιμές αναφοράς ενεργού και αέργου ισχύος.

Πιο συγκεκριμένα οι τιμές αναφοράς που χρησιμοποιήθηκαν ήταν οι εξής:

0 – 0.1 sec → $P = 10 \text{ kW}$, $Q = 0 \text{ kVar}$,

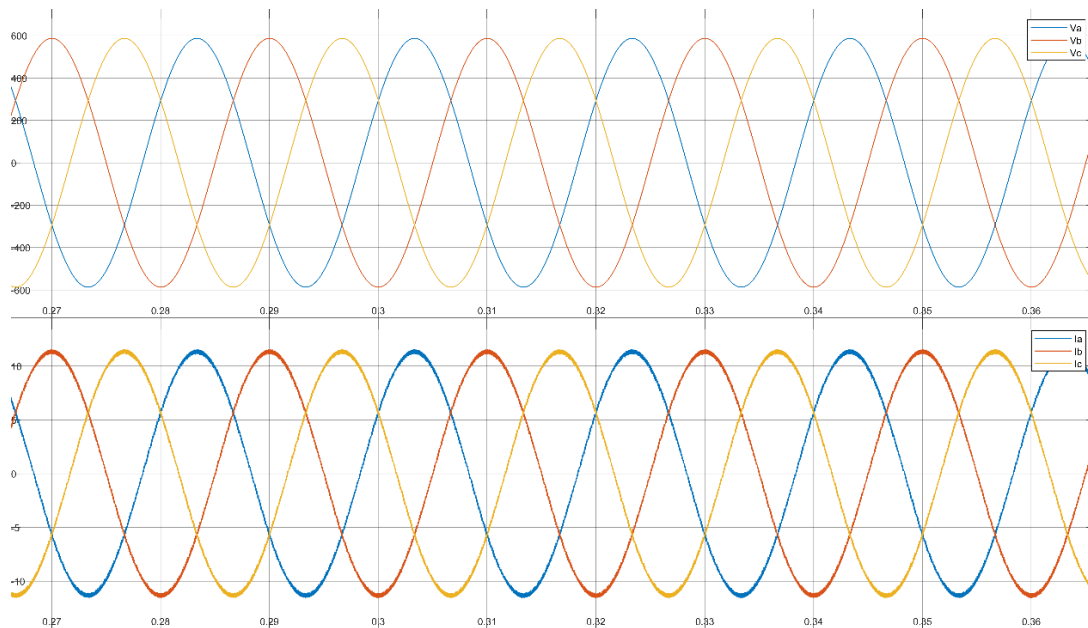
0.1 – 0.2 sec → $P = 5 \text{ kW}$, $Q = 5 \text{ kVar}$,

0.2 – 0.3 sec → $P = 0 \text{ kW}$, $Q = 10 \text{ kVar}$.



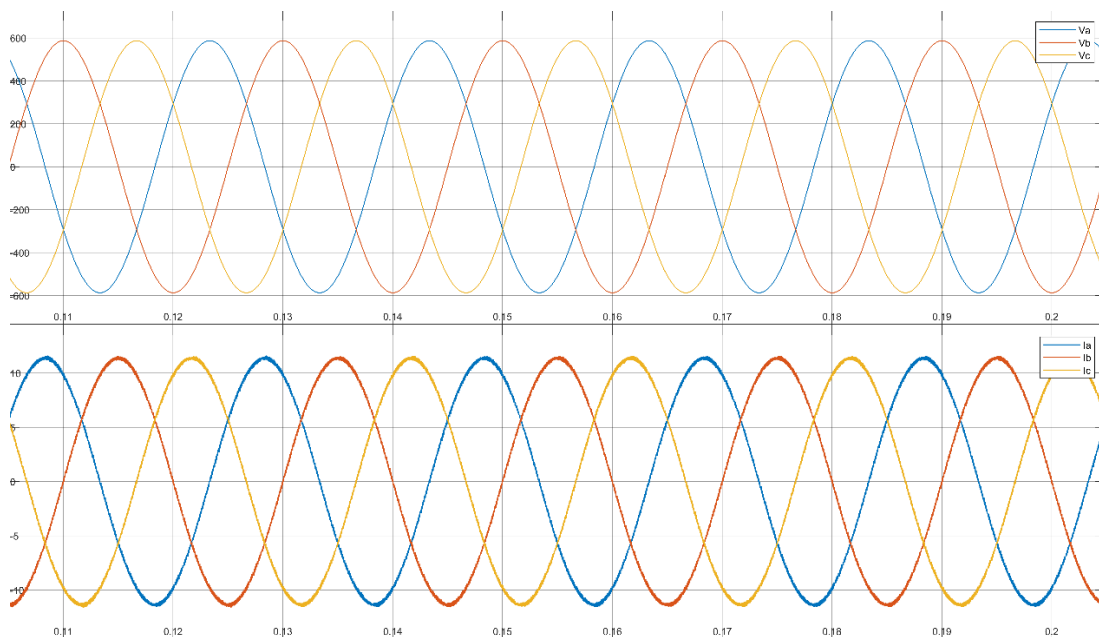
Εικόνα 17: Μεταβολή τη ενεργού και της αέργου ισχύος, ανάλογα με τις τιμές αναφοράς.

Στην **Εικόνα 18** απεικονίζονται οι τάσεις και τα ρεύματα στην έξοδο, όταν ο αντιστροφέας παράγει μόνο ενεργό ισχύ. Γι' αυτό τον λόγο, οι τάσεις και τα αντίστοιχα ρεύματα είναι συμφασικά.



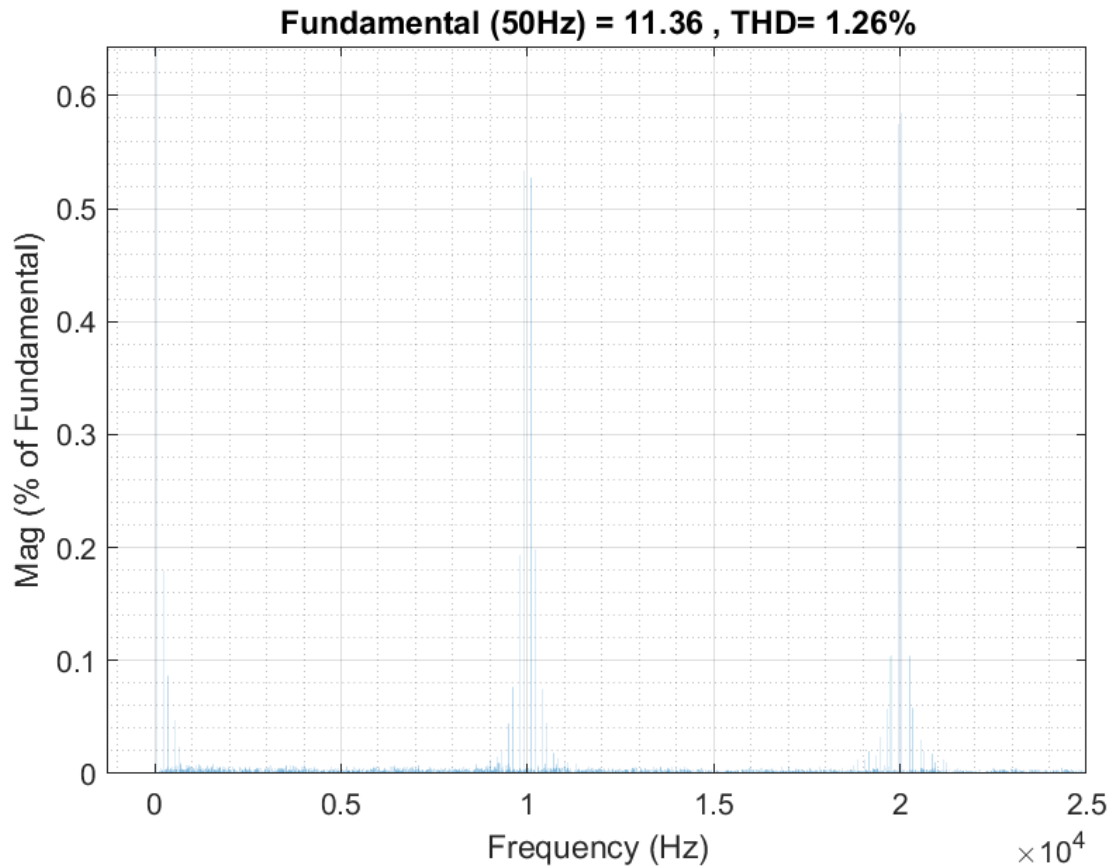
Εικόνα 18: Τάσεις και ρεύματα στην έξοδο του αντιστροφέα, χωρίς παραγωγή αέργου ισχύος.

Στην **Εικόνα 19** απεικονίζονται οι τάσεις και τα ρεύματα στην έξοδο, όταν ο αντιστροφέας δίνει μόνο άεργο ισχύ. Γι' αυτό τον λόγο, οι τάσεις και τα αντίστοιχα ρεύματα έχουν διαφορά φάσης 90° .



Εικόνα 19: Τάσεις και ρεύματα στην έξοδο του αντιστροφέα, χωρίς παραγωγή ενεργού ισχύος.

Τέλος, στην **Εικόνα 20** απεικονίζεται ο συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης **THD (%)** για το ρεύμα εξόδου. Όπως γνωρίζουμε, εκτός από την βασική αρμονική παρατηρούνται επίσης αρμονικές γύρω από την διακοπτική συχνότητα (10 kHz) και τα πολλαπλάσιά της. Π.χ. 20 kHz.



Εικόνα 20: Συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης ρεύματος εξόδου.

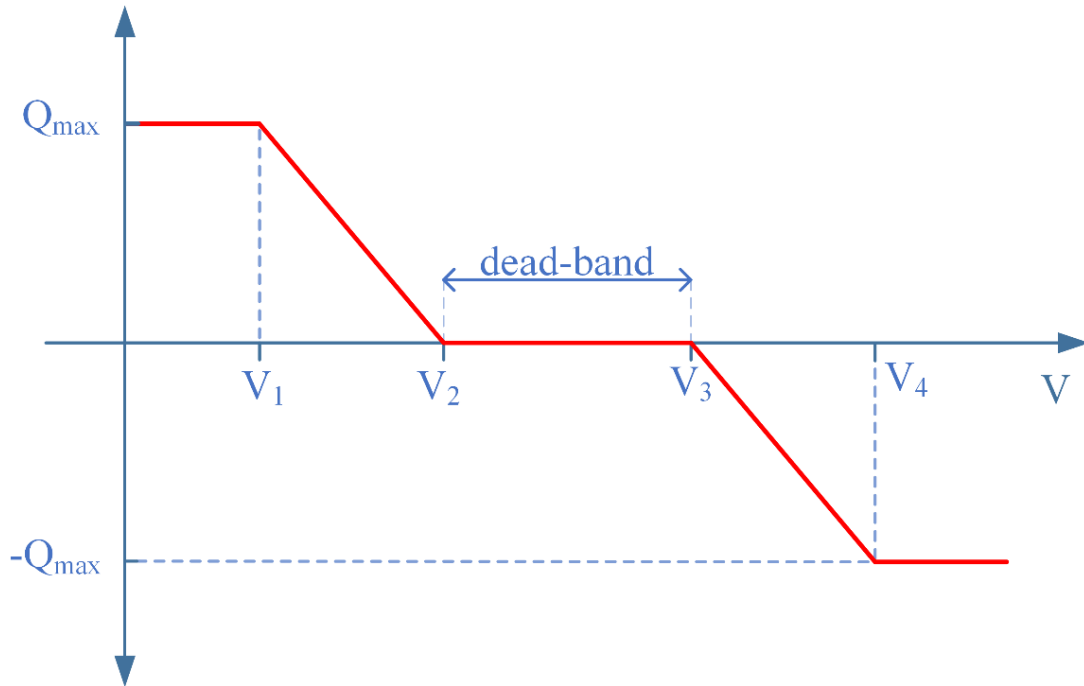
Αφού επιβεβαιώθηκε η ορθή λειτουργία του ελεγκτή ως προς τη ρύθμιση ενεργού και αέργου ισχύος για αυθαίρετες προκαθορισμένες τιμές, ο αντιστροφέας δοκιμάστηκε ως προς την δυνατότητα στήριξης τάσης και συχνότητας μέσω έγχυσης αέργου και ενεργού ισχύος αντίστοιχα.

4.3 Στήριξη τάσης μέσω έγχυσης αέργου ισχύος

Για την ρύθμιση της αέργου ισχύος, αρχικά μετράται η RMS τιμή της βασικής αρμονικής της τάσης και συγκρίνεται με την τιμή αναφοράς. Στην συνέχεια, ανάλογα με την τάση του δικτύου και την διαθέσιμη άεργο ισχύ του αντιστροφέα, παράγεται η τιμή αναφοράς για την άεργο ισχύ σύμφωνα με τα παρακάτω κριτήρια (IEC 61850-90-7):

$$\Delta Q = \begin{cases} Q_{max} & V < V_1 \\ Q_{max} - \frac{Q_{max}}{V_2 - V_1}(V - V_1) & V_1 \leq V \leq V_2 \\ 0 & V_2 \leq V \leq V_3 \\ -\frac{Q_{max}}{V_4 - V_3}(V - V_3) & V_3 \leq V \leq V_4 \\ -Q_{max} & V > V_4 \end{cases} \quad (15)$$

Όπου, $V_1 = 0.9V_g$, $V_2 = 0.95V_g$, $V_3 = 1.025V_g$ και $V_4 = 1.05V_g$. Με V_g να είναι η ονομαστική τάση του δικτύου, ίση με 230 V και V η μετρούμενη RMS τάση. Η τιμές $V_1 = 0.9V_g$ και $V_4 = 1.05V_g$ έχουν καθοριστεί από το πρότυπο **IEEE 1159** ως ελάχιστη και μέγιστη επιτρεπόμενη τάση αντίστοιχα. Το πρότυπο **IEEE 1547** θέτει ως μέγιστη διακυμάνση τάσης που προκαλείται από μονάδες διεσπαρμένης παραγωγής ίση με **5%**.



Εικόνα 21: Droop χαρακτηριστική αέργου ισχύος για στήριξη τάσης.

Στην **Εξίσωση (15)**, το Q_{max} αναφέρεται ως η μέγιστη διαθέσιμη αέργου ισχύς και υπολογίζεται ως εξής:

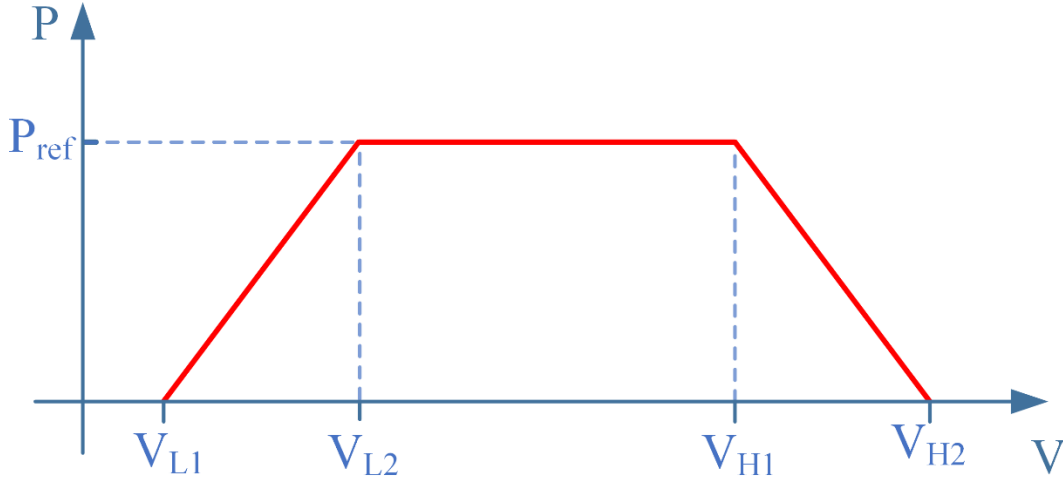
$$Q_{max} = \sqrt{S_{rated}^2 - P_{rated}^2} \quad (16)$$

Στην **Εικόνα 21**, παρουσιάζεται η σχηματική απεικόνιση της **Εξίσωσης (15)**. Όπως παρατηρείται, για μετρούμενη τάση V μικρότερη από V_1 ή μεγαλύτερη από V_4 , εμφανίζεται η μέγιστη δυνατή παραγωγή ή απορρόφηση αέργου ισχύος. Στα τμήματα από V_1 έως V_2 και V_3 έως V_4 η αέργου ισχύς μειώνεται ή αυξάνεται γραμμικά αντίστοιχα. Τέλος, στο διάστημα μεταξύ V_2 και V_3 , η αέργου ισχύς μηδενίζεται. Με την ύπαρξη αυτής της “νεκρής ζώνης” (dead-band) το σύστημα ελέγχου δεν επηρεάζεται από μικρές διακυμάνσεις τάσης κατά την φυσιολογική λειτουργία του δικτύου.

Σε περίπτωση μείωσης ή αύξησης της τάσης σε κρίσιμα επίπεδα, μπορεί να χρειαστεί να μειωθεί η ενεργός ισχύς που παρέχει ο μετατροπέας, έτσι ώστε να μπορέσει να διοχετευθεί περισσότερη αέργου ισχύς στο δίκτυο (**Εικόνα 22**). Οι **Εξισώσεις (17)**, **(18)** περιγράφουν αυτή την λειτουργία, όπου $V_{L1} = 0.85V_g$, $V_{L2} = 0.9V_g$, $V_{H1} = 1.05V_g$ και $V_{H2} = 1.1V_g$.

$$P^* = \begin{cases} 0 & V < V_{L1} \\ P_{ref} - k_1 \cdot P_{ref} & V_{L1} \leq V \leq V_{L2} \\ P_{ref} & V_{L2} < V < V_{H1} \\ P_{ref} - k_2 \cdot P_{ref} & V_{H1} \leq V \leq V_{H2} \\ 0 & V > V_{H2} \end{cases} \quad (17)$$

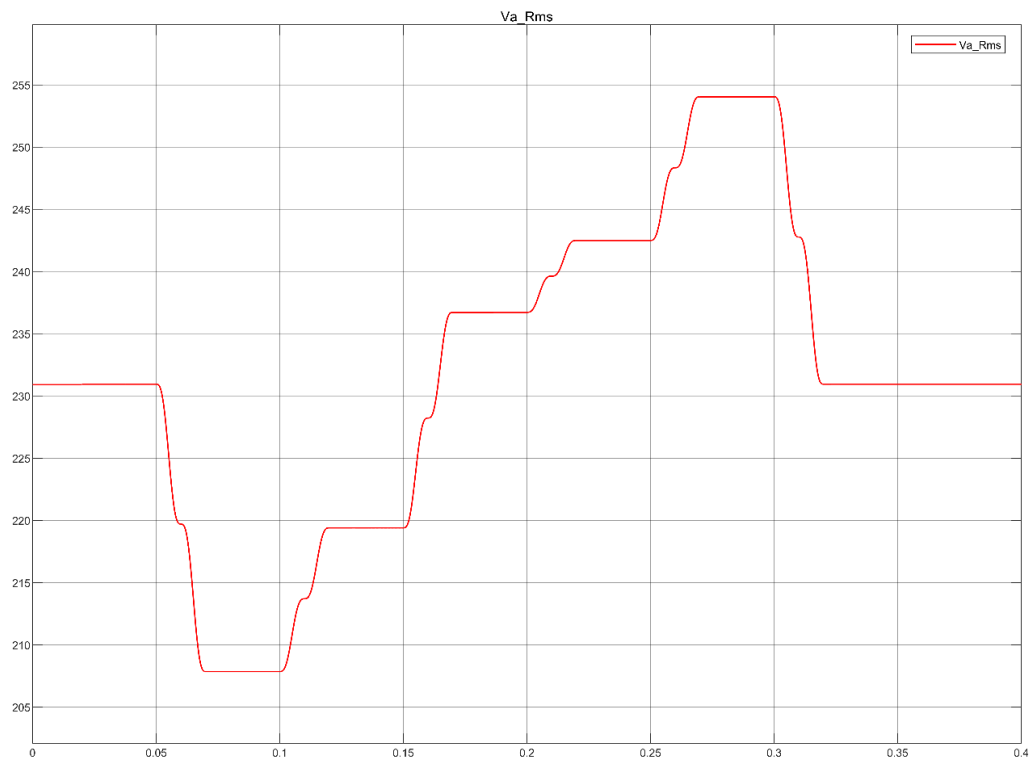
$$k_1 = \frac{V - V_{L2}}{V_{L1} - V_{L2}}, k_2 = \frac{V - V_{H1}}{V_{H2} - V_{H1}} \quad (18)$$



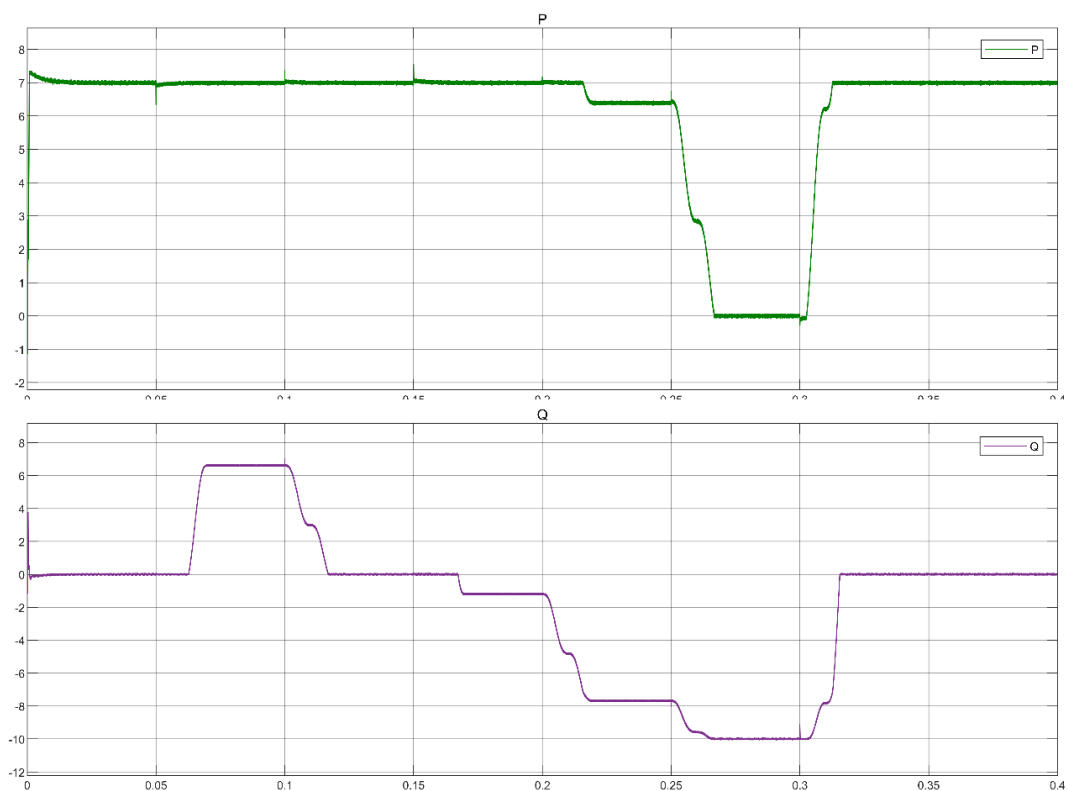
Εικόνα 22: Μείωση ενεργού ισχύος σε περίπτωση μεγάλης ανύψωσης ή πτώσης τάσης.

4.3.1 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων στήριξης τάσης

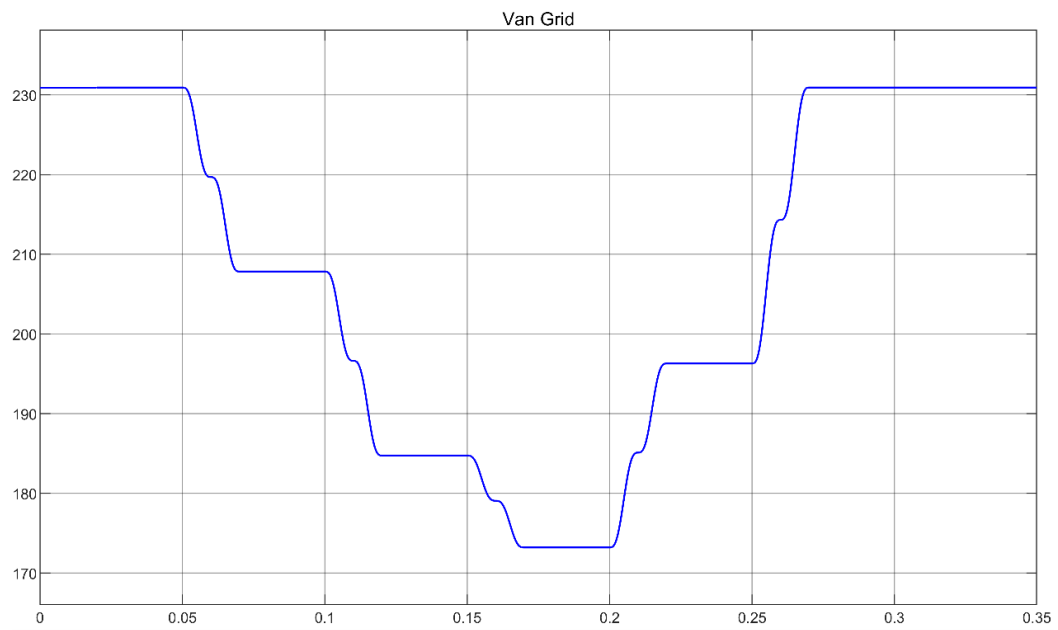
Εφαρμόζοντας τις παραπάνω εξισώσεις, κατασκευάστηκε ο ελεγκτής για την στήριξη τάσης μέσω έγχυσης αέργου ισχύος. Στην **Εικόνα 23** φαίνεται μία διακύμανση της τάσης, που καλύπτει όλα τα πιθανά πεδία τιμών, σύμφωνα με την **Εικόνα 21**. Στην **Εικόνα 24**, φαίνεται η διακύμανση της ενεργού και αέργου ισχύος καθ' όλη την διάρκεια της προσομοίωσης. Την στιγμή 0.05 sec, η τάση αρχίζει να μειώνεται σταδιακά αλλά η άεργος παραμένει μηδενική καθώς η τάση βρίσκεται ακόμα εντός του **dead-band**. Στην συνέχεια και καθώς έχουμε περαιτέρω πτώση της τάσης του δικτύου η άεργος αρχίζει να αυξάνεται. Όταν η τάση επαναφέρεται εντός του dead-band η άεργος μηδενίζεται ξανά. Έπειτα, η τάση του δικτύου αρχίζει να αυξάνεται οπότε η άεργος που παρέχει ο μετατροπέας γίνεται αρνητική. Όταν η τάση αυξηθεί πάνω από ένα συγκεκριμένο όριο (στην περίπτωση μας το $V_5 = 1.05V_g = 1.05 \cdot 230 = 241,5 \text{ V}$), η ενεργός ισχύς αρχίζει να μειώνεται σταδιακά έτσι ώστε ο αντιστροφέας να μπορεί να δώσει περισσότερη άεργο ισχύ. Όταν η τάση πλέον ξεπεράσει και το $V_6 = 1.1V_g = 1.1 \cdot 230 = 253 \text{ V}$, τότε η ενεργός ισχύς μηδενίζεται και η απορρόφηση αέργου ισχύος μεγιστοποιείται. Τέλος, καθώς η τάση του δικτύου επαναφέρεται στα φυσιολογικά επίπεδα, η άεργος ισχύς μηδενίζεται και η ενεργός επαναφέρεται στην αρχική της τιμή.



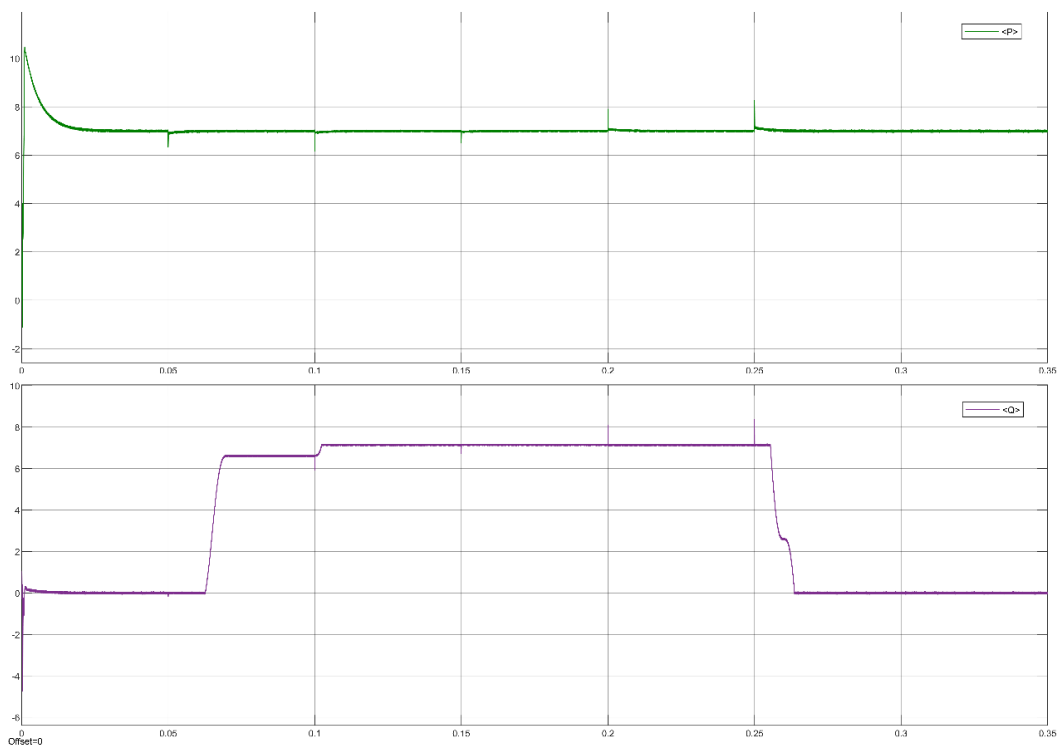
Εικόνα 23: Διακύμανση της τάσης του δικτύου.



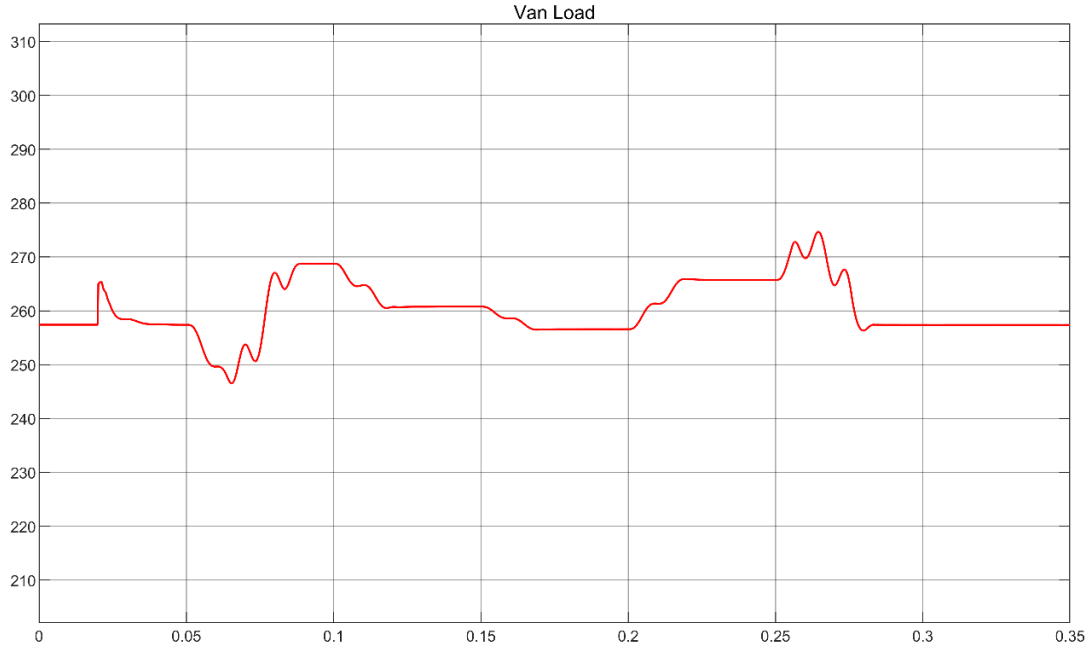
Εικόνα 24: Απόκριση ενεργού και άεργου ισχύος ανάλογα με την διακύμανση της τάσης του δικτύου.



Εικόνα 25: Βύθιση της τάσης του δικτύου(Αναφέρεται στην RMS τιμή της φασικής τάσης α του δικτύου).



Εικόνα 26: Απόκριση ενεργού και αέργου ισχύος κατά την βύθιση της τάσης του δικτύου.



Εικόνα 27: Τάση στο φορτίο κατά την βύθιση της τάσης του δικτύου (Αναφέρεται στην RMS τιμή της φασικής τάσης α του φορτίου).

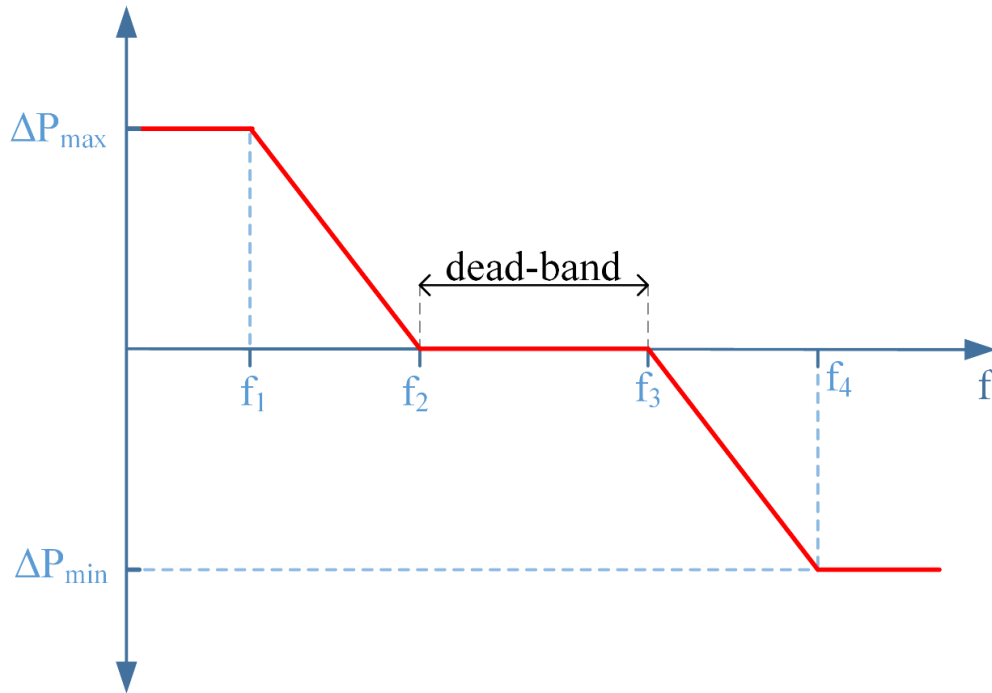
Στην επόμενη προσομοίωση, έχει συνδεθεί ένα φορτίο στην έξοδο του αντιστροφέα και με την βοήθεια μίας προγραμματιζόμενης πηγής τάσης έχει προσομοιωθεί στο λογισμικό Simulink μία βύθιση τάσης όπως φαίνεται στην **Εικόνα 25**. Όπως αποδείχθηκε προηγουμένως, και απεικονίζεται επίσης στην **Εικόνα 26**, ο ελεγκτής αυξάνει την παραγωγή αέργου ισχύος του αντιστροφέα με βάση την βύθιση τάσης που εντοπίζει στο δίκτυο. Έτσι, η τάση του φορτίου διατηρείται σε ικανοποιητικά επίπεδα μέσω της έγχυσης αέργου ισχύος του αντιστροφέα (**Εικόνα 27**).

4.4 Στήριξη συχνότητας μέσω έγχυσης ενεργού ισχύος

Για την ρύθμιση της ενεργού ισχύος, υπολογίζεται μέσω του PLL η μεταβολή της συχνότητας του δικτύου και ανάλογα με την διαθέσιμη ενεργό ισχύ υπολογίζεται μία μεταβολή της ισχύος ΔP με βάση τις παρακάτω σχέσεις:

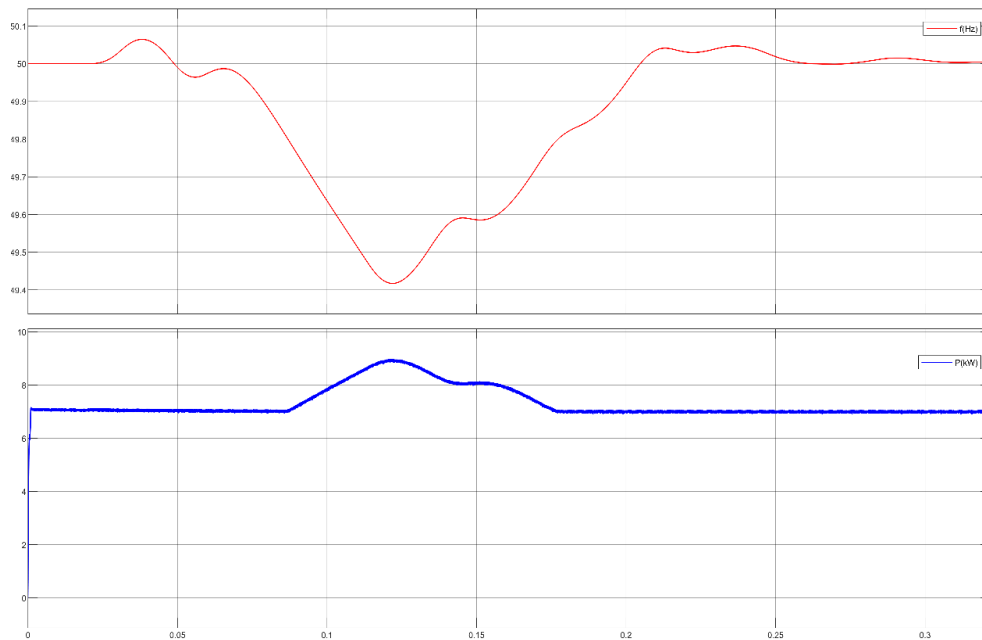
$$\Delta P = \begin{cases} \Delta P_{max} & f < f_1 \\ \Delta P_{max} - \frac{\Delta P_{max}}{f_2 - f_1} (f - f_1) & f_1 \leq f \leq f_2 \\ 0 & f_2 \leq f \leq f_3 \\ \frac{\Delta P_{min}}{f_4 - f_3} (f - f_3) & f_3 \leq f \leq f_4 \\ \Delta P_{min} & f > f_4 \end{cases} \quad (19)$$

Όπου, $f_1 = 0.984f_g$, $f_2 = 0.996f_g$, $f_3 = 1.004f_g$ και $f_4 = 1.016f_g$ και f_g είναι η συχνότητα του δικτύου που ισούται με 50 Hz. Στην **Εικόνα 28** παρουσιάζεται η σχηματική απεικόνιση της **Εξίσωσης (19)**.



Εικόνα 28: Droop χαρακτηριστική ενεργού ισχύος για στήριξη συχνότητας.

4.4.1 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων στήριξης συχνότητας



Εικόνα 29: Απόκριση ενεργού ισχύος ανάλογα με την βύθιση της συχνότητας του δικτύου.

Εφαρμόζοντας τις παραπάνω εξισώσεις, κατασκευάστηκε ο ελεγκτής για την στήριξη συχνότητας μέσω ρύθμισης της ενεργού ισχύος. Στην **Εικόνα 29**, απεικονίζεται η απόκριση του ελεγκτή ενεργού ισχύος για μία βύθιση συχνότητας, σύμφωνα με την καμπύλη του παραπάνω σχήματος. Όπως διακρίνεται στην εικόνα, μόλις η συχνότητα πέσει κάτω από το dead-band, δηλαδή $f < f_2$, όπου $f_2 = 0.996 \cdot f_g = 0.996 \cdot 50 = 49,8$ Hz, η ενεργός ισχύς αρχίζει και αυξάνεται αναλογικά με την βύθιση της συχνότητας. Αντίστοιχη συμπεριφορά παρουσιάζει ο αντιστροφέας και για αύξηση συχνότητας με την διαφορά ότι σε αυτή την περίπτωση η ισχύς θα μειώνεται.

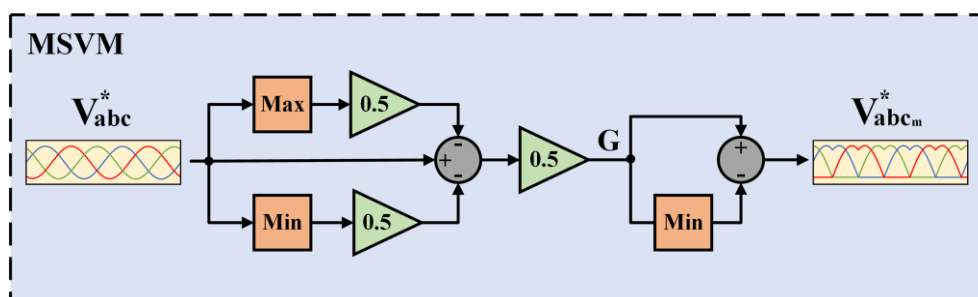
5. Ανάπτυξη της μονάδας ελέγχου πραγματικού χρόνου του μετατροπέα πολλαπλών εισόδων

Η μονάδα ελέγχου πραγματικού χρόνου που υλοποιήθηκε, αφορά την λειτουργία του μετατροπέα και για τις δύο εναλλακτικές τοπολογίες του κυκλώματος ισχύος που αναπτύχθηκαν και απεικονίζονται στην **Εικόνα 12**. Επίσης, για κάθε τοπολογία έχει σχεδιαστεί κατάλληλη μονάδα ελέγχου για συνδεδεμένη και μη-συνδεδεμένη λειτουργία του μετατροπέα.

5.1 Περιγραφή της μονάδας ελέγχου

Η μονάδα ελέγχου μπορεί να χωριστεί σε τρεις επιμέρους υπομονάδες. Η πρώτη μονάδα αφορά το κύκλωμα σύνδεσης της συστοιχίας των μπαταριών και των υπερπυκνωτών και αλλάζει ανάλογα με την τοπολογία. Η δεύτερη μονάδα, αφορά στον εντοπισμό της μέγιστης ισχύος της φωτοβολταϊκής συστοιχίας (MPPT) και η τρίτη μονάδα αφορά τον έλεγχο της τριφασικής γέφυρας και της εισόδου του ηλεκτρικού οχήματος.

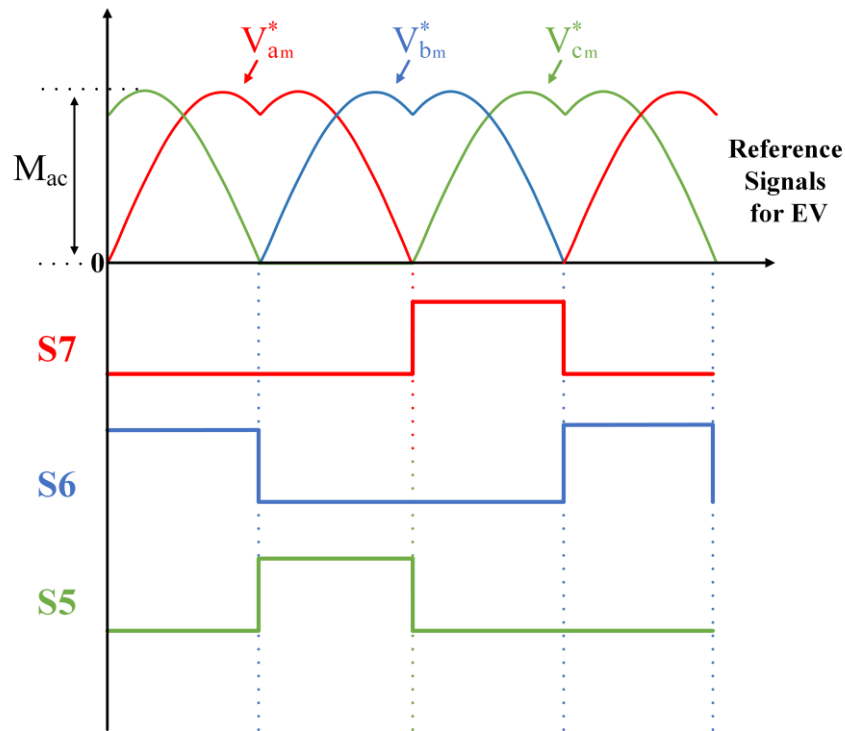
Ωστόσο, για να ρυθμιστεί σωστά η ισχύς του ηλεκτρικού οχήματος, σε συνδυασμό με την τριφασική γέφυρα, τα ημιτονοειδή σήματα αναφοράς που παράγονται σε έναν κλασικό ελεγκτή d-q, μετασχηματίζονται σε μία τροποποιημένη space-vector διαμόρφωση (Modified Space Vector Modulation - **MSVM**), όπως φαίνεται στην **Εικόνα 30**.



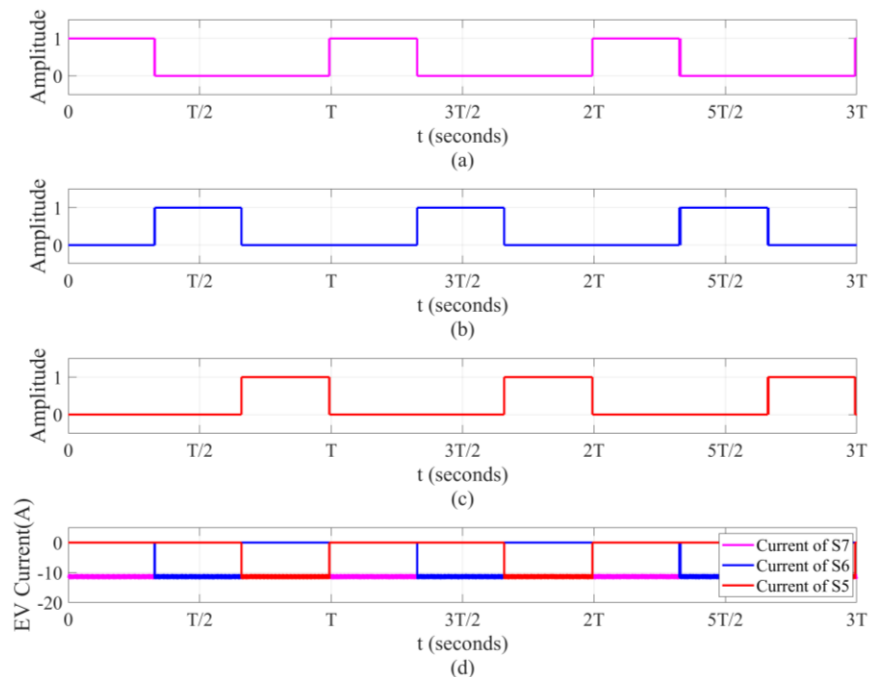
Εικόνα 30: Δημιουργία των MSVM σημάτων με βάση τα ημιτονοειδή σήματα αναφοράς του d-q ελέγχου.

Σύμφωνα με αυτή την διαμόρφωση παράγονται κατάλληλοι παλμοί για την παλμοδότηση των τριών διακοπών που συνδέουν το ηλεκτρικό όχημα με την τριφασική γέφυρα. Πιο συγκεκριμένα το σήμα αναφοράς που αντιστοιχεί στην εκάστοτε φάση συγκρίνεται με το μηδέν. Όση ώρα διαρκεί ο μηδενισμός του σήματος, ο παλμός του αντίστοιχου διακόπτη ενεργοποιείται. Όπως φαίνεται στην **Εικόνα 31**, με αυτόν τον τρόπο δημιουργούνται τρεις

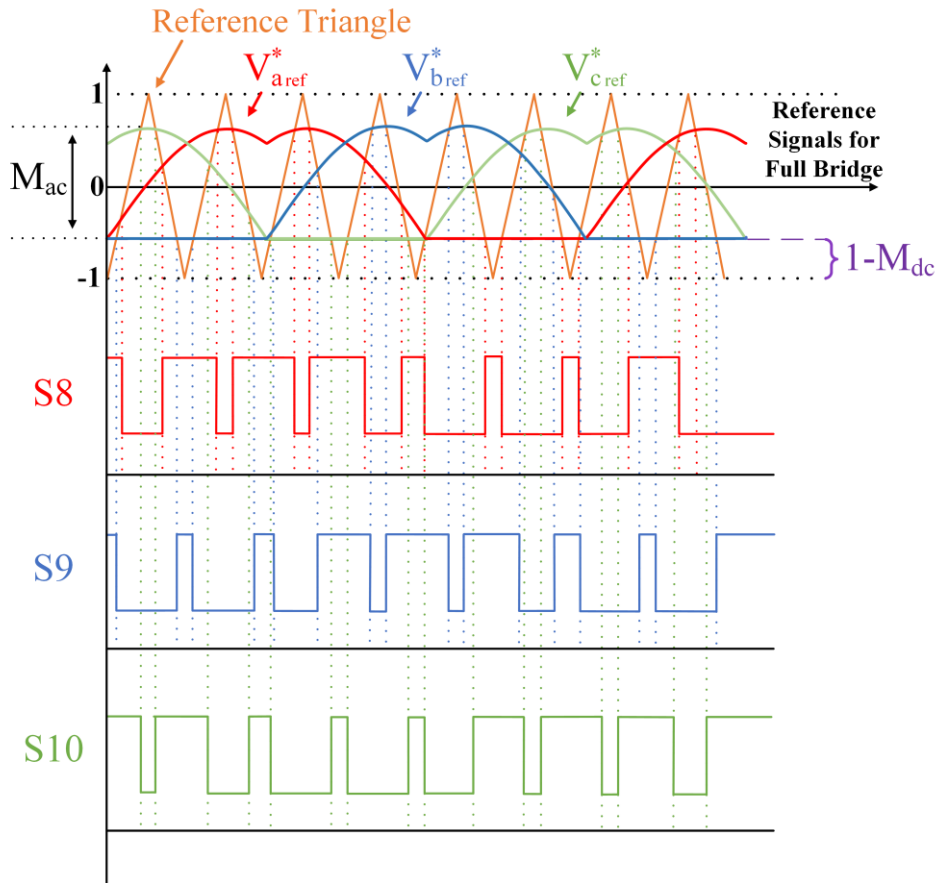
παλμοί που τροφοδοτούν τους διακόπτες του ηλεκτρικού οχήματος, με διαφορά φάσης 120° και συχνότητα ίση με την συχνότητα του δικτύου (50 Hz). Με αυτόν τον τρόπο εξασφαλίζεται ότι κατά την φόρτιση του ηλεκτρικού οχήματος το ρεύμα θα διέρχεται ανά πάσα στιγμή από έναν διακόπτη (**Εικόνα 32**).



Εικόνα 31: Παλμοί στους διακόπτες της εισόδου του ηλεκτρικού οχήματος.



Εικόνα 32: Παλμοί στους διακόπτες: (α) S7, (β) S6, (γ) S5, (δ) ρεύμα μπαταρίας ηλεκτρικού οχήματος.



Εικόνα 33: Παλμοί των διακοπών τις τριφασικής γέφυρας.

Στην **Εικόνα 33** απεικονίζονται τα σήματα αναφοράς που παράγουν τα PWM σήματα μετά από την σύγκρισή τους με έναν τριγωνικό παλμό και καταλήγουν στους διακόπτες της τριφασικής γέφυρας. Όπως φαίνεται στην εικόνα, τα σήματα αναφοράς που οδηγούν την τριφασική γέφυρα είναι τα ίδια με αυτά στην **Εικόνα 31**, με την διαφορά ότι τα πρώτα έχουν ένα **DC offset** (M_{dc}). Το M_{dc} offset καθορίζει την τιμή του ρεύματος με το οποίο θα φορτίζει ή θα εκφορτίζει το ηλεκτρικό όχημα. Πιο συγκεκριμένα, η τιμή του offset καθορίζεται από έναν ΠΙ ελεγκτή ο οποίος λαμβάνει σαν είσοδο το σφάλμα μεταξύ της μετρούμενης τιμής του ρεύματος (I_{ev}) του ηλεκτρικού οχήματος και ρεύματος αναφοράς (I_{ev}^*). Η ισχύς εξόδου του μετατροπέα ρυθμίζεται από τον δείκτη διαμόρφωσης M_{ac} που αναφέρεται στο πλάτος των σημάτων αναφοράς της τριφασικής γέφυρας. Όπως φαίνεται στην **Εικόνα 33** το M_{dc} πρέπει να είναι μεγαλύτερο από το M_{ac} για να αποφευχθούν φαινόμενα υπερδιαμόρφωσης.

Η τάση του ηλεκτρικού οχήματος (V_{EV}) σχετίζεται με την τάση του DC-link (V_{DC}) μέσω της **Εξίσωσης (20)**:

$$V_{DC} = \frac{1}{1 - M_{dc}} \cdot V_{EV} \quad (20)$$

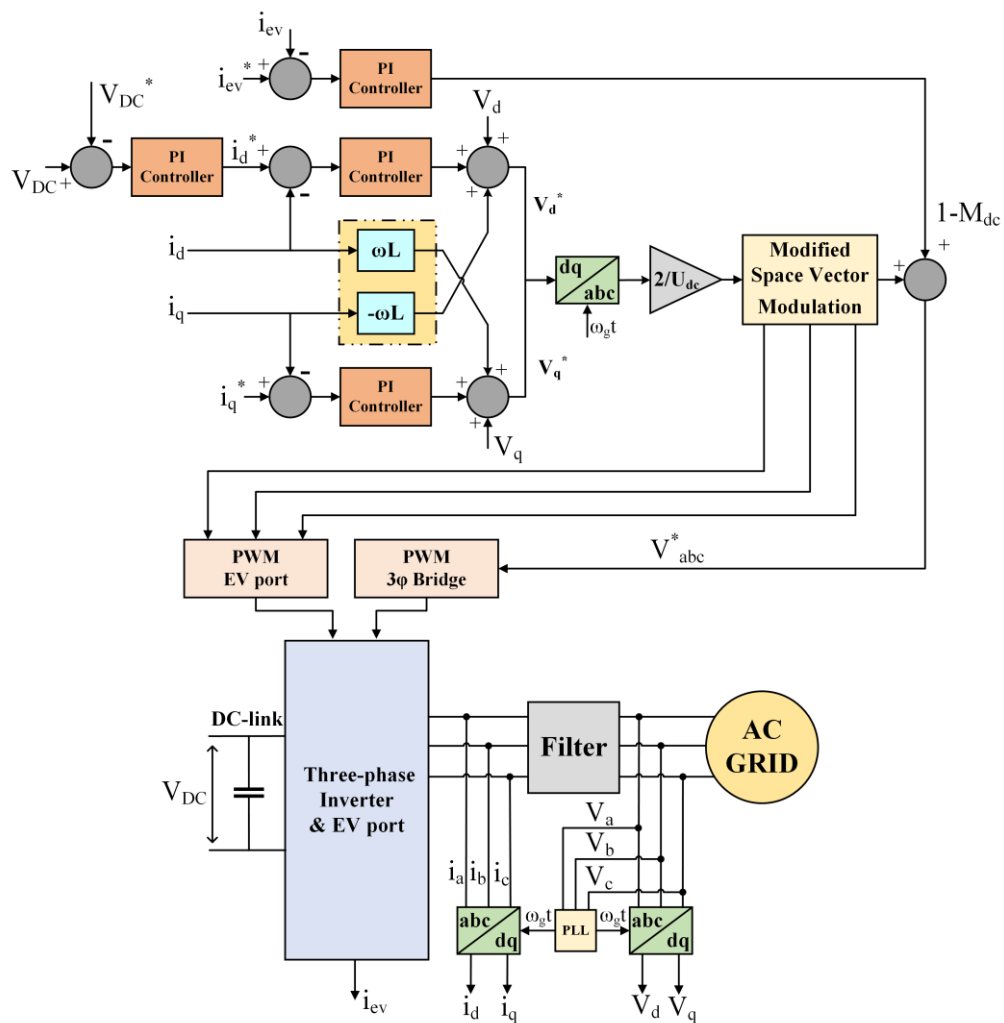
Επιπλέον, το πλάτος της φάσης εξόδου του δικτύου ($V_{\phi 1}$) μπορεί να εκφραστεί σε συνάρτηση με την τάση του DC-link και τον δείκτη διαμόρφωσης M_{ac} ως εξής:

$$V_{\varphi 1} = \frac{M_{\alpha c}}{\sqrt{3}} \cdot V_{DC} \quad (21)$$

Τέλος, η ελάχιστη τάση αναφοράς του DC-link (V_{DC}^*) συσχετίζεται με την τάση V_{EV} του ηλεκτρικού οχήματος ως εξής:

$$V_{DC}^* \geq (V_{EV} + \sqrt{3} \cdot V_{\varphi_{1,max}}) \quad (22)$$

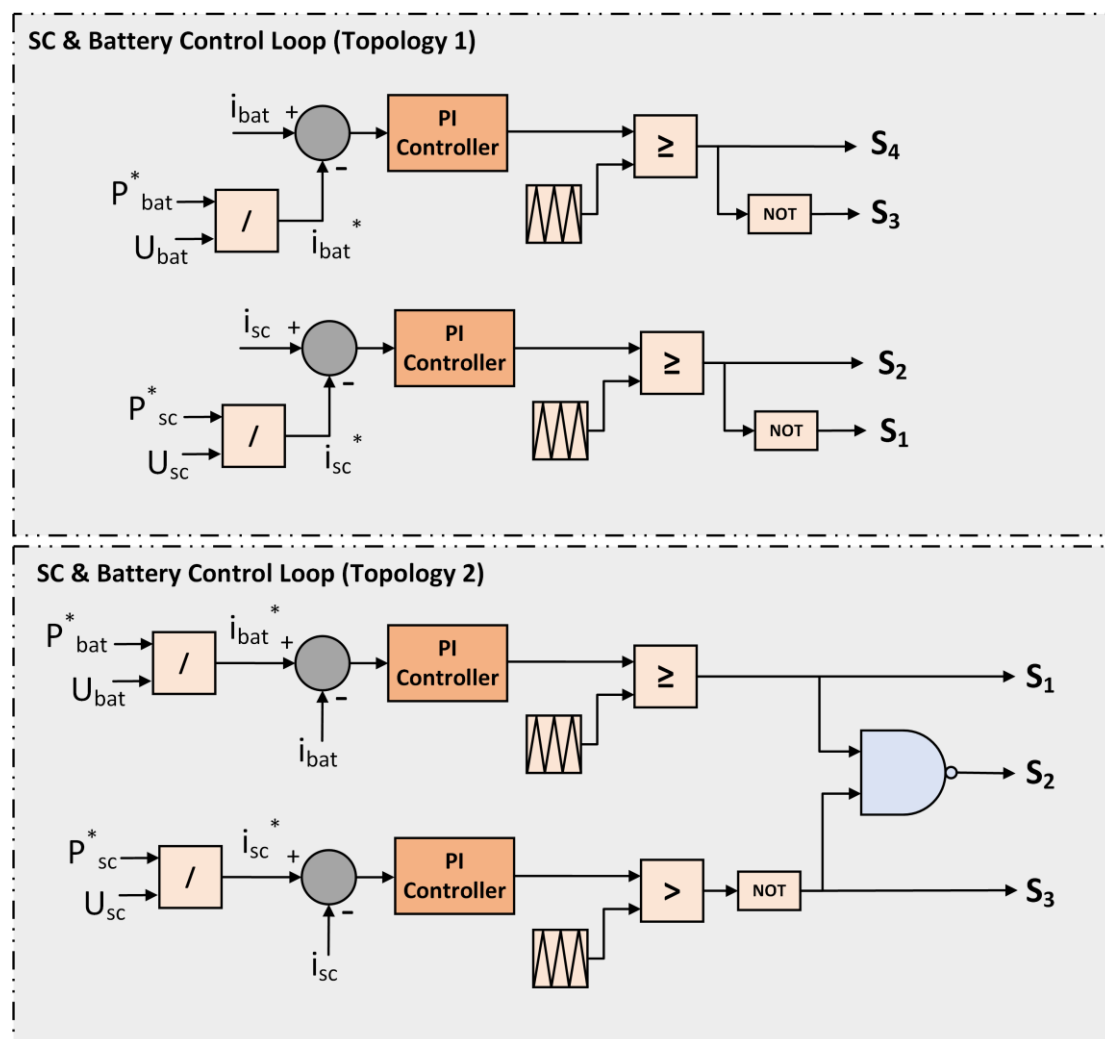
Όπου $V_{\phi 1, \max}$ είναι το μέγιστο επιτρεπτό πλάτος της τάσης του δικτύου στο οποίο ο μετατροπέας θα λειτουργεί χωρίς πρόβλημα σε περίπτωση ανύψωσης τάσης. Για παράδειγμα μπορεί να επιτραπεί μία μέγιστη ανύψωση από την πλευρά του δικτύου της τάξεως του 15%. Άρα $V_{\phi 1, \max} = 1,15 \cdot V_{\phi 1}$.



Εικόνα 34: Ελεγκτής τριφασικής γέφυρας, φωτοβολταϊκής συστοιχίας και ηλεκτρικού οχήματος σε διασυνδεδεμένη λειτουργία.

Εφόσον η φωτοβολταϊκή συστοιχία είναι απευθείας συνδεδεμένη στην είσοδο του αντιστροφέα, για να επιτευχθεί η λειτουργία του MPPT θα πρέπει η τάση στο DC-link να

ρυθμίζεται κατάλληλα από τον MPPT αλγόριθμο. Η τάση αναφοράς που αντιστοιχεί στην τάση μέγιστης ισχύος για την φωτοβολταϊκή συστοιχία συγκρίνεται με την μετρούμενη τάση στο DC-link και η διαφορά τους τροφοδοτεί έναν PI ελεγκτή. Η έξοδος του ελεγκτή είναι το ενεργό ρεύμα αναφοράς i_d^* που ρυθμίζει την ενεργό ισχύ εξόδου του αντιστροφέα διατηρώντας την τάση στο DC-link στην τιμή που υποδεικνύει ο MPPT αλγόριθμος. Εφόσον η φωτοβολταϊκή συστοιχία συνδέεται απευθείας στο DC-link, θα πρέπει η τάση στο σημείο μέγιστης ισχύος να είναι μεγαλύτερη από την η ελάχιστη τάση αναφοράς V_{DC}^* , σύμφωνα με την Εξίσωση (22).



Εικόνα 35: Γενικό διάγραμμα του βρόχου ελέγχου για την σύνδεση της μονάδας αποθήκευσης και του ηλεκτρικού οχήματος για τις δύο τοπολογίες.

Στην Εικόνα 34 απεικονίζεται ένα γενικό διάγραμμα που περιγράφει την λειτουργία του ελεγκτή της φωτοβολταϊκής συστοιχίας, του ηλεκτρικού οχήματος και της τριφασικής γέφυρας σε διασυνδεδεμένη λειτουργία. Στην περίπτωση της μη-διασυνδεδεμένης λειτουργίας, η γωνία ωt που χρησιμοποιείται στους μετασχηματισμούς Park δεν παρέχεται από το PLL αλλά από εξωτερική πηγή. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι η γωνία ωt προσομοιάζεται τεχνητά με την υλοποίηση μίας ράμπας που κυμαίνεται από το 0 έως το 2π με συχνότητα 50 Hz.

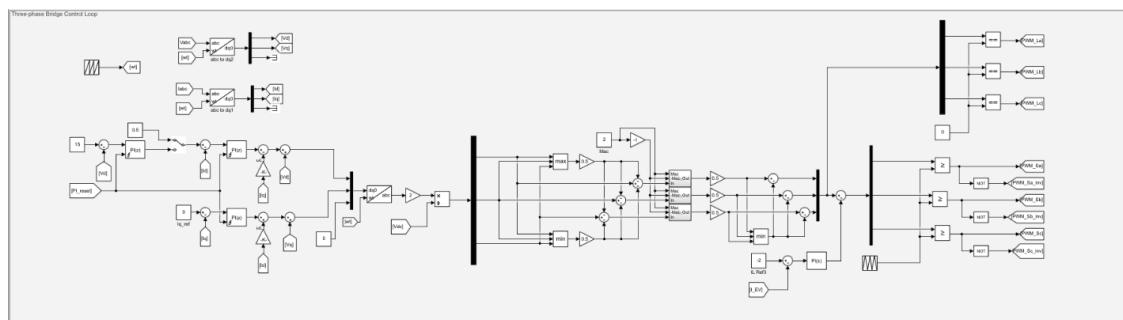
Για την σύνδεση της μονάδας αποθήκευσης και της συστοιχίας των υπερπυκνωτών με τον μετατροπέα έχουν υλοποιηθεί όπως προαναφέρθηκε δύο εναλλακτικές τοπολογίες του κυκλώματος ισχύος. Στην **Εικόνα 35** παρουσιάζεται ένα γενικό διάγραμμα που περιγράφει τους βρόχους ελέγχου της μονάδας αποθήκευσης και της συστοιχίας των μπαταριών και για τις δύο τοπολογίες.

Ο ελεγκτής που αφορά την **Τοπολογία 1**, λαμβάνει ως εισόδους τις επιθυμητές τιμές αναφοράς για την ισχύ της μπαταρίας (P_{bat}^*) και την ισχύ της συστοιχίας των υπερπυκνωτών (P_{sc}^*). Στην συνέχεια, με βάση την τάση της κάθε πηγής, μετατρέπει την ισχύ αναφοράς σε ρεύμα αναφοράς και το συγκρίνει με την μετρούμενη τιμή ρεύματος για κάθε πηγή. Το σφάλμα τροφοδοτείται σε έναν PI ελεγκτή ο οποίος εξάγει την κατάλληλη τιμή κύκλου λειτουργίας (**duty cycle**). Με βάση το duty cycle παράγονται δύο συμπληρωματικοί παλμοί PWM για κάθε πηγή.

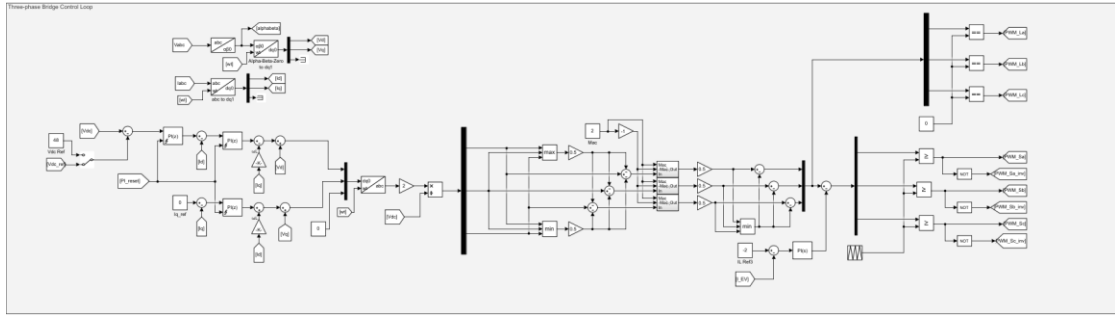
Ο ελεγκτής της **Τοπολογίας 2** είναι κοινός με αυτόν της **Τοπολογίας 1** μέχρι το στάδιο που παράγονται τα duty cycle από τους PI ελεγκτές. Η διαφορά τους, όπως φαίνεται στην **Εικόνα 35**, είναι ότι ο PWM παλμός που παράγεται και αντιστοιχεί στον διακόπτη της μπαταρίας (S_1) μαζί με τον συμπληρωματικό PWM παλμό που παράγεται και αντιστοιχεί στην διακόπτη του υπερπυκνωτή (S_3) εισέρχονται στην είσοδο μίας NAND όπου η έξοδος της τροφοδοτεί τον κοινό διακόπτη των δύο πηγών (S_2). Με αυτόν τον τρόπο μπορεί να ρυθμιστεί η ισχύς των δύο εισόδων, με τον περιορισμό ότι η τάση των υπερπυκνωτών θα πρέπει να είναι πάντα μεγαλύτερη από την τάση της μπαταρίας. Στην περίπτωση που συμβαίνει το αντίθετο, η αντιπαράλληλη δίοδος του διακόπτη S_2 θα πολωθεί ορθά και θα ρέει ένα ανεξέλεγκτο ρεύμα μεταξύ των δύο πηγών μέχρι να εξισορροπηθούν οι τάσεις τους, με κίνδυνο την καταστροφή των εξαρτημάτων του μετατροπέα.

5.2 Υλοποίηση μονάδας ελέγχου

Στην **Εικόνα 36** και στην **Εικόνα 37**, απεικονίζονται οι σχεδιάσεις του ελεγκτή της φωτοβολταϊκής συστοιχίας, του ηλεκτρικού οχήματος και της τριφασικής γέφυρας, για μη-διασυνδεδεμένη και διασυνδεδεμένη λειτουργία του μετατροπέα στο λογισμικό **Simulink**. Το Simulink είναι μία γραφική γλώσσα προγραμματισμού για μοντελοποίηση και προσομοίωση δυναμικών συστημάτων και αποτελεί μέρος του λογισμικού Matlab.



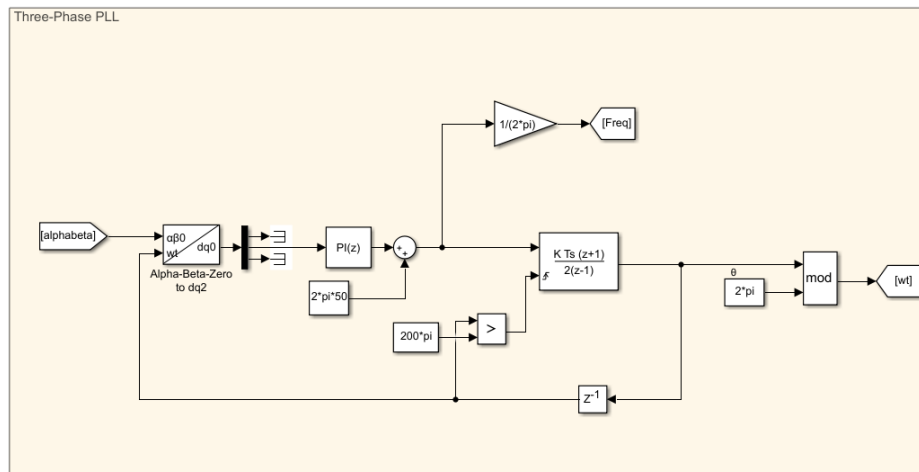
Εικόνα 36: Βρόχος ελέγχου της τριφασικής γέφυρας και της εισόδου του ηλεκτρικού οχήματος σε μη-διασυνδεδεμένη λειτουργία.



Εικόνα 37: Βρόχος ελέγχου της τριφασικής γέφυρας και της εισόδου του ηλεκτρικού οχήματος σε διασυνδεδεμένη λειτουργία.

Η βασική διαφορά των δύο ελεγκτών είναι ότι σε μη-διασυνδεδεμένη λειτουργία ο ελεγκτής πρέπει να διατηρεί σταθερή την ισχύ εξόδου του μετατροπέα ή οποία ισούται με την ισχύ του φορτίου που βρίσκεται συνδεδεμένο στην έξοδο. Στην διασυνδεδεμένη λειτουργία αντιθέτως, ο ελεγκτής ρυθμίζει την ισχύ εξόδου του έτσι ώστε να διατηρείται σταθερή η τάση στο DC-link, στην τιμή που υποδεικνύει ο MPPT αλγόριθμος, και να επιτυγχάνεται το ισοζύγιο ισχύος.

Άλλη μία διαφορά μεταξύ των δύο παραπάνω ελεγκτών είναι ότι στην διασυνδεδεμένη λειτουργία ο μετατροπέας θα πρέπει να είναι συγχρονισμένος με το δίκτυο. Για τον λόγο αυτό κατασκευάστηκε στο λογισμικό Simulink ένα **PLL**. Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, το PLL παρακολουθεί την φάση και την συχνότητα του δικτύου την οποία τροφοδοτεί στους μετασχηματισμούς Park του ελεγκτή. Στην **Εικόνα 38** απεικονίζεται η σχεδίαση του τριφασικού PLL που χρησιμοποιήθηκε.

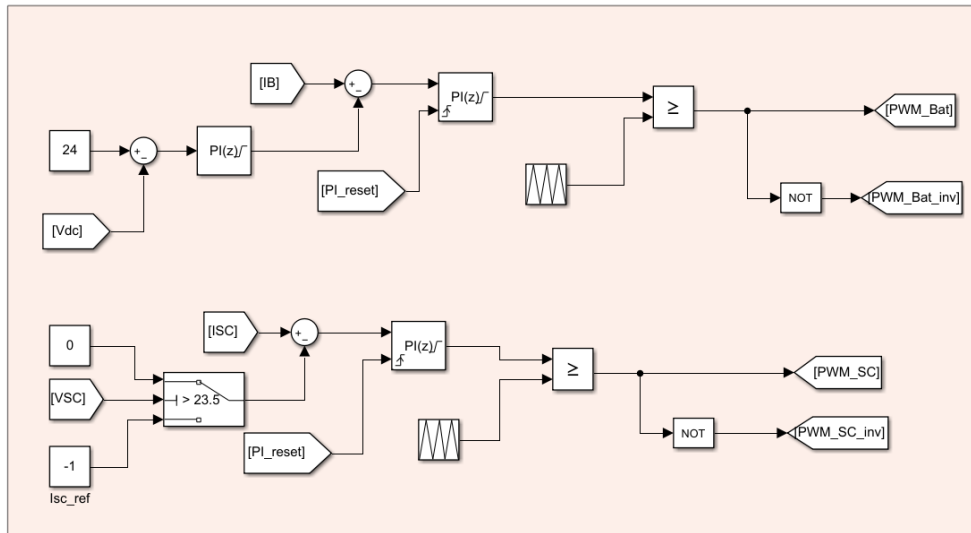


Εικόνα 38: Σχεδίαση τριφασικού Phase Locked Loop (PLL).

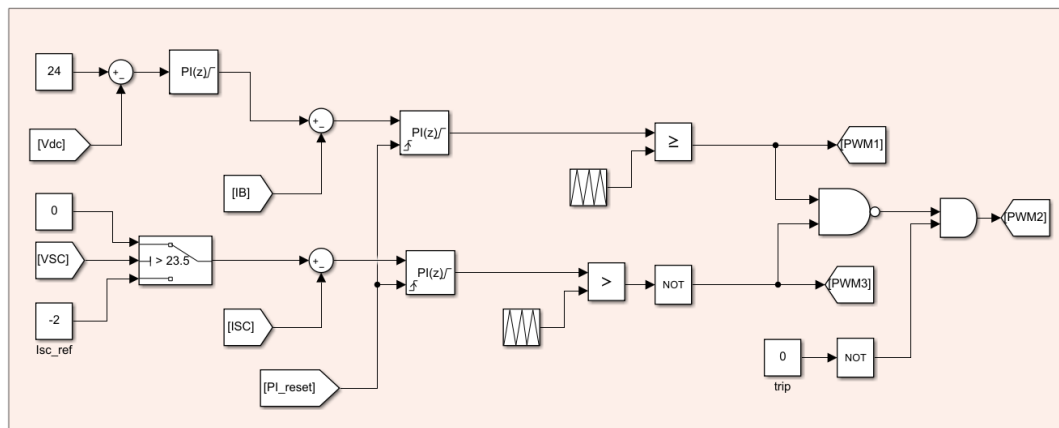
Επιπλέον, στις **Εικόνες 39** και **41** απεικονίζονται οι βρόχοι ελέγχου των δύο τοπολογιών για μη-διασυνδεδεμένη λειτουργία, ενώ στις **Εικόνες 40** και **42** για διασυνδεδεμένη λειτουργία όπως κατασκευάστηκαν στο λογισμικό Simulink.

Σε **stand-alone** λειτουργία και για τις δύο τοπολογίες του κυκλώματος ισχύος, η μπαταρία αναλαμβάνει να διατηρήσει το ισοζύγιο ισχύος, ρυθμίζοντας την τάση στο DC-link κατάλληλα σύμφωνα με την τιμές που υποδεικνύει ο MPPT αλγόριθμος. Στην δεύτερη

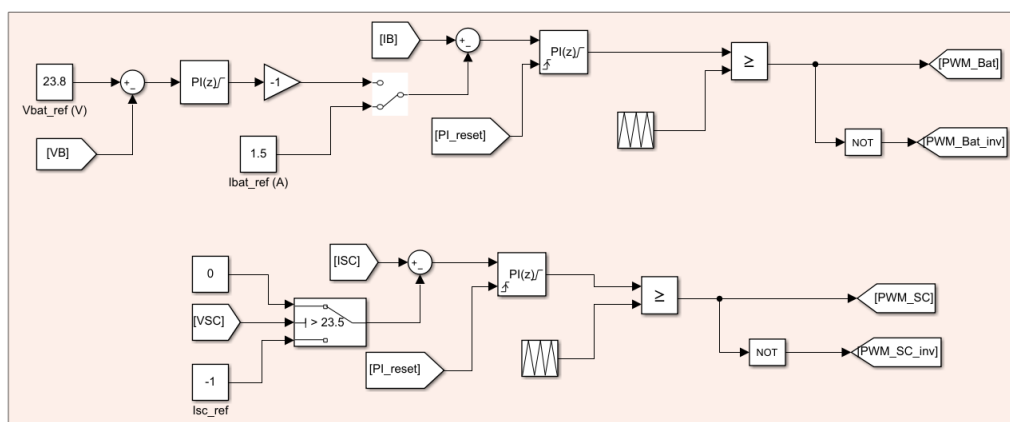
περίπτωση όπου ο μετατροπέας είναι συνδεδεμένος στο δίκτυο η μπαταρία ρυθμίζει την ισχύ της ανάλογα με τις εντολές του συστήματος διαχείρισης ενέργειας το οποίο έχει υλοποιηθεί σε άλλη μεταπτυχιακή εργασία.



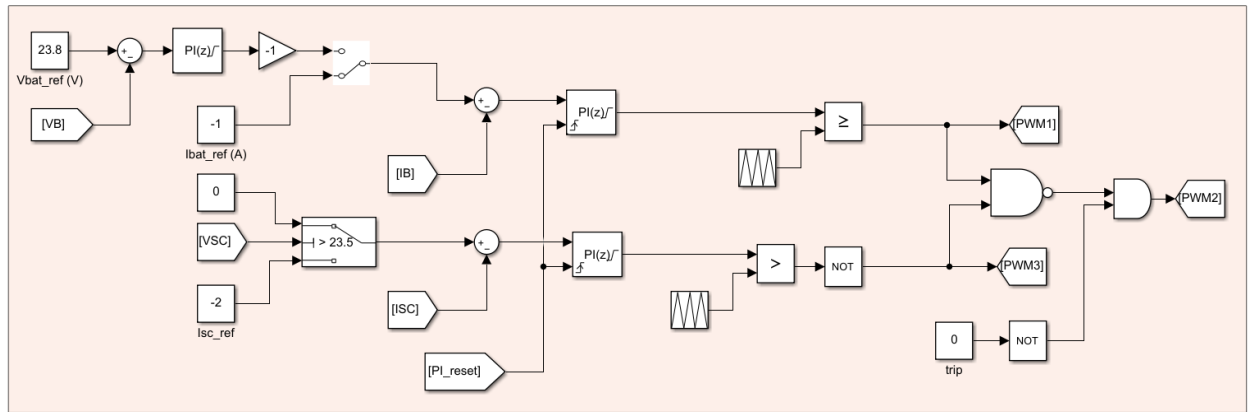
Εικόνα 39: Βρόχος ελέγχου για την Τοπολογία 1 σε μη-διασυνδεδεμένη λειτουργία.



Εικόνα 40: Βρόχος ελέγχου για την Τοπολογία 2 σε μη-διασυνδεδεμένη λειτουργία.

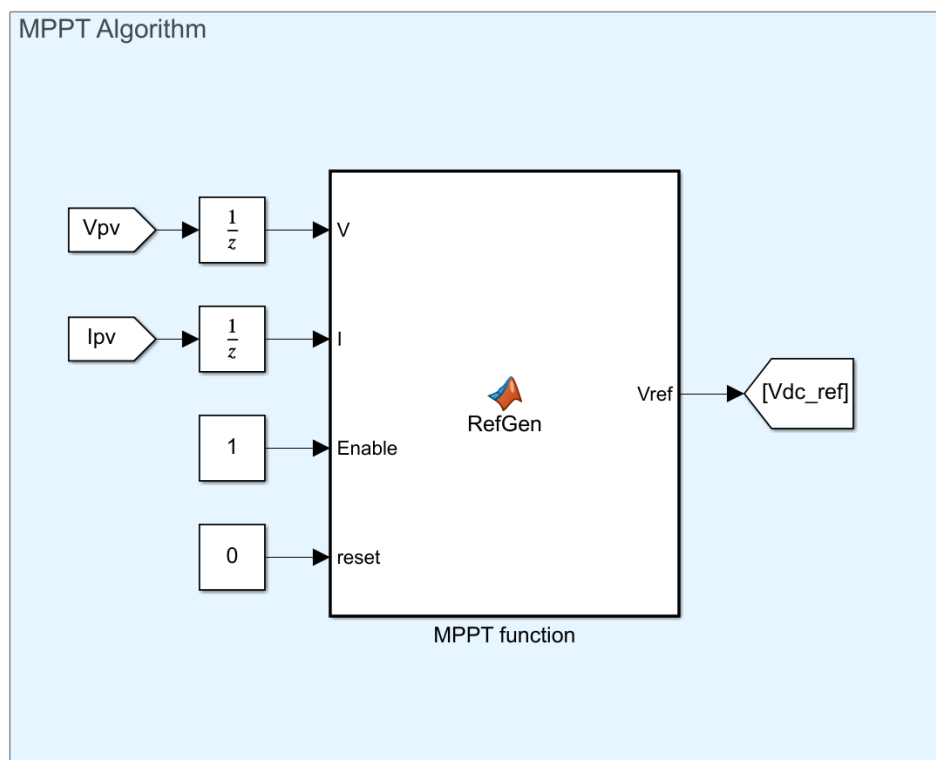


Εικόνα 41: Βρόχος ελέγχου για την Τοπολογία 1 σε διασυνδεδεμένη λειτουργία.

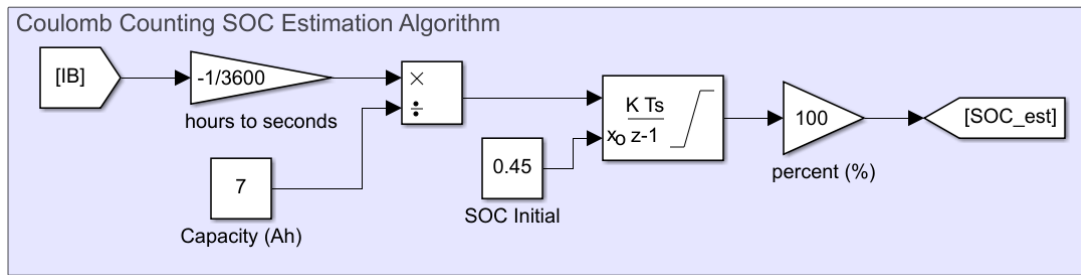


Εικόνα 42: Βρόχος ελέγχου για την Τοπολογία 2 σε διασυνδεδεμένη λειτουργία.

Για τον εντοπισμό της μέγιστης ισχύος της φωτοβολταϊκής συστοιχίας χρησιμοποιήθηκε κατάλληλος **P&O** αλγόριθμος για MPPT όπως φαίνεται στην **Εικόνα 43**. Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, εφόσον η συστοιχία είναι συνδεδεμένη απευθείας στο DC-link, η ισχύς που παράγει είναι απόλυτα συσχετισμένη με τάση σε εκείνο το σημείο. Για τον λόγο αυτό, ο αλγόριθμος MPPT παράγει ένα σήμα αναφοράς που αντιστοιχεί στην τάση του DC-link. Αν το κύκλωμα βρίσκεται σε μη-διασυνδεδεμένη λειτουργία, τότε η μπαταρία αναλαμβάνει τον ρόλο της διατήρησης της τάσης του DC-link στην τάση αναφοράς. Αν το κύκλωμα βρίσκεται σε διασυνδεδεμένη λειτουργία τότε τον ρόλο της ρύθμισης της τάσης στο DC-link αναλαμβάνει ο ελεγκτής που ρυθμίζει την ισχύ στην έξοδο του μετατροπέα.



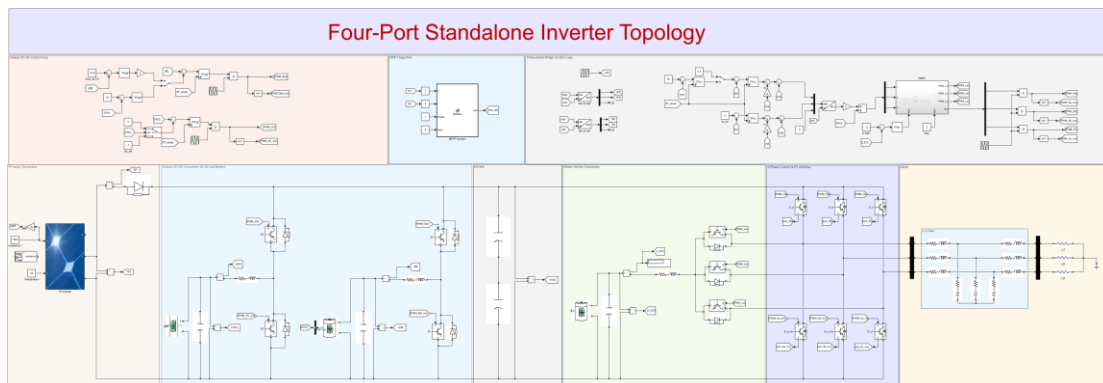
Εικόνα 43: Αλγόριθμος εντοπισμού του σημείου μέγιστης ισχύος της φωτοβολταϊκής συστοιχίας με χρήση του αλγορίθμου P&O.



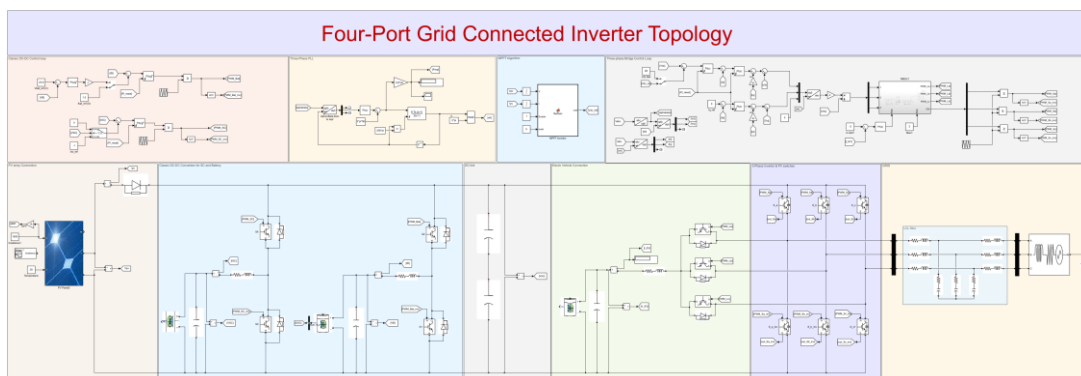
Εικόνα 44: Αλγόριθμος υπολογισμού της κατάστασης φόρτισης συστοιχίας μπαταριών.

Τέλος, για τον υπολογισμό της κατάστασης φόρτισης (**State of Charge – SOC**) της συστοιχίας των μπαταριών και του ηλεκτρικού οχήματος υλοποιήθηκε ο αλγόριθμος **Coulomb-Counting** όπως φαίνεται στην **Εικόνα 44**. Ο υπολογισμός της κατάστασης φόρτισης των μπαταριών είναι σημαντικός για τον ελεγκτή πραγματικού χρόνου, καθώς πρέπει να γνωρίζει εάν η μονάδα αποθήκευσης μπορεί να απορροφήσει ή να δώσει επιπλέον ενέργεια σε περίπτωση που είναι πλήρως φορτισμένη ή εκφορτισμένη, αντίστοιχα. Επίσης, ο αλγόριθμος φόρτισης, χρησιμοποιεί την κατάσταση φόρτισης της μπαταρίας για να επιλέξει εάν η φόρτιση θα γίνει με σταθερό ρεύμα ή σταθερή τάση.

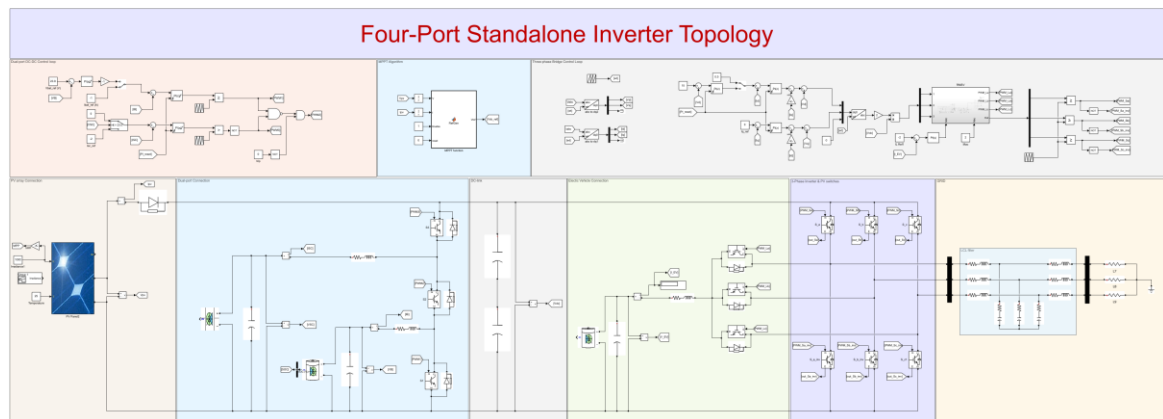
Στις **Εικόνες 45-48**, απεικονίζονται τα μοντέλα προσομοίωσης που υλοποιήθηκαν για την εξακρίβωση της ορθής λειτουργίας της μονάδας ελέγχου του κυκλώματος του μετατροπέα, για τις τέσσερις διαφορετικές περιπτώσεις που αναλύθηκαν προηγουμένως.



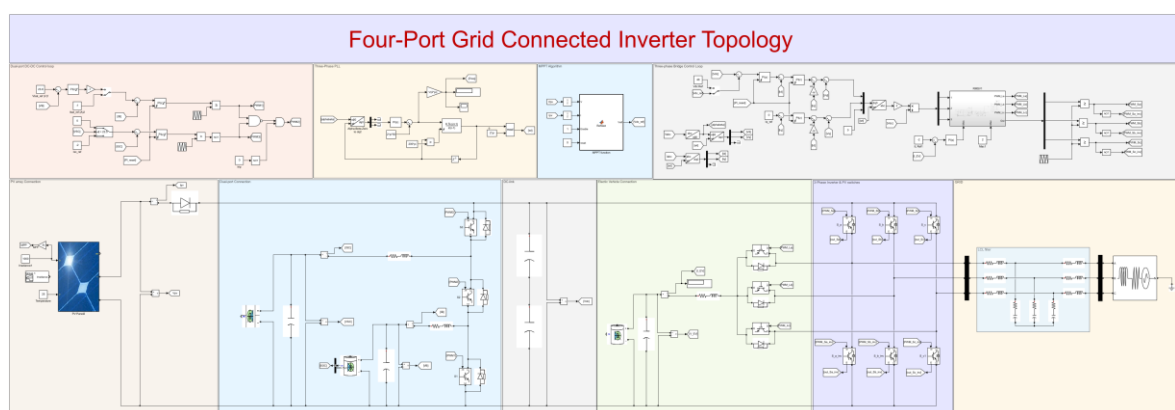
Εικόνα 45: Μοντέλο προσομοίωσης του κυκλώματος σε μη-διασυνδεδεμένη λειτουργία για την Τοπολογία 1.



Εικόνα 46: Μοντέλο προσομοίωσης του κυκλώματος σε διασυνδεδεμένη λειτουργία για την Τοπολογία 1.



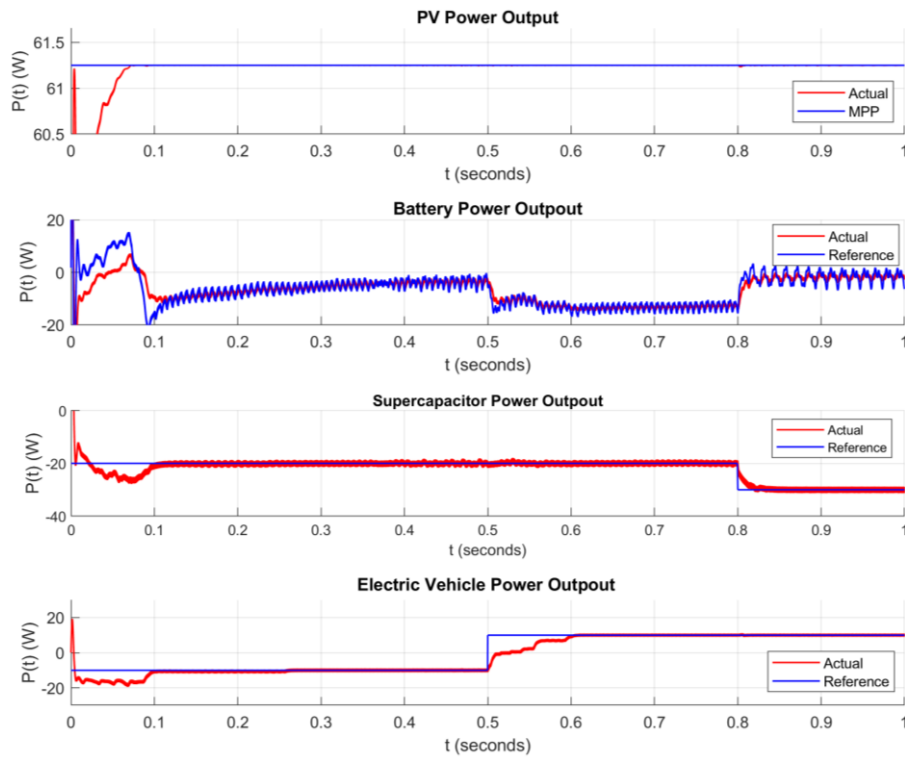
Εικόνα 47: Μοντέλο προσομοίωσης του κυκλώματος σε μη-διασυνδεδεμένη λειτουργία για την Τοπολογία 2.



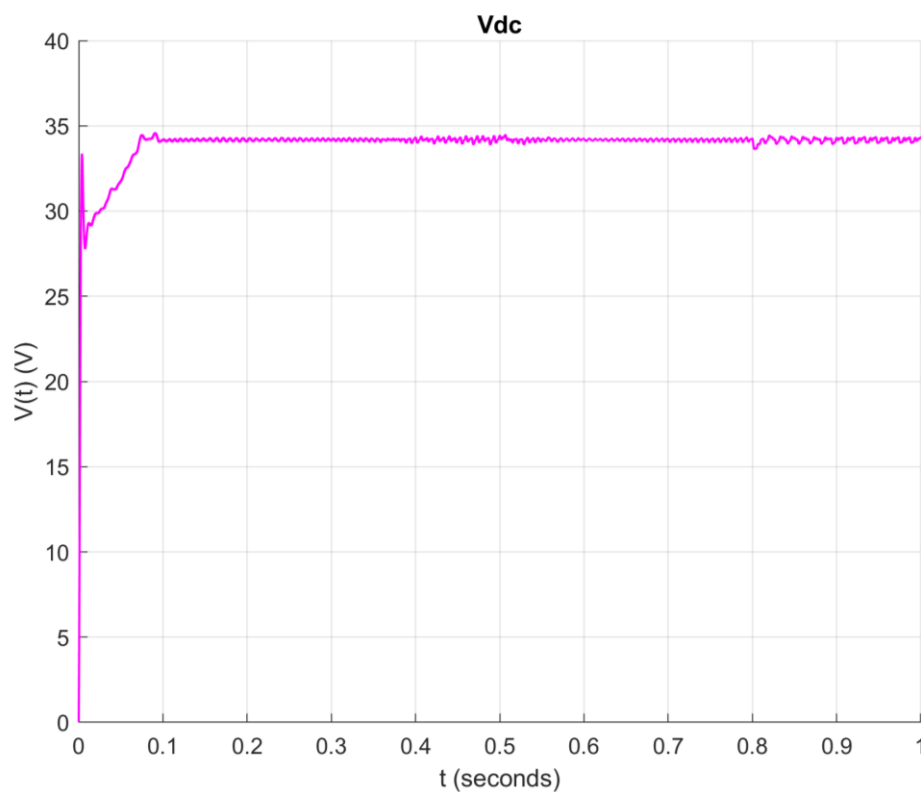
Εικόνα 48: Μοντέλο προσομοίωσης του κυκλώματος σε διασυνδεδεμένη λειτουργία για την Τοπολογία 2.

5.3 Αποτελέσματα προσομοιώσεων από την χρήση της μονάδας ελέγχου

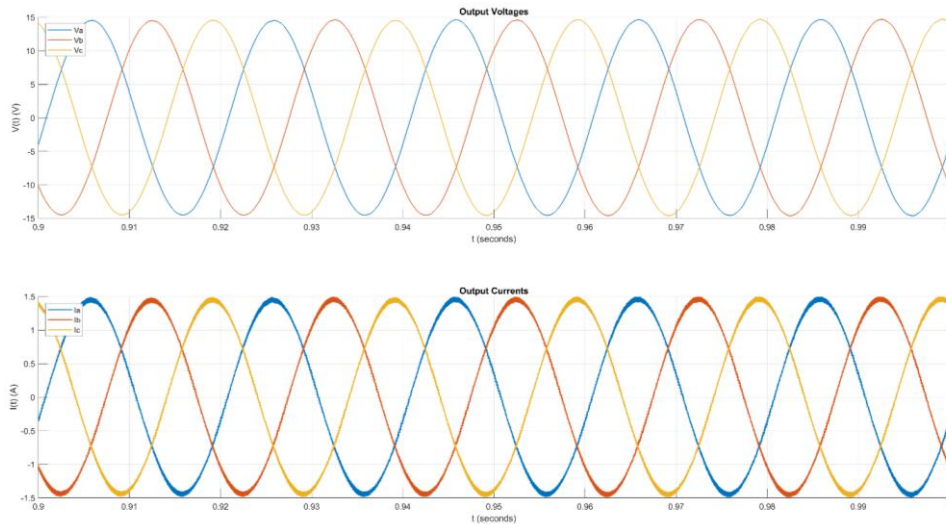
Στην συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για τις δύο τοπολογίες σε διασυνδεδεμένη και μη-διασυνδεδεμένη λειτουργία του μετατροπέα ισχύος. Η πρώτη περίπτωση αφορά την **Τοπολογία 1** για μη-διασυνδεδεμένη λειτουργία. Στην **Εικόνα 49**, απεικονίζονται διάφορες ροές ισχύος του κυκλώματος. Αρχικά, η φωτοβολταϊκή συστοιχία, με την βοήθεια του αλγορίθμου MPPT παράγει την μέγιστη διαθέσιμη ισχύ. Για να επιτευχθεί αυτό, η συστοιχία των μπαταριών μεταβάλλει κατάλληλα την ισχύ της έτσι ώστε να ρυθμίζει την τάση στο DC-link ακολουθώντας την τιμή αναφοράς που παράγει ο **P&O** αλγόριθμος. Επίσης, η συστοιχία των υπερπυκνωτών και το ηλεκτρικό όχημα μεταβάλλουν την ισχύ τους ανάλογα με την τιμή αναφοράς που δίνεται από τον αλγόριθμο διαχείρισης ενέργειας. Στην **Εικόνα 50** απεικονίζεται η τάση στο DC-link η οποία ρυθμίζεται κατάλληλα με σκοπό η φωτοβολταϊκή συστοιχία να παράγει την μέγιστη ισχύ της. Τέλος, στην **Εικόνα 51**, απεικονίζονται οι τάσεις και τα ρεύματα στην έξοδο του μετατροπέα τα οποία διατηρούν σταθερές τιμές σύμφωνα με τις απαιτήσεις του φορτίου.



Εικόνα 49: Απεικόνιση διαφορετικών ροών ισχύος σε μη-διασυνδεδεμένη λειτουργία για την Τοπολογία 1.

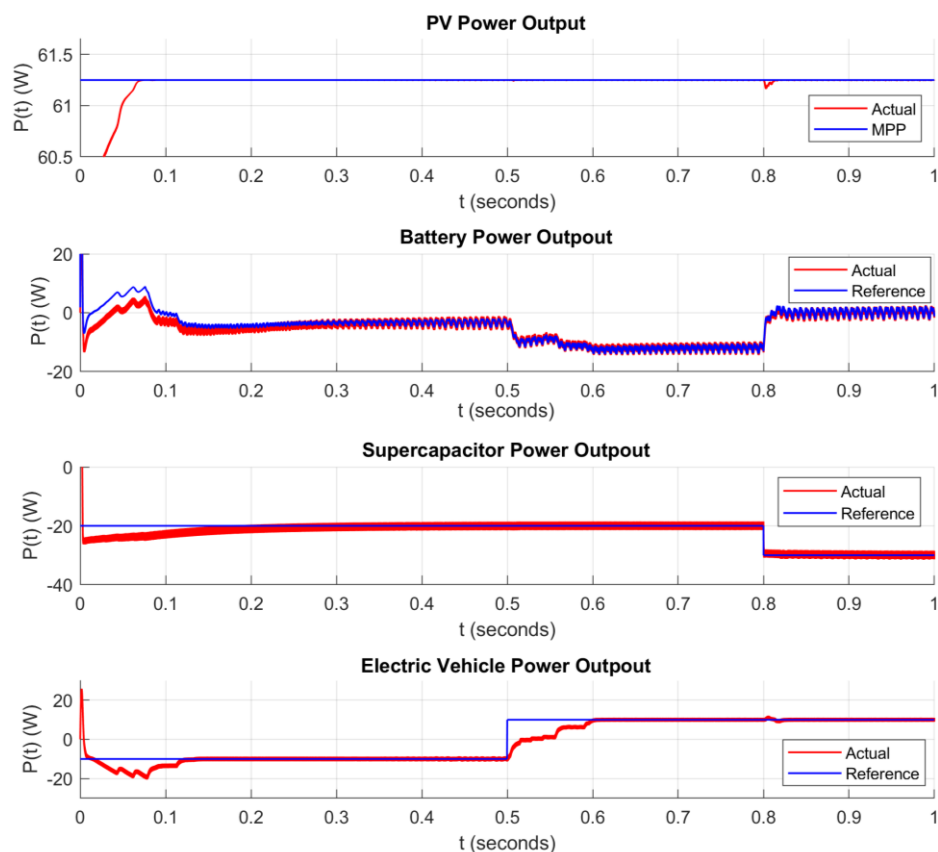


Εικόνα 50: Τάση στο DC-link σε μη-διασυνδεδεμένη λειτουργία για την Τοπολογία 1.

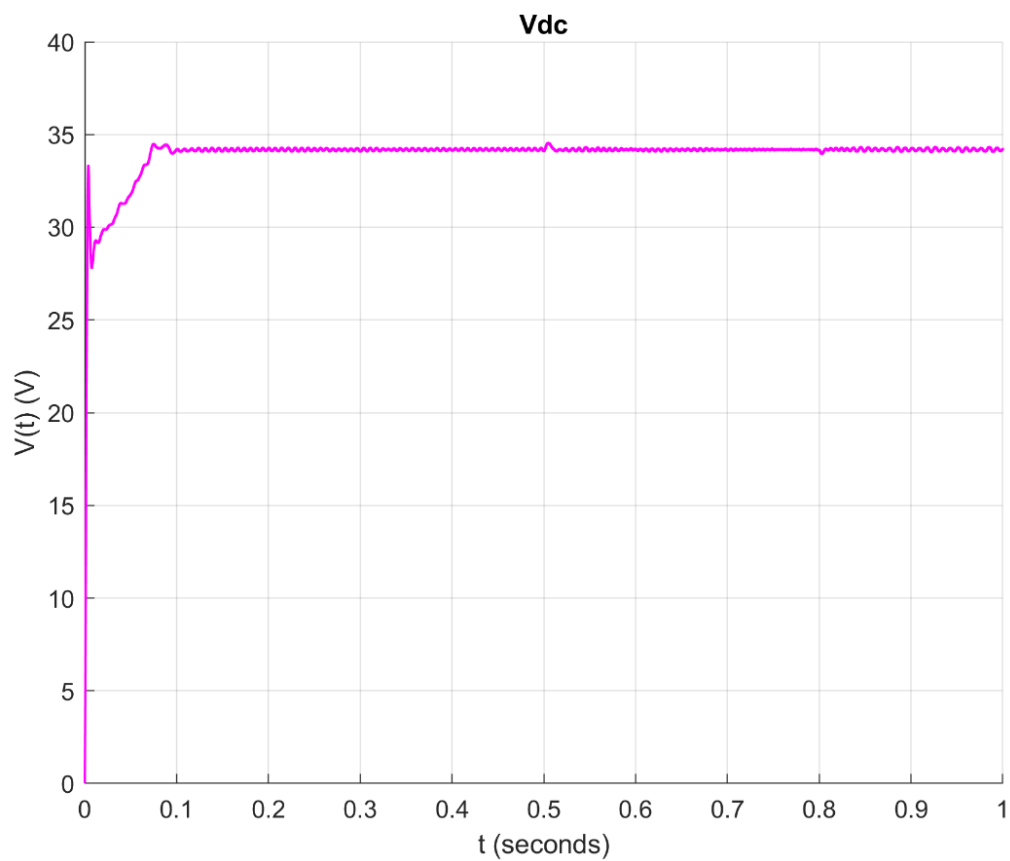


Εικόνα 51: Τάσεις και ρεύματα στην έξοδο του αντιστροφέα σε μη-διασυνδεδεμένη λειτουργία για την Τοπολογία 1.

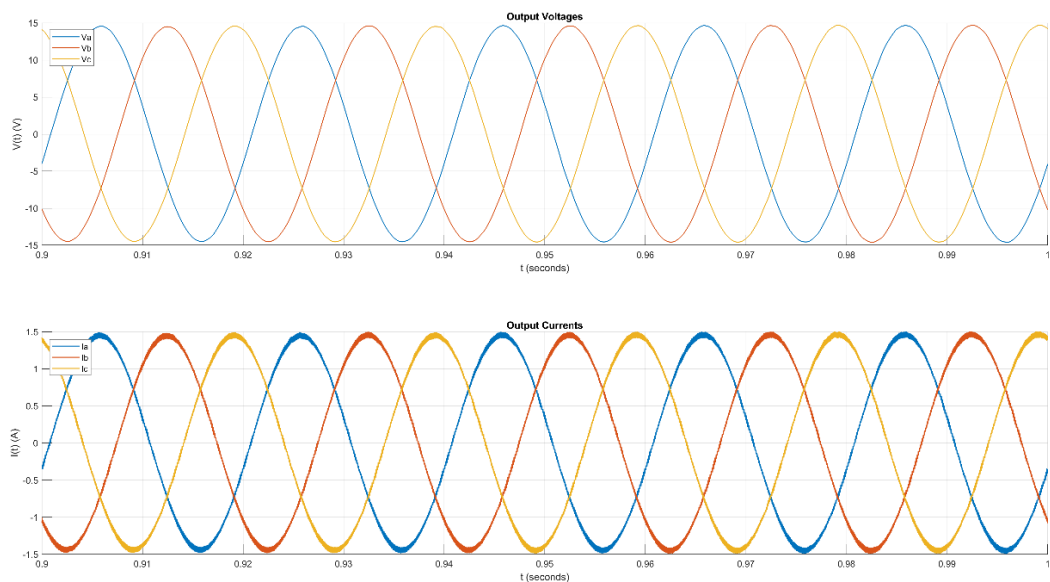
Στις Εικόνες 52-54, απεικονίζονται αντίστοιχα αποτελέσματα για την Τοπολογία 2 υπό τις ίδιες συνθήκες λειτουργίας με την παραπάνω προσομοίωση. Όπως φαίνεται παρακάτω τα αποτελέσματα είναι σχεδόν πανομοιότυπα.



Εικόνα 52: Απεικόνιση διαφορετικών ροών ισχύος σε μη-διασυνδεδεμένη λειτουργία για την Τοπολογία 2.

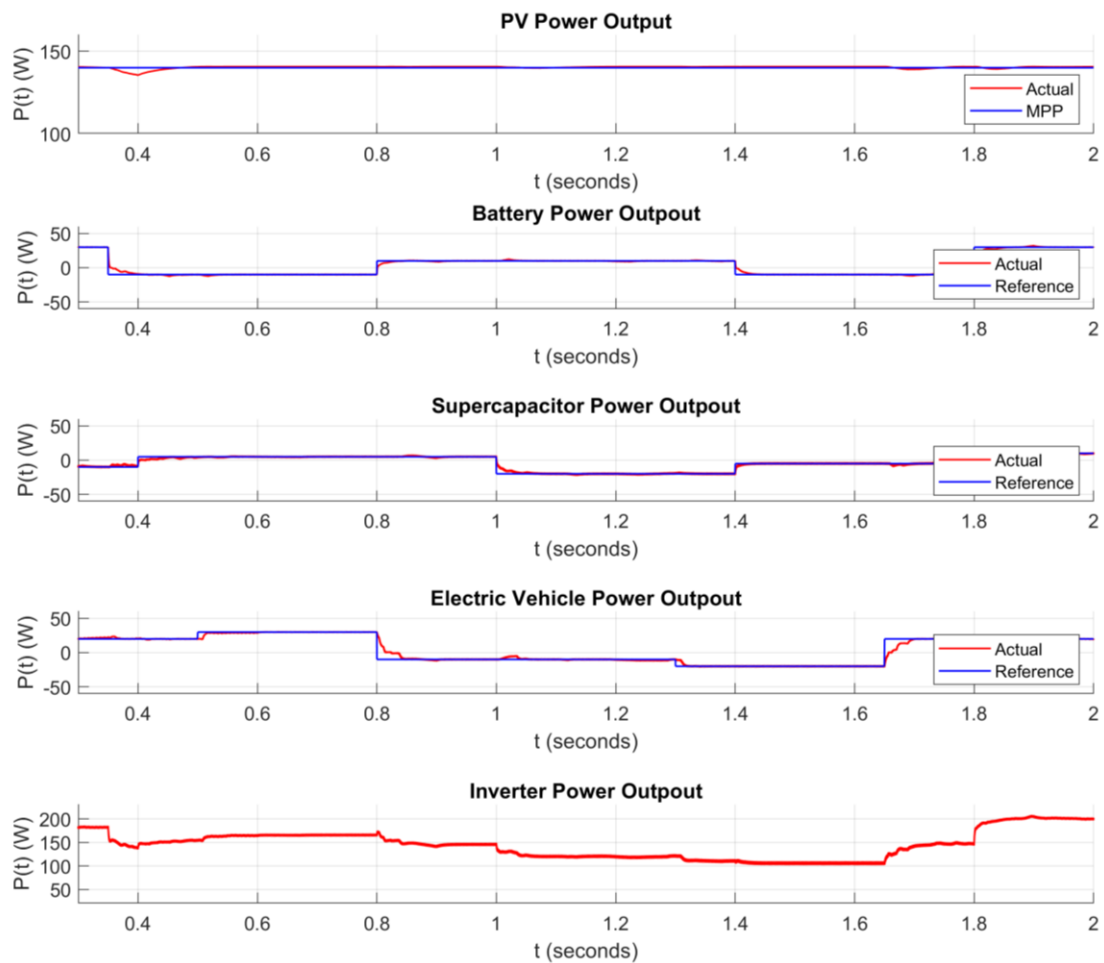


Εικόνα 53: Τάση στο DC-link σε μη-διασυνδεδεμένη λειτουργία για την Τοπολογία 2.

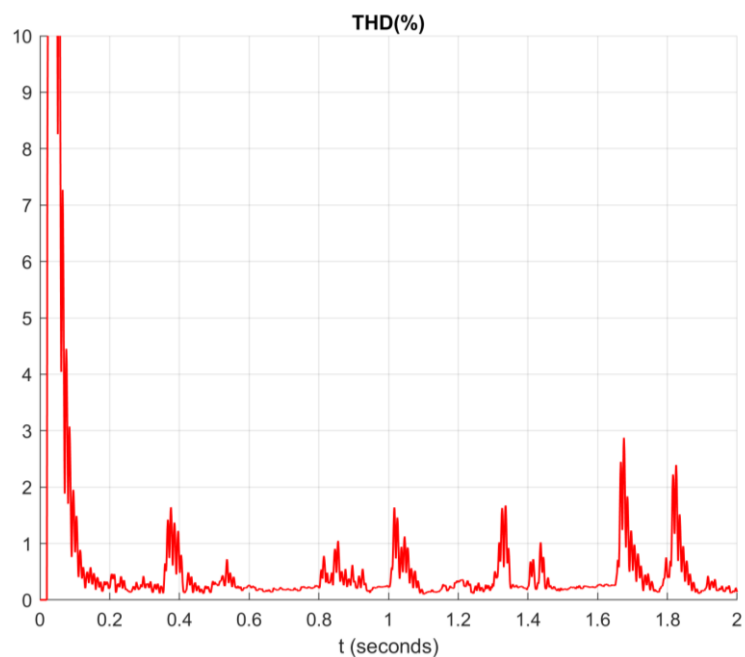


Εικόνα 54: Τάσεις και ρεύματα στην έξοδο του αντιστροφέα σε μη-διασυνδεδεμένη λειτουργία για την Τοπολογία 2.

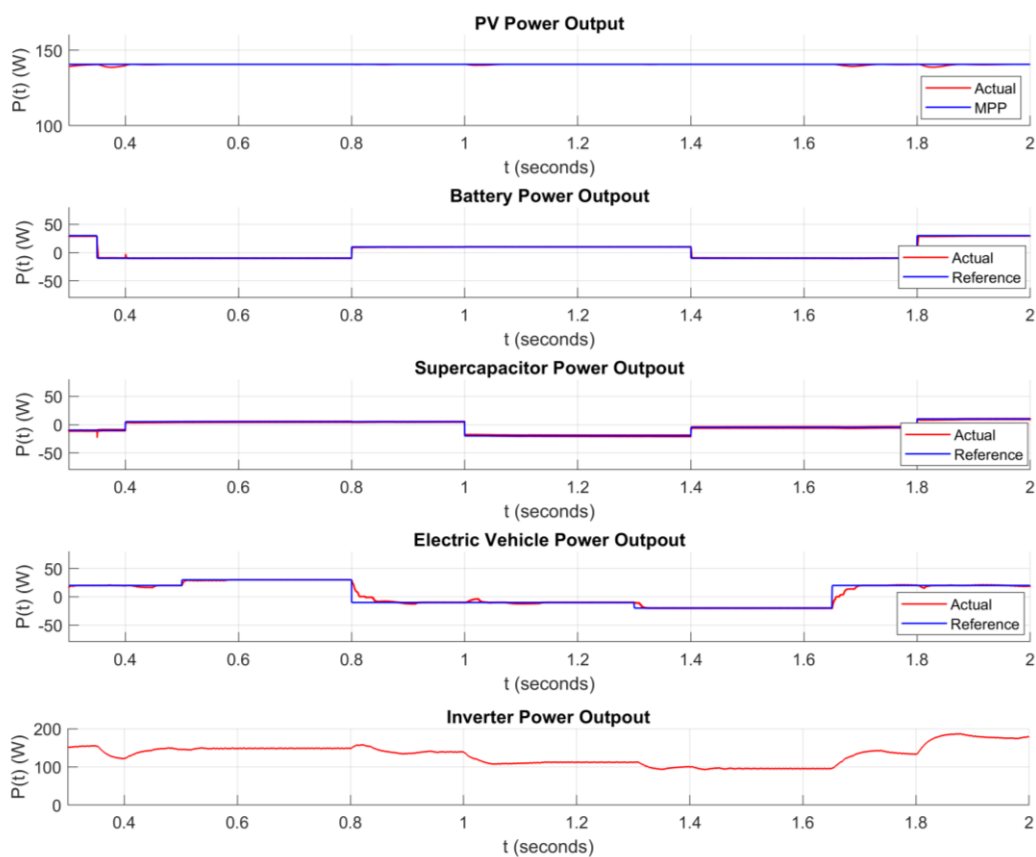
Στην συνέχεια ακολουθούν οι προσομοιώσεις για την διασυνδεδεμένη λειτουργία του μετατροπέα. Στην **Εικόνα 55** απεικονίζεται η λειτουργία του αντιστροφέα για την **Τοπολογία 1**. Στην συγκεκριμένη περίπτωση ο αντιστροφέας είναι αυτός που ρυθμίζει την ισχύ εξόδου του έτσι ώστε να μεταβάλλει κατάλληλα την τάση στο DC-link για να παράγει η φωτοβολταϊκή συστοιχία την μέγιστη διαθέσιμη ισχύ. Οι υπόλοιπες τρεις πηγές ακολουθούν ποικίλους συνδυασμούς φόρτισης και εκφόρτισης ανάλογα με τις εντολές του αλγορίθμου διαχείρισης ενέργειας. Επίσης, στην **Εικόνα 56** φαίνεται η συνολική αρμονική παραμόρφωση του μετατροπέα η οποία καθ' όλη την διάρκεια της προσομοίωσης είναι μικρότερη του 5%. Πιο συγκεκριμένα στην κατάσταση ισορροπίας το THD είναι της τάξεως του 0.5% ενώ αυξάνεται στιγμιαία στις αλλαγές των ροών ισχύος του μετατροπέα.



Εικόνα 55: Απεικόνιση διαφορετικών ροών ισχύος σε διασυνδεδεμένη λειτουργία για την Τοπολογία 1.

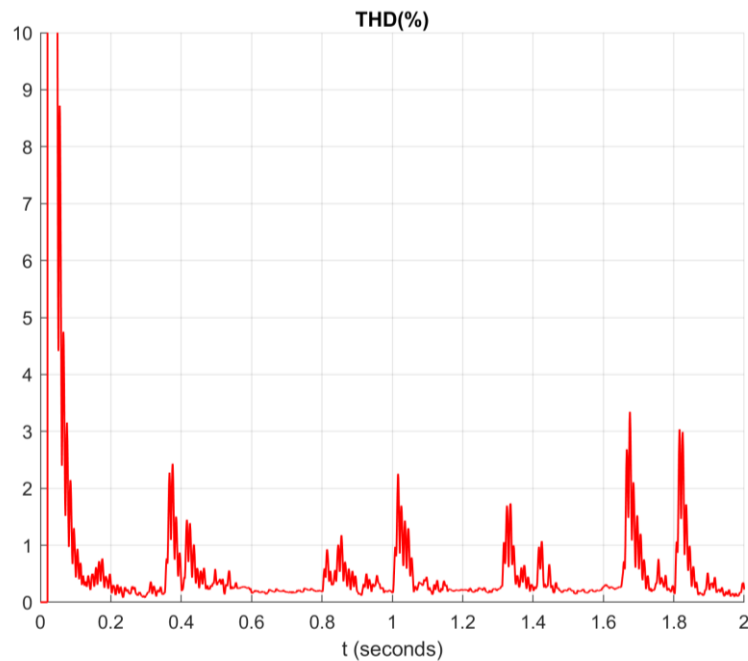


Εικόνα 56: Συνολική αρμονική παραμόρφωση σε διασυνδεδεμένη λειτουργία για την Τοπολογία 1.

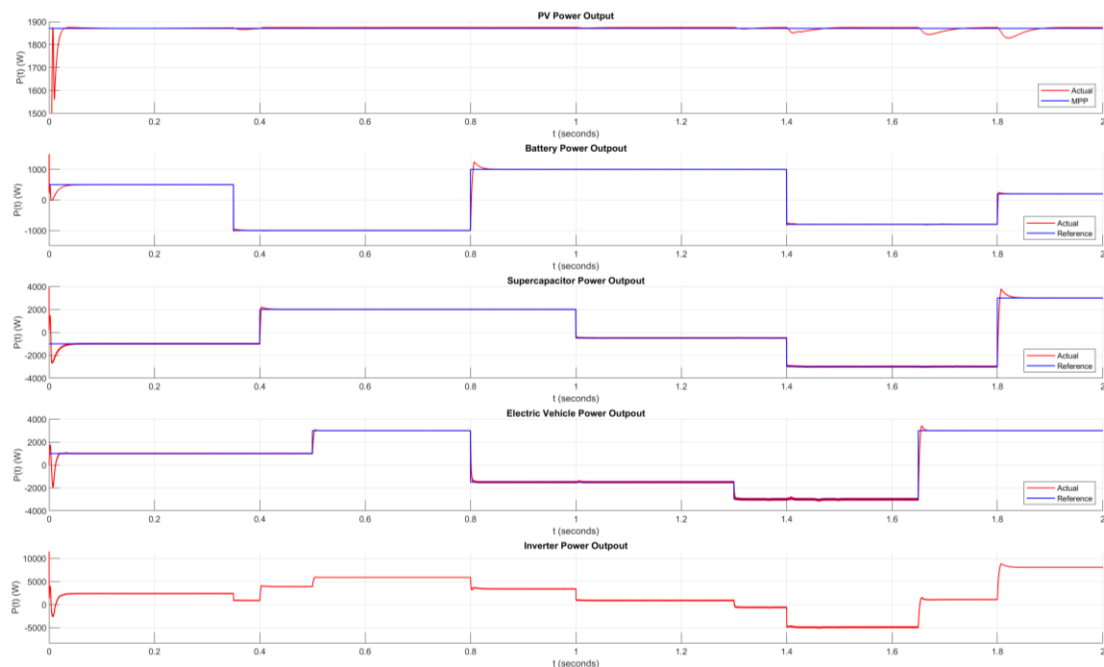


Εικόνα 57: Απεικόνιση διαφορετικών ροών ισχύος σε διασυνδεδεμένη λειτουργία για την Τοπολογία 2.

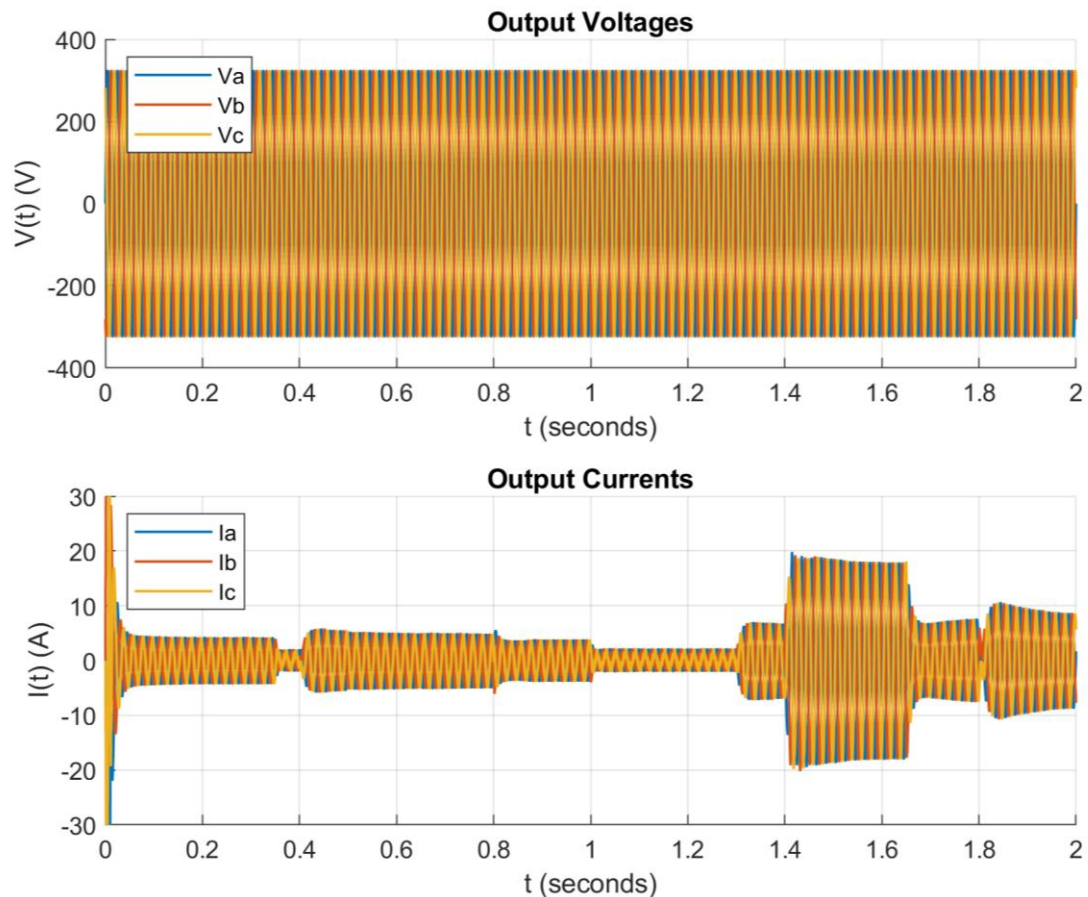
Η ίδια προσομοίωση πραγματοποιήθηκε και για την **Τοπολογία 2**. Οι διαφορετικές ροές ισχύος απεικονίζονται στην **Εικόνα 57** και όπως φαίνεται δεν υπάρχουν σημαντικές διαφορές μεταξύ των δύο τοπολογιών. Στην **Εικόνα 58** φαίνεται η συνολική αρμονική παραμόρφωση που είναι παρόμοια με την παραμόρφωση της πρώτης τοπολογίας.



Εικόνα 58: Συνολική αρμονική παραμόρφωση σε διασυνδεδεμένη λειτουργία για την Τοπολογία 2.



Εικόνα 59: Απεικόνιση διαφορετικών ροών ισχύος σε διασυνδεδεμένη λειτουργία για την Τοπολογία 1.



Εικόνα 60: Τάσεις και ρεύματα στην έξοδο του μετατροπέα σε διασυνδεδεμένη λειτουργία για την Τοπολογία 1.

Τέλος, στις **Εικόνες 59** και **60** παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοίωσης της **Τοπολογίας 1** σε επίπεδο υψηλής ισχύος. Πιο συγκεκριμένα, η ονομαστική ισχύς του μετατροπέα είναι στα **10 kW**, η ονομαστική τάση της μονάδας αποθήκευσης είναι στα **48V**, η ονομαστική τάση των υπερπυκνωτών είναι στα **100V**, η ονομαστική τάση της μπαταρίας του ηλεκτρικού οχήματος στα **80V** και η τάση της φωτοβολταϊκής συστοιχίας στο σημείο μέγιστης ισχύος είναι στα **750V**, με μέγιστη δυνατότητα παραγωγής ίση με **1.8 kW**.

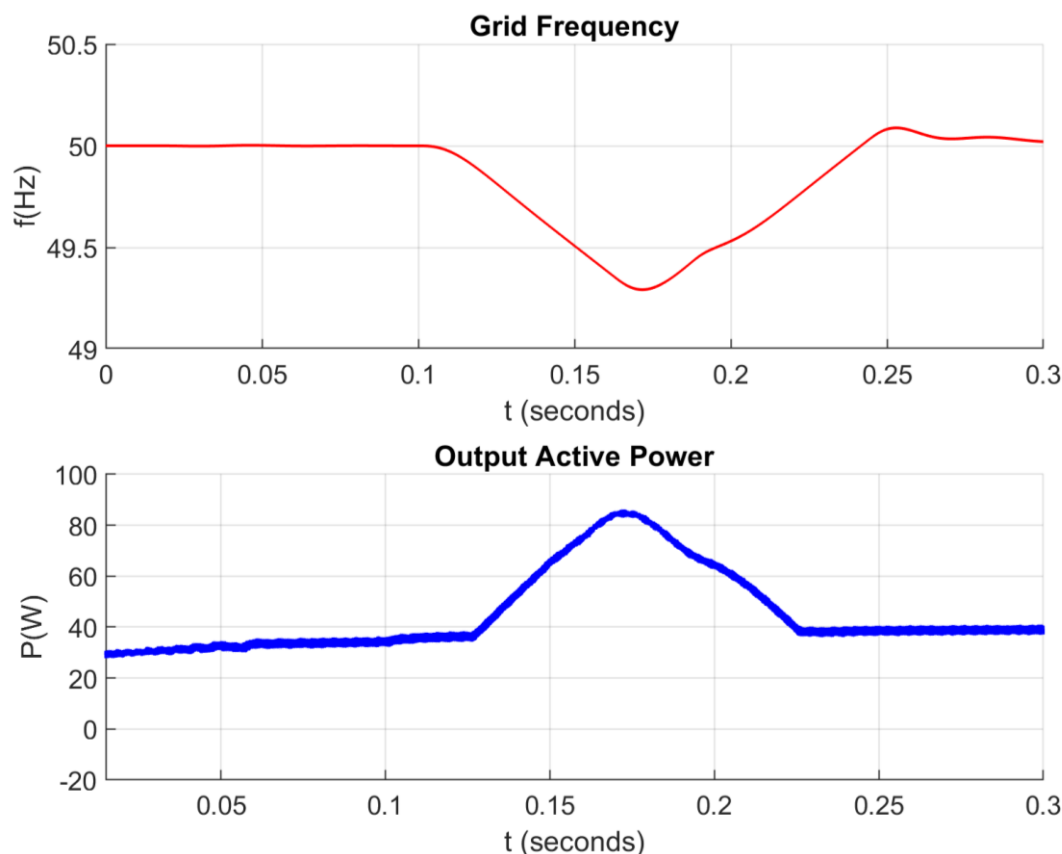
6. Βοηθητικές υπηρεσίες για τον μετατροπέα πολλαπλών εισόδων με χρήση του ελεγκτή πραγματικού χρόνου

6.1 Στήριξη συχνότητας στον μετατροπέα πολλαπλών εισόδων

Για να μπορέσει ο μετατροπέας να συνεισφέρει στην στήριξη της συχνότητας του δικτύου σε περίπτωση βύθισης ή ανύψωσής της, θα πρέπει να μπορεί να μεταβάλλει κατάλληλα την ενεργό ισχύ εξόδου του. Για την ρύθμιση της ενεργού ισχύος, μετράται η μεταβολή της συχνότητας του δικτύου και ανάλογα με την διαθέσιμη ενεργό ισχύ, υπολογίζεται η απαραίτητη μεταβολή ισχύος ΔP όπως περιγράφηκε στο **Κεφάλαιο 4.4** και απεικονίζεται στην **Εικόνα 28**.

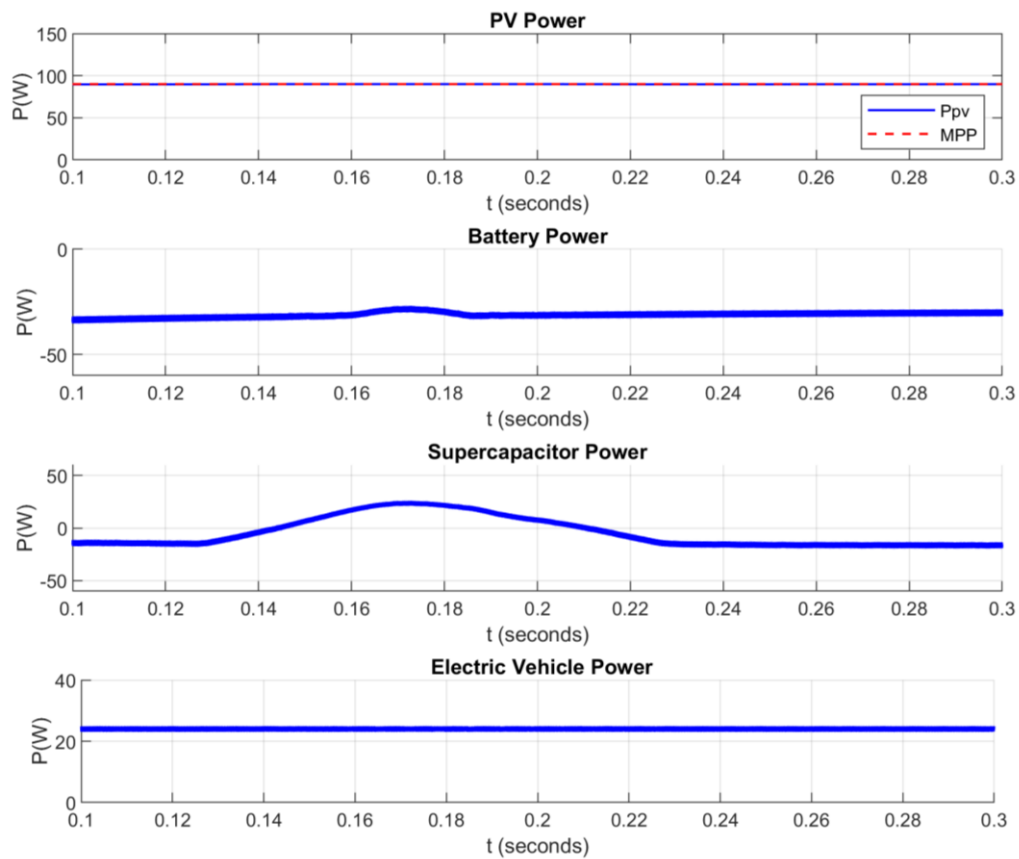
6.1.1 Αποτελέσματα προσομοιώσεων για στήριξη συχνότητας στον μετατροπέα πολλαπλών εισόδων

Στις παρακάτω εικόνες παρουσιάζεται προσομοίωση της πρωτεύουσας ρύθμισης συχνότητας σε περίπτωση βύθισής της.

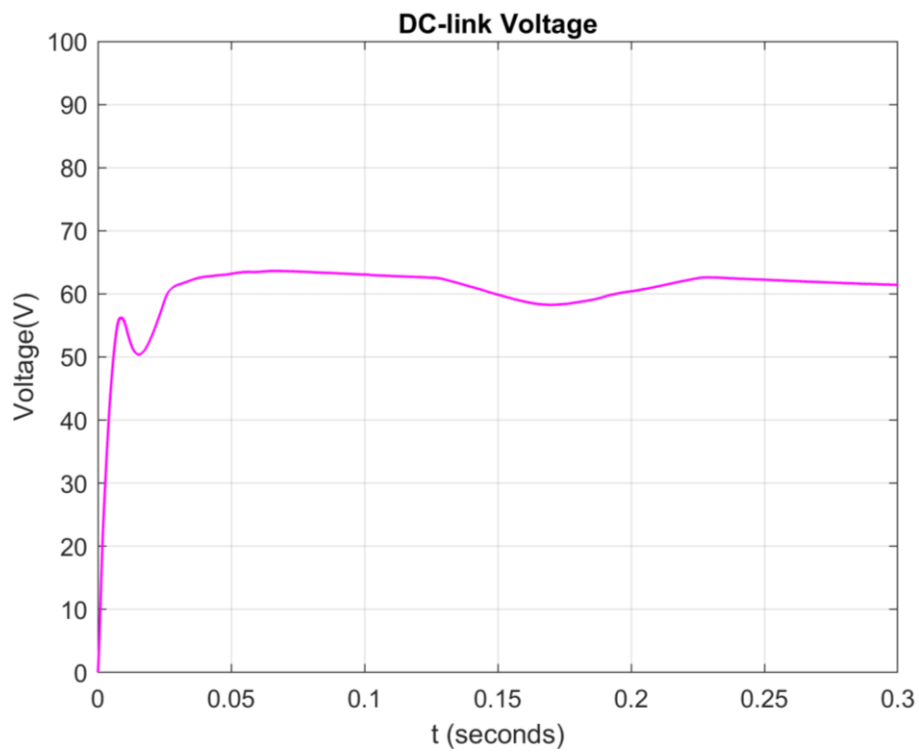


Εικόνα 61: Απόκριση της ισχύος εξόδου του μετατροπέα με βάση την βύθιση συχνότητας.

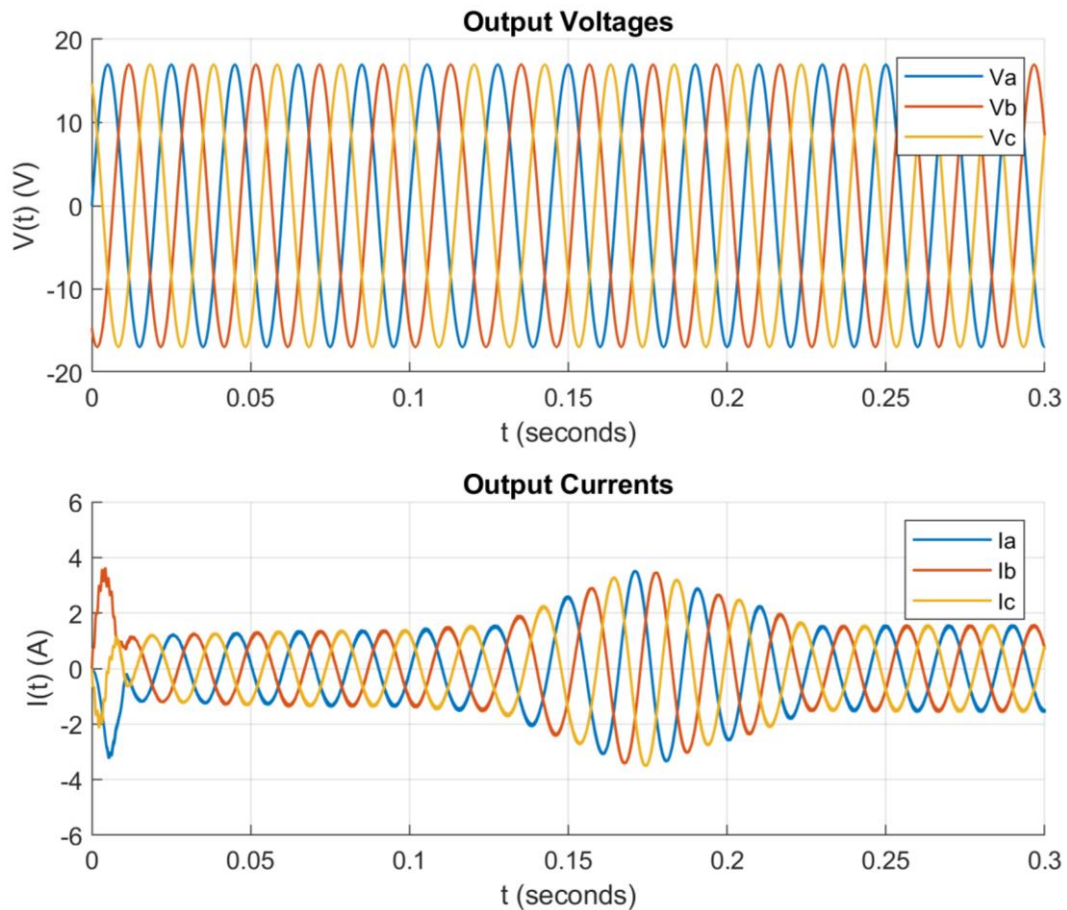
Στην **Εικόνα 61** απεικονίζεται η διαταραχή συχνότητας που εφαρμόστηκε σε συνδυασμό με την απόκριση της ενεργού ισχύος εξόδου. Για την πρωτεύουσα ρύθμιση χρησιμοποιείται η ισχύς από την συστοιχία των υπερπυκνωτών καθώς μπορούν σε πολύ μικρό χρονικό διάστημα να αυξήσουν πολύ γρήγορα την ισχύ τους. Όπως φαίνεται στην **Εικόνα 62**, η φωτοβολταϊκή συστοιχία, η μονάδα αποθήκευσης ενέργειας και το ηλεκτρικό όχημα διατηρούν σταθερή την ισχύ τους ενώ η συστοιχία των υπερπυκνωτών την αυξάνει προκειμένου αυτή η μεταβολή να φτάσει στην έξοδο του μετατροπέα. Πιο συγκεκριμένα, ο αντιστροφέας αυξάνει την ισχύ εξόδου του ακολουθώντας τις τιμές που υποδεικνύει ο ελεγκτής, με αποτέλεσμα η τάση στο DC-link να μειώνεται. Η συστοιχία των υπερπυκνωτών, για να διατηρήσει το ισοζύγιο ισχύος, προσπαθεί να σταθεροποιήσει την τάση σε εκείνο το σημείο και μάλιστα στην τιμή που υποδεικνύει ο αλγόριθμος MPPT (**Εικόνα 63**). Με αυτόν τον τρόπο, επιτυγχάνεται η αύξηση της ισχύος της συστοιχίας των υπερπυκνωτών. Τέλος, στην **Εικόνα 64** απεικονίζονται οι τάσεις και τα ρεύματα στην έξοδο του μετατροπέα. Όπως είναι εμφανές, κατά την διάρκεια της στήριξης συχνότητας τα ρεύματα εξόδου και κατά συνέπεια και η ισχύς εξόδου αυξάνονται.



Εικόνα 62: Ροές ισχύος των τεσσάρων εισόδων του μετατροπέα.



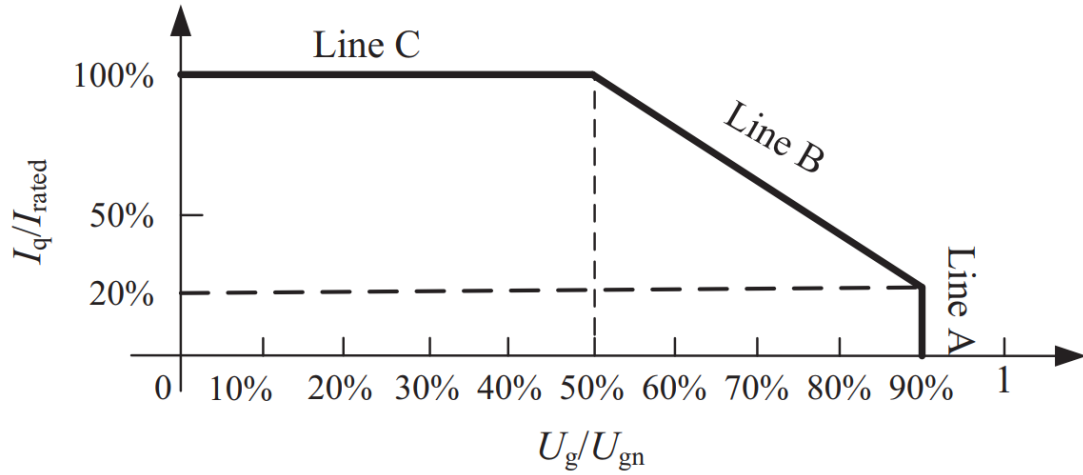
Εικόνα 63: Τάση στο DC-link κατά την διάρκεια της στήριξης συχνότητας.



Εικόνα 64: Τάσεις και ρεύματα στην έξοδο του μετατροπέα.

6.2 Στήριξη τάσης και Ικανότητα Αδιάλειπτης Λειτουργίας για τον μετατροπέα πολλαπλών εισόδων

Σε περίπτωση σφάλματος από την πλευρά του δικτύου, ο μετατροπέας θα πρέπει να παραμένει συνδεδεμένος ακόμη και σε περίπτωση μεγάλης βύθισης τάσης και ταυτόχρονα να παρέχει άεργο ισχύ στο δίκτυο για στήριξη της τάσης, σύμφωνα με τα διεθνή πρότυπα. Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, η ικανότητα αδιάλειπτης λειτουργίας ή Low Voltage Ride Through (**LVRT**), όπως ονομάζεται, έχει ως στόχο να διευρύνει τις ανοχές του δικτύου ως προς την βύθιση τάσης, αποτρέποντας έως κάποιο βαθμό μία απότομη αποσύνδεση πολλαπλών μονάδων διεσπαρμένης παραγωγής από το δίκτυο. Σύμφωνα με τις απαιτήσεις για αδιάλειπτη λειτουργία, θα πρέπει ταυτόχρονα να παρέχεται στο δίκτυο και άεργος ισχύς για την στήριξη της τάσης του δικτύου. Στην **Εικόνα 65** παρουσιάζεται η απαίτηση του **Γερμανικού** διαχειριστή για έγχυση αέργου ισχύος η οποία θα χρησιμοποιηθεί και στις προσομοιώσεις που θα ακολουθήσουν.



Εικόνα 65: Ο κώδικας της E.ON. ως προς την απαίτηση αέργου ισχύος σε περίπτωση σφάλματος του δικτύου.

Ο λόγος I_q^*/I_n ονομάζεται I_{q_ratio} , όπου στον αριθμητή εμφανίζεται το άεργο ρεύμα αναφοράς ενώ στον παρονομαστή το ονομαστικό ρεύμα του αντιστροφέα. Για τον υπολογισμό του αέργου ρεύματος χρησιμοποιείται η **Εξίσωση (23)** που βασίζεται στην **Εικόνα 65**.

$$I_{q_ratio} = \begin{cases} 0 & V_g > 0.9 \cdot V_{gn} \\ 2 - 2 \frac{V_g}{V_{gn}} & 0.9 \cdot V_{gn} \geq V_g > 0.5 \cdot V_{gn} \\ 1 & V_g \leq 0.5 \cdot V_{gn} \end{cases} \quad (23)$$

όπου V_g είναι η τάση του δικτύου για μία δεδομένη στιγμή ενώ V_{gn} η ονομαστική τάση. Για να υπολογιστεί το επίπεδο ενεργού ισχύος στο οποίο πρέπει να λειτουργεί ο μετατροπέας κατά την διάρκεια του σφάλματος υπολογίζεται αρχικά το ρεύμα αναφοράς I_d^* σύμφωνα με την **Εξίσωση (24)**:

$$I_d^* = I_n \cdot \sqrt{1 - I_{q_ratio}^2} \quad (24)$$

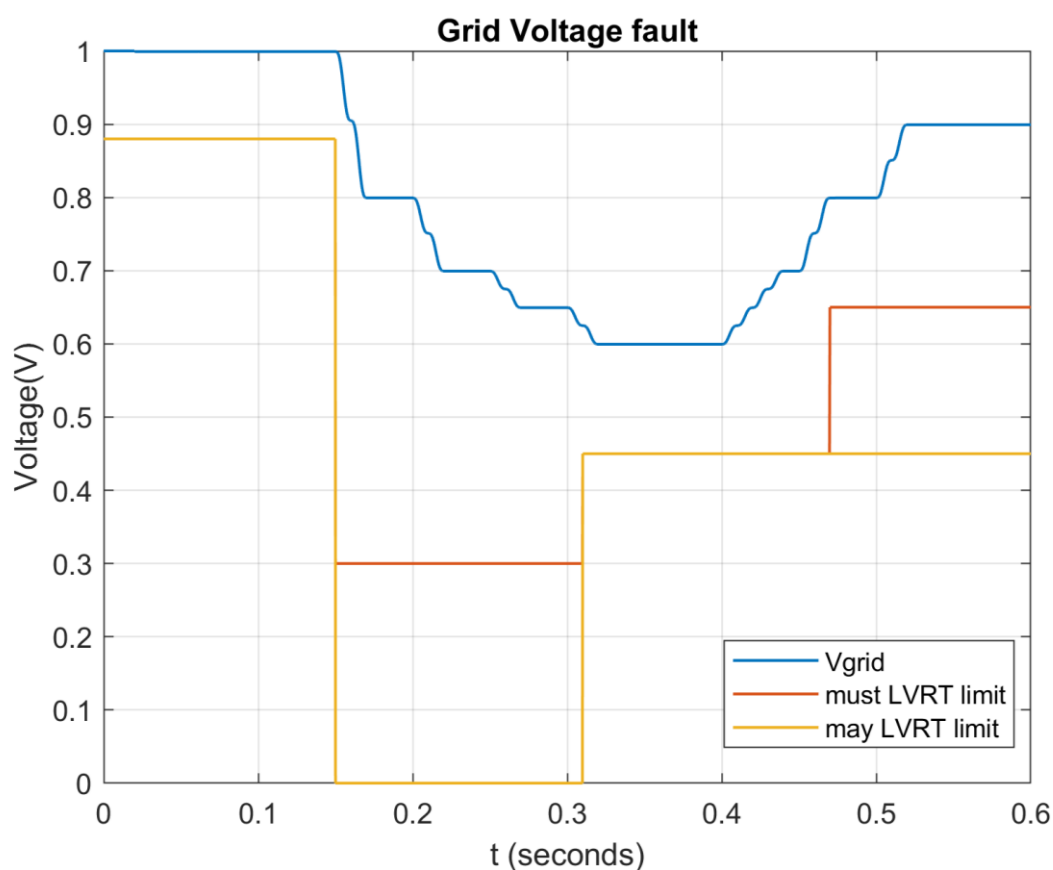
Γνωρίζοντας το ρεύμα I_d^* μπορεί εύκολα να υπολογιστεί η ενεργός ισχύς με βάση τον τύπο: $P_{ref} = \frac{3}{2} v_d i_d^*$. Τέλος, πρέπει ανά πάσα στιγμή να ισχύει ότι:

$$\sqrt{I_d^2 + I_q^2} \leq 1.1 \cdot I_n \quad (25)$$

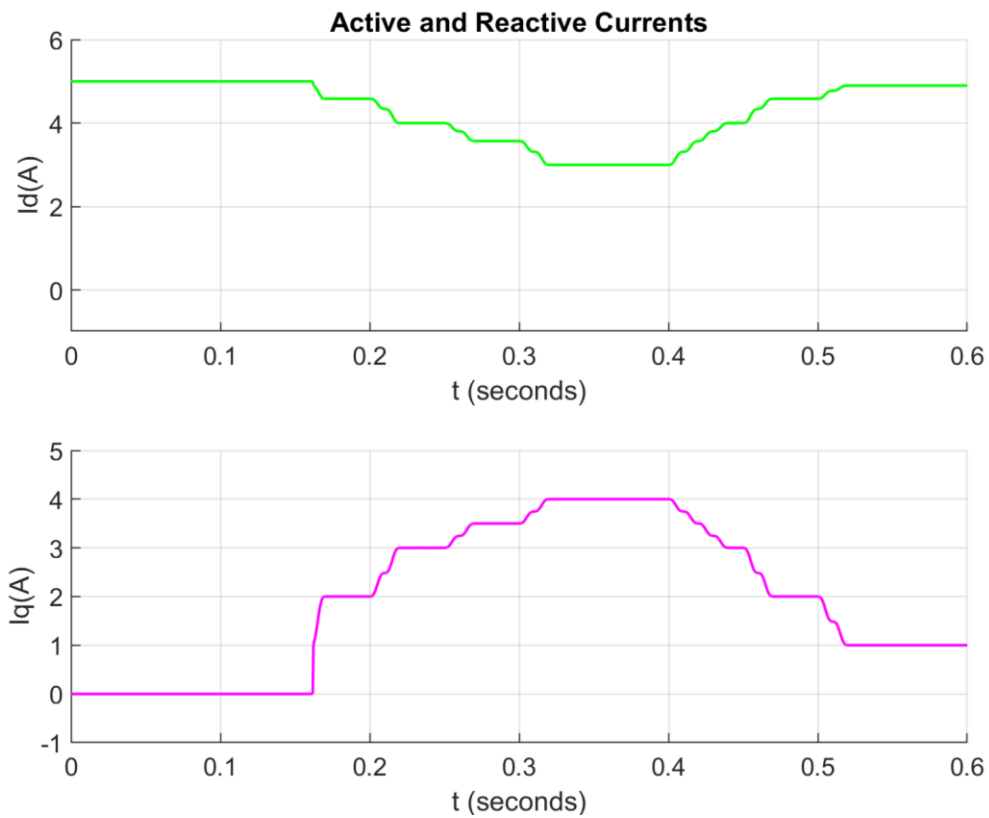
6.2.1 Αποτελέσματα προσομοιώσεων για στήριξη τάσης και Ικανότητα Αδιάλειπτης Λειτουργίας

Στην συνέχεια παρατίθενται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που πραγματοποιήθηκαν στο κύκλωμα του μετατροπέα για δύο σφάλματα. Το πρώτο σφάλμα

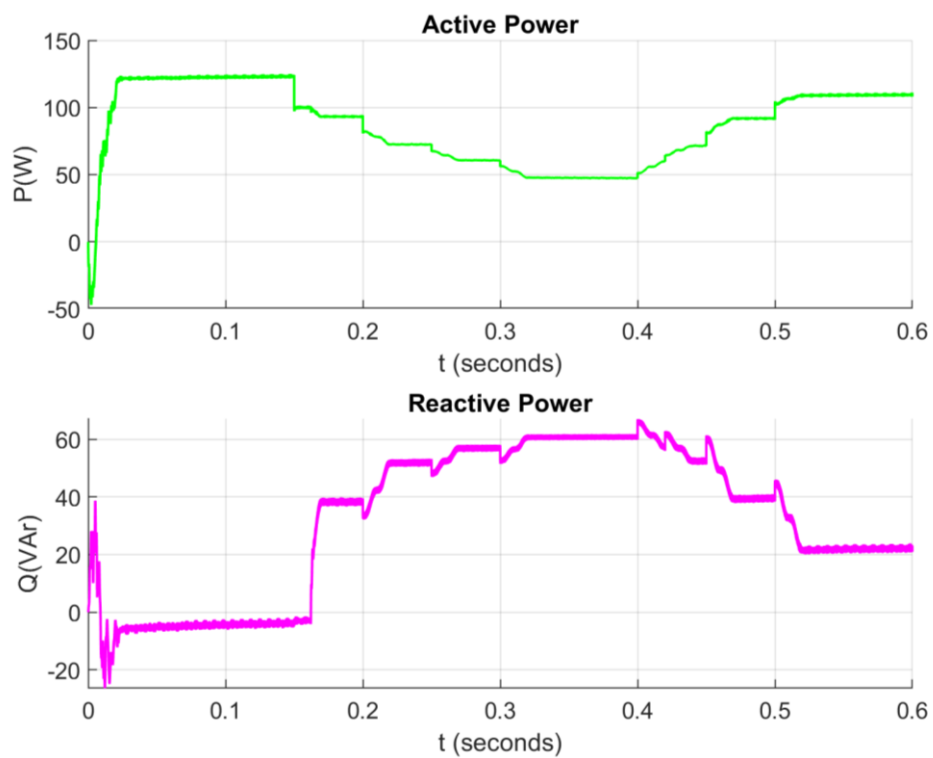
αφορά μία σχετικά μικρή βύθιση τάσης, ενώ το δεύτερο μια πολύ μεγάλη βύθιση που φτάνει μέχρι και σε μηδενισμό. Σύμφωνα με το πρότυπο **IEEE 1547-2018** που χρησιμοποιήθηκε, πρέπει να υποστηρίζεται αδιάλειπτη λειτουργία ακόμα και σε περίπτωση μηδενισμού της τάσης του δικτύου για συγκεκριμένο χρονικό διάστημα. Στην **Εικόνα 66**, απεικονίζεται η βύθιση του δικτύου ανά μονάδα (p.u.), σε σύγκριση με τα όρια που τίθενται από το παραπάνω πρότυπο. Στην **Εικόνα 67**, φαίνεται η **d** και η **q** συνιστώσα του ρεύματος όπως προκύπτει για την συγκεκριμένη διαταραχή με βάση τις παραπάνω εξισώσεις. Οι δύο αυτές συνιστώσες αντιστοιχούν σε έγχυση ενεργού και αέργου ισχύος αντίστοιχα, όπως φαίνεται στην **Εικόνα 68**. Η μείωση της ισχύος εξόδου του αντιστροφέα ωστόσο, επιφέρει μία αύξηση ισχύος στην πλευρά της εισόδου. Για να διατηρηθεί το ισοζύγιο, η μπαταρία αναλαμβάνει να απορροφήσει το περίσσειμα ισχύος που δεν διοχετεύεται πλέον από στο δίκτυο, με στόχο να διατηρήσει σταθερή την τάση στο DC-link. Στην **Εικόνα 69**, απεικονίζονται οι τιμές ισχύος των τεσσάρων εισόδων. Η ισχύς του ηλεκτρικού οχήματος και της συστοιχίας των υπερπυκνωτών διατηρείται σταθερή στις τιμές που έχουν οριστεί από το σύστημα διαχείρισης ενέργειας, ενώ η ισχύς της μπαταρίας μεταβάλλεται καθώς προσπαθεί να σταθεροποιήσει την τάση στο DC-link (**Εικόνα 70**). Τέλος, η μικρή διακύμανση της τάσης σε εκείνο το σημείο, επηρεάζει επίσης και την ισχύ της φωτοβολταϊκής συστοιχίας που φαίνεται να μεταβάλλεται και αυτή. Στην **Εικόνα 71** απεικονίζεται η διακύμανση των τάσεων και των ρευμάτων στην έξοδο του αντιστροφέα κατά την διάρκεια του σφάλματος.



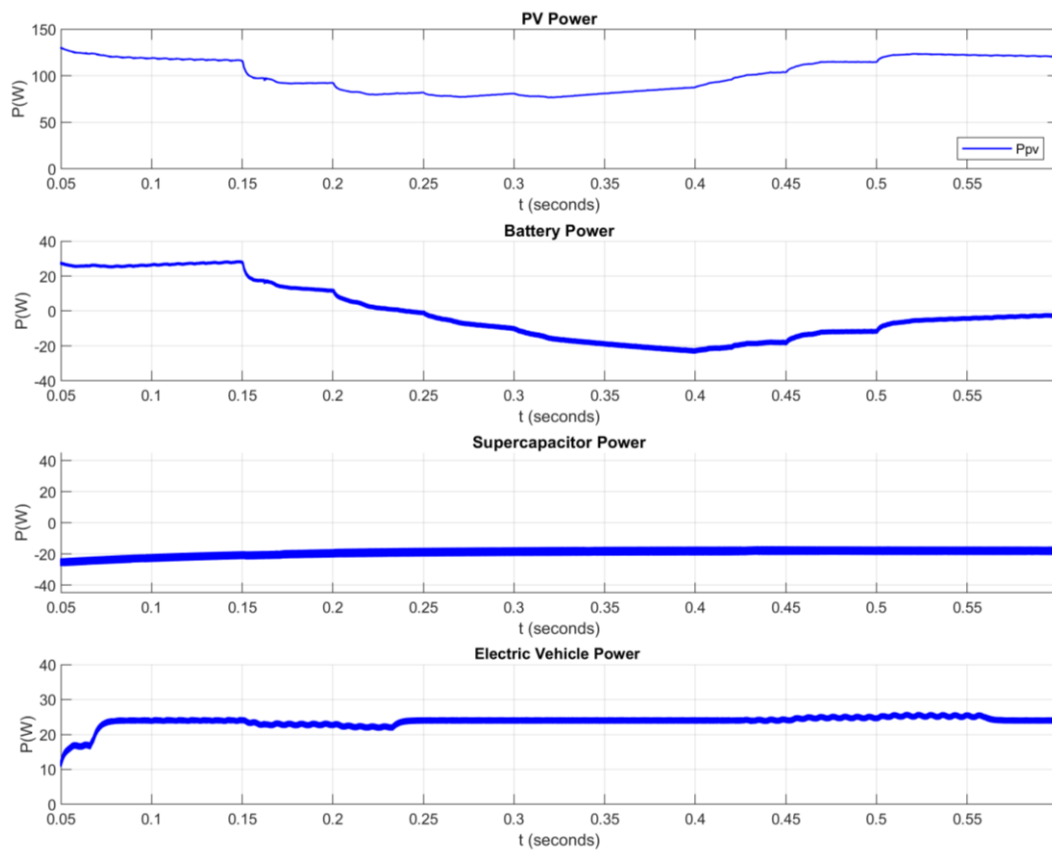
Εικόνα 66: Τάση του δικτύου κατά την διάρκεια σφάλματος σε σύγκριση με τα όρια για LVRT.



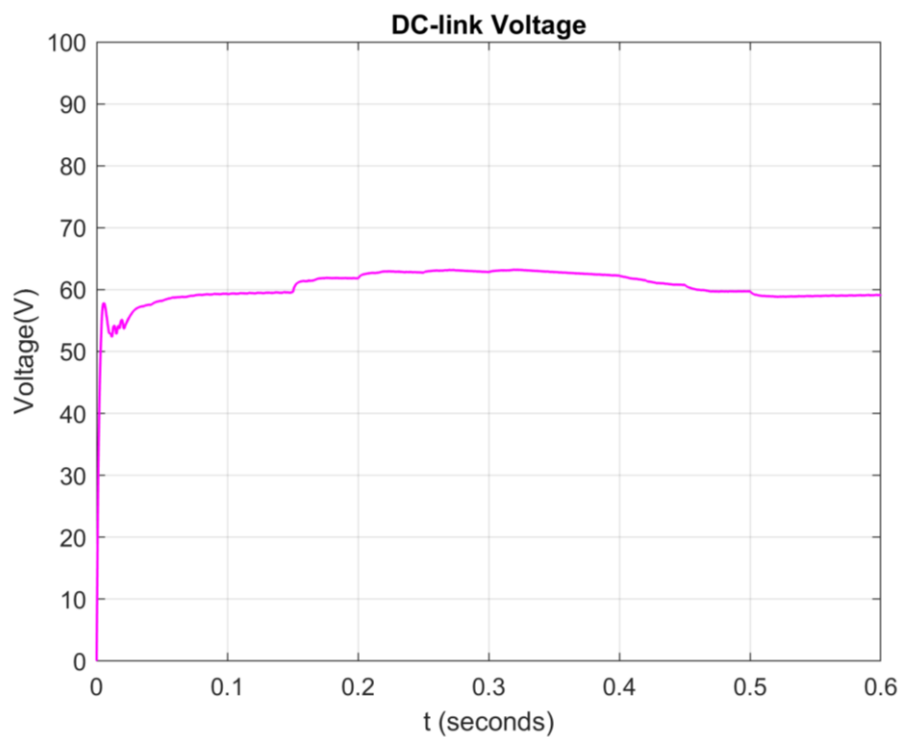
Εικόνα 67: Οι d και q συνιστώσες του ρεύματος κατά την διάρκεια του σφάλματος.



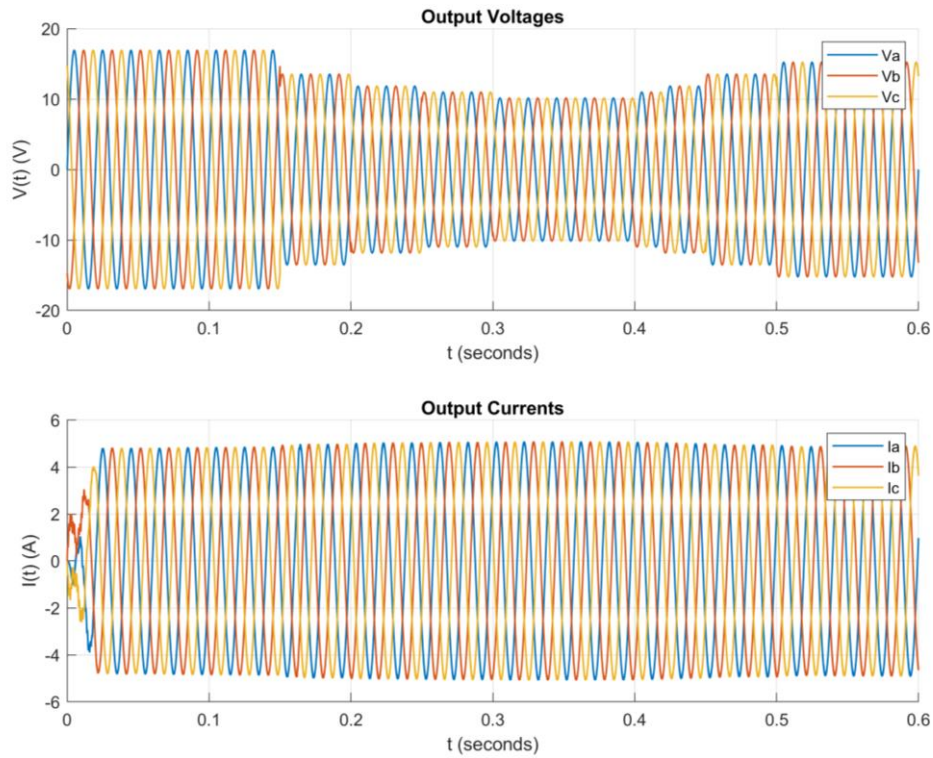
Εικόνα 68: Ενεργός και άεργος ισχύς στην έξοδο του μετατροπέα.



Εικόνα 69: Ροές ισχύος των τεσσάρων πηγών κατά την διάρκεια του σφάλματος.

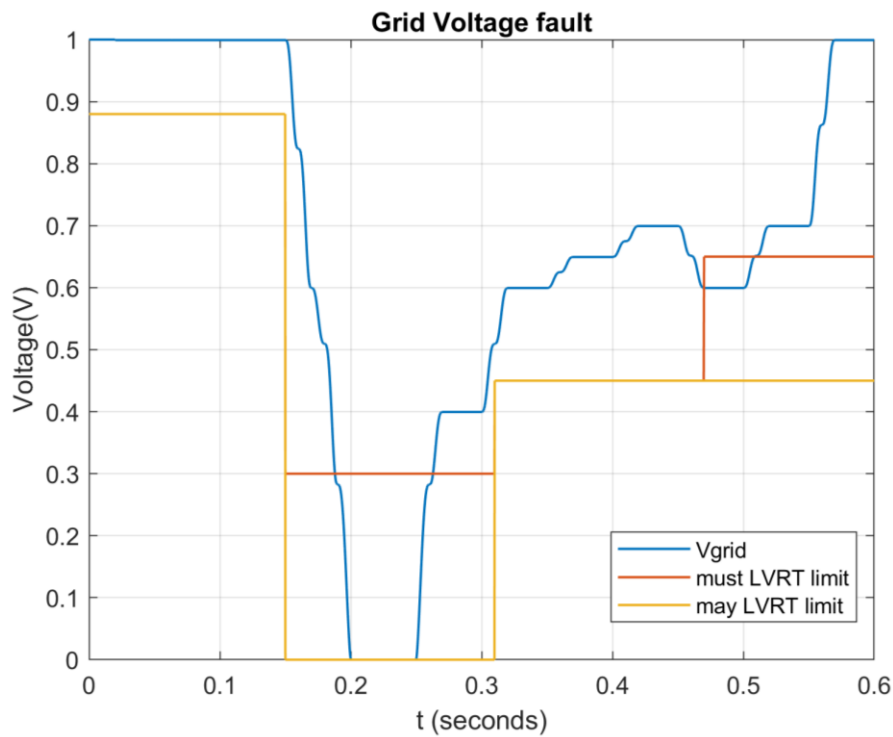


Εικόνα 70: Τάση στο DC-link κατά την διάρκεια του σφάλματος.

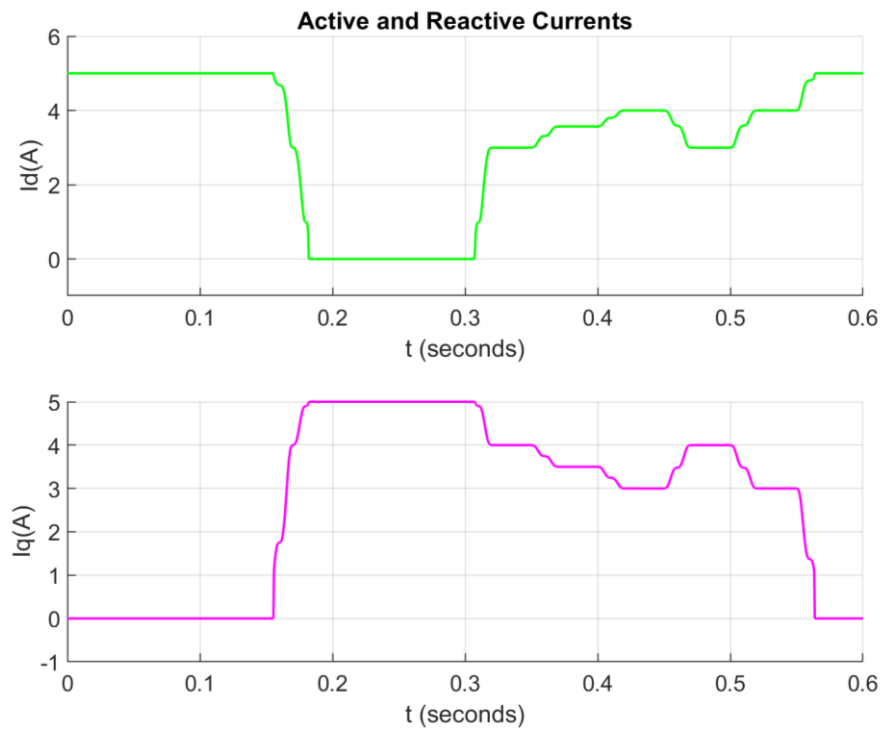


Εικόνα 71: Τάσεις και ρεύματα στην έξοδο του αντιστροφέα.

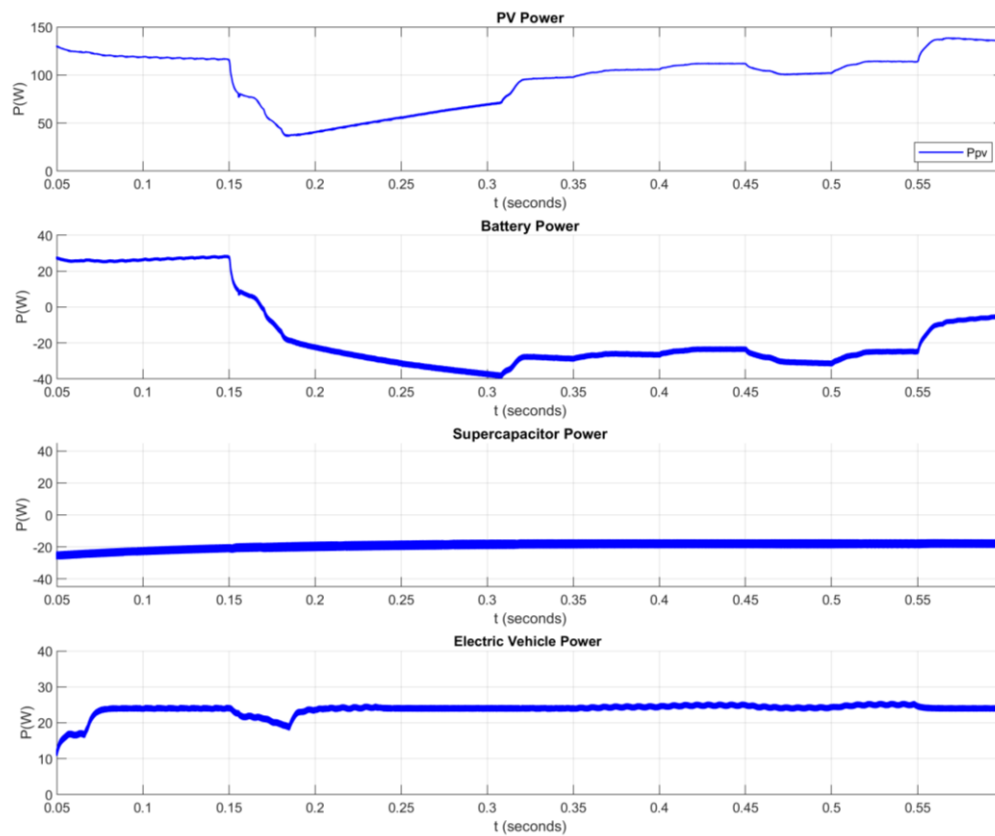
Στις **Εικόνες 72-76** απεικονίζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του μετατροπέα στο ίδιο σημείο λειτουργίας αλλά για βύθιση τάσης που φτάνει έως και τον μηδενισμό.



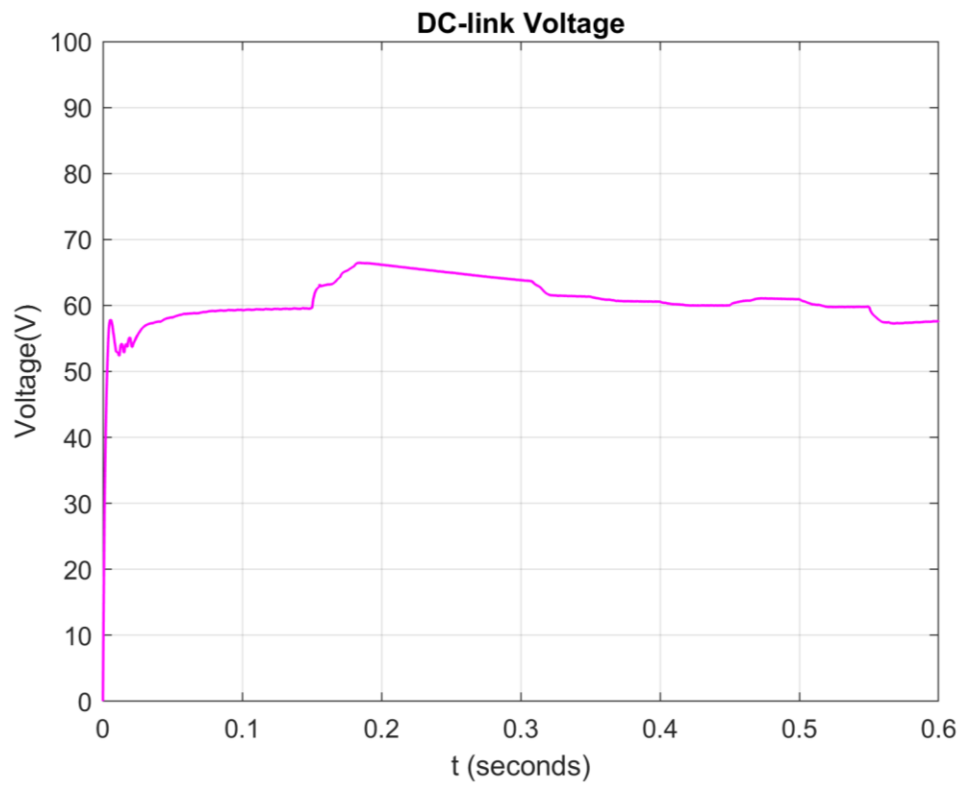
Εικόνα 72: Τάση του δικτύου κατά την διάρκεια σφάλματος σε σύγκριση με τα όρια για LVRT.



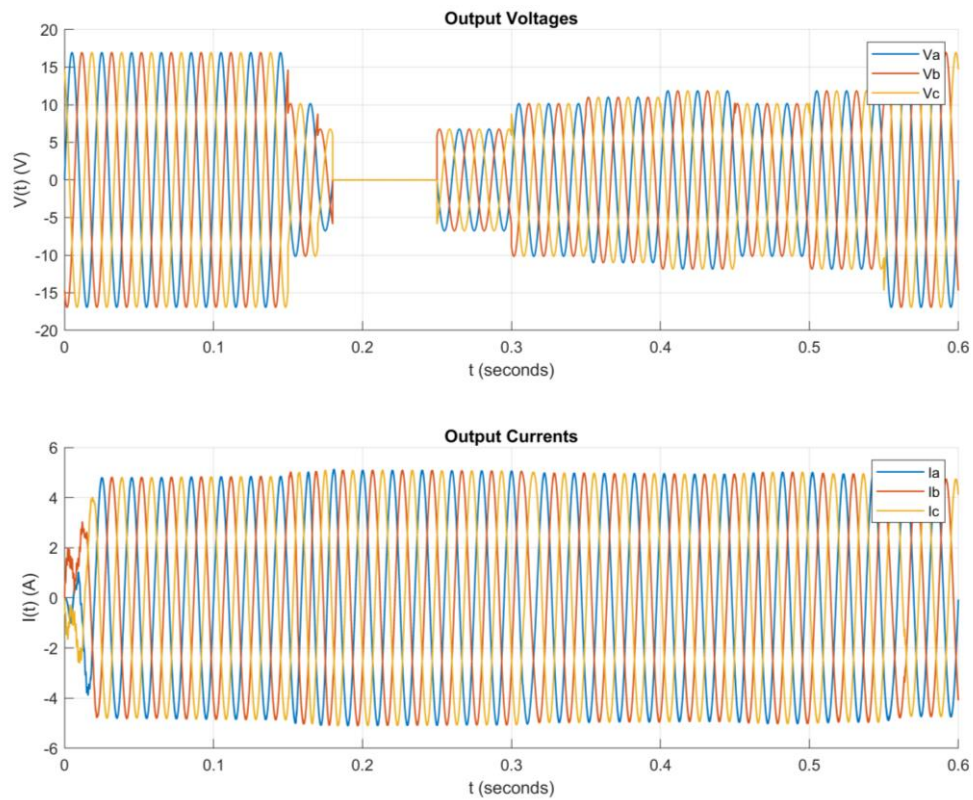
Εικόνα 73: Οι d και q συνιστώσες του ρεύματος κατά την διάρκεια του σφάλματος.



Εικόνα 74: Ροές ισχύος των τεσσάρων πηγών κατά την διάρκεια του σφάλματος.



Εικόνα 75: Τάση στο DC-link κατά την διάρκεια του σφάλματος.



Εικόνα 76: Τάσεις και ρεύματα στην έξοδο του αντιστροφέα.

7. Ανάπτυξη του ελεγκτή πραγματικού χρόνου για όλες τις περιπτώσεις λειτουργίας του μετατροπέα

7.1 Περιγραφή της λειτουργίας του αλγορίθμου του ελεγκτή πραγματικού χρόνου

Οι λειτουργίες που περιγράφηκαν προηγουμένως ενοποιήθηκαν σε έναν συνολικό ελεγκτή πραγματικού χρόνου που μπορεί να προσαρμόζεται ανάλογα με την κατάσταση λειτουργίας που βρίσκεται ο μετατροπέας. Στην **Εικόνα 77** παρουσιάζεται το συνολικό διάγραμμα ροής του ελεγκτή.

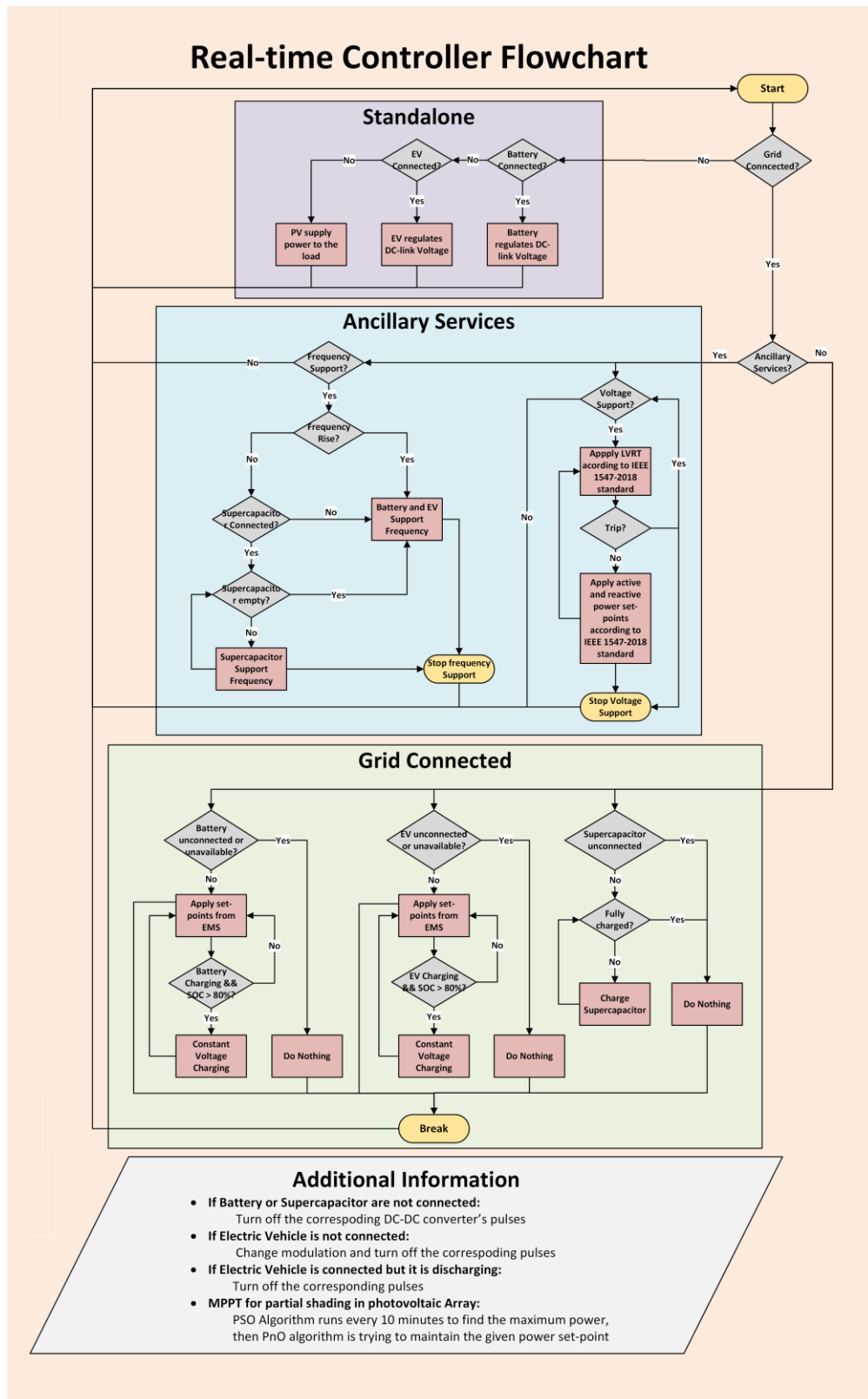
Αρχικά, ο αλγόριθμος είναι σε θέση να αναγνωρίζει αν μία πηγή βρίσκεται συνδεδεμένη στον μετατροπέα ώστε να ενεργοποιεί ή να απενεργοποιεί τους αντίστοιχους παλμούς. Επίσης, αν το ηλεκτρικό όχημα δεν βρίσκεται συνδεδεμένο, οι παλμοί της γέφυρας αλλάζουν διαμόρφωση από την **MSVM** διαμόρφωση που χρησιμοποιείται, σε μία κλασική **SPWM** διαμόρφωση. Επιπλέον, εάν το ηλεκτρικό όχημα είναι συνδεδεμένο αλλά βρίσκεται σε κατάσταση εκφόρτισης απενεργοποιούνται οι αντίστοιχοι παλμοί καθώς το ρεύμα ρέει από τις διόδους προς την γέφυρα, μηδενίζοντας με αυτόν τον τρόπο τις διακοπτικές απώλειες.

Ο ελεγκτής επίσης, λαμβάνοντας εξωτερική πληροφορία, μπορεί να αλλάξει μεταξύ διασυνδεδεμένης και μη-διασυνδεδεμένης λειτουργίας. Σε περίπτωση μη-διασυνδεδεμένης λειτουργίας, η μονάδα αποθήκευσης αναλαμβάνει να διατηρεί την τάση στο DC-link στην τιμή που του υποδεικνύει ο MPPT αλγόριθμος. Σε περίπτωση που η μονάδα αποθήκευσης είναι αποσυνδεδεμένη ή μη-διαθέσιμη (δηλαδή πρέπει να φορτιστεί ενώ είναι πλήρως φορτισμένη ή πρέπει να εκφορτιστεί ενώ είναι πλήρως εκφορτισμένη) τότε τον ρόλο της ρύθμισης της τάσης στο DC-link αναλαμβάνει το ηλεκτρικό όχημα. Σε περίπτωση που και αυτό είναι αποσυνδεδεμένο ή μη διαθέσιμο (δηλαδή να πρέπει η μπαταρία του να φορτιστεί ενώ είναι πλήρως φορτισμένη ή να πρέπει να εκφορτιστεί ενώ είναι πλήρως εκφορτισμένη) τότε η φωτοβολταϊκή συστοιχία μεταβαίνει σε ένα σημείο λειτουργίας έτσι ώστε να εξυπηρετήσει την ισχύ που απαιτεί το φορτίο. Σε περίπτωση που η ισχύς της συστοιχίας δεν επαρκεί ο αντιστροφέας αποσυνδέεται.

Εάν ο μετατροπέας ισχύος βρίσκεται σε διασυνδεδεμένη λειτουργία και δεν απαιτούνται βοηθητικές υπηρεσίες, ο ελεγκτής εφαρμόζει τις τιμές ισχύος που παρέχονται από τον αλγόριθμο διαχείρισης ενέργειας για το ηλεκτρικό όχημα και την μονάδα αποθήκευσης. Σε περίπτωση που έχει δοθεί εντολή για φόρτιση, ενώ παράλληλα η κατάσταση φόρτισης υπερβαίνει το 80%, ο ελεγκτής μπαίνει σε κατάσταση φόρτισης με σταθερή τάση. Παράλληλα, εάν ο υπερπυκνωτής βρίσκεται συνδεδεμένος, ο αλγόριθμος φροντίζει έτσι ώστε να είναι πλήρως φορτισμένος, έτσι ώστε να είναι διαθέσιμος σε περίπτωση στήριξης συχνότητας.

Εάν απαιτείται στήριξη τάσης, ο ελεγκτής εφαρμόζει το πρότυπο **IEEE 1547-2018** για αδιάλειπτη λειτουργία και παρέχει στο δίκτυο την απαραίτητη ενεργό και άεργο ισχύ που ζητείται. Σε περίπτωση όπου η βύθιση τάσης βρίσκεται εκτός των ορίων που υποδεικνύει το πρότυπο, ο μετατροπέας αποσυνδέεται από το δίκτυο προσωρινά και λειτουργεί

υποστηρίζοντας μόνο το τοπικό φορτίο. Μόλις η τάση επανέλθει σε κανονικές τιμές, ο αντιστροφέας επανασυνδέεται στο δίκτυο.



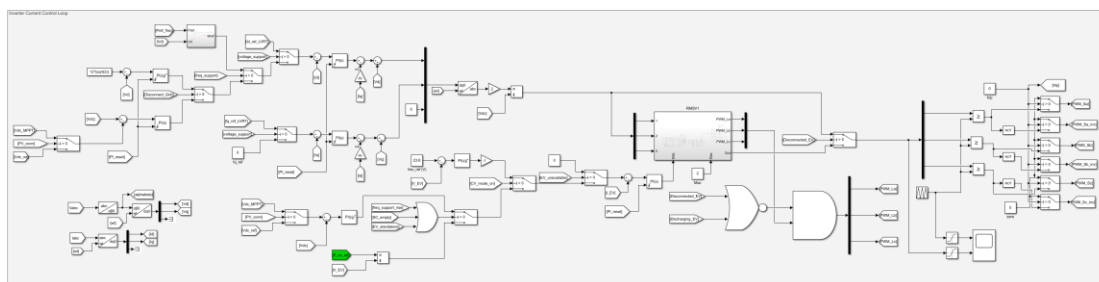
Εικόνα 77: Διάγραμμα ροής του συνολικού ελεγκτή πραγματικού χρόνου.

Σε περίπτωση στήριξης συχνότητας, εάν το σφάλμα αφορά βύθιση, τότε ο υπερπυκνωτής αναλαμβάνει την πρωτεύουσα ρύθμιση. Όταν ο υπερπυκνωτής έχει αποφορτιστεί πλήρως, η στήριξη συνεχίζεται με την δευτερεύουσα ρύθμιση από την μονάδα αποθήκευσης και το ηλεκτρικό όχημα, εφόσον είναι συνδεδεμένα ή διαθέσιμα. Σε περίπτωση ανύψωσης συχνότητας, η στήριξη γίνεται κατευθείαν από την μονάδα αποθήκευσης και το ηλεκτρικό όχημα ή ξεχωριστά, εάν κάποιο από τα δύο δεν είναι συνδεδεμένο ή διαθέσιμο. Εάν ούτε η μονάδα αποθήκευσης ούτε το ηλεκτρικό όχημα είναι συνδεδεμένα, τότε σε περίπτωση ανύψωσης δεν υποστηρίζεται στήριξη συχνότητας.

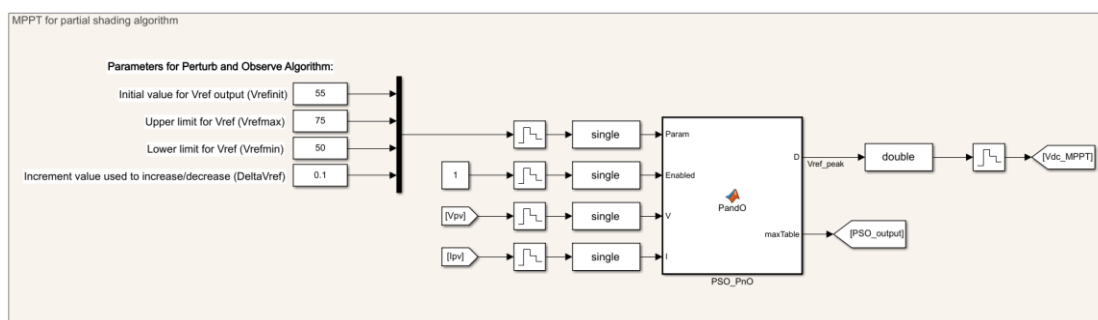
Τέλος, ο αλγόριθμος που χρησιμοποιείται για την MPPT λειτουργία, είναι κατάλληλος για μερική σκίαση καθώς χρησιμοποιεί τον αλγόριθμο βελτιστοποίησης Particle Swarm Optimization (PSO) της φωτοβολταϊκής συστοιχίας. Στην συνέχεια τροφοδοτεί την πληροφορία στον αλγόριθμο P&O ο οποίος προσπαθεί να διατηρήσει αυτή την τιμή ισχύος μέχρι να ξανακληθεί ο αλγόριθμος PSO για να υπολογίσει το καινούριο σημείο μέγιστης ισχύος.

7.2 Υλοποίηση του συνολικού αλγορίθμου ελέγχου στο λογισμικό Simulink

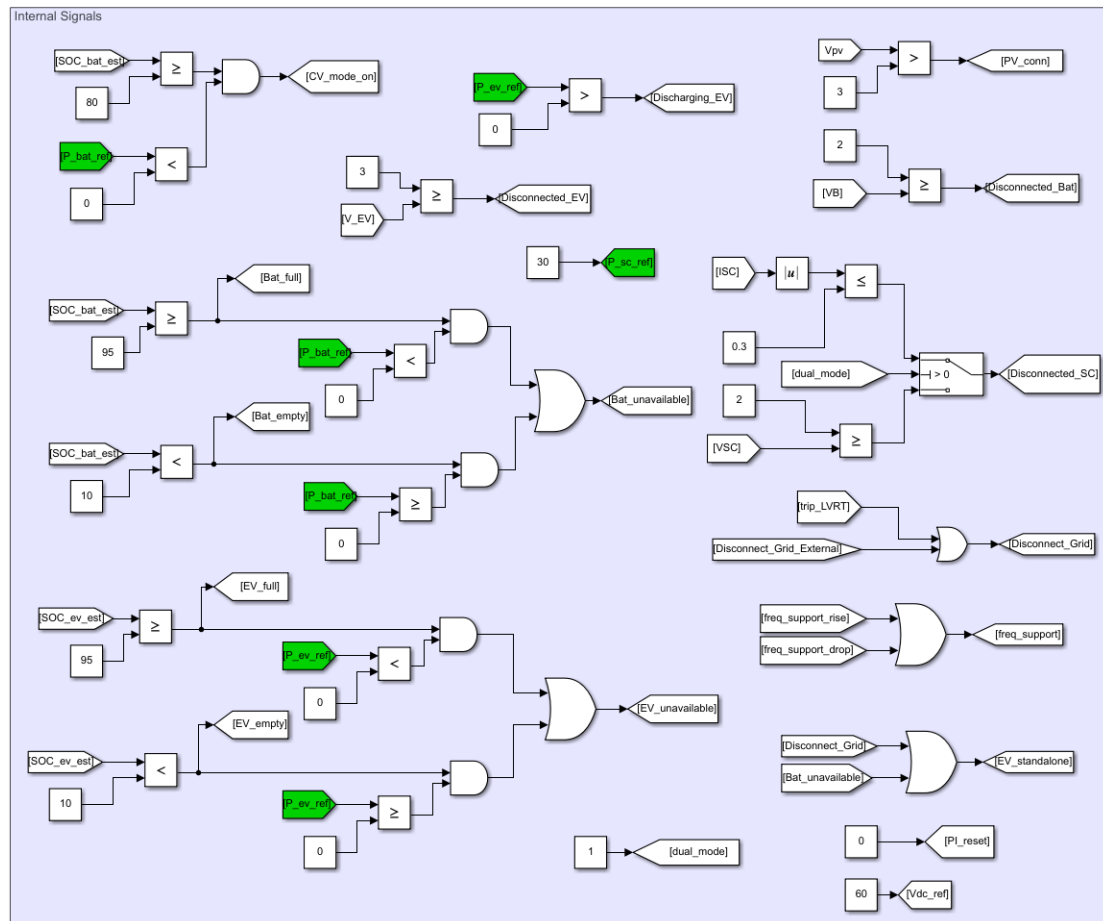
Στις Εικόνες 78-84 απεικονίζεται η υλοποίηση του αλγορίθμου που περιγράφηκε.



Εικόνα 78: Ελεγκτής τριφασικής γέφυρας και ηλεκτρικού οχήματος.



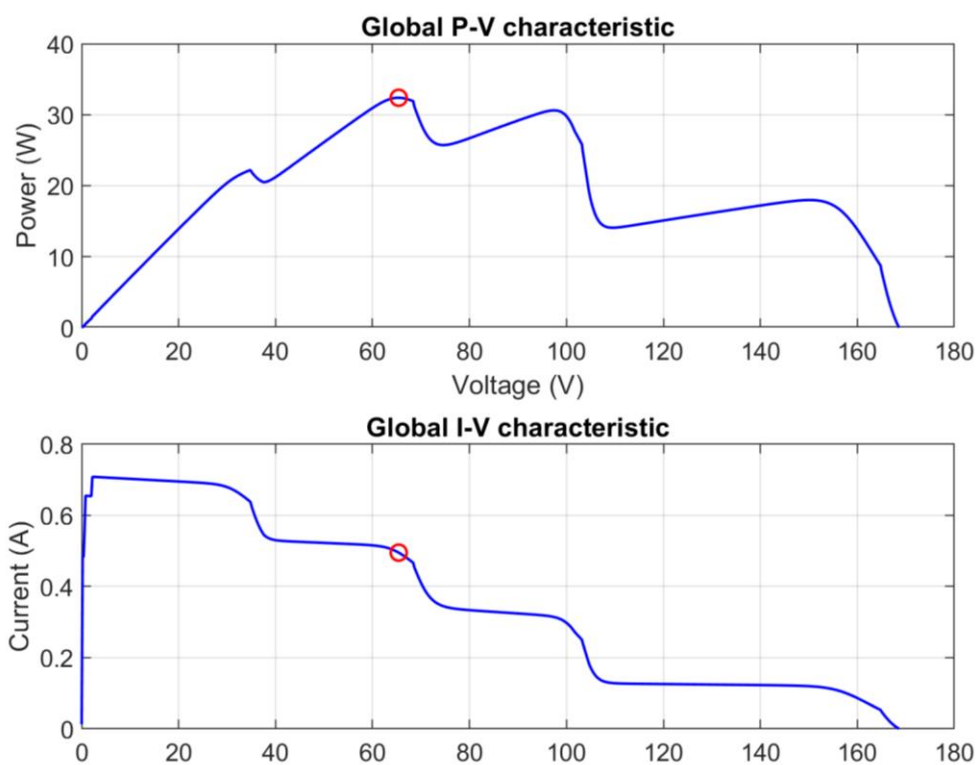
Εικόνα 79: Αλγόριθμος MPPT για μερική σκίαση.



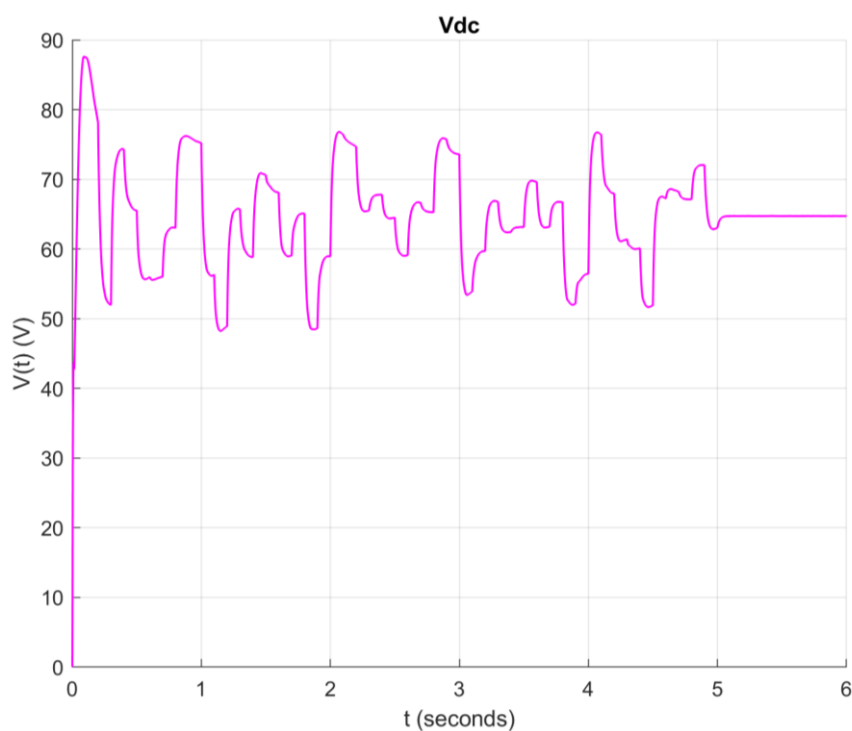
Εικόνα 84: Εσωτερικά σήματα που απαιτούνται για την μετάβαση μεταξύ διαφόρων καταστάσεων λειτουργίας.

7.3 Προσομοίωση λειτουργίας αλγορίθμου MPPT για μερική σκίαση

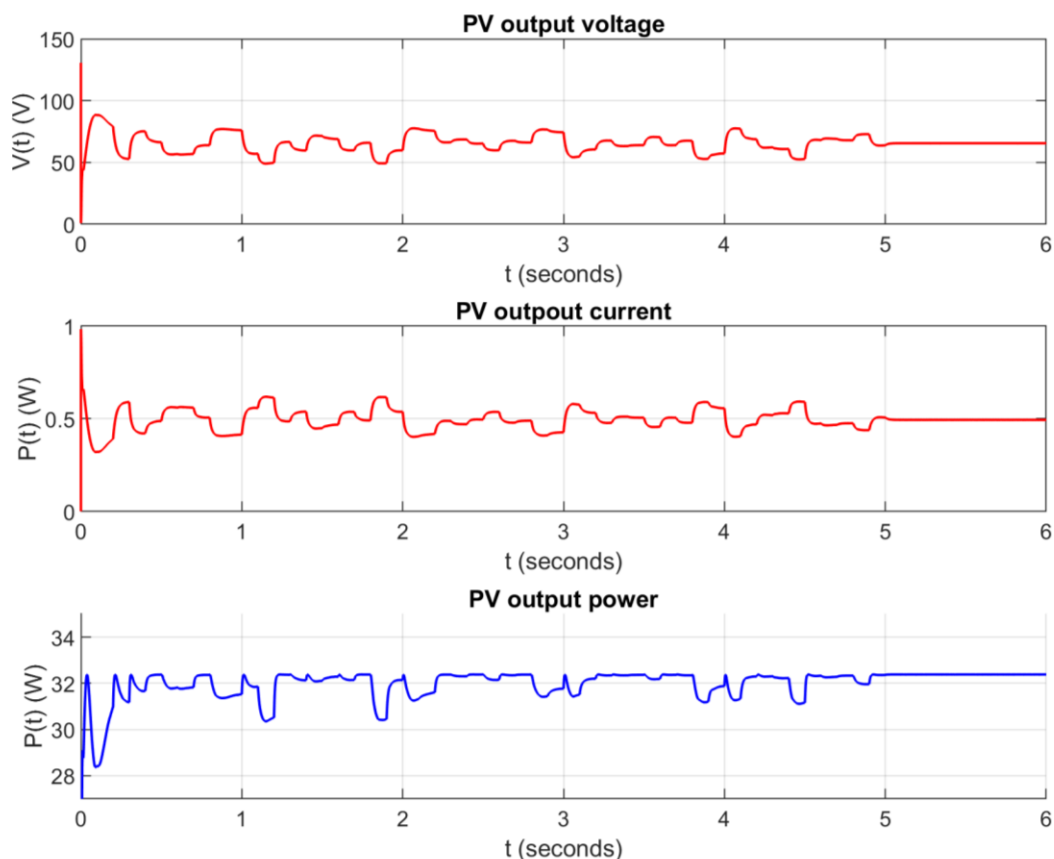
Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, για να εντοπιστεί το σημείο όπου η φωτοβολταϊκή συστοιχία παράγει την μέγιστη ισχύ για περιπτώσεις μερικής σκίασης, ο αλγόριθμος P&O δεν επαρκεί. Όπως φαίνεται στην **Εικόνα 85**, η καμπύλη ισχύος έχει πολλά τοπικά μέγιστα. Για τον εντοπισμό του ολικού μέγιστου εκτελείται η συνάρτηση PSO η οποία δοκιμάζει διαφορετικές τιμές της τάσης του DC-link μέχρι να βρει την τιμή για την οποία μεγιστοποιείται η ισχύς. Στην **Εικόνα 86** απεικονίζεται η διακύμανση της τάσης στο DC-link που εφαρμόζεται από το ελεγκτή του αντιστροφέα, όπως υποδεικνύει ο αλγόριθμος της PSO. Τέλος, στην **Εικόνα 87** απεικονίζεται η τάση, το ρεύμα και η ισχύς της φωτοβολταϊκής συστοιχίας. Μετά το τέλος της εκτέλεσης του αλγορίθμου της PSO, η ισχύς της φωτοβολταϊκής συστοιχίας ισούται με την μέγιστη δυνατή ισχύ, όπως απεικονίζεται στην **Εικόνα 85**.



Εικόνα 85: Καμπύλες ισχύος-τάσης και ρεύματος-τάσης για φωτοβολταϊκή συστοιχία με μερική σκίαση.



Εικόνα 86: Τάση στο DC-link κατά την λειτουργία του αλγορίθμου εντοπισμού του σημείου μέγιστης ισχύος της φωτοβολταϊκής συστοιχίας.



Εικόνα 87: Τάση, ρεύμα και ισχύς της φωτοβολταϊκής συστοιχίας κατά την λειτουργία του αλγορίθμου MPPT.

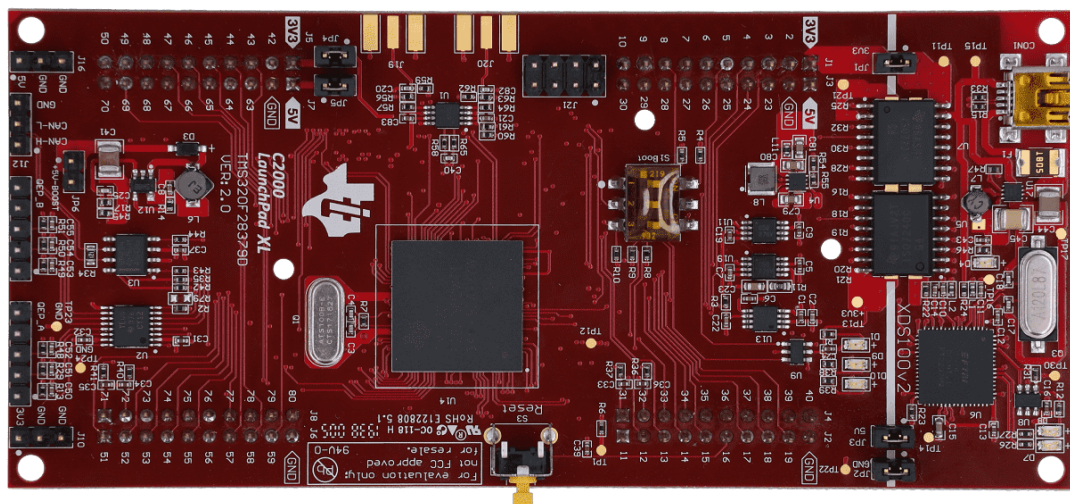
8. Υλοποίηση της μονάδας ελέγχου σε μικροελεγκτή και σύνδεσής της με το πραγματικό κύκλωμα

Για τον έλεγχο της ορθής λειτουργίας του μετατροπέα απαιτείται η υλοποίηση του αλγορίθμου ελέγχου σε επίπεδο μικροελεγκτή. Στο κεφάλαιο αυτό θα περιγραφεί η διαδικασία μετατροπής του αλγορίθμου της προσομοίωσης σε αλγόριθμο συμβατό με μικροελεγκτή.

8.1 Περιγραφή του μικροελεγκτή και του προγραμματιστικού περιβάλλοντος που χρησιμοποιήθηκε

Ο μικροελεγκτής που χρησιμοποιήθηκε ονομάζεται **TMS320F28379D** (Εικόνα 88) και ανήκει στην ευρύτερη οικογένεια των μικροελεγκτών **C2000** της εταιρείας **Texas Instruments** [50]. Η οικογένεια αυτή έχει σχεδιαστεί με στόχο την παροχή μικροελεγκτών που θα ανταποκρίνονται σε ενσωματωμένα συστήματα πραγματικού χρόνου. Πρόκειται για μικροελεγκτές υψηλών επιδόσεων με περιφερειακά υποσυστήματα κατάλληλα για εφαρμογές που απαιτούν ψηφιακή επεξεργασία σημάτων, όπως ο έλεγχος ηλεκτρικών κινητήρων, η λειτουργία αντιστροφών, ο έλεγχος βιομηχανικών συστημάτων κ.α. Ο μικροελεγκτής

αποτελείται από δύο ανεξάρτητες κεντρικές μονάδες επεξεργασίας (CPUs) κάθε μία εκ των οποίων διαθέτει ένα πυρήνα που ονομάζεται **C28x** στα **32-bit**, σχεδιασμένο για ψηφιακή επεξεργασία σήματος (DSP) με συχνότητα ρολογιού στα **200 MHz**. Η αρχιτεκτονική του C28x βασίζεται σε ένα τροποποιημένο μοντέλο της αρχιτεκτονικής Harvard (**modified Harvard architecture**), το οποίο περιλαμβάνει έξι επιπλέον διαύλους (buses) για μεταφορά δεδομένων (data/address). Διαθέτει επίσης **1 MB** μνήμη flash, **12-bit/16-bit ADCs**, καθώς και 12 περιφερειακά παραγωγής παλμοσειρών **ePWM** (Enhanced Pulse Width Modulation). Τα περιφερειακά αυτά δίνουν τη δυνατότητα παραγωγής παλμοσειρών με πολύ μεγάλη παραμετροποίηση, σε κάποιες από τις ψηφιακές εξόδους του.



Εικόνα 88: Ο μικροελεγκτής TMS320F28379D.

8.2 Υλοποίηση Αλγορίθμου Μέτρησης στον μικροελεγκτή

Για την σωστή λειτουργία της μονάδας ελέγχου, ο μικροελεγκτής θα πρέπει να μπορεί να διαβάσει αναλογικά σήματα από τις διατάξεις μέτρησης του κυκλώματος και να τα μετατρέπει σε ψηφιακά για να μπορέσει να τα επεξεργαστεί. Αυτό επιτυγχάνεται με την χρήση μετατροπέων αναλογικού σήματος σε ψηφιακό ή αλλιώς Analog-to-Digital Converters (ADCs).

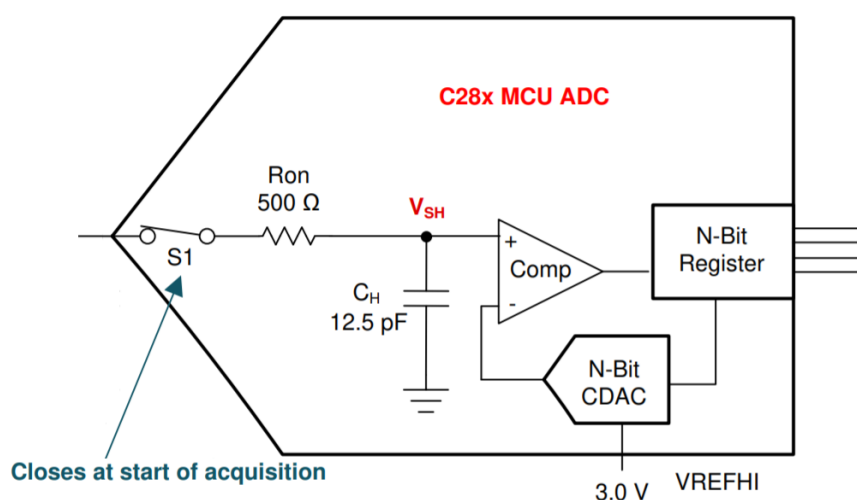
Η ψηφιακή λέξη που παράγεται εκφράζει το ποσοστό της τιμής του σήματος εισόδου ως προς το σήμα αναφοράς. Δηλαδή, οι μετατροπείς αυτοί συγκρίνουν το αναλογικό σήμα στην είσοδο τους με ένα σήμα αναφοράς. Στον συγκεκριμένο μικροελεγκτή το σήμα αναφοράς και πιο συγκεκριμένα η τάση αναφοράς μπορεί να δοθεί είτε εξωτερικά είτε εσωτερικά από τον μικροελεγκτή. Ο **TMS320F28379D** μικροελεγκτής διαθέτει ADCs των 16 bit μόνο για διαφορική σύνδεση (differential) και ADCs των 12-bit για μη διαφορική σύνδεση (single-ended). Για την συγκεκριμένη εφαρμογή μας αρκούν οι single-ended ADCs.

Η διακριτική ικανότητα (resolution) που επιτυγχάνεται με τους 12-bit ADCs υπολογίζεται ως εξής: $resolution = \frac{V_{FS}}{2^n}$, όπου V_{FS} είναι η τάση πλήρους κλίμακας που δέχεται στην είσοδο του και n είναι ο αριθμός των bits του μετατροπέα. Η αναλογική τάση που θα δέχεται κυμαίνεται από 0-3 V, οπότε το $V_{FS} = 3-0 = 3V$. Έτσι η διακριτική ικανότητα

ισούται με: $resolution = \frac{3}{2^{12}} \approx 0.73 \text{ mV}$. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι τα 0.73 mV είναι η ελάχιστη μεταβολή του αναλογικού σήματος εισόδου που μπορούν να προκαλέσουν μία μεταβολή ενός LSB στην ψηφιακή λέξη που παράγεται.

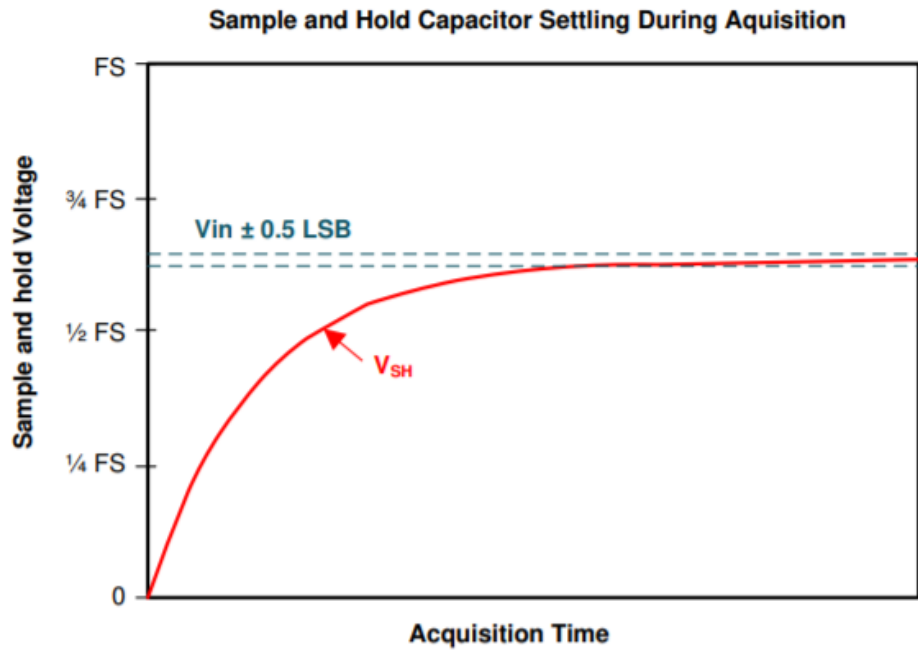
Ακόμη, αξίζει να αναφερθεί η έννοια του χρόνου συγκράτησης (**sample and hold**) καθώς θα χρειαστεί στην συνέχεια. Επειδή ο ADC χρειάζεται κάποιο χρόνο να μετατρέψει το αναλογικό σήμα στην είσοδο του σε ψηφιακό, πρέπει αυτό το σήμα να είναι σταθερό καθ' όλη την διάρκεια της μετατροπής. Γι' αυτό τον λόγο οι ADCs διαθέτουν στην είσοδό τους έναν κύκλωμα S/H.

Στην **Εικόνα 89** φαίνεται το κύκλωμα μετατροπής αναλογικού σήματος σε ψηφιακό για τον συγκεκριμένο μικροελεγκτή [51]. Οι συγκεκριμένοι ADCs είναι τύπου **SAR** (successive approximation ADC). Αυτό σημαίνει ότι για να ολοκληρωθεί μία μετατροπή, πρέπει να γίνουν η συγκρίσεις και κάθε σύγκριση πρέπει να έχει τελειώσει για να πραγματοποιηθεί η επόμενη. Αυτό αυξάνει τον χρόνο μετατροπής του ADC, πράγμα που τους κάνει ακατάλληλους για μετατροπή σημάτων πολύ υψηλής συχνότητας. Η μετατροπή του σήματος σε έναν ADC τύπου SAR μπορεί να χωριστεί σε δύο φάσεις. Την φάση του **acquisition** και την φάση του **data conversion**. Κατά την πρώτη φάση, ο στόχος είναι να φορτιστεί ο πυκνωτής συγκράτησης (sample and hold capacitor – C_H) ώστε η τάση στα άκρα του να ισούται με την τάση εισόδου. Στην πράξη όμως η τάση του πυκνωτή δεν μπορεί να εξισωθεί πλήρως με την τάση εισόδου. Μία απόκλιση της τάξεως του $\frac{1}{2}$ LSB είναι επιτρεπτή όπως φαίνεται στην **Εικόνα 90**. Τιμή μικρότερη από αυτή δεν θα έχει κάποια βελτίωση στην ακρίβεια του ADC λόγω του κβαντισμού.



Εικόνα 89: Εσωτερική συνδεσμολογία του ADC στον TMS320F28379D μικροελεγκτή.

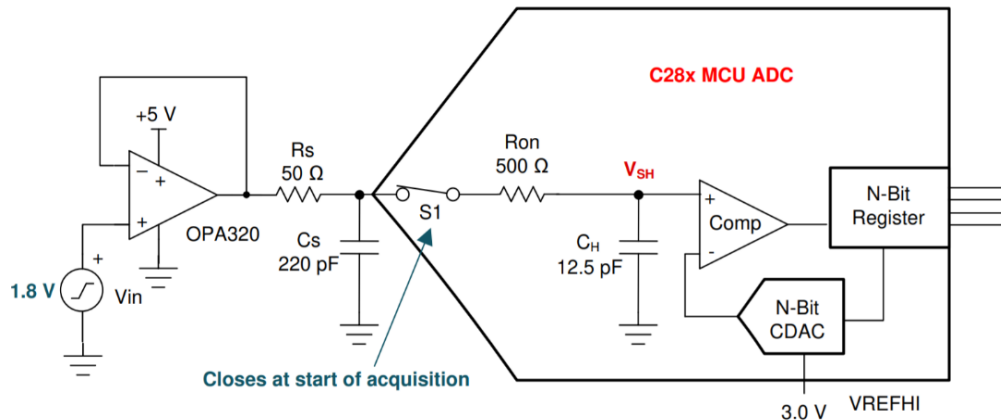
Μόλις ο διακόπτης S_1 κλείσει ξεκινάει η φάση του **acquisition** όπου ο πυκνωτής φορτίζεται. Ο διακόπτης παραμένει κλειστός για χρόνο $t_{s/h}$, δηλαδή για τον χρόνο που διαρκεί η φάση του acquisition. Ο ADC που χρησιμοποιείται έχει παραμετροποιηθεί έτσι ώστε να έχει χρόνο sample & hold ίσο με **100 ns**. Μόλις ανοίξει ο διακόπτης S_1 ξεκινάει η φάση του **data conversion**. Όπως περιγράψαμε προηγουμένως, για έναν n-bit ADC θα γίνουν η συγκρίσεις με την βοήθεια του DAC και ενός συγκριτή τάσης. Αφού ολοκληρωθούν όλες οι συγκρίσεις η ψηφιακή τιμή είναι αποθηκευμένη στον καταχωρητή που βρίσκεται στην έξοδο του ADC.



Εικόνα 90: Τάση του πυκνωτή κατά την φάση του data acquisition.

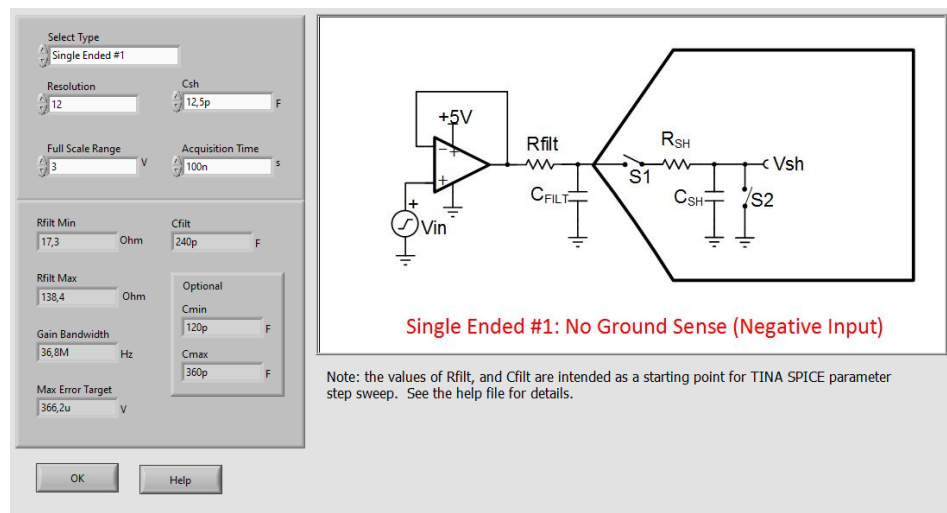
Επιστρέφοντας στην φάση 1, ένα πρόβλημα που εμφανίζεται είναι ότι εάν ο χρόνος $t_{s/h}$ είναι πολύ μικρός, ο πυκνωτής δεν προλαβαίνει να φορτίσει πλήρως ώστε η τάση του να εξισωθεί με την απαιτούμενη τάση εισόδου, με αποτέλεσμα η μέτρηση να είναι λανθασμένη. Για να μπορέσει ο πυκνωτής να φορτίσει γρήγορα απαιτείται ένας τελεστικός ενισχυτής σε ρόλο buffer που να έχει πολύ μεγάλο **bandwidth**. Με αυτό τον τρόπο θα μπορέσει να δώσει το απαιτούμενο ρεύμα που χρειάζεται ώστε ο πυκνωτής να προλάβει να φορτίσει πριν ανοίξει ο διακόπτης S_1 . Επειδή όμως ο τελεστικός που απαιτείται για να γίνει κάτι τέτοιο πρέπει να έχει πάρα πολύ μεγάλο gain bandwidth, το οποίο δημιουργεί θέματα σταθερότητας, αυξάνει το κόστος κ.α. καλό θα ήταν να χρησιμοποιηθεί τελεστικός με σχετικά μικρότερο bandwidth. Για να επιτευχθεί το ίδιο αποτέλεσμα με μικρότερο τελεστικό ενισχυτή υπάρχουν δύο τρόποι. Είτε να αυξηθεί ο χρόνος του sample & hold, είτε να προστεθεί ένα κύκλωμα ανάμεσα στον τελεστικό και στην είσοδο του ADC. Η πρώτη προσέγγιση επιτυγχάνεται αλλάζοντας την τιμή του καταχωρητή **ACQPS** που είναι ένας καταχωρητής των 9-bit και μπορεί να πάρει τιμές από 0 έως 511. Μεταβάλλοντας την τιμή του καταχωρητή μεταβάλλεται και ο χρόνος sample & hold σύμφωνα με τον τύπο: $T(S+H) = (ACQPS+1) * (1/SYSCLK)$, όπου SYSCLK είναι το ρολόι του μικροελεγκτή (200 MHz). Μία τέτοια λύση όμως, θα μείωνε τον ρυθμό δειγματοληψίας με αποτέλεσμα ο ADC να χάνει αρκετές ενδιάμεσες μετρήσεις. Κάτι τέτοιο δεν είναι επιθυμητό στην συγκεκριμένη εφαρμογή καθώς εκτός από τα προβλήματα που θα προκαλέσει στην κύρια λειτουργία της μονάδας ελέγχου θα δημιουργήσει πρόβλημα και στα συστήματα προστασίας από υπερτάσεις και υπέρ-ρεύματα.

Η λύση που προτείνει η Texas Instruments, είναι η προσθήκη ενός **bucket circuit** όπως το ονομάζει. Όπως φαίνεται στην **Εικόνα 91**, ο πυκνωτής C_s παρέχει γρήγορη φόρτιση στον εσωτερικό πυκνωτή του ADC ενώ η αντίσταση R_s βοηθάει για την διατήρηση της σταθερότητας καθώς ο τελεστικός δεν μπορεί να φορτίσει απευθείας τον πυκνωτή.



Εικόνα 91: Κύκλωμα για σωστή μέτρηση στην είσοδο του ADC.

Χρησιμοποιώντας έναν calculator που κατασκεύασε η Texas Instruments, υπολογίστηκε ότι απαιτείται ένας τελεστικός ενισχυτής με Gain της τάξεως των **37 MHz**, μία αντίσταση μεγαλύτερη των **17,3 Ω** και ένα πυκνωτής μεταξύ **120-360 pF** (Εικόνα 92).



Εικόνα 92: Λογισμικό της Texas Instruments για τον υπολογισμό των τιμών του Bucket κυκλώματος.

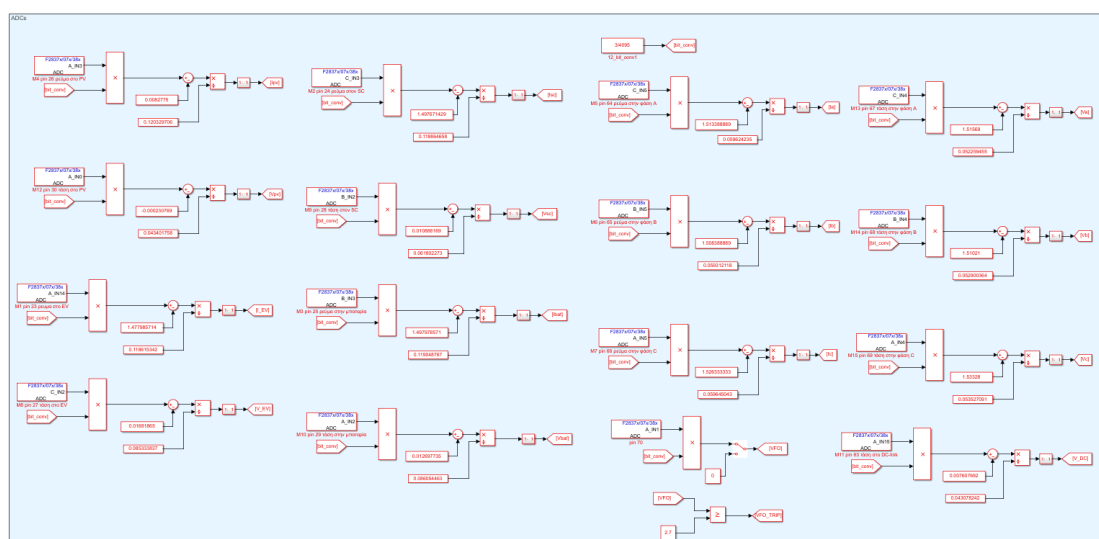
Οι τιμές που επιλέχθηκαν ήταν ένας τελεστικός ενισχυτής των **38 MHz**, μία αντίσταση των **22 Ω** και ένας πυκνωτής των **330 pF**. Με την προσθήκη αυτού του κυκλώματος βελτιώθηκε εμφανώς η ακρίβεια στις μετρήσεις των ADCs. Η έξοδος του ADC του μικροελεγκτή, είναι μία τιμή που κυμαίνεται μεταξύ **0-4095** και αντιστοιχεί σε αναλογική τάση εισόδου από **0-3V**. Σημειώνεται ότι έχει επιλεγθεί κατάλληλη συνδεσμολογία (Κεφάλαιο 9.2) έτσι ώστε οι έξοδοι από τα μετρητικά τάσης και ρεύματος να κυμαίνονται μεταξύ 0-3V για να εκμεταλλευθεί η πλήρη κλίμακα των ADCs. Για την μετατροπή της ψηφιακής τιμής που κυμαίνεται από 0-4095, σε τιμή που κυμαίνεται από 0-3 χρησιμοποιείται η εξής φόρμουλα:

$$ADC_Result_{0-3} = 4095 * \left(\frac{ADC_Result_{0-4095} - VREFLO}{VREFHI - VREFLO} \right)$$

Όπου $V_{REFHI} = 3\text{ V}$ και $V_{REFLO} = 0\text{ V}$.

Στην **Εικόνα 93**, απεικονίζεται ο αλγόριθμος που υλοποιήθηκε, για την λήψη των μετρήσεων από τα μετρητικά του κυκλώματος μέσω των ADCs και την μετατροπή αυτού του σήματος στο πραγματικό μετρούμενο μέγεθος τάσης ή ρεύματος. Τα βήματα έχουν ως εξής:

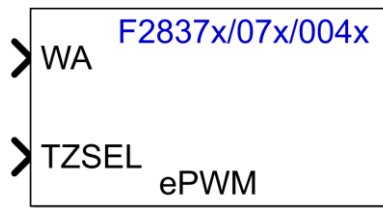
Η έξοδος των ADC blocks πολλαπλασιάζεται με το 3 και διαιρείται με το 4095 σύμφωνα με τον παραπάνω τύπο, έτσι ώστε να προκύψει μία τιμή που κυμαίνεται από 0 έως 3 V. Στην συνέχεια, με βάση τις τιμές που έχουν προκύψει από την βαθμονόμηση των μετρητικών υπολογίζεται μία εξίσωση ευθείας της μορφής $y = ax + b$, όπου y είναι το ρεύμα ή η τάση αντίστοιχα και x είναι η τάση στην έξοδο των μετρητικών. Λύνοντας ως προς x , προκύπτει ότι το $x = (y - b/a)$, όπου b είναι το **offset** και a το **slope** (**Εικόνα 93**).



Εικόνα 93: Αλγόριθμος μέτρησης τάσεων και ρευμάτων του κυκλώματος του μετατροπέα μέσω των ADCs του μικροελεγκτή.

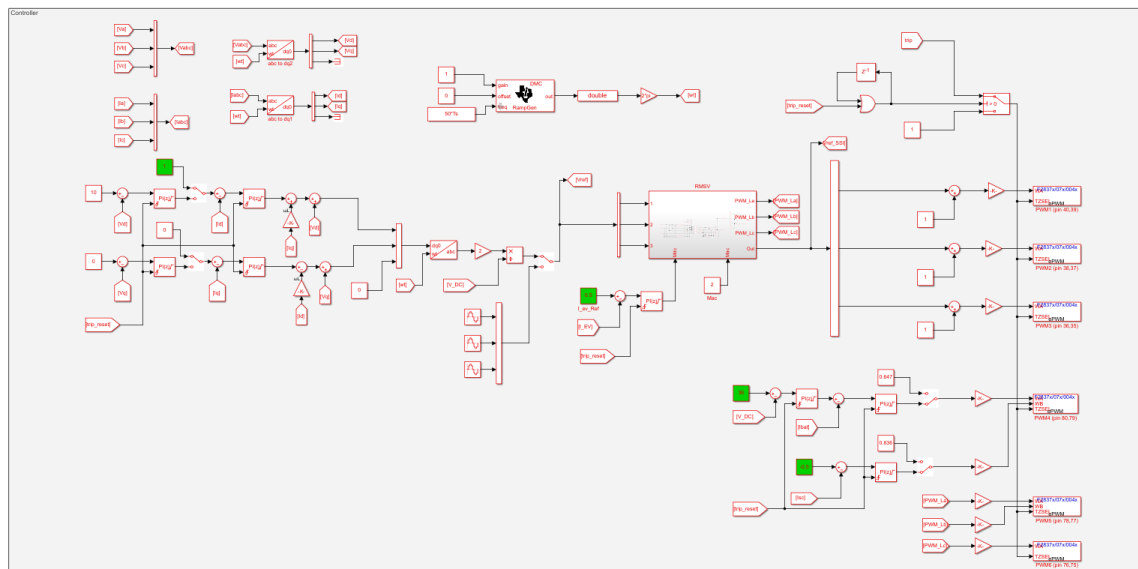
8.3 Δημιουργία παλμών με την χρήση των ePWM μονάδων του μικροελεγκτή

Για την παραγωγή των PWM παλμών χρησιμοποιήθηκε η ePWM μονάδα του TMS320F28379D μικροελεγκτή. Στην **Εικόνα 94** απεικονίζεται το μπλοκ που χρησιμοποιείται στο Simulink για την επιλογή του ePWM module. Το ePWM (Enhanced Pulse Width Modulation) module [52] είναι μία προγραμματιζόμενη και εξαιρετικά ευέλικτη μονάδα που είναι ικανή να δημιουργεί σύνθετες PWM κυματομορφές με ελάχιστη υπολογιστική επιβάρυνση. Κάθε μονάδα ePWM έχει δύο εξόδους PWM, ePWMxA και ePWMxB όπου το x είναι ο αριθμός της μονάδας ePWM. Επιπλέον, η ePWM μονάδα έχει την δυνατότητα δημιουργίας ενός interrupt σε περίπτωση σφάλματος (**trip zone interrupt**) για την διακοπή της παλμοδότησης καθώς και ενός ADC interrupt για την σηματοδότηση της εκκίνησης της μετατροπής σήματος από έναν ADC.



Εικόνα 94: Simulink μπλοκ που αναπαριστά το module ενός ePWM για τον TMS320F28379D μικροελεγκτή.

Αν και οι δύο έξοδοι της κάθε μονάδας ePWM μπορούν να ρυθμιστούν ανεξάρτητα, σε περίπτωση απαίτησης για παραγωγή συμπληρωματικών παλμών δίνεται η δυνατότητα εισαγωγής **dead-band** μεταξύ των δύο εξόδων (A,B) της ePWM μονάδας. Κάτι τέτοιο είναι απαραίτητο για την αποφυγή του **shoot-through** μεταξύ δύο διακοπτικών στοιχείων που είναι συνδεδεμένα σε σειρά και παλμοδοτούνται με συμπληρωματικούς παλμούς. Στην **Εικόνα 95** απεικονίζεται μία ενδεικτική υλοποίηση του ελεγκτή του μετατροπέα πολλαπλών εισόδων σε stand-alone λειτουργία για την **Τοπολογία 1** με την χρήση των ePWM μονάδων.



Εικόνα 95: Βρόχος ελέγχου πραγματικού χρόνου και δημιουργία παλμών.

8.4 Υλοποίηση αλγορίθμου προστασίας από υψηλές τάσεις και ρεύματα

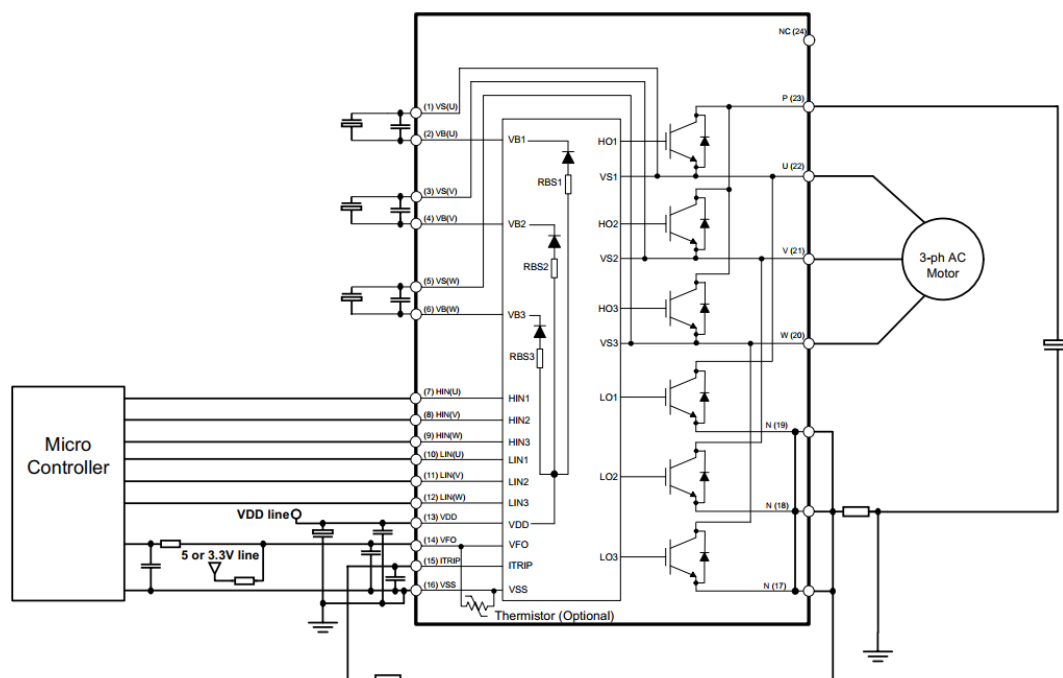
Με την βοήθεια μετρήσεων που προκύπτουν από τους ADCs, μπορεί να κατασκευαστεί ένα σύστημα προστασίας σε επίπεδο **software**. Όπως φαίνεται στην **Εικόνα 96**, οι τιμές των μετρήσεων συγκρίνονται με μία ανώτατη τιμή που έχει καθοριστεί για κάθε μέτρηση. Εκτός από τις τιμές των μετρητικών ο αλγόριθμός ελέγχει αν τα σήματα αναφοράς έχουν φτάσει σε **υπερδιαμόρφωση**. Στην συνέχεια όλες οι συγκρίσεις εισάγονται σε μία πύλη **OR**. Έτσι, εάν οποιαδήποτε από τις μετρήσεις ξεπεράσει το όριο, η έξοδος της OR θα γίνει ίση με λογικό 1 και το σύστημα θα βρεθεί σε **trip mode**. Αυτή η έξοδος εισάγεται στην είσοδο **TZSEL** (Trip Zone Selection) των ePWM μονάδων (**Εικόνα 94**) έτσι ώστε να τερματιστεί η παλμοδότηση και να προστατευτεί το κύκλωμα.

(IPM) και φαίνεται στην **Εικόνα 97**. Τα συγκεκριμένα ολοκληρωμένα, εμπεριέχουν 6 IGBTs, με ανάστροφα πολωμένες διόδους, μαζί με επιπλέον κυκλώματα προστασίας.

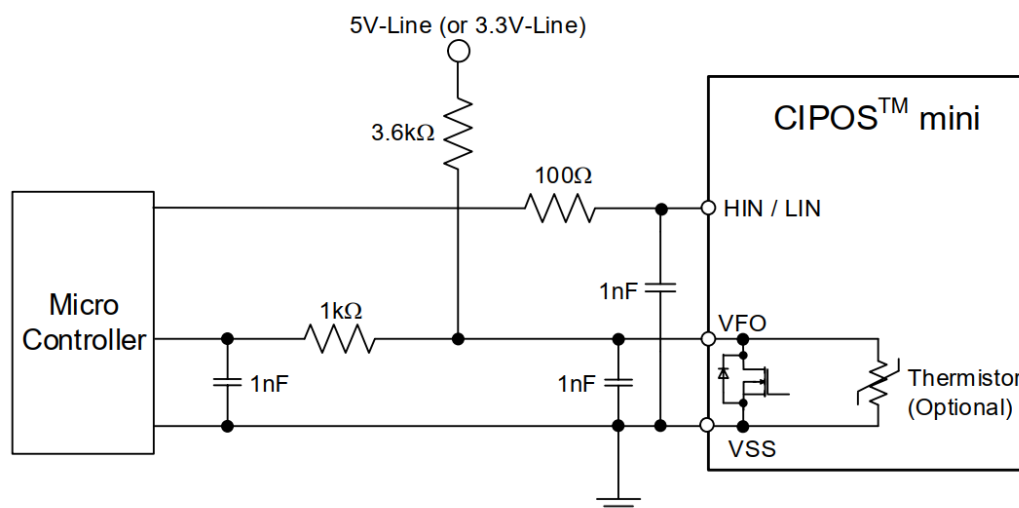
Στην **Εικόνα 98** παρουσιάζεται μία τυπική συνδεσμολογία ενός IPM για οδήγηση τριφασικού κινητήρα. Αυτό που έχει σημασία από το συγκεκριμένο διάγραμμα είναι τα δύο σήματα προστασίας του ολοκληρωμένου. Το πρώτο ονομάζεται **VFO**, και όπως φαίνεται στην **Εικόνα 99** είναι μία διάταξη **open-drain** παράλληλα με ένα **NTC** θερμίστορ, με την έξοδο του να συνδέεται με μία pull-up αντίσταση στα 5/3.3V έτσι ώστε να μπορεί να συνδεθεί απευθείας σε μία είσοδο του μικροελεγκτή. Το VFO pin, μηδενίζεται όταν η τάση τροφοδοσίας του IPM (V_{DD}) είναι χαμηλότερη από το επιτρεπτό όριο ή όταν το IPM φτάνει σε πολύ υψηλή θερμοκρασία. Όπως γνωρίζουμε τα NTC θερμίστορ μειώνουν την αντίσταση τους όσο αυξάνεται η θερμοκρασία. Για τον υπολογισμό της κατάλληλης τιμής της τάσης VFO για την οποία ο μικροελεγκτής θα σταματάει την παλμοδότηση, χρησιμοποιείται ο πίνακας που φαίνεται στην **Εικόνα 100**. Για την συγκεκριμένη εφαρμογή η θερμοκρασία των IPM δεν πρέπει να ξεπερνάει τους 80 °C. Σύμφωνα με τον πίνακα, η αντίσταση του θερμίστορ σε αυτή την θερμοκρασία είναι περίπου 10 kΩ. Η pull-up αντίσταση που χρησιμοποιήθηκε είναι 3.3 kΩ και η τάση 3.3V. Με αυτόν τον τρόπο, δημιουργείται ένας διαιρέτης τάσης και μπορεί να υπολογιστεί εύκολα ότι η τάση του VFO στους 80 °C ισούται με:

$$V_{VFO}^{80} = \frac{R_{th}}{R_{pu} + R_{th}} 3.3 V = \frac{10 k\Omega}{3.3 k\Omega + 10 k\Omega} 3.3 V = 2.48 V$$

Αυτό σημαίνει ότι εάν η τάση του VFO γίνει μικρότερη από **2.5 V** πρέπει να σταματήσει η παλμοδότηση έτσι ώστε να προστατευθεί το IPM από υπερθέρμανση.

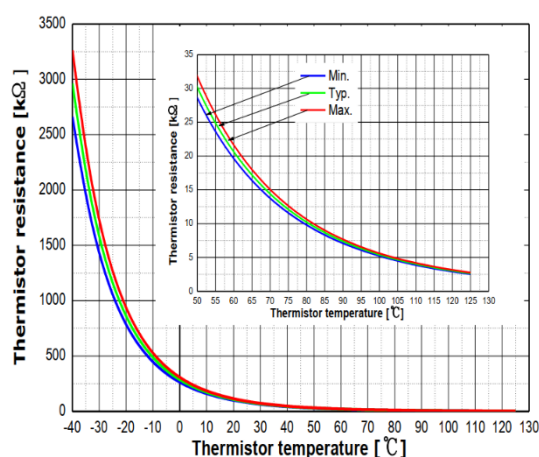


Εικόνα 98: Τυπική συνδεσμολογία ενός IPM.



Εικόνα 99: Εσωτερική συνδεσμολογία του VFO.

Επιπλέον, η τάση στο VFO μηδενίζεται όταν το δεύτερο pin προστασίας που ονομάζεται ITRIP, εντοπίσει υπέρ-ρεύμα. Για να επιτευχθεί αυτό, χρησιμοποιείται μία shunt αντίσταση όπου η τάση στα άκρα της εισέρχεται, μετά από ένα RC φίλτρο, στο pin ITRIP. Στην συνέχεια αυτή η τάση με την βοήθεια ενός συγκριτή (comparator) συγκρίνεται με ένα threshold (τυπικά είναι γύρω στα 0.47 V) ως προς την γείωση. Αν η τάση ξεπεράσει αυτό το όριο, τότε κλείνουν όλες οι εξοδοί των gate drivers που οδηγούν τα IGBTs και σταματάει η παλμοδότηση σε χρόνο περίπου **1μs**. Με το να διακόπτεται εσωτερικά η παλμοδότηση των διακοπτικών στοιχείων σε περίπτωση υπερ-ρεύματος, δίνεται χρόνος στον μικροελεγκτή να ανιχνεύσει το σφάλμα και να διακόψει μόνιμα τους παλμούς που στέλνει.



T [°C]	Rmin. [kΩ]	Rtyp. [kΩ]	Rmax. [kΩ]
50	28.400	29.972	31.545
60	19.517	20.515	21.514
70	13.670	14.315	14.960
80	9.745	10.169	10.593
90	7.062	7.345	7.628
100	5.199	5.388	5.576
110	3.856	4.009	4.163
120	2.900	3.024	3.149
125	2.527	2.639	2.751

Εικόνα 100: Καμπύλη Θερμοκρασίας-Αντίστασης του NTC θερμίστορ.

Επειδή τα IPM που χρειάζονται για την κατασκευή του μετατροπέα είναι είτε τρία για την **Τοπολογία 1** είτε πέντε για την **Τοπολογία 2**, σημαίνει ότι τα VFO σήματα θα είναι το πολύ πέντε. Επειδή όμως αυτά τα σήματα είναι αναλογικά θα πρέπει να διαβάζονται από έναν ADC το καθένα. Καθώς όμως το κύκλωμα διαθέτει 15 μετρητικά που κάθε ένα από αυτά καταλήγει σε έναν ADC και οι συνολικοί διαθέσιμοι ADCs του μικροελεγκτή είναι 16,

περισσεύει μόνο ένας για να μπορέσει να εξυπηρετήσει τα τρία ή τα πέντε VFOs. Για τον λόγο αυτό τα VFO σήματα συγκρίνονται με μία τάση αναφοράς σε επίπεδο κυκλώματος (π.χ. 2.5V) και σε περίπτωση που η τάση τους είναι κάτω από αυτό το όριο στέλνουν παλμό σε μία πύλη OR. Έτσι η έξοδος της OR διαβάζεται πλέον από τον μικροελεγκτή ως ψηφιακό σήμα σε μία GPIO είσοδο. Με αυτό τον τρόπο η μονάδα ελέγχου λαμβάνει ως είσοδο ένα συνολικό VFO σήμα για να αποφασίσει αν πρέπει να διακοπεί η παλμοδότηση. Αυτό το σήμα εισέρχεται στην πύλη OR του μικροελεγκτή (**Εικόνα 96**), μαζί με τα υπόλοιπα σήματα για ανίχνευση υπερτάσεων και υπερ-ρευμάτων. Η τελευταία είσοδος είναι η ανατροφοδότηση της OR με μία μοναδιαία καθυστέρηση. Στην ανατροφοδότηση έχει προστεθεί και ένα εξωτερικό κουμπί το οποίο όταν πατηθεί κάνει reset στην OR εισάγοντας λογικό 0 στην είσοδό της. Αυτό συμβαίνει διότι αν η έξοδος της OR γίνει λογικό 1, σε περίπτωση σφάλματος, ακόμα και αν τα σήματα επιστρέψουν στην συνέχεια εντός των προκαθορισμένων ορίων, πρέπει να πατηθεί το εξωτερικό κουμπί έτσι ώστε η OR να μηδενίσει και ο μικροελεγκτής να επιστρέψει στην κανονική λειτουργία.

9. Διατάξεις μέτρησης τάσεων και ρευμάτων του μετατροπέα

Για να καταλήξουν τα μετρούμενα μεγέθη του κυκλώματος του μετατροπέα στις εισόδους των ADCs απαιτούνται κάποιες διατάξεις μέτρησης με κατάλληλους αισθητήρες και ηλεκτρονικά εξαρτήματα.

Ως αισθητήρας, αρχικά, ορίζεται μια συσκευή, η οποία μπορεί να μετατρέψει το εκάστοτε μέγεθος που μετράται σε ηλεκτρικό σήμα. Το σήμα αυτό μπορεί να είναι τάση ή ρεύμα. Για την λειτουργία τους απαραίτητη προϋπόθεση είναι η τροφοδοσία τους από κάποια πηγή τάσης. Ένας μετρητής τάσης με την σειρά του είναι ένας αισθητήρας, που έχει την δυνατότητα καταγραφής και υπολογισμού της τάσης, συνεχής ή εναλλασσόμενης. Η παραγόμενη έξοδος μπορεί να είναι ένδειξη για την τιμή της τάσης εισόδου, διαμόρφωση πλάτους παλμών ή συχνότητας. Όπως ακριβώς και με την τάση, ένας μετρητής ρεύματος είναι ένας αισθητήρας που μπορεί να καταγράφει και να υπολογίζει το ρεύμα, συνεχές ή εναλλασσόμενο.

Υπάρχουν δυο βασικές κατηγορίες αισθητήρων. Οι αισθητήρες ανοιχτού και οι αισθητήρες κλειστού βρόχου. Οι αισθητήρες ρεύματος ανοιχτού βρόχου αποτελούνται από έναν αισθητήρα Hall, τοποθετημένο στο διάκενο ενός μαγνητικού πυρήνα (φερρίτη). Η έξοδος ενισχύεται από τον αισθητήρα Hall και μετράται το μαγνητικό πεδίο που δημιουργείται από το ρεύμα. Τέτοιου είδους αισθητήρες, εξασφαλίζουν επίσης γαλβανική απομόνωση της γραμμής μεταφοράς από το υπόλοιπο κύκλωμα μειώνοντας τον κίνδυνο ηλεκτροπληξίας. Οι αισθητήρες ρεύματος κλειστού βρόχου χρησιμοποιούν κύκλωμα ελέγχου ανατροφοδότησης, για να παρέχουν έξοδο ανάλογη με την είσοδο. Σε σύγκριση με τους αισθητήρες ανοιχτού βρόχου, οι αισθητήρες κλειστού βρόχου παρέχουν βελτιωμένη ακρίβεια και καλύτερη αντίσταση στον θόρυβο.

9.1 Περιγραφή των μετρητικών στοιχείων του μετατροπέα

Οι αισθητήρες που προτιμήθηκαν για την υλοποίηση του κυκλώματος μέτρησης των τάσεων και των ρευμάτων του μετατροπέα ήταν οι **LV 25-P** και **LAH 25-NP** της εταιρίας LEM Technologies. Οι αισθητήρες αυτοί ανήκουν στην κατηγορία Hall effect κλειστού βρόχου. Η επιλογή των συγκεκριμένων μετρητικών στοιχείων στηρίχθηκε στους παρακάτω λόγους:

- Έχουν την ικανότητα να μετρήσουν DC και AC κυματομορφές ρεύματος, προσφέροντας συγχρόνως γαλβανική απομόνωση για μεγαλύτερη προστασία.
- Έχουν πολύ καλή ακρίβεια και προσφέρουν γραμμικότητα στις μετρήσεις με ευρύ φάσμα συχνοτήτων και γρήγορο χρόνο απόκρισης.
- Το ρεύμα εξόδου είναι εύκολα κλιμακούμενο, με αποτέλεσμα να καθίσταται ιδανικό για μετρήσεις σε περιβάλλοντα υψηλού θορύβου.

9.1.1 Αρχή λειτουργίας των αισθητήρων Hall

Η βασική αρχή λειτουργίας ενός αισθητήρα Hall κλειστού βρόχου απεικονίζεται στην **Εικόνα 101**. Το ρεύμα I_P που διαρρέει τον κύριο αγωγό, δημιουργεί μαγνητικό πεδίο το οποίο συγκεντρώνεται γύρω από ένα πυρήνα σε μορφή δακτυλίου. Ο δακτύλιος έχει ένα διάκενο αέρα, όπου βρίσκεται τοποθετημένος ένα αισθητήρας Hall, που μετράει την μαγνητική ροή του δακτυλίου. Η έξοδος του αισθητήρα Hall συνδέεται με έναν ενισχυτή ρεύματος, ο οποίος τροφοδοτεί ένα πηνίο, που είναι τυλιγμένο γύρω από τον δακτύλιο. Το ρεύμα που διαρρέει αυτό το πηνίο παράγει μαγνητικό πεδίο που αντιτίθεται στο αντίστοιχο του δακτυλίου προσπαθώντας να μηδενίσει την μαγνητική του ροή. Το πηνίο, με την σειρά του, συνδέεται στην έξοδο του αισθητήρα. Με αυτόν τον τρόπο το ρεύμα εξόδου I_S που παράγεται είναι ανάλογο του ρεύματος στο πρωτεύον I_P , διαιρούμενο με τον αριθμό των τυλιγμάτων. Δηλαδή:

$$N_P \times I_P = N_S \times I_S \quad (26)$$

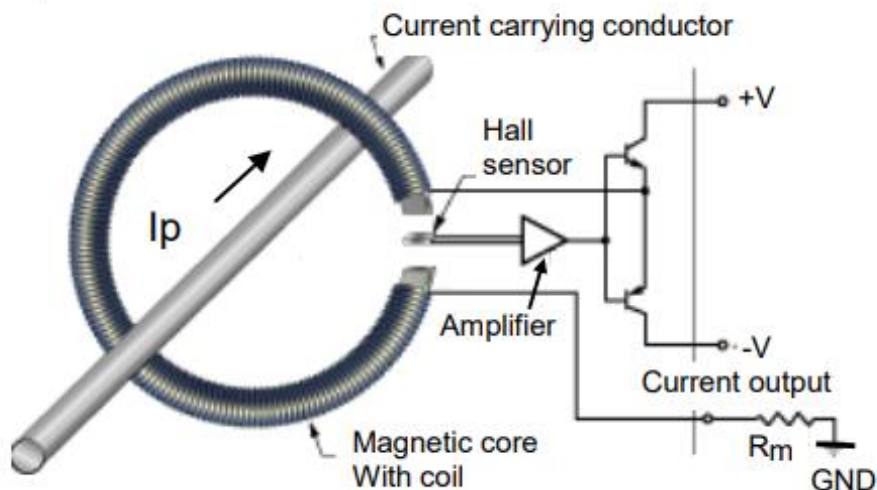
Η **Εξίσωση (26)** μπορεί να γραφεί ως:

$$I_S = I_P * \frac{N_P}{N_S} \quad (27)$$

Για παράδειγμα, εάν το δευτερεύον πηνίο έχει **2000** τυλίγματα, τότε για να μηδενιστεί το μαγνητικό πεδίο στον δακτύλιο, η σχέση των ρευμάτων στο πρωτεύον και στο δευτερεύον θα πρέπει να είναι:

$$I_S = \frac{1}{2000} \times I_P \quad (28)$$

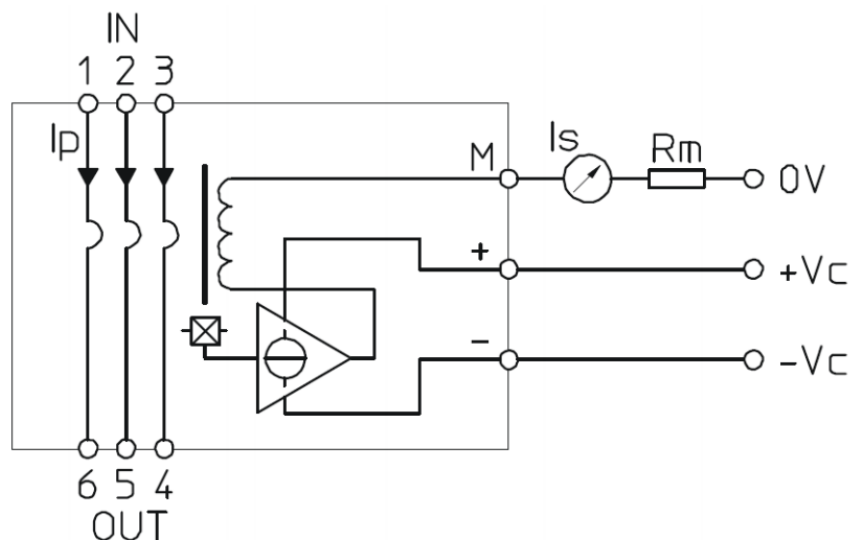
Η έξοδος ρεύματος μετατρέπεται σε έξοδο τάσης συνδέοντας μια αντίσταση στην γείωση. Η συγκεκριμένη αντίσταση ονομάζεται burden και συμβολίζεται ως R_M , όπως φαίνεται και στην **Εικόνα 101**. Η τιμή της τάσης εξόδου καθορίζεται ανάλογα με την επιλογή της burden αντίστασης.



Εικόνα 101: Hall αισθητήρας κλειστού βρόχου.

9.1.2 Αισθητήρας Ρεύματος LAH 25-NP

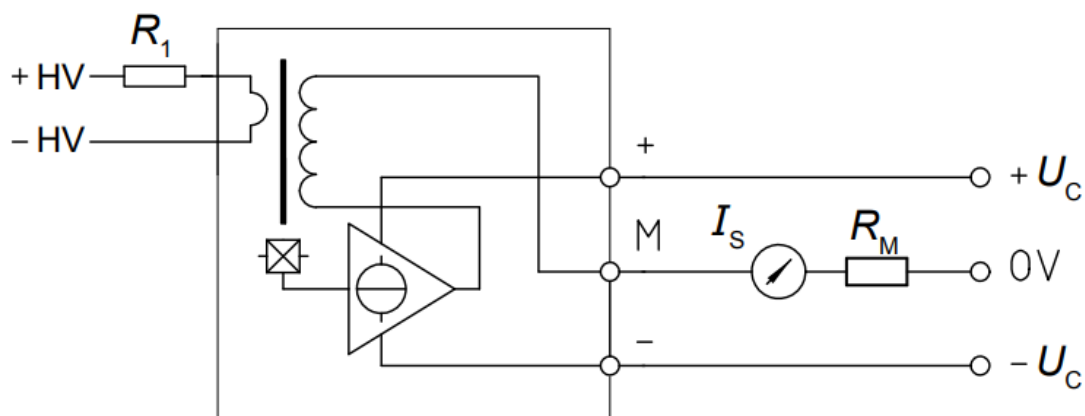
Ο αισθητήρας που χρησιμοποιήθηκε για την μέτρηση των ρευμάτων του κυκλώματος του μετατροπέα είναι το LAH 25-NP και ακολουθεί την αρχή λειτουργίας που αναλύθηκε στην **Ενότητα 9.1.1**. Το συγκεκριμένο μετρητικό τροφοδοτείται με τάση $+V_C$ και $-V_C$, η οποία ισούται είτε με $\pm 12V$ είτε με $\pm 15V$. Η έξοδος του είναι η τάση στο **pin M**, που αντιστοιχίζεται στην τιμή της τάσης στα άκρα της burden αντίστασης R_m . Επίσης, το ρεύμα εξόδου I_s στο δευτερεύον, είναι ανάλογο του ρεύματος I_p στο πρωτεύον και των τυλιγμάτων, όπως φαίνεται και από την **Εξίσωση (27)**. Το LAH 25-NP χαρακτηρίζεται από πολύ καλή ακρίβεια μετρήσεων ($\pm 0.3\%$ @ $25^\circ C$) και σφάλμα γραμμικότητας μικρότερο του **0.2%**. Η εσωτερική συνδεσμολογία του LAH 25-NP αναπαρίσταται στην **Εικόνα 102**.



Εικόνα 102: Εσωτερική δομή του μετρητικού ρεύματος LAH 25-NP.

9.1.3 Αισθητήρας Τάσης LV 25-P

Όπως διακρίνεται στην **Εικόνα 103**, το μετρητικό LV 25-P βασίζεται στην ίδια αρχή λειτουργίας με το LAH 25-NP. Η μοναδική διαφορά έγκειται στο γεγονός ότι για την μέτρηση της τάσης χρησιμοποιείται μία αντίσταση R_1 , η οποία διαρρέεται από ρεύμα, το οποίο εισέρχεται μέσα από το πρωτεύον της διάταξης μέτρησης. Έτσι, όπως προηγουμένως, παράγεται ανάλογο ρεύμα στην έξοδο M του μετρητικού το οποίο μεταφράζεται σε τάση στα άκρα της αντίστασης R_M .



Εικόνα 103: Εσωτερική δομή του μετρητικού τάσης LV 25-P.

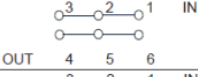
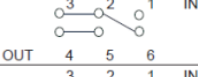
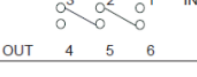
9.2 Σχεδιασμός των διατάξεων μέτρησης

Στην συγκεκριμένη υποενότητα θα περιγραφεί η διαδικασία σχεδίασης της διάταξης μέτρησης για δύο από τα δεκαπέντε μετρητικά του μετατροπέα. Πιο συγκεκριμένα θα περιγραφεί η διάταξη μέτρησης του μετρητικού τάσης για την τάση εξόδου V_a και η διάταξη μέτρησης για το μετρητικό ρεύματος για το ρεύμα εξόδου I_a . Επειδή αυτά τα δύο σήματα μετρούν εναλλασσόμενες τιμές, σε περίπτωση αρνητικού ρεύματος ή τάσης, η έξοδος του μετρητικού θα είναι αρνητική. Ωστόσο, η είσοδος ενός ADC του μικροελεγκτή δέχεται τιμές που κυμαίνονται από 0 έως 3V. Για την επίλυση αυτού του προβλήματος σχεδιάστηκε ένα κύκλωμα level shifting έτσι ώστε να ανυψώνει την τάση των μετρητικών για να κυμαίνεται μεταξύ του επιτρεπτού εύρους μέτρησης του ADC. Στα μετρητικά που δεν μετρούν αρνητικές τιμές, όπως για παράδειγμα οι τάσεις των τεσσάρων πηγών, το κύκλωμα του level shifter αντικαθίσταται από ένα κύκλωμα buffer για την επίτευξη υψηλής αντίστασης στις εισόδους των ADCs.

9.2.1 Υπολογισμός της αντίστασης burden

Ο υπολογισμός της τιμής της burden αντίστασης βασίστηκε στο ‘Technical Manual’, το οποίο δίνεται από την LEM Technologies. Η μετρούμενη τάση που παράγεται στα άκρα της αντίστασης (V_M), εξαρτάται από το πλάτος του ρεύματος στο πρωτεύον (I_P), στην αναλογία τυλιγμάτων (K_N) και στην ίδια την τιμή της burden αντίστασης (R_M). Το ονομαστικό ρεύμα (I_{PN}) καθορίζει το είδος του μετατροπέα και την αναλογία τυλιγμάτων. Οι προαναφερθείσες συσχετίσεις απεικονίζονται αριθμητικά στην **Εικόνα 104**. Επίσης, η τιμή της τάσης στην

έξοδο των μετρητικών πρέπει να κυμαίνεται μεταξύ $\pm 1.5V$ έτσι ώστε μετά την ανόρθωσή της μέσω του level shifter, να κυμαίνεται μεταξύ 0-3V.

Number of primary turns	Primary current nominal I_{PN} [A]	Primary current maximum I_P [A]	Nominal output current I_{SN} [mA]	Turns ratio N_P/N_S	Primary resistance R_P [m Ω]	Primary insertion inductance L_P [μ H]	Recommended PCB connections
1	25	55	25	1 : 1000	0.18	0.012	
2	12	27	24	2 : 1000	0.81	0.054	
3	8	18	24	3 : 1000	1.62	0.110	

Εικόνα 104: Συνιστώμενη συνδεσμολογία στο PCB ανάλογα με την μέτρηση.

Για τον υπολογισμό της burden αντίστασης του μετρητικού ρεύματος είναι απαραίτητος ο καθορισμός του μέγιστου ρεύματος στην έξοδο του μετατροπέα. Αν για παράδειγμα η τιμή του ρεύματος εξόδου του μετατροπέα ισούται με $10A_{RMS}$ δηλαδή $15A_{PEAK}$, τα $15A$ μεταφράζονται στο δευτερεύον σε $30mA$. Από την **Εικόνα 104** θα χρησιμοποιηθεί η δεύτερη συνδεσμολογία του μετρητικού, για ονομαστικό ρεύμα μέτρησης στα $12A$. Στην συνέχεια, πρέπει να γίνει μια αντιστοιχία των $+15A_{PEAK}$ του μετατροπέα σε τάση στην έξοδο του μετρητικού ίση με $+1.5V$ και των $-15A_{PEAK}$ σε τάση ίση με $-1.5V$. Για να επιτευχθεί η συγκεκριμένη αντιστοιχία η τιμή της burden αντίστασης προκύπτει σύμφωνα με την εξίσωση:

$$R_M = \frac{V_M}{I_P \times K_N}$$

Συγκεκριμένα, V_M είναι η μέγιστη επιθυμητή τιμή μέτρησης στην αντίσταση burden και ισούται με $1.5V$, I_P είναι το μέγιστο ρεύμα του αντιστροφέα και ισούται με $15A$ και K_N είναι ο λόγος των τυλιγμάτων N_P/N_S , που στην συγκεκριμένη περίπτωση είναι $2:1000$. Επομένως, προκύπτει ότι:

$$R_M = \frac{1.5V}{15A \times \frac{2}{1000}} = 50 \Omega$$

Για τον υπολογισμό της burden αντίστασης του μετρητικού τάσης, θα χρησιμοποιηθούν οι ίδιες εξισώσεις με την διαδικασία υπολογισμού για το μετρητικό του ρεύματος, με μια διαφοροποίηση, στο ρεύμα I_P . Επιλέγοντας μια αντίσταση R_P ίση με $40k\Omega$, η οποία τοποθετείται στην είσοδο του μετρητικού, υπολογίζεται ότι για μέγιστη τάση V_M ίση με $240V$, το ρεύμα I_P θα είναι ίσο με:

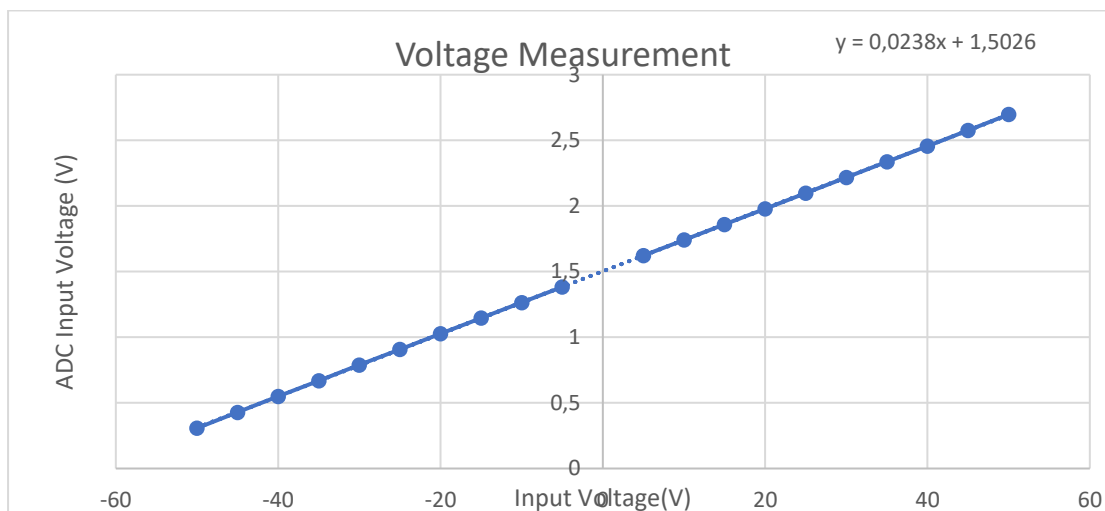
$$I_P = \frac{V_M}{R_P} = \frac{240V}{40k\Omega} = 6mA$$

Παράλληλα, με βάση το datasheet του κατασκευαστή, ο λόγος τυλιγμάτων K_N ισούται με $1000:2500$. Άρα για την τιμή της burden αντίστασης ισχύει ότι:

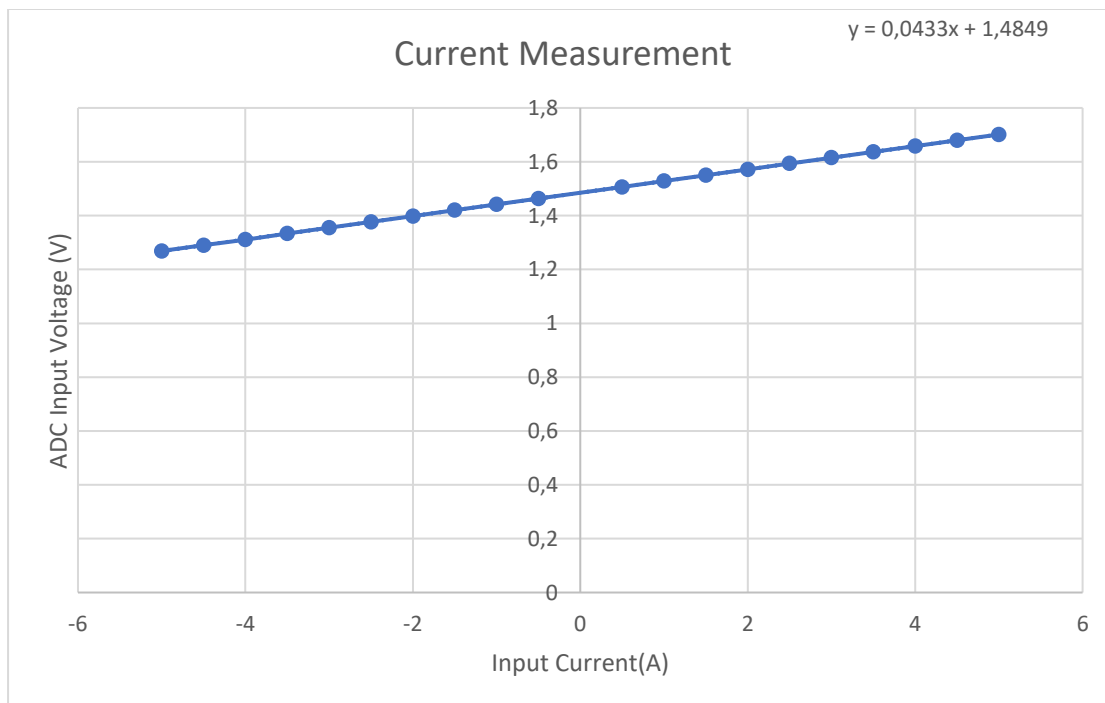
$$R_M = \frac{1.5V}{6mA \times \frac{1000}{2500}} = 100\Omega$$

9.2.2 Διαδικασία βαθμονόμησης μετρητικών

Πριν προχωρήσει η περαιτέρω ανάπτυξη του κυκλώματος μέτρησης είναι σημαντικό να περιγραφεί η διαδικασία της βαθμονόμησης που πραγματοποιήθηκε στα δύο μετρητικά ρεύματος και τάσης. Λόγω της υπάρχουσας εργαστηριακής διάταξης εισήχθησαν διαφορετικές τιμές εισόδου στα μετρητικά που κυμαίνονται, για το μετρητικό τάσης από -50V έως 50V και για το μετρητικό ρεύματος από -5A έως 5A. Η γραμμικότητα που προέκυψε και για τα δυο μετρητικά είναι πολύ ικανοποιητική και συνάδει με αυτή που προβλέπονταν από τον κατασκευαστή (μικρότερο από 0.2%).



Εικόνα 105: Βαθμονόμηση μετρητικού τάσης εξόδου V_a .



Εικόνα 106: Βαθμονόμηση μετρητικού ρεύματος εξόδου I_a .

Στο διάγραμμα που φαίνεται στην **Εικόνα 105**, αναπαρίσταται η βαθμονόμηση του μετρητικού τάσης. Ο οριζόντιος άξονας αντιστοιχεί στις τιμές εισόδου του μετρητικού και ο κάθετος άξονας στις τιμές εξόδου που καταλήγουν στους ADC του μικροελεγκτή. Ομοίως, για το διάγραμμα που φαίνεται στην **Εικόνα 106**, που αντιστοιχεί στο μετρητικό ρεύματος. Στην πάνω δεξιά γωνία του κάθε διαγράμματος διαφαίνονται και οι αντίστοιχες εξισώσεις ευθείας, ώστε να μπορεί να γίνει αντιστοίχιση και για μεγαλύτερες ή μικρότερες τιμές εισόδου.

9.2.3 Σχεδιασμός του κυκλώματος Level Shifting

Σύμφωνα με τους υπολογισμούς που πραγματοποιήθηκαν στην προηγούμενη ενότητα προέκυψε συνοπτικά ότι:

- Ρεύμα I_a στην έξοδο: από +15A έως -15A, που αντιστοιχεί σε τάση στην έξοδο του μετρητικού από +1.5V έως -1.5V αντίστοιχα.
- Τάση V_a στην έξοδο: από +240V έως -240V, που αντιστοιχεί σε τάση στην έξοδο του μετρητικού από +1.5V έως -1.5V αντίστοιχα.

Ωστόσο, όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, το εύρος τιμών της εισόδου των ADCs δεν συνάδει με τις προηγούμενες τιμές, οπότε πρέπει να προσαρμοστούν στο εύρος 0-3 V. Για αυτό τον λόγο αυτό δημιουργείται η ανάγκη υλοποίησης ενός κυκλώματος level shifting στην έξοδο του κάθε μετρητικού.

Η επιλογή του κατάλληλου τελεστικού ενισχυτή (op-amp), είναι ένα κρίσιμο κομμάτι στα αναλογικά σήματα και συχνά έχει δραματική επίπτωση στην απόδοση ολόκληρου του συστήματος εφαρμογής. Οι βασικές λειτουργίες ενός op-amp είναι:

- Να αποθηκεύει τις εισόδους, που προέχονται από κάποιον αισθητήρα.
- Να παρέχει ενίσχυση σημάτων εισόδου χαμηλού επιπέδου.
- Να παρέχει την επιθυμητή τάση κοινής λειτουργίας στην έξοδο.
- Να φιλτράρει κατάλληλα το σήμα, που είναι συνδεδεμένο στον ADC.

Στον **Πίνακα 2** παρουσιάζονται κάποια κριτήρια που πρέπει να ληφθούν υπόψη κατά την επιλογή κατάλληλου op-amp.

Πίνακας 2: Κριτήρια επιλογής τελεστικών ενισχυτών.

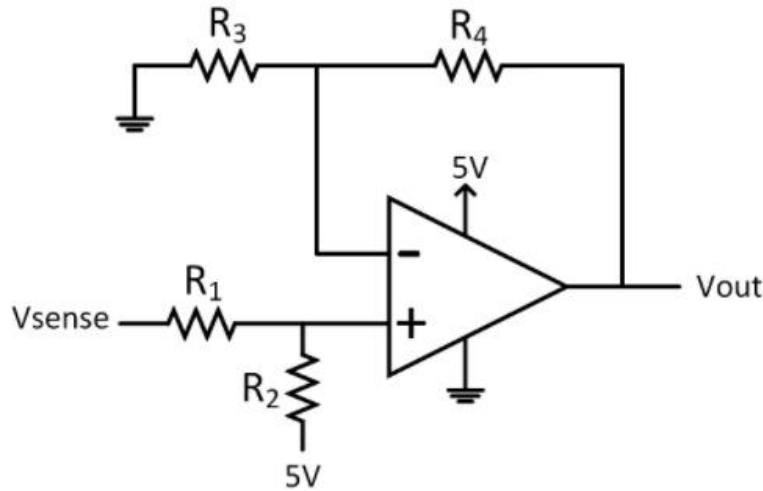
Απαίτηση	Πλεονέκτημα
Υψηλή αντίσταση εισόδου	Μειώνει την φόρτωση εισόδου στον αισθητήρα και ελαχιστοποιεί τις αντισταθμίσεις στα ρεύματα εισόδου
Θόρυβος ρευμάτων εισόδου	Μειώνει την ποσότητα του τρέχοντος θορύβου που μετατρέπεται σε θόρυβο τάσεις στις αντιστάσεις εισόδου
Θόρυβος τάσης	Η μείωση της συγκεκριμένης ποσότητας βελτιώνει το συνολικό signal-to-noise ratio.
Τύπος εισόδου	Είσοδος rail-to-rail μπορεί να βοηθήσει στην αλληλεπίδραση με αισθητήρες με υψηλές διακυμάνσεις εισόδου
Τύπος εξόδου	Για τύπο εξόδου rail-to-rail, το ανορθωμένο σήμα μπορεί να φτάσει την τάση τροφοδοσίας

Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω, ο τελεστικός ενισχυτής που επιλέχθηκε είναι ο **OPA350PA** της Texas Instruments. Είναι ένας high speed rail-to-rail op-amp (**38 MHz**), ο οποίος χρησιμοποιείται για να ανυψώσει την τάση στο επιθυμητό εύρος τιμών, ενώ ταυτόχρονα λειτουργεί ως buffer για την είσοδο του ADC. Ο τελεστικός ενισχυτής τροφοδοτείται με τάση ίση με 5V, για την οποία υπάρχει δυνατότητα να ληφθεί κατευθείαν από το board του μικροελεγκτή (μπορεί να δώσει τάσεις 3.3V και 5V). Επιπρόσθετα, τα 5V χρησιμοποιούνται και ως τάση αναφοράς, έτσι ώστε να μην χρειαστεί να δημιουργηθεί άλλο επίπεδο τάσης. Η συνδεσμολογία του τελεστικού ενισχυτή αναπαρίσταται στην **Εικόνα 107**. Η τιμή της μετρούμενης τάσης V_{SENSE} (και αντιστοίχως I_{SENSE} για το μετρητικό ρεύματος) που μετράται στα άκρα της burden αντίστασης, κυμαίνεται μεταξύ $\pm 1.5V$. Αν η τιμή της V_{SENSE} είναι $-1.5V$ τότε η τιμή της εξόδου V_{OUT} πρέπει να είναι $0V$. Για να μπορεί να συμβεί αυτό, και το V_+ οφείλει να ισούται με μηδέν. Άρα ισχύει ότι $V_+ = 0V$ και ως φυσικό επακόλουθο $V_{OUT} = 0V$, ανεξαρτήτως των τιμών των αντιστάσεων R_3 και R_4 . Επειδή ο τελεστικός ενισχυτής δεν διαρρέεται από ρεύμα προκύπτει ότι:

$$\frac{V_{SENSE} - 0V}{R_1} = \frac{0V - 5V}{R_2} \Rightarrow \frac{-1.5}{R_1} = \frac{-5}{R_2} \Rightarrow R_1 = 0.3 \times R_2 \quad (29)$$

Ομοίως αν η τιμή της V_{SENSE} ισούται με $+1.5V$, τότε ισχύει ότι:

$$\frac{V_{SENSE} - V_+}{R_1} = \frac{V_+ - 5V}{R_2} \Rightarrow \frac{1.5V - V_+}{R_1} = \frac{V_+ - 5V}{R_2} \Rightarrow (29) \Rightarrow V_+ = 2.3V \quad (30)$$



Εικόνα 107: Συνδεσμολογία τελεστικού ενισχυτή για level shifting.

Για το κέρδος του τελεστικού ενισχυτή, ως προς την συγκεκριμένη συνδεσμολογία, ισχύει ότι:

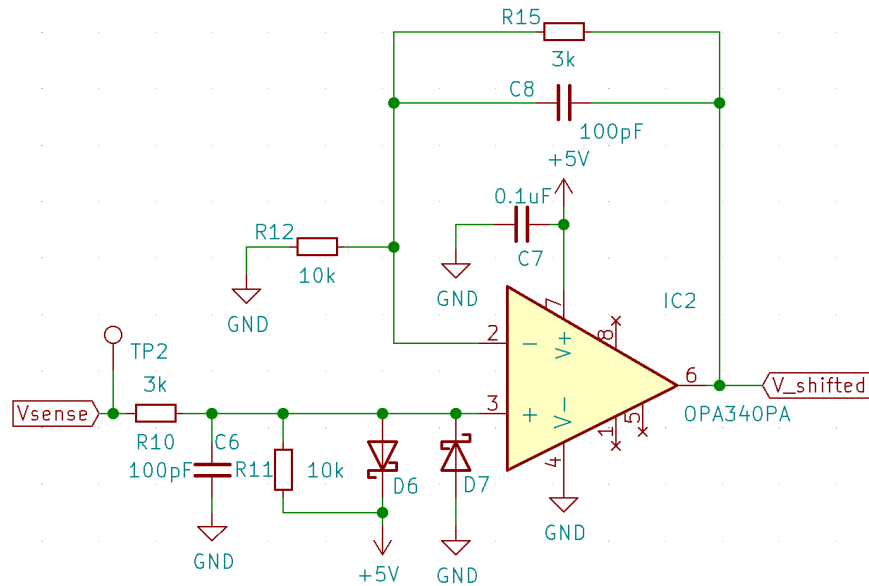
$$A_V = \frac{R_3 + R_4}{R_3} = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad (31)$$

Αν για παράδειγμα, $V_+ = 2.3V$ θα πρέπει $V_{OUT} = 3V$. Επομένως:

$$V_{OUT} = A_V \times V_+ \Rightarrow (30) \Rightarrow A_V = \frac{3}{2.3} \Rightarrow (31) \Rightarrow \frac{3}{2.3} = 1 + \frac{R_4}{R_3} \Rightarrow$$

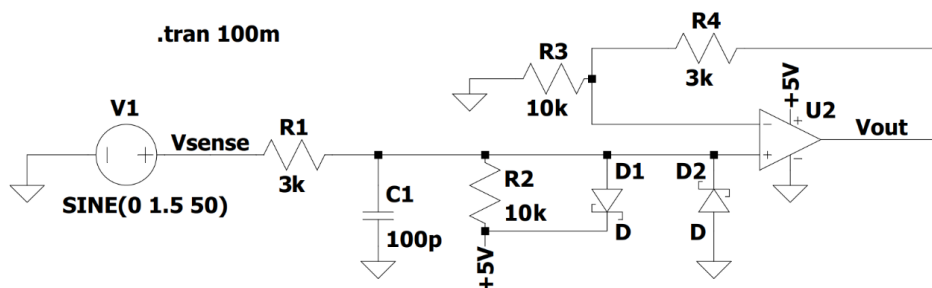
$$R_4 = 0.3 \times R_3 \quad (32)$$

Έτσι αν επιλεγθεί τιμή **10kΩ** για τις αντιστάσεις R_2 και R_3 , τότε σύμφωνα με τις σχέσεις (29) και (32) προκύπτει ότι οι αντιστάσεις R_1 και R_4 έχουν τιμή **3kΩ**.

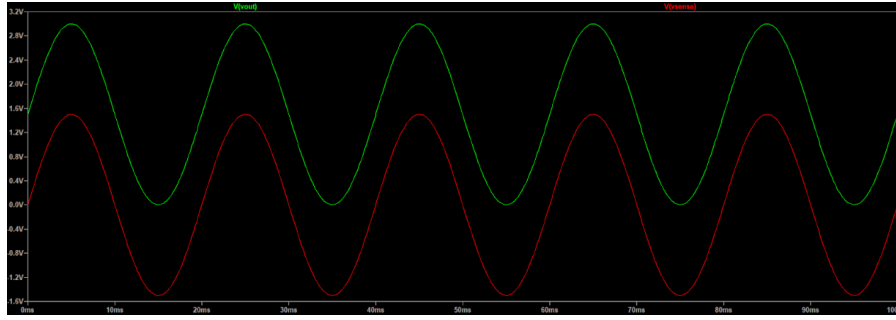


Εικόνα 108: Σχηματικό διάγραμμα Level Shifting για την τάση V_a στην έξοδο του μετρητικού.

Στη συνέχεια, προστέθηκαν επιπλέον στοιχεία για φιλτράρισμα και προστασία του τελεστικού ενισχυτή. Στην **Εικόνα 108** παρουσιάζεται η πλήρης σχεδίαση του κυκλώματος level shifting. Συγκεκριμένα, ο πυκνωτής C_6 μαζί με την αντίσταση εισόδου χρησιμοποιούνται για το φιλτράρισμα της εισόδου. Στην συνέχεια, ο πυκνωτής C_8 που βρίσκεται παράλληλα με την αντίσταση ανατροφοδότησης βοηθάει στην μείωση του συνολικού θορύβου του συστήματος. Αξίζει να αναφερθεί ότι η μέτρηση που λαμβάνει ο τελεστικός έχει προέλθει από ένα μετρητικό που τροφοδοτείται με τάση $\pm 15V$. Επομένως, σε ενδεχόμενο κάποιου σφάλματος ή βραχυκυκλώματος ο ενισχυτής μπορεί να βρεθεί εκτεθειμένος σε πολύ μεγαλύτερη τάση από εκείνη που μπορεί να διαχειριστεί. Για την προστασία του, χρησιμοποιούνται δυο δίοδοι Schottky (D_6 , D_7) για να περιοριστεί η τάση εισόδου από 0V έως 5V. Αντίστοιχο κύκλωμα κατασκευάστηκε και για το level shifting της εξόδου του μετρητικού ρεύματος.



Εικόνα 109: Κύκλωμα Level Shifting προσομοιωμένο στο λογισμικό LTspice

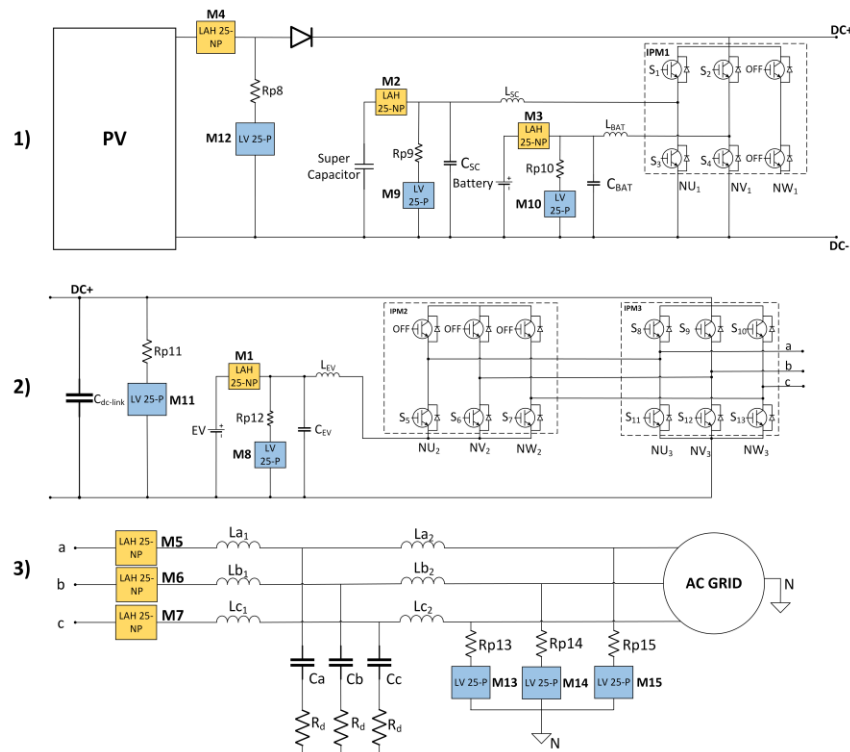


Εικόνα 110: Κυματομορφές από το λογισμικό LTspice

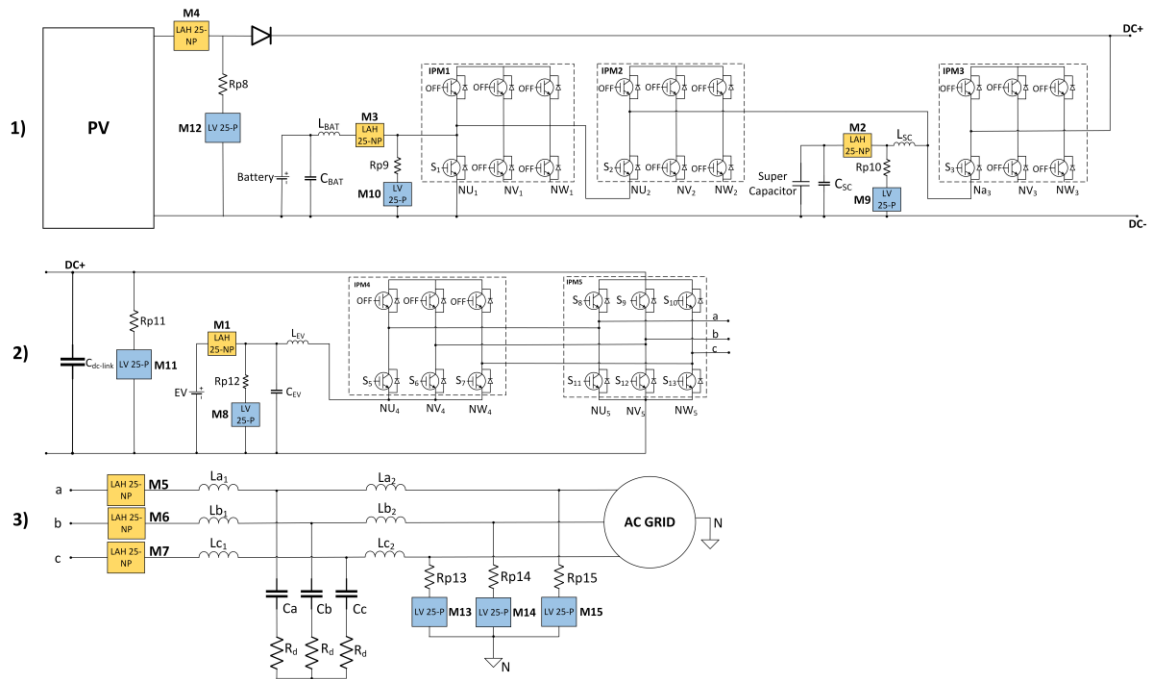
Το κύκλωμα του level shifting προσομοιώθηκε πριν την κατασκευή, του στο λογισμικό LTspice (**Εικόνα 109**), με είσοδο ένα ημίτονο που κυμαίνεται μεταξύ των τιμών $\pm 1.5V$ (κόκκινη κυματομορφή), το οποίο δημιουργεί στην έξοδο ένα ημίτονο που κυμαίνεται από 0-3V αντίστοιχα (πράσινη κυματομορφή), όπως φαίνεται στην **Εικόνα 110**.

9.3 Σχεδίαση και κατασκευή των πλακετών των διατάξεων μέτρησης στο λογισμικό KiCad

Αφού περιγράφηκε ο σχεδιασμός των διατάξεων μέτρησης, πραγματοποιήθηκε η σχεδίαση τους σε επίπεδο τυπωμένης πλακέτας (Printed Circuit Board – PCB). Στις **Εικόνες 111** και **112** απεικονίζεται το συνολικό κύκλωμα του μετατροπέα με την χρήση των IPM καθώς και τα μετρητικά ρεύματος και τάσης για την Τοπολογία 1 και 2 αντίστοιχα.



Εικόνα 111: Κυκλωματική αναπαράσταση του πρωτοτύπου του μετατροπέα για την Τοπολογία 1.



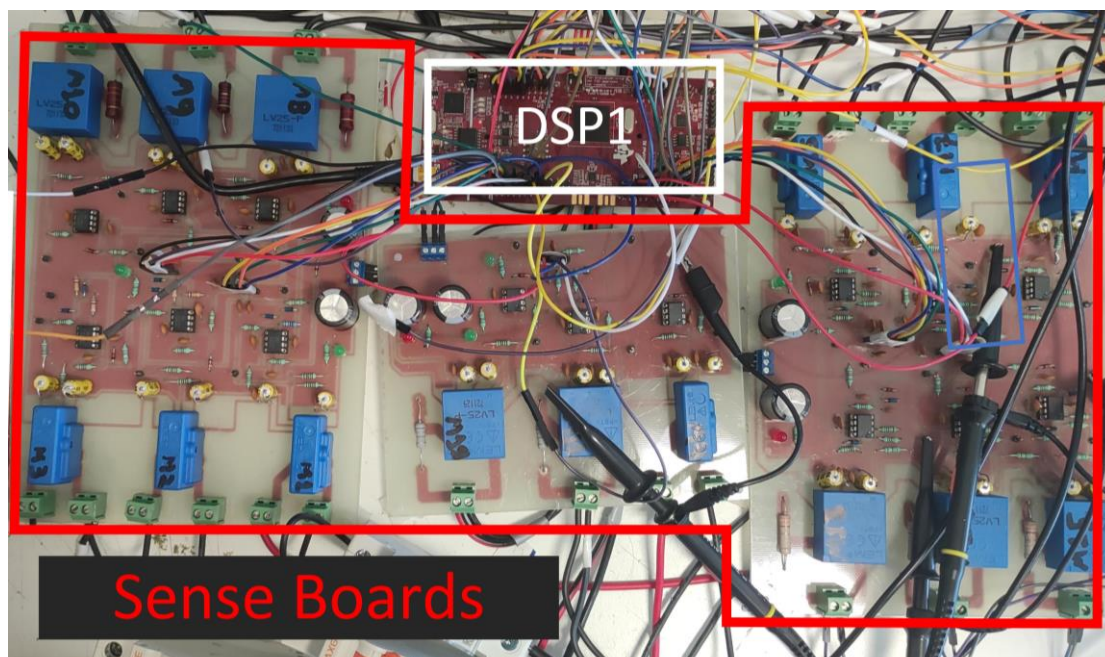
Εικόνα 112: Κυκλωματική αναπαράσταση του πρωτοτύπου του μετατροπέα για την Τοπολογία 2.

Το κύκλωμα των διατάξεων μέτρησης σχεδιάστηκε σε επίπεδο σχηματικών και PCBs με την βοήθεια του λογισμικού **KiCAD**, όπου είναι μια σουίτα εφαρμογών σχεδίασης ηλεκτρονικών κυκλωμάτων (Electronic Design Automation – EDA), έτσι ώστε να τυπωθεί σε πραγματική πλακέτα. Για χωροταξικούς λόγους το κύκλωμα μέτρησης χωρίστηκε σε τρία επιμέρους PCBs. Το πρώτο περιέχει τα μετρητικά των εναλλασσόμενων τάσεων και ρευμάτων, το δεύτερο περιέχει τα μετρητικά των τάσεων και ρευμάτων για τη φωτοβολταϊκή συστοιχία, τη μπαταρία του ηλεκτρικού οχήματος και την συστοιχία μπαταριών, αντίστοιχα, και το τρίτο περιέχει τα μετρητικά τάσης και ρεύματος για τη συστοιχία υπερπυκνωτών, καθώς και την μέτρηση της τάσης στο DC-link.

Για την τροφοδοσία των δυο μετρητικών απαιτούνται δυο επίπεδα τάσης στα $\pm 15V$. Δυο μεγάλοι ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές των **1.8mF** είναι συνδεδεμένοι στην είσοδο της κάθε πηγής τάσης, ώστε να φιλτράρουν το θόρυβο χαμηλής συχνότητας. Επιπρόσθετα, πολύ κοντά σε κάθε τροφοδοσία είναι παράλληλα τοποθετημένοι δυο πυκνωτές των **10μF** και **0.1μF**. Ο πρώτος χρησιμοποιείται για το αποτελεσματικό φιλτράρισμα των χαμηλών συχνοτήτων (από 60Hz έως 10kHz), ενώ ο δεύτερος για τις υψηλές συχνότητες ειδικότερα πάνω από τα 10MHz. Οι μετρητές τάσης έχουν στην είσοδό τους κατάλληλες αντιστάσεις R_P για περιορισμό του ρεύματος στο πρωτεύον, καθώς και burden αντιστάσεις R_M για την μέτρηση της τάσης στην έξοδο του μετρητικού. Αντίστοιχα, οι μετρητές ρεύματος έχουν κατάλληλες αντιστάσεις R_M για την μέτρηση της τάσης στην έξοδο του μετρητικού. Οι επιλογή των παραπάνω τιμών έγινε μέσω της διαδικασίας που περιγράφηκε στο **Κεφάλαιο 9.2**. Επίσης, στην έξοδο των μετρητικών υπάρχει αντίστοιχο κύκλωμα level shifting, όπως περιγράφηκε στο **Κεφάλαιο 9.2.3**, ή κύκλωμα buffer σε περίπτωση που το μετρούμενο μέγεθος λαμβάνει μόνο θετικές τιμές. Εκτός από τα παραπάνω, υπάρχουν επίσης δυο LEDs για την ένδειξη της τροφοδοσίας των μετρητικών, καθώς και άλλο ένα για την ένδειξη των 5V της τροφοδοσίας

των τελεστικών. Τελειώνοντας, έχουν τοποθετηθεί κλέμες για την σύνδεση του κυκλώματος ισχύος του μετατροπέα με τις τρεις πλακέτες των μετρητικών.

Το πειραματικό πρωτότυπο των πλακετών για τις διατάξεις μέτρησης, καθώς και η σύνδεσή τους με τον μικροελεγκτή, παρουσιάζεται στην **Εικόνα 113**. Σημειώνεται ότι οι τρεις πλακέτες μέτρησης είναι κοινές και για τις δύο Τοπολογίες του κυκλώματος του μετατροπέα.



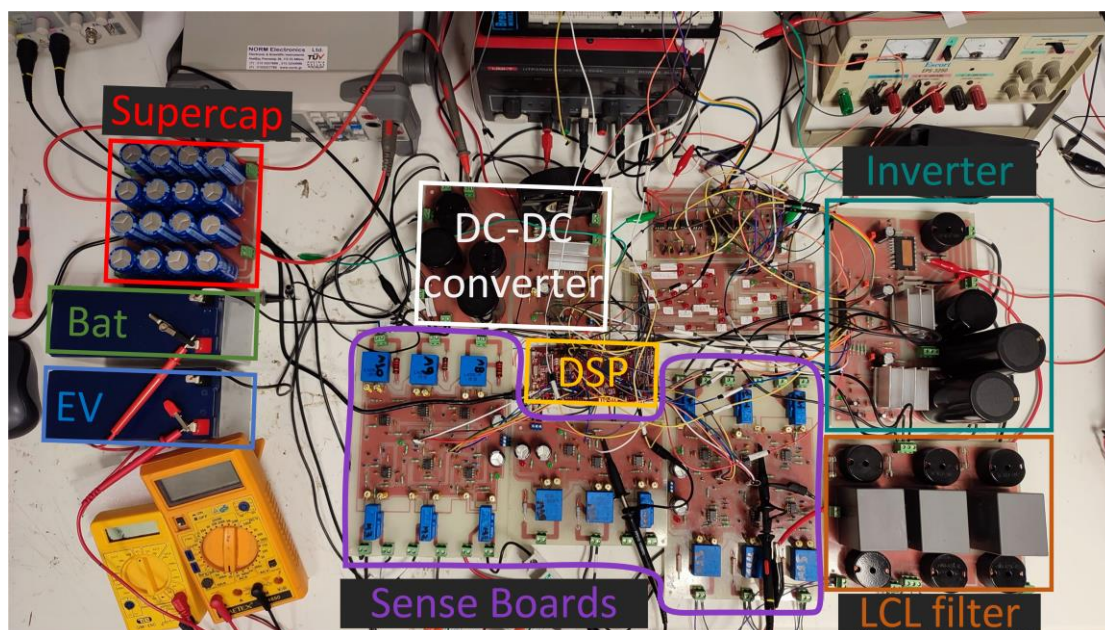
Εικόνα 113: Πειραματικό πρωτότυπο των διατάξεων μέτρησης του μετατροπέα πολλαπλών εισόδων.

10. Αποτελέσματα Πειραματικών Μετρήσεων με την χρήση της μονάδας ελέγχου

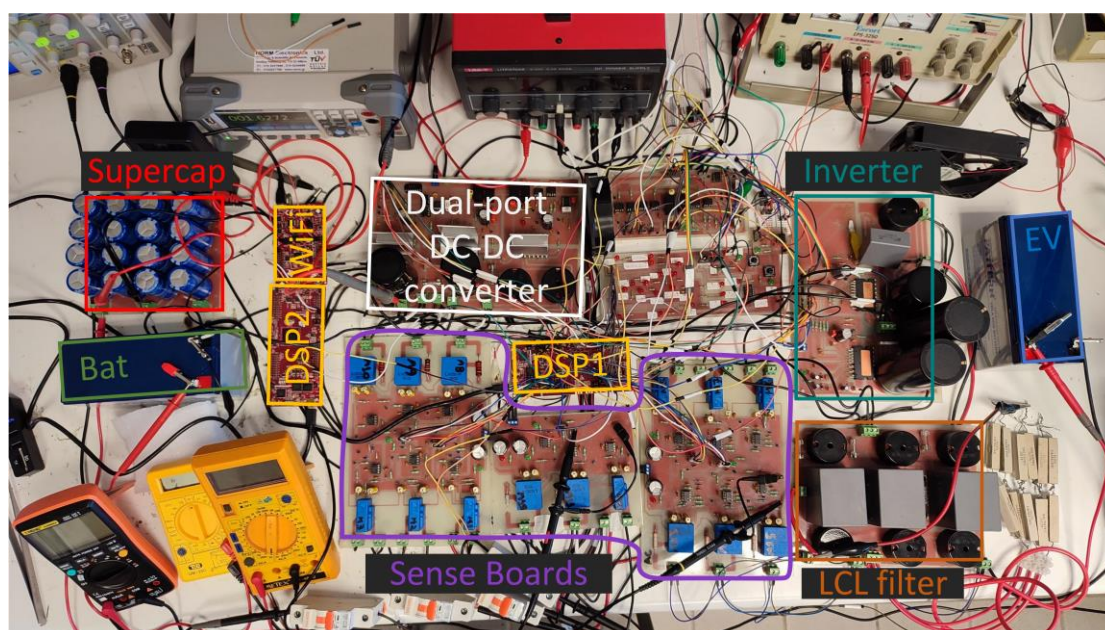
Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζονται τα πειραματικά αποτελέσματα που επιβεβαιώνουν την ορθή λειτουργία της μονάδας ελέγχου που υλοποιήθηκε και δοκιμάστηκε στον μετατροπέα πολλαπλών εισόδων. Στις **Εικόνες 114** και **115** απεικονίζονται η φωτογραφίες του πειραματικού πρωτοτύπου που αναπτύχθηκε για τις δύο Τοπολογίες. Το συγκεκριμένο πρωτότυπο κατασκευάστηκε για την ορθή επιβεβαίωση της λειτουργίας του κυκλώματος και της μονάδας ελέγχου. Για αυτό τον λόγο, το κύκλωμα σχεδιάστηκε για λειτουργία σε χαμηλή τάση με ονομαστική ισχύ **100 W**. Στον **Πίνακα 3** παρουσιάζονται οι παράμετροι των στοιχείων που χρησιμοποιήθηκαν για την υλοποίηση του εργαστηριακού πρωτοτύπου. Τέλος, για την λειτουργία του μετατροπέα σε **stand-alone** λειτουργία χρησιμοποιήθηκε τριφασικό ωμικό φορτίο των **10 Ω ανά φάση**, ενώ για την **grid-connected** λειτουργία ο μετατροπέας συνδέθηκε στο ηλεκτρικό δίκτυο μέσω ενός τριφασικού μετασχηματιστή **230V/12V**.

Πίνακας 3: Παράμετροι του πειραματικού πρωτοτύπου.

Παράμετροι	Περιγραφή	Τιμές
V_{PV}	Ονομαστική τάση φωτοβολταϊκής συστοιχίας	60 V
V_{SC}	Ονομαστική τάση συστοιχίας υπερπυκνωτών	24 V
V_{BAT}	Ονομαστική τάση συστοιχίας μπαταριών	12 V
V_{EV}	Ονομαστική τάση ηλεκτρικού οχήματος	12 V
V_{AC}	Ονομαστική τάση του ηλεκτρικού δικτύου	230 V rms, 50 Hz
$L_{a_1}, L_{b_1}, L_{c_1}$	Αυτεπαγωγές πηνίων του LCL φίλτρου στην πλευρά του αντιστροφέα	4.7 mH
$L_{a_2}, L_{b_2}, L_{c_2}$	Αυτεπαγωγές πηνίων του LCL φίλτρου στην πλευρά του δικτύου	4.7 mH
C_a, C_b, C_c	Χωρητικότητες των πυκνωτών του φίλτρου LCL	10 μ F
R_D	Αντιστάσεις απόσβεσης του φίλτρου LCL (Damping resistors)	5 Ω
$C_{DC-link}$	Χωρητικότητα του DC-link πυκνωτή	500 μ F
C_{SC}	Χωρητικότητα του πυκνωτή στην είσοδο της συστοιχίας των υπερπυκνωτών	1000 μ F
C_{BAT}	Χωρητικότητα του πυκνωτή στην είσοδο της συστοιχίας των μπαταριών	1000 μ F
C_{EV}	Χωρητικότητα του πυκνωτή στην είσοδο της μπαταρίας του ηλεκτρικού οχήματος	1000 μ F
L_{SC}	Αυτεπαγωγή του πηνίου στην είσοδο της συστοιχίας των υπερπυκνωτών	4.7 mH
L_{BAT}	Αυτεπαγωγή του πηνίου στην είσοδο της συστοιχίας των μπαταριών	4.7 mH
L_{EV}	Αυτεπαγωγή του πηνίου στην είσοδο της μπαταρίας του ηλεκτρικού οχήματος	4.7 mH
f_{SW}	Διακοπτική συχνότητα	10 kHz



Εικόνα 114: Πειραματικό πρωτότυπο για την Τοπολογία 1.



Εικόνα 115: Πειραματικό πρωτότυπο για την Τοπολογία 2.

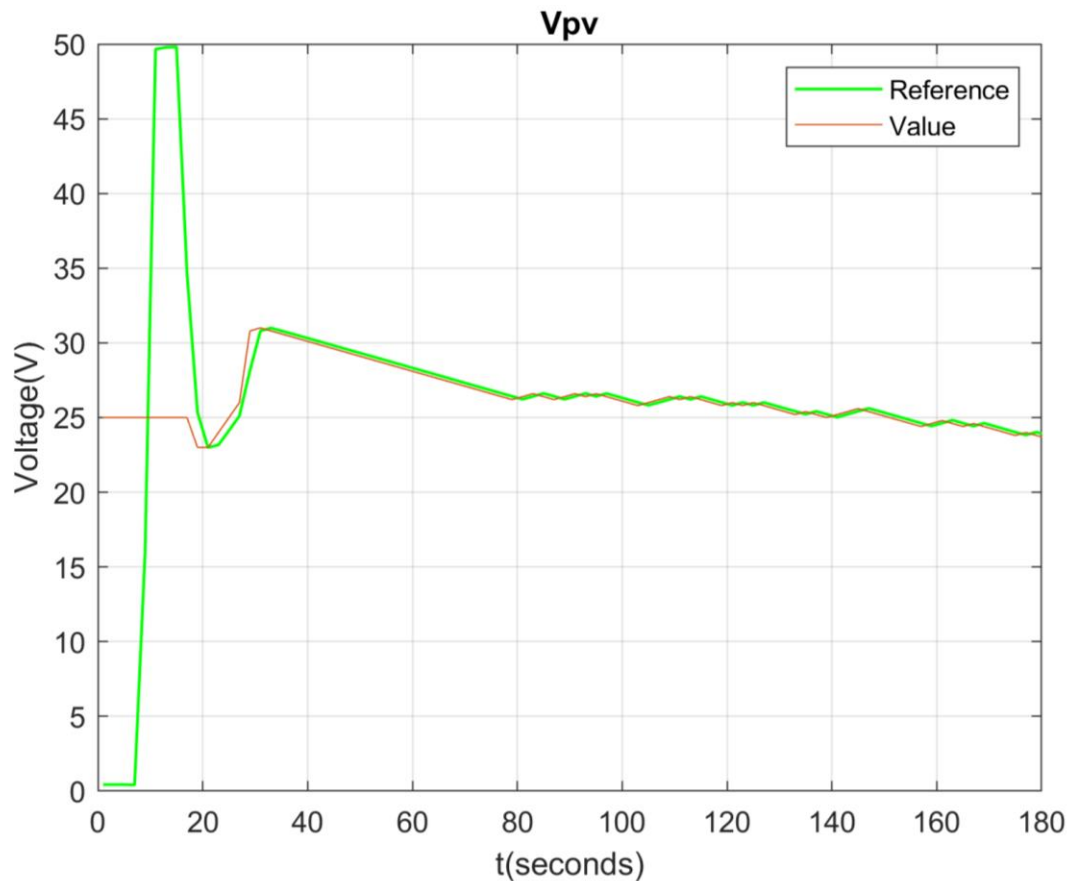
10.1 Πειραματική επιβεβαίωση της λειτουργίας του MPPT αλγορίθμου

Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο παρουσιάζονται οι πειραματικές μετρήσεις από την λειτουργία του αλγορίθμου P&O για MPPT του μετατροπέα σε δύο περιπτώσεις. Στην πρώτη

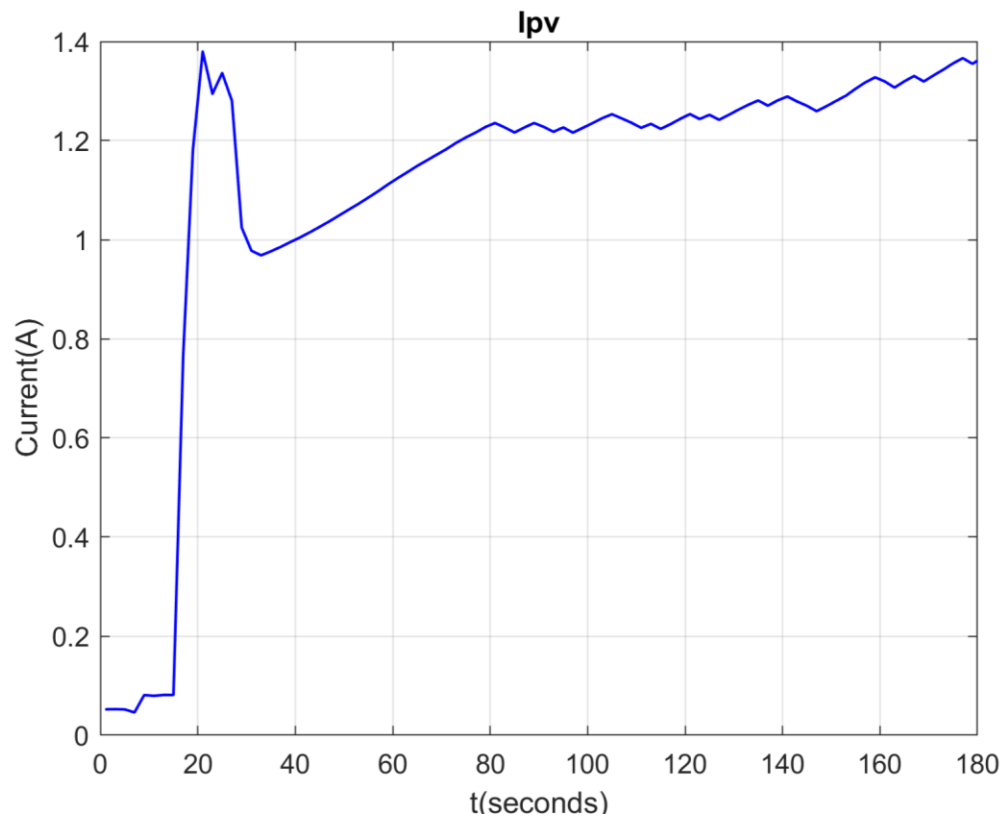
περίπτωση υπάρχει ένα σημείο μέγιστης ισχύος (Εικόνες 117-119), ενώ στην δεύτερη περίπτωση το σημείο μέγιστης ισχύος μεταβάλλεται (Εικόνες 120-122). Η φωτοβολταϊκή συστοιχία που χρησιμοποιήθηκε απεικονίζεται στην Εικόνα 116.



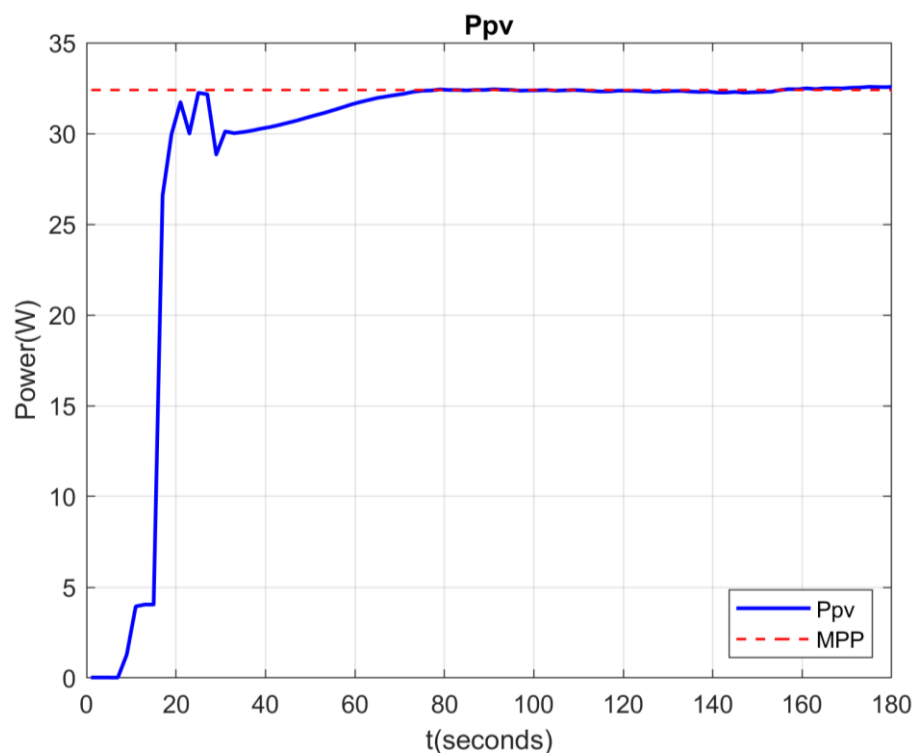
Εικόνα 116: Πειραματική διάταξη φωτοβολταϊκής συστοιχίας.



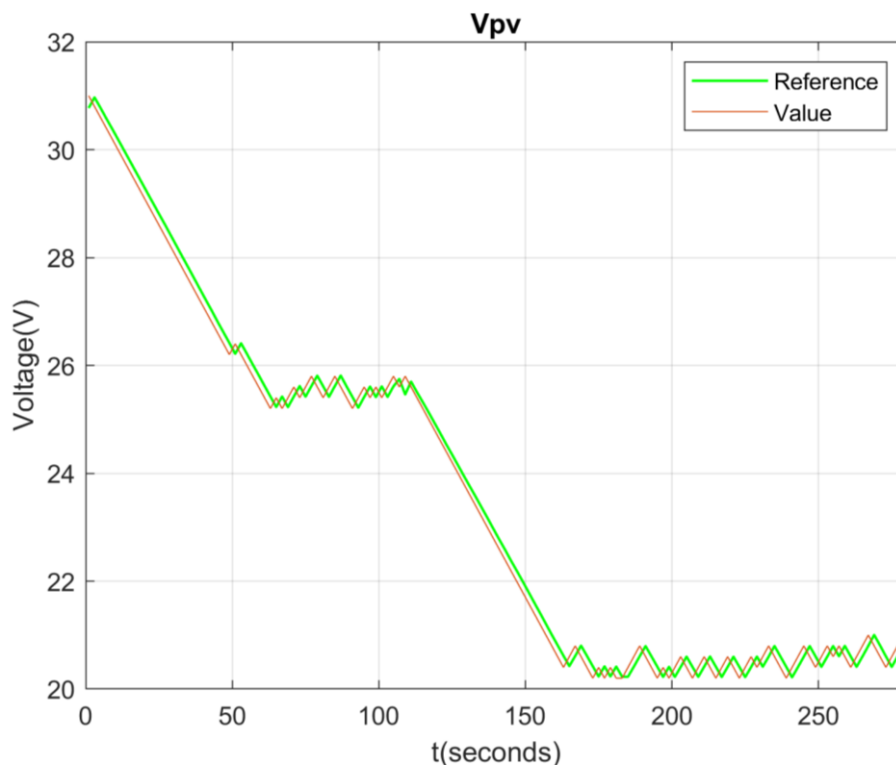
Εικόνα 117: Τάση της φωτοβολταϊκής συστοιχίας σε σύγκριση με την τιμή αναφοράς του αλγορίθμου MPPT.



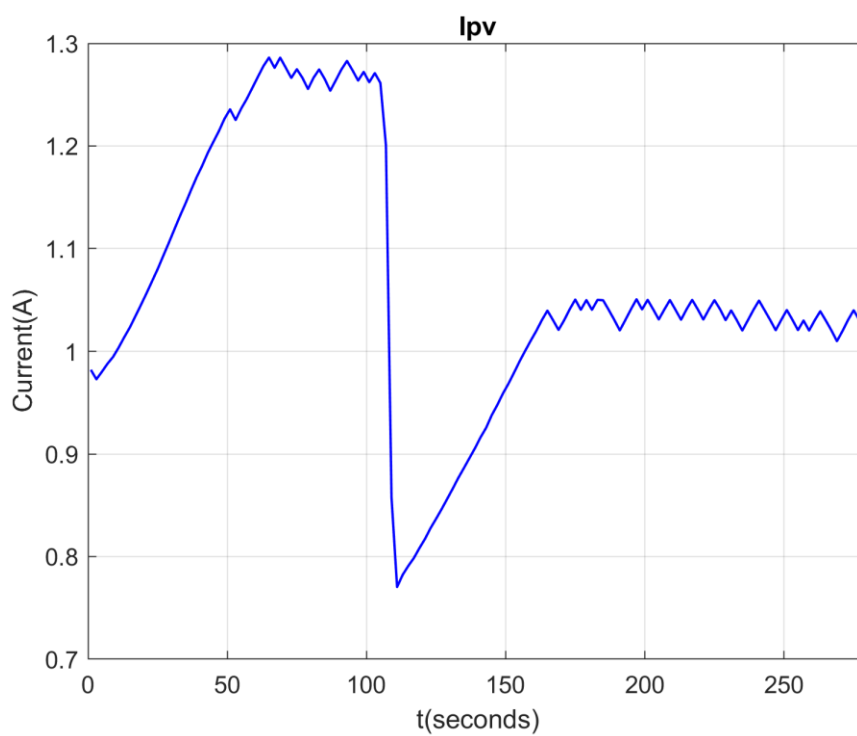
Εικόνα 118: Ρεύμα της φωτοβολταϊκής συστοιχίας.



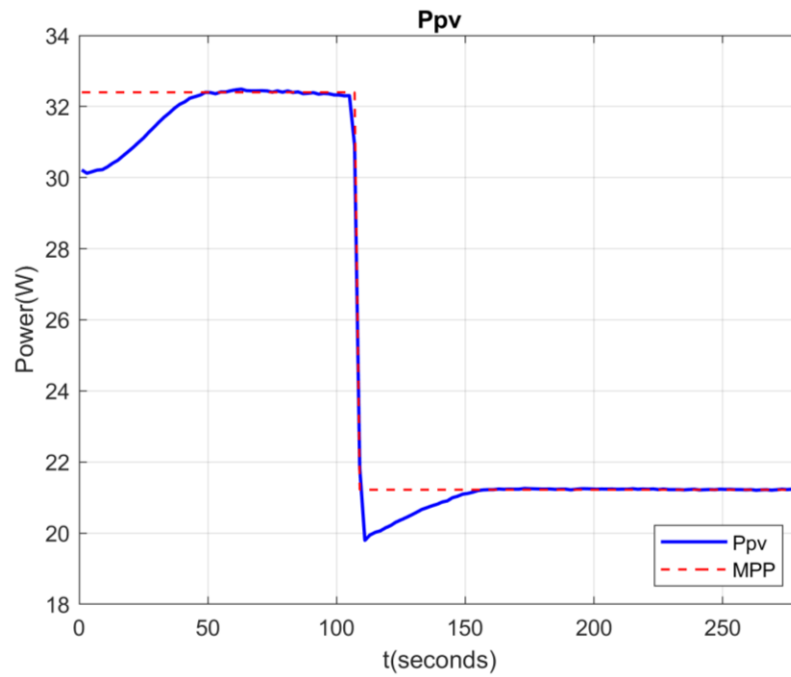
Εικόνα 119: Ισχύς εξόδου της φωτοβολταϊκής συστοιχίας.



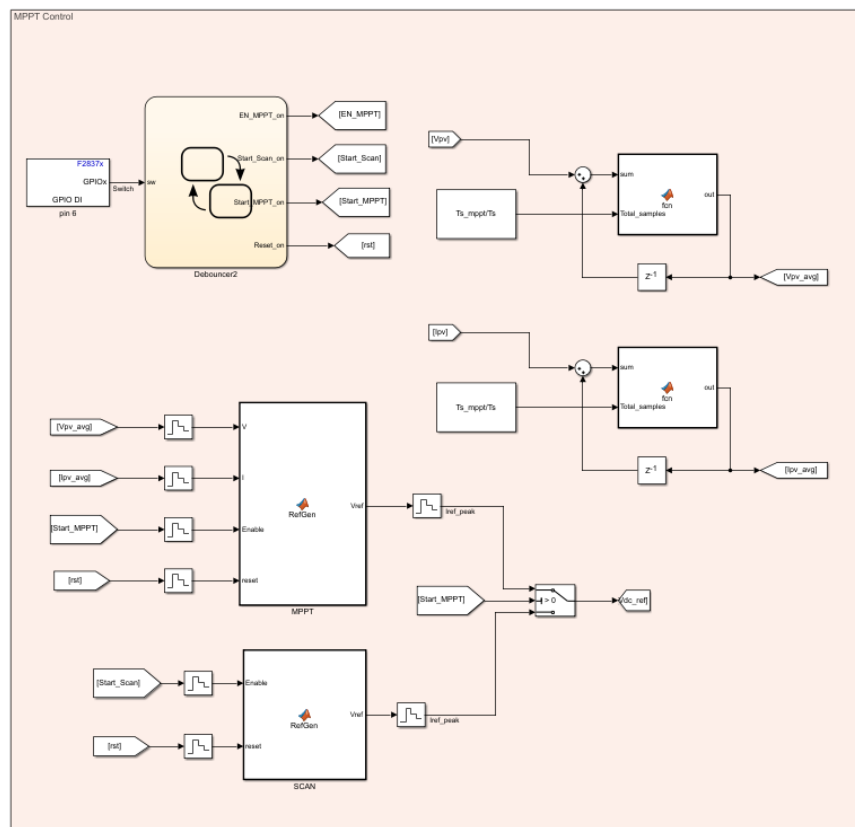
Εικόνα 120: Τάση της φωτοβολταϊκής συστοιχίας σε σύγκριση με την τιμή αναφοράς του αλγορίθμου MPPT σε περίπτωση αλλαγής του σημείου μέγιστης ισχύος.



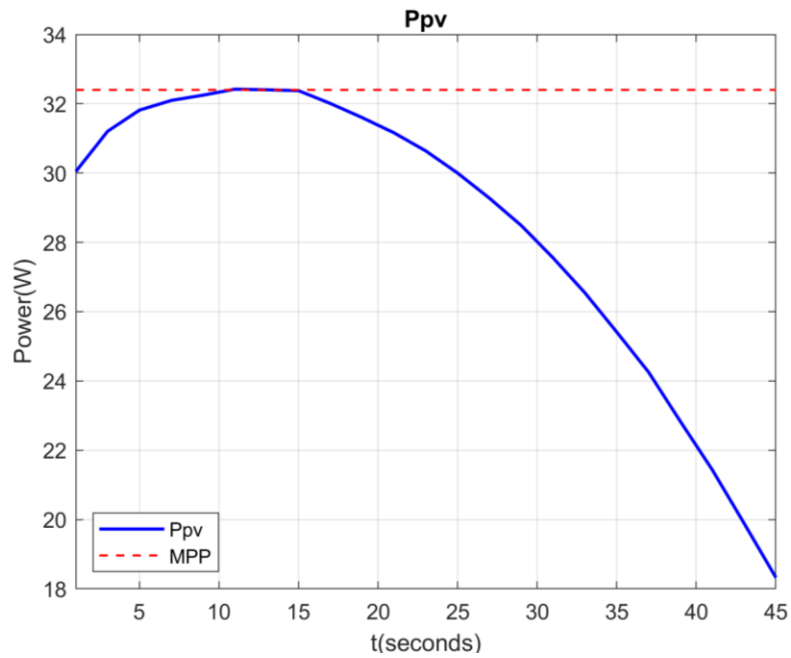
Εικόνα 121: Ρεύμα της φωτοβολταϊκής συστοιχίας σε περίπτωση αλλαγής του σημείου μέγιστης ισχύος.



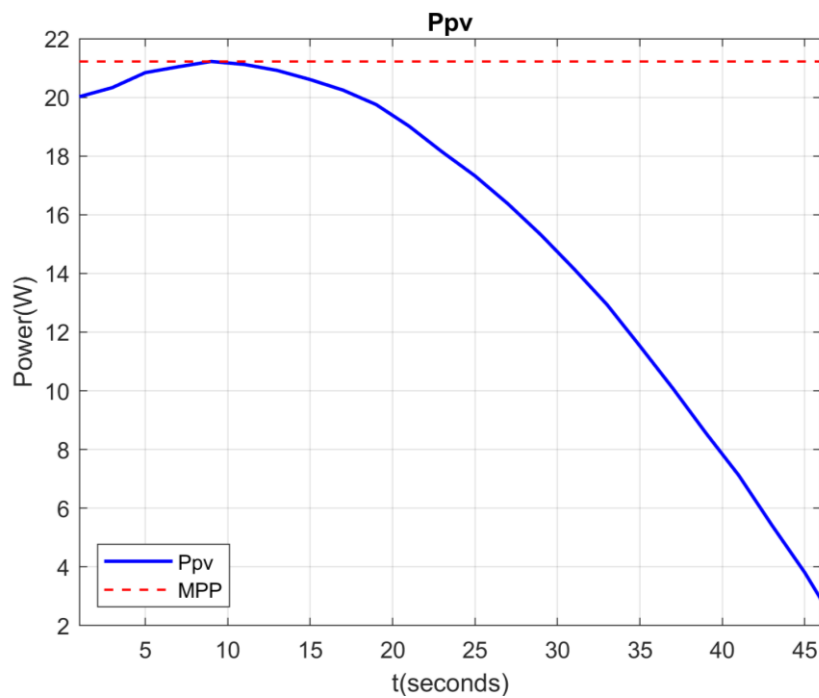
Εικόνα 122: Ισχύς εξόδου της φωτοβολταϊκής συστοιχίας σε περίπτωση αλλαγής του σημείου μέγιστης ισχύος.



Εικόνα 123: Υλοποίηση αλγορίθμου MPPT στο λογισμικό Simulink συμβατού για εκτέλεση από τον μικροελεγκτή.



Εικόνα 124: Χαρακτηριστική καμπύλη ισχύος με μέγιστη τιμή ίση με 32.4 W.

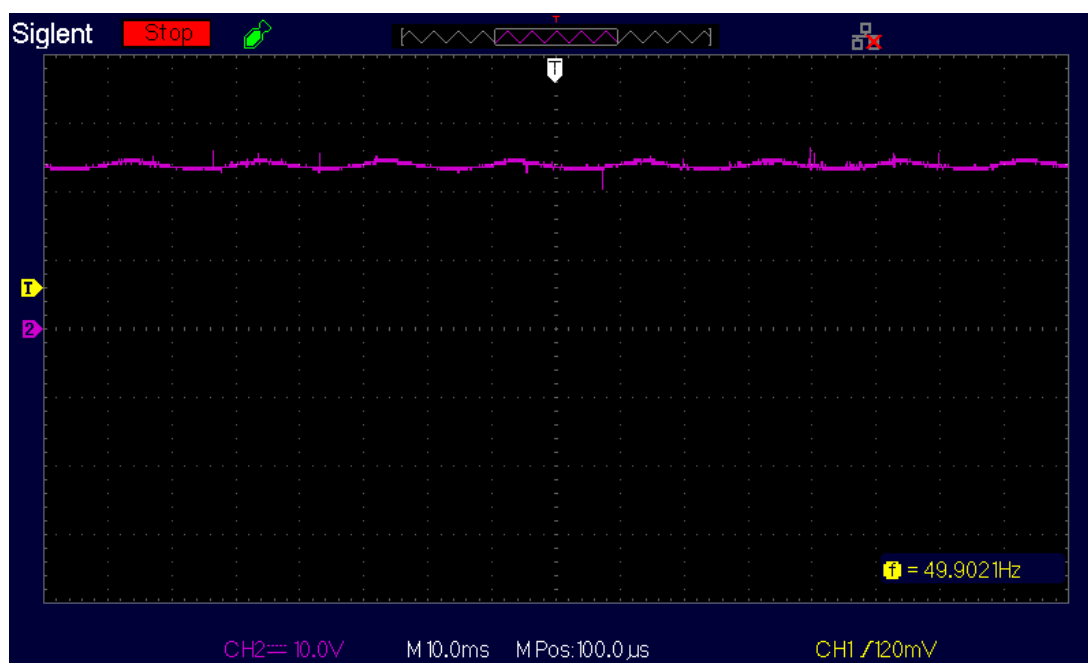


Εικόνα 125: Χαρακτηριστική καμπύλη ισχύος με μέγιστη τιμή ίση με 21.22 W.

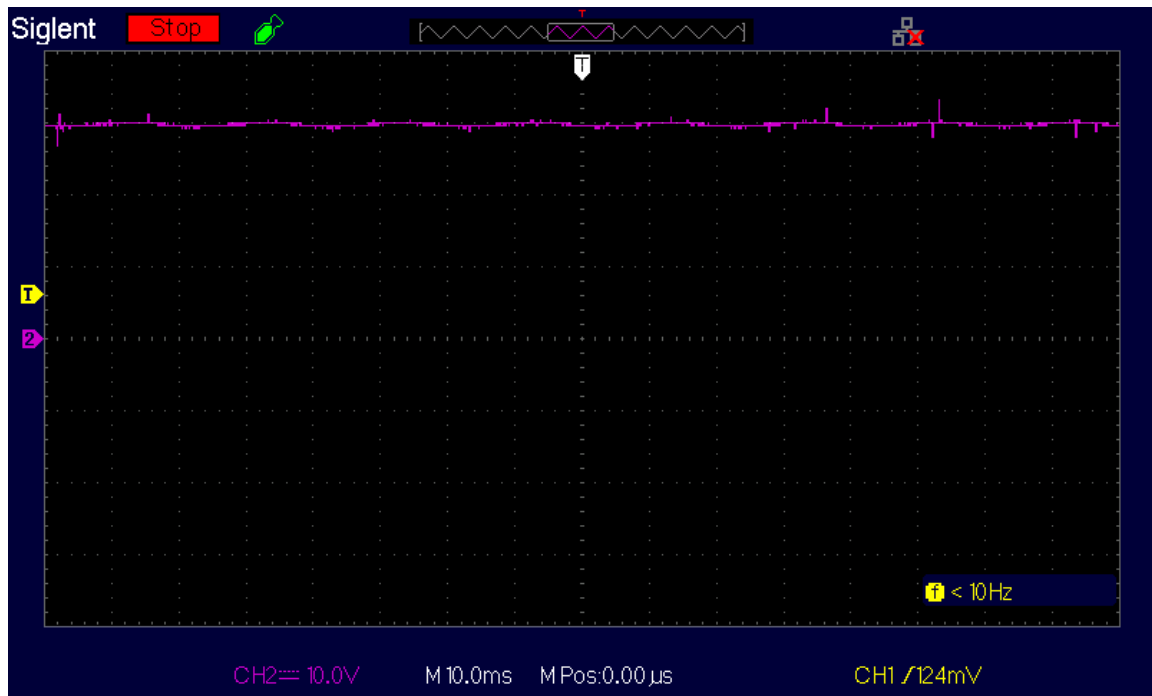
Ο αλγόριθμος MPPT που υλοποιήθηκε στο περιβάλλον Simulink και επικοινωνεί με την υπόλοιπη μονάδα ελέγχου στέλνοντας κατάλληλη τάση αναφοράς για την τιμή του DC-link, απεικονίζεται στην **Εικόνα 123**. Τέλος, οι χαρακτηριστικές καμπύλες ισχύος για τα δύο σημεία μέγιστης ισχύος που χρησιμοποιήθηκαν παραπάνω, απεικονίζονται στις **Εικόνες 124** και **125**.

10.2 Απόκριση της μονάδας ελέγχου σε λειτουργία κλειστού βρόχου

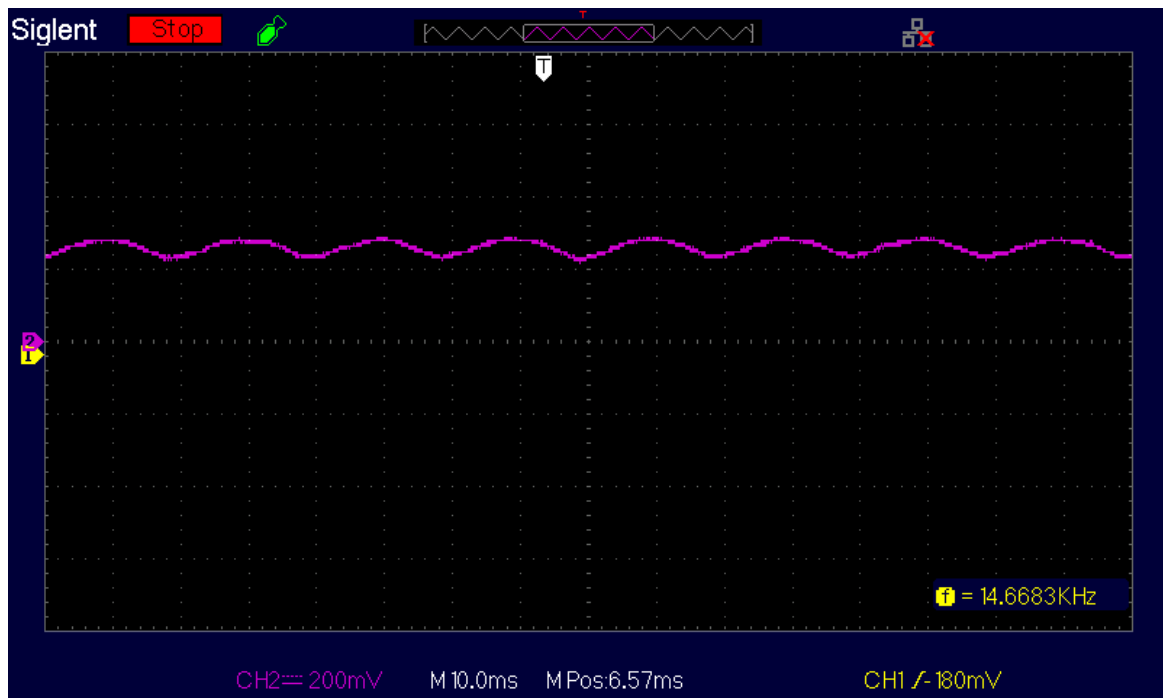
Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο ελέγχεται η λειτουργία του μετατροπέα, του συστήματος μέτρησης και της μονάδας ελέγχου σε συγκεκριμένες προκαθορισμένες τιμές για τις δύο Τοπολογίες σε συνδεδεμένη και μη-συνδεδεμένη λειτουργία. Στις **Εικόνες 126** και **127** απεικονίζεται η τάση στο DC-link του μετατροπέα στα **24V** και στα **30V** αντίστοιχα όπως έχουν καθοριστεί από τον ελεγκτή πραγματικού χρόνου. Στις **Εικόνες 128-132** απεικονίζονται οι μετρήσεις για το ρεύμα της μπαταρίας και του υπερπυκνωτή για τις δύο τοπολογίες που μελετήθηκαν καθώς και η μέτρηση του ρεύματος του ηλεκτρικού οχήματος στις τιμές που έχει υποδείξει ο ελεγκτής. Στις **Εικόνες 133** και **134** απεικονίζονται οι τάσεις εξόδου του μετατροπέα για μη-διασυνδεδεμένη λειτουργία, ενώ στις **Εικόνες 135** και **136** απεικονίζεται η τάση και το ρεύμα της **φάσης A** για δύο διαφορετικές τιμές ρεύματος εξόδου σε μη-διασυνδεδεμένη λειτουργία. Στην συνέχεια, στην **Εικόνα 137** απεικονίζεται η έξοδος του PLL σε σύγκριση με την τάση του δικτύου. Όπως φαίνεται στην εικόνα, επιτυγχάνεται ο συγχρονισμός του μετατροπέα με το δίκτυο καθώς τα δύο σήματα έχουν ίδια συχνότητα και φάση. Στις **Εικόνες 138** και **139** απεικονίζεται το ρεύμα εξόδου του μετατροπέα σε διασυνδεδεμένη λειτουργία για δύο διαφορετικές τιμές ρυθμιζόμενες από το ελεγκτή πραγματικού χρόνου. Τέλος, στις **Εικόνες 140-143** απεικονίζεται η τάση και το ρεύμα εξόδου σε διασυνδεδεμένη λειτουργία για διάφορες τιμές ενεργού και αέργου ισχύος. Όπως είναι εμφανές, κατά την έγχυση αέργου ισχύος στο δίκτυο η τάση και το ρεύμα στην έξοδο παρουσιάζουν διαφορά φάσης ανάλογα με την τιμή της αέργου ισχύος που έχει υποδείξει ο ελεγκτής.



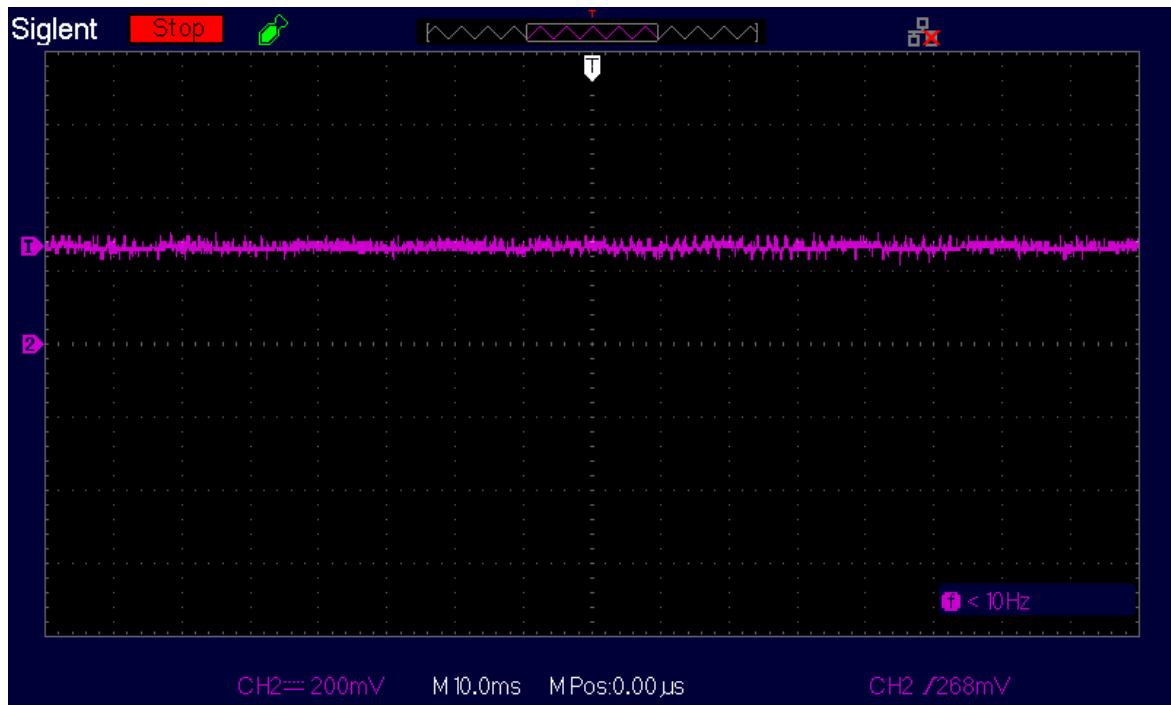
Εικόνα 126: Τάση στο DC-link (CH2: 10V/div) με τιμή ρυθμισμένη από τον ελεγκτή στα 24V.



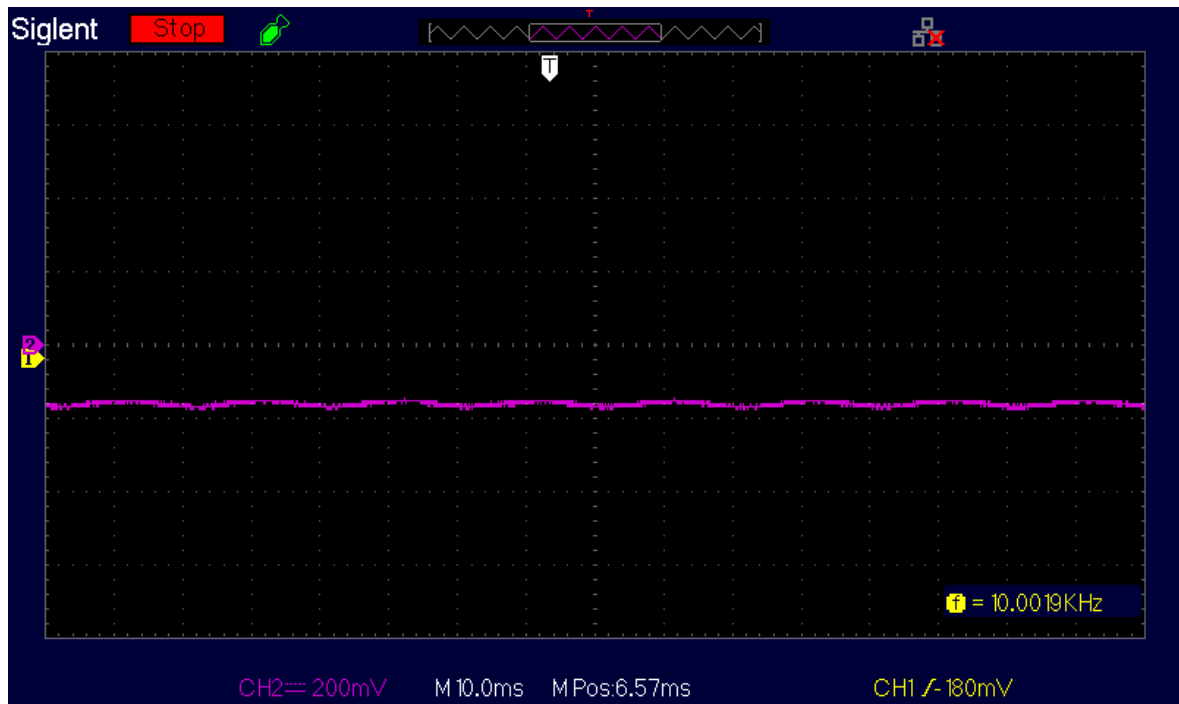
Εικόνα 127: Τάση στο DC-link (CH2: 10V/div) με τιμή ρυθμισμένη από τον ελεγκτή στα 30V.



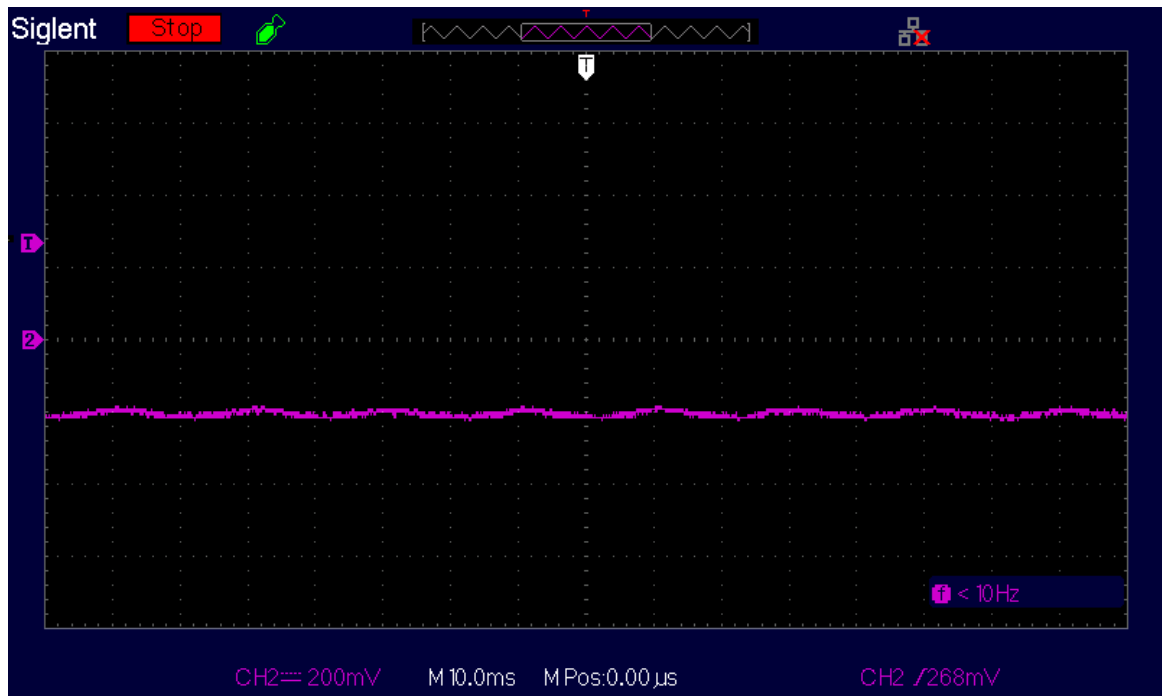
Εικόνα 128: Εκφόρτιση μπαταρίας συνδεδεμένη στον DC-DC μετατροπέα δύο εισόδων, με τιμή ρυθμισμένη από τον ελεγκτή στα 1.5A (CH2: 1A/div) .



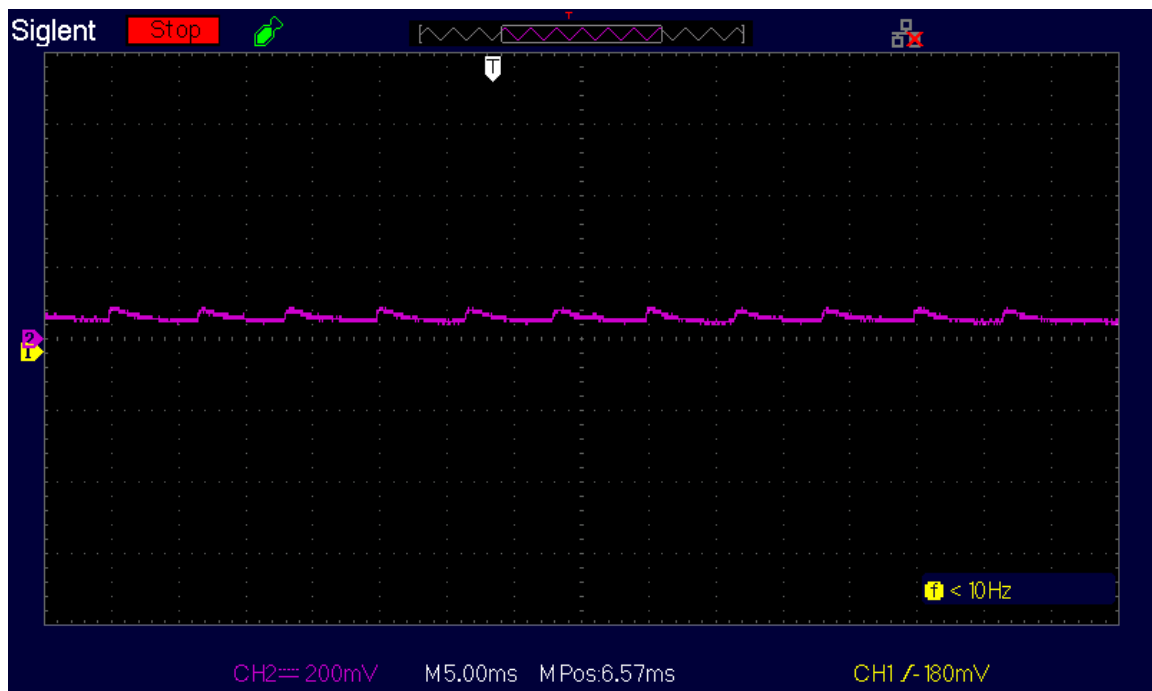
Εικόνα 129: Εκφόρτιση μπαταρίας συνδεδεμένη στην Τοπολογία 1 του μετατροπέα πολλαπλών εισόδων, με τιμή ρυθμισμένη από τον ελεγκτή στα 1.5A (CH2: 1A/div)



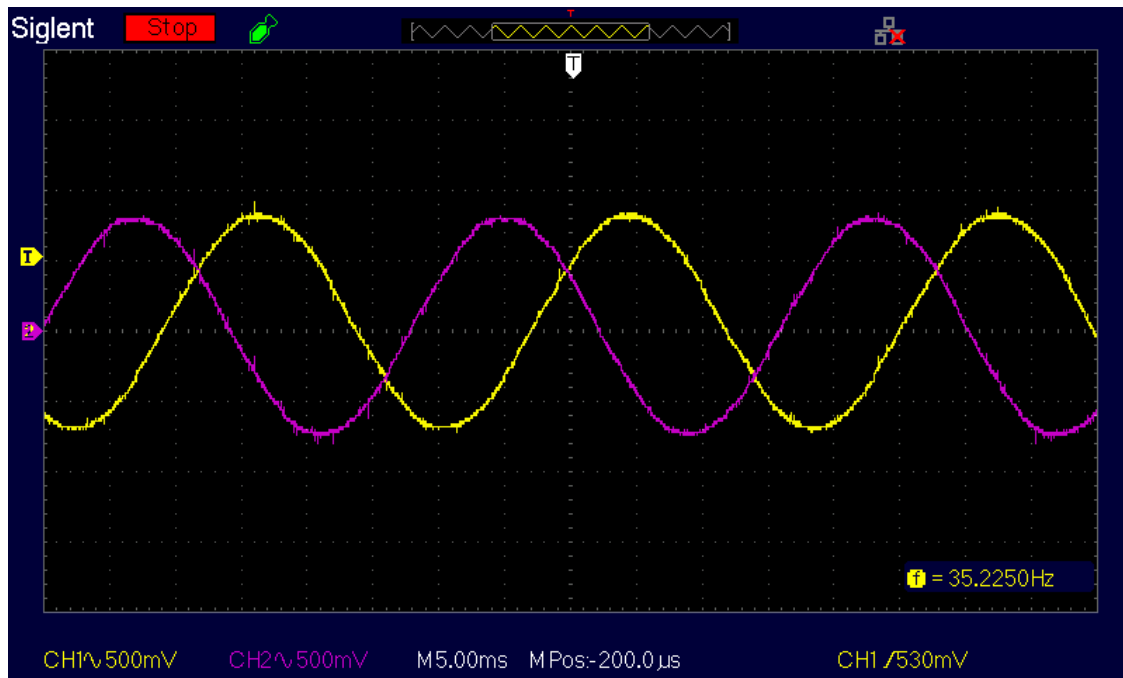
Εικόνα 130: Φόρτιση συστοιχίας υπερπυκνωτών συνδεδεμένη στην Τοπολογία 2 του μετατροπέα πολλαπλών εισόδων, με τιμή ρυθμισμένη από τον ελεγκτή στο -1A (CH2: 1A/div).



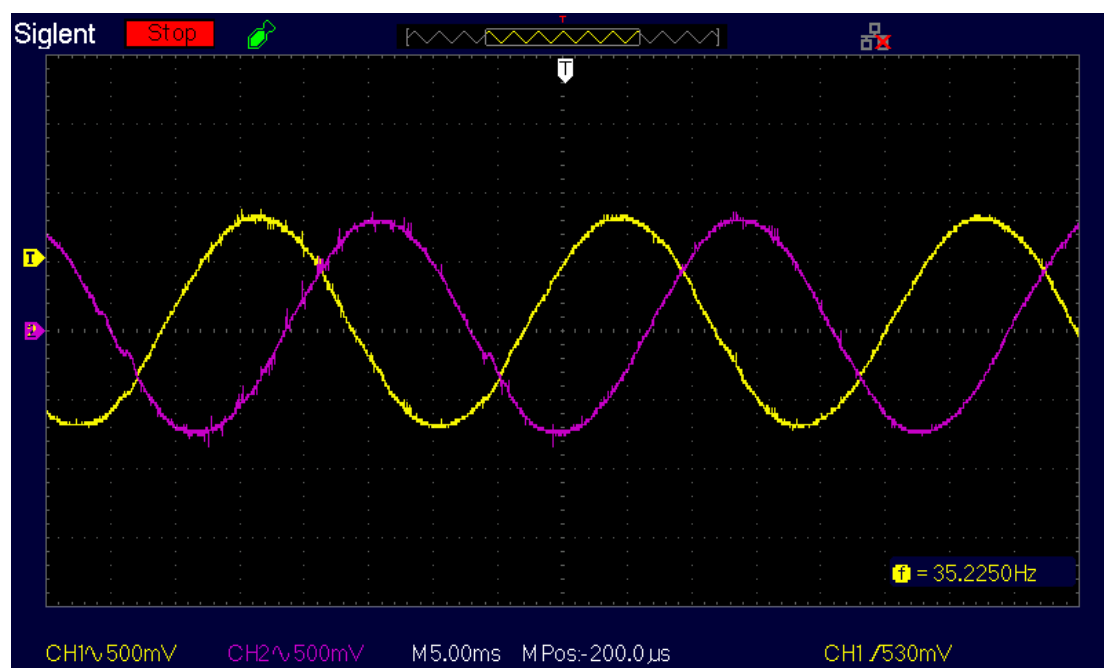
Εικόνα 131: Φόρτιση συστοιχίας υπερπυκνωτών συνδεδεμένη στην Τοπολογία 1 του μετατροπέα πολλαπλών εισόδων, με τιμή ρυθμισμένη από τον ελεγκτή στο $-1A$ (CH2: $1A/div$).



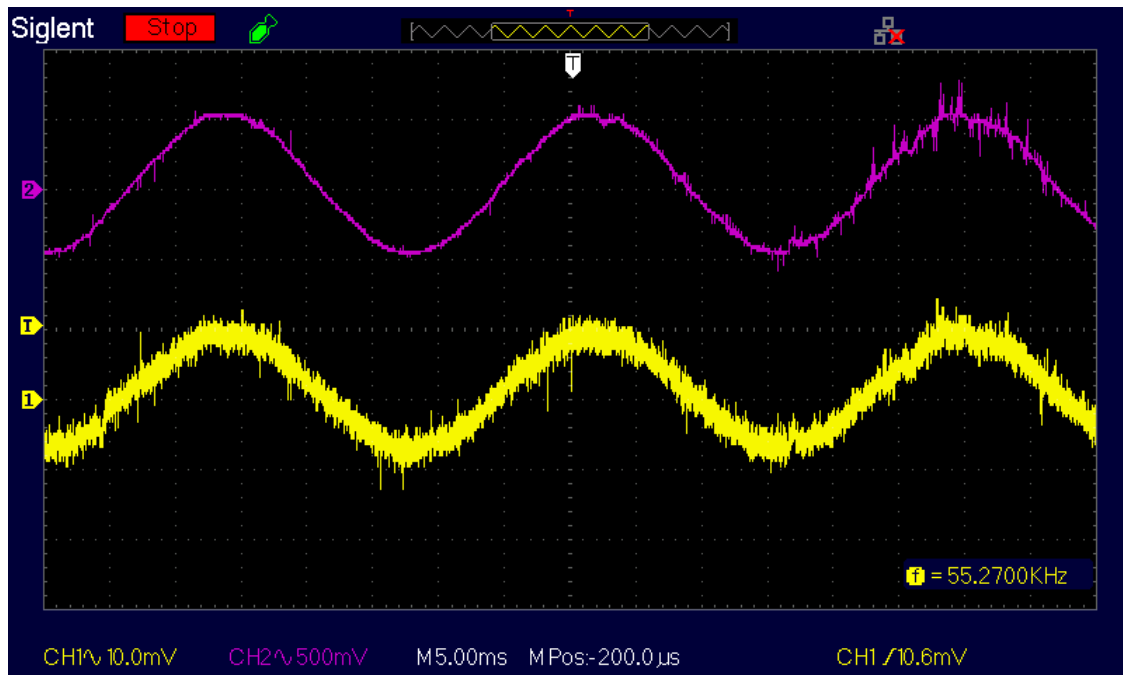
Εικόνα 132: Εκφόρτιση ηλεκτρικού οχήματος με τιμή ρυθμισμένη από τον ελεγκτή στο $0.5A$ (CH2: $1A/div$).



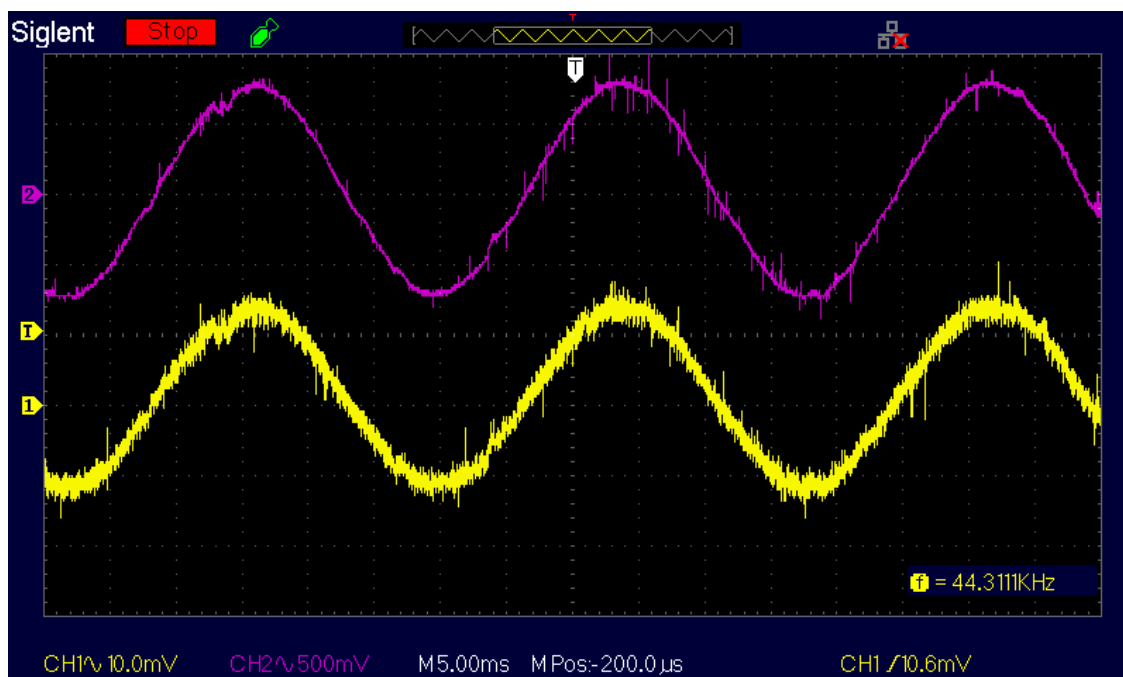
Εικόνα 133: Τάση στην φάση A και B στην έξοδο του αντιστροφέα σε μη-διασυνδεδεμένη λειτουργία με τιμή ρυθμισμένη από τον ελεγκτή στα 15V_{pk} (CH1: 10V/div, CH2: 10V/div).



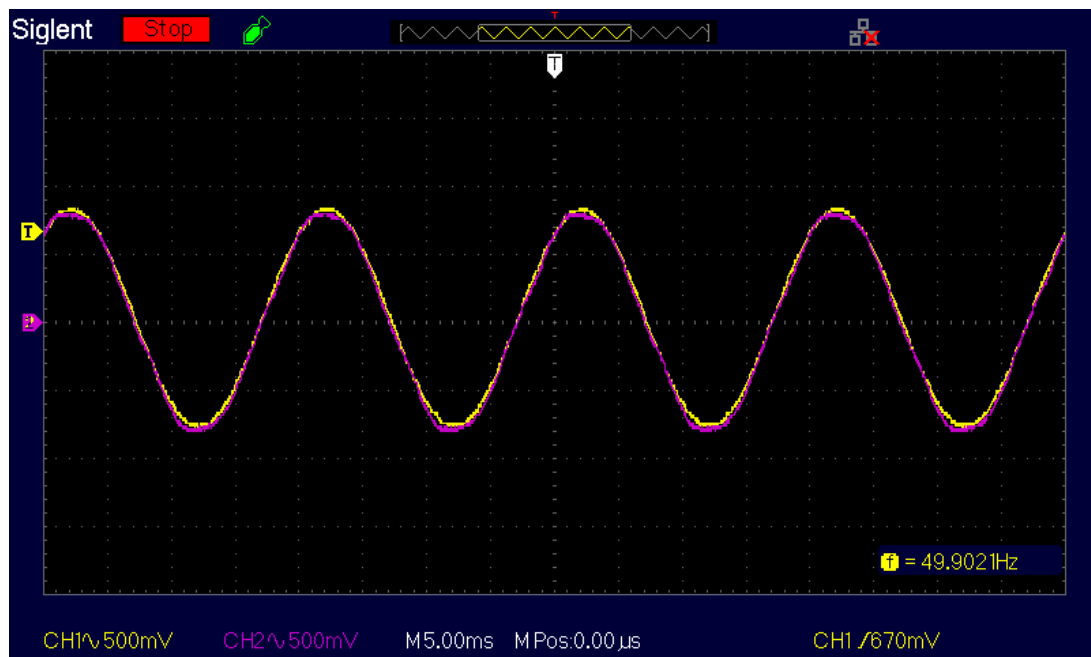
Εικόνα 134: Τάση στην φάση A και Γ στην έξοδο του αντιστροφέα σε μη-διασυνδεδεμένη λειτουργία με τιμή ρυθμισμένη από τον ελεγκτή στα 15V_{pk} (CH1: 10V/div, CH2: 10V/div).



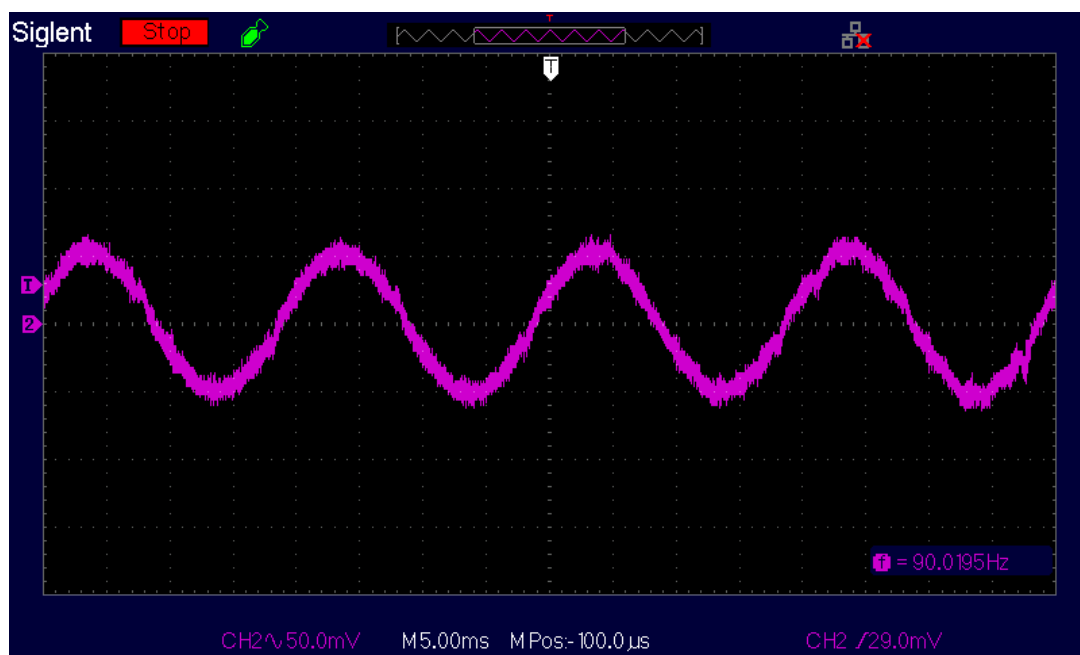
Εικόνα 135: Τάση και ρεύμα στην έξοδο του αντιστροφέα σε μη-διασυνδεδεμένη λειτουργία, φάση A με τιμή ρυθμισμένη από τον ελεγκτή στα 1 Apk (CH1: 10V/div, CH2: 1A/div).



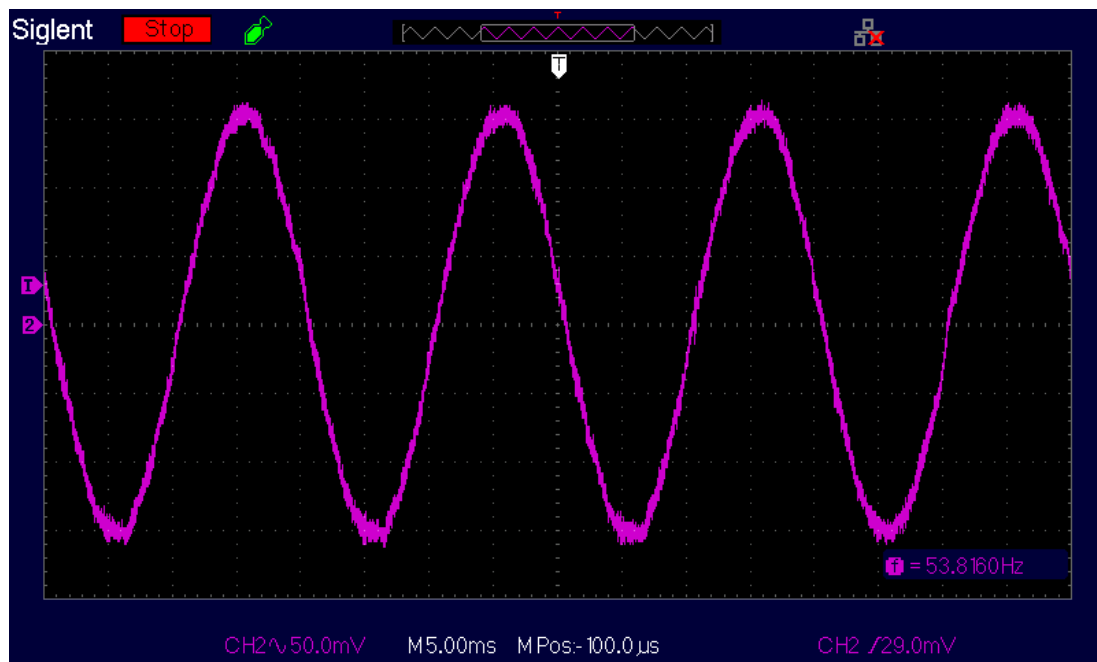
Εικόνα 136: Τάση και ρεύμα στην έξοδο του αντιστροφέα σε μη-διασυνδεδεμένη λειτουργία, φάση A με τιμή ρυθμισμένη από τον ελεγκτή στα 1.5 Apk (CH1: 10V/div, CH2: 1A/div).



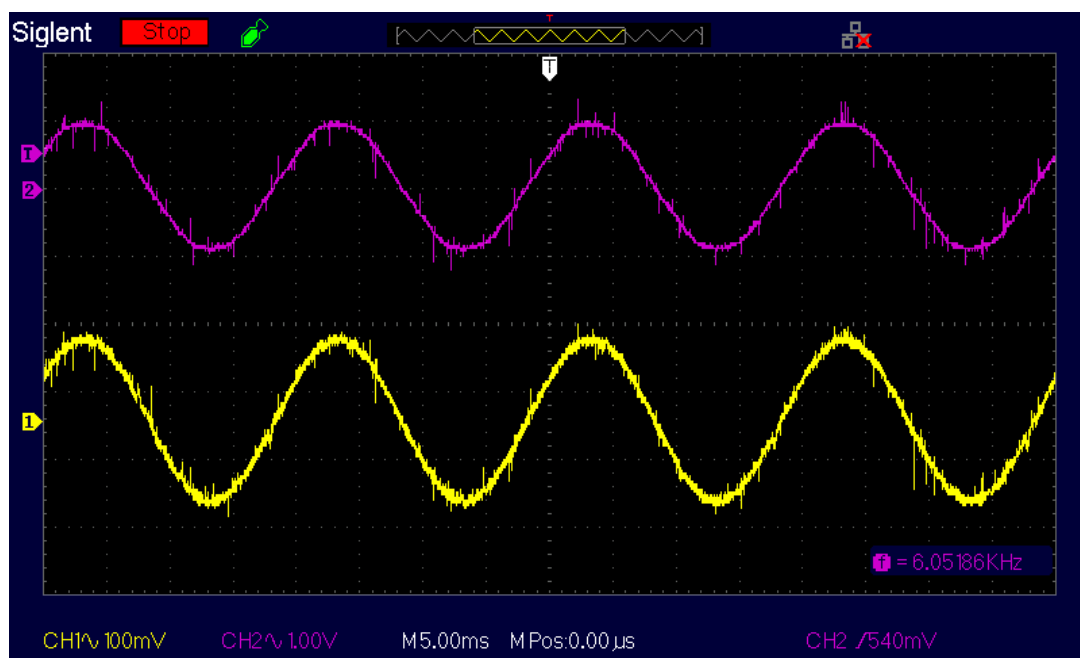
Εικόνα 137: Λειτουργία τριφασικού PLL για σύνδεση με το δίκτυο. Με κίτρινο απεικονίζεται η έξοδος του PLL (CH1: 500mV/div) του συστήματος ελέγχου και με μωβ η τάση του δικτύου (CH2: 10V/div).



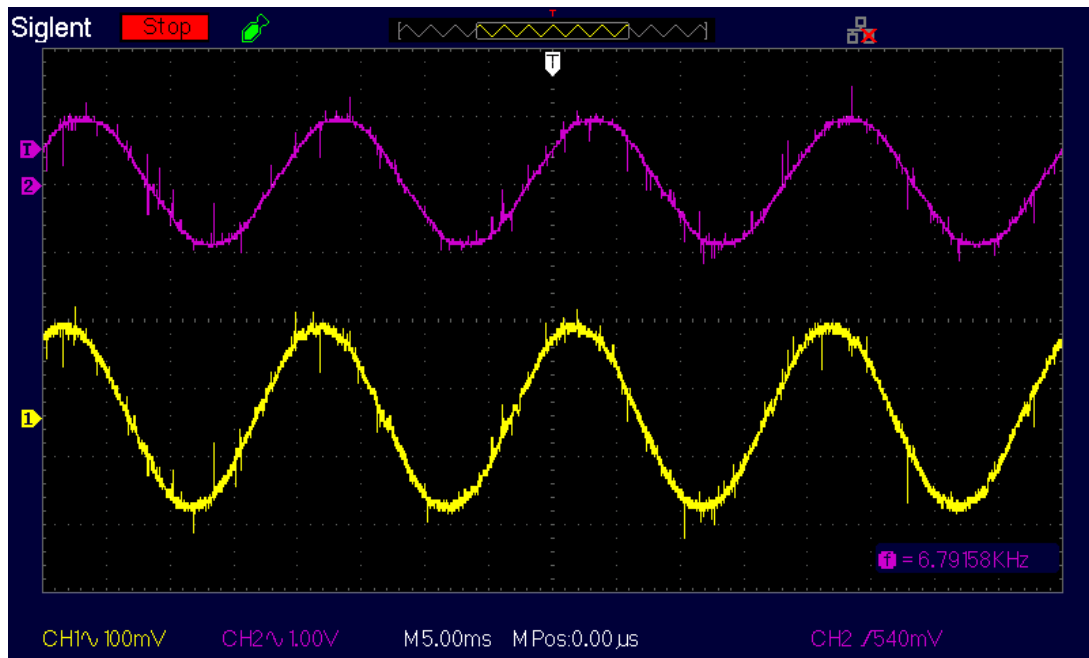
Εικόνα 138: Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα σε διασυνδεδεμένη λειτουργία με τιμή ρυθμισμένη από τον ελεγκτή στο 1A_{pk} (CH2: 1A/div).



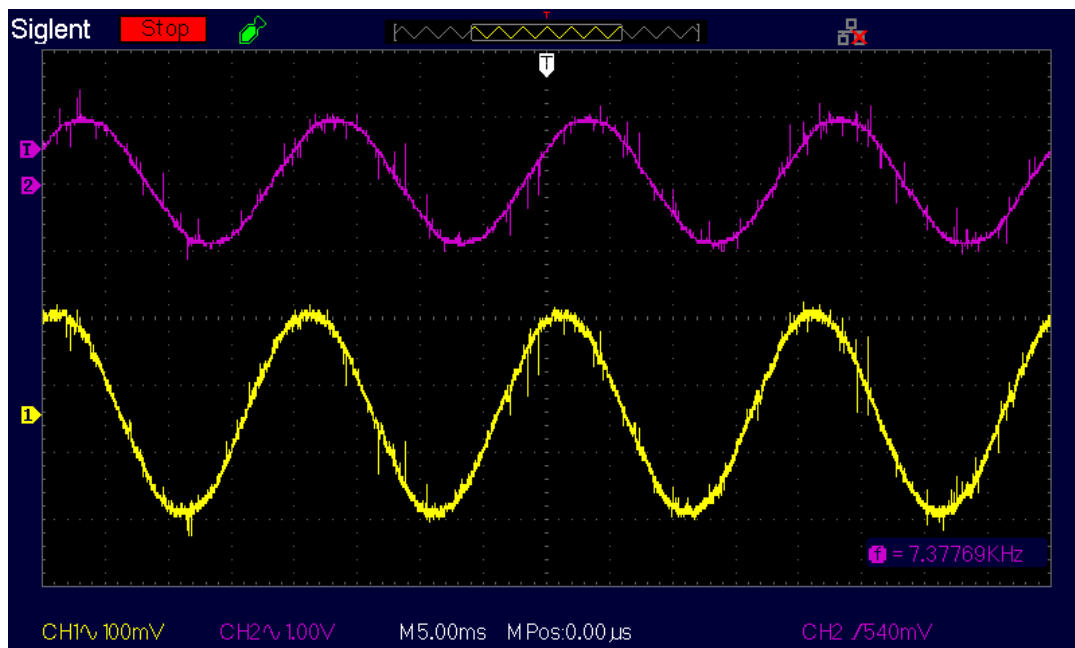
Εικόνα 139: Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα σε διασυνδεδεμένη λειτουργία ρυθμισμένο στα 3A_{pk} (CH2: 1A/div)



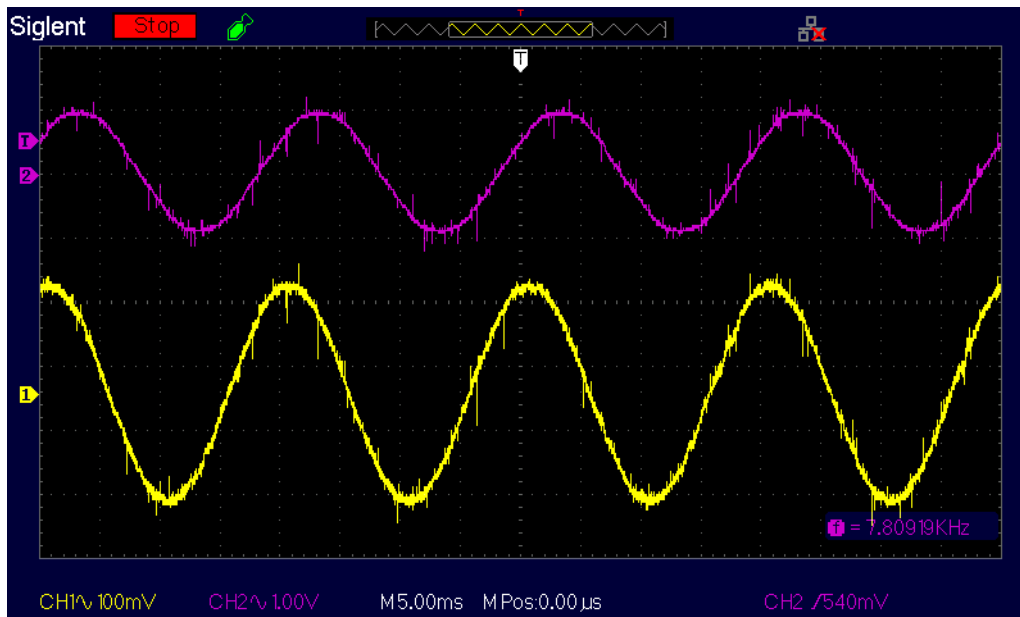
Εικόνα 140: Τάση και ρεύμα στην έξοδο του αντιστροφέα, d συνιστώσα ρεύματος $I_d = 2$ A_{pk} και q συνιστώσα ρεύματος $I_q = 0$ A_{pk} (CH1: 20V/div, CH2: 1A/div).



Εικόνα 141: Τάση και ρεύμα στην έξοδο του αντιστροφέα, d συνιστώσα ρεύματος $I_d = 2 \text{ Apk}$ και q συνιστώσα ρεύματος $I_q = 1 \text{ Apk}$ (CH1: 20V/div, CH2: 1A/div).

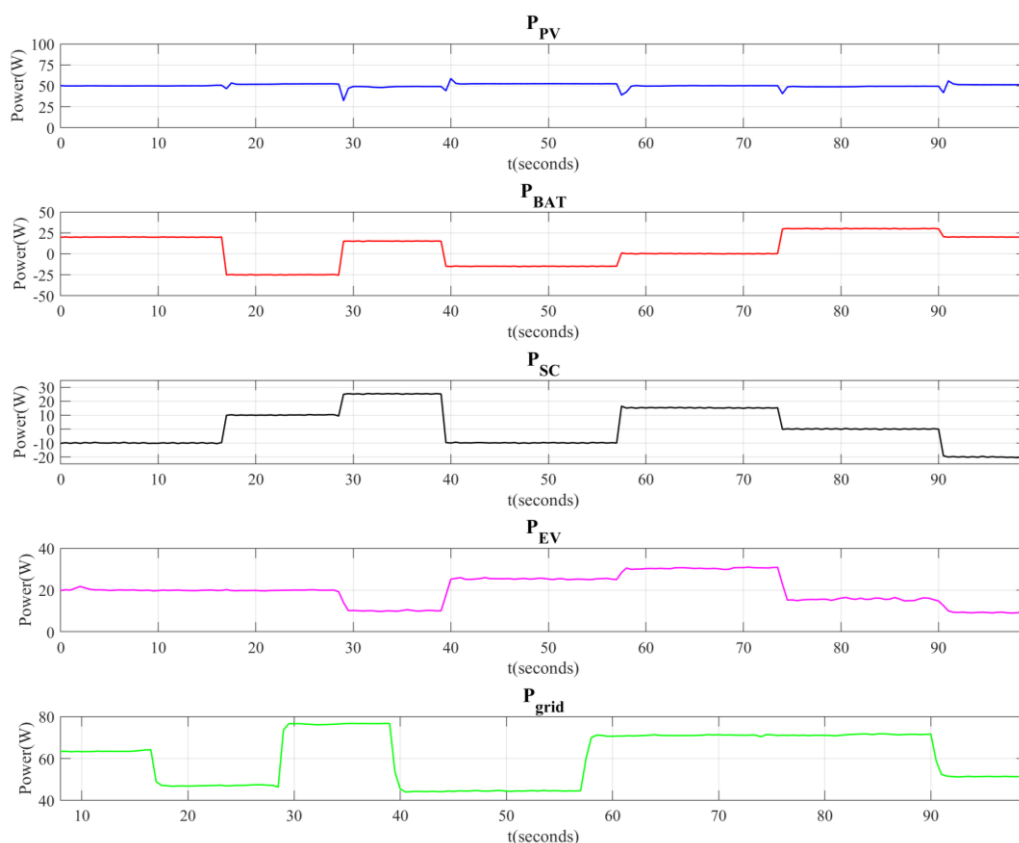


Εικόνα 142: Τάση και ρεύμα στην έξοδο του αντιστροφέα, d συνιστώσα ρεύματος $I_d = 2 \text{ Apk}$ και q συνιστώσα ρεύματος $I_q = 1.5 \text{ Apk}$ (CH1: 20V/div, CH2: 1A/div).



Εικόνα 143: Τάση και ρεύμα στην έξοδο του αντιστροφέα, d συνιστώσα ρεύματος $I_d = 2 \text{ Ark}$ και q συνιστώσα ρεύματος $I_q = 2 \text{ Ark}$ (CH1: 20V/div, CH2: 1A/div).

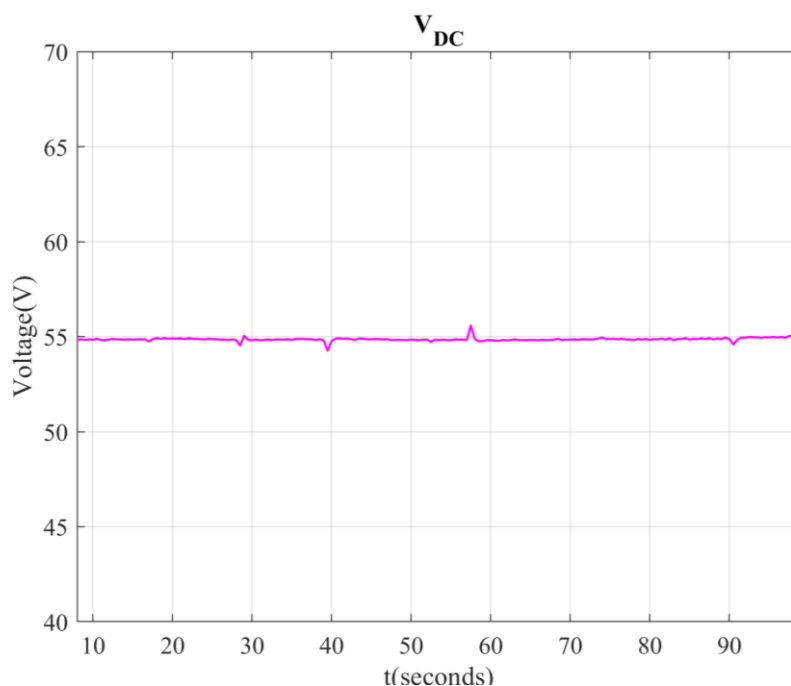
10.3 Απόκριση της μονάδας ελέγχου σε εναλλαγές ροών ισχύος.



Εικόνα 144: Πειραματικά αποτελέσματα διαφόρων ροών ισχύος του μετατροπέα πολλαπλών εισόδων.

Στην συνέχεια ακολουθούν μετρήσεις του κυκλώματος της **Τοπολογίας 1**, σε διασυνδεδεμένη λειτουργία για επτά διαφορετικές καταστάσεις λειτουργίας. Στην **Εικόνα 144** απεικονίζονται τα αποτελέσματα διαφόρων ροών ισχύος όπως εφαρμόστηκαν από τον ελεγκτή πραγματικού χρόνου. Κατά την εναλλαγή των ροών, η ισχύς του φωτοβολταϊκού παραμένει σταθερή στο σημείο μέγιστης ισχύος. Όπως φαίνεται στην **Εικόνα 145** η τάση του DC-link διατηρείται σταθερή στην τιμή που υποδεικνύει ο MPPT αλγόριθμος.

Τα δεδομένα λήφθηκαν μέσω σειριακής επικοινωνίας του μικροελεγκτή με τον υπολογιστή σύμφωνα με τις μετρήσεις που λαμβάνουν τα μετρητικά του κυκλώματος και διαβάζονται από τους ADCs.

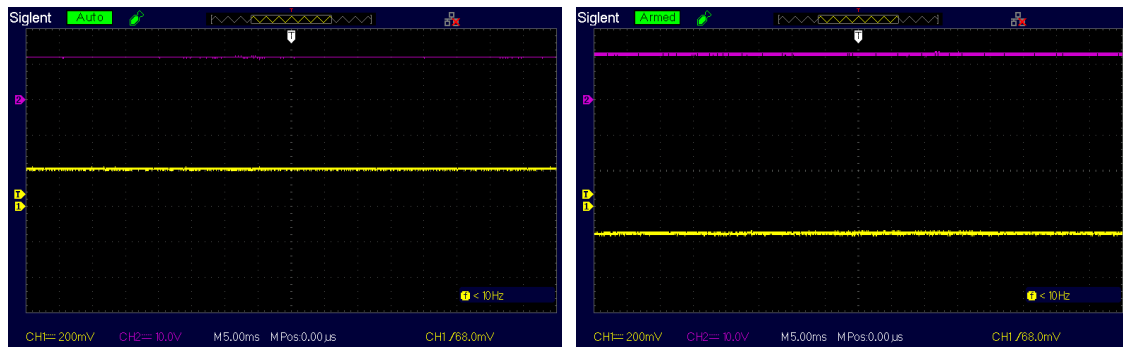


Εικόνα 145: Τάση στο DC-link κατά την διάρκεια των μεταβολών των ροών ισχύος στην είσοδο του μετατροπέα πολλαπλών εισόδων.

Στην συνέχεια ακολουθούν screenshots από τον παλμογράφο που απεικονίζουν την τάση και το ρεύμα κάθε εισόδου και της εξόδου, για τις επτά διαφορετικές καταστάσεις λειτουργίας (**Πίνακας 4**).

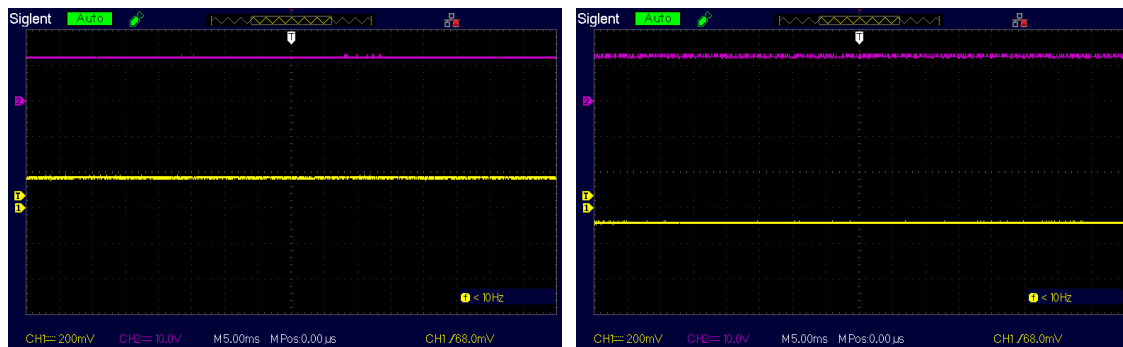
Πίνακας 4: Τιμές ισχύος των πηγών εισόδου για κάθε κατάσταση λειτουργίας του μετατροπέα πολλαπλών εισόδων

Κατάσταση #	P_{bat} (W)	P_{ev} (W)	P_{sc} (W)
1	20	20	-10
2	-25	20	10
3	15	10	25
4	-15	25	-10
5	0	30	15
6	30	15	0
7	20	10	-20



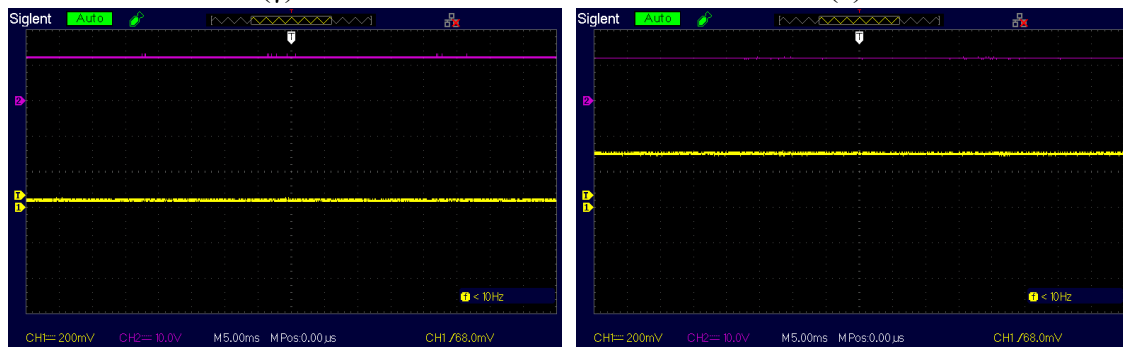
(α)

(β)



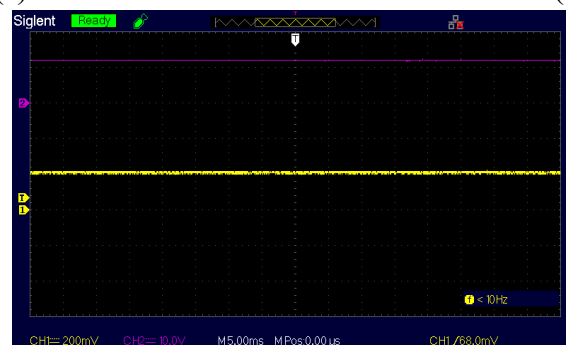
(γ)

(δ)



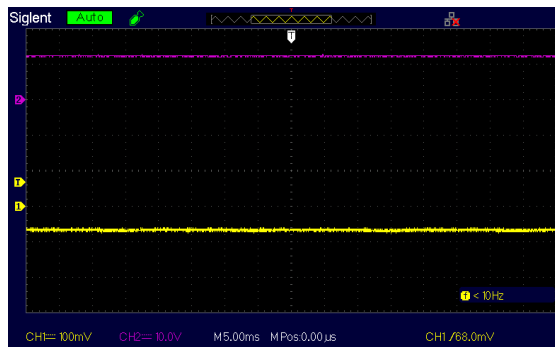
(ε)

(σ)

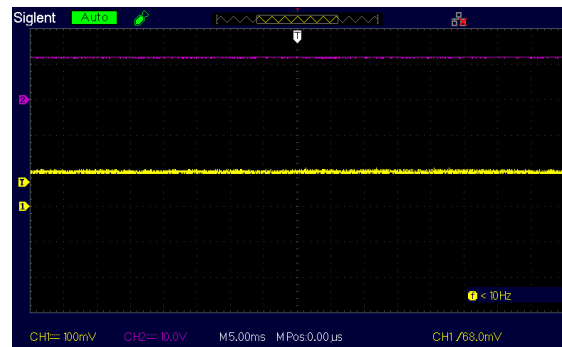


(ζ)

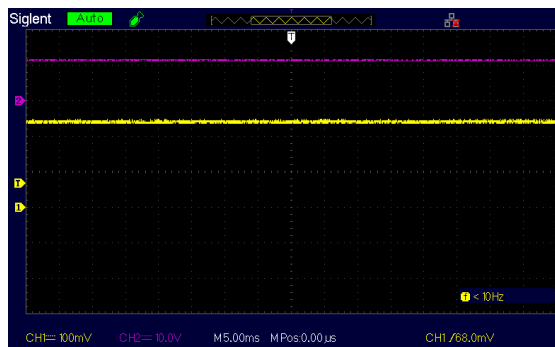
Εικόνα 146: Τάση και ρεύμα μπαταρίας κατά τις επτά καταστάσεις λειτουργίας (CH1: 2A/div, CH2: 10V/div).



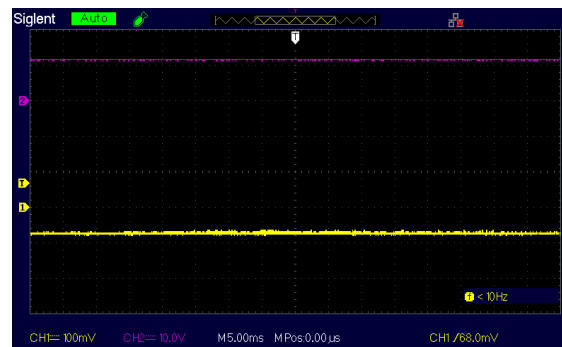
(α)



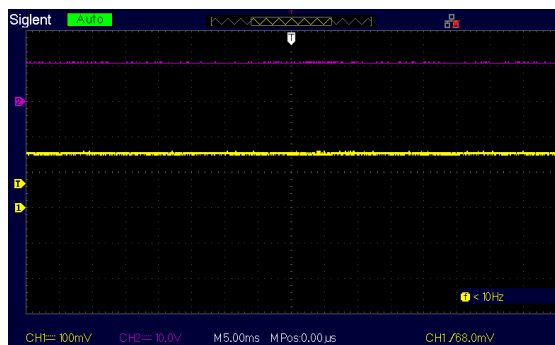
(β)



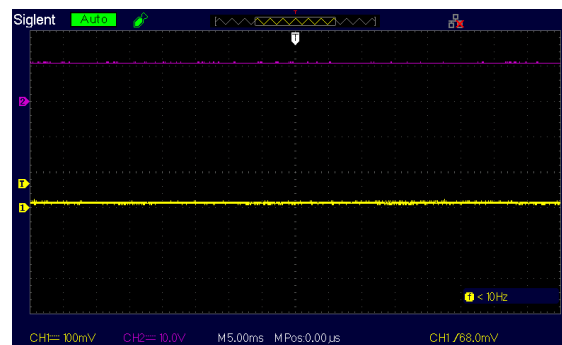
(γ)



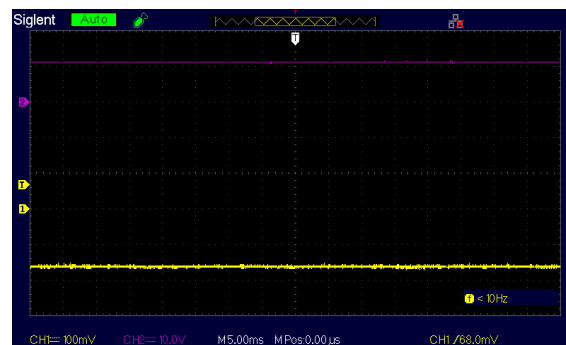
(δ)



(ε)

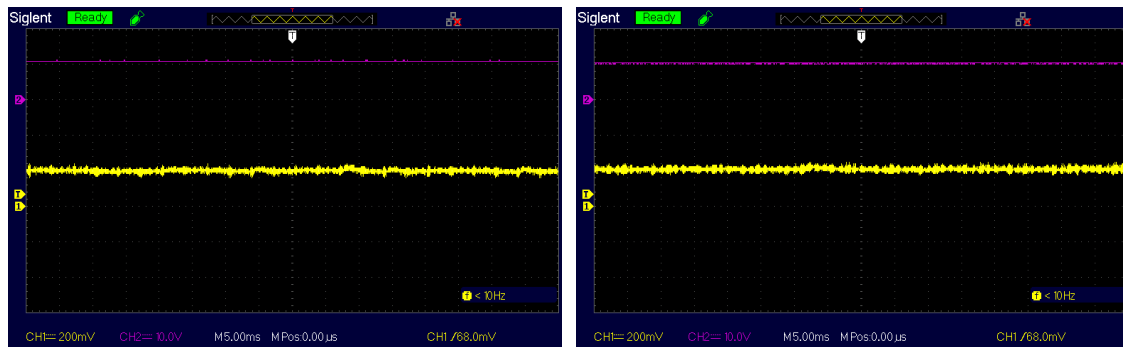


(στ)



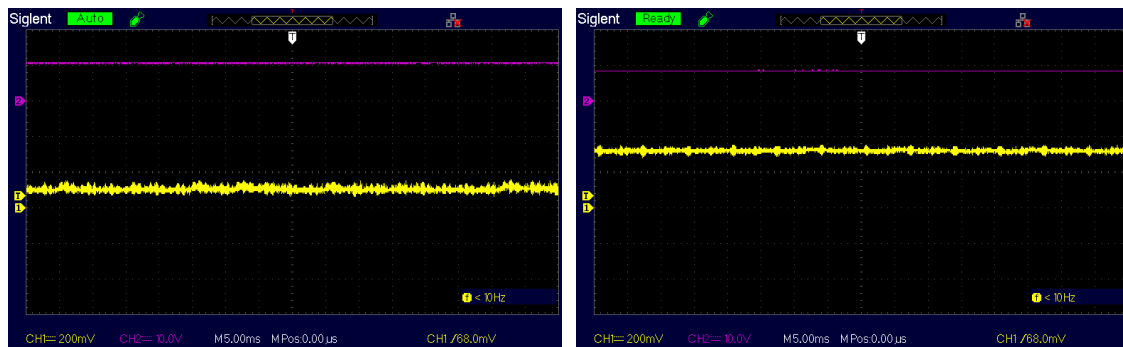
(ζ)

Εικόνα 147: Τάση και ρεύμα της συστοιχίας υπερπυκνωτών κατά τις επτά καταστάσεις λειτουργίας (CH1: 2A/div, CH2: 10V/div).



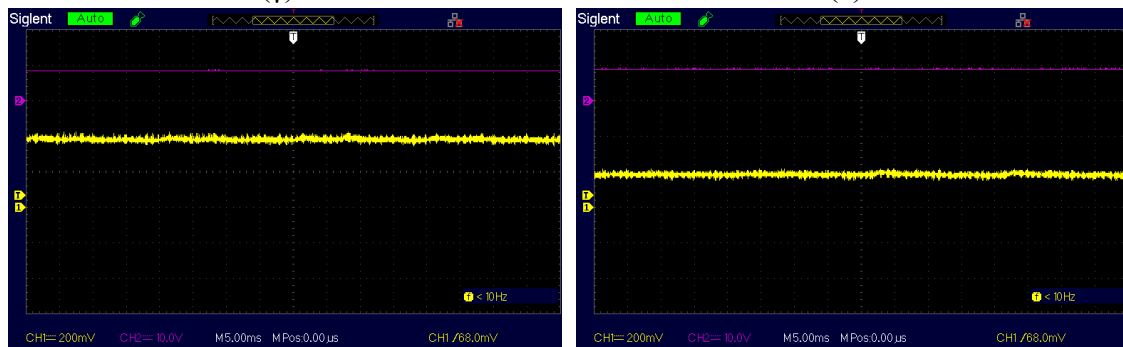
(α)

(β)



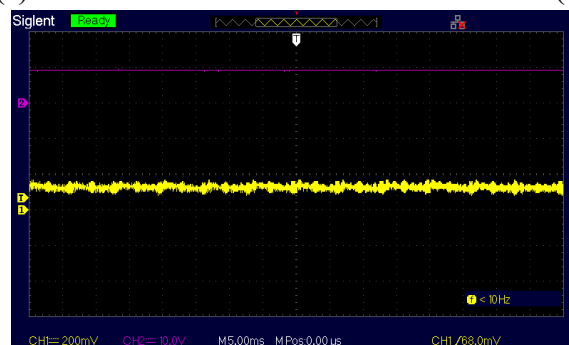
(γ)

(δ)



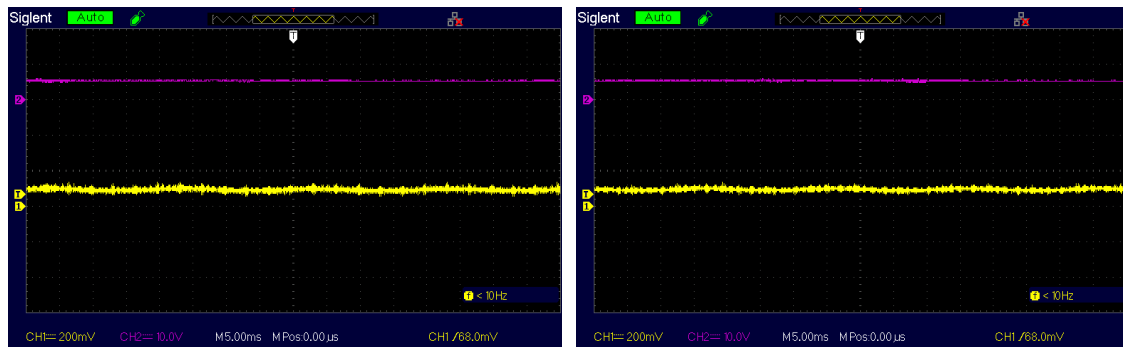
(ε)

(στ)



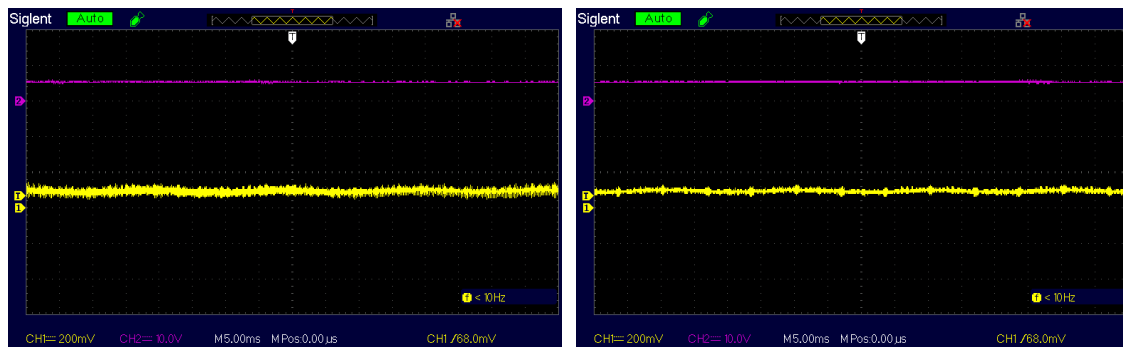
(ζ)

Εικόνα 148: Τάση και ρεύμα του ηλεκτρικού οχήματος κατά τις επτά καταστάσεις λειτουργίας (CH1: 2A/div, CH2: 10V/div).



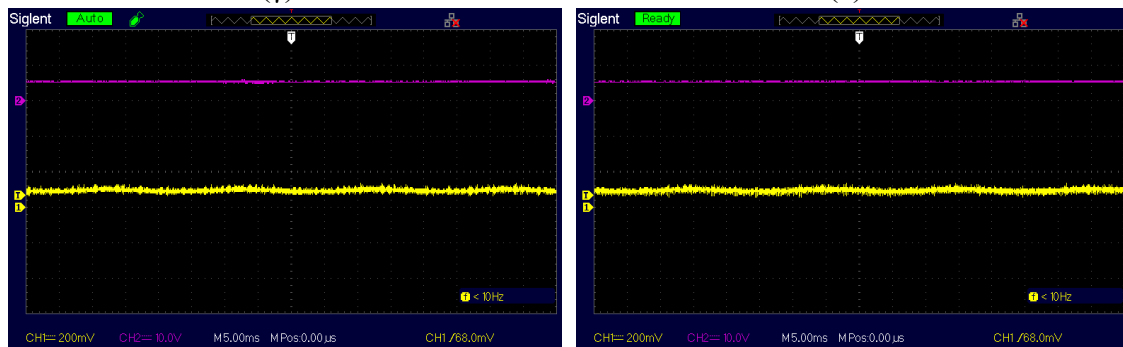
(α)

(β)



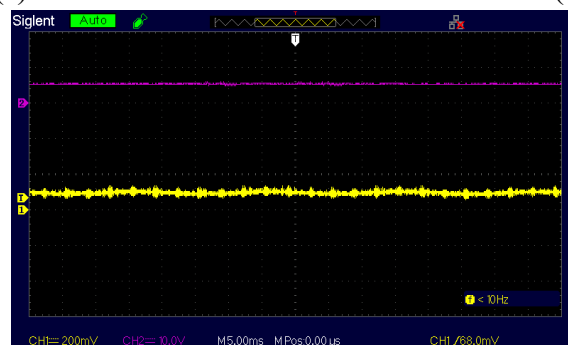
(γ)

(δ)



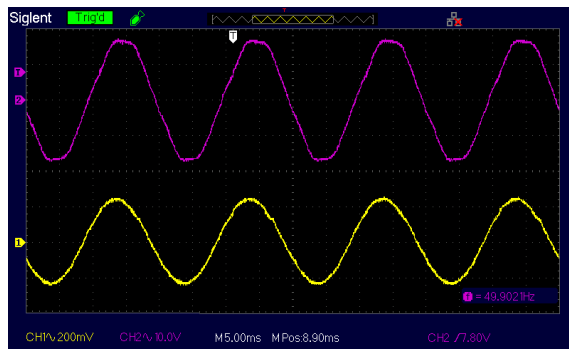
(ε)

(στ)

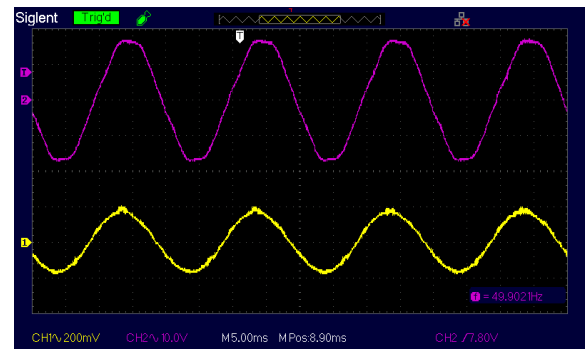


(ζ)

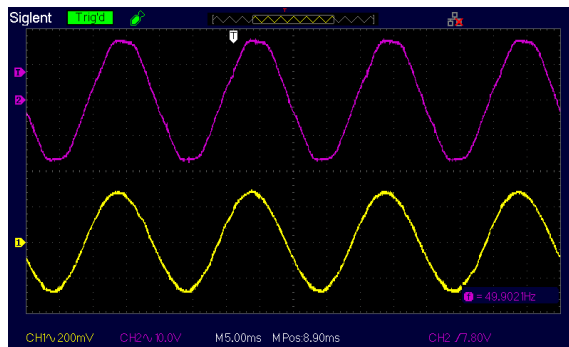
Εικόνα 149: Τάση και ρεύμα της φωτοβολταϊκής συστοιχίας κατά τις επτά καταστάσεις λειτουργίας (CH1: 2A/div, CH2: 100V/div).



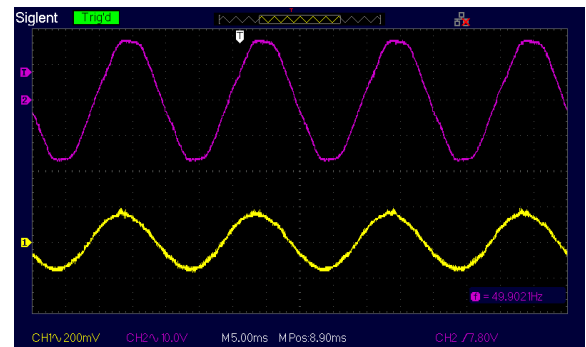
(α)



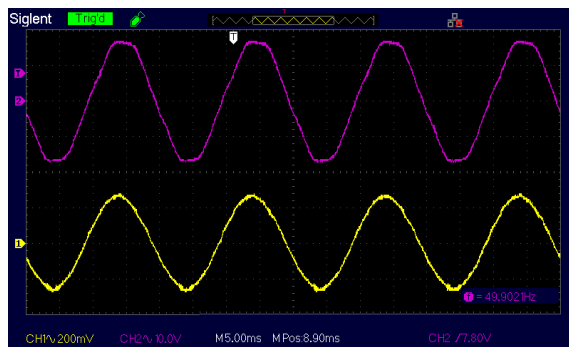
(β)



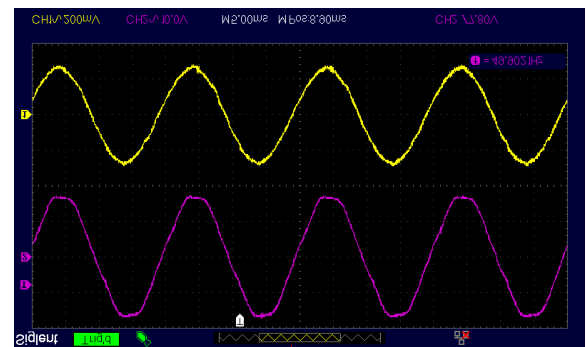
(γ)



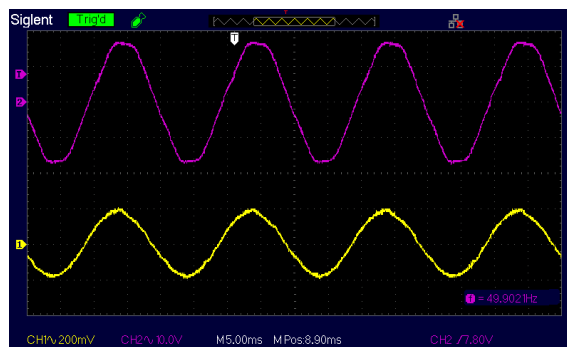
(δ)



(ε)



(στ)



(ζ)

Εικόνα 150: Τάση και ρεύμα στην έξοδο του αντιστροφέα κατά τις επτά καταστάσεις λειτουργίας (CH1: 2A/div, CH2: 100V/div).

11. Συμπεράσματα – Προτάσεις

Η μεγάλη διείσδυση των μονάδων διεσπαρμένης παραγωγής που συνδέονται σε χαμηλή τάση θα επιφέρει σημαντικά προβλήματα ευστάθειας και αξιοπιστίας στο ηλεκτρικό δίκτυο, εάν η ένταξή τους γίνει με αυθαίρετο τρόπο. Απαραίτητη προϋπόθεση για την ομαλή ενσωμάτωση των μονάδων ΔΠ με το ηλεκτρικό δίκτυο είναι η κατάλληλη απόκρισή τους σε περιπτώσεις σφάλματος. Επιπλέον, πολύ σημαντική είναι προσθήκη μονάδων αποθήκευσης σε συνδυασμό με τις μονάδες ΔΠ, ιδιαίτερα όταν πρόκειται για φωτοβολταϊκή παραγωγή, που είναι η πιο διαδεδομένη μορφή ΑΠΕ σε χαμηλή τάση. Για την επίλυση αυτών των προβλημάτων, απαραίτητη είναι η ανάπτυξη κατάλληλων ηλεκτρονικών μετατροπών ισχύος για την διασύνδεση των μονάδων ΑΠΕ με το ηλεκτρικό δίκτυο που μπορούν να υποστηρίξουν την σύνδεση πολλαπλών πηγών και εξασφαλίζουν χαμηλές απώλειες και υψηλή ποιότητα ισχύος. Επιπλέον, απαραίτητη είναι και η κατασκευή αποδοτικών αλγορίθμων για την βέλτιστη διαχείριση της ισχύος και την απόκριση των μονάδων σε περιπτώσεις σφάλματος.

Για τον λόγο αυτό, στην παρούσα μεταπτυχιακή διατριβή αναπτύχθηκε μία μονάδα ελέγχου πραγματικού χρόνου για τον έλεγχο της λειτουργίας ενός μετατροπέα ισχύος πολλαπλών εισόδων. Ο ελεγκτής που κατασκευάστηκε μπορεί να λειτουργήσει τον μετατροπέα σε μη-διασυνδεδεμένη λειτουργία, ρυθμίζοντας κατάλληλα το ισοζύγιο ισχύος μεταξύ των εισόδων του, παρέχοντας ταυτόχρονα την απαραίτητη ισχύ στο τοπικό φορτίο. Μπορεί επιπλέον να λειτουργήσει τον μετατροπέα σε διασυνδεδεμένη λειτουργία εξασφαλίζοντάς την μέγιστη ισχύ της φωτοβολταϊκής συστοιχίας μέσω κατάλληλου αλγορίθμου MPPT και ρυθμίζοντας την ροή ισχύος των υπόλοιπων πηγών όπως υποδεικνύει το σύστημα διαχείρισης ενέργειας. Επιπλέον, η μονάδα ελέγχου είναι ικανή να ανταποκριθεί σε περιπτώσεις σφάλματος συχνότητας ή τάσης παρέχοντας την κατάλληλη ενεργό ή άεργο ισχύ αντίστοιχα. Τέλος, ρυθμίζοντας κατάλληλα την ροή μεταξύ των εισόδων, η μονάδα ελέγχου επιτρέπει στον μετατροπέα να παραμένει συνδεδεμένος στο ηλεκτρικό δίκτυο σε περίπτωση μεγάλης βύθισης τάσης εντός συγκεκριμένων χρονικών ορίων, σύμφωνα με διεθνή πρότυπα. Ο ελεγκτής που κατασκευάστηκε υλοποιεί όλες τις παραπάνω λειτουργίες για δύο εναλλακτικές τοπολογίες του μετατροπέα πολλαπλών εισόδων. Η ορθή λειτουργία της μονάδας ελέγχου επιβεβαιώθηκε σε επίπεδο προσομοίωσης και επίσης εφαρμόστηκε σε εργαστηριακό πρωτότυπο μέσω μικροελεγκτή.

Τα αποτελέσματα που προκύπτουν από τις μετρήσεις, αποδεικνύουν την αποτελεσματικότητα του αλγορίθμου στην ρύθμιση όλων των δυνατών ροών ισχύος μεταξύ των πηγών του μετατροπέα σε διασυνδεδεμένη ή μη διασυνδεδεμένη λειτουργία, επιτυγχάνοντας υψηλή ποιότητα ισχύος και προσφέροντας παράλληλα βοηθητικές υπηρεσίες στο δίκτυο, εφόσον αυτό ζητείται. Τέλος, με την εφαρμογή της μονάδας ελέγχου σε ένα εργαστηριακό πρωτότυπο αποδείχθηκε η δυνατότητα υλοποίησής του αλγορίθμου σε ένα πραγματικό σύστημα.

Λόγω τεχνικών περιορισμών η δυνατότητα παροχής υπηρεσιών δοκιμάστηκε μόνο σε επίπεδο προσομοιώσεων. Μία μελλοντική επέκταση της παρούσας διατριβής θα μπορούσε να είναι η εφαρμογή των βοηθητικών υπηρεσιών στο εργαστηριακό πρωτότυπο. Μία ακόμα μελλοντική επέκταση θα μπορούσε να είναι η δοκιμή της μονάδας ελέγχου σε ένα πραγματικό κύκλωμα υψηλής ισχύος καθώς παρόλο που ο αλγόριθμος έχει υλοποιηθεί σε επίπεδο προσομοίωσης δεν έχει δοκιμαστεί σε πραγματικό κύκλωμα. Τέλος, η μονάδα ελέγχου που

υλοποιήθηκε θα μπορούσε να τροποποιηθεί με τέτοιο τρόπο έτσι ώστε να μπορεί να λειτουργήσει σε μία μονοφασική έκδοση του μετατροπέα που περιγράφηκε.

12. Βιβλιογραφία

- [1] Δ. Βογλίτσης, «Διδακτορική Διατριβή: Διερεύνηση της Λειτουργίας Αντιστροφών για τη Διασύνδεση Διεσπαρμένων Μονάδων Παραγωγής με το Δίκτυο Χαμηλής Τάσης,» 2018.
- [2] Ι. Περπινιάς, «Διδακτορική Διατριβή: Συμβολή στο Σχεδιασμό Ηλεκτρονικών Μετατροπέων Ισχύος για Διασυνδεδεμένα με το Δίκτυο Χαμηλής Τάσης Φωτοβολταϊκά Συστήματα,» 2016.
- [3] A. Timbus, M. Liserre and R. Teodorescu, "Evaluation of Current Controllers for Distributed Power Generation Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 3, pp. 654-664, March 2009.
- [4] M. Liserre, A. Dell'Aquila and F. Blaabjerg, "Design and control of a three-phase active rectifier under non-ideal operating conditions," *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344)*, vol. 2, pp. 1181-1188, 2002.
- [5] L. Hassaine, E. OLias, J. Quintero and V. Salas, "Overview of power inverter topologies and control structures for grid connected photovoltaic systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 30, pp. 796-807, 2014.
- [6] F. Karbakhsh, G. B. Gharehpetian, J. Milimonfared and A. Teymoori, "Three phase photovoltaic grid-tied inverter based on feed-forward decoupling control using fuzzy-PI controller," *2016 7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)*, pp. 344-348, 16-18 Feb 2016.
- [7] S. Ozdemir, O. Kaplan, I. Sefa and N. Altin, "Fuzzy PI controlled inverter for grid interactive renewable energy systems," *IET Renewable Power Generation*, vol. 9, April 2015.
- [8] A. Arzani, P. Arunagirinathan and G. K. Venayagamoorthy, "Development of Optimal PI Controllers for a Grid-Tied Photovoltaic Inverter," *2015 IEEE Symposium Series on Computational Intelligence*, pp. 1272-1279, 2015.
- [9] W. Al-Saedi, S. W. Lachowicz and D. Habibi, "An optimal current control strategy for a three-phase grid-connected photovoltaic system using Particle Swarm Optimization," *2011 IEEE Power Engineering and Automation Conference*, pp. 286-290, 2011.
- [10] N. A. Rufa'I, L. Zhang and B. Chong, "Comparison of PI and PR Controllers with Adaptive Notch Filter for LCL Filtered Grid-Tie Converters under Weak Grid," *2019 IEEE PES/IAS PowerAfrica*, pp. 650-655, 2019.
- [11] M. Althobaiti, M. Armstrong, A. Elgendy and F. Mulolani, "Three-phase grid connected PV inverters using the proportional resonance controller," *2016 IEEE 16th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*, pp. 1-6, 7-10 June 2016.

- [12] H. Khalfalla, S. Ethni, M. Al-Greer, V. Pickert and M. A. V. T. Phan, "An adaptive proportional resonant controller for single phase PV grid connected inverter based on band-pass filter technique," *2017 11th IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering*, pp. 436-441, 4-6 April 2017.
- [13] O. Husev, C. Roncero-Clemente, E. Makovenko, S. P. Pimentel, D. Vinnikov and J. Martins, "Optimization and Implementation of the Proportional-Resonant Controller for Grid-Connected Inverter With Significant Computation Delay," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 2, pp. 1201-1211, Feb. 2020.
- [14] B. A. Francis and W. M. Wonham, "The internal model principle of control theory," *Automatica*, vol. 12, p. 457-465, 1976.
- [15] Y. Yang, K. Zhou and F. Blaabjerg, "Harmonics suppression for single-phase grid-connected PV systems in different operation modes," *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 889-896, 17-21 March 2013.
- [16] S. J. Pinto and G. Panda, "Wavelet technique based islanding detection and improved repetitive current control for reliable operation of grid-connected PV systems," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 67, pp. 39-51, May 2015.
- [17] Y. Yang, K. Zhou, H. Wang and F. Blaabjerg, "Harmonics mitigation of dead time effects in PWM converters using a repetitive controller," *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1479-1486, 15-19 March 2015.
- [18] Y. Yang, K. Zhou, H. Wang and F. Blaabjerg, "Analysis and Mitigation of Dead-Time Harmonics in the Single-Phase Full-Bridge PWM Converter With Repetitive Controllers," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 5, pp. 5343-5354, Sept.-Oct 2018.
- [19] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre and A. V. Timbus, "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 5, pp. 1398-1409, Oct. 2006.
- [20] E. M. Suhara, M. Nandakumar and K. Mathew, "Novel adaptive hysteresis current control of bidirectional three phase PWM converter under reduced switching scheme," *2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, pp. 1-6, 14-17 Dec. 2016.
- [21] S. Vahid, H. Rastegar, S. H. Fathi and G. B. Gharehpetian, "Improving the performance of PV grid interface inverter using the adaptive hysteresis band current controller," *2015 5th International Conference on Computer and Knowledge Engineering (ICCCKE)*, pp. 30-35, 29 Oct. 2015.
- [22] T. Nguyen-Van, R. Abe and K. Tanaka, "A Digital Hysteresis Current Control for Half-Bridge Inverters with Constrained Switching Frequency," *Energies*, vol. 10, no. 10, 2017.
- [23] X. Zhang, L. Tan, J. Xian, H. Zhang and J. Kang, "Direct grid-side current model predictive control for grid-connected inverter with LCL filter," *IET Power Electronics*, vol. 11, no. 15, p. 2450-2460, 2018.
- [24] X. Li, H. Zhang, M. B. Shadmand and R. S. Balog, "Model Predictive Control of a Voltage-

Source Inverter With Seamless Transition Between Islanded and Grid-Connected Operations," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 10, pp. 7906-7918, Oct. 2017.

- [25] I. S. Mohamed, S. Rovetta, T. D. Do, T. Dragicević and A. A. Z. Diab, "A Neural-Network-Based Model Predictive Control of Three-Phase Inverter With an Output LC Filter," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 124737-124749, 2019.
- [26] S. Buso, T. Caldognetto and D. I. Brandao, "Dead-Beat Current Controller for Voltage-Source Converters With Improved Large-Signal Response," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 2, pp. 1588-1596, March-April 2016.
- [27] W. Yao, J. Cui and W. Yao, "Single-Phase Inverter Deadbeat Control with One-Carrier-Period Lag," *Electronics*, vol. 9, no. 1, 14 Jan. 2020.
- [28] K. V. Vidyanandan and N. Senroy, "Primary frequency regulation by deloaded wind turbines using variable droop," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 28, no. 2, pp. 837-846, May 2013.
- [29] G. Yan, S. Liang, Q. Jia and Y. Cai, "Novel adapted de-loading control strategy for PV generation participating in grid frequency regulation," *The Journal of Engineering*, no. 16, p. 3383 – 3387, March 2019.
- [30] X. Lyu, Z. Xu, J. Zhao and K. P. Wong, "Advanced frequency support strategy of photovoltaic system considering changing working conditions,," *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 12, no. 2, pp. 363-370, 2018.
- [31] R. R. Vattigunta, Z. H. Rather and R. Gokaraju, "Fast frequency support from hybrid solar PV and wind power plant," *2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, pp. 1-6, 18-21, Dec. 2018.
- [32] U. Akram and M. Khalid, "A Coordinated Frequency Regulation Framework Based on Hybrid Battery-Ultracapacitor Energy Storage Technologies," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 7310-7320, 2018.
- [33] M. H. Marzebali, M. Mazidi and M. Mohiti, "An adaptive droop-based control strategy for fuel cell-battery hybrid energy storage system to support primary frequency in stand-alone microgrids," *Journal of Energy Storage*, vol. 27, pp. 101127,, 2020.
- [34] M. Chamana and B. H. Chowdhury, "Droop-based control in a photovoltaic-centric microgrid with Battery Energy Storage," *2013 North American Power Symposium (NAPS)*, pp. 1-6, 2013.
- [35] S. Adhikari and F. Li, "Coordinated V-f and P-Q Control of Solar Photovoltaic Generators With MPPT and Battery Storage in Microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, no. 3, pp. 1270-1281, May 2014.
- [36] I. Ranaweera, S. Sanchez and O. Midtgård, "Residential photovoltaic and battery energy system with grid support functionalities," *2015 IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 1-7, 2015.
- [37] R. K. Sarojini, K. Palanisamy, P. Sanjeevikumar and J. B.-H. Nielsen, "Inertia emulation control technique based frequency control of grid-connected single-phase rooftop photovoltaic system with battery and supercapacitor," *IET Renewable Power Generation*, vol. 14, no. 7, pp. 1156-

1163, 2020.

- [38] Á. Molina-García, R. A. Mastromauro, T. García-Sánchez, S. Pugliese, M. Liserre and S. Stasi, "Reactive Power Flow Control for PV Inverters Voltage Support in LV Distribution Networks," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 8, no. 1, pp. 447-456, Jan. 2017.
- [39] H. Li, C. Wen, K.-H. Chao and L.-L. Li, "Research on Inverter Integrated Reactive Power Control Strategy in the Grid-Connected PV Systems," *Energies*, vol. 10, no. 7, 2017.
- [40] J. Krata and T. K. Saha, "Real-Time Coordinated Voltage Support With Battery Energy Storage in a Distribution Grid Equipped With Medium-Scale PV Generation," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, no. 3, pp. 3486-3497, May 2019.
- [41] Y. Shan, J. Hu and J. M. Guerrero, "A Model Predictive Power Control Method for PV and Energy Storage Systems With Voltage Support Capability," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 11, no. 2, pp. 1018-1029, March 2020.
- [42] G. M. Tina, D. Garozzo and P. Siano, "Scheduling of PV inverter reactive power set-point and battery charge/discharge profile for voltage regulation in low voltage networks," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 107, pp. 131-139, May 2019.
- [43] Al-Shetwi, A. Q. Sujod and M. Zahim, "Grid-connected photovoltaic power plants: A review of the recent integration requirements in modern grid codes," *International Journal of Energy Research*, vol. 42, no. 2, pp. 1849-1865, 2018.
- [44] X. Yan, L. Yang and T. Li, "The LVRT Control Scheme for PMSG-Based Wind Turbine Generator Based on the Coordinated Control of Rotor Overspeed and Supercapacitor Energy Storage," *Energies*, vol. 14, no. 2, 2021.
- [45] P. Mohammadi, A. Eskandari, J. Milimonfared, J. S. Moghani and p. 1. ", "LVRT capability enhancement of single-phase grid connected PV array with coupled supercapacitor," *2018 9th Annual Power Electronics, Drives Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, pp. 193-198, 2018.
- [46] M. Y. Worku και M. A. Abido, «Grid-connected PV array with supercapacitor energy storage system for fault ride through,» *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 2901-2906, 2015.
- [47] H. Tian, F. Gao και C. Ma, «Novel low voltage ride through strategy of single-stage grid-tied photovoltaic inverter with supercapacitor coupled,» *Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, pp. 1188-1192, 2012.
- [48] Δ. Παπαστεφανάκης, «Μεταπτυχιακή Εργασία: Σχεδιασμός Διασυνδεδεμένου Τριφασικού Αντιστροφέα και Μελέτη Συμπεριφοράς σε Συνθήκες Σφαλμάτων Δικτύου,» 2018.
- [49] M. G. Judewicz, S. A. González, J. R. Fischer, J. F. Martínez and D. O. Carrica, "Inverter-Side Current Control of Grid-Connected Voltage Source Inverters With LCL Filter Based on Generalized Predictive Control," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 4, pp. 1732-1473, Dec. 2018.
- [50] "LAUNCHXL-F28379D User's Guide," March 2019. [Online]. Available: https://www.ti.com/lit/ug/sprui77c/sprui77c.pdf?ts=1616043715326&ref_url=https%253A%252

F%252Fwww.google.com%252F.

- [51] D. Cottier, "Application Report: ADC Input Circuit Evaluation for C2000 MCUs," [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/an/spract6/spract6.pdf?ts=1660705932409>.
- [52] «Reference Guide: TMS320x280x, 2801x, 2804x Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) Module,» Jul. 2009. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ug/spru791f/spru791f.pdf>.