



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ & ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

**Βέλτιστος Γραμμικός Ελεγκτής για τη Μονοφασική
Διακοπτική Ανορθωτική Διάταξη Δύο Αλληλένδετων
Βαθμίδων & Πέντε Επιπέδων**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Αναστάσιος Α.Θάνος

Επιβλέπων : Στέφανος Ν.Μανιάς, Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2012



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ & ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

**Βέλτιστος Γραμμικός Ελεγκτής για τη Μονοφασική
Διακοπτική Ανορθωτική Διάταξη Δύο Αλληλένδετων
Βαθμίδων & Πέντε Επιπέδων**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Αναστάσιος Α.Θάνος

Επιβλέπων : Στέφανος Ν.Μανιάς, Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 24^η Οκτωβρίου 2012.

.....
Στέφανος Ν.Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Σταύρος Α.Παπαθανασίου
Επ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Νικόλαος Γ.Μαράτος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2012

.....

Αναστάσιος Α.Θάνος

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

Copyright © Αναστάσιος Α.Θάνος, 2012

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η σχεδίαση ενός γραμμικού τετραγωνικού ελεγκτή για τη μονοφασική διακοπτική ανορθωτική διάταξη με δύο αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας και πέντε επίπεδα τάσης. Η εν λόγω τοπολογία ανήκει στους μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων τάσης. Οι μετατροπείς αυτοί, εν αντιθέσει με τους συμβατικούς μετατροπείς δύο επιπέδων, μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε εφαρμογές ΜΤ και υψηλής ισχύος χρησιμοποιώντας διαθέσιμα συμβατικά διακοπτικά στοιχεία μέσης ισχύος. Κύριο γνώρισμά τους είναι η παραγωγή κυματομορφών τάσης διαμορφωμένων από περισσότερα επίπεδα, οι οποίες προσεγγίζουν ακόμη πιστότερα την ημιτονοειδή καμπύλη. Ο προτεινόμενος ελεγκτής είναι ένας γραμμικός ελεγκτής ανατροφοδότησης κατάστασης ο οποίος βασίζεται στη γενικότερη θεωρία του βέλτιστου ελέγχου, και συγκεκριμένα στην ελαχιστοποίηση μίας τετραγωνικής συνάρτησης κόστους απείρου ορίζοντα που αφορά τις μεταβλητές κατάστασης και τις εισόδους ελέγχου του συστήματος. Για τις ανάγκες της σχεδίασης πραγματοποιείται ενδεδειγμένη μαθηματική μοντελοποίηση της διάταξης. Με αφετηρία το μη γραμμικό διακοπτικό μοντέλο συνεχούς χρόνου, εφαρμόζεται κατάλληλος μονοφασικός μετασχηματισμός συντεταγμένων σε πλαίσιο δύο καθέτων αξόνων προκειμένου να μετατραπεί το σημείο λειτουργίας μόνιμης ημιτονοειδούς κατάστασης σε ΣΡ. Έπειτα, εφαρμόζεται γραμμικοποίηση Taylor με την οποία λαμβάνεται το μοντέλο ασθενούς σήματος. Τελικά, ενσωματώνοντας στο τελευταίο ολοκληρωτική δράση, προκύπτει το επαυξημένο μοντέλο ασθενούς σήματος που αποτελεί και τη βάση για τη σχεδίαση του ελεγκτή. Για τις ανάγκες της διαμόρφωσης των παλμών εξετάζονται ξεχωριστά δύο διαφορετικές τεχνικές ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών με πολλαπλούς φορείς, εκ των οποίων η πρώτη χρησιμοποιεί φορείς ολισθημένης φάσης και η δεύτερη εν φάσει φορείς ολισθημένου πλάτους. Οι στόχοι του συστήματος ελέγχου, στη βάση της μόνιμης κατάστασης, συνίστανται στην επίτευξη μοναδιαίου συντελεστή ισχύος εισόδου, στην παραγωγή συνεχών τάσεων εξόδου των βαθμίδων που να συγκλίνουν σε καθορισμένη επιθυμητή τιμή, αλλά και στην παραγωγή τάσης εισόδου πέντε επιπέδων. Εξετάζονται επίσης μεταβατικές καταστάσεις, όπως είναι η λειτουργία υπό ασύμμετρες συνθήκες των βαθμίδων και η λειτουργία με χωρητικό & επαγωγικό συντελεστή ισχύος εισόδου. Ο ελεγκτής δοκιμάζεται σε επίπεδο προσομοίωσης και πειραματικής επιβεβαίωσης σε πραγματικό χρόνο πάνω σε πειραματική διάταξη του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών & Ηλεκτρονικών Ισχύος του ΕΜΠ.

Λέξεις κλειδιά: *Μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων, διακοπτική ανορθωτική διάταξη με αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας, γραμμικός τετραγωνικός ελεγκτής, ολοκληρωτική δράση, διαμόρφωση εύρους παλμών ολισθημένης φάσης, διαμόρφωση εύρους παλμών ολισθημένου πλάτους, ασύμμετρη λειτουργία βαθμίδων, μοναδιαίος συντελεστής ισχύος εισόδου*

ABSTRACT

The scope of this diploma thesis is the design of a linear quadratic regulator for the single phase five level cascaded H – Bridge active rectifier consisting of two H – Bridges. The aforementioned topology can be classified among the multilevel voltage source converters. These converters, in contrast to conventional two level ones, can be used in medium voltage & high power applications using mature medium power semiconductor switches. Their major quality is that they can create voltage waveforms formed by many levels, approaching thus in a better way the sinusoidal form. The proposed controller is a linear state feedback one, based on the optimal control theory, and particularly on the minimization of an infinite horizon quadratic cost function related to the system state and control input variables. For design purposes, detailed mathematical modeling of the converter is performed. Starting with the nonlinear switching continuous state space model, a suitable single phase dq reference frame transformation is applied in order to convert the sinusoidal steady state operating point to a DC one. Finally, Taylor series linearization is applied to extract the small signal model. Completing the last one with integral action, the augmented small signal model is extracted which forms the basis for the controller design. For modulation purposes, two different sinusoidal pulse width modulation techniques are separately examined, the first of which uses phase shifted carriers and the second one level shifted carriers in phase disposition. Considering the steady state of operation, the control objectives include ensuring unity input power factor operation, DC voltage regulation and accurate reference tracking for each H – Bridge, and finally five level input voltage production. Transient state of operation is also examined, such as asymmetrical operation of H – Bridges and capacitive – inductive input power factor operation. The controller is tested on the basis of simulation and experimental evaluation in real – time on an experimental setup of the Electrical Machines & Power Electronics Laboratory of NTUA.

Key words: *Multilevel converters, cascaded H – Bridge active rectifier, linear quadratic regulator, integral action, phase shifted pulse width modulation, level shifted pulse width modulation, asymmetrical operation of H – Bridges, unity input power factor*

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονείται στα πλαίσια της πενταετούς υποχρεωτικής φοίτησης στη σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών του ΕΜΠ. Σκοπός της είναι η σχεδίαση ενός γραμμικού τετραγωνικού ελεγκτή για τη μονοφασική διακοπτική ανορθωτική διάταξη με δύο αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας και πέντε επίπεδα τάσης. Η σχεδίαση ενός ελεγκτή για μία διακοπτική ανορθωτική διάταξη όπως εκείνη των αλληλένδετων βαθμίδων παρουσιάζει ιδιαίτερο ενδιαφέρον για τους ηλεκτρολόγους μηχανικούς, διότι συνδυάζει άμεσα δύο επιστημονικά πεδία: εκείνο της ενέργειας & των ηλεκτρονικών ισχύος με αυτό των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου. Η εν λόγω τοπολογία ανήκει στη γενικότερη κατηγορία των μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων τάσης. Για τη διαμόρφωση των παλμών των διακοπτικών στοιχείων εξετάζονται ξεχωριστά δύο διαφορετικές τεχνικές ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών με πολλαπλούς φορείς, εκ των οποίων η πρώτη χρησιμοποιεί φορείς ολισθημένης φάσης και η δεύτερη φορείς ολισθημένου πλάτους. Ο ελεγκτής δοκιμάζεται τόσο σε επίπεδο προσομοίωσης όσο και πειραματικής επιβεβαίωσης σε πραγματικό χρόνο πάνω σε πρότυπη διάταξη του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών & Ηλεκτρονικών Ισχύος του ΕΜΠ.

Στο πρώτο κεφάλαιο αρχικά αναλύεται η έννοια των πολλαπλών επιπέδων τάσης και περιγράφονται οι λόγοι μετάβασης στους εν λόγω μετατροπείς ισχύος. Στη συνέχεια παρουσιάζονται και αναλύονται οι τρεις βασικές μονοφασικές τοπολογίες μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων τάσης κατά τη λειτουργία τους ως ανορθωτικές διατάξεις: α) οι μετατροπείς ουδετέρου σημείου με διόδους περιορισμού, β) οι μετατροπείς με πυκνωτές περιορισμού, και γ) οι μετατροπείς με αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας. Παρατίθενται επίσης και οι αντίστοιχες τριφασικές τοπολογίες. Τέλος, παρουσιάζονται μερικές από τις σημαντικότερες εφαρμογές των μετατροπέων με αλληλένδετες βαθμίδες, που αφορούν και άμεσα την παρούσα εργασία.

Στο δεύτερο κεφάλαιο παρουσιάζονται οι κυριότερες τεχνικές διαμόρφωσης παλμών των μετατροπέων με αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας. Έμφαση δίνεται στις τεχνικές ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών, οι οποίες και χρησιμοποιούνται κατά κόρον. Συγκεκριμένα παρουσιάζονται και συγκρίνονται τρεις γνωστές βασικές παραλλαγές διαμόρφωσης εύρους παλμών με φορείς ολισθημένου πλάτους, καθώς και η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με φορείς ολισθημένης φάσης. Για λόγους πληρότητας γίνεται μία περιεκτική αναφορά και σε τεχνικές όπως η επιλεκτική εξάλειψη αρμονικών, η τεχνική διαμόρφωσης με βάση τα χωρικά διανύσματα, ο έλεγχος χωρικών διανυσμάτων και ο έλεγχος πλησιέστερου επιπέδου.

Το τρίτο κεφάλαιο εισάγει τον αναγνώστη στο ζητούμενο του ελέγχου των διακοπτικών ανορθωτικών διατάξεων με αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας κάνοντας μία περιεκτική αναφορά στις κυριότερες τεχνικές ελέγχου που απαντώνται στη διεθνή βιβλιογραφία. Μεταξύ άλλων, παρουσιάζονται σχήματα διαδοχικών ελεγκτών σε στρεφόμενο και μη πλαίσιο αναφοράς, η τεχνική ελέγχου με βρόχο υστέρησης, ενώ τέλος γίνεται μία σύντομη αναφορά στον προβλεπτικό έλεγχο, τον έλεγχο με ολίσθηση επί επιφανείας και τον προσαρμοστικό έλεγχο.

Το τέταρτο κεφάλαιο παρουσιάζει από τη γενικότερη σκοπιά των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου τη θεωρητική βάση του βέλτιστου ελέγχου, πάνω στην οποία θεμελιώνεται και η θεωρία του

γραμμικού τετραγωνικού ελεγκτή. Παρουσιάζεται, τέλος, και η τεχνική της επαύξησης με ολοκληρωτική δράση που πρόκειται να χρησιμοποιηθεί κατά τη σχεδίαση του ελεγκτή.

Στο πέμπτο κεφάλαιο πραγματοποιείται για τις ανάγκες της σχεδίασης ενδεδειγμένης μαθηματικής μοντελοποίησης της διακοπτικής ανορθωτικής διάταξης με δύο αλληλένδετες βαθμίδες. Με αφετηρία το μη γραμμικό διακοπτικό μοντέλο συνεχούς χρόνου, εφαρμόζεται κατάλληλος μονοφασικός μετασχηματισμός συντεταγμένων σε πλαίσιο δύο καθέτων αξόνων, προκειμένου να μετατραπεί το σημείο λειτουργίας μόνιμης ημιτονοειδούς κατάστασης σε ΣΡ. Έπειτα, εφαρμόζεται γραμμικοποίηση Taylor με την οποία λαμβάνεται το μοντέλο ασθενούς σήματος. Τελικά, εφαρμόζεται η τεχνική της επαύξησης με ολοκληρωτική δράση, οπότε προκύπτει το επαυξημένο μοντέλο ασθενούς σήματος που αποτελεί και τη βάση για τη σχεδίαση του ελεγκτή. Η σχεδίαση του προτεινόμενου συστήματος ελέγχου της μονοφασικής διακοπτικής ανορθωτικής διάταξης με δύο βαθμίδες ολοκληρώνεται με την ενσωμάτωση δύο διαφορετικών τεχνικών διαμόρφωσης εύρους παλμών με πολλαπλούς φορείς, από την οποία προκύπτουν τα δύο τελικά υπό εξέταση σχήματα ελέγχου της διάταξης. Εξετάζονται οι τεχνικές ολισθημένης φάσης και ολισθημένου πλάτους με κατανομή των φορέων σε φάση.

Στο έκτο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα από την προσομοίωση και την πειραματική επιβεβαίωση, ξεχωριστά και για τα δύο παραπάνω σχήματα. Αφενός, εξετάζεται και για τις δύο περιπτώσεις κατά πόσο ανταποκρίνεται ο ελεγκτής στις σχεδιαστικές απαιτήσεις, και αφετέρου αναδεικνύονται τα ανά περίπτωση χαρακτηριστικά των δύο εξεταζόμενων τεχνικών διαμόρφωσης.

Στο έβδομο κεφάλαιο γίνεται μία σύνοψη των κυριότερων συμπερασμάτων επί του προτεινόμενου συστήματος ελέγχου, και τέλος παρατίθενται κάποιες προτάσεις για μελλοντική έρευνα.

Οι μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων τάσης, εν αντιθέσει με τους συμβατικούς μετατροπείς δύο επιπέδων, μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε εφαρμογές ΜΤ και υψηλής ισχύος χρησιμοποιώντας διαθέσιμα συμβατικά διακοπτικά στοιχεία μέσης και χαμηλής ισχύος. Τα οφέλη των πολλαπλών επιπέδων τάσης, βέβαια, είναι πολύ περισσότερα. Στη βάση αυτή, η μελέτη και η σχεδίαση ενός συστήματος ελέγχου για τη διακοπτική ανορθωτική διάταξη με αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας παρουσιάζει έντονο ενδιαφέρον, αφενός λόγω των ιδιαίτερων χαρακτηριστικών που έχει να επιδείξει η ίδια η διάταξη σε σχέση με τις λοιπές κλασικές διατάξεις πολλαπλών επιπέδων τάσης, και αφετέρου λόγω της εγγενούς δυσκολίας της επίτευξης των πολυσύνθετων λειτουργικών στόχων του συστήματος ελέγχου. Αυτό, εξάλλου, φαίνεται και από το διεθνές επιστημονικό και ερευνητικό ενδιαφέρον για τη μελέτη των εν λόγω διατάξεων, το οποίο αυξάνεται στις μέρες μας με ραγδαίο ρυθμό.

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας, θέλω να εκφράσω αρχικά τις πιο θερμές μου ευχαριστίες στον επιβλέποντα καθηγητή μου Στέφανο Ν.Μανιά, τον άνθρωπο που μου έδωσε τη δυνατότητα να γνωρίσω το συναρπαστικό κόσμο των Ηλεκτρονικών Ισχύος. Τον ευχαριστώ για την έμπρακτη εμπιστοσύνη που έδειξε στο πρόσωπό μου, τη συμπαράσταση αλλά και την άριστη συνεργασία μας. Θέλω να ευχαριστήσω ιδιαίτερα το διδάκτορα και μέλος ΕΕΔΙΠ Κωνσταντίνο Γ.Παύλου, η συμβολή του οποίου ήταν καθοριστικής σημασίας για την εκπόνηση της εργασίας. Η συνεργασία μαζί του αποτελεί για εμένα πηγή έμπνευσης. Τέλος, θέλω να εκφράσω την απέραντη ευγνωμοσύνη στους γονείς μου, και το φιλικό μου περιβάλλον, που στάθηκαν δίπλα μου, με βοήθησαν, και συνέβαλαν τα μέγιστα στη διεκπεραίωση της εργασίας.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο:

ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΤΑΣΗΣ

1.1	Εισαγωγή.....	17
1.2	Λόγοι μετάβασης στους μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων τάσης.....	20
1.3	Ιστορική αναδρομή.....	23
1.4	Μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων ουδετέρου σημείου με διόδους περιορισμού.....	25
1.5	Μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων με πυκνωτές περιορισμού.....	32
1.6	Μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων με αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας.....	36
1.7	Εφαρμογές μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων με αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας.....	53
1.7.1	Στατοί αντισταθμιστές αέργου ισχύος.....	53
1.7.2	Ενεργά φίλτρα.....	55
1.7.3	Μετασχηματιστές βασισμένοι σε διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος.....	56
1.7.4	Διασύνδεση φωτοβολταϊκών συστημάτων με το δίκτυο.....	57
1.7.5	Συστήματα ηλεκτρικής έλξης.....	59
1.7.5	Συστήματα οδήγησης ρυθμιζόμενων στροφών ηλεκτρικών κινητήρων EP.....	59
1.7.6	Συστήματα οδήγησης ηλεκτρικών οχημάτων.....	61
1.7.7	Συστήματα φόρτισης συσσωρευτών.....	62

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο:

ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΠΑΛΜΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΜΕ

ΑΛΛΗΛΕΝΔΕΤΕΣ ΒΑΘΜΙΔΕΣ ΠΛΗΡΟΥΣ ΓΕΦΥΡΑΣ

2.1	Εισαγωγή.....	65
2.2	Τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με πολλαπλούς φορείς.....	66
2.2.1	Τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών ολισθημένου πλάτους (LS-PWM) - Παραλλαγές PD-PWM, POD-PWM, APOD-PWM.....	66
2.2.2	Τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών ολισθημένης φάσης (PS-PWM).....	79
2.3	Τεχνική διαμόρφωσης με επιλεκτική εξάλειψη αρμονικών.....	87
2.4	Τεχνική διαμόρφωσης με βάση τα χωρικά διανύσματα.....	91
2.5	Έλεγχος με βάση τα χωρικά διανύσματα.....	93
2.6	Έλεγχος πλησιέστερου επιπέδου.....	95

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο:

ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΩΝ ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ ΜΕ ΑΛΛΗΛΕΝΔΕΤΕΣ ΒΑΘΜΙΔΕΣ ΠΛΗΡΟΥΣ ΓΕΦΥΡΑΣ

3.1	Εισαγωγή.....	99
3.2	Αναφορά στη διεθνή βιβλιογραφία.....	102

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο:

ΒΕΛΤΙΣΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ & ΓΡΑΜΜΙΚΟΣ ΤΕΤΡΑΓΩΝΙΚΟΣ ΕΛΕΓΚΤΗΣ

4.1	Γενικά χαρακτηριστικά βέλτιστου ελέγχου.....	113
4.2	Το πρόβλημα του βέλτιστου ελέγχου.....	114
4.3	Η αρχή του βελτίστου του Bellman.....	115
4.4	Εφαρμογή της αρχής του βελτίστου σε συστήματα συνεχούς χρόνου... ..	116
4.5	Το πρόβλημα του γραμμικού τετραγωνικού ελεγκτή.....	118
4.6	Συνθήκες ευστάθειας κλειστού συστήματος γραμμικού τετραγωνικού ελεγκτή.....	121
4.7	Προσθήκη ολοκληρωτικής δράσης για την εφαρμογή του γραμμικού τετραγωνικού ελεγκτή σε προβλήματα σύγκλισης με βηματικές αλλαγές στις επιθυμητές τιμές και απόρριψης βηματικών μεταβολών γνωστών διαταραχών.....	124

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο:

ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΓΡΑΜΜΙΚΟΥ ΤΕΤΡΑΓΩΝΙΚΟΥ ΕΛΕΓΚΤΗ ΓΙΑ ΤΗ ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΗ ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΗ ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ ΜΕ ΔΥΟ ΑΛΛΗΛΕΝΔΕΤΕΣ ΒΑΘΜΙΔΕΣ ΠΛΗΡΟΥΣ ΓΕΦΥΡΑΣ

5.1	Ανάλυση του διακοπτικού μοντέλου συνεχούς χρόνου.....	127
5.2	Ανάλυση του μοντέλου μέσης τιμής.....	140
5.3	Ανάλυση του μοντέλου μέσης τιμής στο πλαίσιο dq.....	144
5.4	Ανάλυση του μοντέλου ασθενούς σήματος.....	152
5.5	Προσθήκη ολοκληρωτικής δράσης με επαύξηση του μοντέλου ασθενούς σήματος.....	157
5.6	Σχεδίαση συστήματος βέλτιστου γραμμικού τετραγωνικού ελεγκτή....	159
5.6.1	Υπολογισμός μήτρας κερδών ανατροφοδότησης κατάστασης.....	160
5.6.2	Σχεδίαση συστήματος ελέγχου με χρήση της τεχνικής PS-PWM.....	165
5.6.3	Σχεδίαση συστήματος ελέγχου με χρήση της τεχνικής PD-PWM.....	174
5.6.4	Περιγραφή πειραματικής διάταξης.....	180

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο:

ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ & ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ

6.1	Εισαγωγή	187
6.2	Αποτελέσματα προσομοίωσης & πειραματικής διάταξης με τεχνική PS-PWM	187
6.2.1	Μόνιμη κατάσταση λειτουργίας	187
6.2.2	Βηματική αλλαγή στις επιθυμητές τιμές των συνεχών τάσεων εξόδου.....	190
6.2.3	Βηματική αλλαγή του φορτίου μίας βαθμίδας.....	195
6.2.4	Λειτουργία με χωρητικό και επαγωγικό συντελεστή ισχύος εισόδου.....	198
6.2.5	Βύθιση της τάσης εισόδου του δικτύου.....	204
6.3	Αποτελέσματα προσομοίωσης & πειραματικής διάταξης με τεχνική PD-PWM	206
6.3.1	Μόνιμη κατάσταση λειτουργίας	206
6.3.2	Βηματική αλλαγή στις επιθυμητές τιμές των συνεχών τάσεων εξόδου.....	210
6.3.3	Βηματική αλλαγή του φορτίου μίας βαθμίδας.....	214
6.3.4	Λειτουργία με χωρητικό και επαγωγικό συντελεστή ισχύος εισόδου.....	217
6.3.5	Βύθιση της τάσης εισόδου του δικτύου.....	222

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7^ο:

ΣΥΝΟΨΗ, ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ & ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ

7.1	Σύνοψη & συμπεράσματα	225
7.2	Προτάσεις για μελλοντική έρευνα	229
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α: ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΣ ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΜΟΣ AM-DQ.....		233
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β: ΕΛΕΓΧΟΣ ΕΝΕΡΓΟΥ & ΑΕΡΓΟΥ ΙΣΧΥΟΣ ΣΤΟ ΣΤΡΕΦΟΜΕΝΟ ΠΛΑΙΣΙΟ ΑΝΑΦΟΡΑΣ DQ.....		237
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....		241

1 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΤΑΣΗΣ

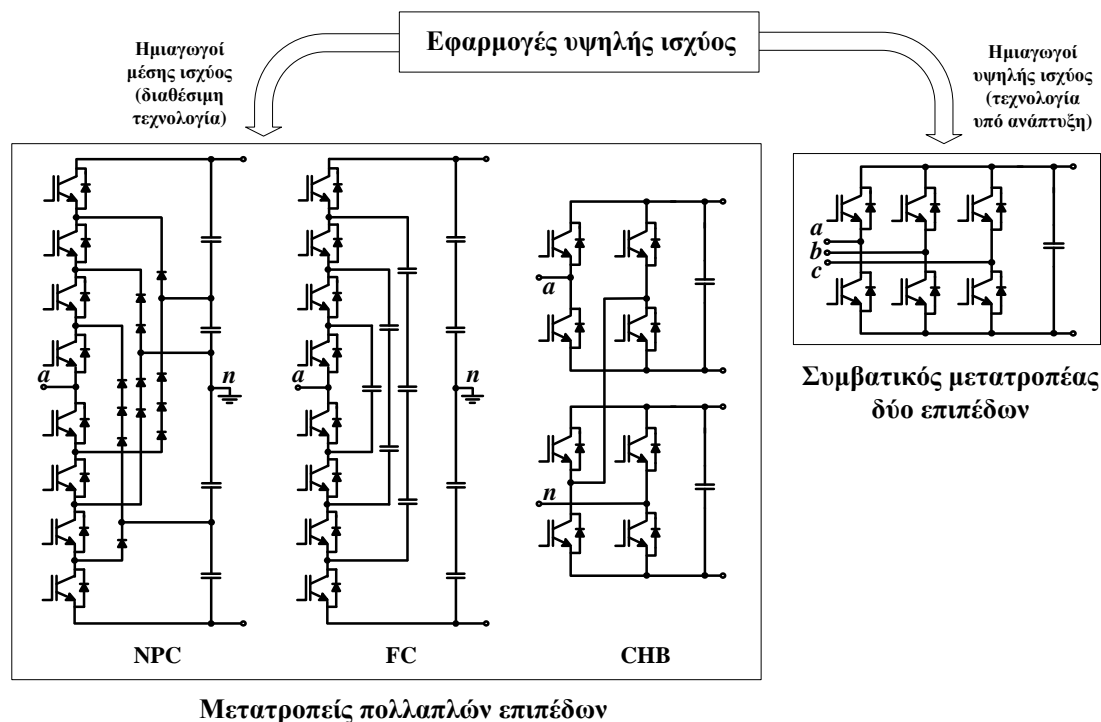
1.1 Εισαγωγή

Η ανάγκη για επίτευξη επιπέδων υψηλής ισχύος της τάξης των 1 – 50 MW [1] είναι εδώ και πολλά χρόνια υπαρκτή και αφορά ένα τεράστιο εύρος σύγχρονων βιομηχανικών εφαρμογών, όπως πχ συστήματα οδήγησης ηλεκτρικής κίνησης ΜΤ, συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας υψηλής τάσης ΣΡ, συστήματα επιτήρησης λειτουργιών του δικτύου ΜΤ, για να αναφέρουμε μερικές. Τα αυξημένα επίπεδα ισχύος είναι δυνατόν να καλυφθούν είτε με λειτουργία σε υψηλότερα ρεύματα, είτε σε υψηλότερα επίπεδα τάσης. Για παράδειγμα, συστήματα κίνησης ΕΡ της τάξης των MW πρέπει να συνδέονται απευθείας στη ΜΤ (2.3, 3.3, 4.16, 6.6 kV, 13.8 kV [2],[3]). Ωστόσο, οι τελευταίοι εμπορικά διαθέσιμοι ημιαγωγοί διακόπτες δεν είναι δυνατόν να συνδεθούν απευθείας στο δίκτυο ΜΤ, μιας και η μέγιστη τάση αποκοπής τους (της τάξης των 6.5kV για IGBTs πυριτίου, 6.5 kV για IGCTs [3],[4]) καθιστά ένα τέτοιο εγχείρημα ανέφικτο. Έτσι, οι συμβατικοί μετατροπείς δύο επιπέδων, οι οποίοι χρησιμοποιούνται κατά κόρον σε εφαρμογές ΧΤ, είναι προς το παρόν αδύνατο να επεκταθούν πλήρως και σε εφαρμογές ΜΤ. Διεθνώς καταβάλλεται συνεχής προσπάθεια για τη σχεδίαση ημιαγωγών ισχύος υψηλότερης ονομαστικής τάσης και ρεύματος που θα έδινε τη δυνατότητα για τη διείδυση των συμβατικών μετατροπέων σε εφαρμογές ΜΤ [5], αλλά ακόμα δεν έχει δώσει τα αναμενόμενα αποτελέσματα.

Διατηρώντας τα σημερινά εμπορικά διαθέσιμα ημιαγωγά στοιχεία της τάξης των kV, εάν ένας συμβατικός μετατροπέας πρέπει να αποδίδει μεγαλύτερη ισχύ από υψηλότερη τάση, τότε θα πρέπει να αυξηθεί η συνεχής τάση εξόδου του, οπότε είναι απαραίτητο να συνδεθούν σε σειρά πολλά από αυτά τα στοιχεία. Στην περίπτωση αυτή, όμως, εγείρεται το πρόβλημα του σωστού επιμερισμού της τάσης στα άκρα των ημιαγωγών στοιχείων, το οποίο σε μεταβατικές συνθήκες λειτουργίας είναι πολύ δύσκολο να επιτευχθεί εξαιτίας του διαφορετικού χρόνου σβέσης των εν σειρά συνδεδεμένων στοιχείων.

Για εφαρμογές ΜΤ και υψηλής ισχύος χρησιμοποιούνται σχεδόν αποκλειστικά μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων τάσης, διότι μπορούν να εργαστούν σε υψηλότερα επίπεδα ισχύος χρησιμοποιώντας διαθέσιμα συμβατικά ημιαγωγά στοιχεία χαμηλότερων προδιαγραφών τάσης και ρεύματος. Πρόκειται για μετατροπείς οι οποίοι επιτυγχάνουν κυματομορφές τάσης διαμορφωμένες από πολλά επίπεδα, οι οποίες προσεγγίζουν τόσο περισσότερο την ημιτονοειδή καμπύλη όσο μεγαλύτερος είναι ο αριθμός των επιπέδων με αποτέλεσμα να εμφανίζουν πολύ χαμηλότερη αρμονική παραμόρφωση. Οι πλέον διαδεδομένες τοπολογίες μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων τάσης περιλαμβάνουν τους μετατροπείς ουδετέρου σημείου με διόδους περιορισμού (**NPC** – **N**eutral **P**oint **C**onverters), τους μετατροπείς με πυκνωτές περιορισμού (**FC** – **F**lying **C**apacitor **C**onverters) και τους μετατροπείς με αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας συνδεδεμένες σε σειρά (**CHB** – **C**ascaded **H**-**B**ridge **C**onverters). Η τοπολογία των τελευταίων, στη μονοφασική της μορφή,

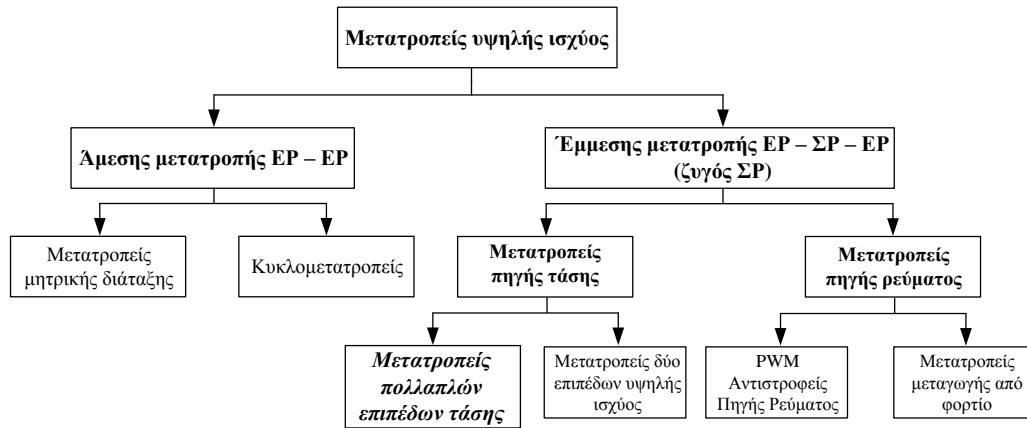
αποτελεί το αντικείμενο μελέτης της παρούσας εργασίας. Βέβαια, εκτός των παραπάνω μετατροπέων, έχει αναπτυχθεί στις μέρες μας μία τεράστια ποικιλία μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων τάσης που στηρίζονται σε παραλλαγές των βασικών αυτών μετατροπέων ή και σε υβριδικά σχήματα [1]. Οι μονοφασικές τοπολογίες των τριών πιο διαδεδομένων μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων τάσης φαίνονται συγκεντρωτικά στο σχήμα 1.1, στο οποίο παρατίθεται και η κλασική τριφασική τοπολογία του συμβατικού μετατροπέα δύο επιπέδων τάσης ανά φασική τάση.



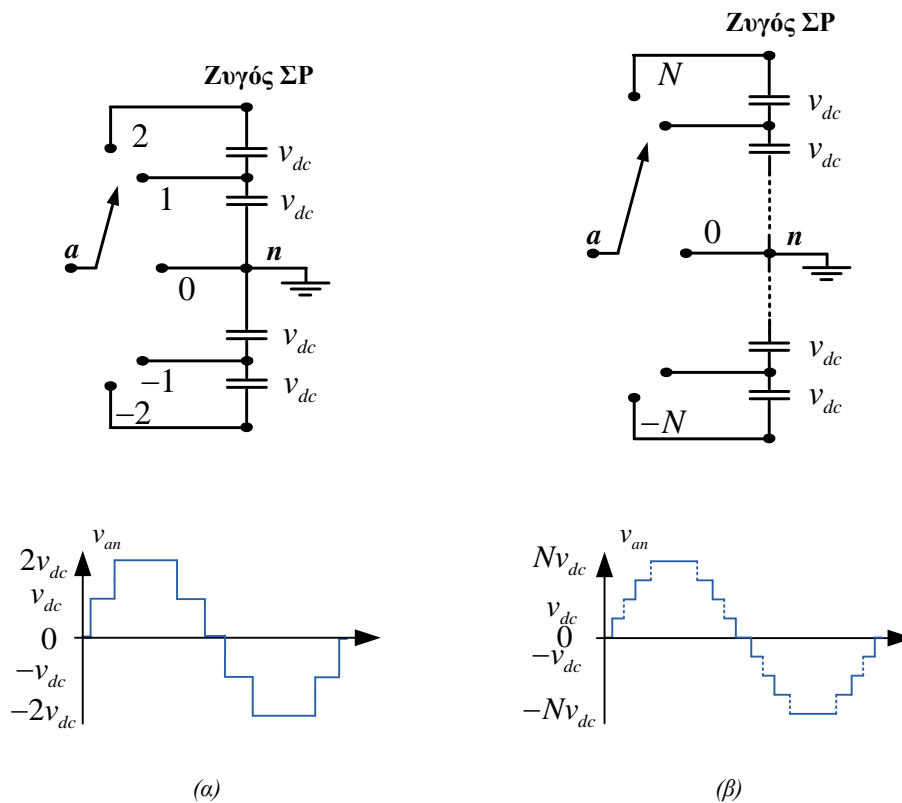
Σχήμα 1.1: Ανταγωνισμός μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων τάσης & συμβατικού μετατροπέα δύο επιπέδων τάσης για εφαρμογές υψηλής ισχύος [5]

Οι μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων, όπως και οι συμβατικοί μετατροπείς δύο επιπέδων (σχήμα 1.1), ανήκουν στη γενικότερη κατηγορία των μετατροπέων πηγής τάσης. Από την άλλη πλευρά, στο πλαίσιο των εφαρμογών ΜΤ υψηλής ισχύος ισχυρή θέση εξακολουθούν να κατέχουν οι μετατροπείς πηγής ρεύματος αλλά και οι μετατροπείς EP – EP (χωρίς τη μεσολάβηση ζυγού ΣΡ). Οι πρώτοι περιλαμβάνουν ειδικότερα τους PWM αντιστροφείς πηγής ρεύματος οι οποίοι εργάζονται κατά κόρον με IGBTs, και τους αντιστροφείς με μεταγωγή από το φορτίο οι οποίοι λειτουργούν με θυρίστορ SCRs. Οι δεύτεροι περιλαμβάνουν ειδικότερα τους μετατροπείς μητρικής διάταξης και τους κυκλομετατροπείς οι οποίοι επίσης λειτουργούν με SCRs. Ειδικά οι κυκλομετατροπείς και οι αντιστροφείς με μεταγωγή από το φορτίο, χάρη στα SCRs, χρησιμοποιούνται ευρέως σε εφαρμογές πολύ υψηλής ισχύος [1]. Οι μετατροπείς αυτοί, ωστόσο, δεν αποτελούν αντικείμενο της παρούσας εργασίας. Η παραπάνω κατηγοριοποίηση των μετατροπέων υψηλής ισχύος φαίνεται στο σχήμα 1.2.

Στο σχήμα 1.3 παρουσιάζεται μία απλοποιημένη διάταξη μονοφασικού μετατροπέα α) πέντε και β) N_v επιπέδων τάσης v_{an} , με το μετατροπέα να παριστάνεται ως ένας ιδανικός μεταγωγικός διακόπτης στην είσοδο του οποίου λαμβάνεται το επιθυμητό επίπεδο τάσης.



Σχήμα 1.2: Κατηγοριοποίηση μετατροπέων για εφαρμογές υψηλής ισχύος [1]



Σχήμα 1.3: Απλοποιημένη διάταξη μονοφασικού μετατροπέα (α) πέντε επιπέδων, (β) N_v επιπέδων τάσης v_{an}

Το επίπεδο διαμορφώνεται από το πόσοι κάθε φορά πυκνωτές τάσης v_{dc} του ζυγού ΣΡ συνδέονται σε σειρά μέχρι και τον κόμβο σύνδεσης του μεταγωγικού διακόπτη. Ο αριθμός των επαφών του μεταγωγικού διακόπτη συμπίπτει με τον αριθμό των επιπέδων τάσης N_v του μετατροπέα, και είναι ίσος με τον αριθμό των πυκνωτών συν ένα ($N_v = 2N + 1$) λόγω του ότι συμπεριλαμβάνεται και το μηδενικό επίπεδο τάσης. Η τάση v_{an} έχει την κλιμακωτή μορφή του σχήματος 1.3 (α) και (β) ανά περίπτωση. Στους πραγματικούς μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων οι τάσεις v_{dc} των πυκνωτών του ζυγού ΣΡ διατηρούνται σταθερές μέσω κατάλληλης τεχνικής ελέγχου κλειστού βρόχου, ενώ με

κατάλληλη τεχνική διαμόρφωσης παλμών (**Pulse Width Modulation – PWM**) των διακοπτικών στοιχείων (που αντικαθιστούν το μεταγωγικό διακόπτη του σχήματος 1.3) διαμορφώνεται η τάση v_{an} . Η τάση v_{an} μπορεί να παραχθεί με ποικίλες τεχνικές διαμόρφωσης παλμών των διακοπτικών στοιχείων των μετατροπέων, και στην περίπτωση τεχνικών υψηλής διακοπτικής συχνότητας δεν έχει πλέον την κλιμακωτή μορφή του σχήματος 1.3, η οποία θα μπορούσε να προκύψει με τεχνικές διαμόρφωσης χαμηλής διακοπτικής συχνότητας. Για τις τεχνικές αυτές θα γίνει περαιτέρω λόγος στο 2^ο κεφάλαιο.

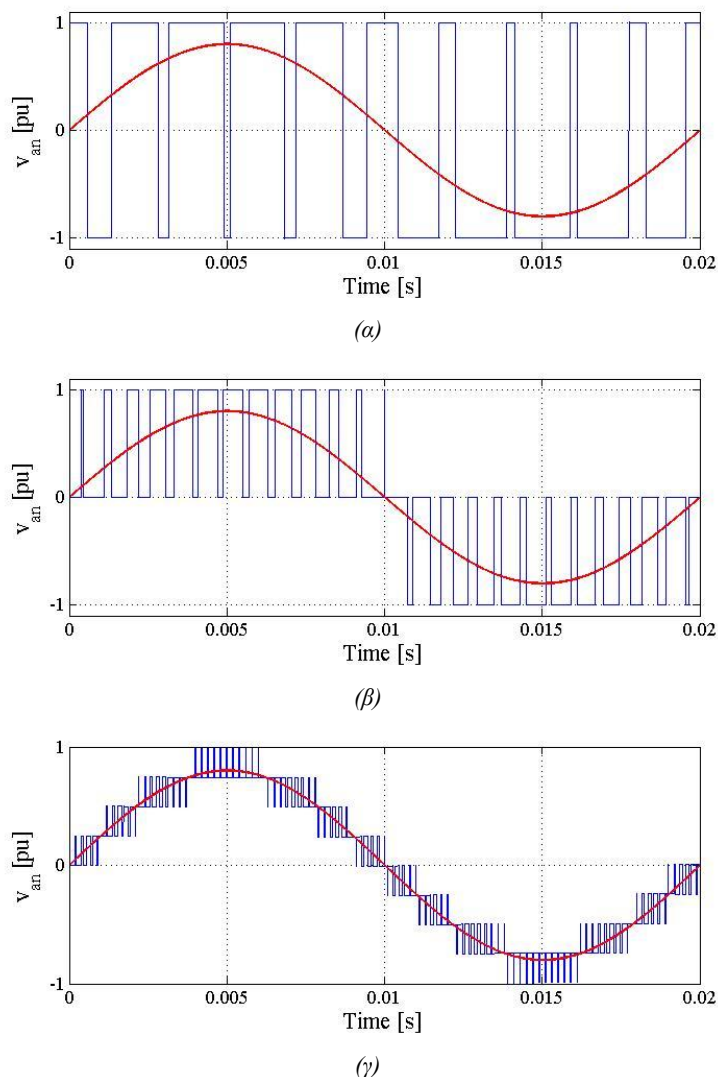
Στα σχήματα 1.4 (β),(γ) φαίνονται τυπικές τάσεις τριών και εννιά επιπέδων αντίστοιχα, διαμορφωμένες κατά PWM, που μπορούν να παράγουν οι μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων του σχήματος 1.1 (οι αντίστοιχες διαμορφώσεις τους για τρία και εννιά επίπεδα τάσης, διότι στο σχήμα 1.1 φαίνονται τοπολογίες πέντε επιπέδων) στα άκρα τους a και n . Συγκριτικά, παρατίθεται στο σχήμα 1.4 (α) η ανά φάση τάση δύο επιπέδων του συμβατικού τριφασικού μετατροπέα του σχήματος 1.1, οπότε και γίνεται αμέσως εμφανής η διαφορά ποιότητας των κυματομορφών. Επιπλέον, είναι εμφανές ότι, όσο αυξάνονται τα επίπεδα τάσης, τάση v_{an} με ίδιο πλάτος θεμελιώδους συνιστώσας είναι δυνατόν να επιτευχθεί με μεταβάσεις χαμηλότερων επιπέδων.

Στο σημείο αυτό πρέπει να σημειώσουμε ότι χρησιμοποιούμε τον όρο μετατροπέα, δεδομένου ότι οι εν λόγω μετατροπείς είναι δυνατόν να λειτουργούν είτε ως αντιστροφείς, οπότε η ισχύς μεταφέρεται από την πλευρά ΣΡ στην πλευρά ΕΡ, είτε ως ανορθωτικές διατάξεις, οπότε η ισχύς μεταφέρεται από την πλευρά ΕΡ στην πλευρά ΣΡ. Στην παρούσα εργασία εξετάζουμε μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων θεωρώντας πρωταρχικά τη λειτουργία τους ως ανορθωτικές διατάξεις, επομένως η εν λόγω πολυεπίπεδη τάση v_{an} είναι η τάση εισόδου του μετατροπέα, σε αντίθεση με τη λειτουργία τους ως αντιστροφείς όπου η πολυεπίπεδη τάση είναι η τάση εξόδου του αντιστροφέα. Επομένως θα αναφερόμαστε στο εξής στην τάση πολλαπλών επιπέδων ως τάση εισόδου του μετατροπέα. Σημειώνεται ότι η εν λόγω τάση αναφέρεται επίσης ως ανακλώμενη τάση του μετατροπέα.

1.2 Λόγοι μετάβασης στους μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων τάσης

Οι συμβατικοί μετατροπείς παρουσιάζουν πολλά μειονεκτήματα [6],[7],[8],[9] τα οποία μάλιστα γίνονται σοβαρότερα όσο αυξάνεται το επίπεδο ισχύος στο οποίο εργάζονται. Μεταξύ άλλων, τα σημαντικότερα από αυτά είναι:

- 1) **Υψηλός ρυθμός μεταβολής της τάσης εισόδου dv/dt** : Λαμβάνοντας υπόψη ότι η τάση εισόδου των συμβατικών μετατροπέων αποτελείται από πολύ λίγα (δύο ή τρία) επίπεδα, οι διαρκείς απευθείας μεταβάσεις από το ένα στο άλλο έχουν ως αποτέλεσμα μία υψηλή τιμή του ρυθμού μεταβολής της τάσης η οποία με τη σειρά της προκαλεί έντονη καταπόνηση των ημιαγωγών στοιχείων. Η τελευταία γίνεται εντονότερη όσο ο μετατροπέας εργάζεται σε ψηλότερες τάσεις.
- 2) **Υψηλή διακοπτική συχνότητα των ημιαγωγών στοιχείων**: Για την παραγωγή κυματομορφών χαμηλής αρμονικής παραμόρφωσης τα ημιαγωγά στοιχεία πρέπει να



Σχήμα 1.4: Σύγκριση τυπικών κυματομορφών τάσεων εισόδου μετατροπέων (α) δύο, (β) τρία και (γ) εννιά επιπέδων

εργάζονται σε υψηλή διακοπτική συχνότητα, γεγονός που συνεπάγεται αυξημένες διακοπτικές απώλειες ισχύος και κατ' επέκταση μειωμένο βαθμό απόδοσης του μετατροπέα.

- 3) **Ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση (EMI):** Οι πολύ μικροί χρόνοι έναυσης και σβέσης των σύγχρονων ημιαγωγών στοιχείων (μικρότεροι του 1 μs για τάση λειτουργίας 600V [7]) προκαλούν υψηλές μεταβολές τάσης dv/dt και ρεύματος di/dt κατά τις μεταβάσεις του διακόπτη. Οι τελευταίες, σε συνδυασμό με τις υφιστάμενες ηλεκτρομαγνητικές ζεύξεις του κυκλώματος, προκαλούν ευρείας κλίμακας ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές. Τα επαγόμενα σήματα EMI, τα οποία μεταδίδονται με αγωγή, ακτινοβολία και ζεύξη μέσω χωρητικών ή επαγωγικών αντιστάσεων μπορούν να επηρεάσουν τη λειτουργία παρακαείμενων διατάξεων. Παρασιτικές αυτεπαγωγές σκέδασης ή αυτεπαγωγές ζεύξης του κυκλώματος αποτελούν πηγές EMI λόγω της μεγάλης επαγόμενης τάσης σε αυτές (Ldi/dt), ενώ όμοια υψηλές μεταβολές τάσης προκαλούν σήματα EMI λόγω υψηλών ρευμάτων αγωγιμότητας (Cdv/dt) που οφείλονται σε παρασιτικές χωρητικότητες του κυκλώματος.

- 4) **Μείωση διάρκειας μονώσεων:** Ο υψηλός ρυθμός μεταβολής της τάσης dv/dt έχει ως αποτέλεσμα την παραγωγή ισχυρών ρευμάτων μετατόπισης που καταπονούν έντονα τις μονώσεις, όπως πχ αυτές των τυλιγμάτων στάτη κινητήρων.
- 5) **Εμφάνιση συνιστώσας τάσης μηδενικής ακολουθίας (common mode voltage):** Τα τυλίγματα στάτη των τριφασικών κινητήρων συνδέονται συνήθως σε αστέρα με αγείωτο τον ουδέτερο κόμβο, οπότε μεταξύ αυτού και γης αναπτύσσεται μία συνιστώσα τάσης μηδενικής ακολουθίας. Σε εφαρμογές συστημάτων κίνησης έχουν αναφερθεί περιπτώσεις όπου η εμφάνιση αυξημένης συνιστώσας τάσης μηδενικής ακολουθίας, μεγαλύτερης από την τάση διάσπασης των λιπαντικών των τριβέων (εδράσεων) των κινητήρων, έχει ως αποτέλεσμα την κυκλοφορία ρευμάτων διαρροής και ως εκ τούτου σοβαρές βλάβες στους τριβείς ή και στα τυλίγματα. Η κατάσταση γίνεται εντονότερη όσο υψηλότερος είναι ο ρυθμός μεταβολής της τάσης dv/dt και όσο υψηλότερη είναι η διακοπτική συχνότητα του μετατροπέα.

Τα προβλήματα που παρουσιάζουν οι συμβατικοί μετατροπείς μπορούν να αντιμετωπιστούν χρησιμοποιώντας μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων τάσης. Μεταξύ άλλων, στα πλεονεκτήματα των τελευταίων συγκαταλέγονται τα παρακάτω [2],[5],[6],[9],[10],[11]:

- 1) **Βελτίωση ποιότητας κυματομορφής τάσης εισόδου:** Όσο περισσότερα επίπεδα περιλαμβάνει η τάση εισόδου τόσο ακριβέστερα προσεγγίζει την ημιτονοειδή κυματομορφή. Αυτό συντελεί κατ' επέκταση σε αρκετά χαμηλή αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος εισόδου. Ακόμη, δίνει τη δυνατότητα περιορισμού της διακοπτικής συχνότητας και συνεπακόλουθα της χρησιμοποίησης μικρότερων φίλτρων με αποτέλεσμα το δραστικό περιορισμό του όγκου αλλά και του κόστους.
- 2) **Επίτευξη υψηλών τάσεων εξόδου με χρήση ημιαγωγών στοιχείων μέσης και χαμηλής ισχύος,** χαμηλότερης, δηλαδή, μέγιστης τάσης αποκοπής, τα οποία υπάρχουν και είναι εμπορικά διαθέσιμα.
- 3) **Μετάβαση σε υψηλότερα επίπεδα ισχύος** εν συγκρίσει με τους συμβατικούς μετατροπείς, στη βάση της χρήσης ημιαγωγών στοιχείων των ίδιων προδιαγραφών.
- 4) **Χαμηλότερος ρυθμός μεταβολής της τάσης εισόδου dv/dt :** Είναι αποτέλεσμα της μετάβασης μεταξύ επιπέδων τάσης με μικρότερες τιμές.
- 5) **Χαμηλότερη ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση (EMI):** Είναι αποτέλεσμα του χαμηλότερου ρυθμού μεταβολής της τάσης εισόδου dv/dt .
- 6) **Βελτίωση ποιότητας ρεύματος εισόδου:** Η επίτευξη τάσης πολλαπλών επιπέδων δίνει τη δυνατότητα στους μετατροπείς αυτούς να απορροφούν ρεύμα εισόδου με πολύ χαμηλή αρμονική παραμόρφωση το οποίο να προσεγγίζει με πολύ μεγάλη πιστότητα την ημιτονοειδή κυματομορφή.
- 7) **Χαμηλότερη διακοπτική συχνότητα των ημιαγωγών στοιχείων:** Οι πολυεπίεδοι μετατροπείς είναι δυνατόν να παράγουν, με κατάλληλες τεχνικές διαμόρφωσης, τάση εισόδου πολύ μεγαλύτερης φαινομένης διακοπτικής συχνότητας από εκείνη στην οποία εργάζονται τα ημιαγωγά στοιχεία. Αυτό δίνει τη δυνατότητα στα τελευταία να εργάζονται σε πολύ χαμηλότερη διακοπτική συχνότητα από αυτή στην οποία θα εργάζονταν στη περίπτωση των συμβατικών μετατροπέων, γεγονός που συνεπάγεται μικρότερα φίλτρα. Εκτός αυτού, έχουν

αναπτυχθεί τεχνικές διαμόρφωσης για λειτουργία των ημιαγωγών στοιχείων στη θεμελιώδη συχνότητα, γεγονός που δίνει τη δυνατότητα για περαιτέρω μείωση των διακοπτικών απωλειών ισχύος [12].

- 8) **Περιορισμός συνιστώσας τάσης μηδενικής ακολουθίας:** Οι πολυεπίπεδοι μετατροπείς περιορίζουν σημαντικά την τάση μηδενικής ακολουθίας, με αποτέλεσμα τη μειωμένη καταπόνηση των τριβέων των κινητήρων, ενώ είναι δυνατή η πλήρης εξάλειψή της χρησιμοποιώντας ειδικές τεχνικές PWM διαμόρφωσης.

Πρέπει να σημειώσουμε, ωστόσο, ότι οι μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων τάσης προφανώς παρουσιάζουν κάποια μειονεκτήματα. Το βασικότερο έχει να κάνει με το μεγαλύτερο αριθμό ημιαγωγών στοιχείων που απαιτούνται για τη λειτουργία τους. Εκτός αυτού, το σύστημα ελέγχου των πολυεπίπεδων μετατροπέων είναι αρκετά πιο περίπλοκο σε ό, τι αφορά τη σχεδίαση. Ακόμη, οι μετατροπείς αυτοί συνήθως εμφανίζουν προβλήματα εξισορρόπησης της τάσης των πυκνωτών της πλευράς ΣΡ, τα οποία ανάλογα με την περίπτωση μπορεί να είναι ή και να μην είναι δυνατόν να επιλυθούν εύκολα. Όλοι οι παραπάνω λόγοι οδηγούν σε αυξημένο κόστος του συνολικού συστήματος.

1.3 Ιστορική αναδρομή

Ιστορικά, οι μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων αποτελούν αντικείμενο εκτεταμένης έρευνας για παραπάνω από 30 χρόνια [1]. Την εποχή του 1980 είχε ήδη αρχίσει να προβάλλει η ανάγκη για μετάβαση σε υψηλότερα επίπεδα ισχύος. Οι αντιστροφείς πηγής ρεύματος ήταν πρωταρχικά το κύριο αντικείμενο μελέτης των ερευνητών, καθώς επικρατούσε η άποψη της αύξησης του επιπέδου ισχύος μέσω της αύξησης του επιπέδου του ρεύματος. Ωστόσο, σύντομα εμφανίστηκε μία διαφορετική τάση, αυτή της μετάβασης σε υψηλότερα επίπεδα ισχύος μέσω της αύξησης του επιπέδου της τάσης. Βέβαια, ένα τέτοιο εγχείρημα φάνταζε ανέφικτο εάν επρόκειτο να βασιστεί στους συμβατικούς μετατροπείς με τις περιορισμένες προδιαγραφές τάσης και ρεύματος των ημιαγωγών στοιχείων. Το εγχείρημα αυτό κατέστη δυνατό χάρη στην εμφάνιση της τεχνολογίας των μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων τάσης. Το 1975 για πρώτη φορά εισήχθη στο ερευνητικό προσκήνιο ο αντιστροφέας με αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας (CHB) [2], ο οποίος απαιτεί ξεχωριστές πηγές συνεχούς τάσης σε κάθε βαθμίδα. Τον ίδιο χρόνο παρουσιάστηκε για πρώτη φορά μία χαμηλής ισχύος διάταξη βασισμένη στο μετατροπέα FC. Ωστόσο, η μετέπειτα ερευνητική προσπάθεια τα χρόνια εκείνα δεν έδωσε ιδιαίτερη έμφαση στους μετατροπείς CHB και FC. Η εισαγωγή διόδων που περιόριζαν το επίπεδο τάσης λειτουργίας στα άκρα κάθε διακόπτη, οδήγησε στην εμφάνιση του αντιστροφέα με διόδους περιορισμού ουδετέρου σημείου (NPC) τριών επιπέδων από τους A. Nabae, I. Takahashi και H. Akagi το 1981 [5] για την εφαρμογή σε σύστημα οδήγησης κινητήρα επαγωγής. Ο μετατροπέας αυτός προέκυψε από τον κλασικό μετατροπέα δύο επιπέδων με την προσθήκη δύο ακόμη διακοπών ανά φάση, και ήταν ουσιαστικά ο πρώτος μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων τάσης που ήταν δυνατόν να χρησιμοποιηθεί σε εφαρμογές MT. Η τάση εξόδου του ήταν τριών επιπέδων με το μεσαίο επίπεδο να προκύπτει χάρη στον ουδέτερο κόμβο του ζυγού ΣΡ όπου και συνδέονται οι διόδοι περιορισμού. Το πλεονέκτημά του ήταν η δυνατότητα επίτευξης της ίδιας τάσης με το μετατροπέα δύο επιπέδων με τη διαφορά ότι πλέον ο κάθε διακόπτης έπρεπε να αντέχει τη μισή τάση θεωρώντας ίδια τάση στη ΣΡ

πλευρά με το μετατροπέα δύο επιπέδων. Έτσι, λαμβάνοντας υπόψη ότι οι διακόπτες και των δύο μετατροπέων είχαν τις ίδιες προδιαγραφές, ήταν πλέον δυνατός ο διπλασιασμός του επιπέδου της τάσης. Τα παραπάνω χαρακτηριστικά συνέβαλαν στην επικράτηση του μετατροπέα NPC το 1980 [2], ενώ στα χρόνια που ακολούθησαν καταβλήθηκε προσπάθεια για την επέκτασή του σε περισσότερα επίπεδα τάσης. Το εγχείρημα αυτό, ωστόσο, καθίσταται δυσχερές όσο αυξάνονται τα επίπεδα, γεγονός που αποκλείει τη χρήση του σε εφαρμογές υψηλότερης ισχύος. Εν αντιθέσει, ο μετατροπέας CHB επεκτείνεται χωρίς ιδιαίτερα προβλήματα σε περισσότερα επίπεδα τάσης, και το χαρακτηριστικό του αυτό ήταν που οδήγησε στην επανεμφάνισή του από το 1988 [3] για εφαρμογές MT υψηλής ισχύος συστημάτων οδήγησης ηλεκτρικών κινητήρων και συστημάτων ελέγχου διαφόρων λειτουργιών του δικτύου (αντιστάθμιση αέργου ισχύος, ενεργά φίλτρα, κλπ). Οι μετατροπείς CHB άρχισαν να βρίσκουν ευρεία ανταπόκριση από τη βιομηχανία ήδη από τα μέσα του '90 [2],[13]. Η προώθησή τους ευνοήθηκε σαφώς από τη δυναμική εισαγωγή στην αγορά ημιαγωγών στοιχείων ισχύος όπως τα IGCTs και IGBTs. Τέλος, στις αρχές του '90 επανεμφανίστηκε και ο μετατροπέας FC [1], ο οποίος επίσης χρησιμοποιήθηκε σε εφαρμογές MT.

Στις μέρες μας, υπάρχουν πολλές εμπορικές τοπολογίες μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων τάσης που δίνουν λύσεις σε μία πληθώρα βιομηχανικών εφαρμογών MT υψηλής ισχύος, και όχι μόνο. Μεταξύ άλλων, τους συναντά κανείς σε ελασματοουργεία, μύλους, ταινιόδρομους, αντλίες, ανεμιστήρες, συμπιεστές (πχ σταθμοί παραγωγής ενέργειας), συστήματα οδήγησης ρυθμιζόμενης ταχύτητας MT με ή χωρίς αναγεννητική λειτουργία, αντισταθμιστές αέργου ισχύος, ενεργά φίλτρα, κλπ. Όλο και περισσότεροι κατασκευαστές διεθνώς προωθούν στο εμπόριο μετατροπείς NPC, FC, CHB, αλλά και διάφορες άλλες παραλλαγές τους, με μία μεγάλη ποικιλία τεχνικών ελέγχου και διαμόρφωσης παλμών, ανάλογα πάντα με τις απαιτήσεις της εκάστοτε εφαρμογής. Μέχρι σήμερα, οι μετατροπείς NPC που συναντώνται στις βιομηχανικές εφαρμογές είναι σχεδόν αποκλειστικά τριών επιπέδων τάσης, με μέγιστα επίπεδα ισχύος και τάσης τα 44MW και 4.16kV αντίστοιχα [1], ενώ ως διακοπτικά στοιχεία χρησιμοποιούνται IGCTs ή IGBTs υψηλής ή μέσης τάσης. Αντίθετα, οι μετατροπείς CHB χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές υψηλότερης ισχύος και τάσης που φτάνει τα 120MW και 13.8kV, με τάση εννιά επιπέδων, ενώ έχουν χρησιμοποιηθεί και σε τοπολογίες μέχρι και με δεκαεννιά επίπεδα τάσης [1]. Τα περισσότερα επίπεδα τάσης επιτρέπουν τη χρήση στην περίπτωση αυτή IGBTs χαμηλής τάσης ως διακοπτικά στοιχεία. Τέλος, οι μετατροπείς FC φτάνουν τα 2.24 MW και 4.16 kV με τέσσερα επίπεδα τάσης [1], χρησιμοποιώντας IGBTs μέσης τάσης.

Στα επόμενα θα παρουσιάσουμε τους μετατροπείς NPC και FC, ενώ τέλος ιδιαίτερη έμφαση θα δοθεί στους μετατροπείς CHB και στις εφαρμογές τους. Ειδικότερα, επειδή η παρούσα εργασία μελετά τη μονοφασική τοπολογία CHB με λειτουργία ανορθωτικής διάταξης, οι εν λόγω μετατροπείς εξετάζονται κατά βάση ως μονοφασικές ανορθωτικές διατάξεις.

1.4 Μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων ουδέτερου σημείου με διόδους περιορισμού

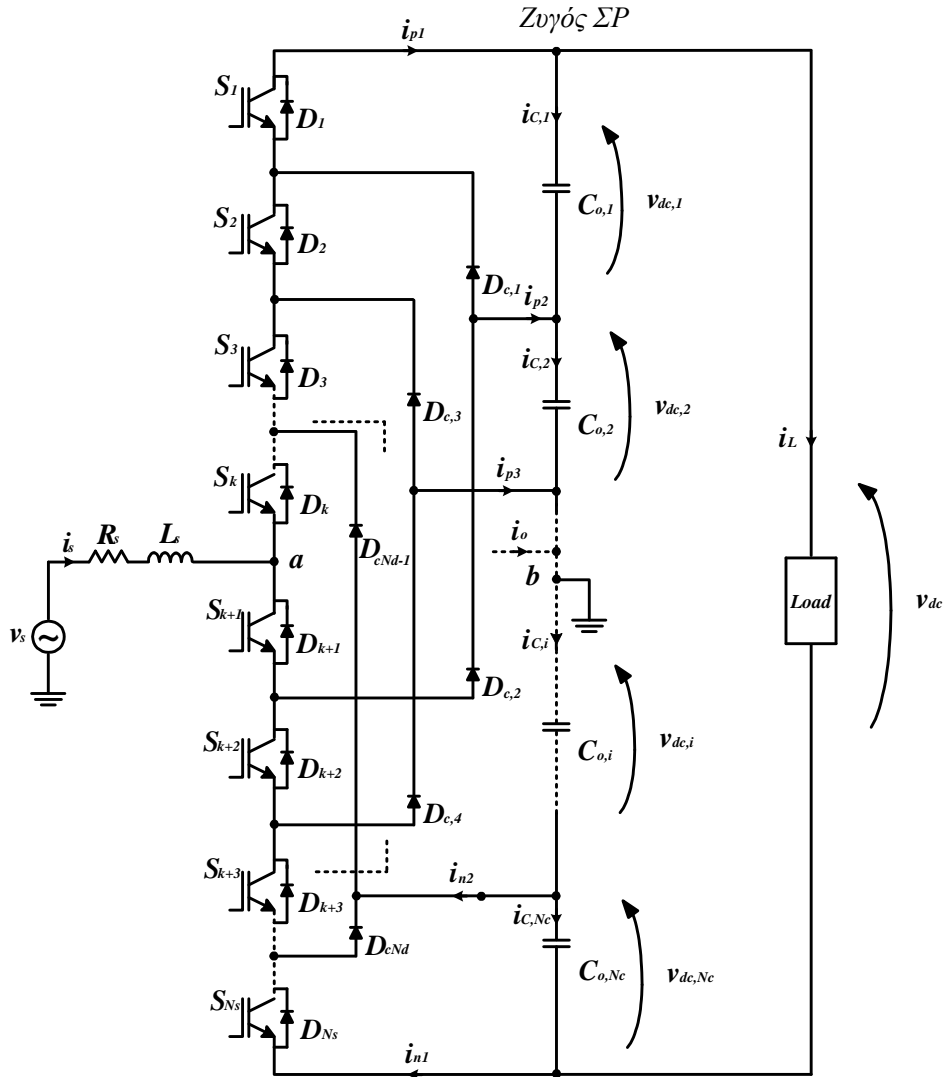
Όπως αναφέρθηκε και στην παράγραφο 1.3, οι μετατροπείς ουδέτερου σημείου με διόδους περιορισμού (NPC) είναι οι πρώτοι μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων που έτυχαν ευρείας αποδοχής στις βιομηχανικές εφαρμογές από το 1981 που πρωτοεμφανίστηκε ο μετατροπέας NPC τριών επιπέδων. Η ονομασία τους καθιερώθηκε από τον τελευταίο, ο οποίος περιλαμβάνει μόνο ένα ουδέτερο κόμβο στο ζυγό ΣΡ στον οποίο και συνδέονται οι διόδοι περιορισμού. Ωστόσο, η ονομασία αυτή δεν είναι ιδιαίτερα δόκιμη στην περίπτωση των μετατροπέων περισσότερων επιπέδων τάσης αφού στην περίπτωση τους υπάρχουν περισσότεροι του ενός κόμβοι στο ζυγό ΣΡ. Η μονοφασική τοπολογία του εν λόγω μετατροπέα, κατά τη λειτουργία του ως ανορθωτική διάταξη, φαίνεται στο σχήμα 1.5. Πρόκειται για μία τοπολογία ημίσειας γέφυρας.

Τα διακοπτικά στοιχεία S_k , $k=1,2,\dots,N_s$ έχουν επιλεγεί να είναι τεχνολογίας IGBT, αλλά μπορεί να είναι και άλλης τεχνολογίας ανάλογα πάντα με τις απαιτήσεις της εφαρμογής. Στα παραπάνω διακοπτικά στοιχεία συνδέονται αντίστοιχα οι αντιπαράλληλες διόδοι D_k , $k=1,2,\dots,N_s$. Σημειώνεται ότι τα στοιχεία $S_{1+N_s/2}$, $S_{2+N_s/2}$, ... λειτουργούν συμπληρωματικά ως προς τα S_1 , S_2 , ... αντίστοιχα. Θεωρώντας, δηλαδή, ότι η κατάσταση αγωγής (ON) ενός διακόπτη αντιστοιχίζεται στην ψηφιακή τιμή 1, και η κατάσταση αποκοπής (OFF) στην ψηφιακή τιμή 0, έχουμε:

$$S_{i+N_s/2} = 1 - S_i, \quad i=1,2,\dots,N_s/2 \quad (1.1)$$

Ακόμη, απαιτούνται οι διόδοι περιορισμού $D_{c,l}$, $l=1,2,\dots,N_d$, οι οποίες εξασφαλίζουν σταθερή τάση αποκοπής στα άκρα κάθε διακοπτικού στοιχείου ίση με την αντίστοιχη επιμέρους τάση $v_{dc,i}$ του μετατροπέα. Πρακτικά, οι διόδοι περιορισμού διαφοροποιούν το μετατροπέα NPC από τους συμβατικούς μετατροπείς δύο επιπέδων, και είναι ουσιαστικά αυτές στις οποίες οφείλεται η δυνατότητα μετάβασης σε υψηλότερα επίπεδα ισχύος διατηρώντας ημιαγωγικά στοιχεία των ίδιων προδιαγραφών με τους συμβατικούς μετατροπείς. Οι χωρητικότητες $C_{o,i}$, $i=1,2,\dots,N_c$ του ζυγού ΣΡ, αντίστοιχων συνεχών τάσεων $v_{dc,i}$, $i=1,2,\dots,N_c$, λειτουργούν ως φίλτρα εξομάλυνσης της συνεχούς τάσης εξόδου v_{dc} . Το φορτίο της διάταξης (Load) μπορεί να είναι ωμικό, επαγωγικό, ή ακόμα και κάποιος άλλος μετατροπέας ισχύος. Στο σχήμα 1.5, μία πηγή εναλλασσόμενης τάσης εισόδου v_s συνδέεται μέσω μίας αυτεπαγωγής L_s με παρασιτική αντίσταση R_s στα άκρα της ανορθωτικής διάταξης a, b . Το ρεύμα εισόδου που ζητείται από την εναλλασσόμενη πηγή εισόδου συμβολίζεται με i_s . Τα μεγέθη $i_{c,i}$, i_L , i_{p1} , i_{p2} , ..., i_o , ..., i_{n2} , i_{n1} δηλώνουν το ρεύμα της εκάστοτε χωρητικότητας εξόδου, το ρεύμα φορτίου και τα ενδιάμεσα ρεύματα του μετατροπέα. Το σημείο b είναι ο λεγόμενος ουδέτερος κόμβος (αναφέρεται και ως o ή n). Γενικά, για την εξασφάλιση N_v επιπέδων της τάσης v_{ab} απαιτούνται

$$N_s = 2(N_v - 1) \quad (1.2)$$



Σχήμα 1.5: Μονοφασική ανορθωτική διάταξη NPC N_v επιπέδων

διακοπτικά στοιχεία, και άλλες τόσες αντιπαράλληλες διόδους ελεύθερης διέλευσης. Η τάση v_{ab} είναι της μορφής του σχήματος 1.3(β). Ο αριθμός των απαιτούμενων χωρητικότητας εξόδου είναι:

$$N_c = N_v - 1 \tag{1.3}$$

Με την υπόθεση ότι η συνεχής τάση εξόδου v_{dc} επιμερίζεται ομοιόμορφα στις χωρητικότητες εξόδου, η εφαρμοζόμενη τάση στα άκρα κάθε χωρητικότητας θα είναι:

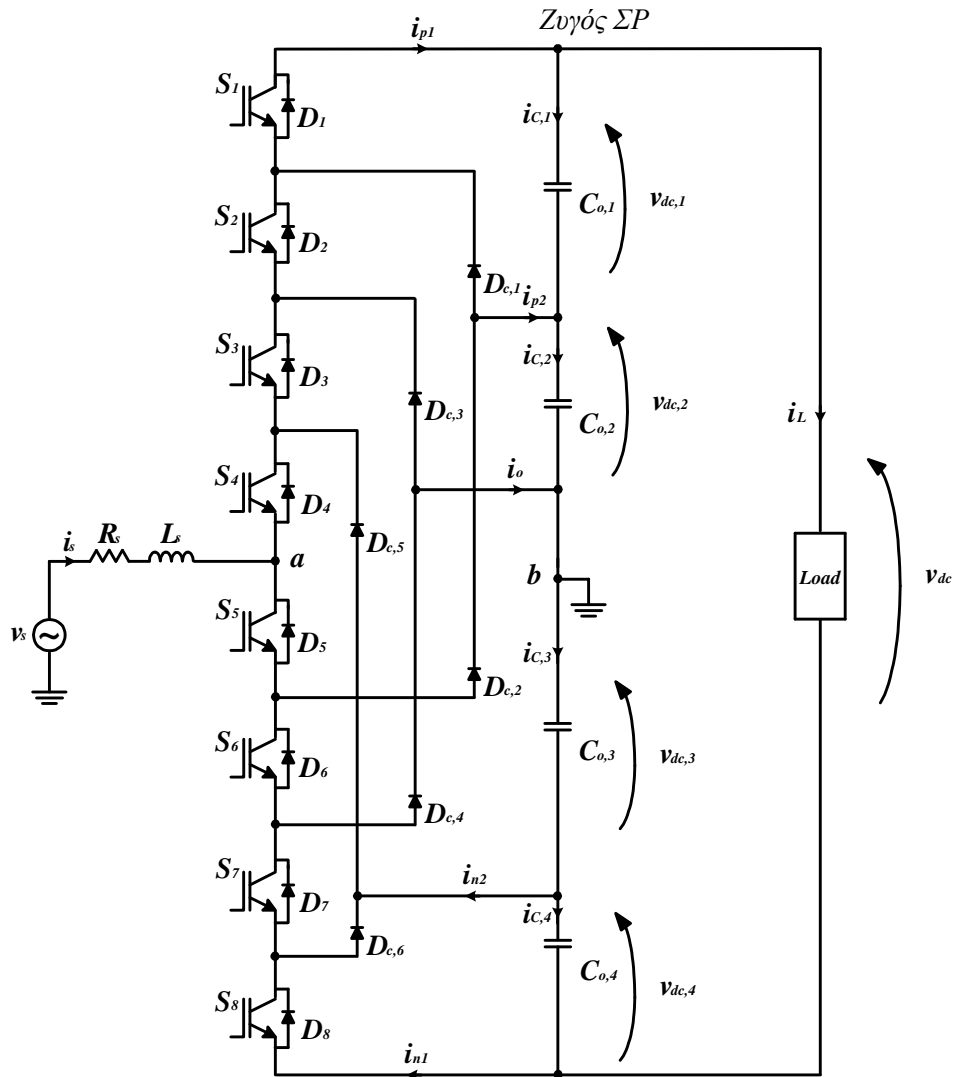
$$v_{dc,i} = \frac{v_{dc}^{(1.3)}}{N_c} = \frac{v_{dc}}{N_v - 1} \tag{1.4}$$

Ακόμη, απαιτούνται

$$N_d = 2(N_v - 2) \tag{1.5}$$

δίοδοι περιορισμού.

Η τοπολογία της ανορθωτικής διάταξης NPC $N_v = 5$ επιπέδων τάσης φαίνεται στο σχήμα 1.6. Η τάση v_{ab} είναι της μορφής του σχήματος 1.3(α). Βάσει των σχέσεων (1.2), (1.3), (1.4), (1.6), η εν λόγω τοπολογία απαιτεί $N_s = 2(5 - 1) = 8$ διακοπτικά στοιχεία και άλλες τόσες αντιπαράλληλες



Σχήμα 1.6: Μονοφασική ανορθωτική διάταξη NPC πέντε επιπέδων

διόδους, $N_c = 5 - 1 = 4$ χωρητικότητες εξόδου με τάση ανά χωρητικότητα $v_{dc,i} = v_{dc} / (5 - 1) = v_{dc} / 4$, και $N_d = 2(5 - 2) = 6$ διόδους περιορισμού. Στον πίνακα 1.1 συνοψίζονται οι διακοπτικές καταστάσεις της διάταξης για κάθε επίπεδο της τάσης v_{ab} . Τα ημιαγωγά στοιχεία που άγουν σε κάθε επίπεδο τάσης, ανάλογα με την πολικότητα του ρεύματος εισόδου i_s , φαίνονται στον πίνακα 1.2.

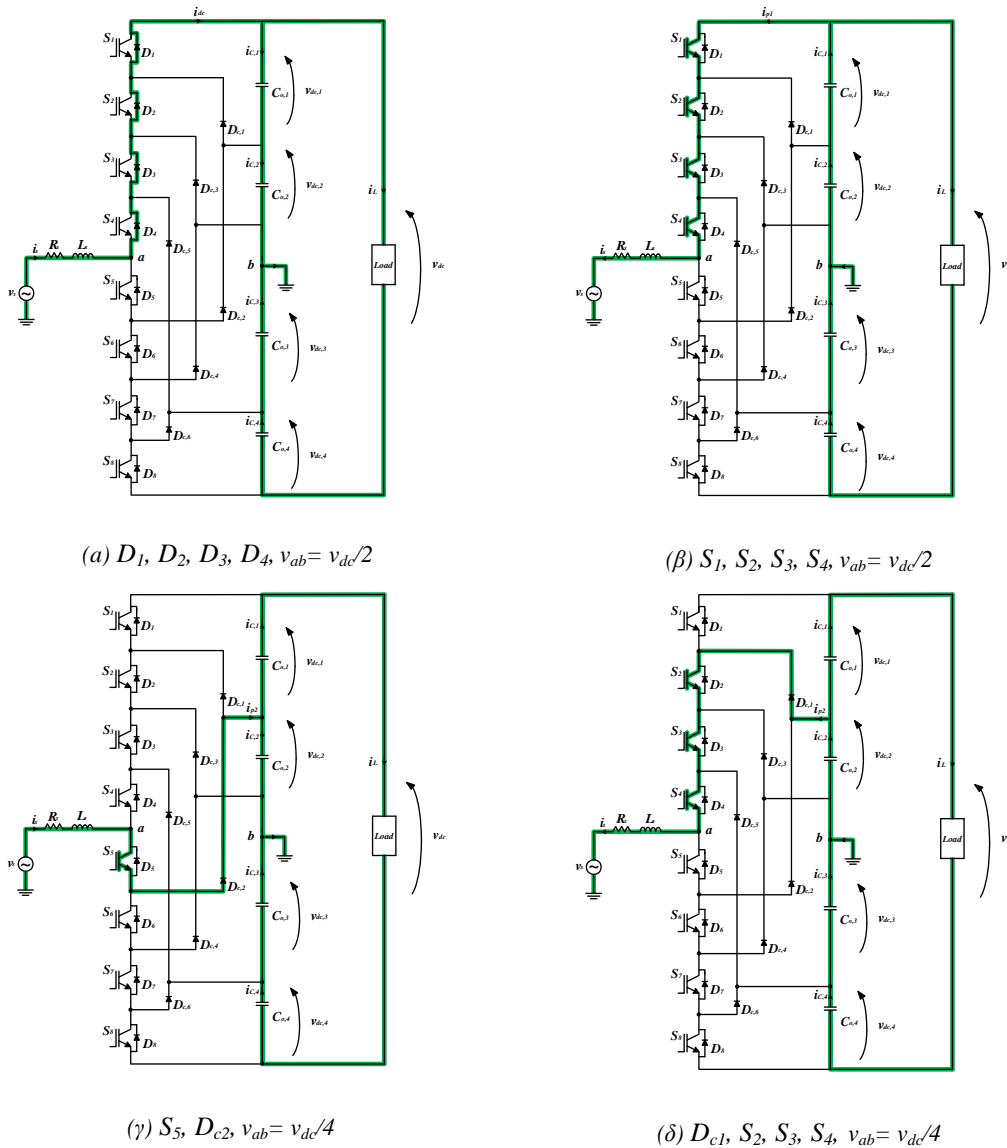
Κατάσταση	S_1	S_2	S_3	S_4	v_{ab}
1	1	1	1	1	$v_{dc}/2$
2	0	1	1	1	$v_{dc}/4$
3	0	0	1	1	0
4	0	0	0	1	$-v_{dc}/4$
5	0	0	0	0	$-v_{dc}/2$

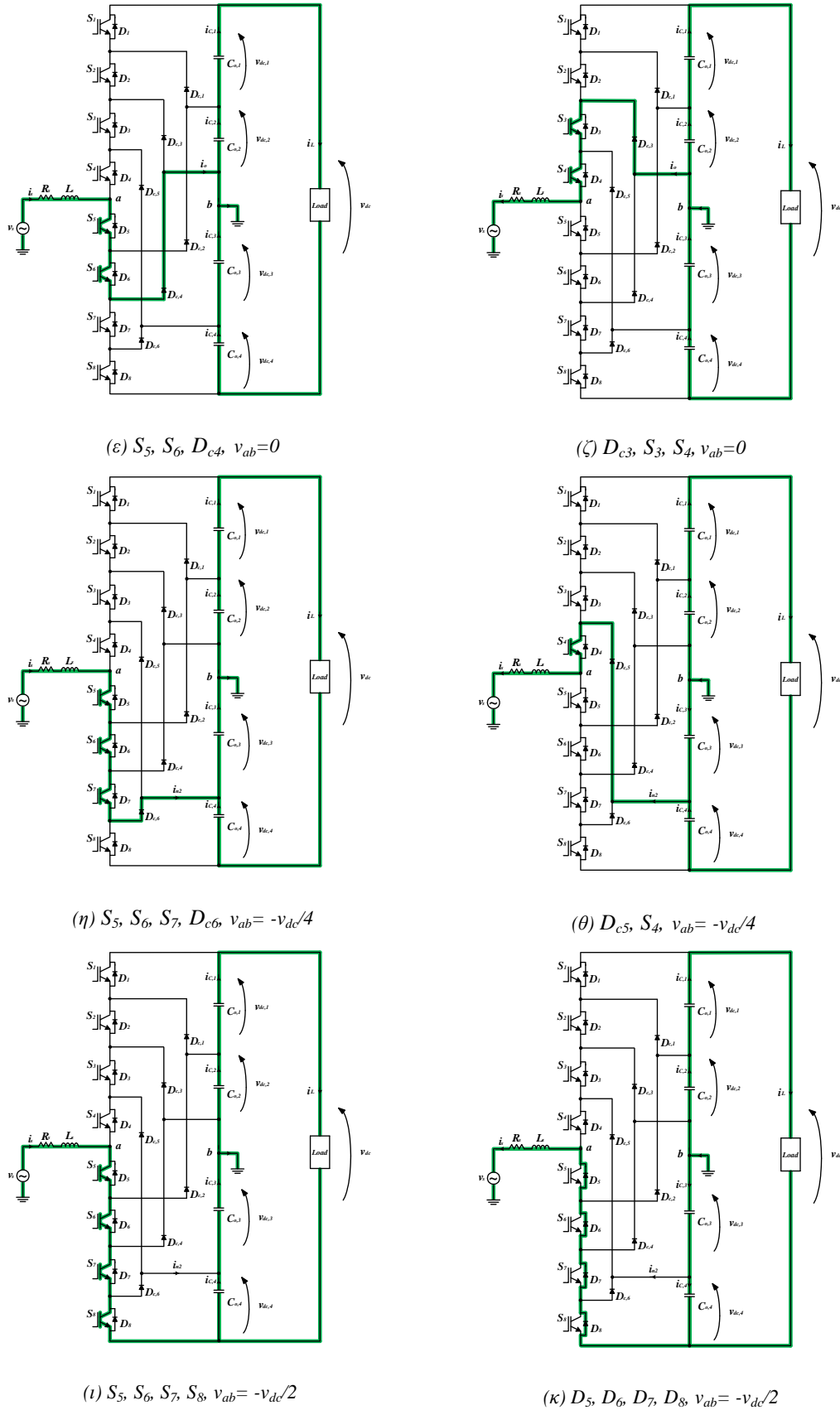
Πίνακας 1.1: Διακοπτικές καταστάσεις μονοφασικής ανορθωτικής διάταξης NPC πέντε επιπέδων

Επίπεδο τάσης v_{ab}	Ημιαγωγά στοιχεία ($i_s > 0$)	Ημιαγωγά στοιχεία ($i_s < 0$)
$v_{dc}/2$	D_1, D_2, D_3, D_4	S_1, S_2, S_3, S_4
$v_{dc}/4$	S_5, D_{c2}	D_{c1}, S_2, S_3, S_4
0	S_5, S_6, D_{c4}	D_{c3}, S_3, S_4
$-v_{dc}/4$	S_5, S_6, S_7, D_{c6}	D_{c5}, S_4
$-v_{dc}/2$	S_5, S_6, S_7, S_8	D_5, D_6, D_7, D_8

Πίνακας 1.2: Ημιαγωγά στοιχεία σε αγωγή για κάθε επίπεδο τάσης της μονοφασικής ανορθωτικής διάταξης NPC πέντε επιπέδων

Στο σχήμα 1.7 φαίνονται οι αντίστοιχες κυκλωματικές διατάξεις για κάθε κατάσταση του πίνακα 1.2.





Σχήμα 1.7(α)-(κ): Αντίστοιχες κυκλωματικές διατάξεις για κάθε κατάσταση του πίνακα 1.2 της μονοφασικής ανορθωτικής διάταξης NPC πέντε επιπέδων

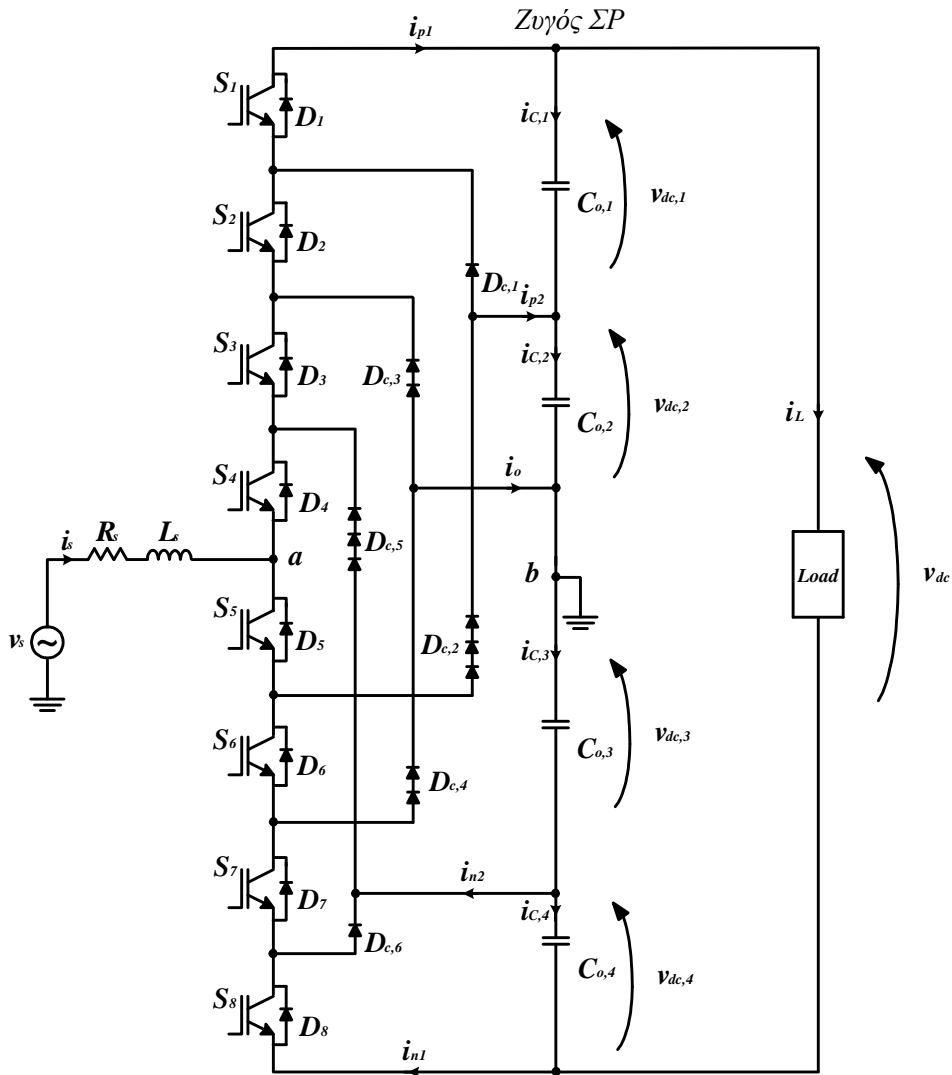
Σε ό, τι αφορά τις διόδους περιορισμού, σε μία δεδομένη στιγμή, κάποιες από αυτές μπορεί να λειτουργούν ως βραχυκύκλωμα και να μεταφέρουν στα διακοπτικά στοιχεία επίπεδα τάσης, ενώ ταυτόχρονα κάποιες άλλες μπορεί να λειτουργούν ως ανοιχτοκύκλωμα ώστε να εξασφαλίζουν σταθερή τάση αποκοπής στα άκρα κάθε διακοπτικού στοιχείου όσο προβλέπεται από τη σχέση (1.4). Για παράδειγμα, στην περίπτωση που $v_{ab} = v_{dc}/2$, από τα σχήματα 1.7 (α), (β) φαίνεται ότι οι διακόπτες S_5, S_6, S_7, S_8 δέχονται την πλήρη συνεχή τάση v_{dc} . Ωστόσο, η τάση αποκοπής του καθένα δεν υπερβαίνει την τιμή $v_{dc}/4$ εξαιτίας της δράσης των διόδων περιορισμού. Ειδικότερα, λόγω της αγωγής των στοιχείων S_1, S_2, S_3, S_4 στο σχήμα 1.7(β) και D_1, D_2, D_3, D_4 στο σχήμα 1.7(α) και της διόδου περιορισμού D_{c2} , ο διακόπτης S_5 καλείται να αποκόψει την τάση $v_{dc,1} = v_{dc}/4$. Με παρόμοια λογική αποδεικνύεται ότι οι τάσεις αποκοπής των διακοπτών S_6, S_7, S_8 είναι ίσες αντίστοιχα με τις τάσεις $v_{dc,2}, v_{dc,3}, v_{dc,4}$, δηλαδή ίσες με $v_{dc}/4$ εξαιτίας της δράσης των διόδων περιορισμού D_{c4}, D_{c6} .

Πρέπει να σημειώσουμε ότι εάν είναι επιθυμητό όλα τα ημιαγωγά στοιχεία να είναι των ίδιων προδιαγραφών σε ό, τι αφορά τη μέγιστη (ανάστροφη) τάση αποκοπής τους, μπορεί να παρατηρήσει κανείς από το σχήμα 1.5 ότι απαιτούνται

$$N_d = \underbrace{(N_v - 1) + (N_v - 1) + \dots + (N_v - 1)}_{(N_v - 2) \text{ φορές}} = (N_v - 1)(N_v - 2) \quad (1.6)$$

πραγματικές διόδοι περιορισμού ώστε η κάθε μία να δέχεται στα άκρα της μέγιστη τάση αποκοπής με τιμή που δίνεται από την (1.4). Για παράδειγμα, στη διάταξη NPC των πέντε επιπέδων του σχήματος 1.6, στην περίπτωση που άγουν οι διακόπτες S_6, S_7, S_8 η διόδος περιορισμού D_{c2} δέχεται στα άκρα της τάση αποκοπής $v_{dc,2} + v_{dc,3} + v_{dc,4} = 3v_{dc}/4$. Με παρόμοια λογική αποδεικνύεται ότι οι διόδοι περιορισμού D_{c3}, D_{c4} δέχονται μέγιστη τάση αποκοπής $2v_{dc}/4$, ενώ η διόδος περιορισμού D_{c5} δέχεται μέγιστη τάση αποκοπής $3v_{dc}/4$. Άρα, απαιτούνται $4 + 4 + 4 = 4 \cdot 3 = (5 - 1)(5 - 2)$ διόδοι περιορισμού, όσες δηλαδή προβλέπει η σχέση (1.6). Κατόπιν τούτου το σχήμα 1.6 επανασχεδιάζεται στο σχήμα 1.8 όπου και φαίνονται οι επιπρόσθετες διόδοι περιορισμού. Είναι εμφανές ότι όσο αυξάνονται τα επίπεδα τάσης του μετατροπέα αυξάνεται τετραγωνικά ο αριθμός των απαιτούμενων διόδων περιορισμού, γεγονός που συνιστά σημαντικό μειονέκτημα των μετατροπέων NPC.

Ακόμη, από τον πίνακα 1.2 φαίνεται ότι οι διακόπτες S_1, S_8 δέχονται τη μικρότερη φόρτιση, αφού άγουν μόνο στα επίπεδα τάσης $v_{ab} = v_{dc}/2$ και $-v_{dc}/2$ αντίστοιχα, ενώ οι διακόπτες S_4, S_5 δέχονται τη μεγαλύτερη φόρτιση, αφού άγουν σε περισσότερα επίπεδα τάσης. Αυτό σημαίνει ότι οι εσωτερικοί διακόπτες θα πρέπει να επιλέγονται με μεγαλύτερη ονομαστική ένταση ρεύματος σε σχέση με τους ακραίους διακόπτες. Η ανομοιόμορφη κατανομή της ισχύος ανάμεσα στους διακόπτες αποτελεί ζήτημα καθοριστικής σημασίας διότι τα διακοπτικά στοιχεία ψύχονται συνήθως με ξεχωριστά συστήματα ψύξης οπότε η σχεδιάσή τους θα πρέπει να έχει προσανατολιστεί γύρω από αυτή την ανισοκατανομή. Το γεγονός αυτό περιορίζει σημαντικά τη μέγιστη ισχύ της διάταξης και τη διακοπτική συχνότητα των στοιχείων [1]. Το ζήτημα αυτό μπορεί να επιλυθεί αντικαθιστώντας τις διόδους περιορισμού με ενεργά διακοπτικά στοιχεία (πχ IGBTs) τα οποία δίνουν τη δυνατότητα για αμφίπλευρη ροή των ενδιάμεσων ρευμάτων του μετατροπέα με αποτέλεσμα να είναι δυνατός ο



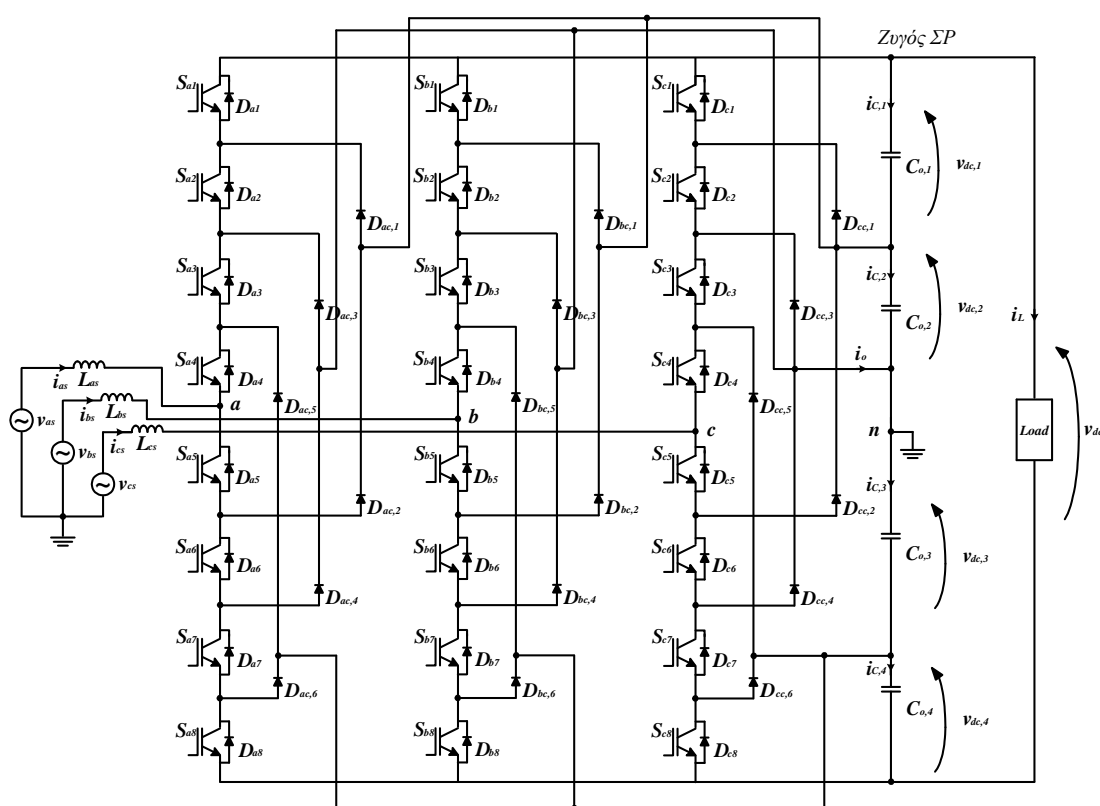
Σχήμα 1.8: Μονοφασική ανορθωτική διάταξη NPC πέντε επιπέδων με διόδους περιορισμού της ίδιας τάσης αποκοπής $v_{dc}/4$

έλεγχος της κατανομής της ισχύος ανάμεσα στα διακοπτικά στοιχεία. Βέβαια η απαίτηση για επιπλέον διακοπτικά στοιχεία αυξάνει το κόστος της διάταξης και δυσχεραίνει το σχήμα ελέγχου αφού στην περίπτωση αυτή οι διακοπτικές καταστάσεις διαφοροποιούνται και πρέπει να ελεγχθούν και τα επιπρόσθετα στοιχεία. Ο μετατροπέας που προκύπτει είναι γνωστός ως ενεργός NPC μετατροπέας (Active Neutral Point Clamped – ANPC) [1].

Επιπλέον, ένα από τα βασικότερα μειονεκτήματα των μετατροπέων NPC είναι η ανομοιόμορφη κατανομή της τάσης ανάμεσα στους πυκνωτές του ζυγού ΣΡ, η οποία εξαρτάται από τις λειτουργικές συνθήκες της διάταξης, όπως ο συντελεστής διαμόρφωσης, ο συντελεστής ισχύος εισόδου (με χείριστη περίπτωση τον ωμικό συντελεστή) αλλά και οι δυναμικές μεταβολές [1],[6]. Σε όλες τις παραπάνω περιπτώσεις η τάση κατανέμεται ανομοιόμορφα μεταξύ των πυκνωτών με αποτέλεσμα τη σχετική ολίσθηση του ουδετέρου σημείου και τη συνακόλουθη παραμόρφωση του ρεύματος εισόδου. Το φαινόμενο αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι οι χρόνοι φόρτισης και εκφόρτισης του κάθε πυκνωτή διαφέρουν με αποτέλεσμα η συνεχής τάση στα άκρα τους να αποκλίνει από την

επιθυμητή τιμή. Βέβαια, το πρόβλημα αυτό μπορεί να αντιμετωπιστεί με τη χρήση κατάλληλων εξωτερικών κυκλωμάτων εξισορρόπησης ή αξιοποιώντας συγκεκριμένες τεχνικές διαμόρφωσης παλμών. Το πρόβλημα της ανισοκατανομής των τάσεων των πυκνωτών αλλά και η πολυπλοκότητα και το κόστος που εισάγουν οι διόδοι περιορισμού είναι και οι βασικότεροι λόγοι που οι μετατροπείς NPC μέχρι σήμερα απαντώνται σχεδόν αποκλειστικά σε τοπολογίες τριών επιπέδων, κυρίως σε εφαρμογές MT σε συστήματα οδήγησης ηλεκτρικών κινητήρων.

Τέλος, η τριφασική τοπολογία του μετατροπέα NPC πέντε επιπέδων ανά φασική τάση, κατά τη λειτουργία του ως ανορθωτική διάταξη, φαίνεται στο σχήμα 1.9. Αποτελείται από τρεις πανομοιότυπες μονοφασικές βαθμίδες με τις αναγκαίες διασυνδέσεις μεταξύ των φάσεων, οι οποίες μοιράζονται τις κοινές τάσεις των πυκνωτών στην πλευρά του ζυγού ΣΡ. Οι φασικές τάσεις στο σχήμα 1.9 είναι οι v_{in} , $i = a, b, c$.

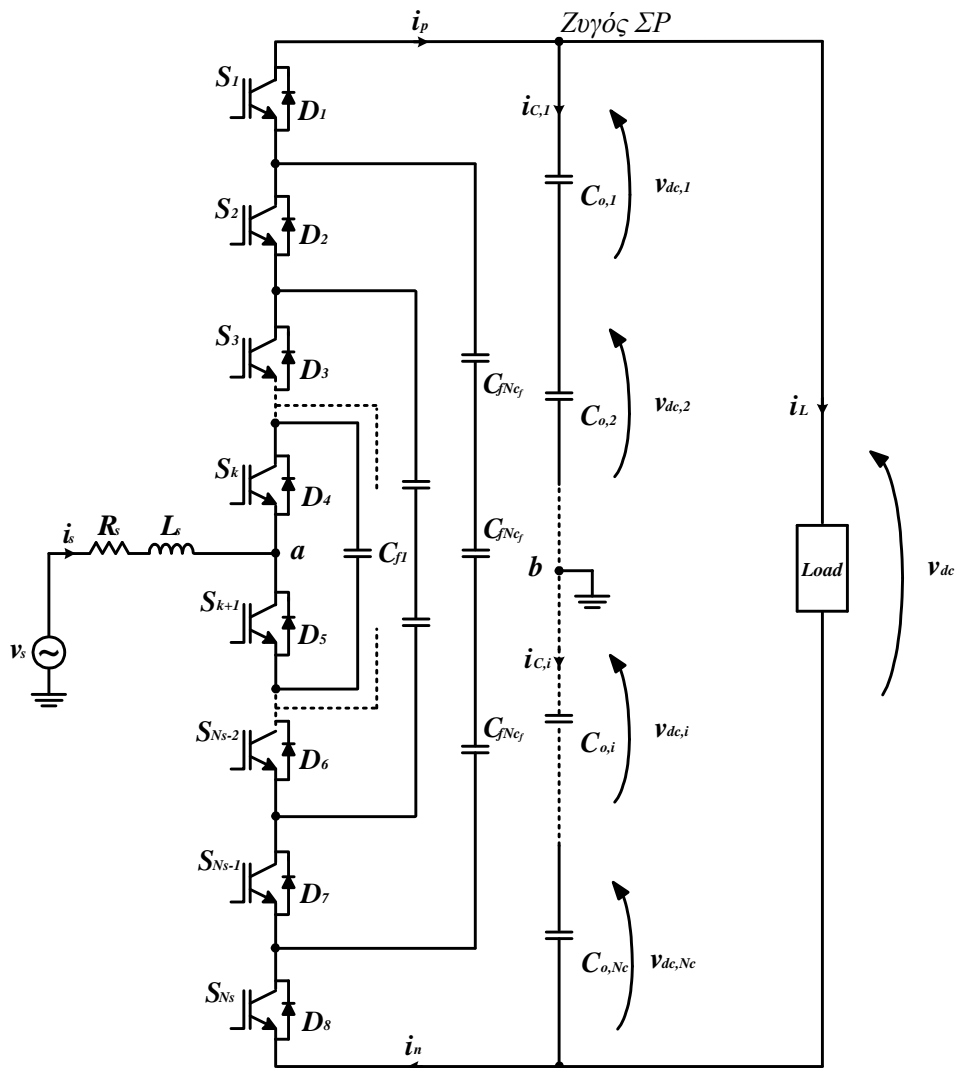


Σχήμα 1.9: Τριφασική ανορθωτική διάταξη NPC πέντε επιπέδων ανά φασική τάση

1.5 Μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων με πυκνωτές περιορισμού

Οι μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων με πυκνωτές περιορισμού (FC), αποτελούν μία παραλλαγή των μετατροπέων NPC. Οι μετατροπείς FC αντί των διόδων περιορισμού περιλαμβάνουν πυκνωτές συνδεδεμένους σε σειρά σχηματίζοντας έτσι εσωτερικούς βρόχους, όπως θα φανεί και στη συνέχεια. Οι πυκνωτές αυτοί δίνουν τη δυνατότητα της υλοποίησης κάποιων επιπέδων τάσης με περισσότερων του ενός διακοπτικούς συνδυασμούς. Ο ακριβής χαρακτηρισμός τους «flying» οφείλεται στο γεγονός ότι δε συνδέονται στο ζυγό ΣΡ. Η τοπολογία του εν λόγω μετατροπέα, κατά τη

λειτουργία του ως ανορθωτική διάταξη, φαίνεται στο σχήμα 1.10. Πρόκειται για μία τοπολογία ημίσειας γέφυρας.



Σχήμα 1.10: Μονοφασική ανορθωτική διάταξη FC N_v επιπέδων τάσης

Σε σχέση με την αντίστοιχη τοπολογία NPC, στην περίπτωση αυτή έχουμε κάποιες διαφοροποιήσεις. Πρωτίστως, δεν υπάρχει κανένας περιορισμός ταυτόχρονης αγωγής συμπληρωματικών διακοπών. Ακόμη, στη θέση των διόδων περιορισμού έχουμε τους πυκνωτές περιορισμού C_{fl} , $l = 1, 2, \dots, N_{c_f}$, οι οποίοι συμμετέχουν στη διαμόρφωση των επιπέδων της τάσης v_{ab} . Η τάση v_{ab} είναι της μορφής του σχήματος 1.3(β). Τα μεγέθη i_p , i_n δηλώνουν τα ενδιάμεσα ρεύματα του μετατροπέα. Γενικά, για την εξασφάλιση N_v επιπέδων της τάσης v_{ab} απαιτούνται

$$N_s = 2(N_v - 1) \quad (1.7)$$

διακοπτικά στοιχεία, και άλλες τόσες αντιπαράλληλες δίοδοι ελεύθερης διέλευσης, όπως και στους μετατροπείς NPC. Ο αριθμός των απαιτούμενων χωρητικοτήτων εξόδου είναι:

$$N_C = N_v - 1 \quad (1.8)$$

Με την υπόθεση ότι η συνεχής τάση εξόδου v_{dc} επιμερίζεται ομοιόμορφα στις χωρητικότητες εξόδου, η εφαρμοζόμενη τάση στα άκρα κάθε χωρητικότητας θα είναι:

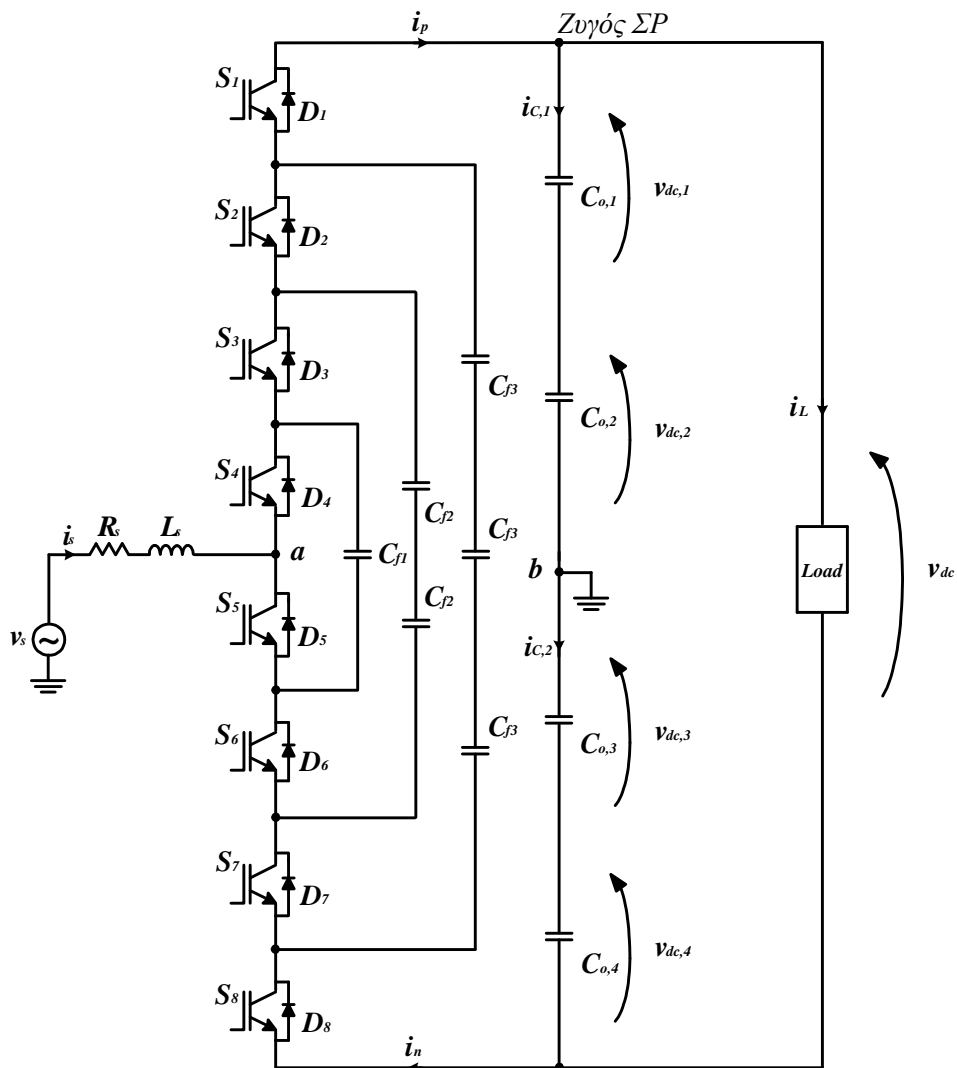
$$v_{dc,i} = \frac{v_{dc}^{(1.8)}}{N_C} = \frac{v_{dc}}{N_v - 1} \quad (1.9)$$

Ακόμη, απαιτούνται

$$N_{C_f} = N_v - 2 \quad (1.10)$$

πυκνωτές περιορισμού, εάν θεωρήσουμε έναν πυκνωτή ανά εσωτερικό βρόχο και δεν ενδιαφέρει να χρησιμοποιήσουμε πυκνωτές της ίδιας μέγιστης (ανάστροφης) τάσης αποκοπής με αυτές των πυκνωτών του ζυγού ΣΡ.

Η τοπολογία της ανορθωτικής διάταξης $N_v = 5$ επιπέδων τάσης με πυκνωτές περιορισμού φαίνεται στο σχήμα 1.11.



Σχήμα 1.11: Μονοφασική ανορθωτική διάταξη FC πέντε επιπέδων τάσης

Η τάση v_{ab} είναι της μορφής του σχήματος 1.3(α). Βάσει των σχέσεων (1.7), (1.8), (1.9) και (1.10), η εν λόγω τοπολογία απαιτεί $N_s = 2(5-1) = 8$ διακοπτικά στοιχεία και άλλες τόσες

αντιπαράλληλες διόδους, $N_C = 5 - 1 = 4$ χωρητικότητες εξόδου με τάση ανά χωρητικότητα $v_{dc}/(5-1) = v_{dc}/4$, και $N_{C_f} = 5 - 2 = 3$ πυκνωτές περιορισμού. Στον πίνακα 1.3 συνοψίζονται οι διακοπτικές καταστάσεις της διάταξης για κάθε επίπεδο της τάσης v_{ab} . Από τον πίνακα αυτό παρατηρούμε ότι σε αντίθεση με τους μετατροπείς NPC, στους μετατροπείς FC κάθε επίπεδο τάσης δεν παράγεται από ένα μοναδικό συνδυασμό αγωγής διακοπών, καθώς υπάρχουν πλεονάζουσες διακοπτικές καταστάσεις. Συγκεκριμένα, για τα επίπεδα $v_{dc}/4, -v_{dc}/4$ υπάρχουν δύο αντίστοιχα πλεονάζουσες διακοπτικές καταστάσεις, δηλαδή τρεις συνολικά καταστάσεις, ενώ για το επίπεδο 0 υπάρχουν πέντε πλεονάζουσες διακοπτικές καταστάσεις, δηλαδή συνολικά έξι καταστάσεις. Στην προτελευταία στήλη του πίνακα 1.3 εφαρμόζεται για κάθε κατάσταση ο νόμος τάσεων του Kirchhoff για τον εκάστοτε βρόχο που σχηματίζεται μεταξύ των πυκνωτών του ζυγού ΣΡ, των συμμετεχόντων πυκνωτών περιορισμού και της εισόδου. Για παράδειγμα, το επίπεδο 0 στην 7^η διακοπτική κατάσταση προκύπτει ως εξής: τάση εισόδου = (τάση πυκνωτών $C_{o,1}, C_{o,2}$) - (τάση πυκνωτών C_{f3}) + (τάση πυκνωτών C_{f2}) - (τάση πυκνωτή C_{f1}), δηλαδή $v_{ab} = v_{dc}/2 - 3v_{dc}/4 + v_{dc}/2 - v_{dc}/4 = 0$. Με παρόμοια λογική προκύπτουν τα επίπεδα τάσης και για τις υπόλοιπες καταστάσεις του πίνακα 1.3. Στην περίπτωση των θετικών τάσεων έπεται ότι για την υποτιθέμενη του σχήματος 1.11 φορά του ρεύματος i_s , οι πυκνωτές φορτίζονται, ενώ στην περίπτωση των αρνητικών τάσεων εκφορτίζονται. Με κατάλληλη επιλογή διακοπτικών καταστάσεων είναι δυνατή η εξισορρόπηση του κύκλου φόρτισης – εκφόρτισης των πυκνωτών, και άρα και των τάσεων στα άκρα τους. Έτσι, οι πλεονάζουσες διακοπτικές καταστάσεις συνιστούν ένα σημαντικό πλεονέκτημα των μετατροπέων FC σε αντίθεση με τους μετατροπείς NPC στους οποίους δεν υπάρχουν πλεονάζουσες καταστάσεις.

Κατάσταση	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	Υπολογισμός v_{ab}	v_{ab}
1	1	1	1	1	0	0	0	0	$v_{dc}/2$	$v_{dc}/2$
2	1	1	1	0	1	0	0	0	$v_{dc}/2 - v_{dc}/4 = v_{dc}/4$	$v_{dc}/4$
3	0	1	1	1	0	0	0	1	$3v_{dc}/4 - v_{dc}/2 = v_{dc}/4$	
4	1	0	1	1	0	0	1	0	$v_{dc}/2 - 3v_{dc}/4 + v_{dc}/2 = v_{dc}/4$	
5	1	1	0	0	1	1	0	0	$v_{dc}/2 - v_{dc}/2 = 0$	0
6	0	0	1	1	0	0	1	1	$v_{dc}/2 - v_{dc}/2 = 0$	
7	1	0	1	0	1	0	1	0	$v_{dc}/2 - 3v_{dc}/4 + v_{dc}/2 - v_{dc}/4 = 0$	
8	1	0	0	1	0	1	1	0	$v_{dc}/2 - 3v_{dc}/4 + v_{dc}/4 = 0$	
9	0	1	0	1	0	1	0	1	$3v_{dc}/4 - v_{dc}/2 + v_{dc}/4 - v_{dc}/2 = 0$	
10	0	1	1	0	1	0	0	1	$3v_{dc}/4 - v_{dc}/4 + v_{dc}/2 = 0$	
11	1	0	0	0	1	1	1	0	$v_{dc}/2 - 3v_{dc}/4 = -v_{dc}/4$	$-v_{dc}/4$
12	0	0	0	1	0	1	1	1	$v_{dc}/4 - v_{dc}/2 = -v_{dc}/4$	
13	0	0	1	0	1	0	1	1	$v_{dc}/2 - v_{dc}/4 - v_{dc}/2 = -v_{dc}/4$	
14	0	0	0	0	1	1	1	1	$-v_{dc}/2$	$-v_{dc}/2$

Πίνακας 1.3: Διακοπτικές καταστάσεις μονοφασικής ανορθωτικής διάταξης FC πέντε επιπέδων τάσης

Πρέπει να σημειώσουμε ότι εάν είναι επιθυμητό να χρησιμοποιηθούν πυκνωτές περιορισμού των ίδιων προδιαγραφών σε ό, τι αφορά τη μέγιστη (ανάστροφη) τάση αποκοπής με τα κύρια διακοπτικά στοιχεία, μπορεί να παρατηρήσει κανείς από το σχήμα 1.10 ότι απαιτούνται

$$N_{C_f} = 1+2+\dots+(N_C-1) \stackrel{(1.8)}{=} 1+2+\dots+(N_v-2) = \frac{(N_v-1)(N_v-2)}{2} \quad (1.11)$$

πυκνωτές περιορισμού ώστε ο κάθε ένας να δέχεται στα άκρα του μέγιστη (ανάστροφη) τάση αποκοπής με τιμή που δίνεται από την (1.9). Για παράδειγμα, στη διάταξη FC των πέντε επιπέδων του σχήματος 1.11 απαιτούνται όπως φαίνεται $1+2+3=6=(5-1)(5-2)/2$ πυκνωτές περιορισμού, όσους δηλαδή προβλέπει η σχέση (1.11).

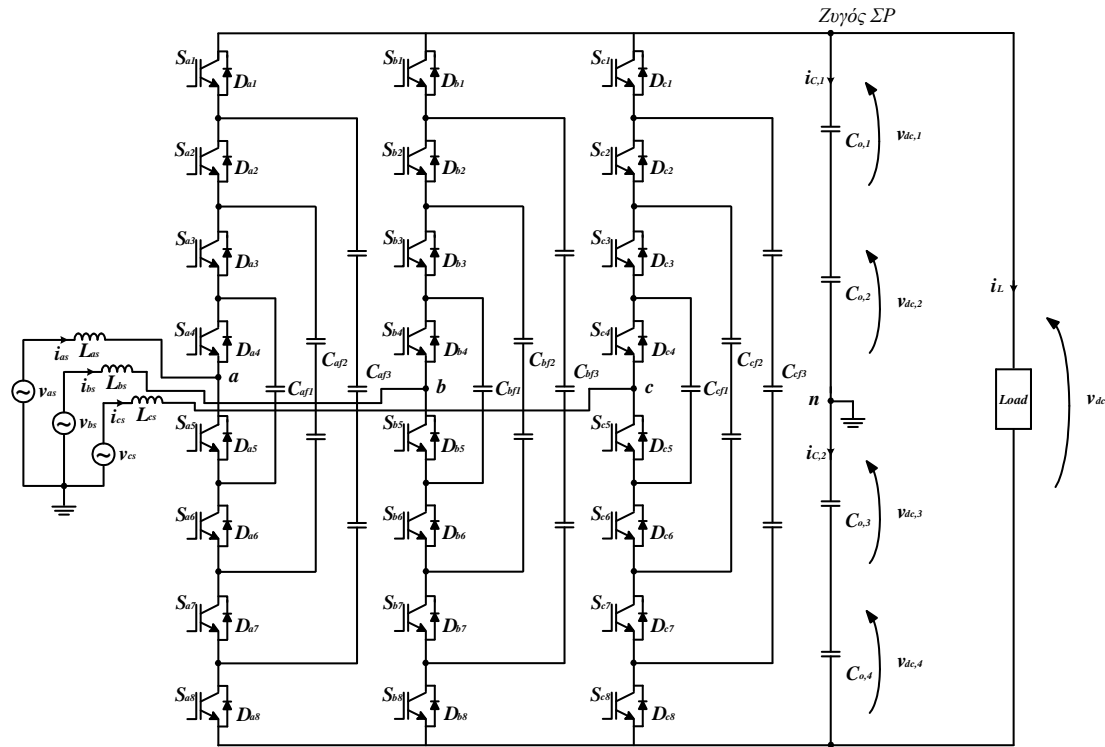
Ακόμη, από τον πίνακα 1.3 φαίνεται ότι οι διακόπτες δέχονται ανομοιόμορφη φόρτιση εντός μίας θεμελιώδους περιόδου, όπως συμβαίνει και με τους μετατροπείς NPC.

Πρέπει να σημειωθεί ότι αν και οι μετατροπείς FC διαθέτουν το πλεονέκτημα των πλεοναζόντων διακοπτικών καταστάσεων που δίνει τη δυνατότητα εξισορρόπησης των τάσεων των πυκνωτών, το βασικότερο μειονέκτημα τους είναι ότι οι πυκνωτές περιορισμού πρέπει να έχουν προφορτιστεί εξαρχής στις επιθυμητές τιμές τάσης [5]. Αυτό προϋποθέτει κατάλληλο σχήμα ελέγχου που να εξασφαλίζει την αρχικοποίηση των πυκνωτών, συνδέοντας τον κάθε ένα σε μία πηγή εισόδου και αποσυνδέοντάς τον όταν εξασφαλιστεί η επιθυμητή τιμή τάσης. Έτσι, παρά το πλεονέκτημα της επεκτασιμότητας των μετατροπέων FC, η πολυπλοκότητα και το αυξημένο κόστος που εισάγουν οι πυκνωτές περιορισμού είναι και ο βασικότερος λόγος που έχει περιορίσει μέχρι σήμερα την εφαρμογή τους το πολύ σε τέσσερα επίπεδα τάσης.

Τέλος, η τριφασική τοπολογία του μετατροπέα FC πέντε επιπέδων ανά φασική τάση, κατά τη λειτουργία του ως ανορθωτική διάταξη, φαίνεται στο σχήμα 1.12. Αποτελείται από τρεις πανομοιότυπες μονοφασικές βαθμίδες με τις αναγκαίες διασυνδέσεις μεταξύ των φάσεων, οι οποίες μοιράζονται τις κοινές τάσεις των πυκνωτών στην πλευρά του ζυγού ΣΡ. Οι φασικές τάσεις στο σχήμα 1.12 είναι οι v_{in} , $i = a, b, c$.

1.6 Μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων με αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας

Όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 1.1, η επίτευξη υψηλότερης τάσης εισόδου v_{ab} και κατ' επέκταση υψηλότερης συνεχούς τάσης εξόδου και επιπέδων ισχύος καθίσταται δυσχερής έως και ανέφικτη εάν θεωρήσουμε απλά τη σύνδεση σε σειρά περισσότερων του ενός διακοπτικών στοιχείων σε ένα συμβατικό μετατροπέα, εξαιτίας του διαφορετικού χρόνου σβέσης αυτών ο οποίος εμποδίζει το σωστό επιμερισμό της τάσης στα άκρα τους. Ωστόσο, αντί να συνδέσουμε διακοπτικά στοιχεία σε σειρά μπορούμε να συνδέσουμε σε σειρά ολόκληρες βαθμίδες μονοφασικών μετατροπέων πλήρους γέφυρας, με τον κάθε ένα να αναλαμβάνει από κάποια επίπεδα της συνολικής τάσης εξόδου. Η ιδέα αυτή οδήγησε στην εμφάνιση του μετατροπέα πολλαπλών επιπέδων με αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας συνδεδεμένες σε σειρά (CHB). Η τοπολογία του εν λόγω μετατροπέα, κατά τη λειτουργία του ως ανορθωτική διάταξη, φαίνεται στο σχήμα 1.13.

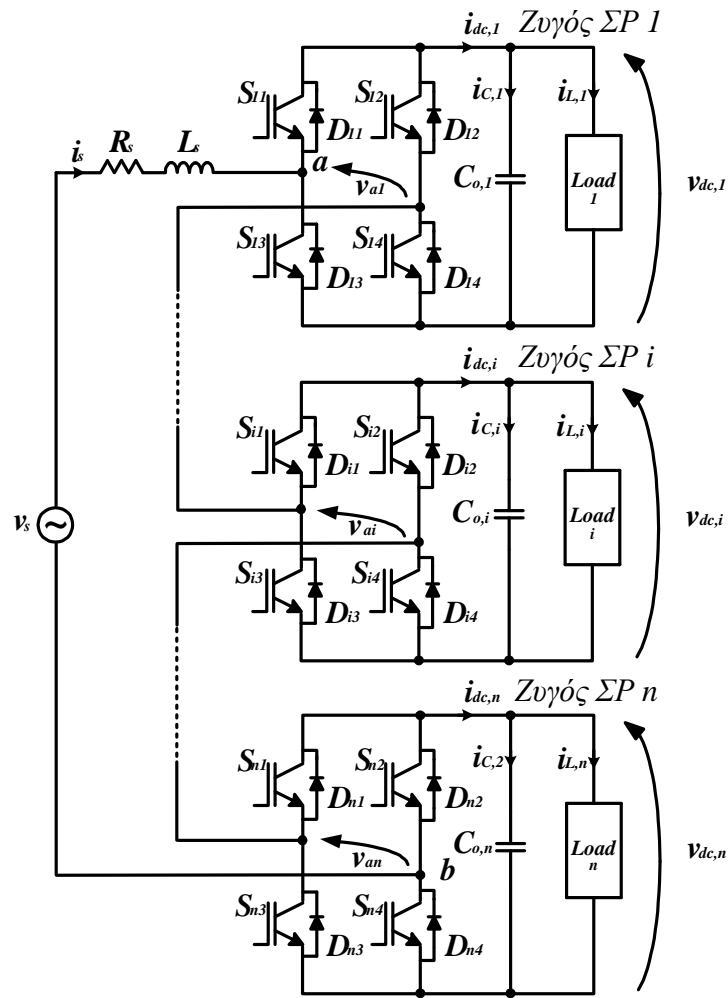


Σχήμα 1.12: Τριφασική ανορθωτική διάταξη FC πέντε επιπέδων ανά φασική τάση

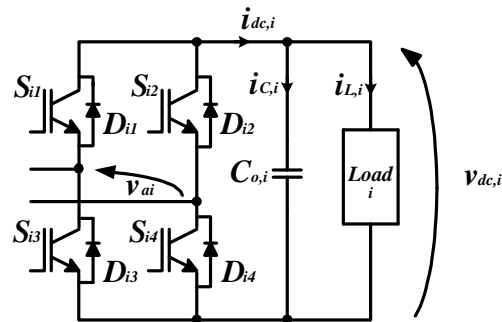
Όπως φαίνεται στο σχήμα 1.13, οι βαθμίδες των εν λόγω μετατροπέων αποτελούνται από n μονοφασικές διακοπτικές ανορθωτικές διατάξεις πλήρους γέφυρας, των οποίων η τοπολογία φαίνεται στο σχήμα 1.14. Τα διακοπτικά στοιχεία S_{ij} , $i = 1, 2, \dots, n$, $j = 1, 2, 3, 4$ των βαθμίδων i έχουν επιλεγεί να είναι τεχνολογίας IGBT, αλλά μπορεί να είναι και άλλης τεχνολογίας όπως πχ IGCT, κλπ, ανάλογα πάντα με τις απαιτήσεις της εφαρμογής. Στα παραπάνω διακοπτικά στοιχεία συνδέονται αντίστοιχα οι αντιπαράλληλες διόδους D_{ij} , $i = 1, 2, \dots, n$, $j = 1, 2, 3, 4$. Σημειώνεται ότι τα στοιχεία S_{i3} , S_{i4} λειτουργούν συμπληρωματικά ως προς τα S_{i1} , S_{i2} αντίστοιχα. Ο περιορισμός αυτός επιβάλλεται διότι σε περίπτωση που ήταν σε αγωγή ταυτόχρονα δύο διακόπτες στο ίδιο σκέλος θα είχαμε βραχυκύκλωμα στον αντίστοιχο ζυγό ΣΡ, γεγονός που θα προκαλούσε πολύ μεγάλα ρεύματα ικανά να καταστρέψουν τους διακόπτες. Θεωρώντας ότι η κατάσταση αγωγής (ON) ενός διακόπτη αντιστοιχίζεται στην ψηφιακή τιμή 1, και η κατάσταση αποκοπής (OFF) στην ψηφιακή τιμή 0, έχουμε:

$$\begin{aligned} S_{i3} &= 1 - S_{i1}, \quad i = 1, 2, \dots, n \\ S_{i4} &= 1 - S_{i2}, \quad i = 1, 2, \dots, n \end{aligned} \quad (1.12)$$

Στην έξοδο των βαθμίδων συνδέονται αντίστοιχα οι χωρητικότητες $C_{o,i}$, $i = 1, 2, \dots, n$, που λειτουργούν ως φίλτρα εξομάλυνσης των συνεχών τάσεων εξόδου $v_{dc,i}$, $i = 1, 2, \dots, n$, ενώ παράλληλα σε αυτές συνδέονται αντίστοιχα τα φορτία ΣΡ ($Load_{1,2,\dots,n}$), τα οποία μπορεί να είναι ωμικά, επαγωγικά, ή ακόμα και κάποιοι άλλοι μετατροπείς ισχύος. Στο σχήμα 1.13, μία πηγή εναλλασσόμενης τάσης εισόδου v_s συνδέεται μέσω μίας αυτεπαγωγής L_s με παρασιτική αντίσταση R_s στα άκρα της ανορθωτικής διάταξης a, b . Το ρεύμα εισόδου που ζητείται από την εναλλασσόμενη πηγή εισόδου



Σχήμα 1.13: Μονοφασική ανορθωτική διάταξη CHB n βαθμίδων



Σχήμα 1.14: Μονοφασική διακοπτική ανορθωτική διάταξη πλήρους γέφυρας (βαθμίδα i)

συμβολίζεται με i_s . Τα μεγέθη $i_{c,i}$, $i_{dc,i}$, $i_{L,i}$, $i = 1, 2, \dots, n$, δηλώνουν το ρεύμα της χωρητικότητας εξόδου, το συνεχές ρεύμα εξόδου και το ρεύμα φορτίου των αντίστοιχων βαθμίδων.

Η κάθε βαθμίδα του σχήματος 1.14 είναι δυνατόν εφαρμόζοντας κατάλληλη τεχνική διαμόρφωσης παλμών να παράγει στην έξοδό της κυματομορφή τάσης τριών επιπέδων, δηλαδή $v_{ai} \in \{-v_{dc,i}, 0, v_{dc,i}\}$, $i = 1, 2, \dots, n$. Στον πίνακα 1.4 συνοψίζονται οι διακοπτικές καταστάσεις της κάθε βαθμίδας i για κάθε επίπεδο της τάσης v_{ai} .

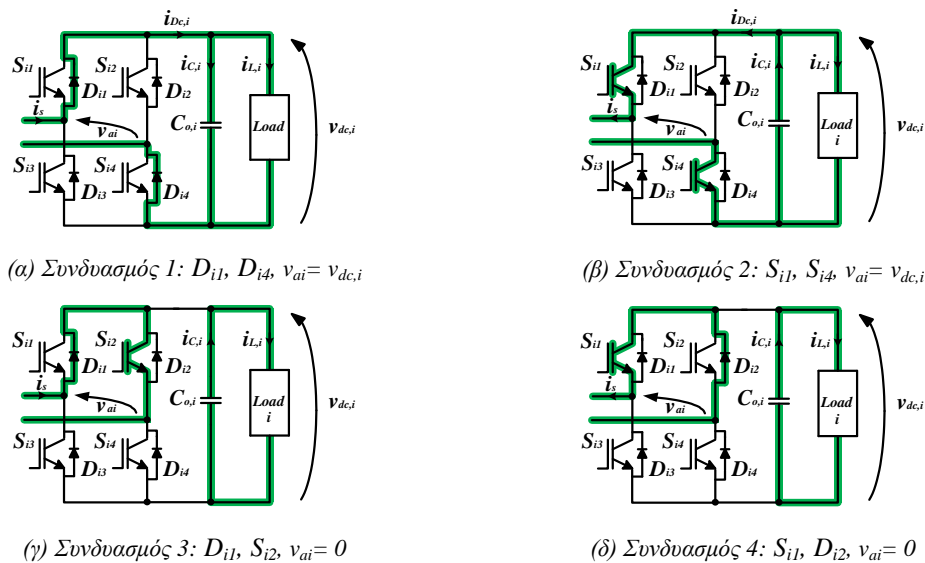
Κατάσταση	S_{i1}	S_{i2}	v_{ai}
1	0	0	0
2	0	1	$-v_{dc,i}$
3	1	0	$v_{dc,i}$
4	1	1	0

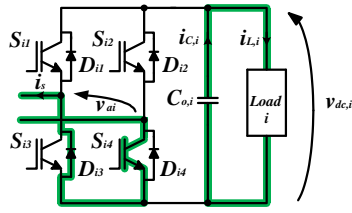
Πίνακας 1.4: Διακοπτικές καταστάσεις των επιμέρους βαθμίδων της μονοφασικής ανορθωτικής διάταξης CHB

Τα ημιαγωγά στοιχεία που άγουν σε κάθε επίπεδο της τάσης v_{ai} για κάθε επιμέρους βαθμίδα i , ανάλογα με την πολικότητα του ρεύματος εισόδου i_s , φαίνονται στον πίνακα 1.5. Στο σχήμα 1.15 φαίνονται οι αντίστοιχες κυκλωματικές διατάξεις για κάθε κατάσταση του πίνακα 1.5.

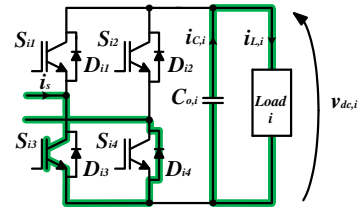
Συνδυασμός	Ημιαγωγά στοιχεία σε αγωγή	i_s	Επίπεδο τάσης v_{ai}
1	D_{i1}, D_{i4}	>0	$v_{dc,i}$
2	S_{i1}, S_{i4}	<0	$v_{dc,i}$
3	D_{i1}, S_{i2}	>0	0
4	S_{i1}, D_{i2}	<0	0
5	D_{i3}, S_{i4}	<0	0
6	S_{i3}, D_{i4}	>0	0
7	D_{i2}, D_{i3}	<0	$-v_{dc,i}$
8	S_{i2}, S_{i3}	>0	$-v_{dc,i}$

Πίνακας 1.5: Ημιαγωγά στοιχεία σε αγωγή για κάθε επίπεδο τάσης των επιμέρους βαθμίδων της μονοφασικής ανορθωτικής διάταξης CHB

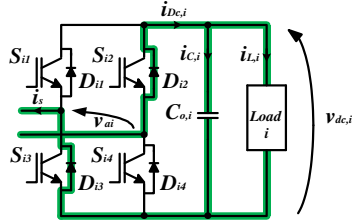




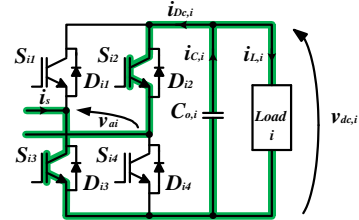
(ε) Συνδυασμός 5: $D_{13}, S_{14}, v_{ai} = 0$



(ζ) Συνδυασμός 6: $S_{13}, D_{14}, v_{ai} = 0$



(η) Συνδυασμός 7: $D_{12}, D_{13}, v_{ai} = -v_{dc,i}$



(θ) Συνδυασμός 8: $S_{12}, S_{13}, v_{ai} = -v_{dc,i}$

Σχήμα 1.15: Ημιαγωγά στοιχεία σε αγωγή για κάθε επίπεδο τάσης των επιμέρους βαθμίδων της μονοφασικής ανορθωτικής διάταξης CHB

Αναφερόμενοι στο σχήμα 1.13, δεδομένου ότι οι n βαθμίδες είναι συνδεδεμένες σε σειρά, έχουμε για την τάση εισόδου του μετατροπέα CHB:

$$v_{ab} = \sum_{i=1}^n v_{ai} \quad (1.13)$$

Με την υπόθεση ότι οι συνεχείς τάσεις εξόδου των βαθμίδων είναι ίσες, η τάση εισόδου v_{ab} του μετατροπέα είναι N_v επιπέδων, όπου:

$$N_v = 2n + 1 \quad (1.14)$$

και n ο αριθμός των επιμέρους βαθμίδων. Η τάση v_{ab} είναι της μορφής του σχήματος 1.3(β). Ο αριθμός των διακοπών που απαιτούνται εξαρτάται από τον αριθμό των επιμέρους βαθμίδων και είναι:

$$N_s = 4n \stackrel{(1.14)}{=} 2(N_v - 1) \quad (1.15)$$

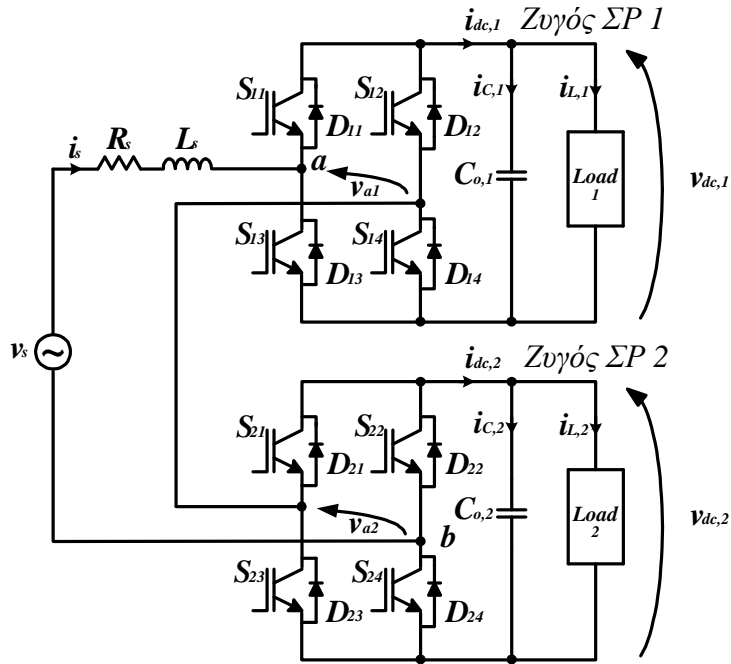
Επίσης, ο αριθμός των χωρητικοτήτων εξόδου που απαιτούνται θα είναι ίσος με τον αριθμό των επιμέρους βαθμίδων:

$$N_c = n \stackrel{(1.14)}{=} \frac{N_v - 1}{2} \quad (1.16)$$

Με τους συνδυασμούς 1 και 7 του πίνακα 1.5, ο πυκνωτής κάθε βαθμίδας φορτίζεται μέσω των διόδων D_{i1}, D_{i4} και D_{i2}, D_{i3} αντίστοιχα, καθώς ισχύει ότι $v_{ai} i_s > 0$, δηλαδή η βαθμίδα απορροφά ενεργό ισχύ. Αντίθετα, με τους συνδυασμούς 2 και 8 ο πυκνωτής κάθε βαθμίδας εκφορτίζεται μέσω των διακοπών S_{i1}, S_{i4} και S_{i2}, S_{i3} αντίστοιχα, καθώς ισχύει ότι $v_{ai} i_s < 0$, δηλαδή η βαθμίδα παρέχει ενεργό ισχύ. Με τους υπόλοιπους συνδυασμούς ο πυκνωτής αποδίδει την ενέργειά του στο φορτίο χωρίς να συνδέεται στην πλευρά EP της βαθμίδας.

Στην παρούσα εργασία θα αναλύσουμε την κυκλωματική διάταξη της μονοφασικής διακοπτικής ανορθωτικής διάταξης CHB με δύο βαθμίδες, η οποία στην περίπτωση των ίσων συνεχών

τάσεων εξόδου των βαθμίδων επιτυγχάνει τάση εισόδου v_{ab} πέντε επιπέδων. Η τοπολογία της εν λόγω διάταξης φαίνεται στο σχήμα 1.16.



Σχήμα 1.16: Μονοφασική ανορθωτική διάταξη CHB δύο βαθμίδων

Η κάθε βαθμίδα, όπως αναφέραμε και παραπάνω, είναι δυνατόν να παράγει στην έξοδό της κυματομορφή τάσης τριών επιπέδων, δηλαδή $v_{ai} \in \{-v_{dc,i}, 0, v_{dc,i}\}$, $i = 1, 2$, ενώ δεδομένου ότι οι $n = 2$ βαθμίδες είναι συνδεδεμένες στη σειρά, η τάση εισόδου της διάταξης λόγω της (1.13) είναι:

$$v_{ab} = v_{a1} + v_{a2} \quad (1.17)$$

η οποία στην περίπτωση των ίσων συνεχών τάσεων εξόδου των βαθμίδων είναι πράγματι λόγω της (1.14) $N_v = 2 \cdot 2 + 1 = 5$ επιπέδων. Η τάση v_{ab} είναι της μορφής του σχήματος 1.3(α). Βάσει των σχέσεων (1.15), (1.16) η εν λόγω τοπολογία απαιτεί $N_s = 2(5-1) = 8$ διακοπτικά στοιχεία και άλλες τόσες αντιπαράλληλες διόδους και $N_c = (5-1)/2 = 2$ χωρητικότητες εξόδου με τάση ανά χωρητικότητα $v_{dc,i}$. Λαμβάνοντας υπόψη τα συμπληρωματικά ζεύγη των διακοπτικών στοιχείων, υπάρχουν $2^4 = 16$ επιτρεπτές διακοπτικές καταστάσεις λειτουργίας, ανάλογα με τις οποίες διαμορφώνεται αντίστοιχα και η τάση εισόδου v_{ab} του μετατροπέα. Στον πίνακα 1.6 συνοψίζονται οι διακοπτικές καταστάσεις της διάταξης για κάθε επίπεδο της τάσης v_{ab} .

Κατάσταση	S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}	v_{a1}	v_{a2}	v_{ab}
1	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	0	1	0	$-v_{dc,2}$	$-v_{dc,2}$
3	0	0	1	0	0	$v_{dc,2}$	$v_{dc,2}$
4	0	0	1	1	0	0	0
5	0	1	0	0	$-v_{dc,1}$	0	$-v_{dc,1}$
6	0	1	0	1	$-v_{dc,1}$	$-v_{dc,2}$	$-(v_{dc,1}+v_{dc,2})$
7	0	1	1	0	$-v_{dc,1}$	$v_{dc,2}$	$-(v_{dc,1}-v_{dc,2})$
8	0	1	1	1	$-v_{dc,1}$	0	$-v_{dc,1}$
9	1	0	0	0	$v_{dc,1}$	0	$v_{dc,1}$
10	1	0	0	1	$v_{dc,1}$	$-v_{dc,2}$	$v_{dc,1}-v_{dc,2}$
11	1	0	1	0	$v_{dc,1}$	$v_{dc,2}$	$v_{dc,1}+v_{dc,2}$
12	1	0	1	1	$v_{dc,1}$	0	$v_{dc,1}$
13	1	1	0	0	0	0	0
14	1	1	0	1	0	$-v_{dc,2}$	$-v_{dc,2}$
15	1	1	1	0	0	$v_{dc,2}$	$v_{dc,2}$
16	1	1	1	1	0	0	0

Πίνακας 1.6: Διακοπτικές καταστάσεις της μονοφασικής ανορθωτικής διάταξης CHB δύο βαθμίδων

Ειδικότερα, στην περίπτωση που οι παραγόμενες τάσεις εξόδου είναι ίσες, $v_{dc,1} = v_{dc,2} = v_{dc}$, οι επιτρεπτές διακοπτικές καταστάσεις παρουσιάζονται στον πίνακα 1.7.

Κατάσταση	S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}	v_{a1}	v_{a2}	v_{ab}
1	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	0	1	0	$-v_{dc}$	$-v_{dc}$
3	0	0	1	0	0	v_{dc}	v_{dc}
4	0	0	1	1	0	0	0
5	0	1	0	0	$-v_{dc}$	0	$-v_{dc}$
6	0	1	0	1	$-v_{dc}$	$-v_{dc}$	$-2v_{dc}$
7	0	1	1	0	$-v_{dc}$	v_{dc}	0
8	0	1	1	1	$-v_{dc}$	0	$-v_{dc}$
9	1	0	0	0	v_{dc}	0	v_{dc}
10	1	0	0	1	v_{dc}	$-v_{dc}$	0
11	1	0	1	0	v_{dc}	v_{dc}	$2v_{dc}$
12	1	0	1	1	v_{dc}	0	v_{dc}
13	1	1	0	0	0	0	0
14	1	1	0	1	0	$-v_{dc}$	$-v_{dc}$
15	1	1	1	0	0	v_{dc}	v_{dc}
16	1	1	1	1	0	0	0

Πίνακας 1.7: Διακοπτικές καταστάσεις της μονοφασικής ανορθωτικής διάταξης CHB δύο βαθμίδων και πέντε επιπέδων τάσης, για $v_{dc,1} = v_{dc,2} = v_{dc}$

Τα ημιαγωγά στοιχεία που άγουν σε κάθε επίπεδο τάσης v_{ab} , ανάλογα με την πολικότητα του ρεύματος εισόδου i_s , φαίνονται στον πίνακα 1.8:

Συνδυασμός	Ημιαγωγά στοιχεία σε αγωγή	i_s	v_{ab}
1	D_{11}, D_{14}	>0	$v_{dc,1} + v_{dc,2}$
2			$v_{dc,1}$
3			$v_{dc,1} - v_{dc,2}$
4			$v_{dc,1}$
5	S_{11}, S_{14}	<0	$v_{dc,1} + v_{dc,2}$
6			$v_{dc,1}$
7			$v_{dc,1} - v_{dc,2}$
8			$v_{dc,1}$
9	D_{11}, S_{12}	>0	$v_{dc,2}$
10			0
11			$-v_{dc,2}$
12			0
13	S_{11}, D_{12}	<0	$v_{dc,2}$
14			0
15			$-v_{dc,2}$
16			0
17	D_{13}, S_{14}	<0	$v_{dc,2}$
18			0
19			$-v_{dc,2}$
20			0
21	S_{13}, D_{14}	>0	$v_{dc,2}$
22			0
23			$-v_{dc,2}$
24			0
25	D_{12}, D_{13}	<0	$-v_{dc,1} + v_{dc,2}$
26			$-v_{dc,1}$
27			$-v_{dc,1} - v_{dc,2}$
28			$-v_{dc,1}$
29	S_{12}, S_{13}	>0	$-v_{dc,1} + v_{dc,2}$
30			$-v_{dc,1}$
31			$-v_{dc,1} - v_{dc,2}$
32			$-v_{dc,1}$

Πίνακας 1.8: Ημιαγωγά στοιχεία σε αγωγή για κάθε επίπεδο τάσης της μονοφασικής ανορθωτικής διάταξης CHB δύο βαθμίδων

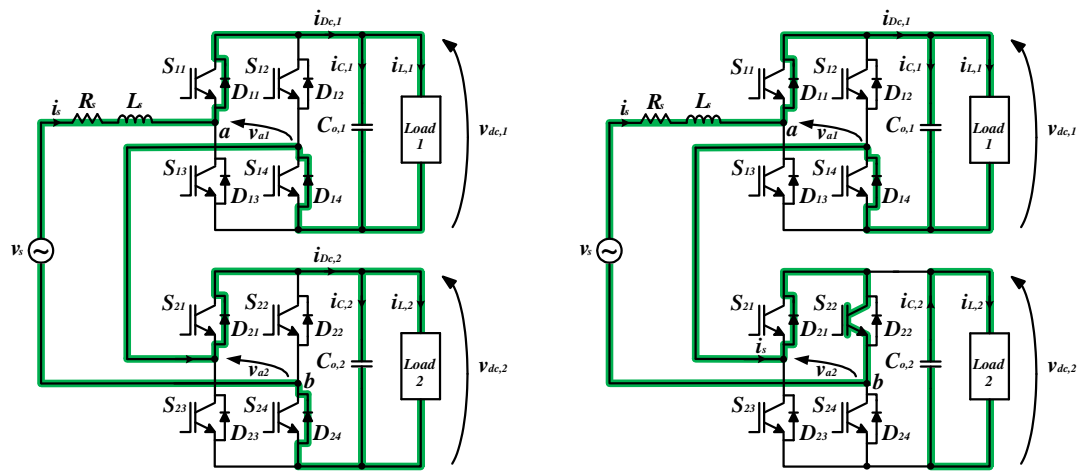
Ειδικότερα, στην περίπτωση που οι παραγόμενες τάσεις εξόδου είναι ίσες, $v_{dc,1} = v_{dc,2} = v_{dc}$, ο πίνακας

1.8 διαμορφώνεται ως ακολούθως:

Συνδυασμός	Ημιαγωγά στοιχεία σε αγωγή		i_s	v_{ab}
1	D_{11}, D_{14}	D_{21}, D_{24}	>0	$2v_{dc}$
2		D_{21}, S_{22}		v_{dc}
3		S_{22}, S_{23}		0
4		S_{23}, D_{24}		v_{dc}
5	S_{11}, S_{14}	S_{21}, S_{24}	<0	$2 v_{dc}$
6		S_{21}, D_{22}		v_{dc}
7		D_{22}, D_{23}		0
8		D_{23}, S_{24}		v_{dc}
9	D_{11}, S_{12}	D_{21}, D_{24}	>0	v_{dc}
10		D_{21}, S_{22}		0
11		S_{22}, S_{23}		$- v_{dc}$
12		S_{23}, D_{24}		0
13	S_{11}, D_{12}	S_{21}, S_{24}	<0	v_{dc}
14		S_{21}, D_{22}		0
15		D_{22}, D_{23}		$- v_{dc}$
16		D_{23}, S_{24}		0
17	D_{13}, S_{14}	S_{21}, S_{24}	<0	v_{dc}
18		S_{21}, D_{22}		0
19		D_{22}, D_{23}		$- v_{dc}$
20		D_{23}, S_{24}		0
21	S_{11}, D_{12}	D_{21}, D_{24}	>0	v_{dc}
22		D_{21}, S_{22}		0
23		S_{22}, S_{23}		$- v_{dc}$
24		S_{23}, D_{24}		0
25	D_{12}, D_{13}	S_{21}, S_{24}	<0	0
26		S_{21}, D_{22}		$- v_{dc}$
27		D_{22}, D_{23}		$-2v_{dc}$
28		D_{23}, S_{24}		$- v_{dc}$
29	S_{12}, S_{13}	D_{21}, D_{24}	>0	0
30		D_{21}, S_{22}		$- v_{dc}$
31		S_{22}, S_{23}		$-2v_{dc}$
32		S_{23}, D_{24}		$- v_{dc}$

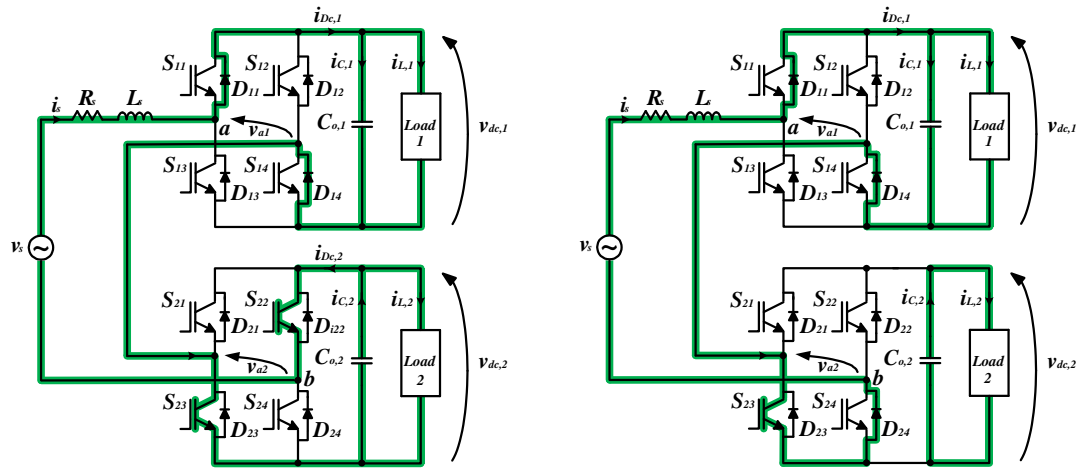
Πίνακας 1.9: Ημιαγωγά στοιχεία σε αγωγή για κάθε επίπεδο τάσης της μονοφασικής ανορθωτικής διάταξης CHB δύο βαθμίδων, στην περίπτωση που $v_{dc,1} = v_{dc,2} = v_{dc}$

Στο σχήμα 1.17 φαίνονται οι αντίστοιχες κυκλωματικές διατάξεις για κάθε κατάσταση του πίνακα 1.8:



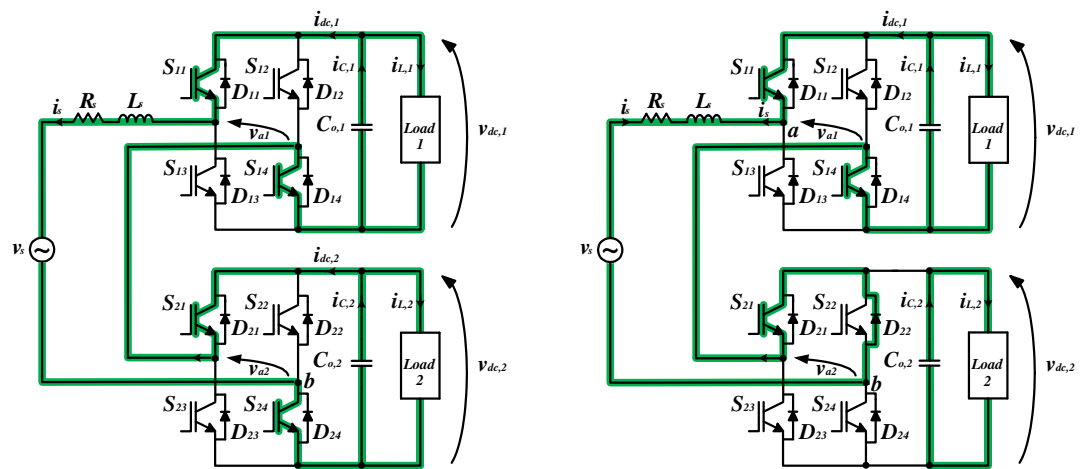
Συνδυασμός 1: $D_{11}, D_{14}, D_{21}, D_{24}, v_{ab} = v_{dc,1} + v_{dc,2}$

Συνδυασμός 2: $D_{11}, D_{14}, D_{21}, S_{22}, v_{ab} = v_{dc,1}$



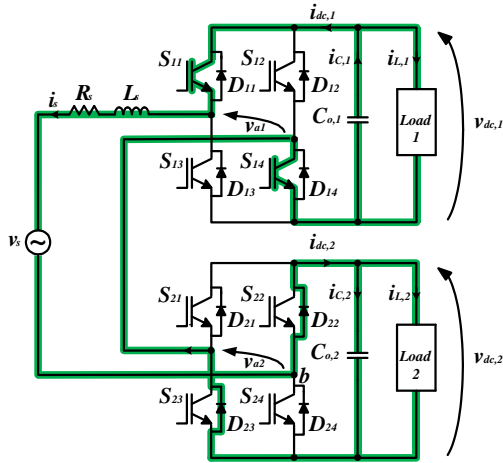
Συνδυασμός 3: $D_{11}, D_{14}, S_{22}, S_{23}, v_{ab} = v_{dc,1} - v_{dc,2}$

Συνδυασμός 4: $D_{11}, D_{14}, S_{23}, D_{24}, v_{ab} = v_{dc,1}$

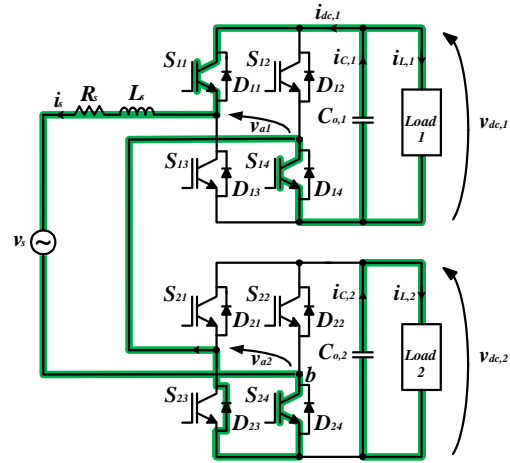


Συνδυασμός 5: $S_{11}, S_{14}, S_{21}, S_{24}, v_{ab} = v_{dc,1} + v_{dc,2}$

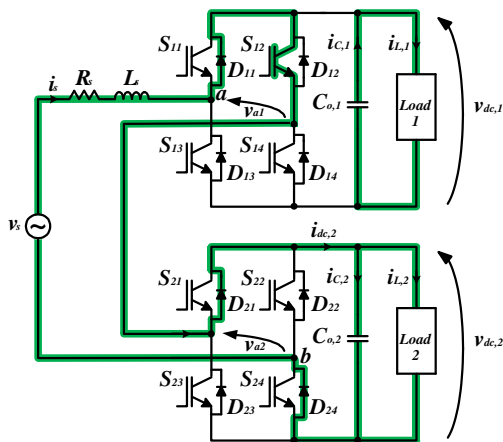
Συνδυασμός 6: $S_{11}, S_{14}, S_{21}, D_{22}, v_{ab} = v_{dc,1}$



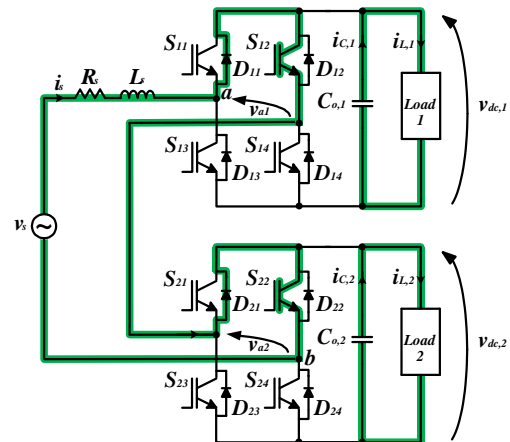
Συνδυασμός 7: $S_{11}, S_{14}, D_{22}, D_{23}$, $v_{ab} = v_{dc,1} - v_{dc,2}$



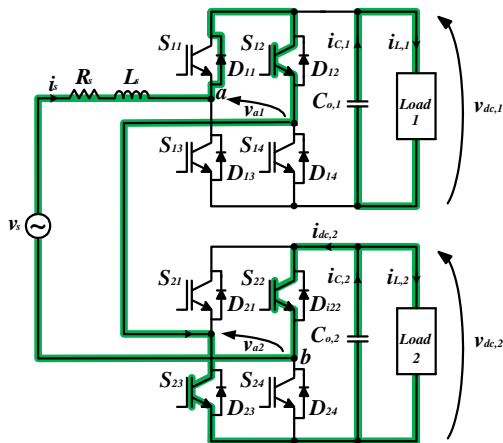
Συνδυασμός 8: $S_{11}, S_{14}, D_{23}, S_{24}$, $v_{ab} = v_{dc,1}$



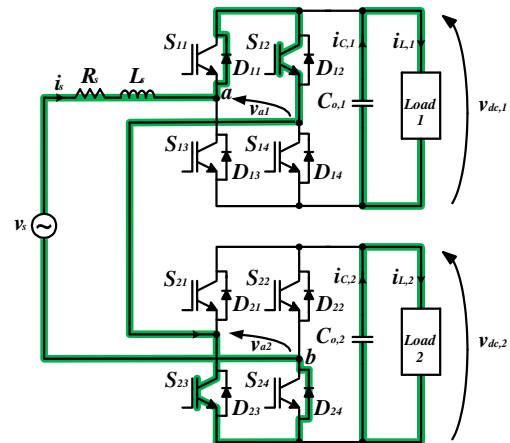
Συνδυασμός 9: $D_{11}, S_{12}, D_{21}, D_{24}$, $v_{ab} = v_{dc,2}$



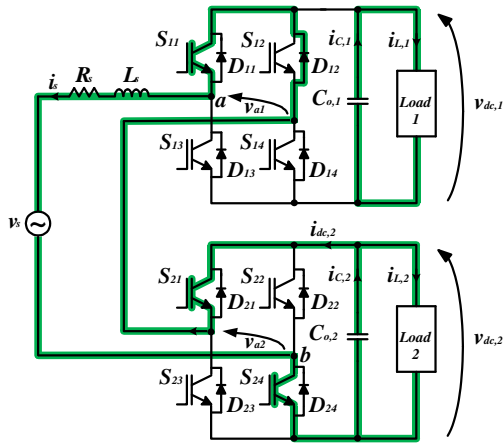
Συνδυασμός 10: $D_{11}, S_{12}, D_{21}, S_{23}$, $v_{ab} = 0$



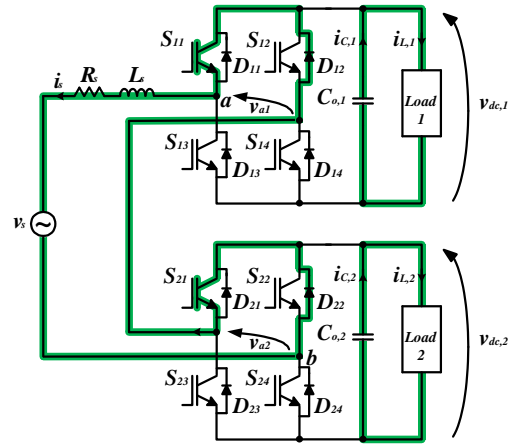
Συνδυασμός 11: $D_{11}, S_{12}, S_{22}, S_{23}$, $v_{ab} = -v_{dc,2}$



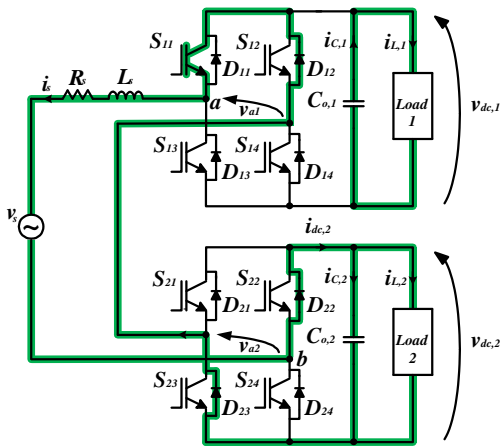
Συνδυασμός 12: $D_{11}, S_{12}, S_{23}, D_{24}$, $v_{ab} = 0$



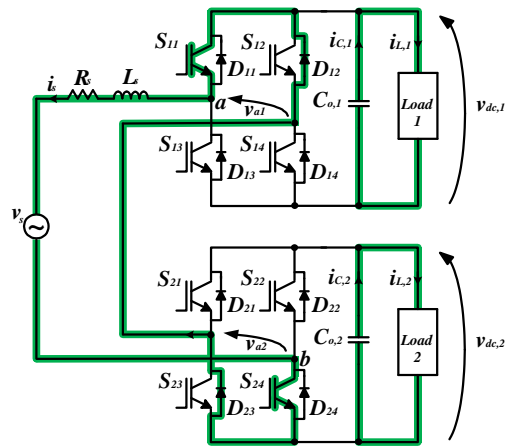
Συνδυασμός 13: $S_{11}, D_{12}, S_{21}, S_{24}, v_{ab} = v_{dc,2}$



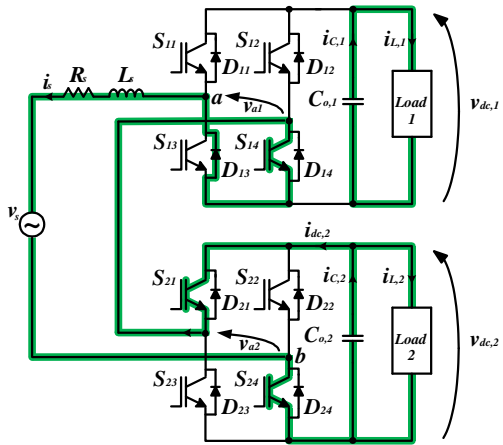
Συνδυασμός 14: $S_{11}, D_{12}, S_{21}, D_{22}, v_{ab} = 0$



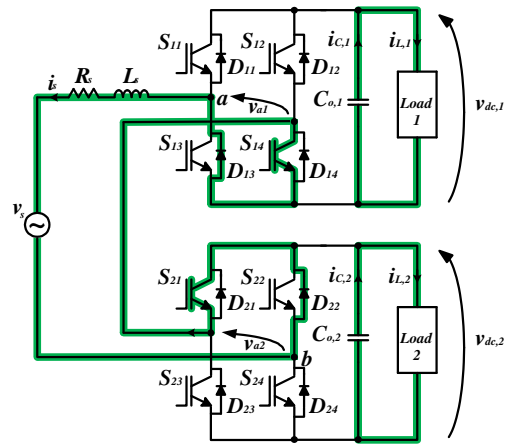
Συνδυασμός 15: $S_{11}, D_{12}, D_{22}, D_{23}, v_{ab} = -v_{dc,2}$



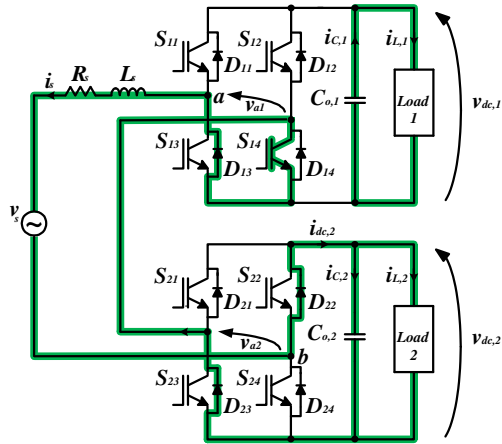
Συνδυασμός 16: $S_{11}, D_{12}, D_{23}, S_{24}, v_{ab} = 0$



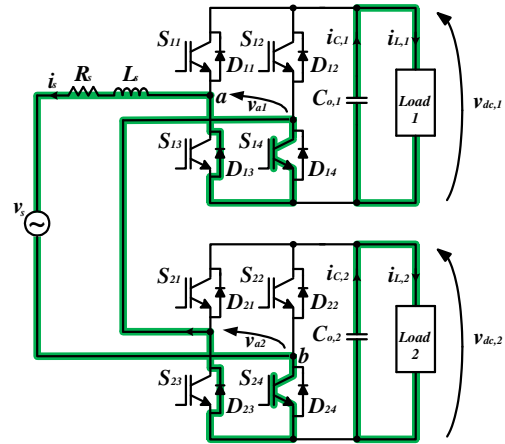
Συνδυασμός 17: $D_{13}, S_{14}, S_{21}, S_{24}, v_{ab} = v_{dc,2}$



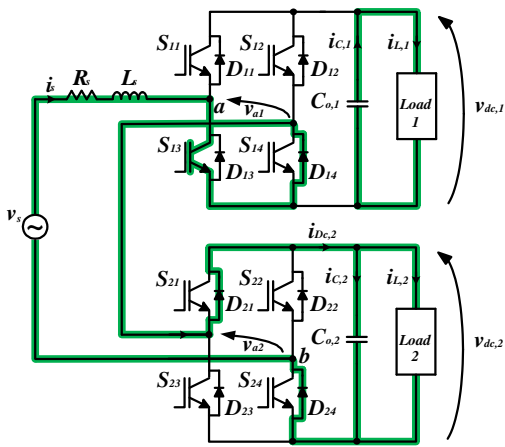
Συνδυασμός 18: $D_{13}, S_{14}, S_{21}, D_{22}, v_{ab} = 0$



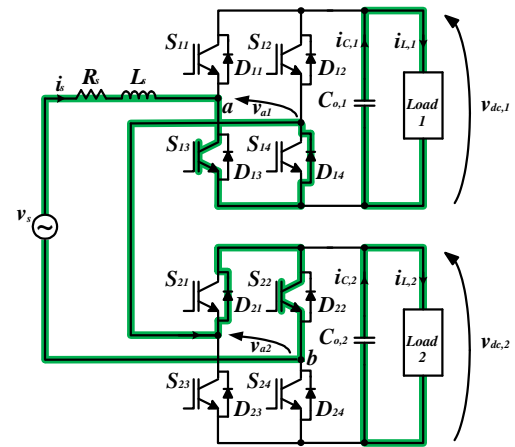
Συνδυασμός 19: $D_{13}, S_{14}, D_{22}, D_{23}, v_{ab} = -v_{dc,2}$



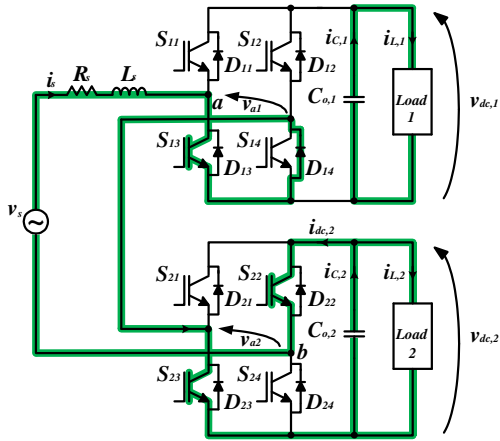
Συνδυασμός 20: $D_{13}, S_{14}, D_{23}, S_{24}, v_{ab} = 0$



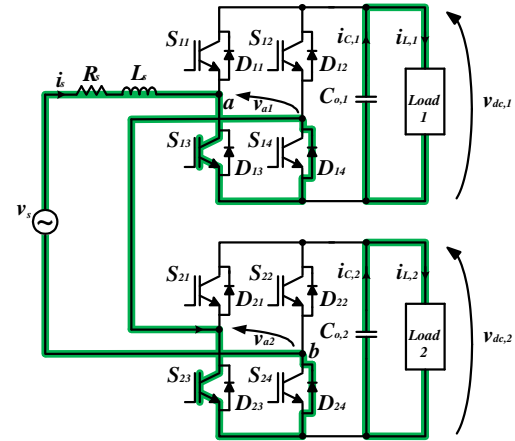
Συνδυασμός 21: $S_{13}, D_{14}, D_{21}, D_{24}, v_{ab} = v_{dc,2}$



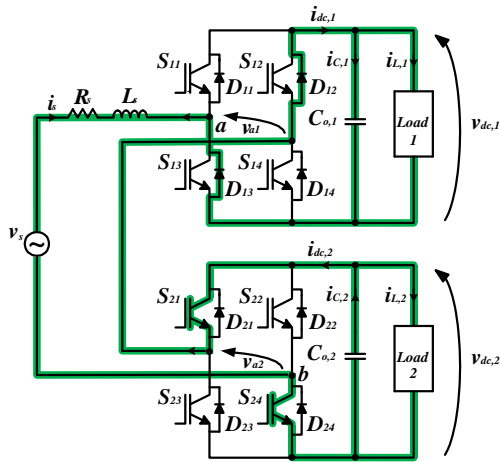
Συνδυασμός 22: $S_{13}, D_{14}, D_{21}, S_{22}, v_{ab} = 0$



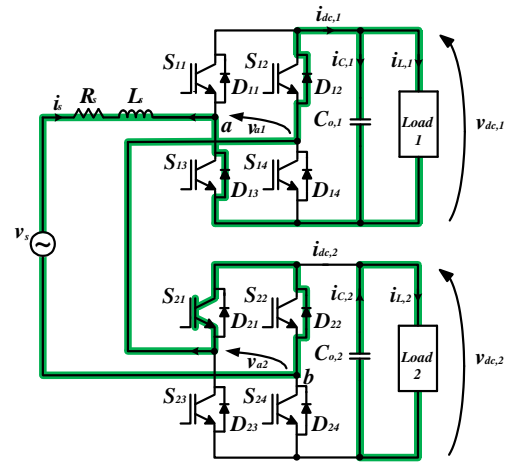
Συνδυασμός 23: $S_{13}, D_{14}, S_{22}, S_{23}, v_{ab} = -v_{dc,2}$



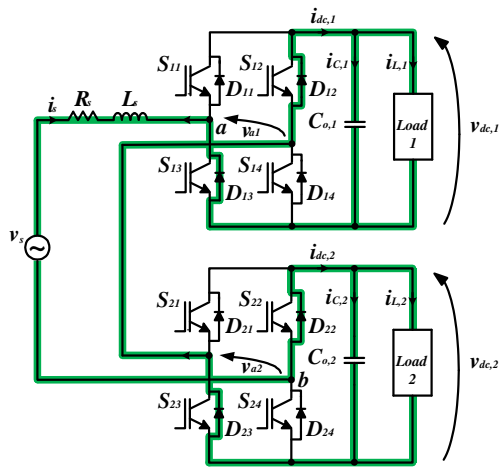
Συνδυασμός 24: $S_{13}, D_{14}, S_{23}, D_{24}, v_{ab} = 0$



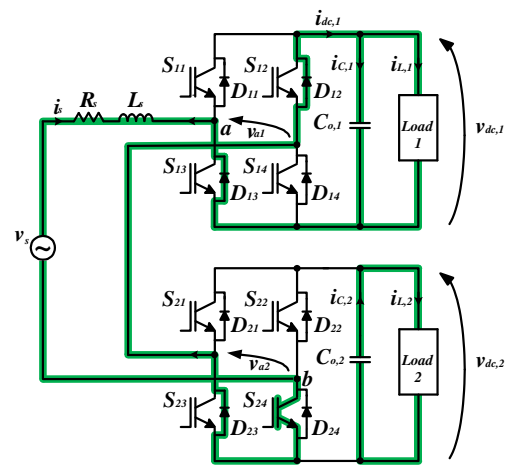
Συνδυασμός 25: $D_{12}, D_{13}, S_{21}, S_{24}$, $v_{ab} = -v_{dc,1} + v_{dc,2}$



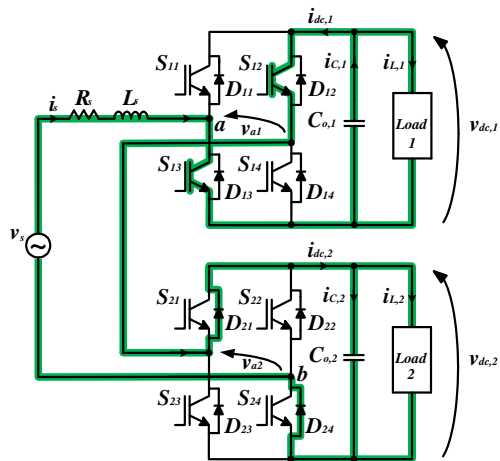
Συνδυασμός 26: $D_{12}, D_{13}, S_{21}, D_{22}$, $v_{ab} = -v_{dc,1}$



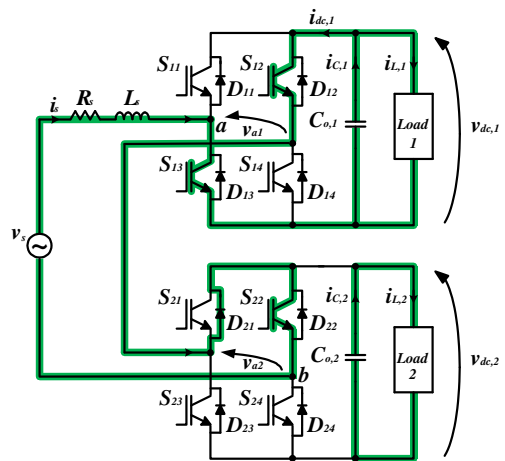
Συνδυασμός 27: $D_{12}, D_{13}, D_{22}, D_{23}$, $v_{ab} = -v_{dc,1} - v_{dc,2}$



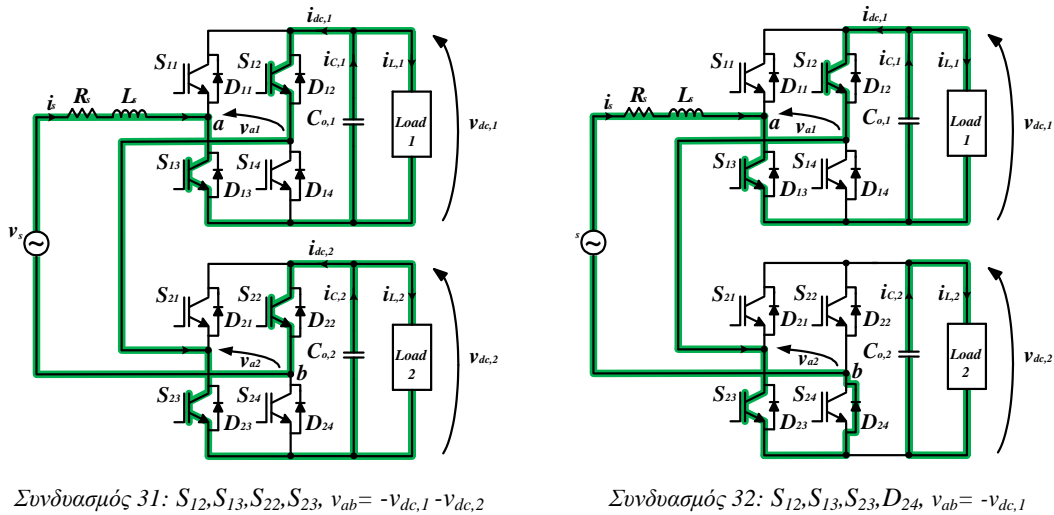
Συνδυασμός 28: $D_{12}, D_{13}, D_{23}, S_{24}$, $v_{ab} = -v_{dc,1}$



Συνδυασμός 29: $S_{12}, S_{13}, D_{21}, D_{24}$, $v_{ab} = -v_{dc,1} + v_{dc,2}$



Συνδυασμός 30: $S_{12}, S_{13}, D_{21}, S_{22}$, $v_{ab} = -v_{dc,1}$



Σχήμα 1.17: Ημιαγωγά στοιχεία σε αγωγή για κάθε επίπεδο τάσης της μονοφασικής ανορθωτικής διάταξης CHB δύο βαθμίδων

Όπως διαπιστώνουμε και από τον πίνακα 1.9, η τάση v_{ab} στην περίπτωση ίσων συνεχών τάσεων εξόδου είναι πράγματι 5 επιπέδων, δηλαδή $v_{ab} \in \{-2v_{dc}, -v_{dc}, 0, v_{dc}, 2v_{dc}\}$. Από τους παραπάνω πίνακες φαίνεται ότι η παραγωγή κάποιων επιπέδων της τάσης εισόδου του μετατροπέα v_{ab} μπορεί να επιτευχθεί με πολλαπλούς συνδυασμούς αγωγής διακοπών. Δηλαδή, όπως και στην περίπτωση των μετατροπέων FC, έτσι και οι μετατροπείς CHB διαθέτουν πλεονάζουσες διακοπτικές καταστάσεις. Συγκεκριμένα για την περίπτωση των ίδιων συνεχών τάσεων εξόδου ανά βαθμίδα, για τα επίπεδα $v_{dc}, -v_{dc}$ υπάρχουν τρεις αντίστοιχα πλεονάζουσες διακοπτικές καταστάσεις, δηλαδή τέσσερις συνολικά καταστάσεις, ενώ για το επίπεδο 0 υπάρχουν πέντε πλεονάζουσες διακοπτικές καταστάσεις, δηλαδή συνολικά έξι καταστάσεις. Οι συνδυασμοί αυτοί δεν πρέπει σε καμία περίπτωση να αμεληθούν, διότι υποκρύπτουν την πληροφορία της φόρτισης – εκφόρτισης διαφορετικών χωρητικοτήτων ανά περίπτωση, γεγονός που όπως θα δούμε στο 5^ο κεφάλαιο μπορεί να αποδειχθεί καθοριστικής σημασίας στην περίπτωση της λειτουργίας της ανορθωτικής διάταξης με διαφορετικά φορτία στις δύο βαθμίδες ή διαφορετικές τάσεις εξόδου. Με κατάλληλη επιλογή διακοπτικών καταστάσεων είναι δυνατή η εξισορρόπηση του κύκλου φόρτισης – εκφόρτισης των πυκνωτών, και άρα και των τάσεων στα άκρα τους. Σημειώνεται ότι, όπως φαίνεται από τον πίνακα 1.8, κατά τη μη συμμετρική λειτουργία των βαθμίδων εμφανίζονται επιπρόσθετα επίπεδα τάσης. Για τα τελευταία θα γίνει περαιτέρω λόγος στο 5^ο κεφάλαιο.

Ένα ακόμη πλεονέκτημα της μονοφασικής διάταξης CHB σε σχέση με τις διατάξεις NPC και FC, είναι το γεγονός ότι απαιτεί το μικρότερο αριθμό στοιχείων. Το τελευταίο γίνεται σαφές και από τον πίνακα 1.10 όπου παρατίθεται συγκριτικά ο αριθμός των απαιτούμενων στοιχείων ανά περίπτωση για τις μονοφασικές τοπολογίες των τριών βασικών μετατροπέων NPC, FC και CHB. Βέβαια, πρέπει να υπενθυμίσουμε ότι οι μονοφασικές τοπολογίες των μετατροπέων NPC, FC που εξετάσαμε είναι τοπολογίες ημίσειας γέφυρας, σε αντίθεση με την τοπολογία πλήρους γέφυρας των μετατροπέων CHB. Υπάρχουν και αντίστοιχες τοπολογίες πλήρους γέφυρας NPC και FC, ωστόσο επιλέξαμε να

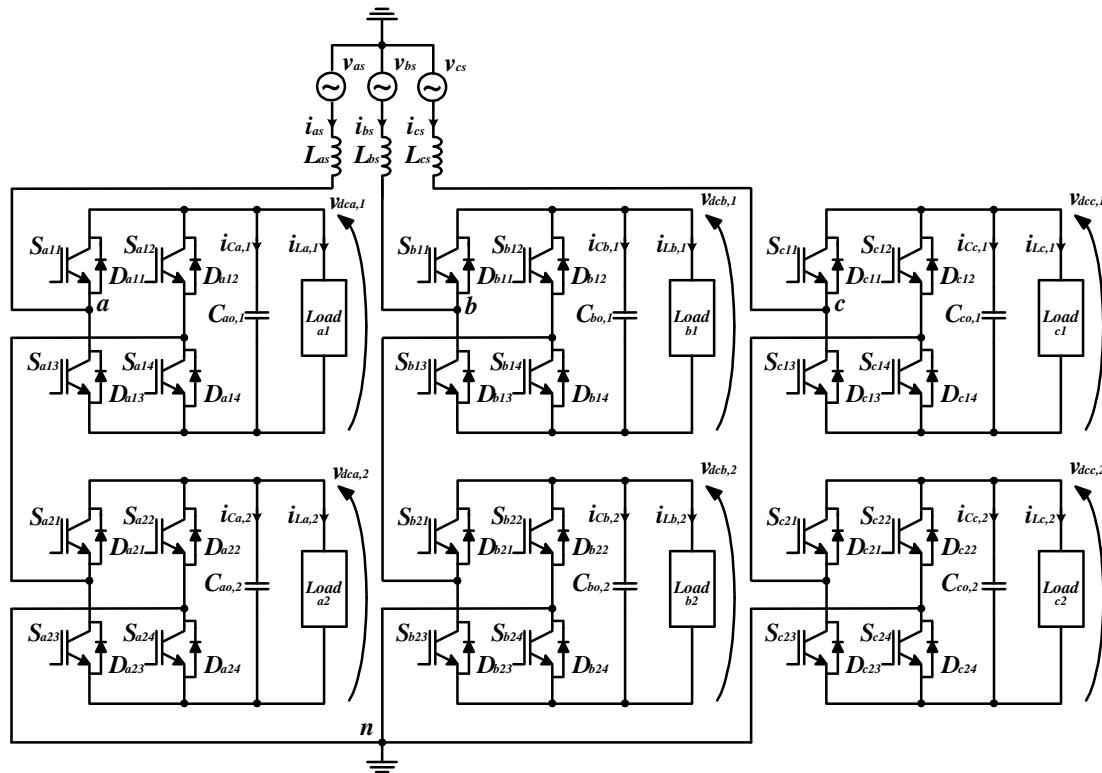
παρουσιάσουμε τις τοπολογίες ημίσειας γέφυρας διότι είναι και οι πιο διαδεδομένες κατά τη λειτουργία αντιστροφέα των εν λόγω διατάξεων. Μία βασική διαφορά που πρέπει να τονιστεί, στη βάση της παρατήρησης αυτής, είναι ότι οι πυκνωτές του ζυγού ΣΡ στις τοπολογίες ημίσειας γέφυρας NPC και FC χρειάζεται να έχουν διαστασιολογηθεί στη μισή συνεχή τάση σε σχέση με τους αντίστοιχους πυκνωτές των βαθμίδων των μετατροπέων CHB, εάν θεωρήσουμε ίδια συνολική αθροιστικά συνεχή τάση εξόδου.

Κατηγορία Μετατροπέα	NPC	FC	CHB
Κύρια Διακοπτικά Στοιχεία	$2(N_v - 1)$	$2(N_v - 1)$	$2(N_v - 1)$
Κύριες Δίοδοι	$2(N_v - 1)$	$2(N_v - 1)$	$2(N_v - 1)$
Δίοδοι Περιορισμού	$(N_v - 1)(N_v - 2)$	0	0
Πυκνωτές Ζυγού ΣΡ	$(N_v - 1)$	$(N_v - 1)$	$(N_v - 1)/2$
Πυκνωτές Περιορισμού	0	$(N_v - 1)(N_v - 2)/2$	0

Πίνακας 1.10: Συγκριτική παρουσίαση απαιτούμενου αριθμού στοιχείων για τις μονοφασικές τοπολογίες των μετατροπέων NPC, FC, CHB N_v επιπέδων τάσης

Οι πλεονάζουσες διακοπτικές καταστάσεις είναι ένα βασικό πλεονέκτημα της διάταξης CHB. Στα πλεονεκτήματά της, ακόμα, συγκαταλέγεται ότι εν αντιθέσει με τις δύο προηγούμενες τοπολογίες, δεν απαιτεί επιπλέον διόδους ή πυκνωτές περιορισμού. Ακόμη, το πρόβλημα της αρχικοποίησης των μετατροπέων FC παύει να υφίσταται στην περίπτωση αυτή. Επίσης, είναι προφανές ότι η σύνθεσή της από επιμέρους βαθμίδες σημαίνει αυτομάτως ότι είναι πολύ εύκολο να επεκταθεί σε περισσότερα επίπεδα τάσης, από κατασκευαστική άποψη. Τα χαρακτηριστικά αυτά των μετατροπέων CHB είναι που συνέβαλαν στην εφαρμογή τους σε πολύ υψηλά επίπεδα ισχύος. Ακόμη, αξίζει να σημειωθεί ότι, όπως θα δείξουμε στο 2^ο κεφάλαιο, είναι δυνατόν να επιτύχουμε τάση εισόδου v_{ab} μεγάλης φαινομένης διακοπτικής συχνότητας με την κάθε βαθμίδα να λειτουργεί σε χαμηλότερη διακοπτική συχνότητα, κάτι που συνεπάγεται περιορισμό στις διαστάσεις του φίλτρου που ενδεχομένως χρησιμοποιηθεί. Τέτοιες τεχνικές δεν είναι δυνατόν να εφαρμοστούν στους μετατροπείς NPC. Το χαρακτηριστικό αυτό μπορεί να αποδειχθεί ιδιαίτερος σημαντικό σε εφαρμογές μέσης και υψηλής τάσης στις οποίες η διακοπτική συχνότητα δεν πρέπει σε καμία περίπτωση να υπερβαίνει τα 500–700Hz. Στα μειονεκτήματα της διάταξης συγκαταλέγεται το γεγονός ότι κατά τη λειτουργία αντιστροφέα απαιτεί πολλές πηγές συνεχούς τάσης, μία για κάθε βαθμίδα, εν αντιθέσει με τις διατάξεις NPC και FC που απαιτούν μόνο μία πηγή συνεχούς τάσης. Βέβαια, κατά τη λειτουργία της ως ανορθωτική διάταξη είναι δυνατόν να τροφοδοτήσει πολλά φορτία ΣΡ ταυτόχρονα, κάτι που αδυνατούν οι διατάξεις NPC και FC στις οποίες μπορεί να συνδεθεί αποκλειστικά ένα φορτίο ΣΡ.

Τέλος, η τριφασική τοπολογία του μετατροπέα CHB πέντε επιπέδων ανά φασική τάση, κατά τη λειτουργία του ως ανορθωτική διάταξη, φαίνεται στο σχήμα 1.18. Αποτελείται από τρεις πανομοιότυπες μονοφασικές διατάξεις με τις αναγκαίες διασυνδέσεις μεταξύ των φάσεων. Οι φασικές τάσεις στο σχήμα 1.18 είναι οι v_{in} , $i = a, b, c$.



Σχήμα 1.18: Τριφασική ανορθωτική διάταξη CHB πέντε επιπέδων ανά φασική τάση

Στις εφαρμογές των μετατροπέων CHB, με περισσότερη έμφαση στη μονοφασική τοπολογία, θα αναφερθούμε αναλυτικότερα στην επόμενη παράγραφο.

1.7 Εφαρμογές μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων με αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας

Στην παρούσα εργασία θα εξετάσουμε αναλυτικά τη λειτουργία του μονοφασικού μετατροπέα CHB ως ανορθωτική διάταξη που καλείται να τροφοδοτήσει ξεχωριστά φορτία ΣΡ. Εκτός όμως από αυτή τη βασική κατάσταση λειτουργίας, ο μετατροπέας μπορεί επίσης να λειτουργήσει ως αντιστροφέας με συνακόλουθο μεγάλο πεδίο εφαρμογών. Επιπλέον, μεγάλο πεδίο εφαρμογών έχει και ο τριφασικός μετατροπέας CHB. Στα παρακάτω παραθέτουμε μερικές χαρακτηριστικές περιπτώσεις.

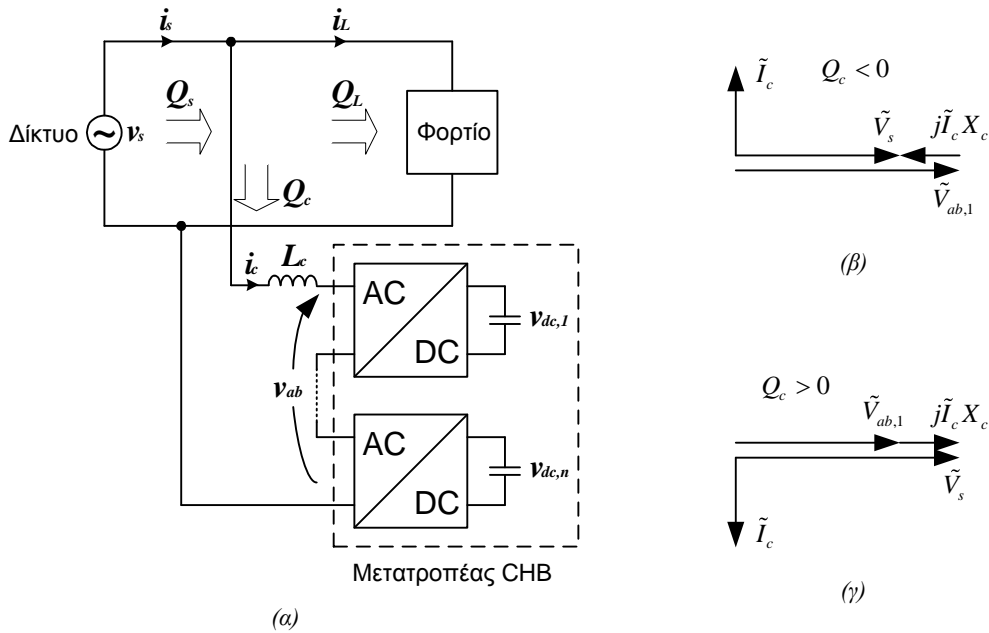
1.7.1 Στατοί αντισταθμιστές αέργου ισχύος

Οι σύγχρονοι στατοί αντισταθμιστές αέργου ισχύος (**Static Synchronous Compensators – STATCOMs** [14]-[16]) ανήκουν στη γενικότερη κατηγορία των ευέλικτων συστημάτων μεταφοράς (**Flexible AC Transmission Systems – FACTS** [17]). Οι συμβατικές διατάξεις βασίζονται εδώ και πολλά χρόνια σε συστοιχίες πυκνωτών ή ακόμα και σε σύγχρονες γεννήτριες [17],[18]. Στις μέρες μας υλοποιούνται επίσης διατάξεις με συμβατικούς μετατροπείς δύο επιπέδων που συνδέονται παράλληλα σε συγκεκριμένα σημεία του δικτύου με σκοπό να ρυθμίζουν την τάση στο σημείο της σύνδεσης μέσω της ελεγχόμενης έγχυσης ή απορρόφησης αέργου ισχύος στη γραμμή [17],[18],[19]. Τα συστήματα

αυτά απαντώνται κατά βάση σε δίκτυα YT ή MT, γεγονός που καθιστά ελκυστική την επιλογή των μετατροπέων CHB για την υλοποίησή τους [1],[5],[13],[14]-[16],[20]-[23]. IGBTs χαμηλής τάσης μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως διακοπτικά στοιχεία, ειδικά σε εφαρμογές υψηλής ισχύος. Στις διατάξεις STATCOM οι μετατροπείς CHB κατά βάση λειτουργούν ως αντιστροφείς όταν εγχέουν άεργο ισχύ στο δίκτυο, με τη διαφορά ότι στην πλευρά ΣΡ αντί για πηγές ΣΡ υπάρχουν πυκνωτές. Επομένως, απορροφούν και κάποιο ρεύμα για να διατηρούν φορτισμένους τους πυκνωτές των ζυγών ΣΡ, λειτουργώντας έτσι εν μέρει και ως ανορθωτικές διατάξεις. Χαρακτηριστικά των μετατροπέων αυτών όπως η επεκτασιμότητα, ο ελάχιστος αριθμός απαιτούμενων στοιχείων σε σχέση με τις τοπολογίες NPC και FC, η εύκολη μετάβαση σε περισσότερα επίπεδα μέσω της σύνδεσης σε σειρά επιμέρους βαθμίδων πλήρους γέφυρας με διακοπτικά στοιχεία χαμηλής τάσης (IGBTs), η δυνατότητα εφαρμογής τεχνικών διαμόρφωσης χαμηλής διακοπτικής συχνότητας, είναι μερικά από τα πιο σημαντικά στοιχεία υπέρ της επιλογής τους. Ακόμη, ένα σημαντικό πλεονέκτημα τέτοιων STATCOMs, σε σχέση με τις συμβατικές διατάξεις αντιστάθμισης αέργου ισχύος που συνδέονται στο δίκτυο YT μέσω μετασχηματιστή, είναι ακριβώς η δυνατότητά τους να συνδέονται στο δίκτυο χωρίς τη χρήση μετασχηματιστή. Επιπλέον, μέσω κατάλληλων τεχνικών ελέγχου κλειστού βρόχου προσφέρουν δυνατότητες όπως ρεύμα εισόδου με πολύ μικρό αρμονικό περιεχόμενο (το οποίο γίνεται ακόμα μικρότερο λόγω των αυξημένων επιπέδων τάσης), γρηγορότερη απόκριση σε δυναμικές μεταβολές όπως αλλαγή στην επιθυμητή τιμή της εγχεόμενης αέργου ισχύος ή διαταραχές της τάσης εισόδου του δικτύου (πχ βύθιση τάσης), αλλά και γενικότερα πλήρης έλεγχος του συντελεστή ισχύος εισόδου. Μία επιπρόσθετη, βέβαια, απαίτηση, που ουσιαστικά καθιστά πολυπλοκότερο το σχήμα ελέγχου, είναι αυτή της εξασφάλισης της εξισορρόπησης των τάσεων των πυκνωτών των ζυγών ΣΡ. Μία τυπική μονοφασική διάταξη STATCOM με μετατροπείς CHB φαίνεται στο σχήμα 1.19. Η διάταξη αυτή θα μπορούσε επίσης να αποτελεί τη μία φάση ενός τριφασικού μετατροπέα CHB. Στο σχήμα αυτό, από το νόμο τάσεων του Kirchhoff προκύπτει ότι:

$$\tilde{V}_s = \tilde{V}_{ab,1} + j\tilde{I}_c X_c \quad (1.18)$$

όπου $\tilde{V}_s, \tilde{V}_{ab,1}$ οι φασιθέτες της τάσης του δικτύου και της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εισόδου του μετατροπέα αντίστοιχα, \tilde{I}_s, \tilde{I}_c οι φασιθέτες του ρεύματος εισόδου του δικτύου και του μετατροπέα αντίστοιχα, Q_s, Q_L, Q_c η παρεχόμενη άεργος ισχύς από το δίκτυο, η άεργος ισχύς του φορτίου και η εγχεόμενη – απορροφούμενη άεργος ισχύς του μετατροπέα αντίστοιχα, και X_c η επαγωγική αντίσταση της αυτεπαγωγής L_c που συνδέεται μεταξύ του δικτύου και του μετατροπέα. Ο έλεγχος της εγχεόμενης αέργου ισχύος πρακτικά ανάγεται στον έλεγχο της τάσης εισόδου του μετατροπέα \tilde{V}_{ab} . Από την (1.18) συμπεραίνουμε ότι όταν $\tilde{V}_{ab,1} > \tilde{V}_s$ ο μετατροπέας εγχέει άεργο ισχύ ($Q_s < 0$) στο δίκτυο (σχήμα 1.19(β)), ενώ όταν $\tilde{V}_{ab,1} < \tilde{V}_s$ απορροφά άεργο ισχύ ($Q_s > 0$) από το δίκτυο (σχήμα 1.19(γ)).



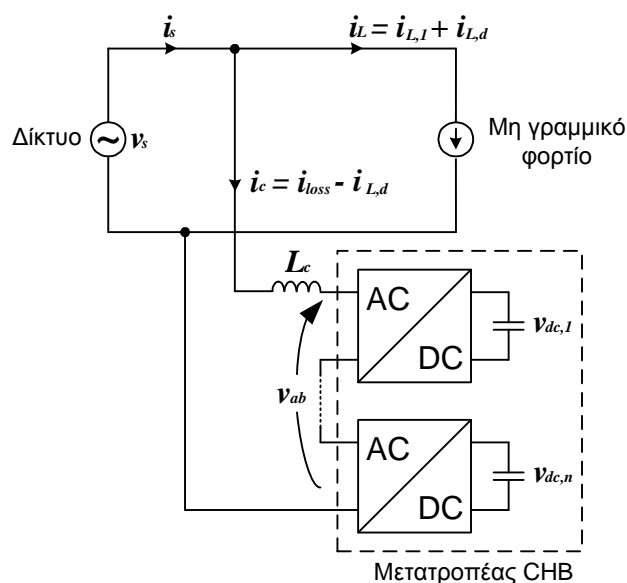
Σχήμα 1.19(α)-(γ): Μονοφασική διάταξη αντιστάθμισης αέργου ισχύος με μετατροπέα CHB

1.7.2 Ενεργά φίλτρα

Τα ενεργά φίλτρα (Active Power Filters – APF) ανήκουν και αυτά στην κατηγορία των συστημάτων FACTS, και αποτελούν διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος που συνδέονται σε συγκεκριμένα σημεία του δικτύου σε σειρά ή παράλληλα με στόχο την εξάλειψη των αρμονικών που προκαλούν ρεύματα μη γραμμικών φορτίων αλλά και την αντιστάθμιση της αέργου ισχύος αυτών [17],[18],[19],[24]. Ως επί το πλείστον απαντώνται σε τριφασικές τοπολογίες. Τα χαρακτηριστικά πλεονεκτήματα των μετατροπέων CHB λαμβάνονται υπόψη και σε αυτή την περίπτωση [1],[5],[25],[26],[27], όπως επίσης ελκυστική είναι η δυνατότητα εξασφάλισης ρεύματος εισόδου χαμηλού αρμονικού περιεχομένου που προσφέρουν οι μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων γενικά. Έτσι, ενεργά φίλτρα υλοποιούμενα με μετατροπείς CHB συνήθως προτιμούνται έναντι των κλασικών παθητικών φίλτρων. Μία τυπική μονοφασική διάταξη παράλληλου ενεργού φίλτρου με μετατροπείς CHB φαίνεται στο σχήμα 1.20. Η διάταξη αυτή θα μπορούσε επίσης να αποτελεί τη μία φάση ενός τριφασικού μετατροπέα CHB. Μοιάζει με αυτή του σχήματος 1.19, με τη διαφορά ότι στην περίπτωση του ενεργού φίλτρου η σχεδίαση του ελεγκτή επικεντρώνεται κυρίως γύρω από την εξάλειψη των αρμονικών συνιστωσών του ρεύματος i_L του μη γραμμικού φορτίου, $i_{L,d}$, που επιτυγχάνεται με την έγχυση από το μετατροπέα ενός ρεύματος i_c ίσου και αντίθετου του $i_{L,d}$. Έτσι, για το δίκτυο το φορτίο πλέον θεωρείται ότι ζητά μόνο τη θεμελιώδη συνιστώσα $i_{L,1}$. Στη γενικότερη περίπτωση που ο μετατροπέας απορροφά και ένα ρεύμα i_{loss} για να αντισταθμίσει τις απώλειες των πυκνωτών των ζυγών ΣΡ, τότε ο ελεγκτής θα πρέπει να σχεδιαστεί με στόχο την επίτευξη της παρακάτω σχέσης:

$$i_c = i_{loss} - i_{L,d} \quad (1.19)$$

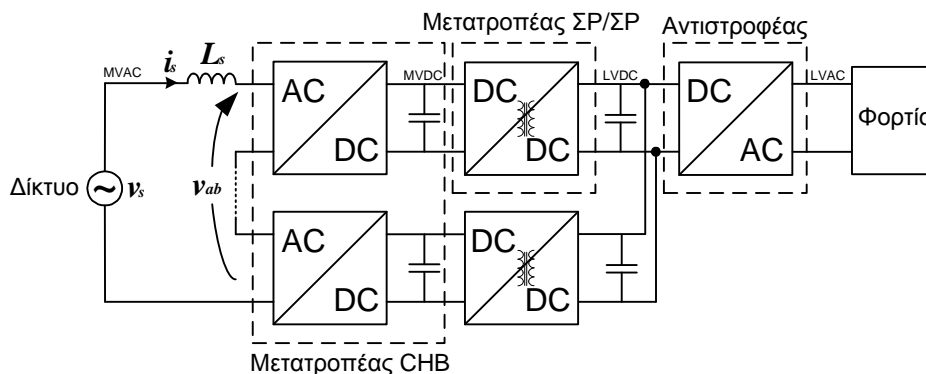
Σε τριφασικές εφαρμογές χαρακτηριστικά μη γραμμικά φορτία είναι για παράδειγμα μετατροπείς ισχύος όπως τριφασικές ή μονοφασικές πλήρεις ανορθώσεις με διόδους ή θυρίστορ [18],[24].



Σχήμα 1.20: Μονοφασική διάταξη παράλληλου ενεργού φίλτρου με μετατροπέα CHB

1.7.3 Μετασχηματιστές βασισμένοι σε διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος

Οι «μετασχηματιστές» που είναι βασισμένοι σε διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος (**P**ower **E**lectronics Based **T**ransformers – **PETS**, ή **S**olid **S**tate **T**ransformers – **SSTs**) τείνουν να αντικαταστήσουν τους συμβατικούς μετασχηματιστές των συστημάτων διανομής [28]-[30]. Πρόκειται για, μία ιδέα που άρχισε να συζητείται από το 1970 [28], ενώ βρίσκεται υπό εκτεταμένη έρευνα τα τελευταία 20 χρόνια καθώς γίνεται όλο και πιο ελκυστική η ιδέα του διαμοιρασμού της παραγωγής σε μικροδίκτυα. Ο λόγος της υπεροχής τους είναι η δυνατότητα μέσω κατάλληλων τεχνικών ελέγχου για αμφίπλευρο έλεγχο ενεργού και αέργου ισχύος, πλήρη έλεγχο του συντελεστή ισχύος εισόδου, πιθανές θύρες εξόδου ΣΡ για την τροφοδότηση φορτίων ΣΡ (πχ φόρτιση μπαταριών ή σύνδεση άλλων πηγών διανεμημένης παραγωγής), αλλά και σαφώς μικρότερο όγκο και βάρος της συνολικής διάταξης. Το τελευταίο χαρακτηριστικό γίνεται σαφές εάν παρατηρήσουμε τη δομή μίας τέτοιας διάταξης στο σχήμα 1.21. Η μονοφασική αυτή διάταξη θα μπορούσε επίσης να αποτελεί τη μία φάση ενός τριφασικού μετατροπέα CHB. Από το σχήμα 1.21 φαίνεται ότι μία τέτοια διάταξη μπορεί να περιλαμβάνει στο 1^ο στάδιο ένα μετατροπέα CHB, στο 2^ο στάδιο παράλληλα συνδεδεμένους μετατροπείς ΣΡ/ΣΡ από έναν σε κάθε βαθμίδα ΣΡ του μετατροπέα CHB, σε συνδεσμολογία διπλής γέφυρας (Dual Active Bridge [28]-[30]) με ενδιάμεσο μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας, και τέλος στο 3^ο στάδιο ένα συμβατικό αντιστροφέα. Συμπεραίνουμε, δηλαδή, ότι πρακτικά ο συμβατικός μετασχηματιστής διανομής αντικαθίσταται από υψίσυχνους μετασχηματιστές οι οποίοι πράγματι έχουν πολύ μικρότερο όγκο, βάρος και κόστος. Ακόμη, οι μετασχηματιστές αυτοί επιτυγχάνουν και γαλβανική απομόνωση ανάμεσα στην πλευρά εισόδου και εξόδου του συστήματος. Ο μετατροπέας CHB δέχεται στην είσοδο τη μέση τάση EP (**M**edium **V**oltage **AC** – **MVAC**) του δικτύου και παράγει

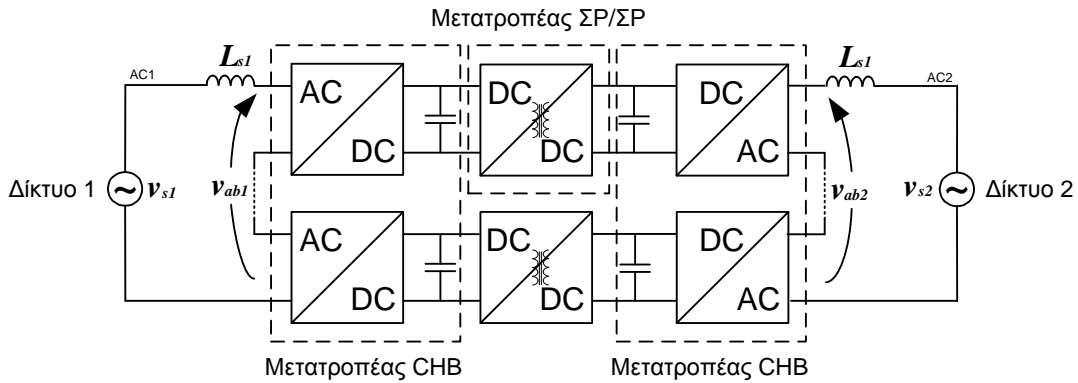


Σχήμα 1.21: Μονοφασική διάταξη «μετασχηματιστή» βασισμένου σε μετατροπέα CHB στο πρώτο στάδιο

στις εξόδους του μέσες συνεχείς τάσεις (**Medium Voltage DC – MVDC**), έπειτα οι μετατροπείς ΣΡ/ΣΡ μετατρέπουν τις τελευταίες σε μία κοινή χαμηλή συνεχή τάση (**Low Voltage DC – LVDC**), και τέλος ο συμβατικός αντιστροφέας μετατρέπει την τελευταία σε χαμηλή τάση EP (**Low Voltage AC – LVAC**). Η επιλογή των μετατροπέων CHB στο πρώτο στάδιο γίνεται περισσότερο κατανοητή εάν λάβουμε υπόψη ότι η τάση EP του δικτύου μπορεί να είναι της τάξης των 12 kV ή και παραπάνω [28], κι επομένως η απευθείας σύνδεση στο δίκτυο διακοπτικών στοιχείων είναι προς το παρόν αδύνατη αφού μέχρι σήμερα η μέγιστη τάση αποκοπής για IGBTs τύπου Si είναι 6.5 kV, ενώ για MOSFET τύπου SiC είναι 10 kV. Ακόμη, τα πολλαπλά επίπεδα συνεπάγονται αυτομάτως καλύτερη ποιότητα πολυεπίπεδης τάσης v_{ab} και ρεύματος εισόδου i_s , δραστικό περιορισμό των διαστάσεων του φίλτρου εισόδου ή ενδεχομένως και κατάργηση αυτού, αλλά και χαμηλότερη διακοπτική συχνότητα με συνακόλουθες χαμηλότερες απώλειες ισχύος. Τέλος, μέσω κατάλληλου σχήματος ελέγχου κλειστού βρόχου είναι δυνατόν να επιτευχθούν σταθερές συνεχείς τάσεις εξόδου ακόμα και παρουσία διαταραχών της τάσης εισόδου του δικτύου (πχ βύθιση τάσης). Δεδομένου ότι η διεσπαρμένη παραγωγή είναι μία ιδέα που αναπτύσσεται με ραγδαίο ρυθμό την τελευταία δεκαετία, η χρήση συστημάτων SSTs για τη διασύνδεση διαφορετικών δικτύων, το κάθε ένα με τις δικές του πηγές και τα δικά του φορτία, και το συνολικό ανεξάρτητο έλεγχο της ισχύος σε κάθε πλευρά, γίνεται κάτι παραπάνω από ελκυστική. Μία ακόμα εναλλακτική διάταξη για τη διασύνδεση δικτύων, που βρίσκεται τελευταία υπό εκτεταμένη έρευνα, φαίνεται στο σχήμα 1.22. Τέτοιες διατάξεις (τριφασικές) θα μπορούσαν να βρουν εφαρμογή σε συστήματα διασύνδεσης υψηλής τάσης ΣΡ (**High Voltage DC – HVDC**), ωστόσο στην περίπτωση αυτή προτιμούνται στη συνήθως σχήματα που βασίζονται σε νεότερους μετατροπείς [1].

1.7.4 Διασύνδεση φωτοβολταϊκών συστημάτων με το δίκτυο

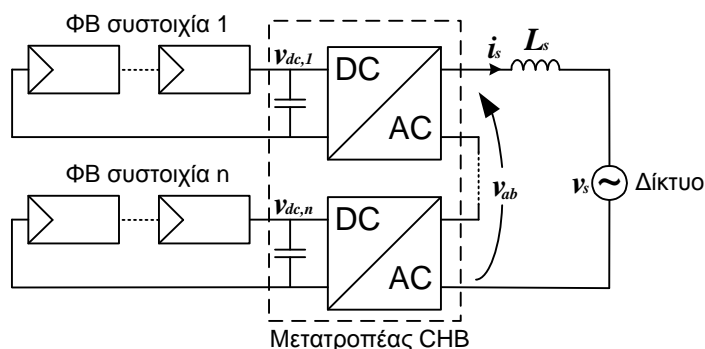
Είναι γνωστό ότι το κόστος ανά παραγόμενο W ισχύος ενός τυπικού φωτοβολταϊκού (ΦΒ) συστήματος εξακολουθεί στις μέρες μας να είναι αισθητά υψηλότερο σε σχέση με εκείνα των υπόλοιπων πηγών ενέργειας. Επομένως, η έρευνα τα τελευταία χρόνια επικεντρώνεται περισσότερο



Σχήμα 1.22: Εναλλακτική μονοφασική διάταξη μετασχηματιστή με μετατροπέα CHB στο πρώτο και τρίτο στάδιο

τόσο στον περιορισμό του κόστους των υπόλοιπων απαιτούμενων στοιχείων του συστήματος όσο και στην αύξηση της παραγόμενης ενέργειας του συνολικού συστήματος μέσω κατάλληλων τεχνικών MPPT (Maximum Power Point Tracking – Ανίχνευση Σημείου Μεγίστης Ισχύος) [31]-[33]. Το τελευταίο συνεπάγεται σαφώς την αναζήτηση νέων διατάξεων μετατροπέων που επιτυγχάνουν βέλτιστη διασύνδεση των ΦΒ υπό την έννοια των χαμηλότερων απωλειών ισχύος αλλά και της δυνατότητας ανεξάρτητου ελέγχου των ΦΒ πλαισίων / συστοιχιών. Λαμβάνοντας υπόψη ότι σιγά σιγά εμφανίζονται ανά τον κόσμο στο προσκήνιο φωτοβολταϊκά πάρκα ισχύος της τάξης του 1 MW ή και περισσότερο [31], συμπεραίνουμε ότι η επιλογή μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων τάσης ως συστήματα διασύνδεσης των ΦΒ μονάδων στο δίκτυο γίνεται πλέον ελκυστική. Ειδικότερα, οι μετατροπείς CHB, λόγω των ιδιαίτερων χαρακτηριστικών τους με σημαντικότερο την απαίτηση ξεχωριστών πηγών στο ζυγό ΣΡ, συνιστούν την καταλληλότερη επιλογή για ένα τέτοιο σύστημα διασύνδεσης [1],[5],[13],[31]-[36]. Αξίζει να σημειωθεί ότι με τους μετατροπείς CHB το κλασικό στάδιο ανύψωσης των μετατροπέων ΣΡ/ΣΡ δεν είναι πλέον απαραίτητο διότι η τάση της πλευράς ΣΡ είναι εγγενώς μεγαλύτερη από το πλάτος της τάσης πολλαπλών επιπέδων της πλευράς ΕΡ, ενώ επιπλέον είναι δυνατόν να αποφευχθεί η χρήση μετασχηματιστή [31]. Ακόμη, μέσω κατάλληλου σχήματος ελέγχου κλειστού βρόχου επιτυγχάνεται ρεύμα δικτύου με πολύ χαμηλό αρμονικό περιεχόμενο και μοναδιαίο συντελεστή ισχύος, γεγονός που συνεπάγεται, λαμβανομένων υπόψη των πολλαπλών επιπέδων τάσης, δραστική μείωση του όγκου και του βάρους του φίλτρου εισόδου αλλά και της διακοπτικής συχνότητας. Επιπλέον, είναι δυνατός ο ανεξάρτητος MPPT έλεγχος των ΦΒ μονάδων σε κάθε βαθμίδα ΣΡ του μετατροπέα διατηρώντας τις συνεχείς τάσεις ανά βαθμίδα σταθερές παρά τις ενδεχόμενες διαταραχές, όπως πχ είναι η σκίαση κάποιων μονάδων. Έτσι, ενισχύεται η αξιοπιστία του συνολικού συστήματος και αυξάνεται η ποσότητα της παραγόμενης ενέργειας με αποτέλεσμα να αυξάνεται ο συνολικός βαθμός απόδοσης. Στο σχήμα 1.23 φαίνεται μία τυπική μονοφασική διάταξη διασύνδεσης ΦΒ πηγών ενέργειας βασισμένη σε μετατροπέα CHB. Ο μετατροπέας λειτουργεί κατά βάση ως αντιστροφέας, χωρίς ωστόσο οι πηγές ΣΡ να είναι εγγενώς σταθερές. Στο σχήμα αυτό φαίνεται ότι σε κάθε βαθμίδα του μετατροπέα συνδέεται μία ολόκληρη ΦΒ συστοιχία (string), ωστόσο είναι δυνατό να συνδεθεί σε κάθε βαθμίδα μία μόνο ΦΒ μονάδα. Στην περίπτωση αυτή επιτυγχάνεται ξεχωριστός MPPT έλεγχος για κάθε ξεχωριστή μονάδα αυξάνοντας

ακόμη περισσότερο το βαθμό απόδοσης, με το τίμημα βέβαια ότι χρειάζονται ενδεχομένως παραπάνω βαθμίδες και άρα μετατροπέας με περισσότερα επίπεδα τάσης.



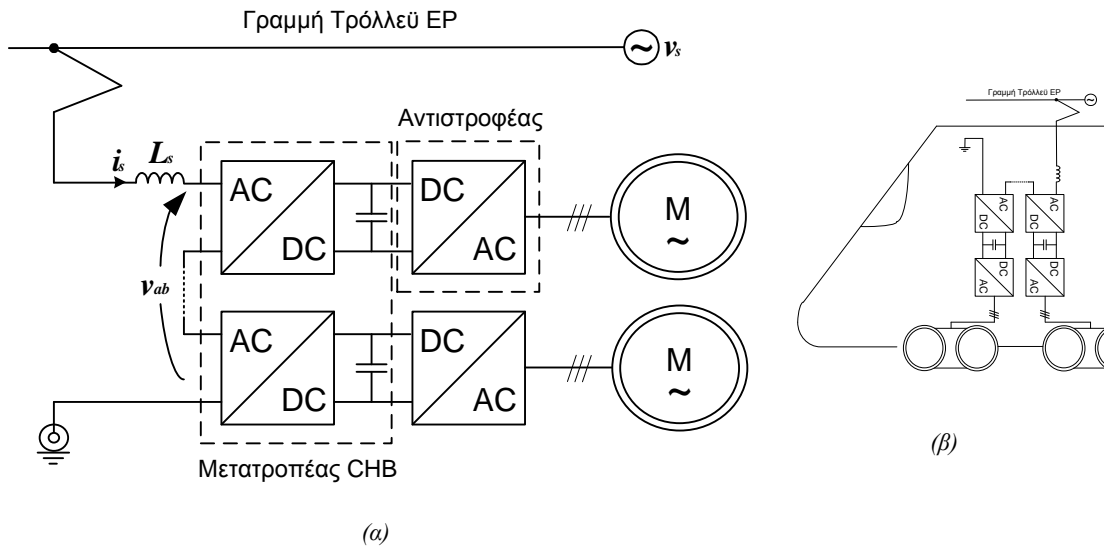
Σχήμα 1.23: Μονοφασική διάταξη διασύνδεσης ΦΒ συστοιχιών στο δίκτυο με μετατροπέα CHB

1.7.5 Συστήματα ηλεκτρικής έλξης

Με τον όρο συστήματα ηλεκτρικής έλξης (Traction Systems) εννοούμε ως επί το πλείστον τα ηλεκτρικά τρέινα και τα ηλεκτρικά τρόλεϋ. Για παράδειγμα, τα τελευταία διαθέτουν συνήθως μία μονοφασική γραμμή ΕΡ, όπως πχ γραμμές στη Γερμανία 15 kV, 16.7 Hz [1],[13] ή γραμμές του ΟΣΕ 25 kV, 50 Hz, που καλείται να τροφοδοτήσει όλους τους ηλεκτρικούς κινητήρες που περιλαμβάνει το τρόλεϋ. Οι συμβατικές διατάξεις, αποτελούμενες ως επί το πλείστον από θυρίστορ, περιλαμβάνουν στο πρώτο στάδιο ένα μετασχηματιστή υποβιβασμού που υποβιβάζει τη ΜΤ τροφοδοσίας σε επίπεδα ΧΤ ώστε να είναι διαχειρίσιμη από το μετατροπέα. Ο μετασχηματιστής αυτός όμως έχει σημαντικό βάρος και όγκο. Ακόμη, οι μετατροπείς με θυρίστορ απορροφούν ένα ρεύμα εισόδου πολύ κακής ποιότητας με υψηλό αρμονικό περιεχόμενο [11],[19],[24]. Αυτά τα προβλήματα, και όχι μόνο, έστρεψαν και σε αυτή την περίπτωση το ενδιαφέρον στους μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων για τους γνωστούς αναφερθέντες παραπάνω λόγους. Συγκεκριμένα, οι μετατροπείς CHB βρίσκουν εδώ άμεση εφαρμογή [1],[13],[37],[38] αφενός διότι επεκτείνονται εύκολα στα αυξημένα επίπεδα τάσης που απαιτούνται για την απευθείας σύνδεση στη ΜΤ χωρίς τη μεσολάβηση μετασχηματιστή υποβιβασμού, και αφετέρου διότι συνδέοντας έναν συμβατικό τριφασικό αντιστροφέα στην έξοδο κάθε βαθμίδας του μετατροπέα CHB είναι δυνατόν να τροφοδοτήσουμε τους πολλαπλούς ηλεκτρικούς κινητήρες. Ακόμη, πολύ σημαντική είναι η δυνατότητα λειτουργίας με αυξημένη φαινομένη διακοπτική συχνότητα και μειωμένη συχνότητα διακοπτικών μεταβάσεων των μετατροπέων αυτών, δεδομένης της ανάγκης για λειτουργία σε υψηλές ταχύτητες. Μία τέτοια διάταξη φαίνεται στο σχήμα 1.24. Για την οδήγηση των ηλεκτρικών κινητήρων του τρόλεϋ σημειώνεται ότι ερευνάται επίσης και η διάταξη SST του σχήματος 1.22.

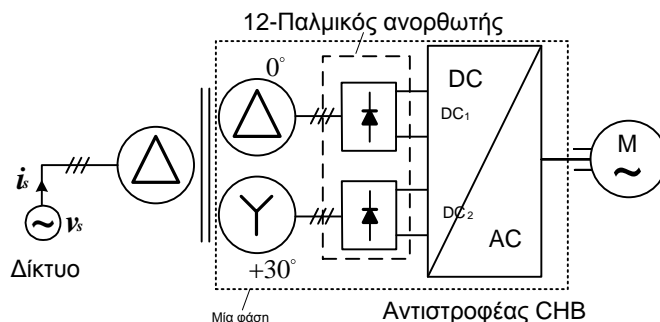
1.7.5 Συστήματα οδήγησης ρυθμιζόμενων στροφών ηλεκτρικών κινητήρων ΕΡ

Η πιο συνηθισμένη επιλογή, μέχρι πριν την εμφάνιση των μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων τάσης, σε συστήματα οδήγησης για τον έλεγχο ηλεκτρικών κινητήρων ΕΡ ρυθμιζόμενων στροφών



Σχήμα 1.24(α),(β): Μονοφασική διάταξη συστήματος ηλεκτρικής έλξης με μετατροπέα CHB

(Adjustable Speed Drives – ASDs) υψηλής ισχύος ΜΤ (2.3 kV/4.16 kV) ήταν αυτή των αντιστροφέων με πηγή ρεύματος, με ημιαγωγά στοιχεία GTOs. Τα τελευταία πρωτοεμφανίστηκαν τα μέσα του 1980 με προδιαγραφές τάσης 4.5 kV [3]. Σε περιπτώσεις μεγαλύτερης τάσης (πχ 6.6 kV) η σύνδεση σε σειρά πολλών GTOs ήταν από δύσκολη έως ανέφικτη. Εκτός αυτού, οι αντιστροφέες πηγής ρεύματος, αν και δίνουν τη δυνατότητα για αναγεννητική λειτουργία και προστασία από βραχυκυκλώματα, εντούτοις εμφανίζουν υψηλότερο κόστος ανά kW, παρουσιάζουν σημαντικά προβλήματα ευστάθειας, προκαλούν στρεπτικούς συντονισμούς και αυξημένη θέρμανση στους κινητήρες, όπως επίσης παράγουν ένα ρεύμα εξόδου κακής ποιότητας [6]. Ακόμη, έχουν αναφερθεί πολύ συχνά προβλήματα (διάσπαση μόνωσης τυλιγμάτων κινητήρων, βλάβη τριβέων, κλπ) εξαιτίας του υψηλού ρυθμού μεταβολής της τάσης dv/dt που με τη σειρά του είχε ως αποτέλεσμα την εμφάνιση αυξημένης συνιστώσας τάσης μηδενικής ακολουθίας [3],[7]. Οι μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων τάσης δίνουν λύση στα προβλήματα αρμονικών, συντελεστή ισχύος, διακύμανσης ροπής και εμφάνισης τάσης μηδενικής ακολουθίας. Στην πρόωθήσή τους συνέβαλε σαφώς και η εισαγωγή ημιαγωγών στοιχείων υψηλότερων προδιαγραφών τάσης όπως IGCTs, και IGBTs. Ειδικότερα, αντιστροφέες CHB χρησιμοποιούνται ως επί το πλείστον σε συνδυασμό με 12, 18 ή 24 – παλμικές ανορθωτικές διατάξεις (6 – παλμικές διατάξεις σε σειρά [6],[18]) οι οποίες συνδέονται στο δίκτυο ΜΤ μέσω μετασχηματιστή πολλαπλών τυλιγμάτων στο δευτερεύον [3],[5]. Με κατάλληλη φασική ολίσθηση ανάμεσα στα τυλίγματα επιτυγχάνεται ρεύμα εισόδου πολύ καλής ποιότητας. Στο σχήμα 1.25 φαίνεται μία τέτοια διάταξη με 12 – παλμικό ανορθωτή και τριφασικό αντιστροφέα CHB πέντε επιπέδων και δύο βαθμίδων ανά φάση. Οι εν λόγω διατάξεις δεν είναι αναγεννητικές. Για αναγεννητική λειτουργία προτιμούνται συνήθως διατάξεις βασισμένες σε μετατροπείς NPC (τοπολογίες back – to – back [1],[7]).



Σχήμα 1.25: Διάταξη συστήματος οδήγησης ηλεκτρικού κινητήρα EP με μετατροπέα CHB (φαίνεται η μία φάση του μετατροπέα), 12-παλμική ανορθωτική διάταξη και μετασχηματιστή με πολλαπλά τυλίγματα στο δευτερεύον

Στον πίνακα 1.12 φαίνεται πως διαφοροποιούνται τα διάφορα χαρακτηριστικά της διάταξης του σχήματος 1.25 ανάλογα με το επίπεδο της τάσης [3]:

Επίπεδα N_v φασικής τάσης v_{an}	Βαθμίδες n ανά φάση	Τάση εξόδου	Παλμοί ανορθωτικής διάταξης	Φασική ολίσθηση τυλιγμάτων
7	3	2.3 kV	18	20°
9	4	3.3 kV	24	15°
11	5	4.16 kV	30	12°
$2k+1$	k	--	$6k$	$60^\circ/k$

Πίνακας 1.12: Χαρακτηριστικά διάταξης αντιστροφέων CHB – ανορθωτικής διάταξης – μετασχηματιστή για συστήματα οδήγησης ηλεκτρικών κινητήρων EP [3]

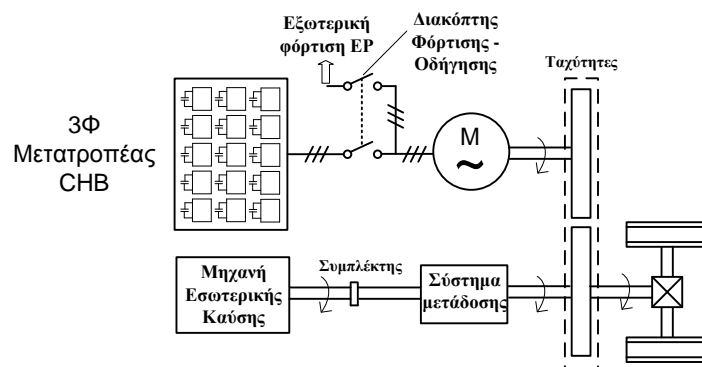
1.7.6 Συστήματα οδήγησης ηλεκτρικών οχημάτων

Τα τελευταία χρόνια, η αλματώδης αύξηση της τιμής του πετρελαίου αλλά και η αυξανόμενη ανησυχία για τη μόλυνση του περιβάλλοντος από την κατανάλωση τεράστιων ποσοτήτων καυσίμου καθημερινά, έστρεψαν το ενδιαφέρον στα ηλεκτρικά οχήματα τα οποία δίνουν τη δυνατότητα για χαμηλότερες εκπομπές, υψηλότερη απόδοση, αλλά και καλύτερο έλεγχο της επίδοσης του οχήματος. Ένα τυπικό υβριδικό ηλεκτρικό όχημα (**HEV – Hybrid Electric Vehicle**) περιλαμβάνει μία συμβατική μηχανή εσωτερικής καύσης, επαναφορτιζόμενες μπαταρίες, έναν ηλεκτρικό κινητήρα και έναν μετατροπέα για την οδήγηση αυτού. Ο μετατροπέας αυτός θα πρέπει να έχει προδιαγραφές αυξημένης αιχμής ισχύος ώστε να μπορεί να διαχειριστεί τέτοιες αιχμές για μικρό χρονικό διάστημα. Έτσι, για υψηλότερες ταχύτητες συνήθως χρησιμοποιούνται μετατροπείς ΣΡ/ΣΡ οι οποίοι ανυψώνουν την τάση των μπαταριών ώστε ο μετατροπέας (αντιστροφέας κατά βάση) να μπορεί να παρέχει υψηλότερη ισχύ στον κινητήρα [39],[40]. Εναλλακτικά, μετατροπείς CHB μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την οδήγηση του κινητήρα χάρη στη δυνατότητά τους να τροφοδοτούνται στη ΣΡ πλευρά από πολλαπλές πηγές ΣΡ όπως μπαταρίες, υπερπυκνωτές ή κυψέλες καυσίμου, αλλά και στην υπεροχή τους σε θέματα αρμονικών, συντελεστή ισχύος αλλά και περιορισμού της τάσης μηδενικής ακολουθίας

[1],[5],[39],[40]. Για την οδήγηση οχημάτων ισχύος μεγαλύτερης των 250 kW οι εν λόγω μετατροπείς αποτελούν κάτι παραπάνω από ελκυστική επιλογή. Στο σχήμα 1.26 φαίνεται ένα τυπικό υβριδικό ηλεκτρικό όχημα τροφοδοτούμενο από τριφασικό μετατροπέα CHB. Το όχημα αυτό μπορεί να λειτουργήσει με τρεις διαφορετικούς τρόπους:

- ως καθαρό ηλεκτρικό όχημα χρησιμοποιώντας αποκλειστικά τον ηλεκτρικό κινητήρα
- ως συμβατικό όχημα χρησιμοποιώντας αποκλειστικά τη μηχανή εσωτερικής καύσης
- ως υβριδικό ηλεκτρικό όχημα χρησιμοποιώντας ταυτόχρονα και τον ηλεκτρικό κινητήρα και τη μηχανή εσωτερικής καύσης

Επίσης, ο ηλεκτρικός κινητήρας μπορεί να λειτουργήσει και ως γεννήτρια (αναγεννητική λειτουργία) οπότε ισχύς επιστρέφεται πίσω στο σύστημα αποθήκευσης ενέργειας των μπαταριών, με το μετατροπέα CHB στην περίπτωση αυτή να λειτουργεί ως ανορθωτική διάταξη και να φορτίζει τις μπαταρίες.

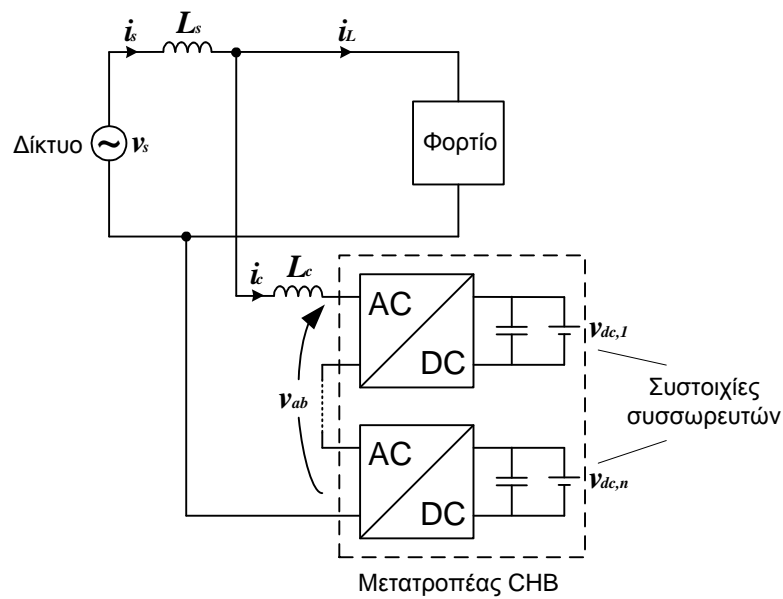


Σχήμα 1.26: Διάταξη συστήματος οδήγησης υβριδικού ηλεκτρικού οχήματος με μετατροπέα CHB

1.7.7 Συστήματα φόρτισης συσσωρευτών

Ένα σημαντικό πεδίο εφαρμογής των μετατροπέων CHB με λειτουργία ανορθωτικής διάταξης είναι αυτό των συστημάτων φόρτισης συσσωρευτών υψηλής ισχύος [41]. Η μαζική διείσδυση των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας τα τελευταία χρόνια συνέβαλε στην εμφάνιση των έξυπνων δικτύων (smart grids), μιας ιδέας που αναπτύσσεται εντατικά διεθνώς. Σε τέτοια δίκτυα, συστήματα αποθήκευσης ενέργειας σε συσσωρευτές (Battery Energy Storage Systems – BESS) είναι κάτι παραπάνω από απαραίτητα για να διασφαλίζουν την αξιόπιστη λειτουργία κάτω από οποιαδήποτε συνθήκη. Στα συστήματα αυτά, ισχύς θα πρέπει να μπορεί να παρέχεται από τους συσσωρευτές για την κάλυψη μέρους φορτίου σε διαστήματα αυξημένης ζήτησης, όπως επίσης ισχύς θα πρέπει να μπορεί να παρέχεται προς τους συσσωρευτές για τη φόρτισή τους σε διαστήματα μειωμένης ζήτησης. Συστήματα BESS μπορούν να συμβάλουν καθοριστικά στην προστασία των καταναλωτών σε περίπτωση βλάβης του δικτύου, στην αδιάλειπτη παροχή ισχύος, στην ενίσχυση της στρεφόμενης εφεδρείας, καθώς και γενικότερα στην ευστάθεια του ΣΗΕ στο οποίο εγκαθίστανται. Τα συμβατικά συστήματα BESS βασίζονται σε 12,18 ή και 24 – παλμικές ανορθωτικές διατάξεις που τροφοδοτούνται από μετασχηματιστή με πολλαπλά τυλίγματα και ανάλογη φασική ολίσθηση (σχήμα 1.25). Ο μετασχηματιστής αυτός, όμως, έχει βάρος, όγκο και κόστος. Επιπλέον, τέτοιες διατάξεις δε δίνουν τη

δυνατότητα ελέγχου σημαντικών παραμέτρων των συσσωρευτών, όπως πχ η κατάσταση φόρτισης (State of Charge – SoC), κλπ. Λαμβάνοντας υπόψη και τις απαιτήσεις για υψηλά επίπεδα ισχύος (πχ σύστημα BESS 40 MW – 14 MWh [41]), οι μετατροπείς CHB αποτελούν ιδανική επιλογή για ένα σύστημα BESS, διότι εκτός των άλλων μπορούν να τροφοδοτήσουν πολλαπλές πηγές ΣΡ, ενώ μέσω κατάλληλων σχημάτων ελέγχου υπάρχει η δυνατότητα για ανεξάρτητο έλεγχο ισχύος ανά βαθμίδα πηγής ΣΡ, γεγονός που συμβάλλει στη μέγιστη αξιοποίηση της ενέργειας των συσσωρευτών με συνεπακόλουθη αύξηση της διάρκειας ζωής τους. Η μονοφασική τοπολογία ενός συστήματος BESS με μετατροπέα CHB φαίνεται στο σχήμα 1.27. Η διάταξη αυτή θα μπορούσε επίσης να αποτελεί τη μία φάση ενός τριφασικού μετατροπέα CHB.

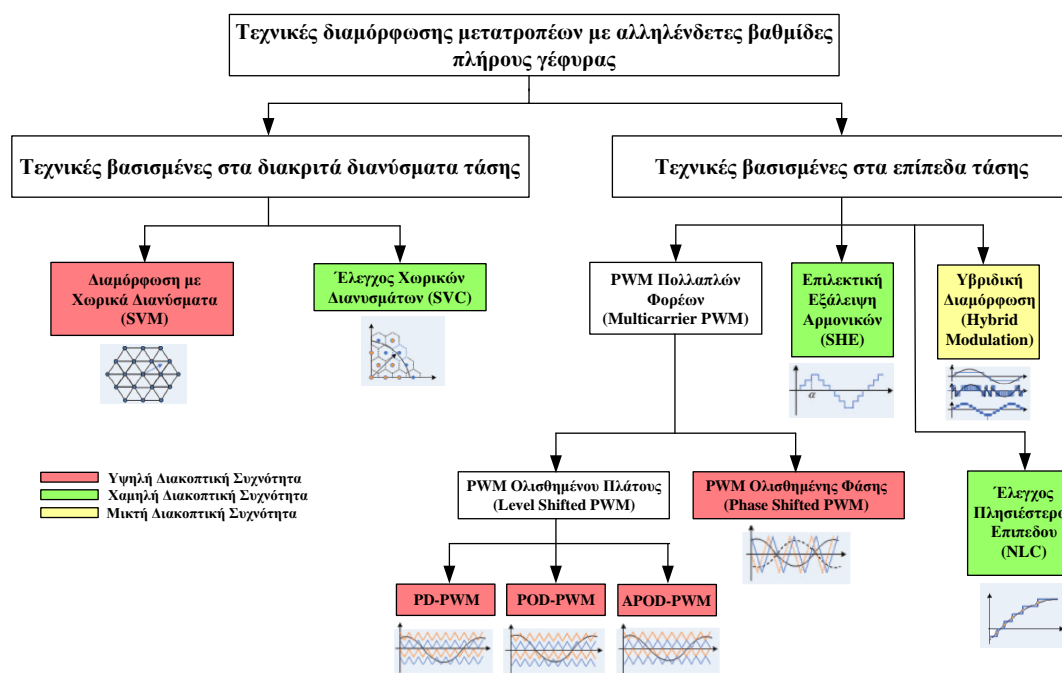


Σχήμα 1.27: Μονοφασική διάταξη συστήματος BESS με μετατροπέα CHB

2 ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΠΑΛΜΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΜΕ ΑΛΛΗΛΕΝΔΕΤΕΣ ΒΑΘΜΙΔΕΣ ΠΛΗΡΟΥΣ ΓΕΦΥΡΑΣ

2.1 Εισαγωγή

Οι τεχνικές διαμόρφωσης παλμών των μετατροπέων CHB έχουν προσελκύσει σημαντικά το ερευνητικό ενδιαφέρον την τελευταία δεκαετία. Μερικοί από τους σημαντικότερους λόγους γι' αυτό είναι η πρόκληση της επέκτασης των παραδοσιακών τεχνικών διαμόρφωσης των συμβατικών μετατροπέων στην περίπτωση των πολυεπίπεδων μετατροπέων CHB με την αυξημένη πολυπλοκότητα εξαιτίας των περισσότερων ημιαγωγών στοιχείων που πρέπει να ελεγχθούν, αλλά και οι περαιτέρω δυνατότητες που προσφέρουν στον έλεγχο οι πλεονάζοντες βαθμοί ελευθερίας των επιπρόσθετων διακοπτικών καταστάσεων. Οι τεχνικές διαμόρφωσης των μετατροπέων CHB μπορούν να διαιρεθούν αρχικά σε δύο βασικές κατηγορίες [5]: εκείνες που βασίζονται στην παραγωγή συγκεκριμένων επιπέδων τάσης, όπως η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με πολλαπλούς φορείς (**Multicarrier Pulse Width Modulation – MPWM**), η τεχνική διαμόρφωσης με επιλεκτική εξάλειψη αρμονικών (**Selective Harmonic Elimination – SHE**), η υβριδική διαμόρφωση (**Hybrid Modulation**) και ο έλεγχος πλησιέστερου επιπέδου (**Nearest Level Control - NLC**), και εκείνες που βασίζονται στην παραγωγή συγκεκριμένου διανύσματος τάσης με βάση τα χωρικά διανύσματα τάσης, όπως η τεχνική διαμόρφωσης με χωρικά διανύσματα (**Space Vector Modulation – SVM**) και ο έλεγχος χωρικών διανυσμάτων (**Space Vector Control – SVC**). Η παραπάνω κατηγοριοποίηση φαίνεται χαρακτηριστικά στο σχήμα 2.1. Και στις δύο κατηγορίες συναντά κανείς τεχνικές διαμόρφωσης τόσο χαμηλής, της τάξης της θεμελιώδους, όσο και υψηλής διακοπτικής συχνότητας. Ακόμη, έχουν αναπτυχθεί διάφορα υβριδικά σχήματα μικτής συχνότητας. Στις τεχνικές υψηλής διακοπτικής συχνότητας τα διακοπτικά στοιχεία πραγματοποιούν αρκετές μεταγωγές εντός μιας θεμελιώδους περιόδου, ενώ στις τεχνικές χαμηλής διακοπτικής συχνότητας τα διακοπτικά στοιχεία πραγματοποιούν συνήθως μία ή δύο μεταγωγές εντός μιας θεμελιώδους περιόδου και ως εκ τούτου προκύπτει μία κλιμακωτή τάση εισόδου (σχήμα 1.3). Σε γενικές γραμμές, οι τεχνικές χαμηλής διακοπτικής συχνότητας προτιμούνται συνήθως σε εφαρμογές υψηλής ισχύος όπου η μείωση των διακοπτικών απωλειών αποτελεί ζήτημα μείζονος σημασίας [2],[5], ενώ το μεγαλύτερο εύρος λειτουργίας και η καλύτερη ποιότητα των κυματομορφών των τεχνικών υψηλής διακοπτικής συχνότητας τις καθιστά καταλληλότερες σε εφαρμογές που απαιτούν πολύ καλή δυναμική απόκριση. Στο κεφάλαιο αυτό θα γίνει μία σύντομη αναφορά στις πιο διαδεδομένες τεχνικές διαμόρφωσης των μετατροπέων CHB (σχήμα 2.1), ωστόσο η ανάλυση θα επικεντρωθεί κυρίως στις τεχνικές MPWM και στην εφαρμογή τους στη μονοφασική τοπολογία του μετατροπέα CHB δύο βαθμίδων και πέντε επιπέδων τάσης, δεδομένου ότι στην παρούσα εργασία μελετάμε τη συγκεκριμένη τοπολογία με τις συγκεκριμένες τεχνικές διαμόρφωσης. Η υβριδική διαμόρφωση δε θα παρουσιαστεί, διότι δεν αφορά ιδιαίτερα τη λειτουργία ανορθωτικής διάταξης του μετατροπέα CHB.



Σχήμα 2.1: Τεχνικές διαμόρφωσης μετατροπέων CHB [5]

2.2 Τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με πολλαπλούς φορείς

Η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με πολλαπλούς φορείς (MPWM) αποτελεί επέκταση της παραδοσιακής SPWM τεχνικής με τριγωνικό φορέα των συμβατικών μετατροπέων και βρίσκει άμεση εφαρμογή στους μετατροπείς CHB [12],[42]-[52]. Ειδικότερα, η τεχνική MPWM χρησιμοποιεί για την επίτευξη των πολλαπλών επιπέδων πολλαπλούς τριγωνικούς φορείς οι οποίοι μπορεί να είναι κατανομημένοι σε διαφορετικά επίπεδα πλάτους, οπότε μιλάμε για τεχνικές PWM ολισθημένου πλάτους (**Level Shifted PWM – LS-PWM**), ή μπορεί απλά να έχουν κάποια φασική μετατόπιση, οπότε μιλάμε για τεχνικές PWM ολισθημένης φάσης (**Phase Shifted PWM – PS-PWM**), όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.1.

2.2.1 Τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών ολισθημένου πλάτους (LS-PWM) – Παραλλαγές PD-PWM, POD-PWM, APOD-PWM

Η τεχνική διαμόρφωσης LS-PWM χρησιμοποιεί έναν τριγωνικό φορέα για κάθε μη μηδενικό επίπεδο της τάσης εισόδου v_{ab} . Επομένως, για την επίτευξη N_v επιπέδων στην τάση εισόδου απαιτούνται

$$N_c = N_v - 1 \quad (2.1)$$

κυματομορφές τριγωνικών φορέων $v_{ci}(t)$, $i=1, \dots, N_c$. Όλοι οι τριγωνικοί φορείς έχουν το ίδιο πλάτος από κορυφή σε κορυφή (peak-to-peak) A_c , την ίδια συχνότητα f_c , ενώ είναι μετατοπισμένοι κατά

τέτοιο τρόπο ώστε να καλύπτουν όλη την περιοχή $[-1,1]$ ανά μονάδα (*p.u.*) της συνολικής αθροιστικά συνεχούς τάσης εξόδου, δηλαδή είναι:

$$A_c = \frac{2}{N_v - 1} \quad (2.2)$$

Έτσι, πρακτικά συσχετίζεται ο κάθε φορέας με ένα συγκεκριμένο επίπεδο τάσης. Ακόμη, απαιτείται ένα ημιτονοειδές σήμα αναφοράς $v_r(t)$ συχνότητας f_r και πλάτους peak-to-peak A_r . Υπάρχουν τρεις διαφορετικές παραλλαγές τοποθέτησης των τριγωνικών σημάτων φορέα της τεχνικής LS-PWM, ανάλογα με τη μεταξύ τους φασική μετατόπιση [12],[46],[48],[50],[52],[53]:

- 1) Τα τριγωνικά σήματα φορέα είναι συμφασικά μεταξύ τους, οπότε έχουμε την τεχνική PWM κατανομής των φορέων σε φάση (**In Phase Disposition PWM – PD-PWM**) (σχήμα 2.2α).
- 2) Τα τριγωνικά σήματα φορέα που βρίσκονται πάνω από το σημείο μηδενισμού του ημιτονοειδούς σήματος αναφοράς είναι συμφασικά μεταξύ τους, αλλά με διαφορά φάσης 180° ως προς τα τριγωνικά σήματα φορέα που βρίσκονται κάτω από το σημείο μηδενισμού του ημιτονοειδούς σήματος αναφοράς (τα οποία επίσης είναι συμφασικά μεταξύ τους), οπότε έχουμε την τεχνική PWM κατανομής των φορέων με αντίθετη φάση (**Phase Opposition Disposition PWM – POD-PWM**) (σχήμα 2.2β).
- 3) Τα τριγωνικά σήματα φορέα έχουν διαφορά φάσης 180° ως προς τα γειτονικά τους, οπότε έχουμε την τεχνική PWM κατανομής των φορέων εναλλάξ με αντίθετη φάση (**Alternate Phase Opposition Disposition PWM – APOD-PWM**) (σχήμα 2.2γ).

Ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους ορίζεται από τη σχέση:

$$m_a = \frac{A_r}{(N_v - 1)A_c} \quad (2.3)$$

όπου $0 \leq m_a \leq 1$ για να μην εισέλθουμε στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης, οπότε το ημιτονοειδές σήμα αναφοράς είναι της μορφής:

$$v_r(t) = m_a \sin \omega_r t \quad (2.4)$$

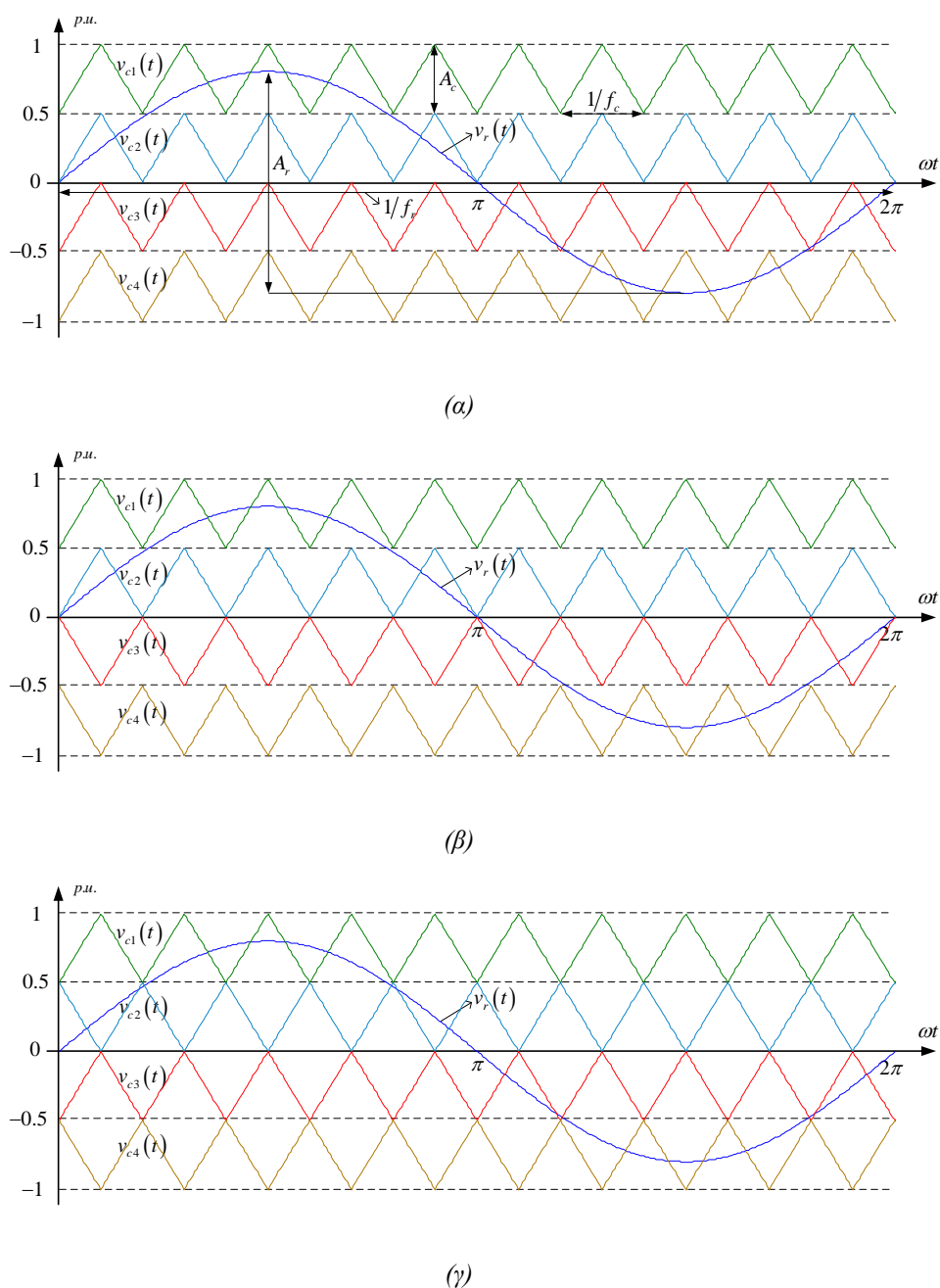
Ακόμη, ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας ορίζεται από τη σχέση:

$$m_f = \frac{f_c}{f_r} \quad (2.5)$$

Οι σχέσεις (2.3), (2.4), (2.5) ισχύουν και για τις τρεις τεχνικές PD-PWM, POD-PWM, APOD-PWM. Στο σχήμα 2.2 φαίνονται τα τριγωνικά σήματα φορέα μαζί με το ημιτονοειδές σήμα αναφοράς για κάθε μία από τις τρεις τεχνικές LS-PWM για το μετατροπέα CHB δύο βαθμίδων και πέντε επιπέδων. Πρέπει να σημειώσουμε ότι για μικρές τιμές του συντελεστή διαμόρφωσης έχουμε μείωση των επιπέδων της τάσης v_{ab} , κάτι το ανεπιθύμητο. Για την ακρίβεια, η ελάχιστη τιμή του συντελεστή διαμόρφωσης με τις τεχνικές PD-PWM, POD-PWM, και APOD-PWM, ώστε να λαμβάνουμε όλα τα επίπεδα τάσης δίνεται από τη σχέση:

$$m_{a,\min} = \frac{N_v - 3}{N_v - 1} \quad (2.6)$$

Για παράδειγμα, στην περίπτωση των $N_v = 5$ επιπέδων είναι $m_{a,\min} = \frac{5-3}{5-1} = 0.5$.



Σχήμα 2.2: Τριγωνικά σήματα φορέα τεχνικών (α) PD-PWM, (β) POD-PWM, (γ) APOD-PWM, με $m_a=0.8$, $m_f=10$ για μετατροπέα CHB δύο βαθμίδων και πέντε επιπέδων

Θα εφαρμόσουμε διαδοχικά τις τρεις αυτές τεχνικές στο μετατροπέα CHB δύο βαθμίδων και πέντε επιπέδων του σχήματος 1.16, θεωρώντας ότι η κάθε βαθμίδα τροφοδοτείται από μία ξεχωριστή πηγή συνεχούς τάσης V_{dc} (1p.u.), και για λειτουργία ανοικτού βρόχου με συντελεστή διαμόρφωσης συγκεκριμένης τιμής. Θεωρούμε προσεγγιστικά συμβατική αναλογική δειγματοληψία [12]. Και για τις

τρεις περιπτώσεις, σύμφωνα με τις σχέσεις (2.1),(2.2) απαιτούνται για $N_v = 5$ επίπεδα τάσης $N_c = 4$ τριγωνικά σήματα φορέα πλάτους $A_c = 0.5pu$ (με βάση τη συνολική αθροιστικά συνεχή τάση εξόδου), όπως άλλωστε είδαμε και στο σχήμα 2.2. Ο αλγόριθμος για την παραγωγή των παλμών των διακοπτικών στοιχείων S_{ij} , $i=1,2$, $j=1,\dots,4$ του μετατροπέα CHB είναι κοινός και για τις τρεις τεχνικές PD-PWM, POD-PWM, APOD-PWM και παρουσιάζεται στο σχήμα 2.3. Για την επίτευξη του μηδενικού επιπέδου μπορούν να χρησιμοποιηθούν και άλλοι διακοπτικοί συνδυασμοί.

$$\left. \begin{array}{l} \text{Επίπεδο } v_{ab} = 2V_{dc} : \\ \text{Αν } v_r(t) \geq v_{c1}(t) \text{ τότε } S_{11} = 1, S_{14} = 1, S_{21} = 1, S_{24} = 1 \\ \text{Επίπεδο } v_{ab} = V_{dc} : \\ \text{Αν } v_r(t) < v_{c1}(t) \text{ και } v_r(t) \geq v_{c2}(t) \text{ τότε } S_{11} = 1, S_{12} = 1, S_{21} = 1, S_{24} = 1 \\ \text{Επίπεδο } v_{ab} = 0 : \\ \text{Αν } v_r(t) < v_{c2}(t) \text{ και } v_r(t) \geq 0 \text{ τότε } S_{11} = 1, S_{12} = 1, S_{21} = 1, S_{22} = 1 \\ \text{Αν } v_r(t) < 0 \text{ και } v_r(t) \geq v_{c3}(t) \text{ τότε } S_{13} = 1, S_{14} = 1, S_{23} = 1, S_{24} = 1 \\ \text{Επίπεδο } v_{ab} = -V_{dc} : \\ \text{Αν } v_r(t) < v_{c3}(t) \text{ και } v_r(t) \geq v_{c4}(t) \text{ τότε } S_{13} = 1, S_{14} = 1, S_{22} = 1, S_{23} = 1 \\ \text{Επίπεδο } v_{ab} = -2V_{dc} : \\ \text{Αν } v_r(t) < v_{c4}(t) \text{ τότε } S_{12} = 1, S_{13} = 1, S_{22} = 1, S_{23} = 1 \end{array} \right\}$$

Σχήμα 2.3: Αλγόριθμος τεχνικών PD-PWM, POD-PWM, APOD-PWM για το μετατροπέα CHB δύο βαθμίδων και πέντε επιπέδων

Από το σχήμα 2.3 συμπεραίνουμε ότι η 1^η βαθμίδα από κοινού με τη 2^η αναλαμβάνουν τα επίπεδα $2V_{dc}$ και $-2V_{dc}$, με την έννοια ότι όταν το ημιτονοειδές σήμα αναφοράς είναι μεγαλύτερο (μικρότερο) από τον τριγωνικό φορέα v_{c1} (v_{c4}) λαμβάνουμε τα αντίστοιχα επίπεδα τάσης $2V_{dc}$ ($-2V_{dc}$). Ακόμη, η 2^η βαθμίδα αναλαμβάνει τα επίπεδα V_{dc} και $-V_{dc}$, με την έννοια ότι όταν το ημιτονοειδές σήμα αναφοράς είναι μικρότερο (μεγαλύτερο) από τον τριγωνικό φορέα v_{c1} (v_{c4}) και ταυτόχρονα είναι μεγαλύτερο (μικρότερο) από τον τριγωνικό φορέα v_{c2} (v_{c3}) λαμβάνουμε τα αντίστοιχα επίπεδα τάσης V_{dc} ($-V_{dc}$). Τέλος, όταν το ημιτονοειδές σήμα αναφοράς είναι μικρότερο (μεγαλύτερο) από τον τριγωνικό φορέα v_{c2} (v_{c3}) λαμβάνουμε το μηδενικό επίπεδο τάσης. Αποδεικνύεται ότι η τάση v_{ab} των πέντε επιπέδων στην περίπτωση της τεχνικής PD-PWM δίνεται από την παρακάτω σχέση [12]:

$$\begin{aligned}
v_{ab}(t) = & 2V_{dc} m_a \sin \omega_r t + \frac{8V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} J_{2k-1}([2m-1]2\pi m_a) \cdot \\
& \cdot \{1 + 2 \sin([2k-1]\varphi) \cos k\pi\} \sin([2m-1]\omega_c t) \\
& + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{2n+1}(4m\pi m_a) \cos n\pi \sin(2m\omega_c t + [2n+1]\omega_r t) \\
& + \frac{4V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \cdot \left[\begin{aligned} & J_{2k-1}([2m-1]2\pi m_a) \cos k\pi \cdot \\ & \left[\frac{\cos([n-k]\pi) + 2 \sin([2k-1-2n]\varphi)}{[2k-1-2n]} \right. \\ & \left. + \frac{\cos([n+k]\pi) + 2 \sin([2k-1+2n]\varphi)}{[2k-1+2n]} \right] \\ & \cdot \sin([2m-1]\omega_c t + 2n\omega_r t) \end{aligned} \right] \cdot \quad (2.7)
\end{aligned}$$

όπου $\varphi = \cos^{-1}\left(\frac{1}{2m_a}\right)$ και $m_a \geq 0.5$ ώστε να διατηρήσουμε τα πέντε επίπεδα της τάσης v_{ab} , ενώ υπονοείται ότι έχουμε ίσες συνεχείς τάσεις V_{dc} στις δύο βαθμίδες. Στη σχέση (2.7), ω_c είναι η συχνότητα των τριγωνικών φορέων (διακοπτική), ω_r είναι η συχνότητα του ημιτονοειδούς σήματος αναφοράς και J_n οι συναρτήσεις Bessel. Πρέπει να σημειωθεί ότι η σχέση (2.7) δεν υπάρχει αυτούσια για μετατροπείς CHB στην αναφορά [12], καθώς στην τελευταία μελετάται η τεχνική PD-PWM για μετατροπείς NPC. Όμως, η μεθοδολογία με την οποία εξάγεται τελικά δεν εμπλέκει τα χαρακτηριστικά των μετατροπέων NPC και κρίνεται ότι μπορεί να χρησιμοποιηθεί και στην περίπτωση των μετατροπέων CHB. Ακόμη, στην αναφορά [12] εν γένει χρησιμοποιούνται σήματα διαμόρφωσης της μορφής $m_a \cos \omega_r t$, οπότε για την προσαρμογή στην περίπτωσή μας κρίνεται ότι θέτοντας $\omega_r t \rightarrow \omega_r t - \pi/2$ αρκεί η αντικατάσταση των όρων $\cos \omega_r t$ με όρους της μορφής $\sin \omega_r t$. Ακόμη, η τάση v_{ab} των πέντε επιπέδων στην περίπτωση της τεχνικής POD-PWM δίνεται από την παρακάτω σχέση [12]:

$$\begin{aligned}
v_{ab}(t) = & 2V_{dc} m_a \sin \omega_r t + \\
& + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{2n+1}(4m\pi m_a) \cos n\pi \sin(2m\omega_c t + [2n+1]\omega_r t) \\
& + \frac{4V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \left[\begin{aligned} & J_{2n+1}([2m-1]2\pi m_a) \cos n\pi \left\{ \frac{\pi}{2} - 2\varphi - \frac{\sin(2[2n+1]\varphi)}{[2n+1]} \right\} \\ & + \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-1}([2m-1]2\pi m_a) \cos k\pi \cdot \\ & \cdot 2 \left[\frac{\sin([2k+2n]\varphi)}{[2k+2n]} + \frac{\sin([2k-2n-2]\varphi)}{[2k-2n-2]} \right] \\ & \cdot \sin([2m-1]\omega_c t + [2n+1]\omega_r t) \end{aligned} \right] \cdot \quad (2.8)
\end{aligned}$$

Τέλος, η τάση v_{ab} των πέντε επιπέδων στην περίπτωση της τεχνικής APOD-PWM δίνεται από την παρακάτω σχέση [12]:

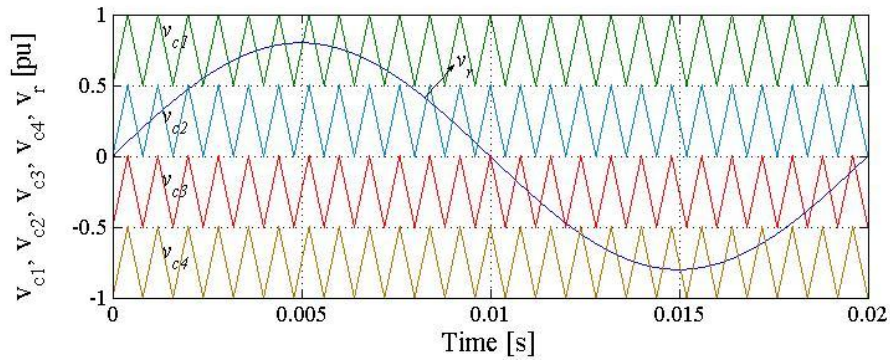
$$v_{ab}(t) = 2V_{dc}m_a \sin \omega_r t + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{\cos([m+n]\pi)}{m} J_{2n-1}(2m\pi m_a) \sin(m\omega_c t + [2n+1]\omega_r t) \quad (2.9)$$

Το αρμονικό περιεχόμενο των τριών τεχνικών θα παρουσιαστεί συγκριτικά στη συνέχεια. Από τις σχέσεις (2.7), (2.8), (2.9) συμπεραίνουμε ότι και για τις τρεις τεχνικές το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης v_{ab} είναι:

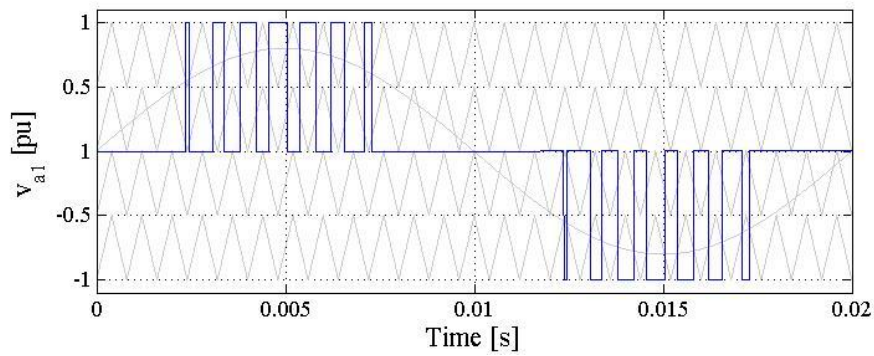
$$V_{ab,1} = 2m_a V_{dc} \quad (2.10)$$

Οι υπόλοιποι όροι των (2.7), (2.8), (2.9) συνιστούν ανώτερες αρμονικές για τις οποίες θα κάνουμε μία συγκριτική παρουσίαση παρακάτω. Για τη σύγκριση των τριών τεχνικών επιλέγουμε $m_a = 0.8$ και $m_f = 25$, δηλαδή η συχνότητα των φορέων είναι $f_c = 1250\text{Hz}$. Στο σχήμα 2.4 παρουσιάζεται η διαδικασία παραγωγής της τάσης v_{ab} του μετατροπέα CHB δύο βαθμίδων – πέντε επιπέδων με βάση τον αλγόριθμο της τεχνικής PD-PWM του σχήματος 2.3. Φαίνονται χαρακτηριστικά τα πέντε επίπεδα της τάσης $\{-2, -1, 0, 1, 2\}$ ανά μονάδα της συνεχούς τάσης κάθε βαθμίδας V_{dc} . Η αντίστοιχη διαδικασία για τις τεχνικές POD-PWM και APOD-PWM παρουσιάζεται στα σχήματα 2.5 και 2.6. Στο σχήμα 2.7 παρουσιάζονται τα φάσματα αρμονικών της τάσης v_{ab} για κάθε μία από τις τεχνικές PD-PWM, POD-PWM, APOD-PWM.

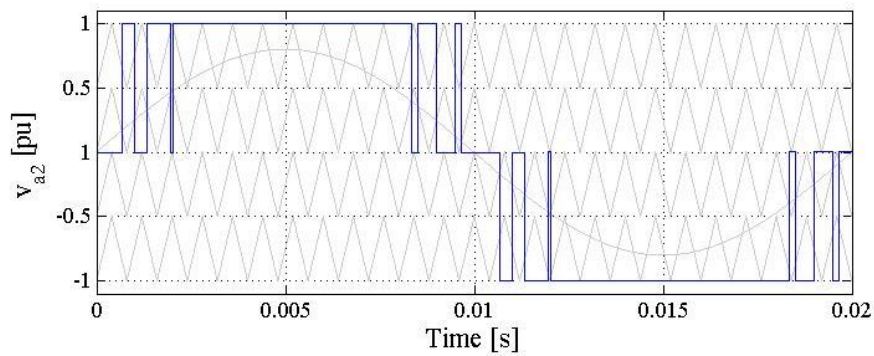
Στα σχήματα 2.7(α),(β),(γ) παρατηρούμε αρχικά ότι το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης v_{ab} , $V_{ab,1}$, είναι σχεδόν το ίδιο και για τις τρεις τεχνικές διαμόρφωσης PD-PWM, POD-PWM, APOD-PWM, και όσο προβλέπει η εξίσωση (2.10). Στο σχήμα 2.7(α) παρατηρούμε ότι στην περίπτωση της τεχνικής PD-PWM η τάση v_{ab} παρουσιάζει αρμονικές στη διακοπτική συχνότητα (συχνότητα των φορέων) $f_c = m_f f_r = 25 \cdot 50 = 1250\text{Hz}$, καθώς και σε περιττά πολλαπλάσια αυτής, όπως άλλωστε προβλέπει ο όρος $\sin([2m-1]\omega_c t)$, $m=1,2,\dots$ της εξίσωσης (2.7). Ακόμη, πλευρικές αρμονικές άρτιας τάξης εμφανίζονται γύρω από περιττά πολλαπλάσια της διακοπτικής συχνότητας, κάτι που βρίσκεται σε συμφωνία με τον όρο $\sin([2m-1]\omega_c t + 2n\omega_r t)$, $m=1,2,\dots, n = \dots, -2, -1, 1, 2, \dots$ της εξίσωσης (2.7), και πλευρικές αρμονικές περιττής τάξης εμφανίζονται γύρω από άρτια πολλαπλάσια της διακοπτικής συχνότητας, κάτι που βρίσκεται σε συμφωνία με τον όρο $\sin(2m\omega_c t + [2n+1]\omega_r t)$, $m=1,2,\dots, n = \dots, -1, 0, 1, \dots$ της εξίσωσης (2.7). Το περιεχόμενο αρμονικών, όπως φαίνεται από τους αντίστοιχους συντελεστές THD της τάσης v_{ab} για κάθε μία τεχνική, είναι περίπου το ίδιο και για τις τρεις τεχνικές. Προς επιβεβαίωση τούτου, στο σχήμα 2.8 φαίνονται οι συντελεστές THD της τάσης v_{ab} των τριών τεχνικών για περισσότερους συντελεστές διαμόρφωσης m_a και για $m_f = 25$. Η διαφορά των τριών τεχνικών έγκειται στο γεγονός ότι ενώ στην τεχνική PD-PWM εμφανίζεται ισχυρή αρμονική στη διακοπτική συχνότητα ($25^{\text{η}}$) με μειωμένες τις πλευρικές αρμονικές, στις τεχνικές POD-PWM και APOD-PWM δεν υπάρχουν αρμονικές στη διακοπτική συχνότητα αλλά εμφανίζονται αυξημένες πλευρικές αρμονικές (ισχυρότερες οι $24^{\text{η}}$ και $26^{\text{η}}$ για την τεχνική POD-PWM, και οι $22^{\text{η}}$, $24^{\text{η}}$, $26^{\text{η}}$, $28^{\text{η}}$ για την APOD-PWM), όπως άλλωστε προβλέπουν αντίστοιχα οι εξισώσεις (2.8) και (2.9). Ακόμα, αν και ο τριφασικός μετατροπέας CHB δεν αποτελεί



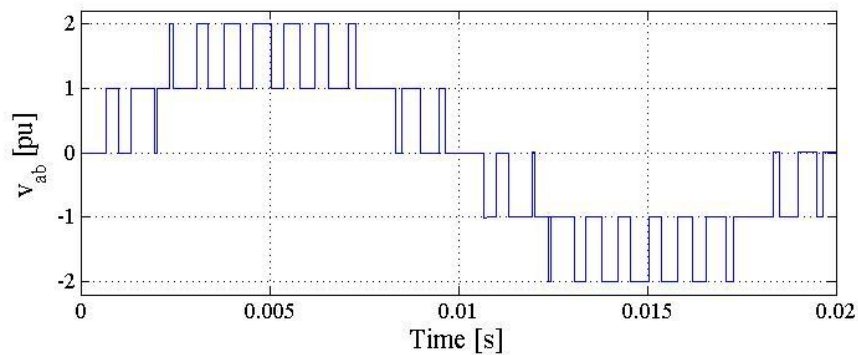
(α)



(β)

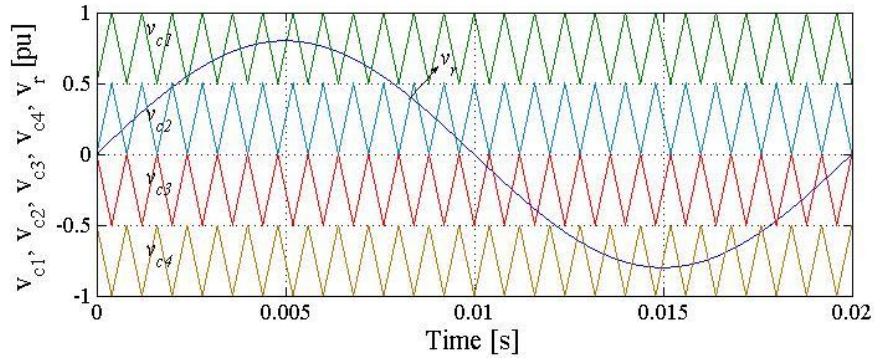


(γ)

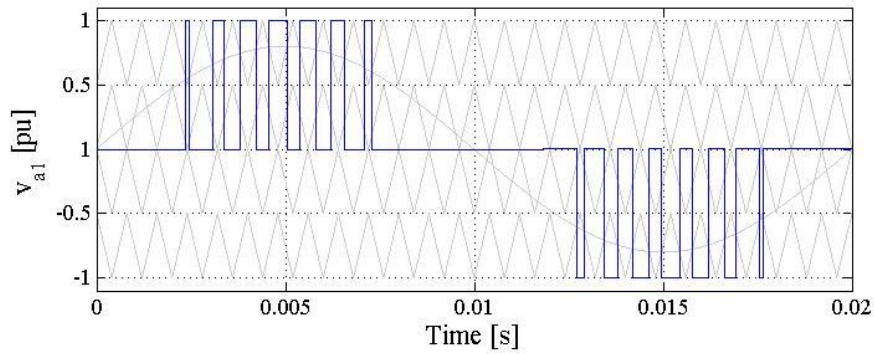


(δ)

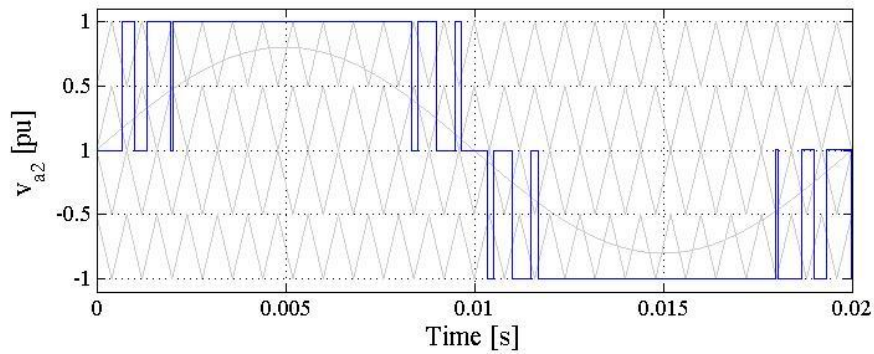
Σχήμα 2.4(α)-(δ): Παραγωγή τάσης v_{ab} μετατροπέα CHB δύο βαθμίδων και πέντε επιπέδων, με $m_a=0.8$, $m_f=25$ και τεχνική PD-PWM



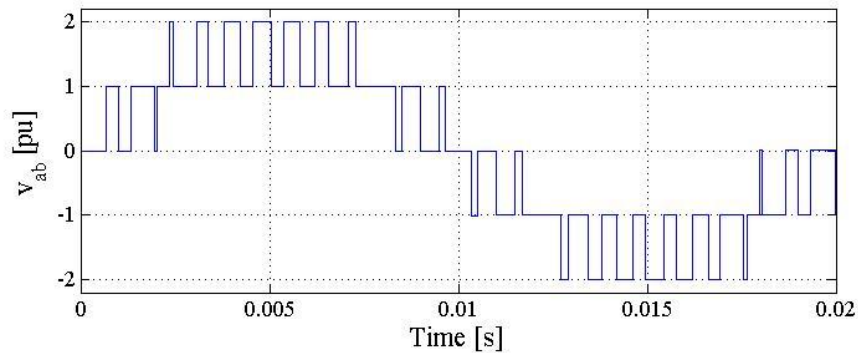
(α)



(β)

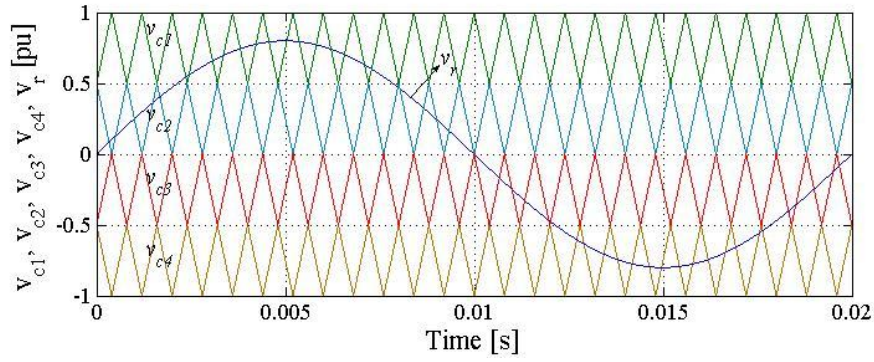


(γ)

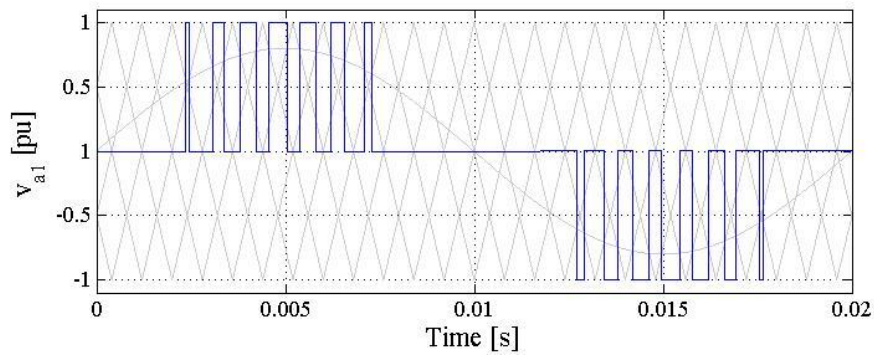


(δ)

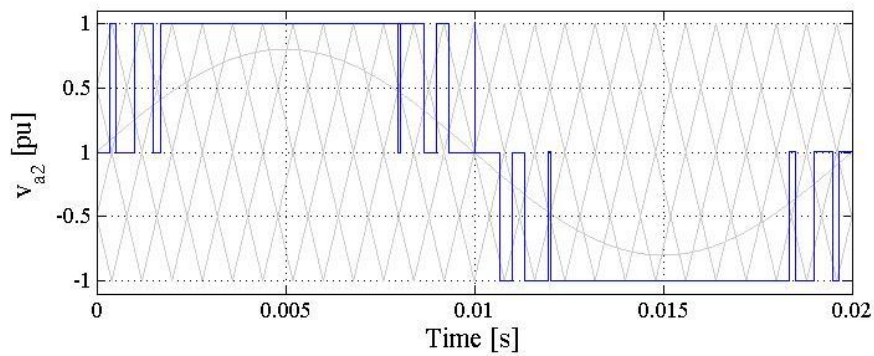
Σχήμα 2.5(α)-(δ): Παραγωγή τάσης v_{ab} μετατροπέα CHB δύο βαθμίδων και πέντε επιπέδων, με $m_a=0.8$, $m_f=25$ και τεχνική POD-PWM



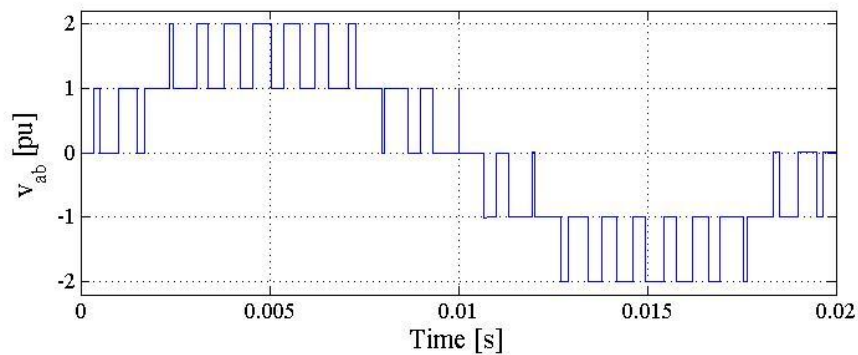
(α)



(β)

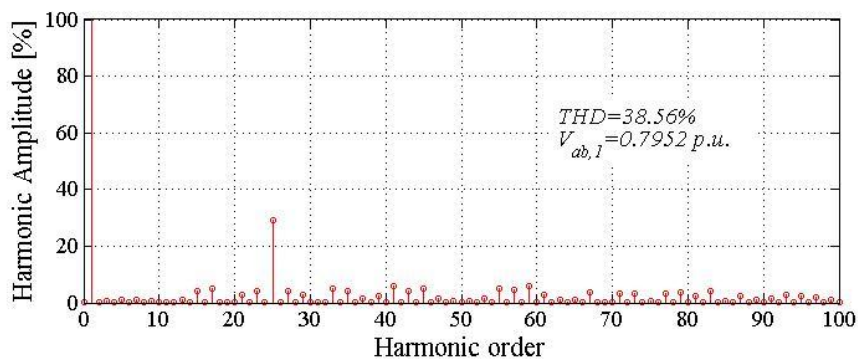


(γ)

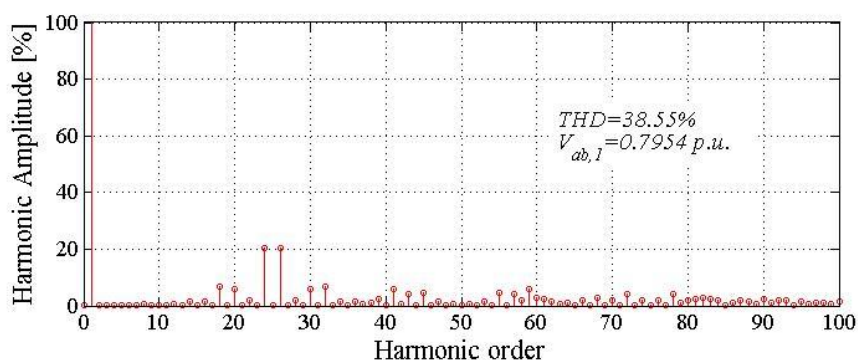


(δ)

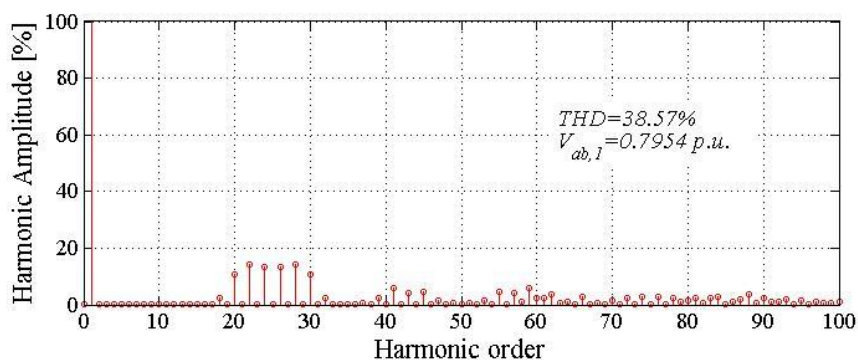
Σχήμα 2.6(α)-(δ): Παραγωγή τάσης v_{ab} μετατροπέα CHB δύο βαθμίδων και πέντε επιπέδων, με $m_a=0.8$, $m_f=25$ και τεχνική APOD-PWM



(α)



(β)

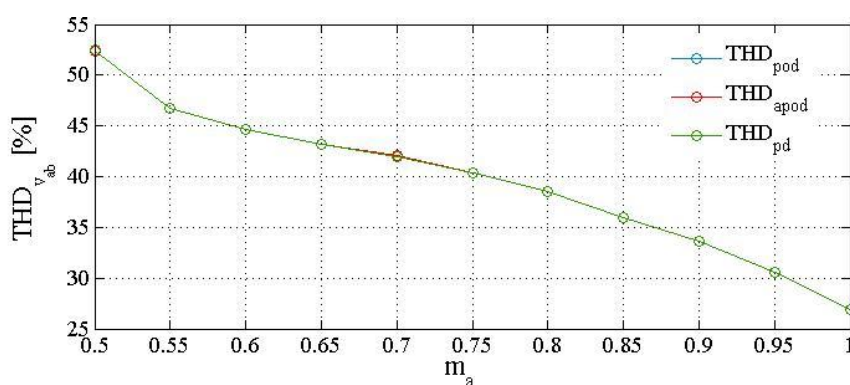


(γ)

Σχήμα 2.7: Φάσματα αρμονικών τάσης v_{ab} μετατροπέα CHB δύο βαθμίδων και πέντε επιπέδων για τις τεχνικές (α) PD-PWM, (β) POD-PWM, (γ) APOD-PWM, με $m_a=0.8$, $m_f=25$, και μέγιστη τάξη αρμονικής την $100^{\text{η}}$

αντικείμενο μελέτης της παρούσας εργασίας, πρέπει να σημειώσουμε ότι το φάσμα αρμονικών της πολικής τάσης για την τεχνική PD-PWM είναι εύκολο να δείχθει ότι δεν παρουσιάζει αρμονικές στη διακοπτική συχνότητα και στα πολλαπλάσια αυτής, ενώ οι πλευρικές αρμονικές γύρω από τη διακοπτική συχνότητα και τα πολλαπλάσια αυτής βρίσκονται στις ίδιες θέσεις, όπως και στο φάσμα αρμονικών της (φασικής) τάσης v_{ab} [12]. Με άλλα λόγια, η αρμονική του φάσματος της (φασικής) τάσης v_{ab} που εμφανίζεται στη διακοπτική συχνότητα εξαλείφεται στο φάσμα αρμονικών της πολικής τάσης. Αντίθετα, στην περίπτωση των τεχνικών POD-PWM και APOD-PWM οι πλευρικές αρμονικές εξακολουθούν (πλην των πολλαπλασίων του τρία) να υφίστανται στο φάσμα αρμονικών της πολικής

τάσης, γεγονός που οδηγεί σε αρκετά μεγαλύτερο περιεχόμενο αρμονικών [12]. Αυτό είναι και το βασικό πλεονέκτημα της PD-PWM τεχνικής σε σχέση με τις τεχνικές POD-PWM και APOD-PWM που την καθιστά καταλληλότερη, και οφείλεται στο γεγονός ότι η αρμονική στη διακοπτική συχνότητα και τα πολλαπλάσια αυτής αποτελεί κοινό όρο και για τις τρεις φασικές τάσεις του τριφασικού μετατροπέα (ο όρος $\sin([2m-1]\omega_c t)$ στην (2.7) θα είναι κοινός και για τις τρεις φασικές τάσεις εφόσον σε αυτόν δεν υπεισέρχεται η διαφορά φάσης των 120°), ενώ δε συμβαίνει το ίδιο και για τις πλευρικές αρμονικές των τεχνικών POD-PWM και APOD-PWM. Πρέπει να σημειώσουμε ότι η τεχνική APOD-PWM υπερτερεί της POD-PWM σε ό, τι αφορά το αρμονικό περιεχόμενο της πολικής τάσης διότι κατανέμει περισσότερο αρμονικό περιεχόμενο στις τριπλές αρμονικές [12] οι οποίες εκ των πραγμάτων εξαλείφονται στην πολική τάση.



Σχήμα 2.8: Συντελεστές THD τάσης v_{ab} τεχνικών PD-PWM, POD-PWM, APOD-PWM για διάφορες τιμές του συντελεστή διαμόρφωσης m_a και για $m_f = 25$, για το μετατροπέα CHB δύο βαθμίδων και πέντε επιπέδων

Στην αρχή της παραγράφου 2.2.1 επισημάναμε ότι πρέπει $m_a \leq 1$ ώστε να μην εισέλθουμε στην περιοχή της υπερδιαμόρφωσης. Στην υπερδιαμόρφωση η τάση v_{ab} χάνει πλέον την ημιτονοειδή της μορφή και τείνει να πάρει τη μορφή ενός καθαρού τετραγωνικού παλμού, του οποίου το φάσμα όπως γνωρίζουμε από την ανάλυση Fourier συνίσταται από περιττές αρμονικές χαμηλής τάξης [24]. Δηλαδή, κατά την υπερδιαμόρφωση αναπόφευκτα εμφανίζονται αρμονικές χαμηλής τάξης στο φάσμα της τάσης v_{ab} [12]. Σε εφαρμογές κλειστού βρόχου οι αρμονικές αυτές θα εμφανιστούν αυτομάτως και στο ρεύμα εισόδου της ανορθωτικής διάταξης CHB αλλοιώνοντας έτσι την ποιότητά του. Αποδεικνύεται ότι η τάση v_{ab} στη γενικότερη περίπτωση των μετατροπέων CHB N βαθμίδων, λαμβάνοντας υπόψη και την περίπτωση της υπερδιαμόρφωσης, στην περίπτωση της τεχνικής PD-PWM δίνεται από την παρακάτω σχέση [12]:

$$\begin{aligned}
v_{ab}(t) &= \frac{1}{\pi} NV_{dc} \{m_a (\pi - 2\psi - \sin 2\psi) + 4 \sin \psi\} \sin \omega_c t \\
&+ \frac{1}{\pi} NV_{dc} \sum_{n=2}^{\infty} \left\{ \frac{4}{2n-1} \sin([2n-1]\psi) - m_a \left\{ \frac{\sin 2n\psi}{n} + \frac{\sin(2[n-1]\psi)}{[n-1]} \right\} \right\} \sin([2n-1]\omega_c t) \\
&+ \frac{8V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{k=1}^{\infty} C_{m0} \sin([2m-1]\omega_c t) \\
&+ \frac{2V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{m_{\text{even}}^n} \sin(2m\omega_c t + [2n+1]\omega_c t) \\
&+ \frac{4V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} C_{m_{\text{odd}}^n} \sin([2m-1]\omega_c t + 2n\omega_c t)
\end{aligned} \tag{2.11}$$

όπου:

$$\begin{aligned}
C_{m0} &= \frac{1}{2k-1} J_{2k-1}([2m-1]N\pi m_a) \cos k\pi \cdot \left[\begin{array}{l} \cos k\pi - \cos N\pi \sin([2k-1]\psi) \\ -2 \sum_{h=1}^{\frac{N-1}{2}-1} \sin([2k-1] \cos^{-1}(\frac{h}{Nm_a})) \cos(h\pi) \end{array} \right] \\
C_{m_{\text{even}}^n} &= J_{2n+1}(2mN\pi m_a) \cos n\pi \left\{ \pi - 2\psi - \frac{\sin(2[2n+1]\psi)}{[2n+1]} \right\} + \sum_{\substack{k=1 \\ (k \neq n) \\ (k \neq n+1)}}^{\infty} \left[\frac{\sin(2[k+n]\psi)}{[k+n]} + \frac{\sin(2[k-n-1]\psi)}{[k-n-1]} \right] \\
C_{m_{\text{odd}}^n} &= J_{2k-1}([2m-1]N\pi m_a) \cos k\pi \cdot \left[\begin{array}{l} \left[\frac{\cos([n-k]\pi) - \cos N\pi \sin([2k-1-2n]\psi)}{-2 \sum_{h=1}^{N-1} \sin\left\{ [2k-2n-1] \cos^{-1}\left(\frac{h}{Nm_a}\right) \right\} \cos h\pi} \right]}{[2k-1-2n]} \\ \left[\frac{\cos([n+k]\pi) - \cos N\pi \sin([2k-1+2n]\psi)}{-2 \sum_{h=1}^{N-1} \sin\left\{ [2k+2n-1] \cos^{-1}\left(\frac{h}{Nm_a}\right) \right\} \cos h\pi} \right]}{[2k-1+2n]} \end{array} \right] +
\end{aligned}$$

και

$$\psi = \begin{cases} \cos^{-1}\left(\frac{1}{2m_a}\right), & \alpha \nu m_a > 1 \text{ (υπερδιαμόρφωση)} \\ 0, & \alpha \nu m_a \leq 1 \text{ (γραμμική περιοχή)} \end{cases}$$

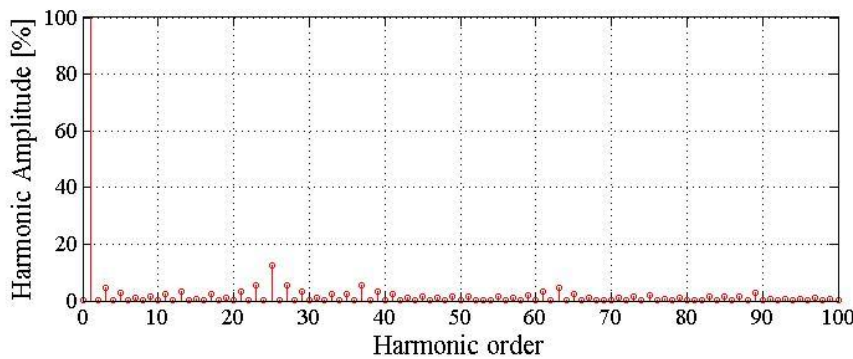
Στην περίπτωση της τεχνικής APOD-PWM έχουμε την παρακάτω σχέση [12]:

$$\begin{aligned}
v_{ab}(t) &= \frac{1}{\pi} NV_{dc} \{m_a (\pi - 2\psi - \sin 2\psi) + 4 \sin \psi\} \sin \omega_c t \\
&+ \frac{1}{\pi} NV_{dc} \sum_{n=2}^{\infty} \left\{ \frac{4}{2n-1} \sin([2n-1]\psi) - m_a \left\{ \frac{\sin 2n\psi}{n} + \frac{\sin(2[n-1]\psi)}{[n-1]} \right\} \right\} \sin([2n-1]\omega_c t) \\
&+ \frac{2V_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{mn} \cos(m\omega_c t + [2n+1]\omega_c t)
\end{aligned} \tag{2.12}$$

όπου

$$C_{mn} = J_{2n+1}(mN\pi m_a) \cos\left(\left[(N-1)m+n\right]\pi\right) \left\{ \pi - 2\psi - \frac{\sin(2[2n+1]\psi)}{[2n+1]} \right\} \\ + \sum_{\substack{k=1 \\ (k \neq n) \\ (k \neq n+1)}}^{\infty} J_{2k-1}(mN\pi m_a) \cos\left(\left[(N-1)m+k\right]\pi\right) \left[\frac{\sin(2[k+n]\psi)}{[k+n]} + \frac{\sin(2[k-n-1]\psi)}{[k-n-1]} \right]$$

Παρατηρώντας τόσο τη σχέση (2.11) όσο και τη (2.12) συμπεραίνουμε ότι κατά την υπερδιαμόρφωση πράγματι εμφανίζονται περιττές αρμονικές χαμηλής τάξης, όπως δηλώνει ο όρος $\sin([2n-1]\omega_r t)$, $n=2,3,\dots$, όπου ω_r η συχνότητα του σήματος αναφοράς (50Hz). Προς επιβεβαίωση τούτου, στο σχήμα 2.9 φαίνεται το φάσμα αρμονικών της τάσης v_{ab} του μετατροπέα CHB πέντε επιπέδων για την τεχνική PD-PWM, με $m_a=1.15$ και $m_f=25$, στο οποίο διακρίνει κανείς ότι εμφανίζονται η 3^η αρμονική, η 5^η αρμονική, κλπ.



Σχήμα 2.9: Φάσμα αρμονικών τάσης v_{ab} για το μετατροπέα CHB δύο βαθμίδων και πέντε επιπέδων και τεχνική PD-PWM με $m_a=1.15$, $m_f=25$, και μέγιστη τάξη αρμονικής την 100^η

Τέλος, πρέπει να σημειώσουμε ότι και οι τρεις τεχνικές PD-PWM, POD-PWM, και APOD-PWM παρουσιάζουν το βασικό μειονέκτημα της ανισοκατανομής της ισχύος ανάμεσα στις επιμέρους βαθμίδες του μετατροπέα CHB. Εν προκειμένω, συγκρίνοντας μεταξύ τους τις τάσεις v_{a1} και v_{a2} για κάθε μία τεχνική στα σχήματα 2.4, 2.5, και 2.6, συμπεραίνουμε ότι η 2^η βαθμίδα είναι ενεργή για περισσότερο χρονικό διάστημα από ότι η 1^η βαθμίδα. Στις περιπτώσεις αυτές το πρόβλημα είναι δυνατό να επιλυθεί μεταθέτοντας κυκλικά τη διακοπτική στρατηγική ανάμεσα στις βαθμίδες, δηλαδή σε κάθε θεμελιώδη περίοδο η κάθε βαθμίδα αναλαμβάνει και διαφορετικό επίπεδο τάσης με αποτέλεσμα να επιτυγχάνεται ισοκατανομή της ισχύος ανάμεσά τους [50].

Το σημαντικότερο πρόβλημα που απαντάται στην πλειοψηφία των εφαρμογών, και το οποίο οφείλεται άμεσα στην ανομοιόμορφη κατανομή της ισχύος ανάμεσα στις βαθμίδες, είναι αυτό της ανισοκατανομής της τάσης ανάμεσα στις χωρητικότητες εξόδου των βαθμίδων. Στην περίπτωση που ο μετατροπέας CHB λειτουργεί ως ανορθωτική διάταξη, στην πλευρά ΣΡ των βαθμίδων δεν υπάρχουν πλέον πηγές ΣΡ αλλά πυκνωτές, των οποίων οι τάσεις δεν είναι σταθερές. Στην περίπτωση αυτή και οι τρεις παραπάνω τεχνικές αδυνατούν να διατηρήσουν την ισορροπία ανάμεσα στις συνεχείς τάσεις των πυκνωτών εάν δε ληφθούν τα κατάλληλα μέτρα. Εάν πρόκειται για εφαρμογές κλειστού βρόχου, η διακοπτική στρατηγική θα πρέπει να προσανατολιστεί γύρω από τον έλεγχο του κύκλου φόρτισης – εκφόρτισης των πυκνωτών των βαθμίδων. Στο θέμα αυτό θα αναφερθούμε εκτενώς στο 5^ο κεφάλαιο.

2.2.2 Τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών ολισθημένης φάσης (PS-PWM)

Η τεχνική διαμόρφωσης PS-PWM χρησιμοποιεί έναν τριγωνικό φορέα για κάθε βαθμίδα του μετατροπέα CHB. Επομένως, για n το πλήθος βαθμίδες, λαμβάνοντας υπόψη τη σχέση (1.14) για την επίτευξη N_v επιπέδων στην τάση v_{ab} απαιτούνται

$$N_c = n = \frac{N_v - 1}{2} \quad (2.13)$$

κυματομορφές τριγωνικών φορέων $v_{ci}(t)$, $i=1, \dots, N_c$. Όλοι οι τριγωνικοί φορείς έχουν το ίδιο πλάτος peak-to-peak $A_c = 2 p.u.$ ανά μονάδα της συνολικής αθροιστικά συνεχούς τάσης εξόδου του μετατροπέα, και την ίδια συχνότητα f_c , ενώ παρουσιάζουν μία φασική μετατόπιση για την οποία θα γίνει λόγος παρακάτω. Έτσι, πρακτικά συσχετίζεται ο κάθε φορέας με μία συγκεκριμένη βαθμίδα, οπότε είναι δυνατή η ξεχωριστή SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation – Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών) διαμόρφωση για κάθε βαθμίδα [12],[45]. Είναι γνωστό ότι για τη διαμόρφωση μονοφασικών μετατροπέων πλήρους γέφυρας, όπως και οι επιμέρους βαθμίδες στην περίπτωση μας (σχήμα 1.14), προτιμάται η μονοπολική SPWM αντί της διπολικής [6],[19],[24]. Η μονοπολική SPWM χρησιμοποιεί δύο ημιτονοειδή σήματα αναφοράς, το $v_r(t)$ και το $-v_r(t)$, το οποίο προκύπτει με 180° μετατόπιση ως προς το πρώτο, τα οποία έχουν συχνότητα f_r και πλάτος peak-to-peak A_r . Επομένως, ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους ορίζεται από τη σχέση:

$$m_a = \frac{A_r}{A_c} \quad (2.14)$$

όπου $0 \leq m_a \leq 1$ για να μην εισέλθουμε στην περιοχή της υπερδιαμόρφωσης, οπότε το ημιτονοειδές σήμα αναφοράς είναι της μορφής:

$$v_r(t) = m_a \sin \omega_r t \quad (2.15)$$

Ακόμη, ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας ορίζεται από τη σχέση:

$$m_f = \frac{f_c}{f_r} \quad (2.16)$$

Το σήμα $v_r(t)$ προορίζεται για το σκέλος των διακοπών S_{i1}, S_{i3} και το $-v_r(t)$ για το σκέλος S_{i2}, S_{i4} όπου i η εκάστοτε βαθμίδα. Τα δύο σήματα αναφοράς συγκρίνονται με το τριγωνικό σήμα v_{ci} της συγκεκριμένης βαθμίδας στη βάση του αλγορίθμου του σχήματος 2.10:

$$\left. \begin{array}{l} Av v_r(t) \geq v_{ci}(t) \\ S_{i1} = 1, S_{i3} = 0 \\ \text{αλλιώς} \\ S_{i1} = 0, S_{i3} = 1 \\ \\ Av - v_r(t) \geq v_{ci}(t) \\ S_{i2} = 1, S_{i4} = 0 \\ \text{αλλιώς} \\ S_{i2} = 0, S_{i4} = 1 \end{array} \right\}$$

Σχήμα 2.10: Αλγόριθμος μονοπολικής SPWM διαμόρφωσης κάθε βαθμίδας i για το μετατροπέα CHB

Με τη μονοπολική SPWM τεχνική επιτυγχάνεται τάση v_{ai} τριών επιπέδων, σε αντίθεση με τη διπολική με την οποία επιτυγχάνεται τάση δύο επιπέδων. Χάρη στο χαρακτηριστικό αυτό της μονοπολικής SPWM τεχνικής, στην τάση v_{ai} της κάθε βαθμίδας η πρώτη ομάδα αρμονικών εμφανίζεται γύρω από τη διπλάσια συχνότητα φορέα f_c , σε αντίθεση με τη διπολική στην οποία η πρώτη ομάδα αρμονικών εμφανίζεται γύρω από τη συχνότητα φορέα f_c . Το στοιχείο αυτό φαίνεται από την τάση v_{ai} στην περίπτωση της μονοπολικής SPWM τεχνικής η οποία αποδεικνύεται ότι έχει την παρακάτω μορφή [12]:

$$v_{ai}(t) = V_{dc} m_a \sin \omega_r t + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{1}{2m} J_{2n-1}(m\pi m_a) \cos([m+n-1]\pi) \cdot \sin(2m\omega_c t + [2n-1]\omega_r t) \right] \quad (2.17)$$

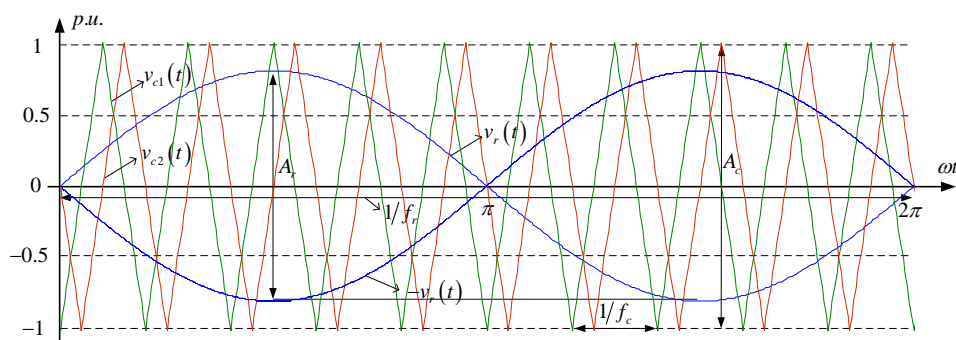
Στη σχέση (2.17) ω_c είναι η συχνότητα των τριγωνικών φορέων (διακοπτική), ω_r είναι η συχνότητα του ημιτονοειδούς σήματος αναφοράς και J_n οι συναρτήσεις Bessel. Από την εξίσωση (2.17) πράγματι βλέπουμε ότι δεν υπάρχουν αρμονικές στη διακοπτική συχνότητα, αλλά μόνο περιττές αρμονικές γύρω από άρτια πολλαπλάσια της διακοπτικής συχνότητας ($m=2,4,\dots$). Στη βάση της διαμόρφωσης του μετατροπέα CHB n βαθμίδων, επιπρόσθετη εξάλειψη των αρμονικών της τάσης v_{ab} αποδεικνύεται ότι μπορεί να επιτευχθεί για φασική ολίσθηση (shift) μεταξύ των τριγωνικών σημάτων φορέα ίση με [12]:

$$\varphi_{sh} = \frac{360^\circ}{N_v - 1} \quad (2.18)$$

γεγονός που συνεπάγεται λόγω της (1.14) ότι η γωνία μετατόπισης κάθε φορέα v_{ci} θα είναι:

$$\varphi_{ci} = \frac{(i-1)360^\circ}{N_v - 1} = \frac{(i-1)180^\circ}{n} \quad (2.19)$$

Στο σχήμα 2.11 φαίνονται τα τριγωνικά σήματα φορέα μαζί με τα ημιτονοειδή σήματα αναφοράς της τεχνικής PS-PWM για το μετατροπέα CHB δύο βαθμίδων και πέντε επιπέδων:



Σχήμα 2.11: Τριγωνικά σήματα φορέα τεχνικής PS-PWM με $m_a=0.8$, $m_f=10$ για το μετατροπέα CHB δύο βαθμίδων και πέντε επιπέδων

Θα εφαρμόσουμε τώρα την τεχνική PS-PWM στο μετατροπέα CHB δύο βαθμίδων και πέντε επιπέδων του σχήματος 1.16, θεωρώντας ότι η κάθε βαθμίδα τροφοδοτείται από μία ξεχωριστή πηγή συνεχούς τάσης V_{dc} (p.u.), και για λειτουργία ανοικτού βρόχου με συντελεστή διαμόρφωσης συγκεκριμένης τιμής. Θεωρούμε προσεγγιστικά συμβατική αναλογική δειγματοληψία. Σύμφωνα με τη σχέση (2.13) απαιτούνται για $N_v=5$ επίπεδα τάσης $N_c=2$ τριγωνικά σήματα φορέα, όπως είδαμε και στο σχήμα 2.11. Η διαφορά φάσης τους με βάση τη σχέση (2.18) θα είναι $360^\circ/4=90^\circ$. Ο αλγόριθμος για την παραγωγή των παλμών των διακοπτικών στοιχείων S_{ij} , $i=1,2$, $j=1,\dots,4$ του μετατροπέα CHB με βάση την τεχνική PS-PWM παρουσιάζεται στο σχήμα 2.12. Στο σχήμα αυτό παρατηρούμε ότι σε κάθε μία βαθμίδα έχουμε ξεχωριστή μονοπολική SPWM διαμόρφωση. Για κάθε βαθμίδα i , εάν το σήμα αναφοράς v_r είναι μεγαλύτερο από τον τριγωνικό φορέα v_{ei} άγει ο διακόπτης S_{i1} , αλλιώς άγει ο διακόπτης S_{i3} . Όμοια, εάν το σήμα αναφοράς $-v_r$ είναι μεγαλύτερο από τον τριγωνικό φορέα v_{ei} άγει ο διακόπτης S_{i2} , αλλιώς άγει ο διακόπτης S_{i4} . Στα διαστήματα κατά τα οποία άγουν ταυτόχρονα οι διακόπτες S_{i1} , S_{i4} της βαθμίδας i διαμορφώνεται το επίπεδο V_{dc} . Στα διαστήματα κατά τα οποία άγουν ταυτόχρονα οι διακόπτες S_{i2} , S_{i3} της βαθμίδας i διαμορφώνεται το επίπεδο $-V_{dc}$. Τέλος, στα υπόλοιπα διαστήματα λαμβάνουμε το μηδενικό επίπεδο.

$$\left. \begin{array}{l}
 \text{Βαθμίδα 1:} \\
 Av \ v_r(t) \geq v_{c1}(t) \\
 S_{11} = 1, S_{13} = 0 \\
 \text{αλλιώς} \\
 S_{11} = 0, S_{13} = 1 \\
 Av - v_r(t) \geq v_{c1}(t) \\
 S_{12} = 1, S_{14} = 0 \\
 \text{αλλιώς} \\
 S_{12} = 0, S_{14} = 1 \\
 \\
 \text{Βαθμίδα 2:} \\
 Av \ v_r(t) \geq v_{c2}(t) \\
 S_{21} = 1, S_{23} = 0 \\
 \text{αλλιώς} \\
 S_{21} = 0, S_{23} = 1 \\
 Av - v_r(t) \geq v_{c2}(t) \\
 S_{22} = 1, S_{24} = 0 \\
 \text{αλλιώς} \\
 S_{22} = 0, S_{24} = 1
 \end{array} \right\}$$

Σχήμα 2.12: Αλγόριθμος τεχνικής PS-PWM για το μετατροπέα CHB δύο βαθμίδων και πέντε επιπέδων

Η τάση v_{ab} πολλαπλών επιπέδων στην περίπτωση της τεχνικής PS-PWM υπολογίζεται εάν αντικαταστήσουμε τις τάσεις v_{ai} των δύο βαθμίδων i από τις εξισώσεις (2.17) στην εξίσωση (1.13), οπότε προκύπτει η παρακάτω εξίσωση [12]:

$$v_{ab}(t) = NV_{dc} m_a \sin \omega_r t + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{1}{2m} J_{2n-1}(m\pi m_a) \cos([m+n-1]\pi) \cdot \sum_{i=1}^N \sin \left\{ 2m \left(\omega_c t + \frac{[i-1]\pi}{N} \right) + [2n-1]\omega_r t \right\} \right] \quad (2.20)$$

όπου N το πλήθος των βαθμίδων, ενώ ελήφθη υπόψη η γωνία ολίσθησης των τριγωνικών σημάτων φορέα (2.19). Αποδεικνύεται ότι ο όρος της (2.20) $\sum_{i=1}^N \sin \left\{ 2m\omega_c t + \frac{2m[i-1]\pi}{N} + [2n-1]\omega_r t \right\} = 0$ για όλα τα $m \neq kN$, $k = 1, 2, 3, \dots$, με αποτέλεσμα στην τάση v_{ab} να εμφανίζονται μόνο περιττές πλευρικές αρμονικές γύρω από τα $2N$ - οστά πολλαπλάσια της διακοπτικής συχνότητας, όπως φαίνεται στην παρακάτω τελική μορφή που λαμβάνει η τάση v_{ab} [12]:

$$v_{ab}(t) = NV_{dc} m_a \sin \omega_r t + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{1}{2m} J_{2n-1}(Nm\pi m_a) \cos([Nm+n-1]\pi) \cdot \sin \left\{ 2Nm\omega_c t + [2n-1]\omega_r t \right\} \right] \quad (2.21)$$

Στην περίπτωσή μας έχουμε δύο βαθμίδες, επομένως η τάση v_{ab} των πέντε επιπέδων είναι της μορφής:

$$v_{ab}(t) = 2V_{dc}m_a \sin \omega_r t + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{1}{2m} J_{2n-1}(2m\pi m_a) \cos([2m+n-1]\pi) \cdot \sin\{4m\omega_c t + [2n-1]\omega_r t\} \right] \quad (2.22)$$

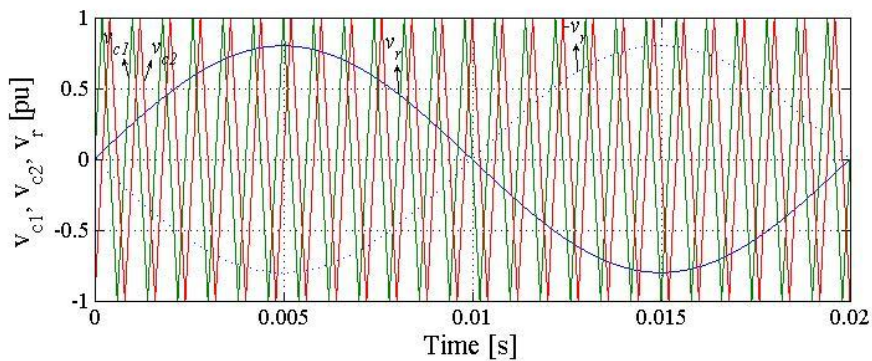
Η πρώτη ομάδα αρμονικών εμφανίζεται γύρω από τη φαινομένη συχνότητα $2Nf_c = 2 \cdot 2f_c = 4f_c$. Το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης v_{ab} , όπως φαίνεται από την (2.22), είναι:

$$V_{ab,1} = 2m_a V_{dc} \quad (2.23)$$

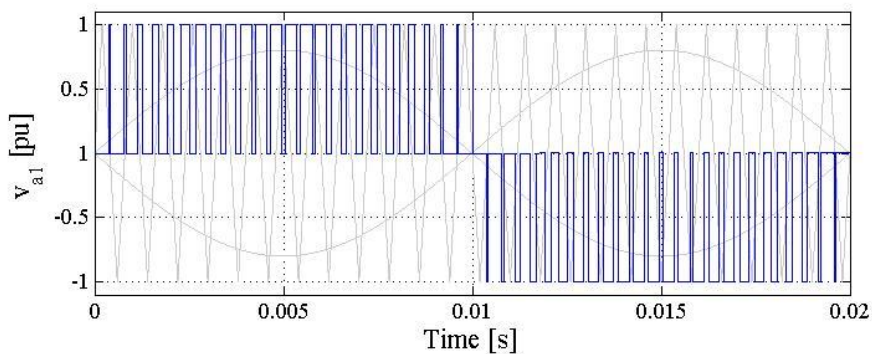
Για την παρουσίαση της τεχνικής PS-PWM επιλέγουμε $m_a = 0.8$ και $m_f = 25$, δηλαδή η συχνότητα των φορέων είναι $f_c = 1250\text{Hz}$. Στο σχήμα 2.13 παρουσιάζεται η διαδικασία παραγωγής της τάσης v_{ab} του μετατροπέα CHB δύο βαθμίδων – πέντε επιπέδων με βάση τον αλγόριθμο της τεχνικής PS-PWM του σχήματος 2.12. Φαίνονται χαρακτηριστικά τα πέντε επίπεδα της τάσης v_{ab} $\{-2, -1, 0, 1, 2\}$ ανά μονάδα της συνεχούς τάσης κάθε βαθμίδας V_{dc} . Στο σχήμα 2.14 παρουσιάζεται το φάσμα αρμονικών της τάσης v_{ab} για την τεχνική PS-PWM.

Στο σχήμα 2.14 παρατηρούμε αρχικά ότι το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης v_{ab} , $\hat{V}_{ab,1}$, συμφωνεί με την εξίσωση (2.23), και είναι σχεδόν ίδιο με αυτό των τεχνικών PD-PWM, POD-PWM, APOD-PWM στο σχήμα 2.7. Ακόμη, επιβεβαιώνουμε το γεγονός ότι εμφανίζονται στο φάσμα αρμονικών περιττές πλευρικές αρμονικές γύρω από τη φαινομένη συχνότητα $2Nf_c = 2 \cdot 2f_c = 4f_c = 4 \cdot 25 \cdot 50 = 100 \cdot 50\text{Hz}$ και τις πλευρικές αρμονικές περιττής τάξης (πχ η $95^{\text{η}}$, $97^{\text{η}}$, $99^{\text{η}}$, $101^{\text{η}}$, $103^{\text{η}}$, $105^{\text{η}}$, κλπ), όπως άλλωστε προβλέπει και ο όρος $\sin\{4m\omega_c t + [2n-1]\omega_r t\}$, $m = 1, 2, \dots$, $n = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots$ της εξίσωσης (2.22). Πρέπει να σημειωθεί ότι αν και για την ίδια συχνότητα φορέα f_c η τεχνική PS-PWM για το μετατροπέα CHB πέντε επιπέδων δίνει τετραπλάσια φαινομένη διακοπτική συχνότητα εν συγκρίσει με τις τεχνικές PD-PWM, POD-PWM, APOD-PWM, το τίμημα είναι οι αυξημένες μεταβάσεις των διακοπτικών στοιχείων εντός της θεμελιώδους περιόδου. Σαφώς, περισσότερες μεταβάσεις συνεπάγονται περισσότερες διακοπτικές απώλειες ισχύος, επομένως μία πιο ρεαλιστική προσέγγιση θα ήταν να εφαρμόσουμε την τεχνική PSPWM με συχνότητα φορέα $f_c/4$ σε σχέση με αυτή των τεχνικών PD-PWM, POD-PWM, APOD-PWM, δηλαδή την f_c . Από την άλλη πλευρά, μεγαλύτερη φαινομένη συχνότητα συνεπάγεται μικρότερο φίλτρο. Γενικά, απαιτείται ένας συμβιβασμός ανάμεσα στην τάξη της φαινομένης συχνότητας της τάσης v_{ab} και τις διακοπτικές απώλειες ισχύος.

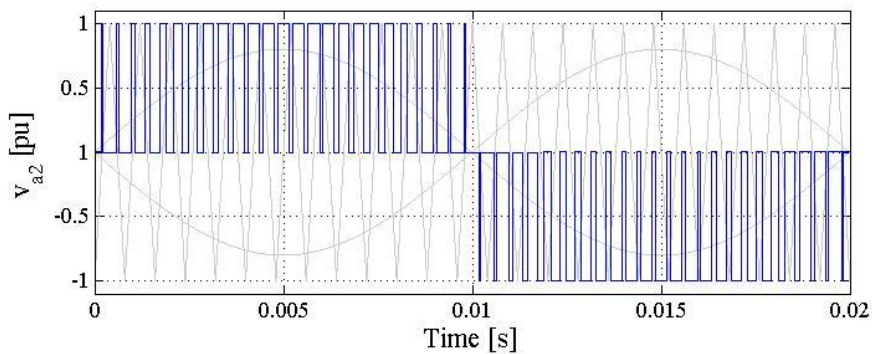
Ακόμη, συγκρίνοντας τα φάσματα αρμονικών των τεχνικών APOD-PWM και PS-PWM, παρατηρούμε ότι είναι ταυτόσημα, με τη μόνη διαφορά ότι η πρώτη ομάδα αρμονικών εμφανίζεται για την τεχνική APOD γύρω από τη συχνότητα φορέα f_c ενώ για την τεχνική PS-PWM γύρω από τη φαινομένη συχνότητα $4f_c$. Ωστόσο, λαμβάνοντας υπόψη ότι στην τεχνική PS-PWM έχουμε αυξημένες (συνολικά περί τις τετραπλάσιες) διακοπτικές μεταβάσεις από ότι στην τεχνική APOD-PWM, οι συχνότητες των αρμονικών γίνονται ισοδύναμες εάν το πλήθος των διακοπτικών μεταβάσεων κανονικοποιηθεί και για τις δύο τεχνικές [12]



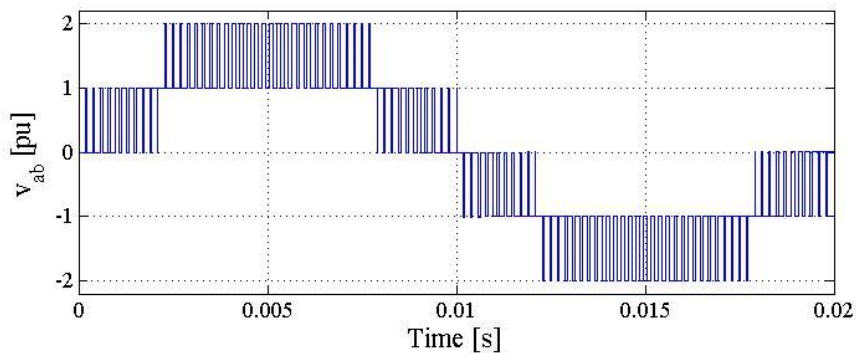
(α)



(β)

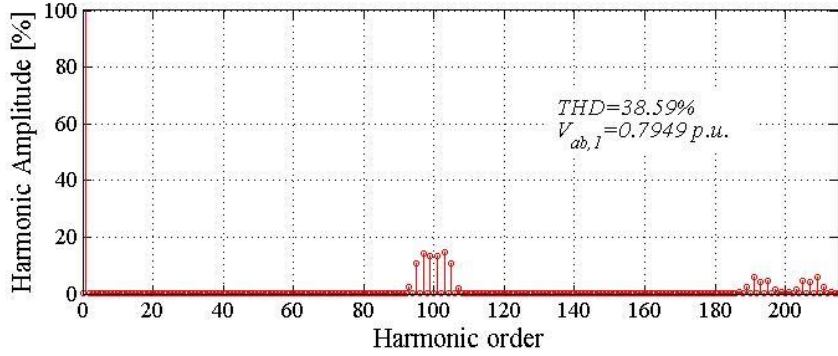


(γ)



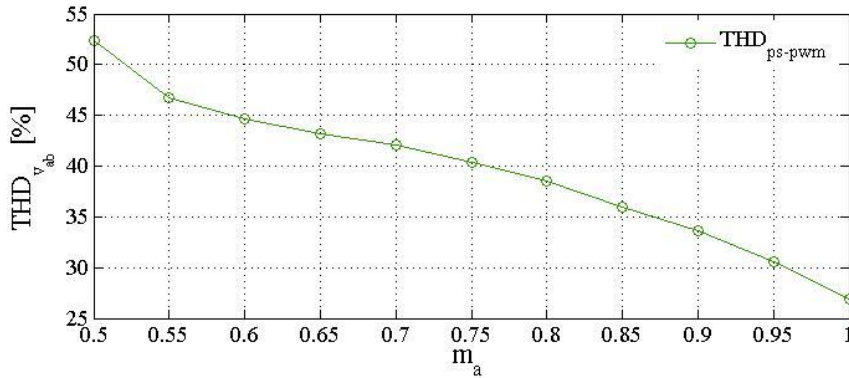
(δ)

Σχήμα 2.13(α)-(δ): Παραγωγή τάσης v_{ab} μετατροπέα CHB δύο βαθμίδων και πέντε επιπέδων, με $m_a=0.8$, $m_f=25$ και τεχνική PS-PWM



Σχήμα 2.14: Φάσμα αρμονικών τάσης v_{ab} μετατροπέα CHB δύο βαθμίδων και πέντε επιπέδων για την τεχνική PS-PWM, με $m_a=0.8$, $m_f=25$, και μέγιστη τάξη αρμονικής την $215^{\text{η}}$

Στο σχήμα 2.15 φαίνεται ο συντελεστής THD της τάσης v_{ab} της τεχνικής PS-PWM για περισσότερους συντελεστές διαμόρφωσης m_a και για $m_f = 25$. Οι τιμές είναι σχεδόν πανομοιότυπες με αυτές των τεχνικών PD-PWM, POD-PWM και APOD-PWM.



Σχήμα 2.15: Συντελεστής THD τάσης v_{ab} τεχνικής PS-PWM για διάφορες τιμές του συντελεστή διαμόρφωσης m_a και για $m_f=25$, για το μετατροπέα CHB δύο βαθμίδων και πέντε επιπέδων

Σε ό, τι αφορά την περίπτωση της υπερδιαμόρφωσης, αποδεικνύεται ότι η τάση v_{ab} για μετατροπείς CHB N βαθμίδων έχει την παρακάτω γενικότερη μορφή [12]:

$$\begin{aligned}
 v_{ab}(t) &= \frac{1}{\pi} NV_{dc} \{m_a (\pi - 2\psi - \sin 2\psi) + 4 \sin \psi\} \sin \omega_c t \\
 &+ \frac{1}{\pi} NV_{dc} \sum_{n=2}^{\infty} \left\{ \frac{4}{2n-1} \sin([2n-1]\psi) - m_a \left[\frac{\sin 2n\psi}{n} + \frac{\sin(2[n-1]\psi)}{[n-1]} \right] \right\} \sin([2n-1]\omega_c t) \quad (2.24) \\
 &+ \frac{4nV_{dc}}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2Nm} C_{mn} \cos(2Nm\omega_c t + [2n-1]\omega_c t)
 \end{aligned}$$

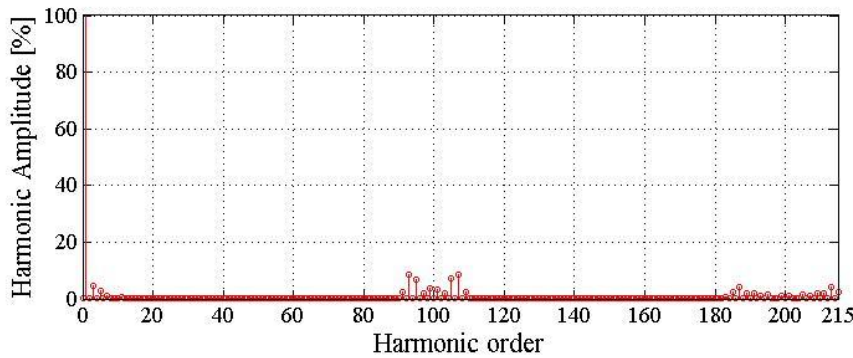
όπου

$$\begin{aligned}
 C_{mn} &= J_{2n-1}(mN\pi m_a) \cos([Nm+n-1]\pi) \left\{ \pi - 2\psi - \frac{\sin(2[2n-1]\psi)}{[2n-1]} \right\} \\
 &+ \sum_{\substack{k=1 \\ (2k-1 \neq 2n-1)}}^{\infty} J_{2k-1}(mN\pi m_a) \cos([Nm+k]\pi) \left[\frac{\sin(2[k+n-1]\psi)}{[k+n-1]} + \frac{\sin(2[n-k]\psi)}{[n-k]} \right]
 \end{aligned}$$

και

$$\psi = \begin{cases} \cos^{-1}\left(\frac{1}{2m_a}\right), & \text{αν } m_a > 1 \text{ (υπερδιαμόρφωση)} \\ 0, & \text{αν } m_a \leq 1 \text{ (γραμμική περιοχή)} \end{cases}$$

Η σχέση (2.24) για την περίπτωση της τεχνικής PS-PWM όπως αναμέναμε είναι σε πολύ μεγάλο βαθμό όμοια, με την (2.12) της τεχνικής APOD-PWM. Παρατηρώντας τη σχέση (2.24) συμπεραίνουμε ότι και στην περίπτωση της τεχνικής PS-PWM κατά την υπερδιαμόρφωση εμφανίζονται περιττές αρμονικές χαμηλής τάξης, όπως δηλώνει ο όρος $\sin([2n-1]\omega_r t)$, $n = 2, 3, \dots$, όπου ω_r η συχνότητα του σήματος αναφοράς (50Hz). Προς επιβεβαίωση τούτου, στο σχήμα 2.16 φαίνεται το φάσμα αρμονικών της τάσης v_{ab} του μετατροπέα CHB πέντε επιπέδων για $m_a = 1.15$ και $m_f = 25$ στο οποίο διακρίνει κανείς ότι εμφανίζονται η 3^η αρμονική, η 5^η αρμονική, κλπ. Αξίζει να επισημάνουμε ότι η επιπρόσθετη εξάλειψη αρμονικών μέσω της φασικής ολίσθησης δεν επηρεάζεται από την υπερδιαμόρφωση.



Σχήμα 2.16: Φάσμα αρμονικών τάσης v_{ab} για το μετατροπέα CHB δύο βαθμίδων και πέντε επιπέδων και τεχνική PS-PWM με $m_a=1.15$, $m_f=25$, και μέγιστη τάξη αρμονικής την 215^η

Πρέπει να σημειώσουμε ότι η τεχνική PS-PWM δεν παρουσιάζει το πρόβλημα ανισοκατανομής της ισχύος ανάμεσα στις επιμέρους βαθμίδες του μετατροπέα CHB όπως οι τεχνικές PD-PWM, POD-PWM, και APOD-PWM (στην ιδανική περίπτωση πάντα των ίσων και σταθερών συνεχών τάσεων των βαθμίδων). Εν προκειμένω, συγκρίνοντας μεταξύ τους τις τάσεις v_{a1} και v_{a2} στο σχήμα 2.13 παρατηρούμε ότι και οι δύο βαθμίδες παρουσιάζουν τον ίδιο αριθμό μεταβάσεων εντός της θεμελιώδους περιόδου. Ανακεφαλαιώνοντας, αν και η τεχνική PD-PWM φαίνεται να υπερέχει σε σχέση με τις υπόλοιπες στα πλαίσια του αρμονικού περιεχομένου (στη βάση της πολικής τάσης), ωστόσο εξαιτίας των εγγενών χαρακτηριστικών της, που παρουσιάσαμε παραπάνω, η τεχνική PS-PWM είναι μέχρι σήμερα πρακτικά η μοναδική εμπορικά εφαρμοσμένη τεχνική διαμόρφωσης για την περίπτωση των μετατροπέων CHB [1].

Υπενθυμίζουμε ότι στην παραπάνω συγκριτική παρουσίαση των τεχνικών PD-PWM, POD-PWM, APOD-PWM και PS-PWM εφαρμόσαμε συμβατική αναλογική δειγματοληψία. Η τελευταία ουσιαστικά προϋποθέτει τόσο μικρή περίοδο δειγματοληψίας έτσι ώστε πρακτικά μέσα σε μία περίοδο φορέα να έχουμε άπειρα δείγματα του σήματος αναφοράς. Στη συγκεκριμένη παρουσίαση

χρησιμοποιήσαμε περίοδο δειγματοληψίας $1\mu s$, η οποία ως προς την περίοδο φορέα $1/1250Hz = 800\mu s$ θεωρείται πράγματι αμελητέα. Το τελευταίο ωστόσο είναι πρακτικά ανέφικτο για τους περισσότερους σύγχρονους ψηφιακούς επεξεργαστές σήματος, με αποτέλεσμα η περίοδος δειγματοληψίας στα πιο πολλά πρακτικά συστήματα να μην είναι τόσο αμελητέα σε σχέση με την περίοδο φορέα (διακοπτική περίοδο). Έτσι, για μία σαφέστερη και πιο ρεαλιστική εικόνα του αρμονικού περιεχομένου των παραπάνω τεχνικών θα έπρεπε να καταφύγουμε σε μεθόδους όπως η συμμετρική ή η ασύμμετρη κανονική ψηφιακή δειγματοληψία, οπότε και θα άλλαζε σημαντικά το αρμονικό περιεχόμενο λόγω της εμφάνισης χαμηλότερης τάξης αρμονικών [12]. Ωστόσο το τελευταίο βήμα είναι πέρα από τους σκοπούς της παρούσας εργασίας. Εξάλλου, σκοπός ήταν η εξαγωγή ποιοτικών συμπερασμάτων ως προς το αρμονικό περιεχόμενο των MPWM τεχνικών, στη βάση του μετατροπέα CHB πέντε επιπέδων.

2.3 Τεχνική διαμόρφωσης με επιλεκτική εξάλειψη αρμονικών

Η τεχνική διαμόρφωσης με επιλεκτική εξάλειψη αρμονικών (**Selective Harmonic Elimination – SHE**) στην περίπτωση των μετατροπέων CHB αποτελεί επέκταση της παραδοσιακής τεχνικής που εφαρμόζεται στους συμβατικούς μετατροπείς, και όπως δηλώνει και το όνομά της, αποσκοπεί στην επιλογή της καταλληλότερης διακοπτικής στρατηγικής για την εξάλειψη συγκεκριμένων αρμονικών χαμηλής τάξης από το φάσμα της τάσης πολλαπλών επιπέδων v_{ab} [12]. Για την κατανόηση της λειτουργίας της τεχνικής αυτής, στο σχήμα 2.17 φαίνεται η γενική μορφή της κλιμακωτής κυματομορφής της τάσης v_{ab} ενός μετατροπέα CHB N_v επιπέδων και N βαθμίδων (σχέση (1.14)), υποθέτοντας ίσες συνεχείς τάσεις εξόδου V_{dc} των βαθμίδων. Η κυματομορφή της τάσης v_{ab} του σχήματος 2.17 αναλύεται σε σειρά Fourier ως εξής:

$$v_{ab}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (2.25)$$

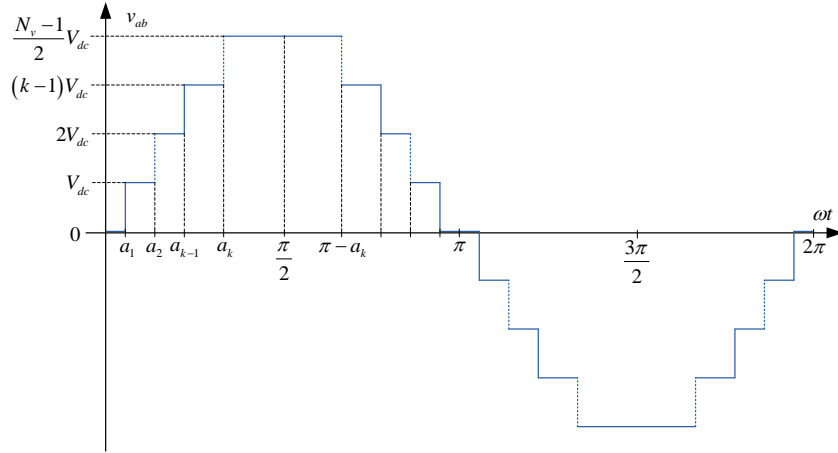
όπου:

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} v_{ab}(t) \cos n\omega t d\omega t \quad (2.26)$$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} v_{ab}(t) \sin n\omega t d\omega t \quad (2.27)$$

Η κυματομορφή της τάσης v_{ab} παρουσιάζει περιττή συμμετρία, επομένως οι συντελεστές της σχέσης (2.26) $a_n = 0$, όπως επίσης και συμμετρία τετάρτου κύματος, επομένως εμφανίζει μόνο περιττής τάξης αρμονικές. Ως εκ τούτου, η τάση v_{ab} λαμβάνει την παρακάτω μορφή:

$$v_{ab}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} b_n \sin n\omega t \quad (2.28)$$



Σχήμα 2.17: Κλιμακωτή κυματομορφή τάσης v_{ab} μετατροπέα CHB N_v επιπέδων τάσης και N βαθμίδων

Για τους συντελεστές b_n έχουμε από τη σχέση (2.27), λαμβάνοντας υπόψη τη γενική μορφή της τάσης v_{ab} στο σχήμα 2.17:

$$\begin{aligned}
 b_n &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} v_{ab}(t) \sin n\omega t d\omega t \\
 &= \frac{4}{\pi} \left(\int_0^{a_1} 0 \cdot V_{dc} \sin n\omega t d\omega t + \int_{a_1}^{a_2} 1 \cdot V_{dc} \sin n\omega t d\omega t + \dots + \int_{a_{k-1}}^{a_k} (k-1) \cdot V_{dc} \sin n\omega t d\omega t + \dots + \right. \\
 &\quad \left. + \int_{a_N}^{\pi/2} N \cdot V_{dc} \sin n\omega t d\omega t \right) \\
 &= \frac{4}{n\pi} V_{dc} \left[0 \cdot (1 - \cos na_1) + 1 \cdot (\cos na_1 - \cos na_2) + \dots + (k-1) \cdot (\cos na_{k-1} - \cos na_k) + \dots + \right. \\
 &\quad \left. + N \cdot (\cos na_N - 0) \right] \quad (2.29) \\
 &= \frac{4}{n\pi} V_{dc} (\cos na_1 + \cos na_2 + \dots + \cos na_{N-1} + \cos na_N) \\
 &= \frac{4}{n\pi} V_{dc} \sum_{k=1}^N \cos na_k
 \end{aligned}$$

όπου n ο περιττός αριθμός της αρμονικής συνιστώσας, και $a_k, k=1,2,\dots,N$ οι διακοπτικές γωνίες οι οποίες βάσει του σχήματος 2.17 ικανοποιούν τη σχέση $a_1 < a_2 < \dots < a_N < \pi/2$. Επομένως, λαμβάνοντας υπόψη τη σχέση (2.29) λόγω της (2.28) έχουμε:

$$v_{ab}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4}{n\pi} V_{dc} \left\{ \left(\sum_{k=1}^N \cos na_k \right) \sin n\omega t \right\} \quad (2.30)$$

Στη σχέση (2.30) υπάρχουν N το πλήθος άγνωστες διακοπτικές γωνίες, όσες δηλαδή και οι βαθμίδες του μετατροπέα CHB, οι οποίες πρέπει να προσδιοριστούν. Οι γωνίες αυτές είναι όσες και οι βαθμίδες ώστε αντιστοιχίζοντας κάθε γωνία σε μία βαθμίδα να προκύπτει διακοπτική στρατηγική στη θεμελιώδη συχνότητα [12], όπως άλλωστε θα φανεί και παρακάτω. Δηλαδή, κάθε βαθμίδα k είναι ενεργή μόνο στο διάστημα $[a_k, \pi - a_k]$ της θετικής θεμελιώδους ημιπεριόδου και στο διάστημα $[\pi + a_k, 2\pi - a_k]$ της αρνητικής θεμελιώδους ημιπεριόδου [9],[12]. Ως επί το πλείστον, οι γωνίες αυτές υπολογίζονται έτσι ώστε να εξαλείφονται $N-1$ το πλήθος αρμονικές χαμηλής τάξης και συγχρόνως

να επιτυγχάνεται έλεγχος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης v_{ab} [2],[3],[9],[12]. Οι δύο παραπάνω στόχοι επιτυγχάνονται εάν επιλεγούν οι διακοπτικές γωνίες έτσι ώστε για τους αντίστοιχους συντελεστές στη σχέση (2.30) να έχουμε:

$$\begin{cases} \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^N \cos a_k = \frac{4}{\pi} Nm_a \\ \sum_{k=1}^N \cos na_k = 0, n = 5, 7, 11, \dots \end{cases} \quad (2.31)$$

όπου ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους ορίζεται ως

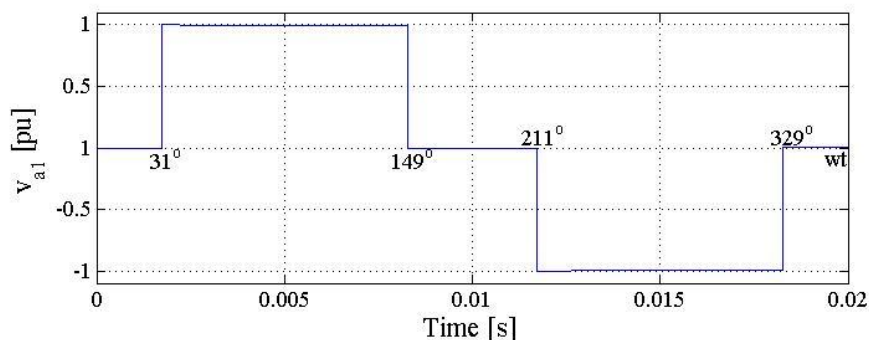
$$m_a = \frac{v_{ab}^*}{NV_{dc}} \quad (2.32)$$

και v_{ab}^* το πλάτος της επιθυμητής τιμής της τάσης εισόδου του μετατροπέα. Σημειώνεται ότι σε τριφασικές εφαρμογές οι τριπλές αρμονικές ούτως ή άλλως εξαλείφονται στην πολική τάση, επομένως είναι σκόπιμο να επιχειρήσουμε να εξαλείψουμε τις υπόλοιπες περιττές αρμονικές ($5^{\text{η}}$, $7^{\text{η}}$, $11^{\text{η}}$, κλπ) από τη φασική τάση v_{ab} . Οι εξισώσεις (2.31) είναι μη γραμμικές και στη γενική περίπτωση είναι τόσες όσες και οι βαθμίδες του μετατροπέα. Για την επίλυσή τους είναι απαραίτητη η χρήση επαναληπτικών μεθόδων όπως η Gauss – Seidel, η Newton – Raphson, κλπ.

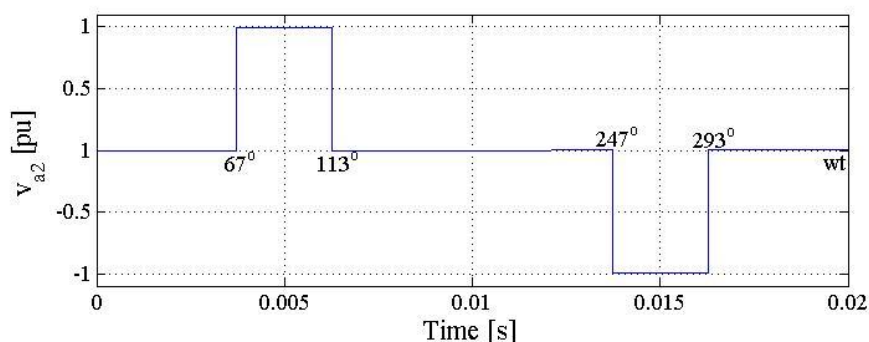
Για παράδειγμα, για το μετατροπέα CHB $N = 2$ βαθμίδων και $N_v = 5$ επιπέδων του σχήματος 1.16 πρέπει να προσδιοριστούν δύο διακοπτικές γωνίες, a_1 και a_2 , έτσι ώστε να επιτυγχάνεται βαθμός διαμόρφωσης m_a , δηλαδή τάση v_{ab} με θεμελιώδη συνιστώσα πλάτους $2m_a V_{dc}$ και συγχρόνως να εξαλείφεται η χαμηλότερης τάξης περιττή μη τριπλή αρμονική, δηλαδή η $5^{\text{η}}$. Οι δύο παραπάνω στόχοι επιτυγχάνονται εάν επιλεγούν οι γωνίες έτσι ώστε για τους αντίστοιχους συντελεστές στις εξισώσεις (2.31) να έχουμε:

$$\begin{cases} \cos(a_1) + \cos(a_2) = 2m_a \\ \cos(5a_1) + \cos(5a_2) = 0 \end{cases} \quad (2.33)$$

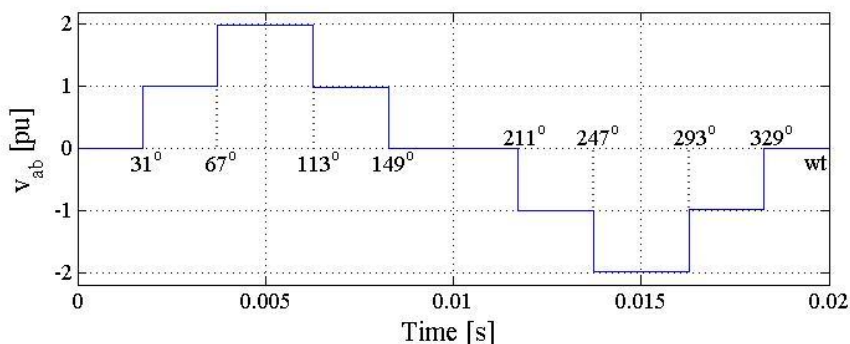
Επιλύοντας το σύστημα των εξισώσεων (2.33) με το πρόγραμμα Matlab υπολογίζουμε ότι για $m_a = 0.8$ είναι προσεγγιστικά $a_1 = 31^\circ$ και $a_2 = 67^\circ$. Αντιστοιχίζοντας τη γωνία a_1 στην $1^{\text{η}}$ βαθμίδα, συμπεραίνουμε ότι το διάστημα στο οποίο θα είναι ενεργή είναι το $[a_1, 180^\circ - a_1] = [31^\circ, 149^\circ]$ για τη θετική ημιπερίοδο και το $[180^\circ + a_1, 360^\circ - a_1] = [211^\circ, 329^\circ]$ για την αρνητική ημιπερίοδο. Όμοια, αντιστοιχίζοντας τη γωνία a_2 στη $2^{\text{η}}$ βαθμίδα, συμπεραίνουμε ότι το διάστημα στο οποίο θα είναι ενεργή είναι το $[a_2, 180^\circ - a_2] = [67^\circ, 113^\circ]$ για τη θετική ημιπερίοδο και το $[180^\circ + a_2, 360^\circ - a_2] = [247^\circ, 293^\circ]$ για την αρνητική ημιπερίοδο. Οι προκύπτουσες τάσεις v_{a1} και v_{a2} ανά βαθμίδα, καθώς και η τάση v_{ab} του μετατροπέα (θεωρώντας πηγές συνεχούς τάσης στις βαθμίδες) φαίνονται στο σχήμα 2.18. Στο σχήμα 2.19 παρουσιάζεται το φάσμα αρμονικών της τάσης v_{ab} για την τεχνική SHE.



(α)



(β)

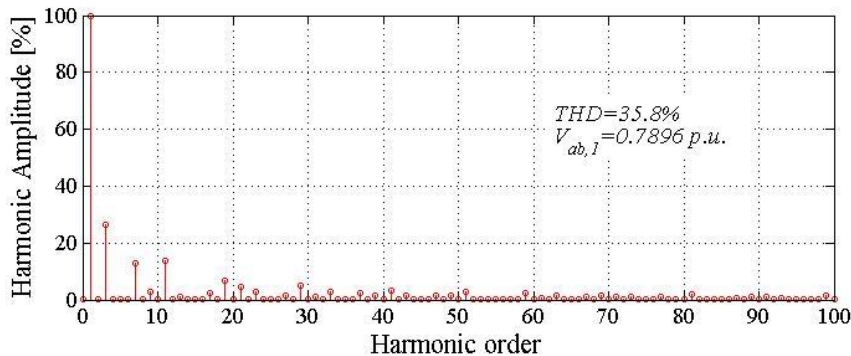


(γ)

Σχήμα 2.18(α)-(γ): Παραγωγή τάσης v_{ab} μετατροπέα CHB δύο βαθμίδων και πέντε επιπέδων, με $m_a=0.8$ και τεχνική SHE

Από το σχήμα 2.19 παρατηρούμε ότι πράγματι έχει εξαλειφθεί η 5^η αρμονική από το φάσμα αρμονικών της τάσης v_{ab} . Η κυριαρχούσα 3^η αρμονική, όπως και η 9^η κλπ, δε μας ανησυχεί ιδιαίτερα διότι ως τριπλή αρμονική θα απουσιάζει από την πολική τάση σε τριφασικές εφαρμογές. Ωστόσο, συμπεραίνουμε αμέσως ότι στην περίπτωση του μετατροπέα πέντε επιπέδων δεν μπορούμε να εξαλείψουμε τις 7^η, 11^η κλπ αρμονικές εάν θέλουμε να διατηρήσουμε συγχρόνως τη διακοπτική στρατηγική στη θεμελιώδη συχνότητα που εξασφαλίζει η τεχνική SHE (σχήμα 2.18) και η οποία περιορίζει αισθητά τις διακοπτικές απώλειες ισχύος. Το τελευταίο βέβαια είναι και το βασικό πλεονέκτημα της τεχνικής το οποίο αποκτά μεγάλη σημασία όταν πρόκειται για εφαρμογές υψηλής ισχύος [5],[7]. Πρέπει να σημειωθεί ότι έχουν προταθεί και παραλλαγές της τεχνικής SHE οι οποίες

αντιστοιχίζουν πολλαπλές διακοπτικές γωνίες ανά βαθμίδα, μόνο που στην περίπτωση αυτή παύουμε να έχουμε πλέον σχήμα διαμόρφωσης στη θεμελιώδη συχνότητα [54]-[56].



Σχήμα 2.19: Φάσμα αρμονικών τάσης v_{ab} μετατροπέα CHB δύο βαθμίδων και πέντε επιπέδων για την τεχνική SHE, με $m_a=0.8$ και μέγιστη τάξη αρμονικής την 100^{η}

Παρατηρώντας το σχήμα 2.18 είναι εμφανές ότι υπάρχει ανισοκατανομή της ισχύος ανάμεσα στις βαθμίδες, στις συνέπειες της οποίας αναφερθήκαμε παραπάνω στην παράγραφο 2.2.1. Μία από τις μεθόδους αντιμετώπισης του προβλήματος είναι η κυκλική μετάθεση της διακοπτικής στρατηγικής που προβλέπουν οι διακοπτικές γωνίες ανάμεσα στις βαθμίδες κάθε μισή θεμελιώδη περίοδο [7],[12]. Ένα ακόμη σοβαρό μειονέκτημα της τεχνικής αυτής είναι το γεγονός ότι επειδή οι διακοπτικές γωνίες πρέπει να ικανοποιούν τη σχέση $\alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N < \pi/2$ το εύρος λειτουργίας σε διαφορετικούς βαθμούς διαμόρφωσης m_a είναι περιορισμένο. Ακόμη, ως επί το πλείστον οι διακοπτικές γωνίες υπολογίζονται εκ των προτέρων (offline) για ένα συγκεκριμένο σημείο λειτουργίας και αποθηκεύονται σε πίνακες στη μνήμη του επεξεργαστή, οπότε στη συνέχεια η επιλογή μεταξύ τους γίνεται με κάποια μορφή παρεμβολής ανάλογα με το εκάστοτε σημείο λειτουργίας [5]. Έτσι, σε διαφορετικά σημεία λειτουργίας οι αρμονικές του ρεύματος δεν εξαλείφονται πλήρως και περνώντας από αναδράσεις κλειστού βρόχου ενισχύονται υποβαθμίζοντας την επίδοση του συστήματος. Το γεγονός αυτό περιορίζει συνήθως την εφαρμογή της τεχνικής SHE σε εφαρμογές ανοικτού βρόχου και χαμηλού εύρους ζώνης με περιορισμένα δυναμικά φαινόμενα. Τέλος, η χρήση της τεχνικής σε μετατροπείς με παραπάνω από πέντε επίπεδα καθίσταται δυσχερής κυρίως εξαιτίας της δυσκολίας της επίλυσης του μη γραμμικού συστήματος των εξισώσεων (2.31). Έτσι, εάν οι χαμηλές διακοπτικές απώλειες ισχύος είναι πρωταρχικής σημασίας, όπως σε εφαρμογές υψηλής ισχύος, συνήθως προτιμούνται άλλες τεχνικές θεμελιώδους διακοπτικής συχνότητας.

2.4 Τεχνική διαμόρφωσης με βάση τα χωρικά διανύσματα

Η τεχνική διαμόρφωσης με βάση τα χωρικά διανύσματα (Space Vector Modulation - SVM) στην περίπτωση των μετατροπέων CHB αποτελεί επέκταση της παραδοσιακής τεχνικής που εφαρμόζεται στους τριφασικούς συμβατικούς μετατροπείς δύο επιπέδων. Η πλειοψηφία των προτεινόμενων τεχνικών αφορούν τριφασικούς μετατροπείς [57],[58], ωστόσο τα τελευταία χρόνια έχουν προταθεί και τεχνικές για μονοφασικούς μετατροπείς [59]-[61].

Σε γενικές γραμμές, στην τεχνική SVM τριφασικών μετατροπέων το επιθυμητό τριφασικό σύστημα τάσεων εισόδου εκφράζεται μέσω κατάλληλου μετασχηματισμού συντεταγμένων (πχ Park [62]) στο στρεφόμενο πλαίσιο dq ως ένα διάνυσμα αναφοράς \vec{V}_r που καλείται να παράξει ο μετατροπέας. Κατά την ανάλυση των διακοπτικών καταστάσεων, κάθε κατάσταση αντιστοιχίζεται σε ένα διακριτό χωρικό διάνυσμα τάσης \vec{V}_i μέσω κατάλληλου μετασχηματισμού (πχ Park) των τάσεων κάθε φάσης, οπότε συγκεντρώνοντας όλα τα διακριτά χωρικά διανύσματα προκύπτει ένα πολύγωνο στο επίπεδο (δισδιάστατοι αλγόριθμοι) ή στο χώρο (τρισδιάστατοι αλγόριθμοι) [5]. Τρισδιάστατο διάγραμμα προκύπτει εάν ληφθεί υπόψη η συνιστώσα μηδενικής ακολουθίας (zero sequence), διαφορετικά προκύπτει δισδιάστατο διάγραμμα στο επίπεδο. Το πολύγωνο αυτό χωρίζεται σε επιμέρους τομείς (τρίγωνα) και η επιθυμητή τάση διαμορφώνεται ως γραμμικός συνδυασμός των τριών κοντινότερων χωρικών διανυσμάτων [1],[2],[5],[12],[13]. Για παράδειγμα, στο σχήμα 2.20 φαίνεται ενδεικτικά το διάγραμμα χωρικών διανυσμάτων για το μετατροπέα CHB πέντε επιπέδων φασικής τάσης με την υπόθεση των ίσων συνεχών τάσεων εξόδου ανά βαθμίδα [2],[13]. Στο διάγραμμα αυτό φαίνονται τα τρία χωρικά διανύσματα $\vec{V}_i, \vec{V}_{i+1}, \vec{V}_{i+2}$ που στην περίπτωση του σχήματος συμμετέχουν εκείνη τη στιγμή στη διαμόρφωση του διανύσματος αναφοράς \vec{V}_r . Ακόμη, φαίνεται ότι τα εν λόγω χωρικά διανύσματα παρουσιάζουν πλεονάζουσες καταστάσεις. Ο συμβολισμός του σχήματος αναφέρεται στις καταστάσεις της τάσης εισόδου κάθε φάσης θεωρώντας την εξής αντιστοίχιση: $\{-2, -1, 0, 1, 2\} \Leftrightarrow \{-2v_{dc}, -v_{dc}, 0, v_{dc}, 2v_{dc}\}$.

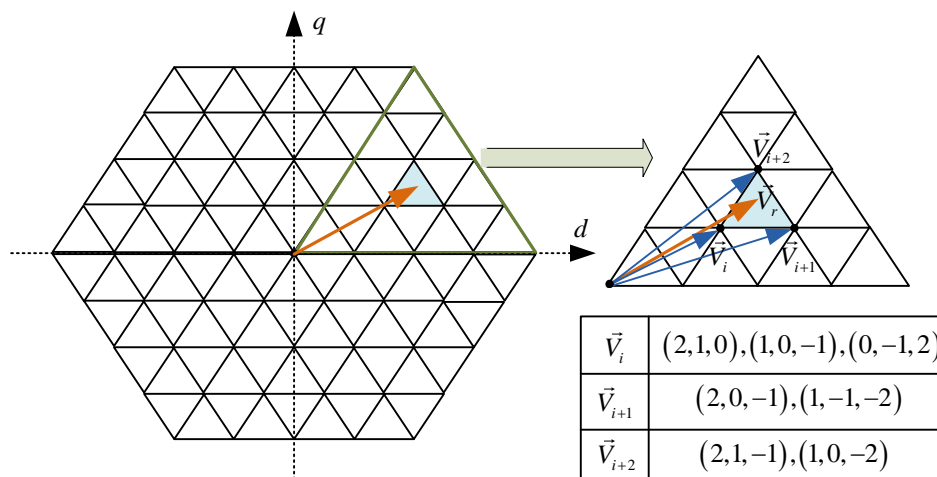
Κύριος στόχος είναι να υπολογιστούν οι χρόνοι συμμετοχής (duty cycles) των χωρικών αυτών διανυσμάτων σε κάθε περίοδο διαμόρφωσης T_c . Αυτοί οι χρόνοι υπολογίζονται από την εξίσωση της μέσης τιμής της επιθυμητής τάσης και της μέσης τιμής των χωρικών διανυσμάτων τάσης του μετατροπέα εντός του χρονικού διαστήματος διαμόρφωσης T_c :

$$\int_0^{T_c/2} \vec{V}_r dt = \int_0^{T_i} \vec{V}_i dt + \int_{T_i}^{T_i+T_{i+1}} \vec{V}_{i+1} dt + \int_{T_i+T_{i+1}}^{T_c/2} \vec{V}_{i+2} dt \Leftrightarrow \quad (2.34)$$

$$\vec{V}_r \frac{T_c}{2} = \vec{V}_i T_i + \vec{V}_{i+1} T_{i+1} + \vec{V}_{i+2} T_{i+2}$$

$$T_i + T_{i+1} + T_{i+2} = \frac{T_c}{2} \quad (2.35)$$

όπου T_i, T_{i+1}, T_{i+2} οι χρόνοι συμμετοχής των αντίστοιχων χωρικών διανυσμάτων $\vec{V}_i, \vec{V}_{i+1}, \vec{V}_{i+2}$ στη διαμόρφωση της τάσης του μετατροπέα εντός του χρονικού διαστήματος διαμόρφωσης $T_c/2$. Στη διαμόρφωση της σχέσης (2.34) υπετέθη ότι το διάνυσμα της επιθυμητής τάσης \vec{V}_r έχει σταθερή τιμή εντός του διαστήματος T_c , κάτι που ισχύει πρακτικά για υψηλές διακοπτικές συχνότητες f_c . Στο τελευταίο στάδιο, επιλέγεται η σειρά συμμετοχής των χωρικών διανυσμάτων και βάσει αυτής διαμορφώνονται διακοπτικές συναρτήσεις κάθε φάσης του μετατροπέα. Τέλος, με βάση τις διακοπτικές αυτές συναρτήσεις παράγονται οι παλμοί των διακοπτικών στοιχείων. Πρέπει να σημειώσουμε ότι στους μετατροπέις CHB λόγω των πλεοναζουσών διακοπτικών καταστάσεων



Σχήμα 2.20: Διάγραμμα χωρικών διανυσμάτων τριφασικού μετατροπέα CHB πέντε επιπέδων ανά φάσική τάση [2],[13]

αναπόφευκτα υπάρχουν πλεονάζοντα χωρικά διανύσματα. Η επιλογή κάθε φορά του καταλληλότερου εξ αυτών βασίζεται σε κάποιο κριτήριο βελτιστοποίησης, όπως για παράδειγμα η ελαχιστοποίηση των διακοπτικών μεταβάσεων κατά τη μετάβαση από το ένα διάνυσμα στο άλλο. Πολλές εργασίες έχουν προτείνει τα τελευταία χρόνια τροποποιημένες τεχνικές στη βάση της ελαχιστοποίησης των υπολογισμών που εμπεριέχονται σε όλα τα παραπάνω στάδια [57],[58].

Στην περίπτωση των μονοφασικών μετατροπέων το επίπεδο των δύο διαστάσεων μετατρέπεται σε μονοδιάστατη γραμμή δεδομένου ότι πλέον έχουμε μία τάση εισόδου να ελέγξουμε, την v_{ab} . Στη βάση αυτή κινείται εν προκειμένω η εργασία [59].

Στα πλεονεκτήματα των τεχνικών SVM σε σχέση με τις επικρατέστερες τεχνικές MPWM συγκαταλέγονται μεταξύ άλλων η δυνατότητα για επίτευξη συντελεστών διαμόρφωσης πλάτους λίγο μεγαλύτερους από τη μονάδα που συνεπάγεται μεγαλύτερη συνεχή τάση εξόδου, το ελαφρά χαμηλότερο αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος εισόδου, καθώς και οι περισσότεροι βαθμοί ελευθερίας στη σχεδίαση λόγω των πλεοναζουσών διανυσμάτων (πχ εξισορρόπηση τάσεων ΣΡ, περιορισμός τάσης μηδενικής ακολουθίας, περιορισμός διακοπτικής συχνότητας, κλπ) [6],[12]. Παρόλα αυτά, οι τεχνικές SVM δεν είναι οι επικρατέστερες τεχνικές διαμόρφωσης που συναντά κανείς σε βιομηχανικές εφαρμογές μέχρι σήμερα, διότι αφενός υστερούν λόγω του αυξημένου υπολογιστικού φορτίου και αφετέρου οι τεχνικές MPWM ενέχουν απλότητα στη σχεδίαση, με αποτέλεσμα να υπερτερούν [2],[13]. Σημειώνεται ότι όσο αυξάνονται τα επίπεδα τάσης του μετατροπέα το πλήθος των χωρικών διανυσμάτων, οι πλεονάζουσες καταστάσεις και γενικά η πολυπλοκότητα των τεχνικών SVM αυξάνεται δραματικά.

2.5 Έλεγχος με βάση τα χωρικά διανύσματα

Στην παράγραφο 2.3 είδαμε ότι η τεχνική SHE είναι μία τεχνική διαμόρφωσης χαμηλής διακοπτικής συχνότητας. Μεταξύ άλλων, όταν τα επίπεδα τάσης του μετατροπέα γίνουν περισσότερα

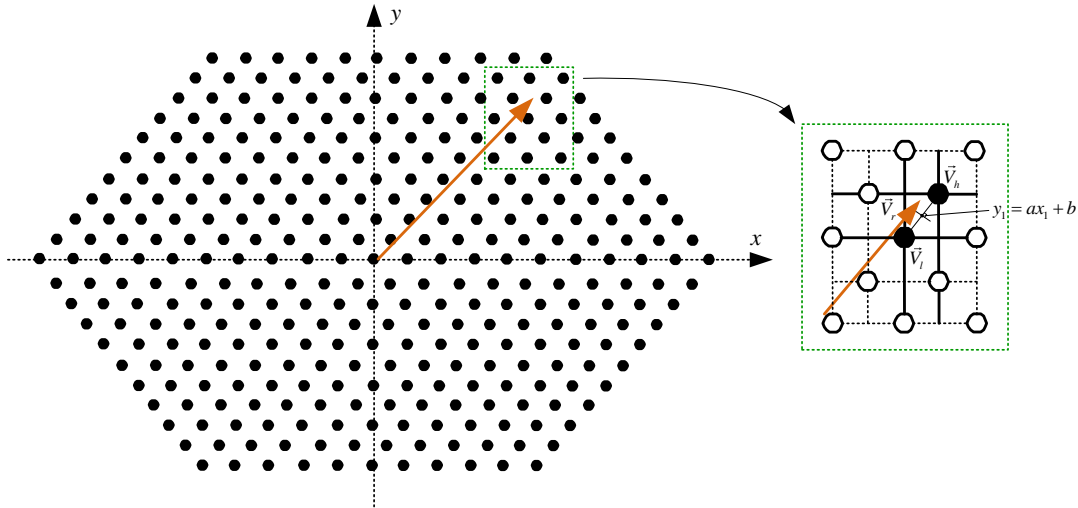
από πέντε, η επίλυση του συστήματος (2.31) για τον υπολογισμό των διακοπτικών γωνιών είναι αρκετά επίπονη. Στις περιπτώσεις αυτές, εάν απαιτείται οπωσδήποτε χαμηλή διακοπτική συχνότητα, μπορεί να χρησιμοποιηθεί η τεχνική ελέγχου με βάση τα χωρικά διανύσματα (Space Vector Control – SVC). Βασικός στόχος της τεχνικής αυτής είναι η επίτευξη της επιθυμητής τάσης μέσω της προσέγγισης του διανύσματος αναφοράς κάθε φορά με το κοντινότερο χωρικό διάνυσμα [2],[5],[63]. Μοιάζει πολύ με την τεχνική SVM, μόνο που η τεχνική SVC δεν κάνει χρήση τριών χωρικών διανυσμάτων ούτε υπολογίζει χρόνους συμμετοχής, κι επομένως τελικά δεν αποτελεί καθαρή τεχνική διαμόρφωσης των παλμών. Πρόκειται για ένα σχήμα με λίγες μεταγωγές των διακοπτικών στοιχείων ανά θεμελιώδη περίοδο, κάτι που εν τέλει σημαίνει χαμηλότερες διακοπτικές απώλειες ισχύος λόγω της χαμηλής πλην όμως μεταβαλλόμενης διακοπτικής συχνότητας. Η εν λόγω τεχνική αποδίδει τα μέγιστα αποτελέσματα ακριβώς όταν τα επίπεδα τάσης γίνουν αρκετά πολλά [2]. Για παράδειγμα, παρατηρώντας το διάγραμμα χωρικών διανυσμάτων του τριφασικού μετατροπέα CHB πέντε επιπέδων ανά φασική τάση του σχήματος 2.20, συμπεραίνουμε αμέσως ότι υπάρχουν θέσεις του διανύσματος αναφοράς για τις οποίες ακόμη και το κοντινότερο χωρικό διάνυσμα απέχει πολύ, με αποτέλεσμα στην περίπτωση αυτή το σφάλμα να είναι μεγάλο και να οδηγεί σε μεγάλο αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος [2],[63]. Αντίθετα, εξετάζοντας το αντίστοιχο διάγραμμα για ένα τριφασικό μετατροπέα CHB εννιά επιπέδων ανά φασική τάση στο σχήμα 2.21, συμπεραίνουμε ότι οι αποστάσεις των χωρικών διανυσμάτων έχουν μειωθεί κατά πολύ λόγω της αυξημένης πυκνότητάς τους με αποτέλεσμα το διάνυσμα αναφοράς να μπορεί να προσεγγίζεται σε κάθε περίπτωση με πολύ καλή ακρίβεια. Στο σχήμα αυτό, θεωρούμε το επιθυμητό διάνυσμα αναφοράς \vec{V}_r με συντεταγμένες (v_x, v_y) . Με βάση τις τελευταίες, εντοπίζονται τα δύο κοντινότερα διανύσματα \vec{V}_h και \vec{V}_l βάσει των τιμών των παρακάτω μεταβλητών n_x, n_y [63]:

$$\begin{aligned} n_x &= \text{sign}(v_x) \text{ceil} |v_x| \\ n_y &= \text{sign}(v_y) \text{ceil} |v_y| \end{aligned} \quad (2.36)$$

όπου η συνάρτηση $\text{ceil}(x)$ επιστρέφει τον κοντινότερο μεγαλύτερο ακέραιο του αριθμού x . Κατόπιν, ανατρέχοντας σε προϋπολογισμένους πίνακες εντοπίζεται η εκάστοτε ευθεία $y = ax + b$ από την οποία ισαπέχουν τα δύο κοντινότερα διανύσματα. Τελικά, η επιλογή ανάμεσα στα διανύσματα \vec{V}_h και \vec{V}_l γίνεται με βάση την παρακάτω συνθήκη:

$$\left. \begin{aligned} & \left\{ \begin{array}{l} \text{Αν } v_y > av_x + b \text{ τότε} \\ \vec{V}_r = \vec{V}_h \\ \text{αλλιώς} \\ \vec{V}_r = \vec{V}_l \end{array} \right\} \end{aligned} \right\} \quad (2.37)$$

Ένα ακόμη μειονέκτημα της τεχνικής SVC είναι ότι για πολύ μικρές επιθυμητές τάσεις παράγει μηδενική τάση v_{ab} [63], χαρακτηριστικό μη επιθυμητό εάν πχ πρόκειται για σύστημα οδήγησης ηλεκτρικού κινητήρα ο οποίος καλείται να λειτουργήσει σε ταχύτητες πολύ χαμηλότερες της ονομαστικής. Στην περίπτωση αυτή τη θέση της τεχνικής SVC θα μπορούσε να πάρει η τεχνική SVM.



Σχήμα 2.21: Διάγραμμα χωρικών διανυσμάτων τριφασικού μετατροπέα CHB εννιά επιπέδων ανά φασική τάση [2],[63]

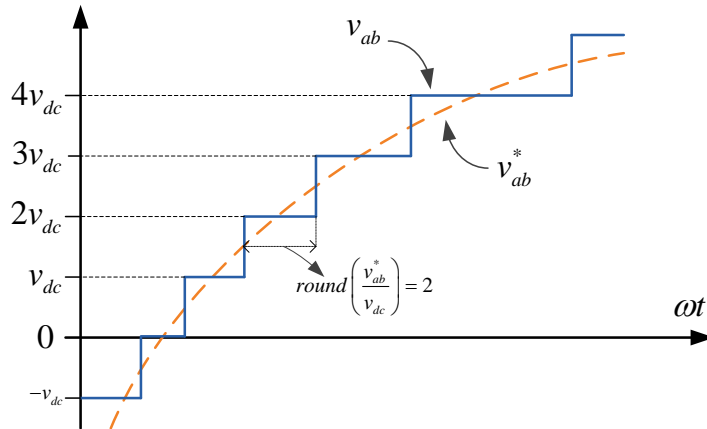
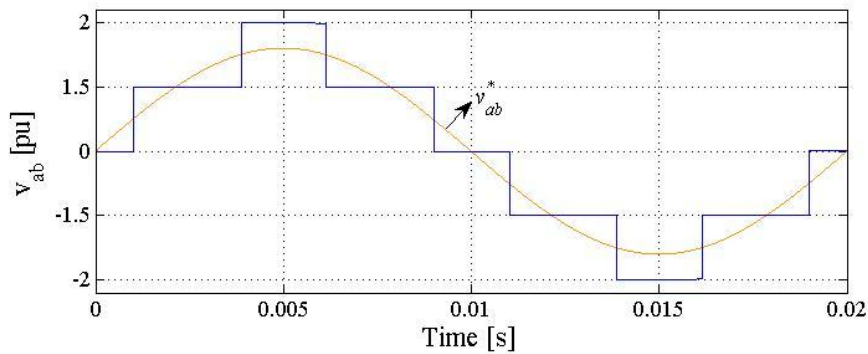
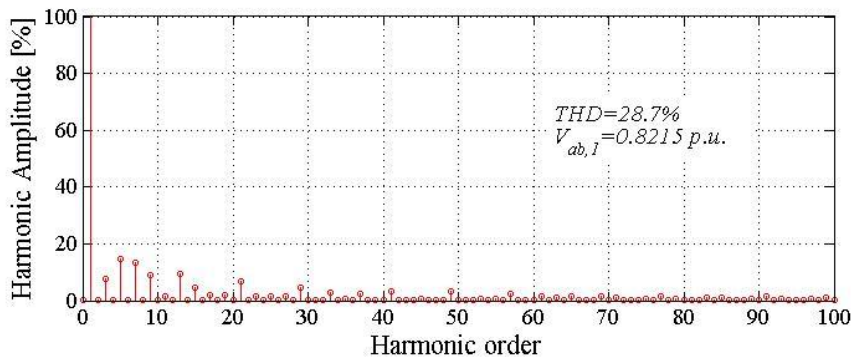
2.6 Έλεγχος πλησιέστερου επιπέδου

Η τεχνική ελέγχου με βάση το πλησιέστερο επίπεδο τάσης (Nearest Level Control – NLC) αποτελεί μία άλλη εκδοχή της τεχνικής SVC που εφαρμόζεται στο πεδίο του χρόνου. Στόχος της είναι η προσέγγιση της επιθυμητής τάσης v_{ab}^* κάθε χρονική στιγμή με βάση το πλησιέστερο επίπεδο τάσης [5],[64]. Για παράδειγμα, εάν θεωρήσουμε ίσες συνεχείς τάσεις εξόδου v_{dc} ανά βαθμίδα, η τάση εισόδου που παράγεται με τη χρήση της εν λόγω τεχνικής δίνεται από τη σχέση:

$$v_{ab} = v_{dc} \text{round} \left(\frac{v_{ab}^*}{v_{dc}} \right) \quad (2.38)$$

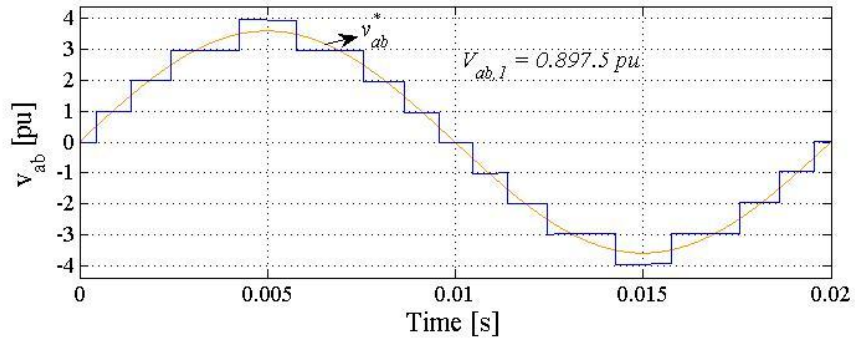
όπου η συνάρτηση $\text{round}(x)$ επιστρέφει με στρογγυλοποίηση τον κοντινότερο (από τους μικρότερους) ακέραιο του αριθμού x . Για την περίπτωση αριθμών όπως πχ το 1.5 μπορεί να επιλεγεί να επιστρέφεται ο αμέσως μεγαλύτερος ακέραιος, δηλαδή $\text{round}(1.5) = 2$. Στο σχήμα 2.22 φαίνεται χαρακτηριστικά η διαδικασία παραγωγής της τάσης v_{ab} με βάση την τεχνική NLC. Για παράδειγμα, για το μετατροπέα CHB δύο βαθμίδων και πέντε επιπέδων, θεωρώντας ότι η κάθε βαθμίδα τροφοδοτείται από μία ξεχωριστή πηγή συνεχούς τάσης V_{dc} (1p.u.), και για λειτουργία ανοικτού βρόχου με επιθυμητό συντελεστή διαμόρφωσης $m_a = v_{ab}^*/(2v_{dc}) = 0.8$, η παραγόμενη τάση v_{ab} φαίνεται στο σχήμα 2.23. Στο σχήμα 2.24 παρουσιάζεται το φάσμα αρμονικών της τάσης v_{ab} .

Όπως και στην περίπτωση της τεχνικής SVC, έτσι και η τεχνική NLC είναι όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.23 μία τεχνική με λίγες μεταγωγές των διακοπτικών στοιχείων ανά θεμελιώδη περίοδο, κάτι που εν τέλει σημαίνει χαμηλότερες διακοπτικές απώλειες ισχύος. Βέβαια, από το σχήμα 2.24 παρατηρούμε ότι η διακοπτική συχνότητα είναι μεταβαλλόμενη. Ακόμη, υπάρχει ένα σημαντικό σφάλμα ανάμεσα στην επιθυμητή τιμή 0.8pu και την πραγματική τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας

Σχήμα 2.22: Διαδικασία παραγωγής τάσης v_{ab} με την τεχνική NLCΣχήμα 2.23: Τάση v_{ab} μετατροπέα CHB δύο βαθμίδων και πέντε επιπέδων, με $m_a=0.8$ και τεχνική NLCΣχήμα 2.24: Φάσμα αρμονικών τάσης v_{ab} μετατροπέα CHB δύο βαθμίδων και πέντε επιπέδων για την τεχνική NLC, με $m_a=0.8$ και μέγιστη τάξη αρμονικής την 100^η

της τάσης $V_{ab,1}=0.8215 pu$ (κανονικοποιημένη ως προς τη συνολική συνεχή τάση) εξαιτίας του γεγονότος ότι τα επίπεδα είναι λίγα. Η τεχνική NLC αποδίδει τα μέγιστα αποτελέσματα ακριβώς όταν τα επίπεδα τάσης γίνουν αρκετά περισσότερα [5],[64]. Για παράδειγμα, για το μετατροπέα CHB δύο βαθμίδων και εννιά επιπέδων, με επιθυμητό συντελεστή διαμόρφωσης $m_a = v_{ab}^*/(4v_{dc})=0.9$ η τάση v_{ab} φαίνεται στο σχήμα 2.25 όπου παρατηρεί κανείς ότι το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας είναι

$\hat{V}_{ab,1} = 0.8975 pu$, δηλαδή προσεγγίζει με μεγαλύτερη ακρίβεια την επιθυμητή τιμή $0.9 pu$. Όταν τα επίπεδα είναι λίγα αυξάνεται σημαντικά το σφάλμα ανάμεσα στην επιθυμητή τιμή της τάσης και την τάση που τελικά παράγεται από το μετατροπέα. Επιπλέον, όπως και η τεχνική SVC έτσι και η NLC για πολύ μικρές επιθυμητές τάσεις παράγει μηδενική τάση v_{ab} .



Σχήμα 2.27: Τάση v_{ab} μετατροπέα CHB τεσσάρων βαθμίδων και εννιά επιπέδων, με $m_a=0.9$ και τεχνική NLC

3 ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΩΝ ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ ΜΕ ΑΛΛΗΛΕΝΔΕΤΕΣ ΒΑΘΜΙΔΕΣ ΠΛΗΡΟΥΣ ΓΕΦΥΡΑΣ

3.1 Εισαγωγή

Τα συστήματα ελέγχου μίας διακοπτικής ανορθωτικής διάταξης CHB, όπως και κάθε άλλου διακοπτικού μετατροπέα ισχύος, διακρίνονται σε συστήματα ανοικτού και κλειστού βρόχου, με τα τελευταία να χωρίζονται σε γραμμικά και μη γραμμικά συστήματα ελέγχου. Μία σύντομη παρουσίαση των σημαντικότερων γραμμικών και μη τεχνικών που έχουν χρησιμοποιηθεί για τον έλεγχο κλειστού βρόχου διαφόρων διακοπτικών μετατροπέων ισχύος φαίνεται στο σχήμα 3.1:



Σχήμα 3.1: Τεχνικές ελέγχου κλειστού βρόχου διακοπτικών μετατροπέων ισχύος

Οι τεχνικές διαμόρφωσης του μετατροπέα CHB που παρουσιάστηκαν στο 2^ο κεφάλαιο (αφορούν λειτουργία τόσο ανορθωτικής διάταξης όσο αντιστροφή) είναι τεχνικές ελέγχου ανοικτού βρόχου της τάσης πολλαπλών επιπέδων v_{ab} , δηλαδή ο έλεγχος της πολυεπίπεδης τάσης επιτυγχάνεται με μεταβολή της τιμής του συντελεστή διαμόρφωσης m_a χωρίς να υπεισέρχεται κάποιος βρόχος ανάδρασης. Ωστόσο, η συντριπτική πλειοψηφία των εφαρμογών μιας ανορθωτικής διάταξης CHB, μερικές εκ των οποίων παρουσιάστηκαν στο τέλος του 1^{ου} κεφαλαίου, απαιτεί ακριβή έλεγχο τόσο του ρεύματος εισόδου όσο και των συνεχών τάσεων εξόδου, κάτι που είναι αδύνατο να επιτευχθεί με τεχνικές ελέγχου ανοικτού βρόχου. Στις περιπτώσεις αυτές χρησιμοποιούνται τεχνικές ελέγχου κλειστού βρόχου σε συνδυασμό με κάποια τεχνική διαμόρφωσης, κοινός παρονομαστής των οποίων είναι ο έλεγχος των χρόνων αγωγής και αποκοπής των διακοπτικών στοιχείων μέσω της παραγωγής κατάλληλων παλμών προκειμένου να επιτευχθούν οι πολυσύνθετοι λειτουργικοί στόχοι της εκάστοτε εφαρμογής.

Το μεγαλύτερο πρόβλημα κατά τη σχεδίαση ελεγκτών κλειστού βρόχου διακοπτικών μετατροπέων ισχύος είναι ακριβώς η διακοπτική φύση τους. Γενικά, οι συγκεκριμένοι μετατροπείς αναλύονται σε διάφορες λειτουργικές καταστάσεις, ανάλογα με τα διακοπτικά στοιχεία που βρίσκονται κάθε φορά σε αγωγή, με την κάθε κατάσταση να περιγράφεται από ένα διαφορετικό γραμμικό χρονικά μεταβαλλόμενο σύστημα συνεχούς χρόνου. Η σύνθεση όλων αυτών των υποσυστημάτων δίνει ένα διακοπτικό μη γραμμικό σύστημα το οποίο προσεγγίζει με μεγάλη ακρίβεια το πραγματικό σύστημα. Ωστόσο, η διακοπτική φύση του συστήματος δυσχεραίνει πολύ τη σχεδίαση του ελεγκτή. Έτσι, συνήθως σχεδιάζεται κάποιος γραμμικός ελεγκτής (σχήμα 3.1). Στις περιπτώσεις αυτές, η διακοπτική φύση των μεταβλητών ελέγχου παρακάμπτεται προσεγγίζοντάς τις μέσω συνεχών συναρτήσεων του χρόνου (duty cycles), οπότε λαμβάνεται ένα μη γραμμικό μοντέλο που είναι γνωστό ως μοντέλο μέσης τιμής (averaged) συνεχούς χρόνου [65]. Στο μοντέλο αυτό, οι πραγματικές μεταβλητές αντικαθίστανται με τις μέσες τιμές τους εντός μίας διακοπτικής περιόδου. Στις περισσότερες περιπτώσεις χρησιμοποιούνται αναλογικοί – ολοκληρωτικοί (**Proportional – Integral, PI**) ελεγκτές, οι οποίοι ως γνωστόν ρυθμίζουν με ικανοποιητική ακρίβεια μόνο σταθερά ΣΡ μεγέθη [66]-[69]. Στην περίπτωση των διακοπτικών ανορθωτικών διατάξεων, όμως, αν και οι τάσεις εξόδου είναι συνεχείς, εντούτοις το ρεύμα εισόδου είναι ημιτονοειδές και ως εκ τούτου δεν ενδείκνυται η ρύθμισή του με PI ελεγκτή. Τέτοια προβλήματα βέβαια παρουσιάζονται γενικότερα σε εφαρμογές των μετατροπέων CHB σε STATCOMs, SSTs, APFs, και συστήματα BESS, για να αναφέρουμε μερικά. Στις περιπτώσεις αυτές εφαρμόζεται κάποιος μετασχηματισμός συντεταγμένων σε στρεφόμενο πλαίσιο (πχ dq μετασχηματισμός [68]-[72]) ο οποίος μετατρέπει το σημείο λειτουργίας ημιτονοειδούς μόνιμης κατάστασης σε σημείο λειτουργίας ΣΡ [16],[22],[23],[30],[41],[68],[69]. Το μοντέλο που προκύπτει είναι γνωστό ως μοντέλο μέσης τιμής στο πλαίσιο dq . Βέβαια, το μοντέλο αυτό εξακολουθεί να είναι μη γραμμικό, ενώ οι PI ελεγκτές σχεδιάζονται με βάση κάποιο γραμμικό μοντέλο. Έτσι, το μοντέλο αυτό γραμμικοποιείται γύρω από το επιθυμητό σημείο λειτουργίας στη μόνιμη κατάσταση, το γραμμικό μοντέλο που προκύπτει είναι γνωστό ως μοντέλο ασθενούς σήματος (small signal) και αποτελεί τη βάση για τη σχεδίαση γραμμικών PI ελεγκτών. Εναλλακτικά, ακόμη, είναι δυνατό να σχεδιαστούν ελεγκτές ανατροφοδότησης κατάστασης (state feedback), πχ τοποθέτησης πόλων, κλπ. Ένας μοντέρνος ελεγκτής ανατροφοδότησης κατάστασης, που θα μελετήσουμε και στην παρούσα εργασία, είναι ο γραμμικός τετραγωνικός ελεγκτής (**Linear Quadratic Regulator – LQR**) που βασίζεται στη θεωρία του βέλτιστου ελέγχου [66],[75]-[77]. Ο εν λόγω ελεγκτής έχει χρησιμοποιηθεί σε μερικές περιπτώσεις μετατροπέων ισχύος [78]-[82], όχι όμως για τη διακοπτική ανορθωτική διάταξη των αλληλένδετων βαθμίδων. Θα αναφερθούμε αναλυτικά στη θεωρία του ελεγκτή αυτού στο 4^ο κεφάλαιο. Πρέπει να σημειώσουμε ότι στην παραπάνω μοντελοποίηση η προσέγγιση των μεταβλητών ελέγχου μέσω συνεχών συναρτήσεων του χρόνου και η αντικατάσταση των πραγματικών μεταβλητών με τις μέσες τιμές τους υποκρύπτει σημαντικές πληροφορίες σχετικά με τη δυναμική του πραγματικού συστήματος καθώς επίσης και με το αρμονικό περιεχόμενο των εναλλασσόμενων μεγεθών. Επιπλέον, το μοντέλο ασθενούς σήματος έχει ισχύ μόνο για μικρές διαταραχές γύρω από το σημείο λειτουργίας. Έτσι, η αξιοπιστία του ελεγκτή περιορίζεται όταν αλλάζει σημαντικά το σημείο λειτουργίας.

Εναλλακτικά, είναι επίσης δυνατή η σχεδίαση ενός μη γραμμικού ελεγκτή (σχήμα 3.1) με βάση το διακοπτικό μη γραμμικό μοντέλο του συστήματος, το οποίο εκ των πραγμάτων προσεγγίζει με μεγαλύτερη ακρίβεια το πραγματικό σύστημα. Εξάλλου, η ραγδαία εξέλιξη στον τομέα των ψηφιακών επεξεργαστών σήματος τα τελευταία χρόνια δίνει πλέον τη δυνατότητα της εφαρμογής μη γραμμικών τεχνικών ελέγχου με σχετικά αυξημένες υπολογιστικές απαιτήσεις. Οι πιο διαδεδομένες μη γραμμικές τεχνικές ελέγχου των διακοπτικών μετατροπέων ισχύος είναι ο έλεγχος με βρόχο υστέρησης (hysteresis control), ο ασαφής έλεγχος (fuzzy control), ο έλεγχος μέσω ολίσθησης επί επιφανείας (sliding mode control), ο προβλεπτικός έλεγχος (predictive control) και ο προσαρμοστικός έλεγχος (adaptive control). Το βασικό μειονέκτημα της σχεδίασης ενός μη γραμμικού ελεγκτή είναι η αυξημένη πολυπλοκότητα και το εξεζητημένο υπολογιστικό φορτίο, γι' αυτό και στις περισσότερες περιπτώσεις προτιμάται η σχεδίαση ενός γραμμικού ελεγκτή λόγω της απλότητας και τη συστηματικότητας της σχεδίασης, αλλά και του αναλυτικού και τεκμηριωμένου θεωρητικού υποβάθρου που συνοδεύει γενικά τη θεωρία γραμμικού αυτομάτου ελέγχου.

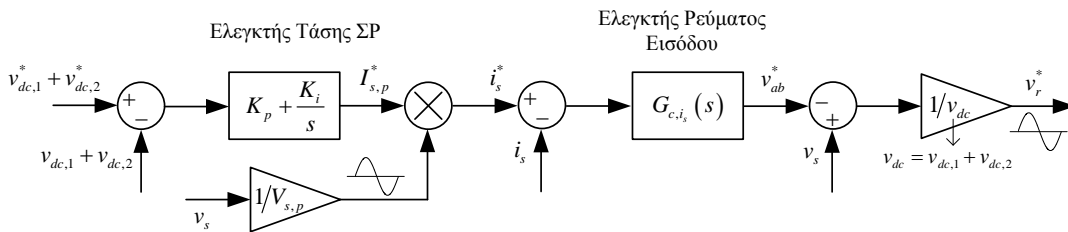
Οι στόχοι ενός σχήματος ελέγχου κλειστού βρόχου μιας ανορθωτικής διάταξης CHB είναι πολύπλευροι [10]. Μία ανορθωτική διάταξη CHB θα πρέπει απαραίτητως να ικανοποιεί τα κριτήρια της ποιότητας ισχύος, δηλαδή να εξασφαλίζει μοναδιαίο συντελεστή ισχύος εισόδου και χαμηλό ολικό αρμονικό συντελεστή THD_i του ρεύματος εισόδου i_s (πρότυπο IEC 1000-3-2, EN 61000-3-2). Ακόμη, θα πρέπει να εξασφαλίζει την παραγωγή σταθερών συνεχών τάσεων εξόδου, ίδιων ή και διαφορετικών τιμών. Η τελευταία απαίτηση, όπως θα δούμε, εισάγει και τη μεγαλύτερη πολυπλοκότητα στη σχεδίαση του σχήματος ελέγχου. Επιπλέον, θα πρέπει οπωσδήποτε να επιτυγχάνει τη σύνθεση πολυεπίπεδης τάσης v_{ab} ώστε να αξιοποιούνται πλήρως όλα τα πλεονεκτήματα των πολλαπλών επιπέδων τάσης. Διαφορετικά, γεννιούνται αναπόφευκτα προβλήματα όπως η εφαρμογή ανάστροφης τάσης αποκοπής στα διακοπτικά στοιχεία μεγαλύτερης της αναμενόμενης, υψηλότερος ρυθμός μεταβολής dv/dt της τάσης v_{ab} και υψηλότερη EMI, μεγαλύτερος συντελεστής THD_i του ρεύματος εισόδου i_s , κλπ. Τέλος, πέρα από τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, θα πρέπει να εξασφαλίζεται η ευστάθεια του συστήματος και σε δυναμικές μεταβολές όπως βηματικές αλλαγές στα φορτία ή / και στις τάσεις των βαθμίδων, διαταραχές της τάσης εισόδου του δικτύου v_s , κλπ. Σε κάθε περίπτωση, ιδανικά θα πρέπει να εξασφαλίζονται τόσο οι στόχοι της ποιότητας ισχύος όσο και της πολυεπίπεδης τάσης εισόδου. Πρέπει να σημειώσουμε, ακόμη, ότι αν και η πρωταρχική σχεδίαση του συστήματος προσανατολίζεται γύρω από τη λειτουργία ανορθωτικής διάταξης με μοναδιαίο συντελεστή ισχύος εισόδου, ωστόσο είναι δυνατός και ο πλήρης έλεγχος του τελευταίου επιτυγχάνοντας τόσο επαγωγική όσο και χωρητική λειτουργία του μετατροπέα. Η τελευταία δυνατότητα είναι πολύ σημαντική καθώς, όπως είδαμε στην παράγραφο 1.7, ένας μετατροπέας CHB είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθεί σε εφαρμογές STATCOM, και όχι μόνο, στις οποίες χρειάζεται να μπορεί να εγχύει ή να απορροφά άεργο ισχύ στο δίκτυο.

Η εξασφάλιση της παραγωγής συνεχών τάσεων εξόδου των βαθμίδων διαφορετικών τιμών, με ίδια ή και διαφορετικά φορτία ανά βαθμίδα, ή ακόμα και η εξασφάλιση της παραγωγής ίδιων συνεχών τάσεων εξόδου (εξισορρόπηση συνεχών τάσεων – DC voltage balancing) με διαφορετικά φορτία ανά βαθμίδα δυσχεραίνουν τη σχεδίαση του σχήματος ελέγχου καθώς εισάγουν σημαντικά προβλήματα

ευστάθειας [83]. Η επιπρόσθετη πολυπλοκότητα που εισάγει η απαίτηση για ομαλή λειτουργία και σε αυτές τις μη συμμετρικές συνθήκες οφείλεται στο γεγονός ότι οι βαθμίδες του μετατροπέα συνδέονται σε σειρά κι επομένως πρέπει κατά κάποιο τρόπο να αλληλεπιδράσουν μεταξύ τους προκειμένου να επιτευχθούν στόχοι όπως ημιτονοειδές ρεύμα εισόδου απαλλαγμένο από ανώτερες αρμονικές και σύγκλιση των συνεχών τάσεων εξόδου στις ανά περίπτωση επιθυμητές τιμές [68],[69],[83],[84]. Πάντως, η επίτευξη του ανεξάρτητου ελέγχου της κάθε βαθμίδας κατά τον παραπάνω τρόπο είναι κάτι παραπάνω από επιθυμητή, δεδομένου ότι αφενός δίνει τη δυνατότητα διακίνησης διαφορετικών ποσοτήτων ισχύος σε κάθε βαθμίδα και αφετέρου διαφορετικές συνεχείς τάσεις εξόδου συνεπάγονται επιπρόσθετα επίπεδα τάσης v_{ab} με συνακόλουθη περαιτέρω μείωση του αρμονικού περιεχομένου του ρεύματος εισόδου.

3.2 Αναφορά στη διεθνή βιβλιογραφία

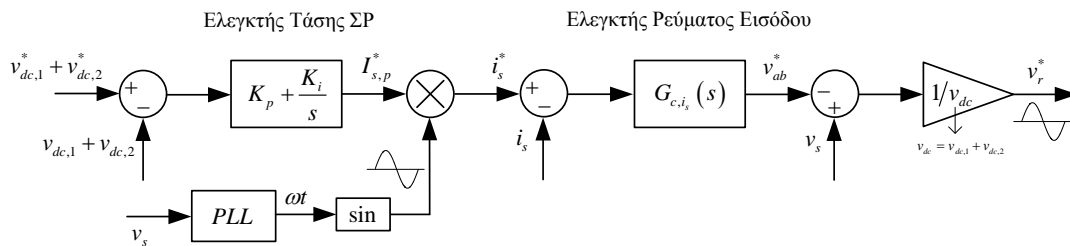
Στα επόμενα θα παρουσιάσουμε εν συντομία τις κυριότερες τεχνικές ελέγχου της ανορθωτικής διάταξης CHB που απαντώνται διεθνώς, χωρίς ωστόσο να μπούμε σε πολλές λεπτομέρειες, διότι η πλήρης κατανόησή τους προϋποθέτει την εκ των προτέρων μαθηματική ανάλυση της διάταξης η οποία πραγματοποιείται στο 5^ο κεφάλαιο. Αναφερόμενοι στη διεθνή βιβλιογραφία, το ευρύτερα χρησιμοποιούμενο σχήμα ελέγχου της ανορθωτικής διάταξης CHB είναι αυτό της διαδοχικής δομής των δύο ελεγκτών ή των δύο βρόχων. Ο βασικός πυρήνας του σχήματος αυτού για την περίπτωση των δύο βαθμίδων φαίνεται στο σχήμα 3.2. Ουσιαστικά, προκύπτει από το σχήμα που κατά κόρον χρησιμοποιείται για τον έλεγχο απλών μονοφασικών διακοπτικών ανορθωτικών διατάξεων πλήρους γέφυρας [85].



Σχήμα 3.2: Βασικός πυρήνας σχήματος διαδοχικής δομής δύο ελεγκτών ανορθωτικής διάταξης CHB με δύο βαθμίδες

Στο σχήμα αυτό, ένας εξωτερικός PI ελεγκτής εξασφαλίζει αρχικά τη σύγκλιση της συνολικής συνεχούς τάσης εξόδου στην επιθυμητή τιμή. Έπειτα, ένας δεύτερος, γραμμικός ή μη, εσωτερικός ελεγκτής ρεύματος δέχεται ως σήμα εισόδου το σήμα εξόδου του εξωτερικού ελεγκτή, το οποίο αποτελεί το πλάτος του επιθυμητού ρεύματος εισόδου της ανορθωτικής διάταξης και εξασφαλίζει τη σύγκλιση του πραγματικού ρεύματος εισόδου σε αυτό. Τέλος, στις περισσότερες περιπτώσεις, ο εσωτερικός αυτός ελεγκτής παράγει το επιθυμητό σήμα διαμόρφωσης το οποίο δέχεται ως σήμα εισόδου κάποιος διαμορφωτής παλμών ο οποίος και διαμορφώνει κατάλληλα τους παλμούς των διακοπτικών στοιχείων. Ως τεχνικές διαμόρφωσης μπορούν να χρησιμοποιηθούν όλες οι τεχνικές που παρουσιάστηκαν στο 2^ο κεφάλαιο, με συνηθέστερες τις τεχνικές MPWM. Οι τεχνικές αυτές

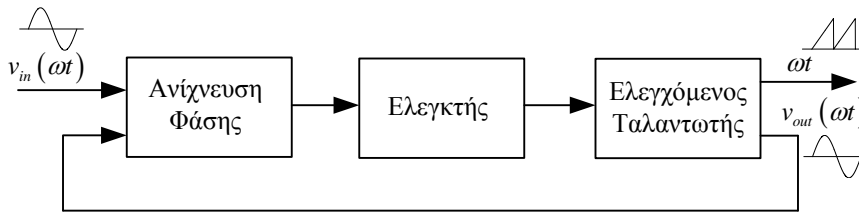
προτιμούνται διότι επιτυγχάνουν διαχείριση του αρμονικού περιεχομένου του ρεύματος εισόδου, επιβάλλουν σταθερή διακοπτική συχνότητα, κι επομένως δημιουργούν τις κατάλληλες προϋποθέσεις για τη σχεδίαση παθητικών φίλτρων ρεύματος εισόδου. Ακόμη, συγκριτικά με τις τεχνικές SVM υλοποιούνται αρκετά πιο εύκολα με τους σύγχρονους ψηφιακούς επεξεργαστές σήματος. Στις περιπτώσεις που ενδιαφέρει η διακοπτική συχνότητα να είναι χαμηλή (πχ εφαρμογές υψηλής ισχύος) μπορούν να επιλεγούν κι άλλες τεχνικές, όπως πχ η SHE, SVC ή NLC. Στο σχήμα 3.2, τα μεγέθη $v_{dc,1}, v_{dc,2}, v_{ab}, v_s, i_s^*$ αναφέρονται στην κυκλωματική διάταξη του σχήματος 1.16, ενώ $v_{dc,1}^*, v_{dc,2}^*, v_{ab}^*, i_s^*, I_{s,p}^*$ είναι οι επιθυμητές τιμές αντίστοιχα των συνεχών τάσεων εξόδου, της πολυεπίπεδης τάσης, του ρεύματος εισόδου και του πλάτους αυτού. Όπως φαίνεται στο σχήμα 3.2, ο PI ελεγκτής της τάσης ΣΡ παράγει το επιθυμητό πλάτος του ρεύματος εισόδου $I_{s,p}^*$, και έπειτα ο ελεγκτής του ρεύματος εισόδου G_{c,i_s} , που μπορεί να είναι γραμμικός ή μη, παράγει την επιθυμητή τιμή της πολυεπίπεδης τάσης v_{ab}^* . Το τελευταίο στάδιο του σχήματος αφορά την παραγωγή του τελικού επιθυμητού σήματος διαμόρφωσης v_r^* το οποίο προκύπτει λαμβάνοντας υπόψη τις εξισώσεις της κυκλωματικής διάταξης για τις οποίες θα γίνει λόγος στο 5^ο κεφάλαιο. Η τεχνική της προσωποδότησης της μετρούμενης τάσης εισόδου v_s βελτιώνει τη δυναμική απόκριση του ελεγκτή σε διαταραχές της τελευταίας. Σημειώνεται ότι για τον υπολογισμό του ρεύματος αναφοράς i_s^* , δεδομένου ότι επιθυμούμε να είναι σε φάση με την τάση εισόδου v_s , στο σχήμα 3.2 υπολογίζεται το πλάτος $V_{s,p}$ της τελευταίας (με κάποια διάταξη η οποία χάριν απλοποίησης δε φαίνεται στο σχήμα) και στη συνέχεια διαιρείται η v_s με το $V_{s,p}$ δίνοντας το μοναδιαίο ημίτονο αναφοράς του ρεύματος εισόδου. Πολλαπλασιάζοντας το τελευταίο με το επιθυμητό πλάτος $I_{s,p}^*$, προκύπτει το συνολικό επιθυμητό ρεύμα εισόδου i_s^* . Μία εναλλακτική διάταξη υπολογισμού του i_s^* φαίνεται στο σχήμα 3.3.



Σχήμα 3.3: Βασικός πυρήνας σχήματος διαδοχικής δομής δύο ελεγκτών ανορθωτικής διάταξης CHB με δύο βαθμίδες χρησιμοποιώντας ανιχνευτή της συχνότητας της τάσης του δικτύου

Στο σχήμα 3.3 χρησιμοποιείται ένας ανιχνευτής της φάσης της τάσης του δικτύου (**Phase Locked Loop – PLL**) οπότε στη συνέχεια με τριγωνομετρικές πράξεις μπορούμε να εξάγουμε το μοναδιαίο ημίτονο αναφοράς. Σε γενικές γραμμές, το PLL είναι ένα σύστημα ελέγχου το οποίο προσπαθεί να παράξει ένα σήμα εξόδου $v_{out}(\omega t)$ του οποίου η φάση ωt να είναι ιδανικά ταυτόσημη με τη φάση ενός σήματος εισόδου $v_{in}(\omega t)$. Ενδεικτικό της λειτουργίας του είναι το σχήμα 3.4. Στο σχήμα αυτό, το κύκλωμα ανίχνευσης φάσης συγκρίνει τη φάση του σήματος εισόδου με τη φάση του

σήματος που παράγει ένας ταλαντωτής στην έξοδο και αφού περάσει το σφάλμα από τον ελεγκτή (στις απλούστερες περιπτώσεις PI) προσαρμόζει τη συχνότητα του ταλαντωτή προκειμένου τα δύο σήματα να παραμένουν συμφασικά. Η φάση υπολογίζεται από την εξίσωση $\theta = \int \omega \tau d\tau = \omega t$, και μεταβάλλεται εντός του διαστήματος $[0, 2\pi]$, ενώ κάθε φορά που ολοκληρώνεται ένας κύκλος $2\pi \text{ rad}$ η γωνία ξεκινά πάλι από τη μηδενική τιμή. Το πλεονέκτημα από τη χρήση PLL είναι ότι το μοναδιαίο ημίτονο αναφοράς εξασφαλίζεται ακόμα και στην περίπτωση που η τάση εισόδου του δικτύου v_s παρουσιάζει κάποια μικρή αρμονική παραμόρφωση και δεν είναι απολύτως ημιτονοειδής [84].



Σχήμα 3.4: Βασικός πυρήνας διάταξης ανίχνευσης φάσης PLL

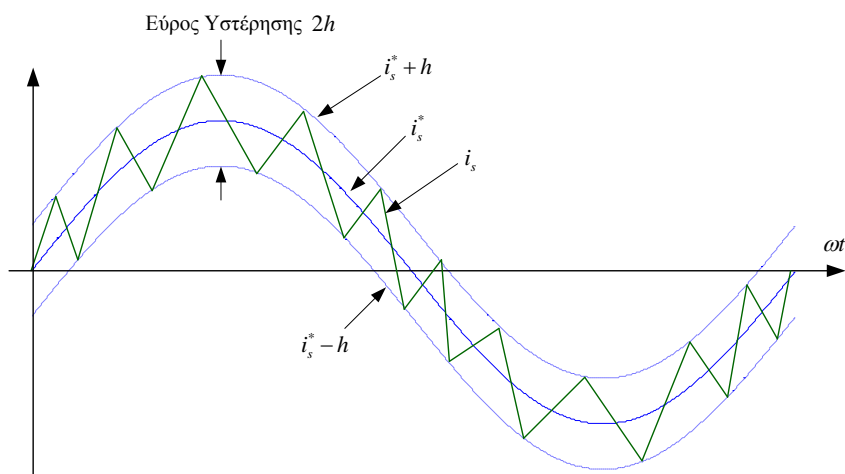
Τόσο το σχήμα 3.2 όσο και το 3.3 επεκτείνονται με την ίδια λογική σε ανορθωτικές διατάξεις με περισσότερες βαθμίδες, με τη μόνη διαφορά ότι στο συνολικό άθροισμα της τάσης ΣΡ συμπεριλαμβάνονται κάθε φορά οι συνεχείς τάσεις εξόδου όλων των βαθμίδων. Τα παραπάνω σχήματα ελέγχου, ωστόσο, από μόνα τους δεν προσφέρουν τη δυνατότητα για λειτουργία με διαφορετικές συνεχείς τάσεις εξόδου, όπως επίσης και στην περίπτωση των ίδιων επιθυμητών τάσεων δεν εξασφαλίζουν την εξισορρόπησή τους σε κάθε βαθμίδα καθώς μία μικρή διαφοροποίηση στα φορτία των βαθμίδων είναι ικανή να οδηγήσει σε απόκλιση των τάσεων εξόδου. Για την εξασφάλιση της σύγκλισης των τάσεων εξόδου στις ίδιες ή και διαφορετικές τιμές έχουν προταθεί ποικίλες τεχνικές στη διεθνή βιβλιογραφία, τις οποίες μπορούμε γενικά να κατατάξουμε σε δύο βασικές κατηγορίες:

- εκείνες που αξιοποιούν άμεσα τις πλεονάζουσες διακοπτικές καταστάσεις του μετατροπέα CHB, τροποποιώντας αναλόγως τη βαθμίδα της διαμόρφωσης των παλμών, και
- εκείνες που τροποποιούν αναλόγως το σχήμα ελέγχου κλειστού βρόχου ώστε να επιτευχθεί ανεξάρτητος έλεγχος των βαθμίδων, λαμβάνοντας έτσι υπόψη έμμεσα τις πλεονάζουσες διακοπτικές καταστάσεις

Μεγάλη σημασία για την τακτική που ακολουθείται έχει η τεχνική διαμόρφωσης που πρόκειται να χρησιμοποιηθεί. Για παράδειγμα, κάποιες τεχνικές διαμόρφωσης απαιτούν μόνο ένα συνολικό σήμα διαμόρφωσης (πχ LS-PWM), οπότε η εξισορρόπηση των τάσεων βασίζεται κυρίως στην τροποποίηση του τμήματος της διαμόρφωσης, ενώ άλλες (πχ PS-PWM) απαιτούν από ένα σήμα διαμόρφωσης για κάθε βαθμίδα δίνοντας έτσι τη δυνατότητα για ανεξάρτητο έλεγχο μέσω της τροποποίησης του σχήματος ελέγχου κλειστού βρόχου.

Ποικίλες εργασίες έχουν δημοσιευθεί στη βάση της σύγκλισης των τάσεων εξόδου στις ίδιες ή διαφορετικές τιμές λαμβάνοντας υπόψη άμεσα τις πλεονάζουσες διακοπτικές καταστάσεις του

μετατροπέα CHB. Στην εργασία [86] υλοποιείται ένας ελεγκτής που εξασφαλίζει τη σύγκλιση των τάσεων στις ίδιες τιμές και για διαφορετικά φορτία ανά βαθμίδα λαμβάνοντας υπόψη τις πλεονάζουσες καταστάσεις. Βασικός πυρήνας του ελεγκτή αυτού είναι το σχήμα 3.3. Για τη διαμόρφωση των παλμών δε χρησιμοποιείται κάποια από τις γνωστές τεχνικές του 2^{ου} κεφαλαίου, οπότε οι συγγραφείς επιχειρούν να επιτύχουν πολυεπίπεδη τάση απλά χωρίζοντας τη θεμελιώδη περίοδο σε περιοχές ανάλογα με τις σχετικές τιμές της τάσης v_s ως προς τις συνεχείς τάσεις εξόδου $v_{dc,1}, v_{dc,2}$ και το άθροισμα αυτών, όπου άλλοτε άγει μόνο η 1^η βαθμίδα, άλλοτε και οι δύο και άλλοτε καμία. Κατά το διαχωρισμό αυτών των περιοχών ο μοναδιαίος συντελεστής ισχύος εισόδου επιτυγχάνεται με έλεγχο βρόχου υστέρησης. Η μη γραμμική αυτή τεχνική βασίζεται στη στιγμιαία ανάδραση του ρεύματος εισόδου i_s το οποίο εξαναγκάζεται να ακολουθεί συνεχώς το ρεύμα αναφοράς i_s^* εντός μίας προκαθορισμένης ζώνης υστέρησης εύρους $2h$ (hysteresis band). Ρυθμίζοντας το i_s^* να είναι σε φάση με την v_s επιτυγχάνεται ρεύμα εισόδου συμφασικό με την τάση εισόδου του δικτύου. Η ιδέα της τεχνικής αυτής φαίνεται στο σχήμα 3.5.

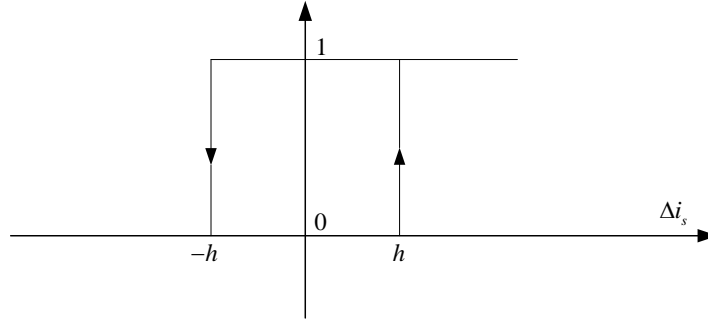


Σχήμα 3.5: Τεχνική ελέγχου ρεύματος εισόδου με βρόχο υστέρησης

Η χαρακτηριστική μεταφοράς του ελεγκτή υστέρησης του ρεύματος εισόδου παρουσιάζεται στο σχήμα 3.6 και έχει τη μορφή βρόχου με σταθερή ζώνη υστέρησης. Ορίζοντας το σφάλμα ανάμεσα στο ρεύμα αναφοράς και το μετρούμενο ρεύμα εισόδου,

$$\Delta i_s = i_s^* - i_s \quad (3.1)$$

η έξοδος του ελεγκτή είναι 0 όταν $\Delta i_s < -h$ και 1 όταν $\Delta i_s > h$. Η κυμάτωση του ρεύματος και η διακοπτική συχνότητα καθορίζονται από το εύρος της ζώνης υστέρησης $2h$. Για παράδειγμα, μείωση του εύρους της ζώνης οδηγεί σε αύξηση της διακοπτικής συχνότητας και μείωση της κυμάτωσης του ρεύματος εισόδου, ενώ αύξηση του εύρους οδηγεί σε μείωση της διακοπτικής συχνότητας και αύξηση της κυμάτωσης του ρεύματος εισόδου.



Σχήμα 3.6: Χαρακτηριστική ελεγκτή ρεύματος εισόδου με βρόχο υστέρησης

Η τεχνική του βρόχου υστέρησης εξασφαλίζει εξαιρετικά γρήγορη δυναμική απόκριση επειδή ο ελεγκτής δεν παρουσιάζει αδράνεια (όπως πχ οι ελεγκτές PI) και δεν εισάγει χρονική καθυστέρηση. Εντούτοις, το βασικό της μειονέκτημα είναι ότι διακοπτική συχνότητα δε διατηρείται σταθερή (όπως για παράδειγμα στις τεχνικές MPWM) και επομένως το περιεχόμενο αρμονικών του ρεύματος εισόδου είναι τυχαίο και είναι πολύ δύσκολο να χρησιμοποιήσουμε κάποιο παθητικό φίλτρο συγκεκριμένης συχνότητας αποκοπής.

Η βασική λογική της εξασφάλισης της εξισορρόπησης των τάσεων εξόδου της παραπάνω εργασίας βασίζεται στην εξέταση του ποια συνεχής τάση από τις δύο είναι κάθε φορά μεγαλύτερη, ώστε να επιλέγεται να φορτιστεί ο πυκνωτής με την μικρότερη τάση με αξιοποίηση της κατάλληλης διακοπτικής κατάστασης. Συγχρόνως, προκειμένου το ρεύμα εισόδου να είναι εντός των ορίων του βρόχου υστέρησης, στην περίπτωση που $\Delta i_s < -h$ επιλέγεται τελικά να φορτιστεί και ο πυκνωτής με τη μεγαλύτερη τάση ώστε να μειωθεί το ρεύμα εντός των ορίων (η εξάρτηση της μεταβολής του ρεύματος εισόδου από την εκάστοτε λειτουργική κατάσταση της διάταξης θα καταστεί σαφής στο 5^ο κεφάλαιο). Έτσι, οι παλμοί των διακοπτικών στοιχείων υπολογίζονται λαμβάνοντας κάθε φορά υπόψη την περιοχή τάσης v_s στην οποία βρισκόμαστε, το σφάλμα του ρεύματος εισόδου Δi_s , και τη σχετική τιμή των τάσεων $v_{dc,1}, v_{dc,2}$. Βασικό μειονέκτημα της εργασίας αυτής είναι αφενός ότι δεν επιτυγχάνει τάσεις εξόδου διαφορετικών τιμών, και αφετέρου ότι λόγω της τεχνικής του βρόχου υστέρησης παρουσιάζει μεταβαλλόμενη διακοπτική συχνότητα.

Στην εργασία [37] υλοποιείται επίσης ένας ελεγκτής που εξασφαλίζει τη σύγκλιση των τάσεων στις ίδιες τιμές και για διαφορετικά φορτία ανά βαθμίδα λαμβάνοντας υπόψη τις πλεονάζουσες καταστάσεις. Βασικός πυρήνας του ελεγκτή αυτού είναι το σχήμα 3.2. Για τον έλεγχο του ρεύματος εισόδου εξετάζει την περίπτωση ενός καθαρά αναλογικού (P) και ενός PI ελεγκτή, ενώ για τη διαμόρφωση των παλμών χρησιμοποιεί μία ασυνήθιστη τεχνική μοιράζοντας κάθε φορά τη διακοπτική περίοδο στα δύο κοντινότερα ως προς το σήμα αναφοράς v_r^* επίπεδα τάσης. Η βασική της ιδέα είναι να υπολογιστούν τα χρονικά διαστήματα t_k, t_{k+1} εφαρμογής αντίστοιχα των δύο κοντινότερων επιπέδων τάσης V_k, V_{k+1} εντός του διαστήματος της διακοπτικής περιόδου T_s με στόχο η μέση τιμή της επιθυμητής τάσης v_{ab}^* να ισούται με τη μέση τιμή των επιλεγμένων επιπέδων τάσης, όπως φαίνεται στην παρακάτω εξίσωση:

$$\int_{t_k}^{t_k+T_s} v_{ab}^* dt = V_k t_k + V_{k+1} t_{k+1} \Leftrightarrow$$

$$V_{ab}^* T_s = V_k t_k + V_{k+1} t_{k+1} \quad (3.2)$$

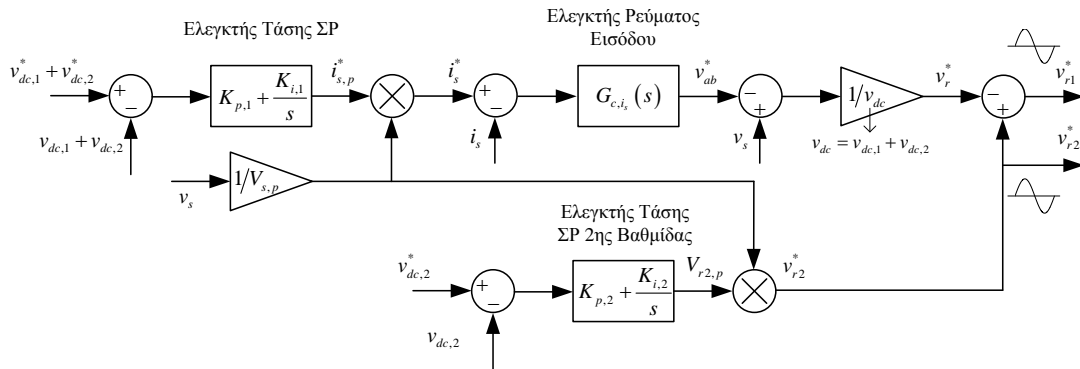
όπου υπετέθη ότι η επιθυμητή τιμή $v_{ab}^* = V_{ab}^*$ είναι σταθερή εντός της διακοπτικής περιόδου. Για την εξασφάλιση της σύγκλισης των τάσεων στις ίδιες τιμές λαμβάνει υπόψη τις πλεονάζουσες διακοπτικές καταστάσεις όπως και η εργασία [86]. Μειονέκτημα της εργασίας [37] είναι, πέρα από το γεγονός ότι δεν υπάρχει η δυνατότητα παραγωγής τάσεων εξόδου διαφορετικών τιμών, το γεγονός ότι τόσο ο P και ο PI ελεγκτής ρεύματος αδυνατούν να επιτύχουν ακριβή σύγκλιση του ρεύματος εισόδου στο ρεύμα αναφοράς. Αυτό συμβαίνει διότι οι PI ελεγκτές γενικά εξασφαλίζουν σύγκλιση με μηδενικό σφάλμα θέσης στη μόνιμη κατάσταση μόνο στην περίπτωση σταθερών ΣΡ μεγεθών. Ακόμη, δεν εκμεταλλεύεται τα πλεονεκτήματα της εξάλειψης συγκεκριμένων αρμονικών μέσω της φασικής ολίσθησης των φορέων που προσφέρει η τεχνική PS-PWM.

Στα πλαίσια της σύγκλισης των τάσεων εξόδου στις ίδιες ή διαφορετικές τιμές με κατάλληλη τροποποίηση του σχήματος ελέγχου κλειστού βρόχου, η εργασία [84] συγκρίνει τρεις διαφορετικές υλοποιήσεις βασισμένες σε ελεγκτές PI, οπότε και καταλήγει στο βασικό πυρήνα του σχήματος 3.2. Για τον έλεγχο του ρεύματος χρησιμοποιεί αρχικά έναν P ελεγκτή, κι έπειτα προτείνει και έναν PR (Proportional – Resonant) ελεγκτή. Ο τελευταίος είναι της μορφής

$$G_{c,i_s} = K_p + \frac{2K_r s}{s^2 + \omega^2} \quad (3.3)$$

και εξασφαλίζει ακριβή σύγκλιση του ρεύματος εισόδου στο επιθυμητό ημιτονοειδές ρεύμα αναφοράς (συχνότητας ω). Ρυθμίζοντας τα κέρδη K_p, K_r ρυθμίζεται ο χρόνος των μεταβατικών αποκρίσεων και το μόνιμο σφάλμα αντίστοιχα. Στη συγκεκριμένη εργασία επιτυγχάνεται η παραγωγή τάσεων διαφορετικών τιμών επεκτείνοντας το σχήμα ελέγχου κλειστού βρόχου 3.2 στη μορφή του σχήματος 3.7. Στο σχήμα 3.7 παρατηρούμε ότι εισάγεται ένας επιπρόσθετος PI ελεγκτής της συνεχούς τάσης εξόδου της 2^{ης} βαθμίδας, οπότε ελέγχοντας ταυτόχρονα τη συνολική τάση του ζυγού ΣΡ με τον 1^ο PI ελεγκτή εξασφαλίζεται και η σύγκλιση της τάσης εξόδου της 1^{ης} βαθμίδας στην επιθυμητή της τιμή. Πλεονέκτημα της τεχνικής αυτής είναι ότι επεκτείνεται σχετικά εύκολα με την ίδια λογική σε διατάξεις με περισσότερες βαθμίδες. Ο 2^{ος} PI ελεγκτής παράγει στην έξοδο του το πλάτος του επιθυμητού σήματος διαμόρφωσης της 2^{ης} βαθμίδας $V_{r2,p}$, το οποίο πολλαπλασιαζόμενο με το μοναδιαίο ημίτονο αναφοράς δίνει το συνολικό επιθυμητό σήμα διαμόρφωσης της 2^{ης} βαθμίδας v_{r2}^* . Δηλαδή το συγκεκριμένο σχήμα παρέχει στην έξοδο τα επιθυμητά σήματα διαμόρφωσης v_{r1}^*, v_{r2}^* , κι επομένως για να επιτευχθεί τελικά ο ανεξάρτητος έλεγχος των δύο βαθμίδων είναι αναγκαία η χρήση μίας τεχνικής διαμόρφωσης όπως η PS-PWM. Σε σχέση με την κλασική PS-PWM τεχνική, η τροποποίηση έγκειται στο γεγονός ότι πλέον δε χρησιμοποιείται το ίδιο σήμα διαμόρφωσης και για τις δύο βαθμίδες, αλλά το πλάτος του διαφοροποιείται ανά βαθμίδα ώστε να επιτυγχάνεται η σύγκλιση των τάσεων εξόδου και σε διαφορετικές τιμές. Το επιπρόσθετο χαρακτηριστικό της χρήσης της PS-PWM τεχνικής είναι ότι η φαινόμενη διακοπτική συχνότητα της τάσης v_{ab} είναι, όπως είδαμε στο 2^ο κεφάλαιο, τετραπλάσια της συχνότητας των φορέων για την περίπτωση της διάταξης των δύο βαθμίδων. Ακόμη, στη

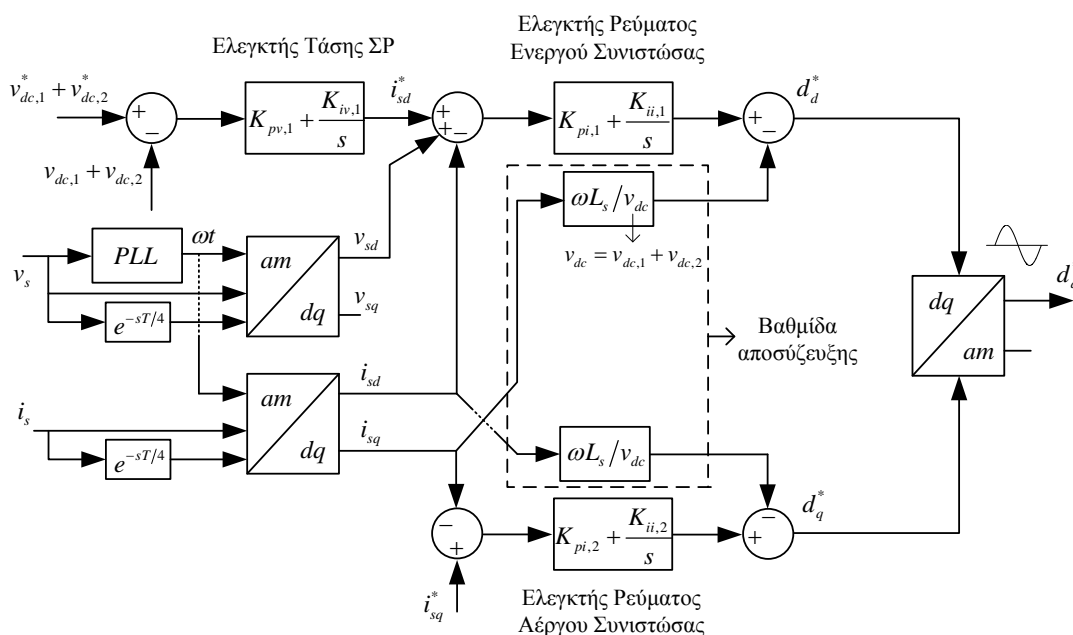
συγκεκριμένη εργασία υλοποιείται επίσης ο ελεγκτής στα πλαίσια του σχήματος 3.3, κάνοντας χρήση PLL, οπότε και φαίνεται εκ των αποτελεσμάτων ότι μειώνεται αισθητά ο συντελεστής THD_i του ρεύματος εισόδου. Το μειονέκτημα των PI ελεγκτών των τάσεων είναι ότι δεδομένου ότι σχεδιάζονται βασισμένοι πάνω σε ένα συγκεκριμένο σημείο λειτουργίας αφήνουν πάντα ένα μικρό μόνιμο σφάλμα όταν αλλάζουμε τις επιθυμητές τιμές αναφοράς των τάσεων. Βέβαια, είναι δυνατό να ρυθμίσουμε τα κέρδη έτσι ώστε το σφάλμα αυτό να είναι αρκετά μικρό και εντός των προδιαγραφών της εφαρμογής.



Σχήμα 3.7: Σχήμα διαδοχικής δομής δύο ελεγκτών ανορθωτικής διάταξης CHB με δύο βαθμίδες και επιπρόσθετο PI ελεγκτή τάσης της δεύτερης βαθμίδας

Για την εξάλειψη των μόνιμων σφαλμάτων που αφήνουν οι PI ελεγκτές του ρεύματος εισόδου μπορούν επίσης να χρησιμοποιηθούν ελεγκτές σε στρεφόμενο πλαίσιο συντεταγμένων dq [16],[22],[23],[30],[41],[68],[69]. Το πλαίσιο αυτό (παράρτημα Α) επιλέγεται να περιστρέφεται ως επί το πλείστον με τη συχνότητα του δικτύου ω (σύγχρονο πλαίσιο). Έτσι, μετασχηματίζοντας το ρεύμα εισόδου i_s στις αντίστοιχες συνιστώσες i_{sd}, i_{sq} του πλαισίου dq μετατρέπεται το σημείο λειτουργίας της μόνιμης ημιτονοειδούς κατάστασης σε σημείο λειτουργίας ΣΡ. Ως εκ τούτου, καθίσταται πλέον δυνατή η σχεδίαση γραμμικών ελεγκτών που να εξασφαλίζουν ακριβή σύγκλιση των συνιστωσών ΣΡ i_{sd}, i_{sq} , οπότε και επιτυγχάνεται η έμμεση ρύθμιση του ρεύματος εισόδου μέσω της άμεσης ρύθμισης των συνιστωσών του στο πλαίσιο dq . Το επιπρόσθετο πλεονέκτημα της τεχνικής αυτής είναι ότι με την αποσύζευξη του i_s σε δύο συνιστώσες είναι δυνατόν να επιτευχθεί ανεξάρτητος έλεγχος της ενεργού και αέργου ισχύος εισόδου της ανορθωτικής διάταξης. Μάλιστα, όπως αποδεικνύεται στο παράρτημα Β, η ενεργός ισχύς ελέγχεται μέσω της συνιστώσας i_{sd} , ενώ η άεργος ισχύς μέσω της συνιστώσας i_{sq} . Όμως, ενώ για τριφασικές εφαρμογές υπάρχει ο μετασχηματισμός Park [11] που μετασχηματίζει ένα τριφασικό σύστημα ημιτονοειδώς μεταβαλλόμενων μεγεθών στις συνιστώσες $d,q,0$ του πλαισίου dq , στις μονοφασικές εφαρμογές, όπως αυτή που εξετάζουμε στην παρούσα εργασία, τίθεται το πρόβλημα του μετασχηματισμού ενός μονοφασικού μεγέθους (στην περίπτωσή μας ρεύμα εισόδου) σε δύο συνιστώσες d,q του πλαισίου dq . Μεταξύ άλλων, η πιο διαδεδομένη μέθοδος είναι να θεωρήσουμε μία μεταβλητή (συνιστώσα m) ορθογώνια στην αρχική (συνιστώσα a), με

καθυστερήση 90° της θεμελιώδους περιόδου T (δηλαδή $T/4$), και έπειτα να μετασχηματίσουμε το υποθετικό αυτό διφασικό σύστημα στο πλαίσιο dq . Ανάλογα με τις εκάστοτε θεωρήσεις έχουν προταθεί διάφοροι μονοφασικοί μετασχηματισμοί $am-dq$ [70]-[72], ένας εκ των οποίων χρησιμοποιείται και στην παρούσα εργασία. Περισσότερες λεπτομέρειες σχετικά με τη θεωρία του μονοφασικού αυτού μετασχηματισμού δίνονται τόσο στο παράρτημα Α όσο και στο 5^ο κεφάλαιο. Ο βασικός πυρήνας ενός τέτοιου σχήματος ελέγχου, στη βάση της διαδοχικής δομής PI ελεγκτών στο dq πλαίσιο, για την περίπτωση των δύο βαθμίδων φαίνεται στο σχήμα 3.8.



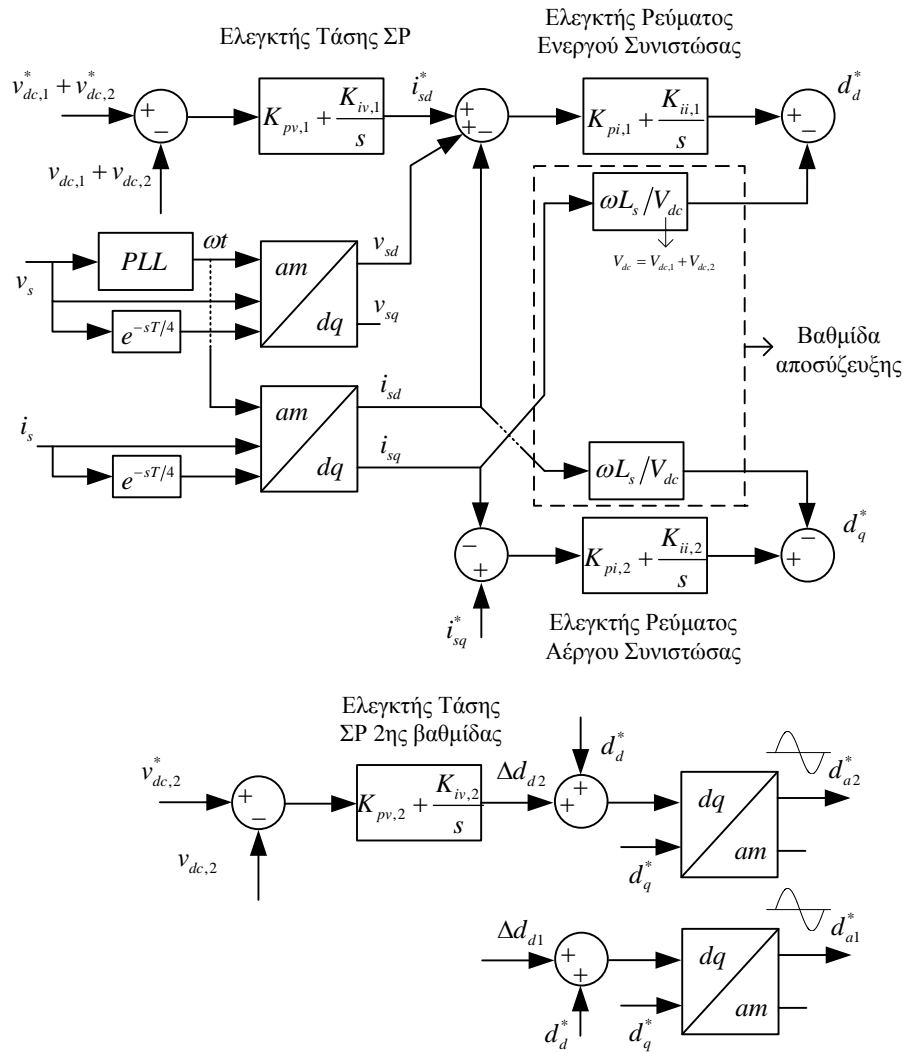
Σχήμα 3.8: Βασικός πυρήνας σχήματος διαδοχικής δομής δύο PI ελεγκτών στο πλαίσιο dq ανορθωτικής διάταξης CHB με δύο βαθμίδες

Στο σχήμα 3.8, τα μεγέθη $v_{dc,1}, v_{dc,2}, v_s, i_s$ αναφέρονται στην κυκλωματική διάταξη του σχήματος 1.16, ενώ $v_{dc,1}^*, v_{dc,2}^*, i_{sd}^*, i_{sq}^*$ είναι οι επιθυμητές τιμές αντίστοιχα των συνεχών τάσεων εξόδου και των dq συνιστωσών του ρεύματος εισόδου. Η τάση v_{sd} και τα ρεύματα i_{sd}, i_{sq} προκύπτουν εφαρμόζοντας μετασχηματισμό $am-dq$ στα «διφασικά» συστήματα των v_s και i_s με τα αντιστοίχως προκύπτοντα από την 90° καθυστέρησή τους σήματα. Τα μεγέθη d_d, d_q είναι οι dq συνιστώσες του σήματος διαμόρφωσης (duty cycle) d_a . Όπως φαίνεται στο σχήμα 3.8, ο PI ελεγκτής της τάσης ΣΡ παράγει το επιθυμητό πλάτος του ρεύματος i_{sd}^* , και έπειτα ο PI ελεγκτής του ρεύματος i_{sd} παράγει την επιθυμητή τιμή d_d^* . Η επιθυμητή τιμή του ρεύματος i_{sq} , όπως εξηγείται και στο παράρτημα Β, τίθεται στην τιμή $i_{sq}^* = 0$ στην περίπτωση που επιθυμούμε ρεύμα εισόδου συμφασικό με την τάση του δικτύου, και ο PI ελεγκτής του ρεύματος i_{sq} παράγει την επιθυμητή τιμή d_q^* . Το τελευταίο στάδιο του σχήματος αφορά την παραγωγή του τελικού σήματος διαμόρφωσης d_a^* το οποίο προκύπτει

εφαρμόζοντας αντίστροφο μετασχηματισμό $dq-am$ στο σύστημα των d_a, d_q . Το στάδιο αποσύζευξης που φαίνεται στο σχήμα 3.8 προκύπτει λαμβάνοντας υπόψη τις εξισώσεις της κυκλωματικής διάταξης για τις οποίες θα γίνει λόγος στο 5^ο κεφάλαιο. Η τεχνική της αποσύζευξης βελτιώνει τη δυναμική απόκριση του ελεγκτή ενώ παρέχοντας τη μετρούμενη τάση εισόδου v_{sd} βελτιώνεται η απόκριση σε διαταραχές της τελευταίας [68],[69].

Στην εργασία [69] υλοποιείται ένας τέτοιος ελεγκτής στη βάση του σχήματος 3.8 με στόχο την εξισορρόπηση των τάσεων παρουσία διαφορετικών φορτίων ανά βαθμίδα. Η τελευταία επιτυγχάνεται επεκτείνοντας το σχήμα 3.8 με την προσθήκη ενός ακόμα PI ελεγκτή για τη συνεχή τάση εξόδου της 2^{ης} βαθμίδας, η έξοδος του οποίου είναι η επιπλέον απαιτούμενη μεταβολή του σήματος διαμόρφωσης της 2^{ης} βαθμίδας Δd_{d2} , όπως φαίνεται στο σχήμα 3.9. Η μεταβολή του σήματος διαμόρφωσης της 1^{ης} βαθμίδας στην εν λόγω εργασία Δd_{d1} προκύπτει βάσει της ελαχιστοποίησης ενός κριτηρίου σύζευξης μεταξύ του βασικού σχήματος 3.8 του ελεγκτή και του επιπρόσθετου τμήματος του σχήματος 3.9. Η βασική ιδέα της εξισορρόπησης των τάσεων με αυτή την τεχνική είναι ότι με τη μεταβολή του σήματος διαμόρφωσης κάθε βαθμίδας ουσιαστικά ελέγχουμε το πλάτος της τάσης εισόδου v_{ai} ανά βαθμίδα i και ως εκ τούτου την ισχύ $v_{ai}i_s$ που απορροφά από το δίκτυο και η οποία απαιτείται για τη φόρτιση των πυκνωτών. Μειονέκτημα της εργασίας αυτής είναι ότι στοχεύει μόνο στην εξισορρόπηση των τάσεων στην ίδια τιμή, δηλαδή χρησιμοποιεί μία επιθυμητή τιμή αναφοράς για τη συνολική τάση εξόδου και έτσι ως επιθυμητή τιμή για την τάση της 2^{ης} βαθμίδας, και άρα και της 1^{ης}, χρησιμοποιεί το μέσο όρο της συνολικής (εν προκειμένω τη μισή). Το συγκεκριμένο σχήμα ελέγχου παρέχει στην έξοδο τα επιθυμητά σήματα διαμόρφωσης d_{a1}^*, d_{a2}^* , κι επομένως για να επιτευχθεί τελικά ο ανεξάρτητος έλεγχος των δύο βαθμίδων είναι αναγκαία η χρήση μίας τεχνικής διαμόρφωσης όπως η PS-PWM, με ανάλογη τροποποίηση όπως αυτή της εργασίας [84].

Εναλλακτικά στη χρήση γραμμικών PI ελεγκτών, έχουν επίσης προταθεί σχήματα ελέγχου βασισμένα σε μη γραμμικές τεχνικές, όπως ο προβλεπτικός έλεγχος, ο έλεγχος ολίσθησης επί επιφανείας και ο προσαρμοστικός έλεγχος. Ο προβλεπτικός έλεγχος είναι μία μορφή βέλτιστου ελέγχου στον οποίο η μεταβλητή ελέγχου προκύπτει από την επίλυση ενός προβλήματος βελτιστοποίησης ανά περίοδο δειγματοληψίας μετατιθέμενου ορίζοντα (receding horizon control) εξελισσόμενου χρόνου (on line) ανοιχτού βρόχου, χρησιμοποιώντας την τρέχουσα τιμή του διανύσματος κατάστασης ως αρχική συνθήκη [10], σε αντιδιαστολή με τους ελεγκτές ανάδρασης κατάστασης που βασίζονται σε προϋπολογισμένα κέρδη. Συνήθως χρησιμοποιούνται για την πρόβλεψη τα διακριτά μη γραμμικά μοντέλα. Η βελτιστοποίηση επιτυγχάνεται με την επιλογή της πρώτης μεταβλητής ελέγχου από ένα σύνολο τιμών μεταβλητών ελέγχου, η οποία έπειτα αποδίδεται στο υπό μελέτη σύστημα. Στην περίπτωση των διατάξεων CHB, η βελτιστοποίηση επιτυγχάνεται μέσω της ελαχιστοποίησης μίας κατάλληλα ορισμένης συνάρτησης κόστους στην οποία συμπεριλαμβάνονται όροι που αφορούν τα σφάλματα ανάμεσα στις συνεχείς τάσεις εξόδου και το ρεύμα εισόδου και τις αντίστοιχες επιθυμητές τους τιμές, όπως επίσης όροι που αφορούν την αλληλουχία των διακοπτικών μεταβάσεων. Ελέγχοντας την τελευταία επιτυγχάνεται η πολυεπίπεδη τάση v_{ab} . Ανάλογα με τα βάρη που αποδίδονται σε κάθε ένα από τους παραπάνω όρους



Σχήμα 3.9: Σχήμα διαδοχικής δομής δύο PI ελεγκτών στο πλαίσιο dq ανορθωτικής διάταξης CHB με δύο βαθμίδες και επιπρόσθετο PI ελεγκτή τάσης ΣΡ της δεύτερης βαθμίδας

διαμορφώνονται και οι τελικές αποκρίσεις του συστήματος. Στη βάση αυτή κινείται η εργασία [87] προτείνοντας ένα προβλεπτικό ελεγκτή μοναδιαίου ορίζοντα, ενώ η λειτουργία του εν λόγω ελεγκτή αναλύεται περισσότερο στην [10]. Στην εν λόγω εργασία εξασφαλίζεται αποσύζευξη των βαθμίδων και επιτυγχάνεται επιπλέον ξεχωριστή ρύθμιση των τάσεων ανά βαθμίδα. Ο μη γραμμικός χαρακτήρας του ελεγκτή έχει ως αποτέλεσμα δυναμικές και γρήγορες αποκρίσεις σε μεταβατικές συνθήκες λειτουργίας, όπως επίσης περισσότερη ευρωστία σε σύγκριση με τους γραμμικούς ελεγκτές. Επίσης, δεν είναι πλέον απαραίτητος ο διαμορφωτής παλμών. Το βασικότερο μειονέκτημα της προσέγγισης αυτής είναι η μεταβαλλόμενη διακοπτική συχνότητα, αλλά και το εξεζητημένο υπολογιστικό φορτίο που απαιτείται ιδιαίτερα στην περίπτωση που ξεφεύγουμε από το μοναδιαίο ορίζοντα πρόβλεψης. Ωστόσο, σημειώνεται ότι είναι δυνατή η εναλλακτική διαμόρφωση του ελεγκτή έτσι ώστε να χρησιμοποιηθεί διαμορφωτής παλμών, όπως πχ στην εργασία [55] στην οποία χρησιμοποιείται μία παραλλαγή της τεχνικής SHE.

Ο έλεγχος με ολίσθηση επί επιφανείας βρίσκει επίσης εφαρμογή σε διακοπτικά μη γραμμικά συστήματα όπως οι διατάξεις CHB. Σύμφωνα με την τεχνική αυτή, στο χώρο καταστάσεων του συστήματος επιλέγεται επιφάνεια τέτοια ώστε για κάθε στιγμιαία κατάσταση η επιλεγόμενη τιμή ελέγχου να οδηγεί το σύστημα σε κίνηση πάντα προς την επιφάνεια αυτή και να ολισθαίνει επάνω της [88]. Αντιπροσωπευτική είναι η εργασία [89], στην οποία εξασφαλίζεται αποσύζευξη των βαθμίδων και επιτυγχάνεται επιπλέον έμμεση ρύθμιση των τάσεων ανά βαθμίδα. Η τεχνική ολίσθησης επί επιφανείας διαθέτει παρόμοια χαρακτηριστικά σε ό, τι αφορά την επίδοση με την τεχνική του προβλεπτικού ελέγχου. Βασικό πλεονέκτημά της είναι ότι κατά τη σχεδίαση η τιμή ελέγχου επιλέγεται έτσι ώστε να εξασφαλίζεται η ασυμπτωτική ευστάθεια του πραγματικού συστήματος. Ένα σημαντικό, όμως, μειονέκτημα είναι ότι προκειμένου να επιτευχθούν οι στόχοι του ελεγκτή παράγονται σήματα ελέγχου βίαια με αποτέλεσμα να λαμβάνονται νευρικές αποκρίσεις με έντονες διακυμάνσεις.

Τέλος, στην εργασία [90] χρησιμοποιείται ο προσαρμοστικός έλεγχος. Μέσω του τελευταίου, εκτιμώνται οι τιμές των φορτίων των βαθμίδων αλλά και των διαφόρων αβέβαιων παραμέτρων του συστήματος (πχ τιμές αντιστάσεων, κλπ). Η δυνατότητα αυτή είναι πολύ σημαντική, δεδομένου ότι η πλειοψηφία των συστημάτων ελέγχου, όπως και αυτό που προτείνεται στην παρούσα εργασία, βασίζεται απόλυτα στην ακριβή γνώση των παραμέτρων του μοντέλου του συστήματος, και δεν εξασφαλίζει την ευστάθεια στην περίπτωση που παρατηρηθούν μεγάλες αποκλίσεις τιμών κάποιων παραμέτρων από τις αντίστοιχες θεωρητικές τους τιμές. Βέβαια, το συγκεκριμένο σχήμα ελέγχου παράγει τα επιθυμητά αποτελέσματα υπό υψηλή διακοπτική συχνότητα και έχει εξεζητημένες υπολογιστικές απαιτήσεις.

Ο αναγνώστης μπορεί να αναζητήσει περαιτέρω πληροφορίες για τον έλεγχο της διακοπτικής ανορθωτικής διάταξης CHB στις εργασίες [92]-[95]. Στην παρούσα διπλωματική εργασία, εναλλακτικά με τις παραπάνω αναφερθείσες τεχνικές, προτείνεται ένας γραμμικός ελεγκτής ανατροφοδότησης κατάστασης στο στρεφόμενο πλαίσιο dq , ο οποίος είναι γνωστός ως γραμμικός τετραγωνικός ελεγκτής (LQR). Η θεωρία του βασίζεται στο ευρύτερο πεδίο του βέλτιστου ελέγχου, για την οποία γίνεται λόγος στο 4^ο κεφάλαιο.

4 ΒΕΛΤΙΣΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ & ΓΡΑΜΜΙΚΟΣ ΤΕΤΡΑΓΩΝΙΚΟΣ ΕΛΕΓΚΤΗΣ

4.1 Γενικά χαρακτηριστικά βέλτιστου ελέγχου

Ο βέλτιστος έλεγχος πολυμεταβλητών συστημάτων άρχισε να αναπτύσσεται στις αρχές της δεκαετίας του 1960 και είναι ένας κλάδος του μοντέρνου αυτομάτου ελέγχου, ο οποίος ασχολείται με τη σχεδίαση ελεγκτών ελαχιστοποιώντας διάφορα κριτήρια συμπεριφοράς (συναρτήσεις κόστους) που εξαρτώνται από τις μεταβλητές του συστήματος. Ειδικότερα, το αντικείμενο του προβλήματος του βέλτιστου ελέγχου είναι ο προσδιορισμός ενός διανύσματος ελέγχου $u(t)$ τέτοιου ώστε να εξαναγκάζει τη συμπεριφορά του υπό έλεγχο συστήματος να ελαχιστοποιεί κάποιο κριτήριο κόστους, ενώ ταυτόχρονα να ικανοποιεί τους φυσικούς περιορισμούς του συστήματος [66],[75],[77],[78]. Με τον όρο φυσικούς περιορισμούς εννοούμε τις εξισώσεις κατάστασης του συστήματος. Πέρα όμως από τις εξισώσεις κατάστασης μπορούν να υπάρχουν πρόσθετοι φυσικοί περιορισμοί, όπως πχ ότι η απόλυτη τιμή του πλάτους των στοιχείων του διανύσματος ελέγχου να μην μπορεί να είναι μεγαλύτερη από κάποια σταθερά.

Το κριτήριο κόστους συνήθως διατυπώνεται έτσι ώστε να εκφράζει κάποια ποσότητα, η οποία να έχει φυσική σημασία, όπως πχ η ενέργεια. Έτσι, η ελαχιστοποίηση του κριτηρίου κόστους αποκτά φυσική έννοια, όπως είναι πχ η ελαχιστοποίηση της καταναλισκόμενης ενέργειας. Το κριτήριο κόστους, λοιπόν, μπορεί να είναι ένα μέτρο του σφάλματος λειτουργίας, ή της προσπάθειας ελέγχου ή κάποιο άλλο χαρακτηριστικό, σημαντικό για το χρήστη του συστήματος ελέγχου.

Ο βέλτιστος έλεγχος ξέφυγε από τα στενά όρια του κλασικού ελέγχου υπό την έννοια ότι η σχεδίαση του ελέγχου του συνολικού ελεγκτή ενός πολυμεταβλητού συστήματος γίνεται, όπως στους περισσότερους ελεγκτές ανατροφοδότησης κατάστασης, ενιαία για όλο το σύστημα, δηλαδή ταυτόχρονα για όλους τους βρόχους του συστήματος μαζί. Ο κλασικός έλεγχος αντίθετα στηρίζεται στη σειριακή σχεδίαση των βρόχων ελέγχου έναν προς ένα (πχ διαδοχικοί PI ελεγκτές), θεωρώντας κάθε φορά μία είσοδο και μία έξοδο. Προφανώς, μία τέτοια προσέγγιση δεν εξασφαλίζει την ευστάθεια και σθεναρότητα του συνολικού συστήματος, επειδή η σχεδίαση και το κλείσιμο κάθε νέου βρόχου μπορεί να χαλάσει αυτό που σχεδιάστηκε με τους προηγούμενους βρόχους.

Τα κριτήρια συμπεριφοράς στη γενική περίπτωση δεν είναι απλές συναρτήσεις των μεταβλητών κατάστασης και ελέγχου σε μία δεδομένη στιγμή, επειδή το σύστημα είναι δυναμικό και αλλάζει με το χρόνο. Ως εκ τούτου, τα κριτήρια εξαρτώνται από όλες τις τιμές των μεταβλητών σε ολόκληρο το χρονικό διάστημα (ορίζοντα) βελτιστοποίησης που θεωρείται κάθε φορά. Τέτοιες γενικευμένες συναρτήσεις είναι γνωστές ως συναρτησιακά και είναι συναρτήσεις άλλων συναρτήσεων σε όλο το πεδίο ορισμού τους. Συνήθως, τα κριτήρια συμπεριφοράς έχουν τη μορφή ολοκληρώματος κατάλληλων συναρτήσεων πάνω στο χρονικό ορίζοντα $[t_o, t_f]$ της βελτιστοποίησης και ελέγχου. Στις περιπτώσεις όπου το κριτήριο εκτείνεται σε άπειρο ορίζοντα επιζητείται προφανώς η μόνιμη λύση,

οπότε το πρόβλημα παύει ουσιαστικά να είναι δυναμικό και δεν έχουμε τη βελτιστοποίηση ενός συναρτησιακού αλλά μιας συνάρτησης των παραμέτρων του συστήματος και του ελεγκτή.

4.2 Το πρόβλημα του βέλτιστου ελέγχου

Θεωρούμε αρχικά το πρόβλημα του βέλτιστου ελέγχου για μη γραμμικά συστήματα συνεχούς χρόνου της μορφής

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \quad (4.1)$$

όπου $\mathbf{x} \in R^n$ και $\mathbf{u} \in R^m$ είναι το διάνυσμα μεταβλητών κατάστασης και εισόδων ελέγχου αντίστοιχα, ενώ στις συναρτήσεις $\mathbf{f}(\dots)$ αντιστοιχούν οι n μη γραμμικές εξισώσεις του συστήματος. Ο στόχος μας είναι να προσδιοριστεί το διάνυσμα ελέγχου $\mathbf{u}(t): t \in [t_o, t_f]$, έτσι ώστε να ελαχιστοποιηθεί η παρακάτω συνάρτηση κόστους:

$$J(\mathbf{x}, t) = \int_{t_o}^{t_f} L(\mathbf{x}, \mathbf{u}) d\tau \quad (4.2)$$

όπου t η εκάστοτε χρονική στιγμή, $[t_o, t_f]$ ο χρονικός ορίζοντας της βελτιστοποίησης, και $L(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ χαρακτηριστική συνάρτηση της συνάρτησης κόστους. Η έκφραση $L(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ στη σχέση (4.2) είναι πολύ γενική, και μπορεί να πάρει πολλές διαφορετικές μορφές ανάλογα με τον κατά περίπτωση εφαρμοζόμενο έλεγχο. Για παράδειγμα έχουμε τις παρακάτω επικρατέστερες περιπτώσεις:

- Πρόβλημα βέλτιστης παρακολούθησης ή βέλτιστου σερβομηχανισμού

Εάν ο στόχος του ελεγκτή είναι το διάνυσμα κατάστασης \mathbf{x} να συγκλίνει σε μία επιθυμητή τιμή \mathbf{x}_d , έχουμε την έκφραση $L(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \|\mathbf{x} - \mathbf{x}_d\|$, $L(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = (\mathbf{x} - \mathbf{x}_d)^T (\mathbf{x} - \mathbf{x}_d)$ ή $L(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = (\mathbf{x} - \mathbf{x}_d)^T \mathbf{Q} (\mathbf{x} - \mathbf{x}_d)$, όπου $\mathbf{Q} = \mathbf{Q}^T \geq 0$ μία συμμετρική, θετικά ημιορισμένη μήτρα η οποία επιλέγεται από το σχεδιαστή και περιέχει τα σχετικά βάρη που αποδίδονται στις μεταβλητές κατάστασης \mathbf{x} . Το διάνυσμα $\mathbf{e} = \mathbf{x} - \mathbf{x}_d$ είναι το σφάλμα παρακολούθησης, το οποίο φυσικά θέλουμε να είναι όσο γίνεται πιο μικρό.

- Πρόβλημα ελαχίστης ενέργειας

Εάν ο στόχος του ελεγκτή είναι να δαπανήσει ελάχιστη ενέργεια προκειμένου να επιτευχθεί το επιθυμητό αποτέλεσμα, έχουμε την έκφραση $L(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \|\mathbf{u}\|$, $L(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \mathbf{u}^T \mathbf{u}$, ή $L(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}$, όπου $\mathbf{R} = \mathbf{R}^T > 0$ μία συμμετρική θετικά ορισμένη μήτρα η οποία επιλέγεται από το σχεδιαστή και περιέχει τα σχετικά βάρη που αποδίδονται στο διάνυσμα εισόδων ελέγχου \mathbf{u} . Οι παραπάνω εκφράσεις έχουν να κάνουν με το γεγονός ότι το πρόβλημα ελαχιστοποίησης της καταναλισκόμενης ενέργειας ανάγεται στην ουσία σε πρόβλημα ελαχιστοποίησης της προσπάθειας που καταβάλλει ο έλεγχος, και άρα αρκεί να ελαχιστοποιήσουμε τις μεταβλητές εισόδων ελέγχου του συστήματος.

- Συνδυασμένο πρόβλημα βέλτιστης παρακολούθησης και ελαχίστης ενέργειας

Εάν ο στόχος του ελεγκτή είναι το διάνυσμα κατάστασης \mathbf{x} να συγκλίνει σε μία επιθυμητή τιμή \mathbf{x}_d δαπανώντας συγχρόνως την ελάχιστη κατά το δυνατόν ενέργεια, τότε έχουμε την έκφραση $L(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = (\mathbf{x} - \mathbf{x}_d)^T \mathbf{Q}(\mathbf{x} - \mathbf{x}_d) + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}$, όπου για τις μήτρες \mathbf{Q}, \mathbf{R} ισχύουν τα παραπάνω αναφερθέντα χαρακτηριστικά. Είναι προφανές ότι εάν επιθυμούμε να δώσουμε μεγαλύτερη βάση στην ακριβή παρακολούθηση επιθυμητών τιμών τότε η μήτρα \mathbf{Q} πρέπει να περιέχει σχετικά μεγάλες τιμές, ενώ αντίθετα εάν επιθυμούμε να δώσουμε μεγαλύτερη βάση στη δαπάνη ελαχίστης ενέργειας τότε η μήτρα \mathbf{R} πρέπει να περιέχει σχετικά μεγάλες τιμές.

- Πρόβλημα γραμμικού τετραγωνικού ελεγκτή (LQR)

Στην περίπτωση που το σύστημα είναι γραμμικό:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}$$

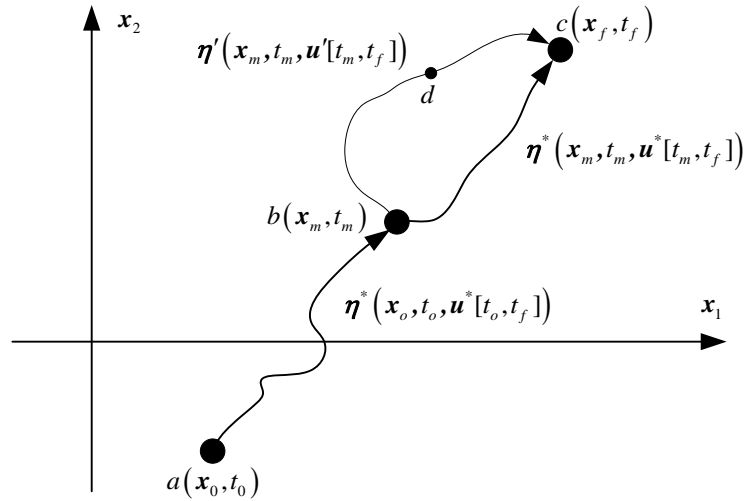
με επιθυμητή τιμή διανύσματος κατάστασης $\mathbf{x}_d = 0$, και η συνάρτηση κόστους τετραγωνική:

$$J(\mathbf{x}, t) = \int_{t_0}^{t_f} (\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}) d\tau$$

τότε το πρόβλημα βέλτιστου ελέγχου είναι γνωστό ως πρόβλημα γραμμικού τετραγωνικού ελεγκτή (LQR). Θα επανέλθουμε στο πρόβλημα αυτό στην παράγραφο 4.5.

4.3 Η αρχή του βελτίστου του Bellman

Η ελαχιστοποίηση της συνάρτησης κόστους $J(\mathbf{x}, t)$ μπορεί να γίνει είτε με τη μέθοδο της αρχής του μεγίστου (the maximum principle), που εισήγαγε ο Pontryagin [66],[75],[78], είτε με τη μέθοδο της αρχής του βελτίστου (the principle of optimality) που εισήγαγε ο Bellman [66],[75],[77],[78]. Εδώ θα εφαρμόσουμε τη δεύτερη μέθοδο, την οποία και εξηγούμε με τη βοήθεια του σχήματος 4.1. Στο σχήμα αυτό παρουσιάζεται μία τυχαία τροχιά ενός συστήματος δευτέρας τάξης στο χώρο φάσεων. Η τροχιά ξεκινά τη χρονική στιγμή t_0 , από την κατάσταση \mathbf{x}_0 . Οδηγούμενη από τον έλεγχο $\mathbf{u}(t): t \in [t_0, t_f]$, καταλήγει στην κατάσταση \mathbf{x}_f τη χρονική στιγμή t_f . Ας θεωρήσουμε \mathbf{x}_m την κατάσταση στην οποία θα έχει φτάσει η τροχιά σε κάποια χρονική στιγμή $t_m \in [t_0, t_f]$, με κόστος J_{ab} . Υποθέτουμε αρχικά ότι $\boldsymbol{\eta}^*(\mathbf{x}_0, t_0, \mathbf{u}^*[t_0, t_f])$ είναι η βέλτιστη τροχιά από το $a(\mathbf{x}_0, t_0)$ στο $c(\mathbf{x}_f, t_f)$ υπό το βέλτιστο έλεγχο $\mathbf{u}^*[t_0, t_f]$, με βέλτιστο κόστος J_{ac}^* . Θα δείξουμε, τότε, ότι η υπολειπόμενη τροχιά $\boldsymbol{\eta}^*(\mathbf{x}_m, t_m, \mathbf{u}^*[t_m, t_f])$ από το $b(\mathbf{x}_m, t_m)$ στο $c(\mathbf{x}_f, t_f)$ με κόστος J_{bc} είναι η βέλτιστη. Δηλαδή, θα δείξουμε ότι ο έλεγχος $\mathbf{u}^*[t_m, t_f]$, ο οποίος ταυτίζεται με το βέλτιστο έλεγχο $\mathbf{u}^*[t_0, t_f]$ στο χρονικό διάστημα $[t_m, t_f]$, είναι βέλτιστος, δηλαδή ότι $J_{ac}^* = J_{ab} + J_{bc}$.



Σχήμα 4.1: Αρχή του βελτίστου του Bellman

Εάν $u^*[t_m, t_f]$ δεν ήταν ο βέλτιστος έλεγχος και $\eta^*(x_m, t_m, u^*[t_m, t_f])$ δεν ήταν η βέλτιστη τροχιά από το $b(x_m, t_m)$ στο $c(x_f, t_f)$, τότε θα πρέπει να υπάρχει κάποιος άλλος βέλτιστος έλεγχος $u'[t_m, t_f]$ και η αντίστοιχη τροχιά $\eta'(x_m, t_m, u'[t_m, t_f])$, με κόστος $J_{bdc} < J_{bc}$, που έστω ότι διέρχεται από το σημείο d . Ας θεωρήσουμε $u''[t_o, t_f]$ έναν έλεγχο που ταυτίζεται με τον $u^*[t_o, t_f]$ στο χρονικό διάστημα $[t_o, t_m]$ και με τον $u'[t_m, t_f]$ στο χρονικό διάστημα $[t_m, t_f]$. Τότε, βάσει των παραπάνω θα είναι $J_{ab} + J_{bdc} < J_{ab} + J_{bc} = J_{ac}^*$, και άρα ο $u''[t_o, t_f]$ θα είναι ο βέλτιστος έλεγχος, που είναι άτοπο διότι το J_{ac}^* από την αρχική υπόθεση είναι το βέλτιστο κόστος. Η αρχή αυτή είναι γνωστή ως αρχή του βελτίστου του Bellman, η οποία συνοψίζεται στην εξής διατύπωση: Μία βέλτιστη πολιτική έχει την ιδιότητα οποιαδήποτε να είναι η αρχική κατάσταση του συστήματος και η αρχική τροχιά που υπαγορεύεται στο πρώτο βήμα από το βέλτιστο έλεγχο (αρχική απόφαση), η υπολειπόμενη τροχιά (υπόλοιπες αποφάσεις) να συνιστά μία βέλτιστη πολιτική σε σχέση με την κατάσταση η οποία απορρέει από την αρχική απόφαση.

4.4 Εφαρμογή της αρχής του βελτίστου σε συστήματα συνεχούς χρόνου

Θα εφαρμόσουμε την αρχή του βελτίστου του Bellman για να λύσουμε το πρόβλημα του βελτίστου ελέγχου για μη γραμμικά συστήματα συνεχούς χρόνου της μορφής (4.1). Θεωρούμε αρχικά την τυχαία χρονική στιγμή t , τη μελλοντική στιγμή $t + \Delta t$ η οποία είναι κοντινή της t , υπό την έννοια ότι $\Delta t \rightarrow 0$, και την τελική στιγμή του ορίζοντα βελτιστοποίησης t_f . Σύμφωνα με την αρχή του βελτίστου, η βελτιστοποίηση μπορεί να γίνει σε δύο στάδια: α) από t μέχρι $t + \Delta t$, και β) από $t + \Delta t$ μέχρι t_f . Θεωρούμε τον έλεγχο που εφαρμόζεται στο πρώτο στάδιο, δηλαδή στο χρονικό διάστημα $[t, t + \Delta t)$. Βάσει της σχέσης (4.2), η συνάρτηση κόστους μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$J(\mathbf{x}, t) = \int_t^{t_f} L(\mathbf{x}, \mathbf{u}) d\tau = \int_t^{t+\Delta t} L(\mathbf{x}, \mathbf{u}) d\tau + \int_{t+\Delta t}^{t_f} L(\mathbf{x}, \mathbf{u}) d\tau \Leftrightarrow$$

$$J(\mathbf{x}, t) = \int_t^{t+\Delta t} L(\mathbf{x}, \mathbf{u}) d\tau + J(\mathbf{x} + \Delta \mathbf{x}, t + \Delta t) \quad (4.3)$$

όπου $\mathbf{x} + \Delta \mathbf{x}$ είναι το διάνυσμα κατάστασης τη χρονική στιγμή $t + \Delta t$, ενώ το $\Delta \mathbf{x}$, στο όριο $\Delta t \rightarrow 0$, μπορεί να υπολογιστεί από την παρακάτω σχέση:

$$\frac{\Delta \mathbf{x}^{\Delta t \rightarrow 0}}{\Delta t} \rightarrow \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \quad (4.4)$$

Εάν με το σύμβολο $*$ δηλώσουμε το ελάχιστο (βέλτιστο) κόστος που επιτυγχάνεται με την εφαρμογή του βέλτιστου ελέγχου, τότε βάσει της αρχής του βελτίστου έχουμε:

$$J^*(\mathbf{x}, t) = \min_{\mathbf{u}(t) \in R^m, t \leq \tau \leq t + \Delta t} \left\{ \int_t^{t+\Delta t} L(\mathbf{x}, \mathbf{u}) d\tau + J^*(\mathbf{x} + \Delta \mathbf{x}, t + \Delta t) \right\} \quad (4.5)$$

Η σχέση (4.5) δηλώνει ακριβώς ότι εάν γνωρίζουμε το βέλτιστο κόστος στο διάστημα $[t, t_f]$, και το αντίστοιχο τμήμα του στο διάστημα $[t + \Delta t, t_f]$, τότε και το υπολειπόμενο κόστος στο διάστημα $[t, t + \Delta t]$ αναγκαστικά είναι βέλτιστο (αρχή βελτίστου). Στην εξίσωση (4.5), μπορούμε να κάνουμε την προσέγγιση

$$\int_t^{t+\Delta t} L(\mathbf{x}, \mathbf{u}) d\tau = L(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \Delta t \quad (4.6)$$

στο όριο $\Delta t \rightarrow 0$. Επίσης, αναπτύσσοντας σε σειρά Taylor τον όρο $J^*(\mathbf{x} + \Delta \mathbf{x}, t + \Delta t)$ και αμελώντας τους όρους ανώτερης τάξης, έχουμε:

$$J^*(\mathbf{x} + \Delta \mathbf{x}, t + \Delta t) = J^*(\mathbf{x}, t) + \left(\frac{\partial J^*}{\partial \mathbf{x}} \right)^T \Delta \mathbf{x} + \frac{\partial J^*}{\partial t} \Delta t \quad (4.7)$$

Αντικαθιστώντας στην εξίσωση (4.5) τις (4.6), (4.7) έχουμε:

$$J^*(\mathbf{x}, t) = \min_{\mathbf{u}(t) \in R^m, t \leq \tau \leq t + \Delta t} \left\{ L(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \Delta t + J^*(\mathbf{x}, t) + \left(\frac{\partial J^*}{\partial \mathbf{x}} \right)^T \Delta \mathbf{x} + \frac{\partial J^*}{\partial t} \Delta t \right\} \quad (4.8)$$

Δεδομένου τώρα ότι οι όροι $J^*(\mathbf{x}, t)$ και $\frac{\partial J^*}{\partial t} \Delta t$ είναι ανεξάρτητοι του διανύσματος ελέγχου

$\mathbf{u}(\tau) \in R^m, t \leq \tau \leq t + \Delta t$, η παραπάνω εξίσωση μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$J^*(\mathbf{x}, t) = J^*(\mathbf{x}, t) + \frac{\partial J^*}{\partial t} \Delta t + \min_{\mathbf{u}(t) \in R^m, t \leq \tau \leq t + \Delta t} \left\{ L(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \Delta t + \left(\frac{\partial J^*}{\partial \mathbf{x}} \right)^T \Delta \mathbf{x} \right\} \Leftrightarrow$$

$$-\frac{\partial J^*}{\partial t} \Delta t = \min_{\mathbf{u}(t) \in R^m, t \leq \tau \leq t + \Delta t} \left\{ L(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \Delta t + \left(\frac{\partial J^*}{\partial \mathbf{x}} \right)^T \Delta \mathbf{x} \right\} \Leftrightarrow$$

$$-\frac{\partial J^*}{\partial t} = \min_{\mathbf{u}(t) \in R^m, t \leq \tau \leq t + \Delta t} \left\{ L(\mathbf{x}, \mathbf{u}) + \left(\frac{\partial J^*}{\partial \mathbf{x}} \right)^T \frac{\Delta \mathbf{x}}{\Delta t} \right\} \quad (4.9)$$

Υπολογίζοντας το όριο για $\Delta t \rightarrow 0$ στην παραπάνω εξίσωση, και λαμβάνοντας υπόψη τη σχέση (4.4), παίρνουμε την παρακάτω συναρτησιακή εξίσωση:

$$-\frac{\partial J^*}{\partial t} = \min_{u(t) \in R^m} \left\{ L(\mathbf{x}, \mathbf{u}) + \left(\frac{\partial J^*}{\partial \mathbf{x}} \right)^T \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \right\} \quad (4.10)$$

Εάν θέσουμε

$$H(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = L(\mathbf{x}, \mathbf{u}) + \left(\frac{\partial J^*}{\partial \mathbf{x}} \right)^T \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \quad (4.11)$$

τότε η συναρτησιακή εξίσωση (4.10) μπορεί να γραφεί στην παρακάτω μορφή:

$$-\frac{\partial J^*}{\partial t} = \min_{u(t) \in R^m} H(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \quad (4.12)$$

Η εξίσωση (4.12) είναι γνωστή ως εξίσωση Hamilton – Jacobi – Bellman, η δε συνάρτηση $H(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ που δίνεται από τη σχέση (4.11) ονομάζεται συνάρτηση του Hamilton (Χαμιλτονιανή). Η λύση της εξίσωσης Hamilton – Jacobi – Bellman μας δίνει τόσο το διάνυσμα βέλτιστου ελέγχου $\mathbf{u}^*(t) \in R^m$ σε κάθε χρονική στιγμή t όσο και το βέλτιστο κόστος $J^*(\mathbf{x}, t)$. Εάν το σύστημα είναι γραμμικό, και το κόστος δευτεροβάθμιο (τετραγωνικό), τότε η εξίσωση αυτή ανάγεται σε μία διαφορική εξίσωση Riccati. Στη γενική περίπτωση, για την επίλυσή της καταφεύγουμε συνήθως σε υπολογιστικούς αλγορίθμους.

4.5 Το πρόβλημα του γραμμικού τετραγωνικού ελεγκτή

Στην παράγραφο 4.2 αναφέραμε ότι το πρόβλημα του γραμμικού τετραγωνικού ελεγκτή (LQR), στην περίπτωση των συστημάτων συνεχούς χρόνου, είναι ένα πρόβλημα βέλτιστου ελέγχου που αναφέρεται σε γραμμικά συστήματα της μορφής

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (4.13)$$

και στόχος του είναι να βρεθεί το διάνυσμα ελέγχου $\mathbf{u}^*(t) \in R^m$ που ελαχιστοποιεί την παρακάτω τετραγωνική συνάρτηση κόστους:

$$J(\mathbf{x}, t) = \int_t^{t_f} (\mathbf{x}^T \mathbf{Q}\mathbf{x} + \mathbf{u}^T \mathbf{R}\mathbf{u}) d\tau \quad (4.14)$$

όπου $\mathbf{Q} = \mathbf{Q}^T \geq 0$ μία συμμετρική, θετικά ημιορισμένη μήτρα, και $\mathbf{R} = \mathbf{R}^T > 0$ μία συμμετρική θετικά ορισμένη μήτρα, οι οποίες επιλέγονται από το σχεδιαστή του ελεγκτή.

Προκειμένου να λύσουμε το LQR πρόβλημα υποθέτουμε αρχικά ότι το βέλτιστο κόστος είναι επίσης τετραγωνικό:

$$J^*(\mathbf{x}, t) = \mathbf{x}^T \mathbf{P}(t) \mathbf{x} \quad (4.15)$$

όπου $\mathbf{P}(t) = \mathbf{P}(t)^T \geq 0$ μία συμμετρική, θετικά ημιορισμένη μητρική συνάρτηση του χρόνου t .

Παραγωγίζοντας ως προς το χρόνο τη σχέση (4.15) έχουμε:

$$\frac{\partial J^*}{\partial t} = \mathbf{x}^T \dot{\mathbf{P}}(t) \mathbf{x} \quad (4.16)$$

Το διάνυσμα βέλτιστου ελέγχου $\mathbf{u}^*(t) \in R^m$ ικανοποιεί την εξίσωση Hamilton – Jacobi – Bellman (4.12):

$$-\frac{\partial J^*}{\partial t} = \min_{u(t) \in R^m} H(x, u)$$

Η χαμιλτονιανή συνάρτηση είναι:

$$H(x, u) = L(x, u) + \left(\frac{\partial J^*}{\partial x} \right)^T f(x, u) = x^T Qx + u^T Ru + \left(\frac{\partial (x^T P(t)x)}{\partial x} \right)^T \dot{x} \Leftrightarrow$$

$$H(x, u) = x^T Qx + u^T Ru + x^T P(t)\dot{x} + \dot{x}^T P(t)x \quad (4.17)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τη δυναμική του συστήματος (4.13), προκύπτει τελικά ότι η χαμιλτονιανή συνάρτηση δίνεται από την παρακάτω έκφραση:

$$H(x, u) = x^T Qx + u^T Ru + x^T P(t)(Ax + Bu) + (Ax + Bu)^T P(t)x \quad (4.18)$$

Για να υπολογίσουμε τώρα το $\min_{u(t) \in R^m} H(x, u)$ που εμφανίζεται στην εξίσωση Hamilton – Jacobi – Bellman παραγωγίζουμε ως προς u την (4.18):

$$\left. \frac{\partial H(x, u)}{\partial u} \right|_{u=u^*} = 0 \Leftrightarrow$$

$$2Ru^* + 2B^T P(t)x = 0 \quad (4.19)$$

Η εξίσωση (4.19) δίνει το διάνυσμα βέλτιστου ελέγχου:

$$u^* = -R^{-1}B^T P(t)x \quad (4.20)$$

Αντικαθιστώντας το u^* στη σχέση (4.18) υπολογίζουμε το $\min_{u(t) \in R^m} H(x, u)$:

$$\begin{aligned} \min_{u(t) \in R^m} H(x, u) &= \min_{u(t) \in R^m} \{x^T Qx + u^T Ru + x^T P(t)(Ax + Bu) + (Ax + Bu)^T P(t)x\} \\ &= x^T Qx + u^{*T} Ru^* + x^T P(t)(Ax + Bu^*) + (Ax + Bu^*)^T P(t)x \\ &= x^T Qx + u^{*T} Ru^* + x^T P(t)Ax + x^T P(t)Bu^* + x^T A^T P(t)x + u^{*T} B^T P(t)x \\ &\stackrel{(4.20)}{=} x^T Qx + (-R^{-1}B^T P(t)x)^T R(-R^{-1}B^T P(t)x) + x^T P(t)Ax + x^T P(t)B(-R^{-1}B^T P(t)x) \\ &\quad + x^T A^T P(t)x + (-R^{-1}B^T P(t)x)^T B^T P(t)x \\ &\stackrel{P(t)=P(t)^T}{=} x^T Qx - x^T P(t)BR^{-1}R(-R^{-1}B^T P(t)x) + x^T P(t)Ax - x^T P(t)BR^{-1}B^T P(t)x \\ &\quad + x^T A^T P(t)x - x^T P(t)BR^{-1}B^T P(t)x \\ &= x^T Qx + x^T P(t)BR^{-1}B^T P(t)x + x^T P(t)Ax - x^T P(t)BR^{-1}B^T P(t)x \\ &\quad + x^T A^T P(t)x - x^T P(t)BR^{-1}B^T P(t)x \\ &= x^T Qx - x^T P(t)BR^{-1}B^T P(t)x + x^T P(t)Ax + x^T A^T P(t)x \Leftrightarrow \\ \min_{u(t) \in R^m} H(x, u) &= x^T (Q - P(t)BR^{-1}B^T P(t) + P(t)A + A^T P(t))x \quad (4.21) \end{aligned}$$

Αντικαθιστώντας τώρα τις σχέσεις (4.16), και (4.21) στην εξίσωση Hamilton – Jacobi – Bellman (4.12) έχουμε:

$$-x^T \dot{P}(t)x = x^T (Q - P(t)BR^{-1}B^T P(t) + P(t)A + A^T P(t))x \Leftrightarrow$$

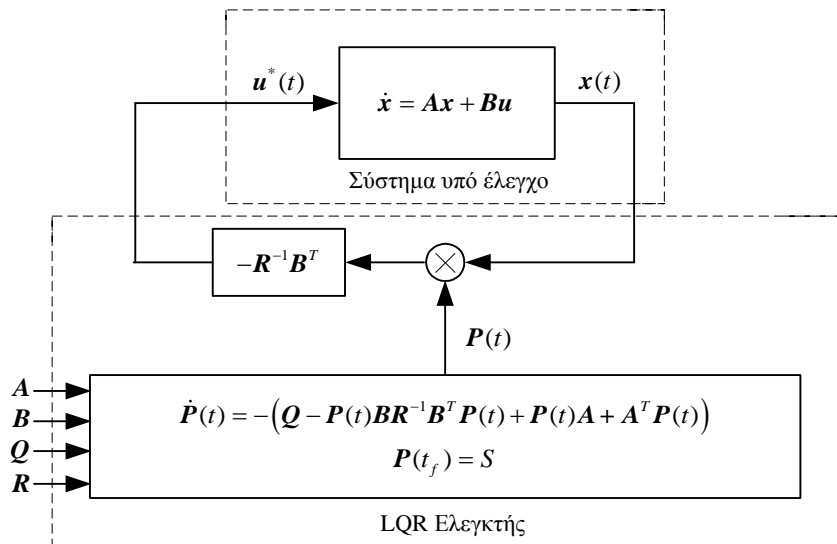
$$\dot{P}(t) = -(Q - P(t)BR^{-1}B^T P(t) + P(t)A + A^T P(t)) \quad (4.22)$$

Η εξίσωση αυτή είναι γνωστή ως μητρική διαφορική εξίσωση Riccati, με άγνωστη τη μήτρα $P(t)$. Η απαιτούμενη οριακή συνθήκη για την επίλυσή της βρίσκεται από τη σχέση:

$$J^*(x, t_f) = x^T P(t_f) x = x^T S x \Leftrightarrow P(t_f) = S \tag{4.23}$$

Ολοκληρώνοντας την (4.22) σε αντίστροφο χρόνο, από t_f μέχρι t_o , βρίσκουμε τη μήτρα $P(t), t \in [t_o, t_f]$, και αντικαθιστώντας την στις σχέσεις (4.20), (4.15) υπολογίζουμε αντίστοιχα το διάνυσμα βέλτιστου ελέγχου $u^*(t)$, και το βέλτιστο κόστος $J^*(x, t)$. Η εξίσωση Riccati συνήθως λύνεται με τη βοήθεια ηλεκτρονικού υπολογιστή, σπανίως αναλυτικά. Η προς τα πίσω ολοκλήρωση μπορεί να αποφευχθεί εάν κάνουμε την αλλαγή μεταβλητών $\tau = t_f - t$, οπότε στην περίπτωση αυτή η αρχική πλέον συνθήκη θα είναι $P(0) = S$.

Ο ελεγκτής (4.20) με τη μήτρα $P(t)$ περιγραφόμενη από την εξίσωση Riccati (4.22), (4.23), είναι ο ζητούμενος γραμμικός τετραγωνικός ελεγκτής (LQR). Το διάγραμμα βαθμίδων του βέλτιστου γραμμικού τετραγωνικού ελεγκτή φαίνεται στο σχήμα 4.2:



Σχήμα 4.2: Διάγραμμα βαθμίδων του LQR ελεγκτή

Με βάση τα παραπάνω, και το διάγραμμα βαθμίδων του σχήματος 4.2, η σχεδίαση του LQR ελεγκτή συνοψίζεται στα εξής βήματα:

- 1) Επιλογή των μητρών Q , και R
- 2) Επίλυση της διαφορικής εξίσωσης Riccati (4.22), (4.23) σε αντίστροφο χρόνο, από t_f μέχρι t_o . Η επίλυση μπορεί να γίνει off – line και η μήτρα $P(t)$ αποθηκεύεται στη μνήμη ηλεκτρονικού υπολογιστή.
- 3) Υπολογισμός του διανύσματος LQR ελέγχου $u^*(t)$ από την (4.20) σε ευθύ χρόνο, χρησιμοποιώντας τις τιμές της μήτρας $P(t)$ από τη μνήμη.

- 4) Αξιολόγηση της συμπεριφοράς του συστήματος με προσομοίωση και εάν δεν πληροί τις επιθυμητές προδιαγραφές επιλογή νέων τιμών για τις μήτρες \mathbf{Q} , και \mathbf{R} , και επανάληψη των βημάτων 2 έως 4.

Η επίλυση της διαφορικής εξίσωσης Riccati δεν είναι σε καμία περίπτωση μία τετριμμένη διαδικασία, και σίγουρα αποτελεί βαρύ υπολογιστικό φορτίο. Εντούτοις, μπορούμε να απλοποιήσουμε την εξίσωση εάν θεωρήσουμε άπειρο ορίζοντα βελτιστοποίησης, ότι δηλαδή ο τελικός χρόνος $t_f \rightarrow \infty$, οπότε η συνάρτηση κόστους (4.14) παίρνει για $t = t_o = 0$ την παρακάτω μορφή:

$$J(\mathbf{x}) = \int_0^{\infty} (\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}) d\tau \quad (4.24)$$

Στην περίπτωση αυτή, η μήτρα $\mathbf{P}(t) = \mathbf{P}$ είναι μία σταθερή μήτρα, αφού $\dot{\mathbf{P}}(t) = 0$ για $t \rightarrow \infty$. Εάν, ακόμα, το σύστημα είναι χρονικά αμετάβλητο, δηλαδή οι μήτρες \mathbf{A} και \mathbf{B} είναι σταθερές, και εάν οι μήτρες \mathbf{Q} και \mathbf{R} είναι επίσης σταθερές, η διαφορική εξίσωση Riccati (4.22) μεταπίπτει στην παρακάτω αλγεβρική εξίσωση:

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} + \mathbf{Q} - \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} = 0 \quad (4.25)$$

Η εξίσωση (4.25) είναι γνωστή ως αλγεβρική εξίσωση Riccati. Στην περίπτωση αυτή, ο βέλτιστος LQR ελεγκτής απείρου ορίζοντα (4.20) παίρνει τη μορφή:

$$\mathbf{u}^* = -\mathbf{K} \mathbf{x} \quad (4.26)$$

με σταθερή μήτρα κερδών

$$\mathbf{K} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \quad (4.27)$$

όπου \mathbf{P} η λύση της αλγεβρικής εξίσωσης Riccati (4.25). Η μήτρα κέρδους (4.27) δίνει ένα LQR ελεγκτή στατικής ανατροφοδότησης κατάστασης.

4.6 Συνθήκες ευστάθειας κλειστού συστήματος γραμμικού τετραγωνικού ελεγκτή

Στο πρόβλημα βέλτιστου ελέγχου γραμμικών συστημάτων με τετραγωνικό κόστος άπειρου ορίζοντα ο νόμος ελέγχου μπορεί να οδηγεί ή να μην οδηγεί σε ασταθές σύστημα κλειστού βρόχου (ενώ η συνάρτηση κόστους μπορεί να παίρνει πεπερασμένες τιμές). Αυτό εξαρτάται τόσο από τη δομή (\mathbf{A}, \mathbf{B}) του υπό έλεγχο συστήματος όσο και από τη μήτρα βάρους \mathbf{Q} του διανύσματος κατάστασης. Βασική όμως απαίτηση είναι η εξασφάλιση της ασυμπτωτικής ευστάθειας του κλειστού συστήματος.

Γνωρίζουμε ότι το γραμμικό σύστημα συνεχούς χρόνου $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u}$, με $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$ και $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^m$ είναι σταθεροποιήσιμο εάν το διάνυσμα ελέγχου \mathbf{u} μπορεί να επιλεγεί έτσι ώστε όλοι οι πόλοι (ιδιοτιμές) του κλειστού συστήματος να είναι ευσταθείς [67]. Η σταθεροποιησιμότητα του ζεύγους (\mathbf{A}, \mathbf{B}) είναι πιο ασθενής απαίτηση από την ελεγχιμότητα του συστήματος, αφού ένα μη ελεγχίμο στην κατάσταση σύστημα μπορεί να σταθεροποιηθεί εάν οι μη ελεγχίμες συνιστώσες του διανύσματος κατάστασης είναι ευσταθείς. Γνωρίζουμε επίσης ότι το σύστημα $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u}$, με έξοδο

$y = Cx + Du$, $y \in R^p$, είναι παρατηρήσιμο από την έξοδο εάν ολόκληρο το διάνυσμα κατάστασης μπορεί να εκτιμηθεί από μετρήσεις μόνο της εξόδου y [67].

Το παρακάτω θεώρημα καθορίζει τις απαιτούμενες συνθήκες ώστε να εξασφαλίζεται η ασυμπτωτική ευστάθεια του κλειστού συστήματος του LQR ελεγκτή:

Θεώρημα 4.1 [75]: Για το LQR πρόβλημα του γραμμικού συστήματος συνεχούς χρόνου $\dot{x} = Ax + Bu$ με συνάρτηση κόστους $J(x) = \int_0^{\infty} (x^T Qx + u^T Ru) d\tau$, όπου οι μήτρες $Q \geq 0$, $R > 0$, το ζεύγος (A, B)

είναι σταθεροποιήσιμο, και το ζεύγος (A, \sqrt{Q}) είναι παρατηρήσιμο, οι παρακάτω προτάσεις είναι ισοδύναμες:

- α) Υπάρχει μία μοναδική συμμετρική θετικά ορισμένη μόνιμη λύση $P = \lim_{t \rightarrow \infty} P(t)$ της διαφορικής εξίσωσης Riccati (4.22).
- β) Η P είναι η μοναδική συμμετρική θετικά ορισμένη λύση της αλγεβρικής εξίσωσης Riccati (4.25).
- γ) Με την εφαρμογή του βέλτιστου ελεγκτή $u^* = -Kx$, $K = R^{-1}B^T P$, το κλειστό σύστημα $\dot{x} = Ax + Bu^* = (A - BR^{-1}B^T P)x$ είναι ασυμπτωτικά ευσταθές.

Απόδειξη [75]: Η ασυμπτωτική ευστάθεια στην περίπτωση που ισχύουν οι προϋποθέσεις του θεωρήματος 4.1, δηλαδή η ισχύς της πρότασης (γ) δεδομένων των υποθέσεων $Q \geq 0, R > 0$ και των προτάσεων (α) και (β) στηρίζεται στη θεώρηση της υποψήφιας συνάρτησης Lyapunov του κλειστού συστήματος:

$$V[(x(t))] = \frac{1}{2} x^T P x \tag{4.28}$$

Ο βέλτιστος LQR ελεγκτής δίνεται από τις σχέσεις (4.26), (4.27) και το κλειστό σύστημα λαμβάνει την ακόλουθη μορφή:

$$\dot{x} = Ax + Bu^* = (A - BR^{-1}B^T P)x \tag{4.29}$$

Δεδομένης της υπόθεσης ότι η αλγεβρική εξίσωση Riccati (4.25) έχει μία μοναδική θετικά ορισμένη λύση P , το σύστημα (4.13) και το κόστος (4.24) θα πρέπει να ικανοποιούν τις προϋποθέσεις του θεωρήματος 4.1 περί σταθεροποιησιμότητας του ζεύγους (A, B) και παρατηρησιμότητας του ζεύγους (A, \sqrt{Q}) . Παραγωγίζοντας την (4.28) και λαμβάνοντας υπόψη τόσο τις σχέσεις (4.13), (4.26), (4.27) όσο και το γεγονός ότι η μήτρα P είναι συμμετρική ($P = P^T$), έχουμε:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \frac{1}{2} x^T P \dot{x} + \frac{1}{2} \dot{x}^T P x \\ &= \frac{1}{2} x^T P (A - BR^{-1}B^T P)x + \frac{1}{2} x^T (A - PBR^{-1}B^T) P x \\ &= \frac{1}{2} x^T (A^T P + PA - PBR^{-1}B^T P)x - \frac{1}{2} x^T PBR^{-1}B^T P x \end{aligned} \tag{4.30}$$

Λόγω τώρα των (4.25), (4.26), (4.27), η (4.30) γράφεται ως εξής:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} - \frac{1}{2} (\mathbf{u}^*)^T \mathbf{R} \mathbf{u}^* < 0 \quad (4.31)$$

όπου το αρνητικό πρόσημο της \dot{V} εξασφαλίζεται από τις επιλογές $\mathbf{Q} \geq 0, \mathbf{R} > 0$. Αφού λοιπόν $\dot{V} < 0$, η συνάρτηση V είναι συνάρτηση Lyapunov του κλειστού βέλτιστου συστήματος (4.29), κι επομένως το τελευταίο είναι πράγματι ασυμπτωτικά ευσταθές.

Παρατηρήσεις:

- Το θεώρημα αυτό είναι σημαντικό επειδή προσδιορίζει την ευστάθεια του κλειστού συστήματος με βάση τις ιδιότητες του υπό έλεγχο ανοικτού συστήματος και τη δομή της μήτρας \mathbf{Q} , η οποία δίνεται ως παράμετρος σχεδίασης. Η παρατηρησιμότητα του ζεύγους $(\mathbf{A}, \sqrt{\mathbf{Q}})$ εξασφαλίζει ότι όλες οι μεταβλητές κατάστασης υπεισέρχονται στη συνάρτηση κόστους J , και άρα συμβάλλουν στον καθορισμό της τιμής της. Διαφορετικά, μπορεί η J να έχει πεπερασμένη τιμή χωρίς απαραίτητα όλοι οι πόλοι του ανοικτού συστήματος να είναι ευσταθείς. Οι πόλοι του κλειστού συστήματος εξαρτώνται από την επιλογή των μητρών $\mathbf{Q} \geq 0, \mathbf{R} > 0$, με $(\mathbf{A}, \sqrt{\mathbf{Q}})$ παρατηρήσιμο. Έτσι, κατά τη διάρκεια της σχεδίασης μέσω ηλεκτρονικού υπολογιστή μπορούμε να αλλάζουμε τις μήτρες \mathbf{Q} και \mathbf{R} μέχρις ότου οι χρονικές αποκρίσεις που δίνει η προσομοίωση για το κλειστό σύστημα να πληρούν τις προδιαγραφές του ελέγχου.
- Το θεώρημα 4.1 μας παρέχει μία μέθοδο επιλογής της μήτρας \mathbf{K} ενός ελεγκτή στατικής ανατροφοδότησης κατάστασης $\mathbf{u} = -\mathbf{K}\mathbf{x}$ για σταθεροποίηση του συστήματος $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}$. Το συμπέρασμα αυτό καθιστά τον LQR ελεγκτή μία από τις καταλληλότερες επιλογές στην περίπτωση των συστημάτων με πολλές εισόδους και πολλές εξόδους (**MIMO** – **M**ultiple **I**nput **M**ultiple **O**utput). Ο πολυμεταβλητός LQR έλεγχος (multivariable LQR control) είναι από τους πλέον συστηματικούς και ευρέως χρησιμοποιούμενους ελέγχους ανατροφοδότησης κατάστασης.
- Στην πράξη, παρά το γεγονός ότι ο χρονικός ορίζοντας $[t_o, t_f]$ του ελέγχου είναι πεπερασμένος, χρησιμοποιείται συνήθως η μόνιμη τιμή \mathbf{P} της μήτρας $\mathbf{P}(t)$ και όχι η χρονικά μεταβαλλόμενη τιμή της. Το θεώρημα 4.1 εξασφαλίζει την ευστάθεια του συστήματος, και το μόνο που μειώνεται είναι η βελτιστότητα. Ο ελεγκτής με τη σταθερή μήτρα \mathbf{P} είναι υπό – βέλτιστος. Το κέρδος όμως από πλευράς υπολογιστικού φορτίου είναι μεγάλο. Εξάλλου, όσο μεγαλώνει ο χρόνος τόσο η $\mathbf{P}(t)$ τείνει στην τιμή \mathbf{P} , οπότε η επιλογή της μήτρας \mathbf{P} γίνεται καλύτερη. Τα δύο βασικά πλεονεκτήματα από τη χρήση της σταθερής τιμής \mathbf{P} είναι: α) η εξασφάλιση της ευστάθειας ακόμα και για πολύπλοκα συστήματα MIMO και β) υπάρχουν έτοιμες ρουτίνες για τον υπολογισμό της \mathbf{P} .

4.7 Προσθήκη ολοκληρωτικής δράσης για την εφαρμογή του γραμμικού τετραγωνικού ελεγκτή σε προβλήματα σύγκλισης με βηματικές αλλαγές στις επιθυμητές τιμές και απόρριψης βηματικών μεταβολών γνωστών διαταραχών

Στην περίπτωση που επιθυμούμε οι έξοδοι του συστήματος να συγκλίνουν με ακρίβεια στις νέες τιμές τους σε περίπτωση βηματικών μεταβολών στις επιθυμητές τιμές και ταυτόχρονα να απορρίπτονται βηματικές μεταβολές σε γνωστές διαταραχές του συστήματος, είναι απαραίτητο να λάβουμε υπόψη το ολοκλήρωμα του σφάλματος ανάμεσα στην πραγματική τιμή των εξόδων και την αντίστοιχη επιθυμητή τιμή τους [67],[78]-[80],[82]. Η θεώρηση αυτή είναι απαραίτητη, διότι ο LQR ελεγκτής, όπως και κάθε ελεγκτής ανατροφοδότησης κατάστασης παράγει αποκλειστικά αναλογικά κέρδη, και όπως είναι γνωστό σε βηματικές αλλαγές των επιθυμητών τιμών θα υπάρξει αναπόφευκτα κάποιο μόνιμο σφάλμα θέσης. Λαμβάνοντας υπόψη ότι οι ελεγκτές ανατροφοδότησης κατάστασης είναι πολυμεταβλητοί ελεγκτές, δηλαδή ελέγχουν όλο το σύστημα συνολικά, μπορούμε να εισάγουμε την ολοκληρωτική δράση επαυξάνοντας (augmentation) [67] το διάνυσμα των μεταβλητών κατάστασης με το ολοκλήρωμα των σφαλμάτων των εξόδων του συστήματος.

Έστω το γραμμικό σύστημα συνεχούς χρόνου με εξισώσεις κατάστασης:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{D}\mathbf{w} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (4.32)$$

όπου \mathbf{w} το διάνυσμα των γνωστών διαταραχών με αντίστοιχο πίνακα \mathbf{D} . Έστω επίσης το σφάλμα \mathbf{e} ανάμεσα στη μετρούμενη έξοδο \mathbf{y} και την αντίστοιχη αναφορά της \mathbf{y}_d

$$\mathbf{e} = \mathbf{y} - \mathbf{y}_d \quad (4.33)$$

Επαυξάνουμε το διάνυσμα κατάστασης εισάγοντας ως νέα μεταβλητή κατάστασης \mathbf{x}_I το ολοκλήρωμα (I: integral) στο χρόνο του σφάλματος (4.33), το οποίο ικανοποιεί τη διαφορική εξίσωση:

$$\dot{\mathbf{x}}_I = \mathbf{e} = \mathbf{y} - \mathbf{y}_d \stackrel{(4.32)}{=} \mathbf{C}\mathbf{x} - \mathbf{y}_d \quad (4.34)$$

Ολοκληρώνοντας στο χρόνο την (4.34) παίρνουμε τη νέα μεταβλητή κατάστασης:

$$\mathbf{x}_I = \int_t \mathbf{e} dt \quad (4.35)$$

Οι επαυξημένες εξισώσεις κατάστασης γίνονται:

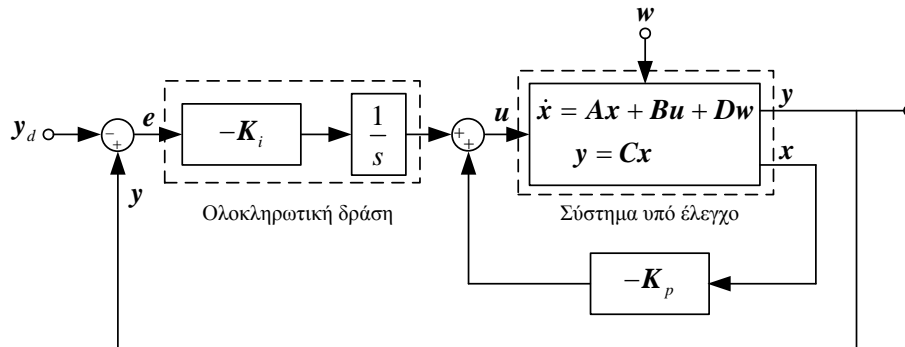
$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{\mathbf{x}}_I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ \mathbf{C} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{u} - \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \mathbf{y}_d + \begin{bmatrix} \mathbf{D} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{w} \quad (4.36)$$

ενώ ο νόμος ελέγχου ανατροφοδότησης κατάστασης στην περίπτωση αυτή γίνεται:

$$\mathbf{u} = - \begin{bmatrix} \mathbf{K}_p & \mathbf{K}_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_I \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

Επαυξάνοντας, λοιπόν, το διάνυσμα κατάστασης με την (4.35), και σχεδιάζοντας τον LQR ελεγκτή (ή οποιοδήποτε άλλο ελεγκτή ανατροφοδότησης κατάστασης) για το επαυξημένο (augmented) μοντέλο κατάστασης, εισάγουμε ουσιαστικά και την ολοκληρωτική δράση \mathbf{K}_i πέραν της κλασικής αναλογικής \mathbf{K}_p , αφού από τις (4.35), (4.37) έπεται ότι $\mathbf{u} = -\mathbf{K}_i \int_t \mathbf{e} dt - \mathbf{K}_p \mathbf{x}$. Η ολοκληρωτική δράση εξαλείφει το

μόνιμο σφάλμα θέσης και ως εκ τούτου με την παραπάνω τεχνική μπορούμε να επιτύχουμε ακριβή σύγκλιση των εξόδων του συστήματος ακόμα και στην περίπτωση βηματικών μεταβολών στις επιθυμητές τιμές, ενώ ταυτόχρονα είναι δυνατή η απόρριψη βηματικών μεταβολών σε γνωστές διαταραχές του συστήματος. Το διάγραμμα βαθμίδων του LQR ελεγκτή ανατροφοδότησης κατάστασης με την προσθήκη του ολοκληρωτικού ελέγχου του σφάλματος φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 4.3:



Σχήμα 4.3: Διάγραμμα βαθμίδων LQR ελεγκτή ανατροφοδότησης κατάστασης με προσθήκη ολοκληρωτικού ελέγχου

Θεωρώντας ως εξόδους όλες τις μεταβλητές κατάστασης του συστήματος ($C = I$), τα βήματα σχεδίασης συνοψίζονται παρακάτω:

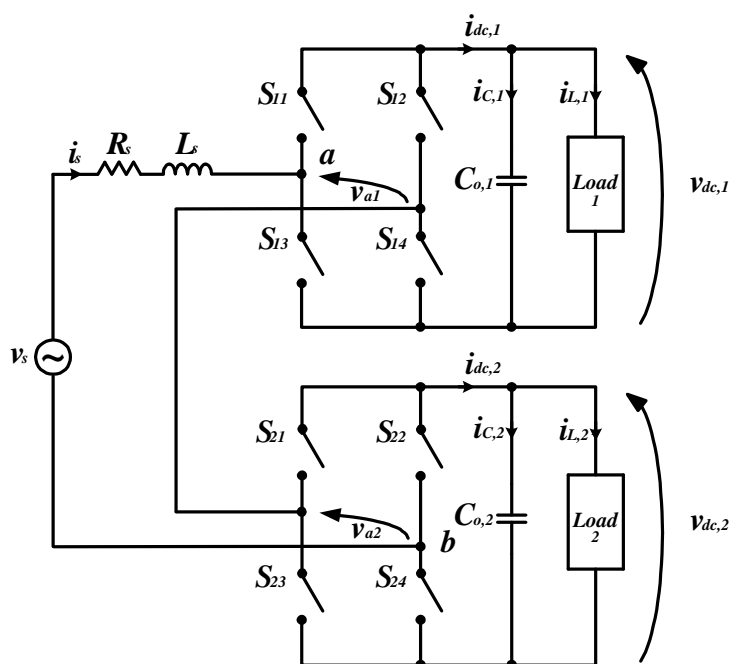
- 1) Επαύξηση του διανύσματος κατάστασης με τα ολοκληρώματα των σφαλμάτων των μεταβλητών κατάστασης για τις οποίες θέλουμε να επιτύχουμε μηδενικό μόνιμο σφάλμα θέσης.
- 2) Σχεδίαση LQR ελεγκτή για το επαυξημένο μοντέλο.
- 3) Χωρισμός μήτρας κερδών LQR ελεγκτή σε μήτρα αναλογικών κερδών που πολλαπλασιάζει το διάνυσμα των μεταβλητών κατάστασης και σε μήτρα ολοκληρωτικών κερδών που πολλαπλασιάζει το διάνυσμα με τα ολοκληρώματα των σφαλμάτων των μεταβλητών κατάστασης. Για την υλοποίηση των τελευταίων χρησιμοποιούμε ολοκληρωτές.

5 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΓΡΑΜΜΙΚΟΥ ΤΕΤΡΑΓΩΝΙΚΟΥ ΕΛΕΓΚΤΗ ΓΙΑ ΤΗ ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΗ ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΗ ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ ΜΕ ΔΥΟ ΑΛΛΗΛΕΝΔΕΤΕΣ ΒΑΘΜΙΔΕΣ ΠΛΗΡΟΥΣ ΓΕΦΥΡΑΣ

5.1 Ανάλυση του διακοπτικού μοντέλου συνεχούς χρόνου

Η σχεδίαση του LQR ελεγκτή της μονοφασικής ανορθωτικής διάταξης CHB που πραγματεύεται η παρούσα εργασία προϋποθέτει τη μαθηματική μοντελοποίηση της διάταξης. Η τελευταία ξεκινά σε πρώτη φάση με την ανάλυση του διακοπτικού μη γραμμικού μοντέλου συνεχούς χρόνου.

Στην παράγραφο 1.6 παρουσιάσαμε τη μονοφασική διακοπτική ανορθωτική διάταξη με δύο αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας, τις διακοπτικές καταστάσεις της, καθώς και τα ημιαγωγά στοιχεία που άγουν σε κάθε περίπτωση. Για να απλοποιήσουμε την ανάλυση που ακολουθεί, επανασχεδιάζουμε το κύκλωμα του σχήματος 1.16 στη μορφή που φαίνεται στο σχήμα 5.1 αντικαθιστώντας τις ομάδες IGBTs – αντιπαράλληλες διόδοι με τους ιδανικούς διακόπτες S_{ij} , $i = 1, 2$, $j = 1, 2, 3, 4$.



Σχήμα 5.1: Απλοποιημένη κυκλωματική παράσταση μονοφασικής ανορθωτικής διάταξης CHB με δύο βαθμίδες

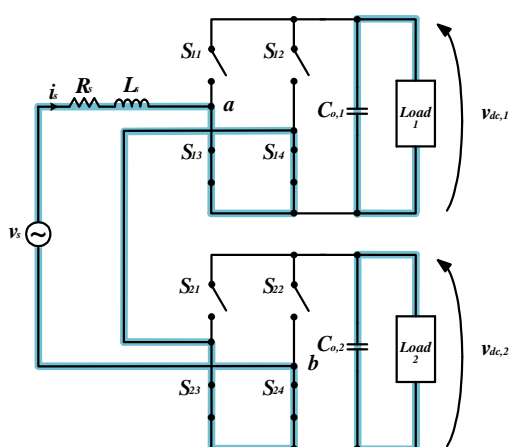
Οι διακοπτικές καταστάσεις του πίνακα 1.6 παρουσιάζονται εκ νέου στον πίνακα 5.1:

Κατάσταση	S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}	v_{a1}	v_{a2}	v_{ab}
1	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	0	1	0	$-v_{dc,2}$	$-v_{dc,2}$
3	0	0	1	0	0	$v_{dc,2}$	$v_{dc,2}$
4	0	0	1	1	0	0	0
5	0	1	0	0	$-v_{dc,1}$	0	$-v_{dc,1}$
6	0	1	0	1	$-v_{dc,1}$	$-v_{dc,2}$	$-(v_{dc,1}+v_{dc,2})$
7	0	1	1	0	$-v_{dc,1}$	$v_{dc,2}$	$-(v_{dc,1}-v_{dc,2})$
8	0	1	1	1	$-v_{dc,1}$	0	$-v_{dc,1}$
9	1	0	0	0	$v_{dc,1}$	0	$v_{dc,1}$
10	1	0	0	1	$v_{dc,1}$	$-v_{dc,2}$	$v_{dc,1}-v_{dc,2}$
11	1	0	1	0	$v_{dc,1}$	$v_{dc,2}$	$v_{dc,1}+v_{dc,2}$
12	1	0	1	1	$v_{dc,1}$	0	$v_{dc,1}$
13	1	1	0	0	0	0	0
14	1	1	0	1	0	$-v_{dc,2}$	$-v_{dc,2}$
15	1	1	1	0	0	$v_{dc,2}$	$v_{dc,2}$
16	1	1	1	1	0	0	0

Πίνακας 5.1: Διακοπτικές καταστάσεις μονοφασικής ανορθωτικής διάταξης CHB με δύο βαθμίδες

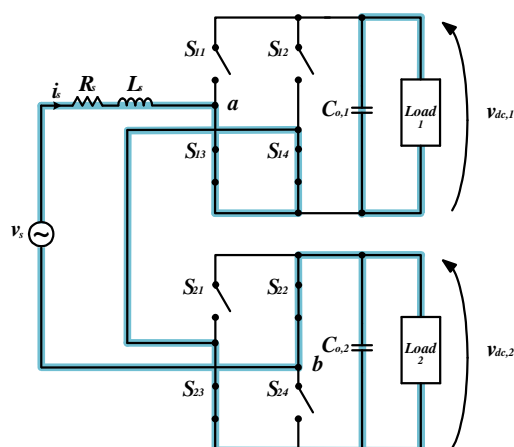
Όπως επισημάναμε και στην παράγραφο 1.6, από τον πίνακα 5.1 φαίνεται ότι η παραγωγή κάποιων επιπέδων της τάσης εισόδου του μετατροπέα v_{ab} μπορεί να επιτευχθεί με πολλαπλούς συνδυασμούς αγωγής διακοπών. Με άλλα λόγια, υπάρχουν πλεονάζουσες διακοπτικές καταστάσεις. Στην περίπτωση των ίσων συνεχών τάσεων εξόδου $v_{dc,1} = v_{dc,2} = v_{dc}$, για τα επίπεδα $v_{dc}, -v_{dc}$ υπάρχουν τρεις αντίστοιχα πλεονάζουσες διακοπτικές καταστάσεις, δηλαδή τέσσερις αντίστοιχα συνολικά καταστάσεις (συνδυασμοί 3,9,12,15 και 2,5,8,14 ανά περίπτωση), για το επίπεδο 0 υπάρχουν πέντε πλεονάζουσες διακοπτικές καταστάσεις, δηλαδή συνολικά έξι καταστάσεις (συνδυασμοί 1,4,7,10,13,16), ενώ για τα επίπεδα $2v_{dc}, -2v_{dc}$ δεν υπάρχουν πλεονάζουσες διακοπτικές καταστάσεις (μόνο οι συνδυασμοί 11 και 6 ανά περίπτωση). Συνολικά διαμορφώνονται πέντε επίπεδα τάσης, $v_{ab} \in \{-2v_{dc}, -v_{dc}, 0, v_{dc}, 2v_{dc}\}$. Στην περίπτωση διαφορετικών συνεχών τάσεων εξόδου, για τα επίπεδα $v_{dc,1}, v_{dc,2}$ υπάρχουν δύο αντίστοιχα διακοπτικές καταστάσεις (συνδυασμοί 9,12 και 3,15 ανά περίπτωση), για τα επίπεδα $-v_{dc,1}, -v_{dc,2}$ υπάρχουν δύο αντίστοιχα διακοπτικές καταστάσεις (συνδυασμοί 5,8 και 2,14 ανά περίπτωση), για το επίπεδο 0 υπάρχουν τέσσερις διακοπτικές καταστάσεις (συνδυασμοί 1,4,13,16), για το επίπεδο $v_{dc,1} - v_{dc,2}$ υπάρχει μία διακοπτική κατάσταση (συνδυασμός 10), για το επίπεδο $-v_{dc,1} + v_{dc,2}$ υπάρχει μία διακοπτική κατάσταση (συνδυασμός 7), για το επίπεδο $v_{dc,1} + v_{dc,2}$ υπάρχει μία διακοπτική κατάσταση (συνδυασμός 11) και τέλος για το επίπεδο $-v_{dc,1} - v_{dc,2}$ υπάρχει μία διακοπτική κατάσταση (συνδυασμός 6). Συνολικά διαμορφώνονται εννιά

επίπεδα τάσης v_{ab} . Με κατάλληλη επιλογή διακοπτικών καταστάσεων είναι δυνατή η εξισορρόπηση του κύκλου φόρτισης – εκφόρτισης των πυκνωτών, και άρα και των τάσεων στα άκρα τους. Επιπλέον, τα επιπρόσθετα επίπεδα τάσης είναι επιθυμητά διότι συμβάλλουν στην περαιτέρω μείωση του αρμονικού περιεχομένου του ρεύματος εισόδου καθώς η πολυεπίπεδη τάση προσεγγίζει ακόμη καλύτερα την ημιτονοειδή καμπύλη. Στα παρακάτω σχήματα φαίνονται οι αντίστοιχες κυκλωματικές διατάξεις που προκύπτουν για κάθε μία διακοπτική κατάσταση της διάταξης. Σημειώνεται ότι στα σχήματα αυτά απλά παρουσιάζονται μόνο οι δυνατές λειτουργικές καταστάσεις της διάταξης και δεν εξετάζεται η πραγματική φορά του ρεύματος η οποία εξετάστηκε στην παράγραφο 1.6. Ως εκ τούτου, το ρεύμα εισόδου σε όλα τα σχήματα σχεδιάζεται με τη συμβατική θετική φορά του.



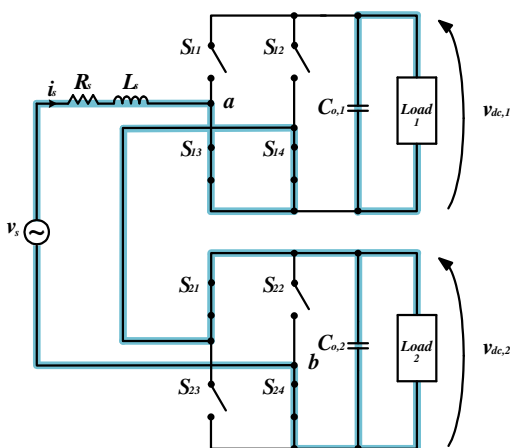
(α) Διακοπτική κατάσταση 1:

$$S_{11}S_{12}S_{21}S_{22} = 0000, v_{ab}=0$$



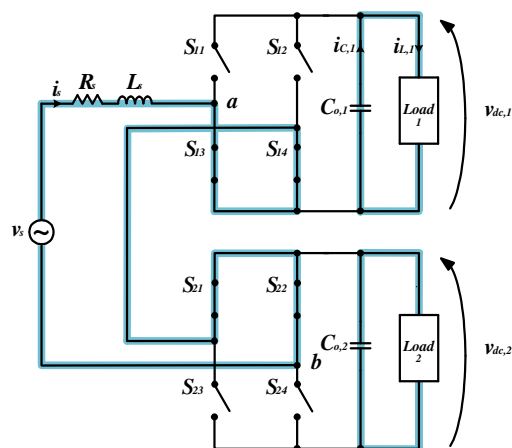
(β) Διακοπτική κατάσταση 2:

$$S_{11}S_{12}S_{21}S_{22} = 0001, v_{ab} = -v_{dc,2}$$



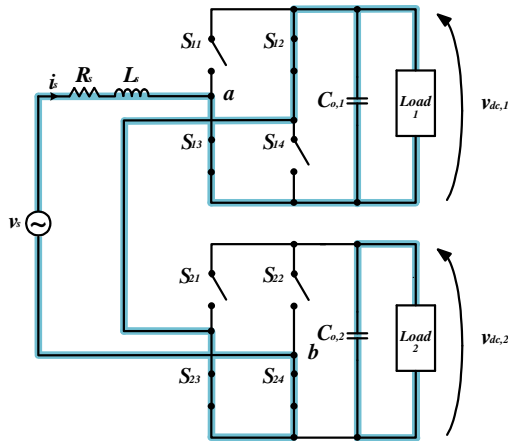
(γ) Διακοπτική κατάσταση 3:

$$S_{11}S_{12}S_{21}S_{22} = 0010, v_{ab} = v_{dc,2}$$



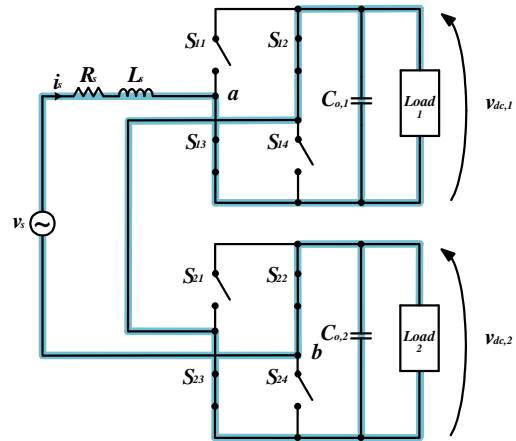
(δ) Διακοπτική κατάσταση 4:

$$S_{11}S_{12}S_{21}S_{22} = 0011, v_{ab}=0$$



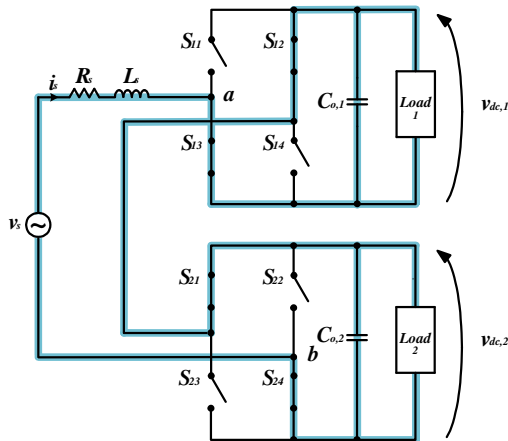
(ε) Διακοπτική κατάσταση 5:

$$S_{11}S_{12}S_{21}S_{22} = 0100, v_{ab} = -v_{dc,1}$$



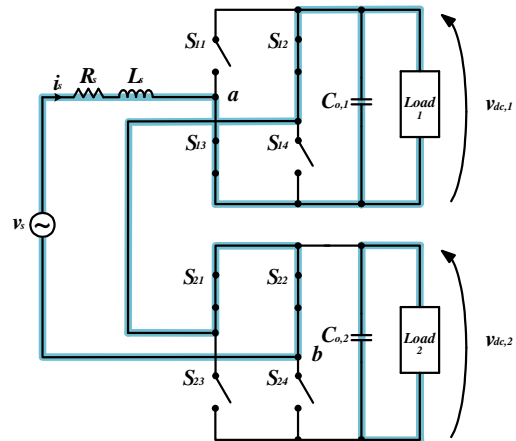
(ζ) Διακοπτική κατάσταση 6:

$$S_{11}S_{12}S_{21}S_{22} = 0101, v_{ab} = -(v_{dc,1} + v_{dc,2})$$



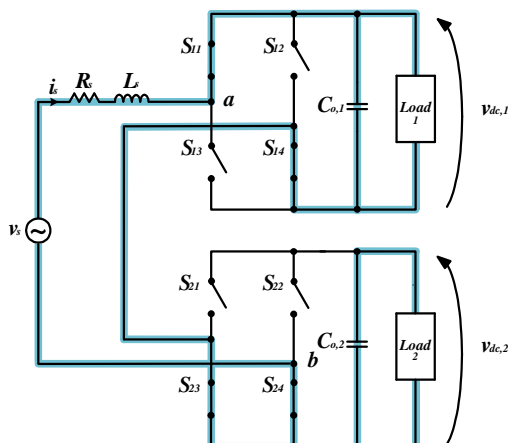
(η) Διακοπτική κατάσταση 7:

$$S_{11}S_{12}S_{21}S_{22} = 0110, v_{ab} = -(v_{dc,1} \cdot v_{dc,2})$$



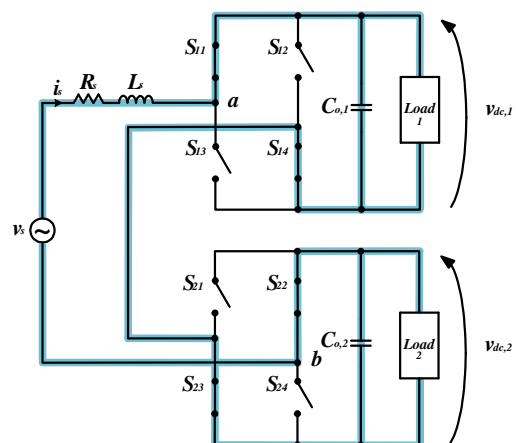
(θ) Διακοπτική κατάσταση 8:

$$S_{11}S_{12}S_{21}S_{22} = 0111, v_{ab} = -v_{dc,1}$$



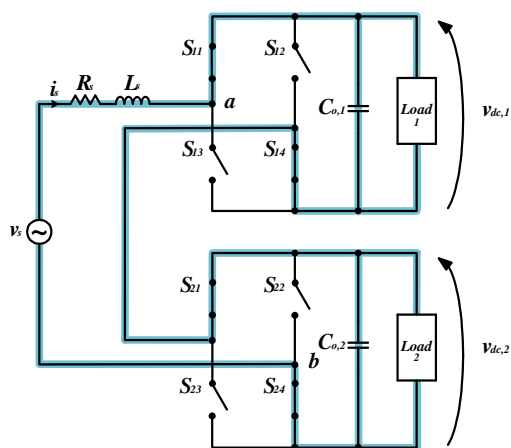
(ι) Διακοπτική κατάσταση 9:

$$S_{11}S_{12}S_{21}S_{22} = 1000, v_{ab} = v_{dc,1}$$



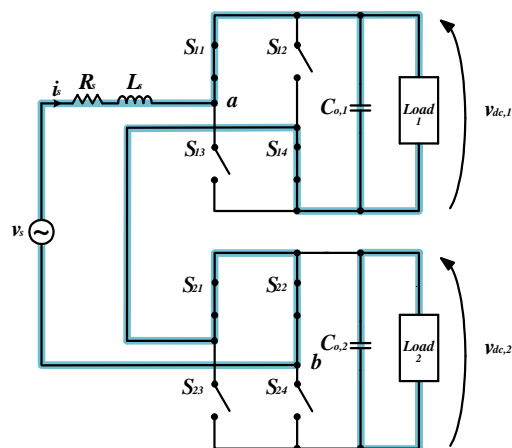
(κ) Διακοπτική κατάσταση 10:

$$S_{11}S_{12}S_{21}S_{22} = 1001, v_{ab} = v_{dc,1} - v_{dc,2}$$



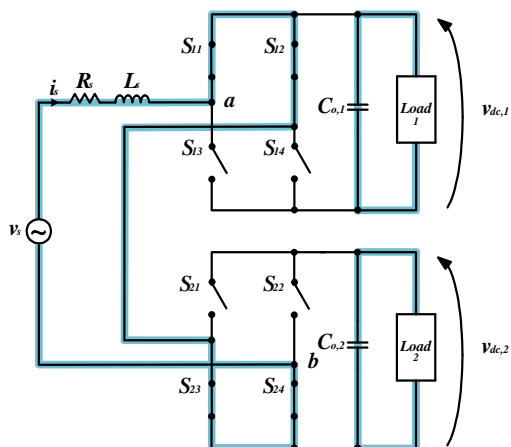
(λ) Διακοπτική κατάσταση 11:

$$S_{11}S_{12}S_{21}S_{22} = 1010, v_{ab} = v_{dc,1} + v_{dc,2}$$



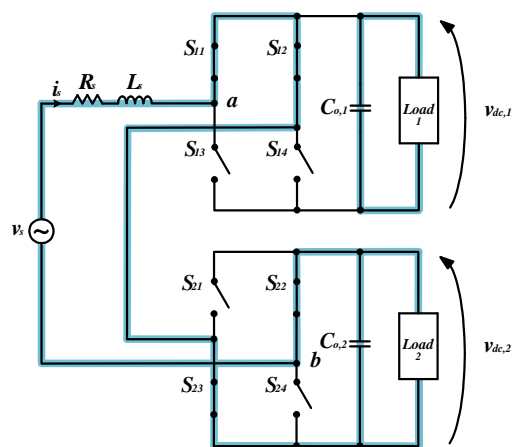
(μ) Διακοπτική κατάσταση 12:

$$S_{11}S_{12}S_{21}S_{22} = 1011, v_{ab} = v_{dc,1}$$



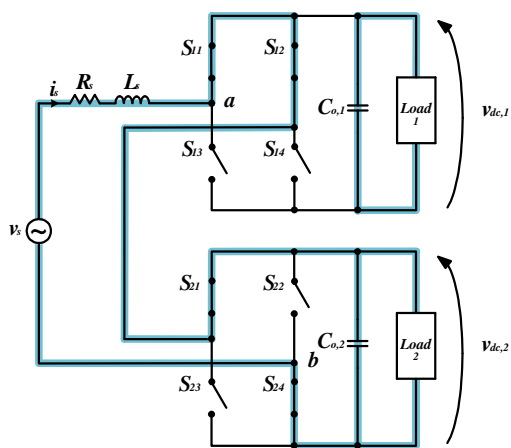
(ν) Διακοπτική κατάσταση 13:

$$S_{11}S_{12}S_{21}S_{22} = 1100, v_{ab} = 0$$



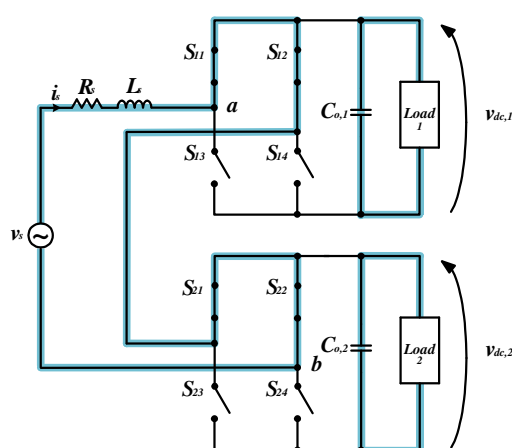
(ξ) Διακοπτική κατάσταση 14:

$$S_{11}S_{12}S_{21}S_{22} = 1101, v_{ab} = -v_{dc,2}$$



(ο) Διακοπτική κατάσταση 15:

$$S_{11}S_{12}S_{21}S_{22} = 1110, v_{ab} = v_{dc,2}$$



(π) Διακοπτική κατάσταση 16:

$$S_{11}S_{12}S_{21}S_{22} = 1111, v_{ab} = 0$$

Σχήμα 5.2(α)-(π): Κυκλωματικές διατάξεις διακοπτικών καταστάσεων απλοποιημένης κυκλωματικής παράστασης μονοφασικής ανορθωτικής διάταξης CHB με δύο βαθμίδες

Όπως επισημάναμε και στην παράγραφο 1.6, ο πυκνωτής κάθε βαθμίδας φορτίζεται στην περίπτωση που ισχύει ότι $v_{ai}i_s > 0$, δηλαδή όταν η βαθμίδα απορροφά ενεργό ισχύ από το δίκτυο. Αντίθετα, ο πυκνωτής κάθε βαθμίδας εκφορτίζεται, στην περίπτωση που ισχύει ότι $v_{ai}i_s < 0$, δηλαδή όταν η βαθμίδα παρέχει ενεργό ισχύ στο δίκτυο. Στις υπόλοιπες περιπτώσεις ο πυκνωτής αποδίδει την ενέργειά του στο φορτίο χωρίς να συνδέεται με το δίκτυο. Οι παραπάνω παρατηρήσεις συγκεντρώνονται στον πίνακα 5.2:

$v_{ai}i_s > 0$	$v_{ai} = v_{dc,i} > 0, i_s > 0$	$v_{dc,i} \uparrow$
	$v_{ai} = -v_{dc,i} < 0, i_s < 0$	
$v_{ai}i_s < 0$	$v_{ai} = v_{dc,i} > 0, i_s < 0$	$v_{dc,i} \downarrow$
	$v_{ai} = -v_{dc,i} < 0, i_s > 0$	

Πίνακας 5.2: Συνθήκες φόρτισης – εκφόρτισης των πυκνωτών των βαθμίδων $i=1,2$

Υπάρχουν περιπτώσεις στις οποίες οι βαθμίδες καταναλώνουν διαφορετικά ποσά ενεργού ισχύος. Αυτό μπορεί πχ να συμβεί είτε εάν τροφοδοτούν διαφορετικά φορτία ή εάν λειτουργούν με διαφορετική συνεχή τάση. Στις περιπτώσεις αυτές, εάν το σχήμα ελέγχου που θα επιλέξουμε δε λάβει υπόψη την ανομοιόμορφη κατανομή της ισχύος ανάμεσα στις βαθμίδες, οι τάσεις τους θα αποκλίνουν. Η επίτευξη της σύγκλισης των τάσεων στις επιθυμητές τους τιμές σε οποιαδήποτε κατάσταση λειτουργίας εξαρτάται από το εκάστοτε σχήμα ελέγχου που θα επιλέξουμε. Στην παρούσα εργασία θα δοκιμάσουμε δύο διαφορετικές εκδοχές ενός σχήματος ελέγχου που βασίζεται στον LQR ελεγκτή. Η διαφοροποίηση έγκειται στην τεχνική διαμόρφωσης των παλμών των διακοπτικών στοιχείων που θα χρησιμοποιηθεί. Το 1^ο σχήμα βασίζεται στην τεχνική PS-PWM, οπότε η λειτουργία των βαθμίδων σε μη συμμετρικές συνθήκες επιτυγχάνεται μέσω κατάλληλου ελέγχου των συντελεστών διαμόρφωσης πλάτους των βαθμίδων, αξιοποιώντας έτσι έμμεσα τις πλεονάζουσες διακοπτικές καταστάσεις. Το 2^ο σχήμα βασίζεται στην τεχνική PD-PWM, οπότε η λειτουργία των βαθμίδων σε μη συμμετρικές συνθήκες επιτυγχάνεται επιλέγοντας άμεσα την κατάλληλη διακοπτική κατάσταση που φορτίζει τον πυκνωτή του οποίου η τάση αποκλίνει περισσότερο από την επιθυμητή της τιμή. Το τμήμα διαμόρφωσης των παλμών των δύο σχημάτων θα αναλυθεί αντίστοιχα στις παραγράφους 5.6.2 και 5.6.3.

Δεδομένων των πέντε διαφορετικών επιπέδων τάσης στην περίπτωση των ίσων συνεχών τάσεων εξόδου, υπάρχουν πέντε βασικές διαφορετικές λειτουργικές καταστάσεις της διάταξης. Αν τώρα λάβουμε υπόψη σε κάθε μία και τα επιπλέον επίπεδα στην περίπτωση διαφορετικών συνεχών τάσεων εξόδου, συνολικά προκύπτουν εννιά (πέντε, με υποπεριπτώσεις) διαφορετικές λειτουργικές καταστάσεις, τις οποίες και θα παρουσιάσουμε στα παρακάτω. Πρέπει να σημειώσουμε ότι για την επίτευξη πολυεπίπεδης τάσης v_{ab} πρέπει να ισχύουν οι ανισότητες $v_{dc,1} < V_{s,p}$, $v_{dc,2} < V_{s,p}$ και $V_{s,p} < v_{dc,1} + v_{dc,2}$ όπου $V_{s,p}$ το πλάτος της τάσης εισόδου του δικτύου. Οι απαιτήσεις αυτές πηγάζουν από τον τρόπο που λειτουργούν οι τεχνικές MPWM για τη διαμόρφωση των παλμών των διακοπτικών στοιχείων και την παραγωγή πολυεπίπεδης τάσης v_{ab} . Επιπλέον, οι απαιτήσεις αυτές δίνουν τη

δυνατότητα για πλήρη έλεγχο του ρεύματος εισόδου i_s , όπως θα δείξουμε και στη συνέχεια με την ανάλυση των δυνατών λειτουργικών καταστάσεων της διάταξης.

Λειτουργική κατάσταση 1: $v_{ab} = v_{dc,1} + v_{dc,2}$

Η ισοδύναμη κυκλωματική διάταξη της 1^{ης} λειτουργικής κατάστασης φαίνεται στο σχήμα 5.2(λ). Οι διακοπτικές συναρτήσεις έχουν τις τιμές $\{S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}\} = \{1, 0, 1, 0\}$ ώστε να προκύπτει το επίπεδο $v_{ab} = v_{dc,1} + v_{dc,2}$. Αναφερόμενοι στην κυκλωματική διάταξη του σχήματος 5.2(λ), επιλέγουμε ως μεταβλητές κατάστασης το ρεύμα της αυτεπαγωγής εισόδου i_s , και τις τάσεις των χωρητικοτήτων εξόδου $v_{dc,i}$, $i=1,2$. Εφαρμόζοντας το νόμο τάσεων του Kirchhoff για το βρόχο της πλευράς εισόδου της διάταξης, έχουμε:

$$v_s = L_s \frac{di_s}{dt} + R_s i_s + v_{dc,1} + v_{dc,2} \quad (5.1)$$

όπου η εναλλασσόμενη τάση εισόδου του δικτύου είναι:

$$v_s = V_{s,p} \sin \omega t, \quad \omega = 2\pi f \quad (5.2)$$

Εφαρμόζοντας τώρα το νόμο ρευμάτων του Kirchhoff στους ζυγούς ΣΡ των δύο βαθμίδων της διάταξης, έχουμε αντίστοιχα τις παρακάτω εξισώσεις:

$$C_{o,1} \frac{dv_{dc,1}}{dt} = i_s - i_{L,1} \quad (5.3)$$

$$C_{o,2} \frac{dv_{dc,2}}{dt} = i_s - i_{L,2} \quad (5.4)$$

Από τη σχέση (5.1) φαίνεται ότι αν αμελήσουμε τη μικρή αντίσταση R_s το ρεύμα εισόδου i_s πρακτικά μειώνεται με την κλίση $(v_s - v_{dc,1} - v_{dc,2})/L_s$ καθώς είναι $V_{s,p} < v_{dc,1} + v_{dc,2}$. Οι πυκνωτές των βαθμίδων φορτίζονται ταυτόχρονα όταν $i_s > 0$, ενώ εκφορτίζονται ταυτόχρονα όταν $i_s < 0$, δεδομένου ότι $v_{a1} = v_{dc,1} > 0$ και $v_{a2} = v_{dc,2} > 0$ (πίνακας 5.2). Η λειτουργική κατάσταση 1 δεν μπορεί να συμβάλει στην εξισορρόπηση των συνεχών τάσεων εξόδου στις επιθυμητές τους τιμές.

Λειτουργική κατάσταση 2: $v_{ab} = v_{dc,1}$ ή $v_{dc,2}$

Οι ισοδύναμες κυκλωματικές διατάξεις της 2^{ης} λειτουργικής κατάστασης είναι τέσσερις και φαίνονται αντίστοιχα στα σχήματα 5.2(ι), (μ), (γ) και (ο). Οι καταστάσεις αυτές εντάσσονται όλες μαζί διότι στην περίπτωση των ίσων συνεχών τάσεων εξόδου δίνουν όλες το ενδιάμεσο θετικό επίπεδο. Στη λειτουργία, ωστόσο, με διαφορετικές τιμές οι καταστάσεις $v_{ab} = v_{dc,1}$ και $v_{ab} = v_{dc,2}$ μπορούν να επιλεγούν για την επίτευξη της εξισορρόπησης. Οι διακοπτικές συναρτήσεις των περιπτώσεων (ι), (μ) $\{S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}\} = \{1, 0, 0, 0\}$ και $\{1, 0, 1, 1\}$ φορτίζουν τον πυκνωτή $C_{o,1}$ για $i_s > 0$ και τον εκφορτίζουν για $i_s < 0$, ενώ διαμορφώνεται το επίπεδο $v_{ab} = v_{dc,1} > 0$. Οι διακοπτικές συναρτήσεις των

περιπτώσεων (γ), (ο) $\{S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}\} = \{0, 0, 1, 0\}$ και $\{1, 1, 1, 0\}$ φορτίζουν τον πυκνωτή $C_{o,2}$ για $i_s > 0$ και τον εκφορτίζουν για $i_s < 0$, ενώ διαμορφώνεται το επίπεδο $v_{ab} = v_{dc,2} > 0$. Αναφερόμενοι στις κυκλωματικές διατάξεις των σχημάτων 5.2(ι), (μ), (γ) και (ο) έχουμε εφαρμόζοντας το νόμο τάσεων του Kirchhoff για το βρόχο της πλευράς εισόδου της διάταξης:

$$v_s = \begin{cases} L_s \frac{di_s}{dt} + R_s i_s + v_{dc,1}, & \alpha v_{a1} = v_{dc,1}, v_{a2} = 0 \\ L_s \frac{di_s}{dt} + R_s i_s + v_{dc,2}, & \alpha v_{a1} = 0, v_{a2} = v_{dc,2} \end{cases} \quad (5.5)$$

Εφαρμόζοντας τώρα το νόμο ρευμάτων του Kirchhoff στους ζυγούς ΣΡ των δύο βαθμίδων της διάταξης, έχουμε αντίστοιχα τις παρακάτω εξισώσεις:

$$C_{o,1} \frac{dv_{dc,1}}{dt} = \begin{cases} i_s - i_{L,1}, & \alpha v_{a1} = v_{dc,1}, v_{a2} = 0 \\ -i_{L,1}, & \alpha v_{a1} = 0, v_{a2} = v_{dc,2} \end{cases} \quad (5.6)$$

$$C_{o,2} \frac{dv_{dc,2}}{dt} = \begin{cases} -i_{L,2}, & \alpha v_{a1} = v_{dc,1}, v_{a2} = 0 \\ i_s - i_{L,2}, & \alpha v_{a1} = 0, v_{a2} = v_{dc,2} \end{cases} \quad (5.7)$$

Από τις σχέσεις (5.5) φαίνεται ότι το ρεύμα εισόδου i_s πρακτικά μπορεί είτε να μειώνεται είτε να αυξάνεται με την κλίση $(v_s - v_{dc,i})/L_s$, $i = 1, 2$ ανάλογα με την τιμή της τάσης εισόδου του δικτύου v_s δεδομένου ότι είναι $V_{s,p} > v_{dc,i}$. Η λειτουργική κατάσταση 2 μπορεί να επιλεγεί για την επίτευξη της εξισορρόπησης των συνεχών τάσεων εξόδου στις επιθυμητές τους τιμές.

Λειτουργική κατάσταση 3: $v_{ab} = v_{dc,1} - v_{dc,2}$ ή $v_{dc,2} - v_{dc,1}$ ή 0

Οι ισοδύναμες κυκλωματικές διατάξεις της 3^{ης} λειτουργικής κατάστασης είναι έξι και φαίνονται αντίστοιχα στα σχήματα: 5.2(κ) για το επίπεδο $v_{ab} = v_{dc,1} - v_{dc,2}$, 5.2(η) για το επίπεδο $v_{ab} = v_{dc,2} - v_{dc,1}$, και 5.2(α), (δ), (ν), (π) για το μηδενικό επίπεδο. Οι καταστάσεις αυτές εντάσσονται όλες μαζί διότι στην περίπτωση των ίσων συνεχών τάσεων εξόδου δίνουν όλες το μηδενικό επίπεδο. Στη λειτουργία, ωστόσο, με διαφορετικές τιμές οι καταστάσεις $v_{ab} = v_{dc,1} - v_{dc,2}$ και $v_{ab} = v_{dc,2} - v_{dc,1}$ μπορούν να επιλεγούν για την επίτευξη της εξισορρόπησης. Η διακοπτική συνάρτηση της περίπτωσης (κ) $\{S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}\} = \{1, 0, 0, 1\}$ φορτίζει τον πυκνωτή $C_{o,1}$ και εκφορτίζει τον πυκνωτή $C_{o,2}$ για $i_s > 0$, φορτίζει τον πυκνωτή $C_{o,2}$ και εκφορτίζει τον πυκνωτή $C_{o,1}$ για $i_s < 0$, ενώ διαμορφώνεται το επίπεδο $v_{ab} = v_{dc,1} - v_{dc,2}$. Η διακοπτική συνάρτηση της περίπτωσης (η) $\{S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}\} = \{0, 1, 1, 0\}$ φορτίζει τον πυκνωτή $C_{o,2}$ και εκφορτίζει τον πυκνωτή $C_{o,1}$ για $i_s > 0$, φορτίζει τον πυκνωτή $C_{o,1}$ και εκφορτίζει τον πυκνωτή $C_{o,2}$ για $i_s < 0$, ενώ διαμορφώνεται το επίπεδο $v_{ab} = v_{dc,2} - v_{dc,1}$. Στις περιπτώσεις 5.2(α), (δ), (ν), (π) οι πυκνωτές πρακτικά εκφορτίζονται αποδίδοντας την ενέργειά τους στα φορτία τους. Αναφερόμενοι στις κυκλωματικές διατάξεις των σχημάτων 5.2(κ), (η), (α), (δ), (ν), (π) έχουμε εφαρμόζοντας το νόμο τάσεων του Kirchhoff για το βρόχο της πλευράς εισόδου της διάταξης:

$$v_s = \begin{cases} L_s \frac{di_s}{dt} + R_s i_s + v_{dc,1} - v_{dc,2}, \alpha v_{a1} = v_{dc,1}, v_{a2} = -v_{dc,2} \\ L_s \frac{di_s}{dt} + R_s i_s - v_{dc,1} + v_{dc,2}, \alpha v_{a1} = -v_{dc,1}, v_{a2} = v_{dc,2} \\ L_s \frac{di_s}{dt} + R_s i_s, \alpha v_{a1} = 0, v_{a2} = 0 \end{cases} \quad (5.8)$$

Εφαρμόζοντας τώρα το νόμο ρευμάτων του Kirchhoff στους ζυγούς ΣΡ των δύο βαθμίδων της διάταξης, έχουμε αντίστοιχα τις παρακάτω εξισώσεις:

$$C_{o,1} \frac{dv_{dc,1}}{dt} = \begin{cases} i_s - i_{L,1}, \alpha v_{a1} = v_{dc,1}, v_{a2} = -v_{dc,2} \\ -i_s - i_{L,1}, \alpha v_{a1} = -v_{dc,1}, v_{a2} = v_{dc,2} \\ -i_{L,1}, \alpha v_{a1} = 0, v_{a2} = 0 \end{cases} \quad (5.9)$$

$$C_{o,2} \frac{dv_{dc,2}}{dt} = \begin{cases} -i_s - i_{L,2}, \alpha v_{a1} = v_{dc,1}, v_{a2} = -v_{dc,2} \\ i_s - i_{L,2}, \alpha v_{a1} = -v_{dc,1}, v_{a2} = v_{dc,2} \\ -i_{L,2}, \alpha v_{a1} = 0, v_{a2} = 0 \end{cases} \quad (5.10)$$

Από τις σχέσεις (5.8) φαίνεται ότι το ρεύμα εισόδου i_s πρακτικά (αν αγνοήσουμε τη μικρή εν γένει διαφορά των τάσεων εξόδου) μπορεί είτε να μειώνεται είτε να αυξάνεται με την κλίση v_s/L_s , $i=1,2$ ανάλογα με την τιμή της τάσης εισόδου του δικτύου v_s . Οι καταστάσεις $v_{ab} = v_{dc,1} - v_{dc,2}$ και $v_{ab} = v_{dc,2} - v_{dc,1}$ μπορούν να επιλεγούν για την επίτευξη της εξισορρόπησης των συνεχών τάσεων εξόδου στις επιθυμητές τους τιμές. Σημειώνεται, ωστόσο, ότι είναι προτιμητέο να εξασφαλίζεται ξεκάθαρα το μηδενικό επίπεδο της τάσης v_{ab} (ώστε να αποφευχθεί ενδεχόμενη μη μηδενική μέση τιμή και εισαγωγή συνιστώσας ΣΡ), οπότε στην περίπτωση αυτή οι πλεονάζουσες καταστάσεις μπορούν να αμεληθούν.

Λειτουργική κατάσταση 4: $v_{ab} = -v_{dc,1}$ ή $-v_{dc,2}$

Οι ισοδύναμες κυκλωματικές διατάξεις της 4^{ης} λειτουργικής κατάστασης είναι τέσσερις και φαίνονται αντίστοιχα στα σχήματα 5.2(ε), (θ), (β) και (ξ). Οι καταστάσεις αυτές εντάσσονται όλες μαζί διότι στην περίπτωση των ίσων συνεχών τάσεων εξόδου δίνουν όλες το ενδιάμεσο αρνητικό επίπεδο. Στη λειτουργία, ωστόσο, με διαφορετικές τιμές οι καταστάσεις $v_{ab} = -v_{dc,1}$ και $v_{ab} = -v_{dc,2}$ μπορούν να επιλεγούν για την επίτευξη της εξισορρόπησης. Οι διακοπτικές συναρτήσεις των περιπτώσεων (ε), (θ) $\{S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}\} = \{0, 1, 0, 0\}$ και $\{0, 1, 1, 1\}$ φορτίζουν τον πυκνωτή $C_{o,1}$ για $i_s < 0$ και τον εκφορτίζουν για $i_s > 0$, ενώ διαμορφώνεται το επίπεδο $v_{ab} = -v_{dc,1} < 0$. Οι διακοπτικές συναρτήσεις των περιπτώσεων (β), (ξ) $\{S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}\} = \{0, 0, 0, 1\}$ και $\{1, 1, 0, 1\}$ φορτίζουν τον πυκνωτή $C_{o,2}$ για $i_s < 0$ και τον εκφορτίζουν για $i_s > 0$, ενώ διαμορφώνεται το επίπεδο $v_{ab} = -v_{dc,2} < 0$. Αναφερόμενοι στις κυκλωματικές διατάξεις των σχημάτων 5.2(ε), (θ), (β) και (ξ) έχουμε εφαρμόζοντας το νόμο τάσεων του Kirchhoff για το βρόχο της πλευράς εισόδου της διάταξης:

$$v_s = \begin{cases} L_s \frac{di_s}{dt} + R_s i_s - v_{dc,1}, \alpha v_{a1} = -v_{dc,1}, v_{a2} = 0 \\ L_s \frac{di_s}{dt} + R_s i_s - v_{dc,2}, \alpha v_{a1} = 0, v_{a2} = -v_{dc,2} \end{cases} \quad (5.11)$$

Εφαρμόζοντας τώρα το νόμο ρευμάτων του Kirchhoff στους ζυγούς ΣΡ των δύο βαθμίδων της διάταξης, έχουμε αντίστοιχα τις παρακάτω εξισώσεις:

$$C_{o,1} \frac{dv_{dc,1}}{dt} = \begin{cases} -i_s - i_{L,1}, \alpha v_{a1} = -v_{dc,1}, v_{a2} = 0 \\ -i_{L,1}, \alpha v_{a1} = 0, v_{a2} = -v_{dc,2} \end{cases} \quad (5.12)$$

$$C_{o,2} \frac{dv_{dc,2}}{dt} = \begin{cases} -i_{L,2}, \alpha v_{a1} = -v_{dc,1}, v_{a2} = 0 \\ -i_s - i_{L,2}, \alpha v_{a1} = 0, v_{a2} = -v_{dc,2} \end{cases} \quad (5.13)$$

Από τις σχέσεις (5.11) φαίνεται ότι το ρεύμα εισόδου i_s πρακτικά μπορεί είτε να μειώνεται είτε να αυξάνεται με την κλίση $(v_s + v_{dc,i})/L_s, i=1,2$ ανάλογα με την τιμή της τάσης εισόδου του δικτύου v_s δεδομένου ότι είναι $V_{s,p} > v_{dc,i}$. Η λειτουργική κατάσταση 4 μπορεί να επιλεγεί για την επίτευξη της εξισορρόπησης των συνεχών τάσεων εξόδου στις επιθυμητές τους τιμές.

Λειτουργική κατάσταση 5: $v_{ab} = -v_{dc,1} - v_{dc,2}$

Η ισοδύναμη κυκλωματική διάταξη της 5^{ης} λειτουργικής κατάστασης φαίνεται στο σχήμα 5.2(ζ). Οι διακοπτικές συναρτήσεις έχουν τις τιμές $\{S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}\} = \{0, 1, 0, 1\}$ ώστε να προκύπτει το επίπεδο $v_{ab} = -v_{dc,1} - v_{dc,2}$. Αναφερόμενοι στην κυκλωματική διάταξη του σχήματος 5.2(ζ), επιλέγουμε ως μεταβλητές κατάστασης το ρεύμα της αυτεπαγωγής εισόδου i_s , και τις τάσεις των χωρητικοτήτων εξόδου $v_{dc,i}, i=1,2$. Εφαρμόζοντας το νόμο τάσεων του Kirchhoff για το βρόχο της πλευράς εισόδου της διάταξης, έχουμε:

$$v_s = L_s \frac{di_s}{dt} + R_s i_s - v_{dc,1} - v_{dc,2} \quad (5.14)$$

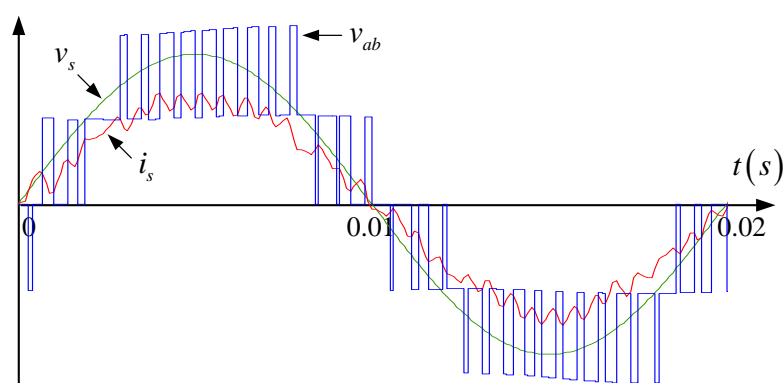
Εφαρμόζοντας τώρα το νόμο ρευμάτων του Kirchhoff στους ζυγούς ΣΡ των δύο βαθμίδων της διάταξης, έχουμε αντίστοιχα τις παρακάτω εξισώσεις:

$$C_{o,1} \frac{dv_{dc,1}}{dt} = -i_s - i_{L,1} \quad (5.15)$$

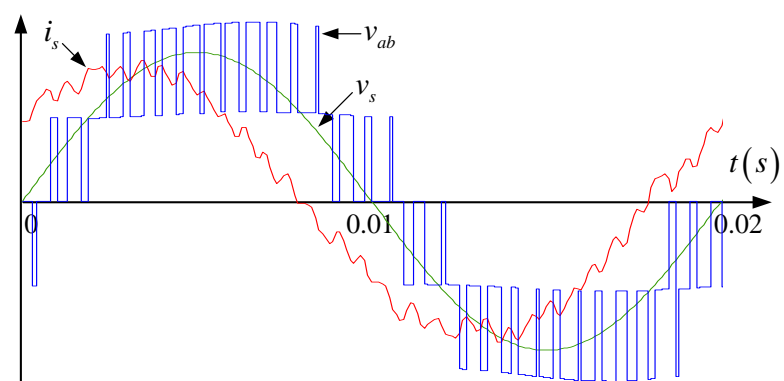
$$C_{o,2} \frac{dv_{dc,2}}{dt} = -i_s - i_{L,2} \quad (5.16)$$

Από τη σχέση (5.1) φαίνεται ότι το ρεύμα εισόδου i_s πρακτικά αυξάνεται με την κλίση $(v_s + v_{dc,1} + v_{dc,2})/L_s$ καθώς είναι $V_{s,p} < v_{dc,1} + v_{dc,2}$. Οι πυκνωτές των βαθμίδων φορτίζονται ταυτόχρονα όταν $i_s < 0$, ενώ εκφορτίζονται ταυτόχρονα όταν $i_s > 0$, δεδομένου ότι $v_{a1} = -v_{dc,1} < 0$ και $v_{a2} = -v_{dc,2} < 0$. Η λειτουργική κατάσταση 5 δεν μπορεί να συμβάλει στην εξισορρόπηση των συνεχών τάσεων εξόδου στις επιθυμητές τους τιμές.

Η παραπάνω ανάλυση σχετικά με τον τρόπο που είναι δυνατόν να ελεγχθεί (να αυξηθεί ή να μειωθεί) το ρεύμα εισόδου στα διάφορα διαστήματα εντός μίας θεμελιώδους περιόδου, ανάλογα με την τιμή των μεγεθών v_s , v_{ab} , i_s φαίνεται στα σχήματα 5.3(α),(β). Έχει χρησιμοποιηθεί έλεγχος κλειστού βρόχου με τεχνική PS-PWM και σχετικά χαμηλή διακοπτική συχνότητα ώστε να είναι δυνατόν να εξαχθούν ποιοτικά συμπεράσματα. Στο σχήμα 5.3(α) υποτίθεται μοναδιαίος συντελεστής ισχύος και συμμετρική λειτουργία των βαθμίδων. Μπορεί κανείς να παρατηρήσει ότι στη θετική ημιπερίοδο ($v_s > 0, i_s > 0$) οι πυκνωτές κατά κύριο λόγο φορτίζονται όταν $v_{ai} = v_{dc,i} > 0$ (πίνακας 5.2), ενώ αποδίδουν ενέργεια στο φορτίο τους όταν $v_{ai} = 0$. Αντίθετα, στην αρνητική ημιπερίοδο ($v_s < 0, i_s < 0$) οι πυκνωτές κατά κύριο λόγο εκφορτίζονται όταν $v_{ai} = v_{dc,i} < 0$, ενώ αποδίδουν ενέργεια στο φορτίο τους όταν $v_{ai} = 0$. Στο σχήμα 5.3(β) υποτίθεται χωρητικός συντελεστής ισχύος. Μπορεί κανείς να παρατηρήσει ότι στη θετική ημιπερίοδο υπάρχουν διαστήματα όπου $i_s < 0$ και $v_{ai} = v_{dc,i} > 0$, όπως επίσης στην αρνητική ημιπερίοδο υπάρχουν διαστήματα όπου $i_s > 0$ και $v_{ai} = -v_{dc,i} < 0$ στα οποία οι πυκνωτές εκφορτίζονται.



(α)



(β)

Σχήμα 5.3: Επεξήγηση λειτουργικών καταστάσεων διάταξης με τη βοήθεια στιγμιότυπων των μεγεθών v_s , v_{ab} , i_s εντός μίας θεμελιώδους περιόδου με (α) μοναδιαίο, (β) χωρητικό συντελεστή ισχύος

Μπορούμε να ενοποιήσουμε τις παραπάνω περιγραφείσες λειτουργικές καταστάσεις και να κατασκευάσουμε ένα συνολικό, το διακοπτικό όπως είναι γνωστό, μοντέλο συνεχούς χρόνου της διάταξης. Ορίζουμε γι' αυτό τις διακοπτικές συναρτήσεις των βαθμίδων [10]:

$$u_1 = S_{11}S_{14} - S_{12}S_{13} = S_{11} - S_{12} \quad (5.17)$$

$$u_2 = S_{21}S_{24} - S_{22}S_{23} = S_{21} - S_{22} \quad (5.18)$$

όπου $u_i \in \{-1, 0, 1\}$, $i = 1, 2$, ενώ ελήφθησαν υπόψη οι περιορισμοί (1.12). Μπορούμε να εισάγουμε στον πίνακα 5.1 τις μεταβλητές $u_i, i = 1, 2$, καθώς και τα προκύπτοντα συνεχή ρεύματα $i_{dc,i}, i = 1, 2$ της διάταξης, όπως αυτά διαμορφώνονται σε κάθε περίπτωση λαμβάνοντας υπόψη και την ανάλυση των λειτουργικών καταστάσεων που προηγήθηκε, οπότε προκύπτει ο ακόλουθος πίνακας 5.3:

Κατάσταση	S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}	u_1	u_2	v_{a1}	$i_{dc,1}$	v_{a2}	$i_{dc,2}$	v_{ab}
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	0	1	0	-1	0	0	$-v_{dc,2}$	$-i_s$	$-v_{dc,2}$
3	0	0	1	0	0	1	0	0	$v_{dc,2}$	i_s	$v_{dc,2}$
4	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0
5	0	1	0	0	-1	0	$-v_{dc,1}$	$-i_s$	0	0	$-v_{dc,1}$
6	0	1	0	1	-1	-1	$-v_{dc,1}$	$-i_s$	$-v_{dc,2}$	$-i_s$	$-(v_{dc,1}+v_{dc,2})$
7	0	1	1	0	-1	1	$-v_{dc,1}$	$-i_s$	$v_{dc,2}$	i_s	$-(v_{dc,1}-v_{dc,2})$
8	0	1	1	1	-1	0	$-v_{dc,1}$	$-i_s$	0	0	$-v_{dc,1}$
9	1	0	0	0	1	0	$v_{dc,1}$	i_s	0	0	$v_{dc,1}$
10	1	0	0	1	1	-1	$v_{dc,1}$	i_s	$-v_{dc,2}$	$-i_s$	$v_{dc,1}-v_{dc,2}$
11	1	0	1	0	1	1	$v_{dc,1}$	i_s	$v_{dc,2}$	i_s	$v_{dc,1}+v_{dc,2}$
12	1	0	1	1	1	0	$v_{dc,1}$	i_s	0	0	$v_{dc,1}$
13	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
14	1	1	0	1	0	-1	0	0	$-v_{dc,2}$	$-i_s$	$-v_{dc,2}$
15	1	1	1	0	0	1	0	0	$v_{dc,2}$	i_s	$v_{dc,2}$
16	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0

Πίνακας 5.3: Διακοπτικές καταστάσεις και αντίστοιχες τιμές διακοπτικών συναρτήσεων των βαθμίδων μονοφασικής ανορθωτικής διάταξης CHB με δύο βαθμίδες

Από την ανάλυση των λειτουργικών καταστάσεων της διάταξης, και λαμβάνοντας υπόψη τον πίνακα 5.3 και τους ορισμούς (5.17), (5.18), καταλήγουμε στις παρακάτω εκφράσεις για τις τάσεις εισόδου των δύο βαθμίδων:

$$v_{a1} = u_1 v_{dc,1} \quad (5.19)$$

$$v_{a2} = u_2 v_{dc,2} \quad (5.20)$$

ενώ η τάση εισόδου της ανορθωτικής διάταξης είναι

$$v_{ab} = v_{a1} + v_{a2} = u_1 v_{dc,1} + u_2 v_{dc,2} \quad (5.21)$$

Αναφερόμενοι στην κυκλωματική διάταξη του σχήματος 5.1, επιλέγουμε ως μεταβλητές κατάστασης το ρεύμα της αυτεπαγωγής εισόδου i_s , και τις τάσεις των χωρητικοτήτων εξόδου $v_{dc,i}$, $i=1,2$. Εφαρμόζοντας το νόμο τάσεων του Kirchhoff για το βρόχο της πλευράς εισόδου της διάταξης, έχουμε:

$$-v_s + R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} + v_{ab} = 0 \quad (5.22)$$

όπου η εναλλασσόμενη τάση εισόδου του δικτύου δίνεται από τη σχέση (5.2). Αντικαθιστώντας τώρα στην εξίσωση (5.22) την (5.21) έχουμε:

$$\begin{aligned} -v_s + R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} + u_1 v_{dc,1} + u_2 v_{dc,2} &= 0 \Leftrightarrow \\ \frac{di_s}{dt} &= -\frac{R_s}{L_s} i_s + \frac{1}{L_s} v_s - \frac{1}{L_s} u_1 v_{dc,1} - \frac{1}{L_s} u_2 v_{dc,2} \end{aligned} \quad (5.23)$$

που είναι η 1^η εξίσωση του διακοπτικού μοντέλου συνεχούς χρόνου της διάταξης και περιγράφει τη δυναμική του ρεύματος εισόδου. Εφαρμόζοντας τώρα το νόμο ρευμάτων του Kirchhoff στους ζυγούς ΣΡ των δύο βαθμίδων της διάταξης, έχουμε αντίστοιχα τις παρακάτω εξισώσεις:

$$i_{dc,1} = C_{o,1} \frac{dv_{dc,1}}{dt} + i_{L,1} \quad (5.24)$$

$$i_{dc,2} = C_{o,2} \frac{dv_{dc,2}}{dt} + i_{L,2} \quad (5.25)$$

Τα συνεχή ρεύματα εξόδου $i_{dc,i}$, $i=1,2$ της κάθε βαθμίδας μπορούν να εκφραστούν, όπως φαίνεται από τον πίνακα 5.3, συναρτήσει της αντίστοιχης διακοπτικής συνάρτησης u_i και του ρεύματος εισόδου i_s από τις παρακάτω σχέσεις:

$$i_{dc,1} = u_1 i_s \quad (5.26)$$

$$i_{dc,2} = u_2 i_s \quad (5.27)$$

Αντικαθιστώντας τις (5.26), (5.27) στις αντίστοιχες εξισώσεις τους (5.24), (5.25) έχουμε:

$$\begin{aligned} u_1 i_s &= C_{o,1} \frac{dv_{dc,1}}{dt} + i_{L,1} \Leftrightarrow \\ \frac{dv_{dc,1}}{dt} &= \frac{1}{C_{o,1}} u_1 i_s - \frac{1}{C_{o,1}} i_{L,1} \end{aligned} \quad (5.28)$$

και

$$\begin{aligned} u_2 i_s &= C_{o,2} \frac{dv_{dc,2}}{dt} + i_{L,2} \Leftrightarrow \\ \frac{dv_{dc,2}}{dt} &= \frac{1}{C_{o,2}} u_2 i_s - \frac{1}{C_{o,2}} i_{L,2} \end{aligned} \quad (5.29)$$

Οι εξισώσεις (5.28), (5.29) αποτελούν τη 2^η και 3^η εξίσωση του διακοπτικού μοντέλου συνεχούς χρόνου της διάταξης, οι οποίες περιγράφουν τη δυναμική των συνεχών τάσεων εξόδου των δύο βαθμίδων. Μαζί με την (5.23) αποτελούν το διακοπτικό μοντέλο συνεχούς χρόνου (switching model), το οποίο παραθέτουμε συγκεντρωτικά παρακάτω:

$$\begin{cases} \frac{di_s}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_s + \frac{1}{L_s}v_s - \frac{1}{L_s}u_1v_{dc,1} - \frac{1}{L_s}u_2v_{dc,2} \\ \frac{dv_{dc,1}}{dt} = \frac{1}{C_{o,1}}u_1i_s - \frac{1}{C_{o,1}}i_{L,1} \\ \frac{dv_{dc,2}}{dt} = \frac{1}{C_{o,2}}u_2i_s - \frac{1}{C_{o,2}}i_{L,2} \end{cases} \quad (5.30)$$

5.2 Ανάλυση του μοντέλου μέσης τιμής

Οι μεταβλητές του μοντέλου (5.30) παρουσιάζουν στη μόνιμη κατάσταση κατά βάση εναλλασσόμενη μεταβολή της τάξης της συχνότητας του δικτύου $f = 50\text{Hz}$, στην οποία υπερτίθεται και μία υψίσυχη κυμάτωση λόγω της διακοπτικής φύσης του μετατροπέα (διακοπτική συχνότητα $f_s \sim \text{kHz}$). Ειδικότερα, στην περίπτωση των συνεχών τάσεων εξόδου $v_{dc,i}$ έχουμε εναλλασσόμενη μεταβολή συχνότητας $2f = 100\text{Hz}$ αμελητέου πλάτους γύρω από μία αντίστοιχη μέση τιμή. Γι' αυτήν, ωστόσο, θα γίνει λόγος στην παράγραφο 5.3. Πρέπει να σημειώσουμε ότι οι αρμονικές λόγω της διακοπτικής φύσης μεταφέρονται κυκλικά ανάμεσα στις μεταβλητές του συστήματος. Δηλαδή, αρμονικές που εμφανίζονται στην τάση εισόδου v_{ab} θα εμφανιστούν κατ' επέκταση στο ρεύμα εισόδου i_s , και έπειτα στις συνεχείς τάσεις εξόδου $v_{dc,i}$, σχηματίζοντας έτσι ένα κύκλο.

Δεδομένου, τώρα, ότι η διακοπτική συχνότητα είναι αρκετά μεγαλύτερη από τη συχνότητα του δικτύου, μπορούμε να αγνοήσουμε την υψίσυχη κυμάτωση θεωρώντας τις μέσες τιμές εντός διαστήματος μιας διακοπτικής περιόδου T_s των μεταβλητών στη θέση αυτών. Η μέση τιμή μίας συνάρτησης $x(t)$ περιόδου T_s δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$\langle x(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) d\tau \quad (5.31)$$

Ο τελεστής (5.31) είναι γνωστός ως τελεστής κινούμενης μέσης τιμής (moving average). Εφαρμόζοντας την προσέγγιση αυτή, αγνοούμε ουσιαστικά την επίδραση των υψίσυχων αρμονικών, ενώ λαμβάνουμε υπόψη μόνο τη χαμηλής συχνότητας εναλλασσόμενη μεταβολή των μεταβλητών [65]. Η προσέγγιση αυτή είναι τόσο ακριβέστερη όσο μεγαλύτερη είναι η διακοπτική συχνότητα f_s σε σχέση με τη συχνότητα του δικτύου f . Το μοντέλο που προκύπτει μέσω της προσέγγισης αυτής είναι γνωστό ως μοντέλο μέσης τιμής (averaged model).

Οι μέσες τιμές εντός της περιόδου T_s των διακοπτικών συναρτήσεων u_i κάθε βαθμίδας $i = 1, 2$ δίνονται αντίστοιχα από τις παρακάτω σχέσεις:

$$d_1(t) = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} u_1(\tau) d\tau \stackrel{(5.17)}{=} \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} (S_{11} - S_{12}) d\tau = d_{11}(t) - d_{12}(t) \quad (5.32)$$

$$d_2(t) = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} u_2(\tau) d\tau \stackrel{(5.18)}{=} \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} (S_{21} - S_{22}) d\tau = d_{21}(t) - d_{22}(t) \quad (5.33)$$

Στις εξισώσεις (5.32), (5.33), οι μεταβλητές

$$d_{ij}(t) = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} S_{ij}(\tau) d\tau \quad (5.34)$$

παριστάνουν τους βαθμούς χρησιμοποίησης (duty cycle) των διακοπτικών στοιχείων $j=1,2,3,4$ των βαθμίδων $i=1,2$ κάθε χρονική στιγμή, δηλαδή είναι ένα μέτρο του ποσοστού (%) της T_s στο οποίο βρίσκονται κάθε διακοπτική περίοδο σε αγωγή τα εκάστοτε στοιχεία. Όμοια, οι μεταβλητές $d_1(t)$, $d_2(t)$ παριστάνουν τα duty cycle αντίστοιχα των διακοπτικών συναρτήσεων u_1 , u_2 . Όπως θα φανεί στη συνέχεια της παραγράφου, οι μεταβλητές αυτές στη μόνιμη κατάσταση μεταβάλλονται ημιτονοειδώς με τη συχνότητα του δικτύου.

Θεωρούμε ότι εντός της T_s οι συνεχείς τάσεις εξόδου των βαθμίδων $v_{dc,i}$ είναι ίσες με τις αντίστοιχες μέσες τιμές $\langle v_{dc,i}(t) \rangle_{T_s}$, $i=1,2$ και σταθερές, που είναι λογική προσέγγιση διότι η κυμάτωσή τους είναι αμελητέα ως προς την αντίστοιχη μέση τιμή. Από τη σχέση (5.19) συμπεραίνουμε ότι η τάση εισόδου της πρώτης βαθμίδας v_{a1} μπορεί να είναι ίση με $v_{dc,1}$ ή $-v_{dc,1}$, για χρονικό διάστημα αντίστοιχα $d_1 T_s$ και $d_2 T_s$, ενώ είναι ίση με 0 τον υπόλοιπο χρόνο εντός της T_s . Ισοδύναμα, λαμβάνοντας υπόψη τον ορισμό (5.32), η μέση τιμή της τάσης v_{a1} μπορεί να εκφραστεί από την παρακάτω σχέση:

$$\langle v_{a1}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} u_1(\tau) v_{dc,1}(\tau) d\tau = d_1 \langle v_{dc,1}(t) \rangle_{T_s} \quad (5.35)$$

που δηλώνει πρακτικά ότι η τάση v_{a1} είναι κατά μέση τιμή ίση με την τάση $v_{dc,1}$ για χρόνο $d_1 T_s$, με τη μεταβλητή d_1 να μεταβάλλεται στη μόνιμη κατάσταση ημιτονοειδώς στο διάστημα $(-1,1)$ με τη συχνότητα του δικτύου. Όμοια, λαμβάνοντας υπόψη τον ορισμό (5.33) και τη σχέση (5.20) προκύπτει η παρακάτω σχέση για τη μέση τιμή της τάσης εισόδου της δεύτερης βαθμίδας v_{a2} :

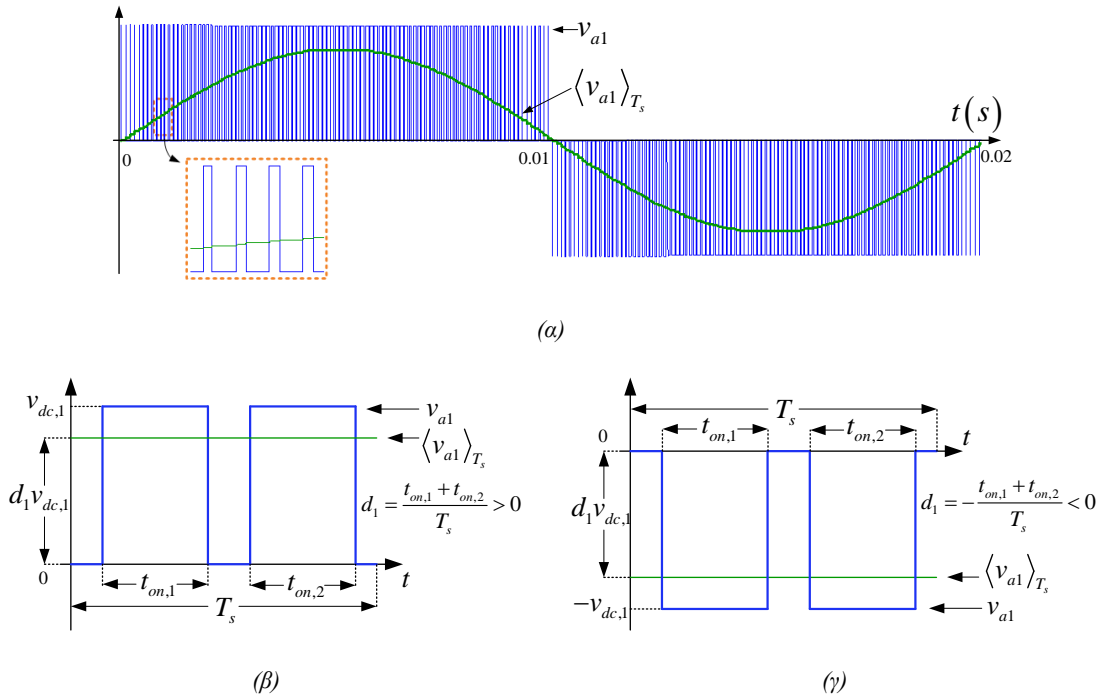
$$\langle v_{a2}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} u_2(\tau) v_{dc,2}(\tau) d\tau = d_2 \langle v_{dc,2}(t) \rangle_{T_s} \quad (5.36)$$

που δηλώνει πρακτικά ότι η τάση v_{a2} είναι κατά μέση τιμή ίση με την τάση $v_{dc,2}$ για χρόνο $d_2 T_s$, με τη μεταβλητή d_2 να μεταβάλλεται στη μόνιμη κατάσταση ημιτονοειδώς στο διάστημα $(-1,1)$ με τη συχνότητα του δικτύου. Από τη σχέση (5.21), λαμβάνοντας υπόψη τις (5.35), (5.36), η μέση τιμή της τάσης εισόδου v_{ab} της ανορθωτικής διάταξης δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$\langle v_{ab}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} (u_1(\tau) v_{dc,1}(\tau) + u_2(\tau) v_{dc,2}(\tau)) d\tau = d_1 \langle v_{dc,1}(t) \rangle_{T_s} + d_2 \langle v_{dc,2}(t) \rangle_{T_s} \quad (5.37)$$

Η έννοια των duty cycle των σχέσεων (5.32), (5.33), καθώς και των μέσων τιμών (5.35), (5.36) εξηγείται και με τη βοήθεια του σχήματος 5.4. Υπενθυμίζουμε ότι για τη διαμόρφωση των παλμών πρόκειται να χρησιμοποιηθούν τεχνικές MPWM. Επομένως θεωρώντας την αποτελεσματική δράση του ελεγκτή, οι τάσεις των βαθμίδων στη μόνιμη κατάσταση θα είναι της μορφής του σχήματος 2.13(α), εάν πχ θεωρήσουμε τεχνική διαμόρφωσης PS-PWM. Στη βάση της τελευταίας παρατήρησης, στο σχήμα 5.4(α) φαίνεται η τάση v_{a1} της 1^{ης} βαθμίδας. Στο σχήμα 5.4(β) φαίνεται ένα τυχαίο

διάστημα διακοπτικής περιόδου εντός της θετικής θεμελιώδους περιόδου στο οποίο $v_{a1} \in \{0, v_{dc,1}\}$. Η έννοια του duty cycle d_1 έγκειται στο γεγονός ότι εντός του διαστήματος T_s η τάση v_{a1} είναι ίση με $v_{dc,1}$ για χρονικό διάστημα $d_1 T_s$ και 0 τον υπόλοιπο χρόνο, άρα η μέση τιμή της εντός της T_s είναι ίση με $d_1 v_{dc,1}$ προς επιβεβαίωση της σχέσης (5.35), υπενθυμίζοντας βέβαια την υπόθεση ότι οι τάσεις $v_{dc,i}$, $i=1,2$ είναι ίσες με τις αντίστοιχες μέσες τιμές τους. Έτσι, η μέση τιμή της v_{a1} ουσιαστικά αλλάζει μόνο τμηματικά σε κάθε διαφορετικό διάστημα T_s . Όμοια συμπεράσματα εξάγονται και από το σχήμα 5.4(γ) όπου $v_{a1} \in \{-v_{dc,1}, 0\}$. Τελικά, θεωρώντας ότι η διακοπτική περίοδος T_s είναι αρκετά μικρότερη από τη θεμελιώδη περίοδο των $20ms$, ενώνοντας όλα τα τμήματα της μέσης τιμής της τάσης v_{a1} για κάθε διάστημα T_s λαμβάνουμε την κατά προσέγγιση ημιτονοειδή μορφή του σχήματος 5.4(α). Διαιρώντας τη μέση τιμή της τάσης v_{a1} με τη συνεχή τάση $v_{dc,1}$ λαμβάνουμε το duty cycle d_1 το οποίο τελικά μεταβάλλεται ημιτονοειδώς στο διάστημα $(-1,1)$ με συχνότητα $50Hz$. Όμοιοι συλλογισμοί μπορούν να γίνουν και για το duty cycle d_2 . Επίσης, παρόμοια είναι η λογική και στην περίπτωση της τεχνικής PD-PWM.



Σχήμα 5.4: Επεξήγηση της λογικής του μοντέλου μέσης τιμής, (α) Τάση v_{a1} εντός μιας θεμελιώδους περιόδου, (β) Τάση v_{a1} εντός της θετικής ημιπεριόδου, (γ) Τάση v_{a1} εντός της αρνητικής ημιπεριόδου. Υποτίθεται τεχνική διαμόρφωσης PS-PWM με $f_s=5kHz$ και $m_a=0.8$

Εισάγουμε τώρα τον τελεστή (5.31) στην πρώτη εξίσωση του διακοπτικού μοντέλου (5.30):

$$\frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} \frac{di_s(\tau)}{d\tau} d\tau = -\frac{R_s}{L_s} \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} i_s(\tau) d\tau + \frac{1}{L_s} \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} v_s(\tau) d\tau - \frac{1}{L_s} \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} (u_1(\tau)v_{dc,1}(\tau) + u_2(\tau)v_{dc,2}(\tau)) d\tau \Leftrightarrow$$

$$\frac{1}{T_s} [i_s(t+T_s) - i_s(t)] = -\frac{R_s}{L_s} \langle i_s(t) \rangle_{T_s} + \frac{1}{L_s} \langle v_s(t) \rangle_{T_s} - \frac{1}{L_s} \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} (u_1(\tau)v_{dc,1}(\tau) + u_2(\tau)v_{dc,2}(\tau)) d\tau \quad (5.38)$$

Μπορούμε να ορίσουμε την παράγωγο της μέσης τιμής $\langle i_s(t) \rangle_{T_s}$:

$$\frac{d \langle i_s(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} i_s(\tau) d\tau \right) = \frac{i_s(t+T_s) - i_s(t)}{T_s} \quad (5.39)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τις σχέσεις (5.39) και (5.37), η εξίσωση (5.38) γίνεται:

$$\frac{d \langle i_s(t) \rangle_{T_s}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \langle i_s(t) \rangle_{T_s} + \frac{1}{L_s} \langle v_s(t) \rangle_{T_s} - \frac{1}{L_s} d_1 \langle v_{dc,1}(t) \rangle_{T_s} - \frac{1}{L_s} d_2 \langle v_{dc,2}(t) \rangle_{T_s} \quad (5.40)$$

Η εξίσωση (5.40) περιγράφει ουσιαστικά τη μεταβολή στη συχνότητα του δικτύου του ρεύματος εισόδου της ανορθωτικής διάταξης, εάν αμελήσουμε την επίδραση των αρμονικών της διακοπτικής συχνότητας. Δηλώνει ότι το ρεύμα εισόδου κατά μέση τιμή μεταβάλλεται με την πρακτικά σταθερή εντός της διακοπτικής περιόδου T_s κλίση του δεξιού μέλους της εξίσωσης (5.40). Η εξίσωση αυτή αποτελεί την 1^η εξίσωση του μοντέλου μέσης τιμής της διάταξης.

Από τη σχέση (5.26) συμπεραίνουμε ότι το συνεχές ρεύμα εξόδου της πρώτης βαθμίδας $i_{dc,1}$ μπορεί να είναι ίσο με i_s ή $-i_s$, για χρονικό διάστημα αντίστοιχα $d_1 T_s$ και $d_2 T_s$, ενώ είναι ίσο με 0 τον υπόλοιπο χρόνο εντός της T_s . Ισοδύναμα, λαμβάνοντας υπόψη τον ορισμό (5.32), η μέση τιμή του ρεύματος $i_{dc,1}$ μπορεί να εκφραστεί από την παρακάτω σχέση:

$$\langle i_{dc,1}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} u_1(\tau) i_s(\tau) d\tau = d_1 \langle i_s(t) \rangle_{T_s} \quad (5.41)$$

Όμοια, λαμβάνοντας υπόψη τον ορισμό (5.33) και τη σχέση (5.27) προκύπτει η παρακάτω σχέση για το συνεχές ρεύμα εξόδου της δεύτερης βαθμίδας $i_{dc,2}$:

$$\langle i_{dc,2}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} u_2(\tau) i_s(\tau) d\tau = d_2 \langle i_s(t) \rangle_{T_s} \quad (5.42)$$

Εισάγουμε τώρα τον τελεστή (5.31) στη δεύτερη εξίσωση του διακοπτικού μοντέλου (5.30):

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} \frac{dv_{dc,1}(\tau)}{d\tau} d\tau &= \frac{1}{C_{o,1}} \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} u_1(\tau) i_s(\tau) d\tau - \frac{1}{C_{o,1}} \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} i_{L,1}(\tau) d\tau \Leftrightarrow \\ \frac{1}{T_s} [v_{dc,1}(t+T_s) - v_{dc,1}(t)] &= \frac{1}{C_{o,1}} \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} u_1(\tau) i_s(\tau) d\tau - \frac{1}{C_{o,1}} \langle i_{L,1}(t) \rangle_{T_s} \end{aligned} \quad (5.43)$$

Μπορούμε να ορίσουμε την παράγωγο της μέσης τιμής $\langle v_{dc,1}(t) \rangle_{T_s}$:

$$\frac{d \langle v_{dc,1}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} v_{dc,1}(\tau) d\tau \right) = \frac{v_{dc,1}(t+T_s) - v_{dc,1}(t)}{T_s} \quad (5.44)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τις σχέσεις (5.44) και (5.41), η εξίσωση (5.43) γίνεται:

$$\frac{d \langle v_{dc,1}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{C_{o,1}} d_1 \langle i_s(t) \rangle_{T_s} - \frac{1}{C_{o,1}} \langle i_{L,1}(t) \rangle_{T_s} \quad (5.45)$$

Όμοια, εισάγουμε τον τελεστή (5.31) στη τρίτη εξίσωση του μοντέλου (5.30):

$$\frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} \frac{dv_{dc,2}(\tau)}{d\tau} d\tau = \frac{1}{C_{o,2}} \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} u_2(\tau) i_s(\tau) d\tau - \frac{1}{C_{o,2}} \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} i_{L,2}(\tau) d\tau \Leftrightarrow$$

$$\frac{1}{T_s} [v_{dc,2}(t+T_s) - v_{dc,2}(t)] = \frac{1}{C_{o,2}} \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} u_2(\tau) i_s(\tau) d\tau - \frac{1}{C_{o,2}} \langle i_{L,2}(t) \rangle_{T_s} \quad (5.46)$$

Μπορούμε να ορίσουμε την παράγωγο της μέσης τιμής $\langle v_{dc,2}(t) \rangle_{T_s}$:

$$\frac{d \langle v_{dc,2}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} v_{dc,2}(\tau) d\tau \right) = \frac{v_{dc,2}(t+T_s) - v_{dc,2}(t)}{T_s} \quad (5.47)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τις σχέσεις (5.47) και (5.42), η εξίσωση (5.46) γίνεται:

$$\frac{d \langle v_{dc,2}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{C_{o,2}} d_2 \langle i_s(t) \rangle_{T_s} - \frac{1}{C_{o,2}} \langle i_{L,2}(t) \rangle_{T_s} \quad (5.48)$$

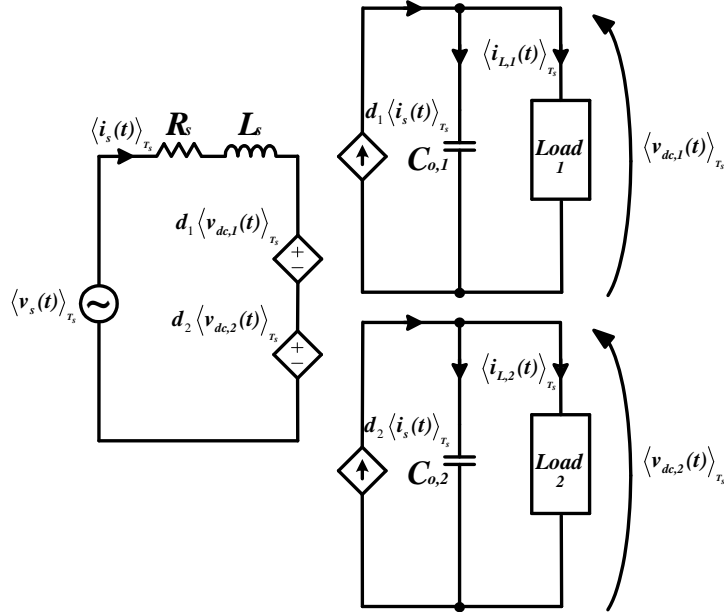
Οι εξισώσεις (5.45), (5.48) περιγράφουν ουσιαστικά τη μεταβολή χαμηλής συχνότητας των συνεχών τάσεων εξόδου των δύο βαθμίδων της ανορθωτικής διάταξης, εάν αμελήσουμε την επίδραση των αρμονικών της διακοπτικής συχνότητας. Δηλώνουν ότι οι τάσεις εξόδου κατά μέση τιμή μεταβάλλονται με την πρακτικά σταθερή εντός της διακοπτικής περιόδου T_s κλίση του αντίστοιχου δεξιού μέλους των εξισώσεων (5.45) και (5.48). Οι εξισώσεις αυτές ολοκληρώνουν το μοντέλο μέσης τιμής της διάταξης, το οποίο παραθέτουμε συγκεντρωτικά παρακάτω:

$$\begin{cases} \frac{d \langle i_s(t) \rangle_{T_s}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \langle i_s(t) \rangle_{T_s} + \frac{1}{L_s} \langle v_s(t) \rangle_{T_s} - \frac{1}{L_s} d_1 \langle v_{dc,1}(t) \rangle_{T_s} - \frac{1}{L_s} d_2 \langle v_{dc,2}(t) \rangle_{T_s} \\ \frac{d \langle v_{dc,1}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{C_{o,1}} d_1 \langle i_s(t) \rangle_{T_s} - \frac{1}{C_{o,1}} \langle i_{L,1}(t) \rangle_{T_s} \\ \frac{d \langle v_{dc,2}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{C_{o,2}} d_2 \langle i_s(t) \rangle_{T_s} - \frac{1}{C_{o,2}} \langle i_{L,2}(t) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (5.49)$$

Το ισοδύναμο κύκλωμα του μοντέλου (5.49) φαίνεται στο σχήμα 5.5, στο οποίο φαίνονται οι εξαρτημένες πηγές τάσης από τάση $d_1 \langle v_{dc,1}(t) \rangle_{T_s}$, $d_2 \langle v_{dc,2}(t) \rangle_{T_s}$, και οι εξαρτημένες πηγές ρεύματος από ρεύμα $d_1 \langle i_s(t) \rangle_{T_s}$, $d_2 \langle i_s(t) \rangle_{T_s}$.

5.3 Ανάλυση του μοντέλου μέσης τιμής στο πλαίσιο dq

Η μέση τιμή του ρεύματος εισόδου στο μοντέλο (5.49) στη μόνιμη κατάσταση μεταβάλλεται ημιτονοειδώς με τη συχνότητα του δικτύου. Ακόμη, οι μέσες τιμές των συνεχών τάσεων εξόδου των δύο βαθμίδων, στη μόνιμη κατάσταση μεταβάλλονται ημιτονοειδώς σε συχνότητα διπλάσια από αυτή του δικτύου (100Hz), γύρω από την αντίστοιχη συνεχή συνιστώσα τους. Το τελευταίο μπορεί να αποδειχθεί από τις εξισώσεις (5.45) και (5.48) του μοντέλου μέσης τιμής. Για παράδειγμα, θεωρώντας μόνιμη κατάσταση λειτουργίας της διάταξης υπό συμμετρικές συνθήκες (ίδιες συνεχείς τάσεις v_{dc} ανά βαθμίδα, ίδιοι πυκνωτές εξόδου C_o και ίδια φορτία), μοναδιαίο συντελεστή ισχύος εισόδου, δηλαδή



Σχήμα 5.5: Ισοδύναμο κύκλωμα μοντέλου μέσης τιμής μονοφασικής ανορθωτικής διάταξης CHB με δύο βαθμίδες

$\langle i_s \rangle_{T_s} = I_{s,p} \sin \omega t$, και αμελώντας τις αρμονικές λόγω της διακοπτικής φύσης του μετατροπέα, μπορούμε να καταφύγουμε στο μοντέλο μέσης τιμής της διάταξης. Στη μόνιμη κατάσταση θα είναι $d_1 = d_2 = m_a \sin \omega t$, όπου m_a ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους, ίδιος και για τις δύο βαθμίδες. Υποθέτοντας για απλοποίηση ωμικό φορτίο R_o ανά βαθμίδα, προσθέτοντας κατά μέλη τις εξισώσεις (5.45), (5.48) προκύπτει η παρακάτω διαφορική εξίσωση:

$$\frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{1}{R_o C_o} v_{dc} = \frac{m_a I_{s,p}}{C_o} \sin^2 \omega t \quad (5.50)$$

Επιλύοντας την παραπάνω εξίσωση, κάνοντας χρήση και της τριγωνομετρικής ταυτότητας $\sin^2 \omega t = (1 - \cos 2\omega t)/2$, είναι δυνατό να δείξουμε ότι οι συνεχείς τάσεις των βαθμίδων λαμβάνουν τη μορφή $v_{dc} = V_{dc} + A \sin(2\omega t + \theta)$, όπου A, θ σταθερές που μπορούν να υπολογιστούν. Δηλαδή, πράγματι μεταβάλλονται ημιτονοειδώς γύρω από μία συνεχή συνιστώσα V_{dc} με συχνότητα $2 \cdot 50 = 100 \text{ Hz}$. Ωστόσο, η μεταβολή αυτή είναι αμελητέα ως προς τη συνεχή συνιστώσα, και στα πλαίσια της σχεδίασης ενός ελεγκτή κλειστού βρόχου όπως ο LQR οι τάσεις εξόδου μπορούν να θεωρηθούν πρακτικά σταθερές.

Ο LQR ελεγκτής που θα σχεδιάσουμε στην παρούσα εργασία, όπως επισημάναμε στο 4^ο κεφάλαιο, μπορεί να ρυθμίσει μόνο σταθερές ΣΡ μεταβλητές. Κατ'επέκταση, οι μέσες τιμές των συνεχών τάσεων εξόδου είναι δυνατόν να ρυθμιστούν από τον ελεγκτή αυτό. Εντούτοις, η μέση τιμή του ρεύματος εισόδου ως ημιτονοειδής μεταβαλλόμενη μεταβλητή δεν είναι δυνατόν να ρυθμιστεί άμεσα. Φαίνεται λοιπόν πως είναι απαραίτητος ο μετασχηματισμός της σε ένα πλαίσιο συντεταγμένων στο οποίο θα μπορούσαμε να τη διαχειριστούμε σαν μία τυπική ΣΡ μεταβλητή. Έτσι, θα ήταν πλέον δυνατό να εφαρμοστεί σωστά ο έλεγχος χωρίς να αφήνει μόνιμα σφάλματα θέσης. Τυπικό πλαίσιο για

τέτοιες εφαρμογές είναι το γνωστό στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς dq , το οποίο στην περίπτωση μας, εάν επιλέξουμε να περιστρέφεται με τη συχνότητα του δικτύου ω , μπορεί να αποτελέσει ένα πλαίσιο αναφοράς ως προς το οποίο η $\langle i_s(t) \rangle_x$ είναι μεταβλητή ΣΡ. Έτσι, επιτυγχάνουμε πρακτικά τον έμμεσο έλεγχο της τελευταίας, μέσω του άμεσου ελέγχου στο πλαίσιο dq .

Σε τριφασικές εφαρμογές μετατροπών ισχύος υπάρχει ο γνωστός μετασχηματισμός Park [62] που μετασχηματίζει ένα τριφασικό σύστημα ημιτονοειδών τάσεων, ρευμάτων ή άλλων μεγεθών από το στατό πλαίσιο αναφοράς σε ένα σύστημα μεγεθών στο ορθογώνιο πλαίσιο αναφοράς dq , το οποίο επιλέγεται να περιστρέφεται ως επί το πλείστον με τη συχνότητα του δικτύου ω (σύγχρονο πλαίσιο). Εφαρμόζοντας το μετασχηματισμό αυτό σε ένα τριφασικό σύστημα ημιτονοειδών μεταβλητών μπορούμε να μετατρέψουμε το σημείο λειτουργίας μόνιμης ημιτονοειδούς κατάστασης σε σημείο λειτουργίας ΣΡ, αφού οι μετασχηματισμένες μεταβλητές στο περιστρεφόμενο πλαίσιο dq είναι πλέον σταθερές ως προς το χρόνο. Ως εκ τούτου, ρυθμίζοντας άμεσα τις dq συνιστώσες, επιτυγχάνουμε την έμμεση ρύθμιση των πραγματικών τριφασικών ημιτονοειδών συνιστωσών. Ωστόσο, σε μονοφασικές εφαρμογές μετατροπών ισχύος τίθεται το πρόβλημα του μετασχηματισμού ενός μονοφασικού ημιτονοειδούς μεγέθους σε δύο συνιστώσες d, q του πλαισίου dq . Μεταξύ άλλων, όπως αναφέρουμε και στο παράρτημα Α, η πιο διαδεδομένη τεχνική είναι να θεωρήσουμε μία φανταστική μεταβλητή (συνιστώσα m) ορθογώνια στην αρχική – πραγματική (συνιστώσα a), με καθυστέρηση 90° της θεμελιώδους περιόδου T (δηλαδή $T/4$), και έπειτα να μετασχηματίσουμε το υποθετικό αυτό διφασικό σύστημα στο πλαίσιο dq . Αυτό επιτυγχάνεται εάν θεωρήσουμε γενικότερα ένα υποθετικό φανταστικό κύκλωμα, εντελώς όμοιο με το πραγματικό, με κάποιες όμως διαφοροποιήσεις. Οι διαφοροποιήσεις ανάμεσα στα δύο κυκλώματα εντοπίζονται στα εξής παρακάτω σημεία:

- Στη θέση του ρεύματος εισόδου i_{sa} έχουμε ένα ρεύμα εισόδου με καθυστέρηση φάσης 90° ως προς το i_{sa} , το i_{sm}
- Στη θέση της εναλλασσόμενης τάσης εισόδου v_{sa} έχουμε μία τάση με καθυστέρηση φάσης 90° ως προς τη v_{sa} , τη v_{sm}
- Στη θέση των στοιχείων $S_{aj}, D_{aj}, i=1,2, j=1,2,3,4$, με duty cycle d_{ai} και διακοπτικές συναρτήσεις u_{ai} έχουμε τα $S_{mij}, D_{mij}, i=1,2, j=1,2,3,4$, με duty cycle d_{mi} και διακοπτικές συναρτήσεις u_{mi} , με καθυστέρηση φάσης 90°

Για παράδειγμα, δεδομένου ότι η εναλλασσόμενη τάση εισόδου v_{sa} του πραγματικού κυκλώματος είναι καθαρά ημιτονοειδής,

$$v_{sa} = V_{s,p} \sin \omega t$$

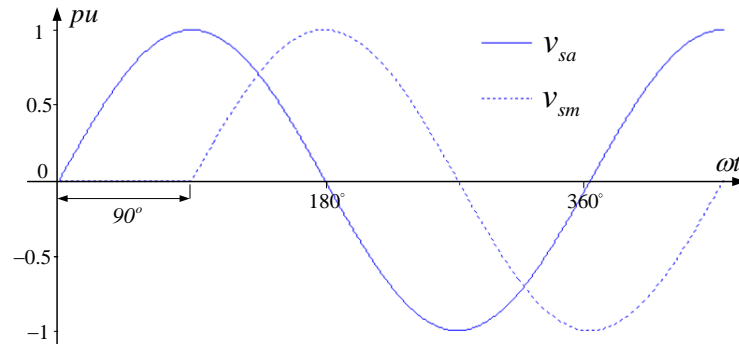
η αντίστοιχη εναλλασσόμενη τάση εισόδου v_{sm} του φανταστικού κυκλώματος θα έχει καθυστέρηση

$$\frac{T}{4} = \frac{20ms}{4} = 5ms \text{ σε σχέση με την } v_{sa} :$$

$$v_{sm} = v_{sa} \left(t - \frac{T}{4} \right) = V_{s,p} \sin \left[\omega \left(t - \frac{T}{4} \right) \right] = V_{s,p} \sin \left(\omega t - \frac{\omega T}{4} \right) = V_{s,p} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \Leftrightarrow$$

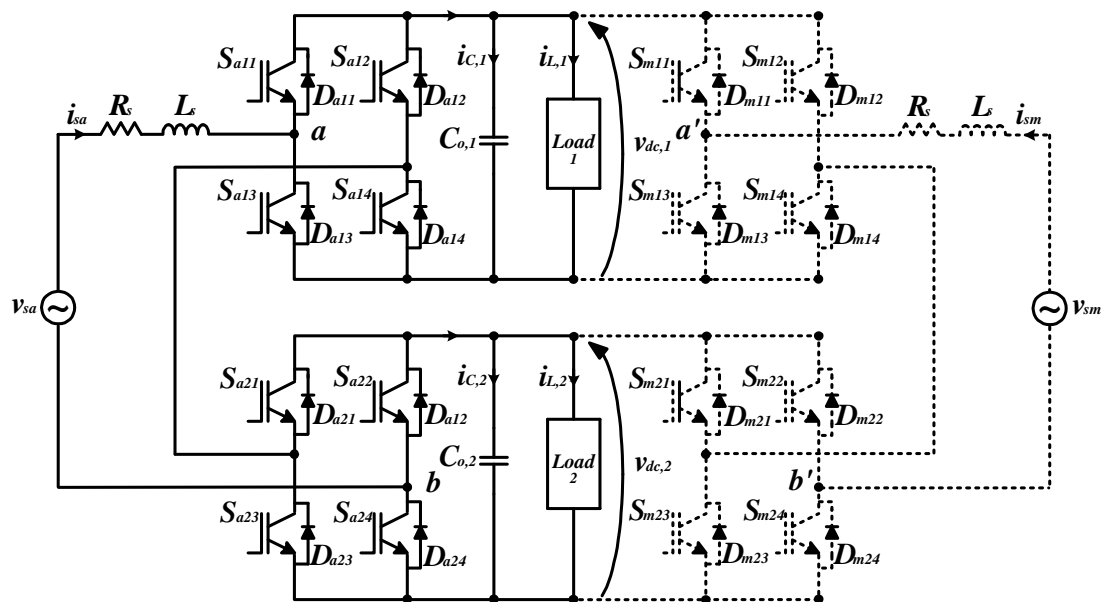
$$v_{sm} = -V_{s,p} \cos \omega t$$

Το σχήμα 5.6 δείχνει χαρακτηριστικά τη σχέση ανάμεσα στις τάσεις v_{sa} και v_{sm} :



Σχήμα 5.6: Σχέση ανάμεσα στις τάσεις του πραγματικού και φανταστικού κυκλώματος v_{sa} και v_{sm}

Τα μεγέθη R_s , L_s έχουν ίδιες τιμές τόσο στο πραγματικό όσο και στο φανταστικό κύκλωμα. Επίσης, τα δύο κυκλώματα μοιράζονται τα ίδια φορτία και χωρητικότητες εξόδου ανά βαθμίδα $C_{o,i}$, και κατ' επέκταση τα ρεύματα $i_{L,i}$ και οι συνεχείς τάσεις εξόδου $v_{dc,i}$ είναι κοινά και στα δύο. Στο σχήμα 5.7 φαίνεται η τροποποιημένη κυκλωματική διάταξη που περιλαμβάνει τόσο το πραγματικό όσο και το φανταστικό κύκλωμα (το τελευταίο με διακεκομμένες γραμμές):



Σχήμα 5.7: Πραγματική & φανταστική κυκλωματική διάταξη μονοφασικής ανορθωτικής διάταξης CHB με δύο βαθμίδες

Με την εισαγωγή της φανταστικής μεταβλητής i_{sm} μέσω της θεώρησης του φανταστικού κυκλώματος είναι δυνατόν πλέον να εφαρμόσουμε μονοφασικό, στην περίπτωσή μας, μετασχηματισμό

$am - dq$, αντικαθιστώντας έτσι το ρεύμα εισόδου i_s από δύο συνιστώσες ΣΡ οι οποίες είναι δυνατόν να ρυθμιστούν άμεσα. Όπως εξηγείται αναλυτικά στο παράρτημα Α, ο πίνακας μετασχηματισμού από το στατό πλαίσιο των πραγματικών – φανταστικών μεταβλητών am στο στρεφόμενο πλαίσιο των μεταβλητών dq που θα χρησιμοποιήσουμε δίνεται από τη σχέση (Α.3) την οποία παραθέτουμε και παρακάτω:

$$T = \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ \cos \omega t & \sin \omega t \end{bmatrix} \quad (5.51)$$

Ο αντίστροφος πίνακας μετασχηματισμού από το πλαίσιο των μεταβλητών dq στο πλαίσιο των πραγματικών – φανταστικών μεταβλητών am δίνεται από τη σχέση (Α.4) την οποία παραθέτουμε και παρακάτω:

$$T^{-1} = T^T = \begin{bmatrix} \sin \omega t & \cos \omega t \\ -\cos \omega t & \sin \omega t \end{bmatrix} \quad (5.52)$$

Αρχικά, πρέπει να τροποποιήσουμε το διακοπτικό μοντέλο (5.30), ώστε να ληφθεί υπόψη η φανταστική κυκλωματική διάταξη. Η δυναμική του πραγματικού ρεύματος εισόδου περιγράφεται από την εξίσωση (5.23), την οποία και παραθέτουμε παρακάτω:

$$\frac{di_{sa}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{sa} + \frac{1}{L_s} v_{sa} - \frac{1}{L_s} u_{a1} v_{dc,1} - \frac{1}{L_s} u_{a2} v_{dc,2} \quad (5.53)$$

Η δυναμική του φανταστικού ρεύματος εισόδου δίνεται από την παρακάτω εξίσωση η οποία είναι όμοια της (5.53):

$$\frac{di_{sm}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{sm} + \frac{1}{L_s} v_{sm} - \frac{1}{L_s} u_{m1} v_{dc,1} - \frac{1}{L_s} u_{m2} v_{dc,2} \quad (5.54)$$

Εφαρμόζοντας τώρα το νόμο ρευμάτων του Kirchhoff στους ζυγούς ΣΡ του κυκλώματος του σχήματος 5.6, η δυναμική των συνεχών τάσεων εξόδου περιγράφεται από τις παρακάτω τροποποιημένες εξισώσεις, όμοιες των (5.28) , (5.29):

$$\frac{dv_{dc,1}}{dt} = \frac{1}{C_{o,1}} u_{a1} i_s + \frac{1}{C_{o,1}} u_{m1} i_s - \frac{1}{C_{o,1}} i_{L,1} \quad (5.55)$$

$$\frac{dv_{dc,2}}{dt} = \frac{1}{C_{o,2}} u_{a2} i_s + \frac{1}{C_{o,2}} u_{m2} i_s - \frac{1}{C_{o,2}} i_{L,2} \quad (5.56)$$

Στο τροποποιημένο διακοπτικό μοντέλο των (5.53), (5.54), (5.55), (5.56) εφαρμόζουμε τη λογική της προσέγγισης μέσης τιμής της παραγράφου 5.2, οπότε λαμβάνουμε το τροποποιημένο μοντέλο μέσης τιμής που φαίνεται στην επόμενη σελίδα:

$$\begin{cases} \frac{d\langle i_{sa}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \langle i_{sa}(t) \rangle_{T_s} + \frac{1}{L_s} \langle v_{sa}(t) \rangle_{T_s} - \frac{1}{L_s} d_{a1} \langle v_{dc,1}(t) \rangle_{T_s} - \frac{1}{L_s} d_{a2} \langle v_{dc,2}(t) \rangle_{T_s} \\ \frac{d\langle i_{sm}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \langle i_{sm}(t) \rangle_{T_s} + \frac{1}{L_s} \langle v_{sm}(t) \rangle_{T_s} - \frac{1}{L_s} d_{m1} \langle v_{dc,1}(t) \rangle_{T_s} - \frac{1}{L_s} d_{m2} \langle v_{dc,2}(t) \rangle_{T_s} \\ \frac{d\langle v_{dc,1}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{C_{o,1}} d_{a1} \langle i_{sa}(t) \rangle_{T_s} + \frac{1}{C_{o,1}} d_{m1} \langle i_{sm}(t) \rangle_{T_s} - \frac{1}{C_{o,1}} \langle i_{L,1}(t) \rangle_{T_s} \\ \frac{d\langle v_{dc,2}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{1}{C_{o,2}} d_{a2} \langle i_{sa}(t) \rangle_{T_s} + \frac{1}{C_{o,2}} d_{m2} \langle i_{sm}(t) \rangle_{T_s} - \frac{1}{C_{o,2}} \langle i_{L,2}(t) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (5.57)$$

Στο μοντέλο αυτό υπενθυμίζουμε ότι όλες οι φανταστικές μέσες τιμές παρουσιάζουν καθυστέρηση $\frac{T}{4} = \frac{20ms}{4} = 5ms$ ως προς τις αντίστοιχες πραγματικές μέσες τιμές. Επίσης, τόσο οι μέσες τιμές των συνεχών τάσεων εξόδου όσο και τα ρεύματα των φορτίων, με την παραδοχή της μικρής κυμάτωσης περί την αντίστοιχη συνεχή συνιστώσα ουσιαστικά συμπίπτουν με την τελευταία. Έτσι, είναι λογικό να αντιμετωπίσουμε τις παραπάνω μεταβλητές ως ΣΡ στα πλαίσια του μετασχηματισμού $am-dq$, οπότε στα επόμενα θα τις συμβολίζουμε ως $v_{dc,1}$, $v_{dc,2}$, $i_{L,1}$, $i_{L,2}$, για απλοποίηση (χρησιμοποιείται ο συμβολισμός τους από το διακοπτικό μοντέλο με τη διαφοροποίηση ότι πλέον θεωρούνται σταθερές στη μόνιμη κατάσταση). Συμβολίζοντας τώρα με i_{sd} , i_{sq} τις dq συνιστώσες του ρεύματος εισόδου, v_{sd} , v_{sq} τις dq συνιστώσες της εναλλασσόμενης τάσης εισόδου, και $d_{d1}, d_{d2}, d_{q1}, d_{q2}$ τις dq συνιστώσες των duty cycle, έχουμε βάσει του μετασχηματισμού (5.51):

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} \langle i_{sa}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sm}(t) \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \omega t & \cos \omega t \\ -\cos \omega t & \sin \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_{sa}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sm}(t) \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \quad (5.58)$$

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} \langle v_{sa}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sm}(t) \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \omega t & \cos \omega t \\ -\cos \omega t & \sin \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{sa}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sm}(t) \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \quad (5.59)$$

$$\begin{bmatrix} d_{d1} \\ d_{q1} \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} d_{a1} \\ d_{m1} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} d_{d1} \\ d_{q1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \omega t & \cos \omega t \\ -\cos \omega t & \sin \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{a1} \\ d_{m1} \end{bmatrix} \quad (5.60)$$

$$\begin{bmatrix} d_{d2} \\ d_{q2} \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} d_{a2} \\ d_{m2} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} d_{d2} \\ d_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \omega t & \cos \omega t \\ -\cos \omega t & \sin \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{a2} \\ d_{m2} \end{bmatrix} \quad (5.61)$$

Λόγω της (5.58), έχουμε:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \langle i_{sa}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sm}(t) \rangle_{T_s} \end{bmatrix} &= T^{-1} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \langle i_{sa}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sm}(t) \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \right) = \frac{d}{dt} \left(T^{-1} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \right) \Leftrightarrow \\ &\frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \langle i_{sa}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sm}(t) \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \right) = \frac{d}{dt} (T^{-1}) \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + T^{-1} \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \right) \Leftrightarrow \\ &\frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \langle i_{sa}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sm}(t) \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \right) = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \sin \omega t & \cos \omega t \\ -\cos \omega t & \sin \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + T^{-1} \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \right) \Leftrightarrow \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \langle i_{sa}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sm}(t) \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \right) &= \begin{bmatrix} \omega \cos \omega t & -\omega \sin \omega t \\ \omega \sin \omega t & \omega \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + T^{-1} \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \right) \Leftrightarrow \\
 T \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \langle i_{sa}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sm}(t) \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \right) &= T \begin{bmatrix} \omega \cos \omega t & -\omega \sin \omega t \\ \omega \sin \omega t & \omega \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + TT^{-1} \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \right) \Leftrightarrow \\
 T \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \langle i_{sa}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sm}(t) \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \right) &= \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ \cos \omega t & \sin \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \cos \omega t & -\omega \sin \omega t \\ \omega \sin \omega t & \omega \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \right) \Leftrightarrow \\
 T \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \langle i_{sa}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sm}(t) \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \right) &= \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \right) \quad (5.62)
 \end{aligned}$$

Οι πρώτες δύο εξισώσεις του τροποποιημένου μοντέλου μέσης τιμής (5.57) γράφονται σε μητρική μορφή:

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \langle i_{sa}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sm}(t) \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \right) &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_{sa}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sm}(t) \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{sa}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sm}(t) \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{v_{dc,1}}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{v_{dc,1}}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{a1} \\ d_{m1} \end{bmatrix} + \\
 &+ \begin{bmatrix} -\frac{v_{dc,2}}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{v_{dc,2}}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{a2} \\ d_{m2} \end{bmatrix} \quad (5.63)
 \end{aligned}$$

Εφαρμόζοντας το μετασχηματισμό $am-dq$ (5.51) στην (5.63) έχουμε:

$$\begin{aligned}
 T \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \langle i_{sa}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sm}(t) \rangle_{T_s} \end{bmatrix} \right) &= T \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_{sa}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sm}(t) \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + T \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle v_{sa}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle v_{sm}(t) \rangle_{T_s} \end{bmatrix} + \\
 &T \begin{bmatrix} -\frac{v_{dc,1}}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{v_{dc,1}}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{a1} \\ d_{m1} \end{bmatrix} + T \begin{bmatrix} -\frac{v_{dc,2}}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{v_{dc,2}}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{a2} \\ d_{m2} \end{bmatrix} \quad (5.64)
 \end{aligned}$$

Λαμβάνοντας υπόψη την (5.62), και τις (5.58), (5.59), (5.60), (5.61) η (5.64) γίνεται:

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \right) &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{v_{dc,1}}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{v_{dc,1}}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{d1} \\ d_{q1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{v_{dc,2}}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{v_{dc,2}}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{d2} \\ d_{q2} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \\
 \begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{sd} + \omega i_{sq} + \frac{1}{L_s} v_{sd} - \frac{1}{L_s} d_{d1} v_{dc,1} - \frac{1}{L_s} d_{d2} v_{dc,2} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega i_{sd} - \frac{R_s}{L_s} i_{sq} + \frac{1}{L_s} v_{sq} - \frac{1}{L_s} d_{q1} v_{dc,1} - \frac{1}{L_s} d_{q2} v_{dc,2} \end{cases} \quad (5.65)
 \end{aligned}$$

Οι εξισώσεις (5.65) περιγράφουν τη δυναμική του ρεύματος εισόδου στο πλαίσιο dq . Οι δεύτερες δύο εξισώσεις του τροποποιημένου μοντέλου μέσης τιμής (5.57) γράφονται σε μητρική μορφή:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} v_{dc,1} \\ v_{dc,2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{o,1}} \begin{bmatrix} d_{d1} \\ d_{m1} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \langle i_{sa}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sm}(t) \rangle_{T_s} \end{bmatrix} - \frac{1}{C_{o,1}} i_{L,1} \\ \frac{1}{C_{o,2}} \begin{bmatrix} d_{d2} \\ d_{m2} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \langle i_{sa}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{sm}(t) \rangle_{T_s} \end{bmatrix} - \frac{1}{C_{o,2}} i_{L,2} \end{bmatrix} \quad (5.66)$$

Λόγω των (5.58), (5.60) και (5.61), η (5.66) γίνεται:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} v_{dc,1} \\ v_{dc,2} \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{o,1}} \left(T^{-1} \begin{bmatrix} d_{d1} \\ d_{q1} \end{bmatrix} \right)^T T^{-1} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} - \frac{1}{C_{o,1}} i_{L,1} \\ \frac{1}{C_{o,2}} \left(T^{-1} \begin{bmatrix} d_{d2} \\ d_{q2} \end{bmatrix} \right)^T T^{-1} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} - \frac{1}{C_{o,2}} i_{L,2} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \\ \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} v_{dc,1} \\ v_{dc,2} \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{o,1}} \begin{bmatrix} d_{d1} \\ d_{q1} \end{bmatrix}^T (T^{-1})^T T^{-1} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} - \frac{1}{C_{o,1}} i_{L,1} \\ \frac{1}{C_{o,2}} \begin{bmatrix} d_{d2} \\ d_{q2} \end{bmatrix}^T (T^{-1})^T T^{-1} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} - \frac{1}{C_{o,2}} i_{L,2} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \\ &\begin{cases} \frac{dv_{dc,1}}{dt} = \frac{1}{C_{o,1}} d_{d1} i_{sd} + \frac{1}{C_{o,1}} d_{q1} i_{sq} - \frac{1}{C_{o,1}} i_{L,1} \\ \frac{dv_{dc,2}}{dt} = \frac{1}{C_{o,2}} d_{d2} i_{sd} + \frac{1}{C_{o,2}} d_{q2} i_{sq} - \frac{1}{C_{o,2}} i_{L,2} \end{cases} \quad (5.67) \end{aligned}$$

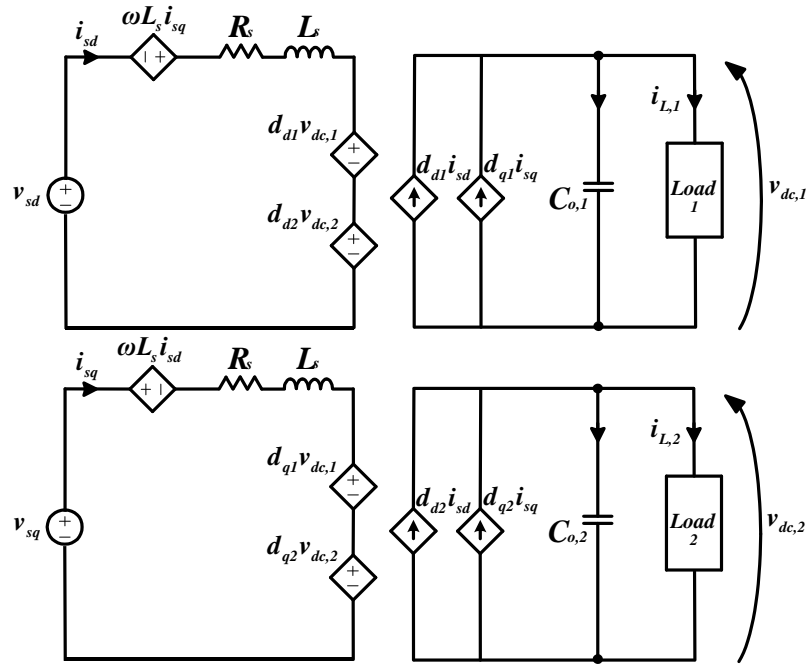
Οι εξισώσεις (5.67) περιγράφουν τη δυναμική των συνεχών τάσεων εξόδου των δύο βαθμίδων στο πλαίσιο dq . Συγκεντρωτικά, το μοντέλο μέσης τιμής της διάταξης στο πλαίσιο dq φαίνεται παρακάτω:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{sd} + \omega i_{sq} + \frac{1}{L_s} v_{sd} - \frac{1}{L_s} d_{d1} v_{dc,1} - \frac{1}{L_s} d_{d2} v_{dc,2} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega i_{sd} - \frac{R_s}{L_s} i_{sq} + \frac{1}{L_s} v_{sq} - \frac{1}{L_s} d_{q1} v_{dc,1} - \frac{1}{L_s} d_{q2} v_{dc,2} \\ \frac{dv_{dc,1}}{dt} = \frac{1}{C_{o,1}} d_{d1} i_{sd} + \frac{1}{C_{o,1}} d_{q1} i_{sq} - \frac{1}{C_{o,1}} i_{L,1} \\ \frac{dv_{dc,2}}{dt} = \frac{1}{C_{o,2}} d_{d2} i_{sd} + \frac{1}{C_{o,2}} d_{q2} i_{sq} - \frac{1}{C_{o,2}} i_{L,2} \end{cases} \quad (5.68)$$

Το ισοδύναμο κύκλωμα του μοντέλου (5.68) φαίνεται στο σχήμα 5.8, στο οποίο φαίνονται οι εξαρτημένες πηγές τάσης από τάση $d_{d1} v_{dc,1}$, $d_{d2} v_{dc,2}$, $d_{q1} v_{dc,1}$, $d_{q2} v_{dc,2}$, οι εξαρτημένες πηγές ρεύματος από ρεύμα $d_{d1} i_{sd}$, $d_{q1} i_{sq}$, $d_{d2} i_{sd}$, $d_{q2} i_{sq}$, και οι εξαρτημένες πηγές τάσης από ρεύμα $\omega L_s i_{sq}$, $\omega L_s i_{sd}$.

Επιπρόσθετο πλεονέκτημα του μετασχηματισμού του ρεύματος εισόδου i_s στις ΣΡ συνιστώσες του i_{sd}, i_{sq} είναι ότι μέσω της αποσύζευξης αυτής είναι δυνατός ο ξεχωριστός έμμεσος έλεγχος της ενεργού και αέργου ισχύος εισόδου της διάταξης. Όπως αποδεικνύεται στο παράρτημα Β, μέσω της συνιστώσας i_{sd} ελέγχεται έμμεσα η ενεργός ισχύς εισόδου, ενώ μέσω της συνιστώσας i_{sq} ελέγχεται έμμεσα η άεργος ισχύς εισόδου της διάταξης κι επομένως και η φασική απόκλιση ανάμεσα στο ρεύμα εισόδου και στην τάση εισόδου του δικτύου. Επομένως, είναι δυνατός ο πλήρης έλεγχος του

συντελεστή ισχύος εισόδου της διάταξης. Στο σχήμα B.2 φαίνονται τα διανυσματικά διαγράμματα για τη λειτουργία της ανορθωτικής διάταξης CHB με μοναδιαίο, επαγωγικό και χωρητικό συντελεστή ισχύος εισόδου, όπου διακρίνει κανείς πως διαμορφώνονται αναλόγως οι συνιστώσες i_{sd}, i_{sq} .



Σχήμα 5.8: Ισοδύναμο κύκλωμα μοντέλου μέσης τιμής στο πλαίσιο dq μονοφασικής ανορθωτικής διάταξης CHB με δύο βαθμίδες

5.4 Ανάλυση του μοντέλου ασθενούς σήματος

Το μοντέλο (5.68), μπορεί να περιγραφεί στο χώρο κατάστασης συνεχούς χρόνου, θεωρώντας ως εξόδους και τις τέσσερις μεταβλητές κατάστασης $i_{sd}, i_{sq}, v_{dc,1}, v_{dc,2}$, στην παρακάτω μορφή:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(\mathbf{x}(t))\mathbf{u}(t) + \mathbf{D}\mathbf{w}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \end{cases} \quad (5.69)$$

όπου:

$$\text{διάνυσμα των μεταβλητών κατάστασης: } \mathbf{x}(t) = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad v_{dc,1} \quad v_{dc,2}]^T$$

$$\text{πίνακας μεταβλητών κατάστασης: } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & 0 & 0 \\ \omega & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{διάνυσμα των εισόδων ελέγχου: } \mathbf{u}(t) = [d_{d1} \quad d_{q1} \quad d_{d2} \quad d_{q2}]^T$$

$$\text{πίνακας εισόδων ελέγχου: } \mathbf{B}(\mathbf{x}(t)) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_s} d_{d1} v_{dc,1} & 0 & -\frac{1}{L_s} d_{d2} v_{dc,2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_s} d_{q1} v_{dc,1} & 0 & -\frac{1}{L_s} d_{q2} v_{dc,2} \\ \frac{1}{C_{o,1}} d_{d1} i_{sd} & \frac{1}{C_{o,1}} d_{q1} i_{sq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_{o,2}} d_{d2} i_{sd} & \frac{1}{C_{o,2}} d_{q2} i_{sq} \end{bmatrix}$$

$$\text{διάνυσμα των διαταραχών: } \mathbf{w}(t) = [v_{sd} \quad v_{sq} \quad i_{L,1} \quad i_{L,2}]^T$$

$$\text{πίνακας διαταραχών: } \mathbf{D} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_{o,1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_{o,2}} \end{bmatrix}$$

$$\text{διάνυσμα των εξόδων: } \mathbf{y}(t) = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad v_{dc,1} \quad v_{dc,2}]^T$$

$$\text{πίνακας εξόδων: } \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Το μοντέλο (5.69) προσεγγίζει το πραγματικό διακοπτικό μοντέλο της διάταξης ικανοποιητικά, ωστόσο, είναι ένα μη γραμμικό μοντέλο, γεγονός που το καθιστά ακατάλληλο στα πλαίσια της εφαρμογής του γραμμικού LQR ελεγκτή που προτείνουμε στην παρούσα εργασία. Τη μη γραμμικότητα παρατηρεί κανείς εάν συγκρίνει τη μορφή του μοντέλου αυτού με την κλασική μορφή ενός γραμμικού μοντέλου στο χώρο κατάστασης συνεχούς χρόνου

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{D}\mathbf{w}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \end{cases}$$

όπου οι πίνακες \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} , \mathbf{D} περιέχουν σταθερές ως προς το χρόνο παραμέτρους. Η διαφοροποίηση έγκειται στο γεγονός ότι στο μοντέλο (5.69) ο όρος που αντιστοιχεί στις εισόδους είναι της μορφής $\mathbf{B}(\mathbf{x}(t))\mathbf{u}(t)$, αντί της κλασικής μορφής $\mathbf{B}\mathbf{u}(t)$ στα γραμμικά μοντέλα. Συγκεκριμένα, ο όρος αυτός περιλαμβάνει γινόμενα μεταβλητών κατάστασης και εισόδων ελέγχου, εν προκειμένω τους όρους $d_{d1}v_{dc,1}$, $d_{d2}v_{dc,2}$, $d_{q1}v_{dc,1}$, $d_{q2}v_{dc,2}$, $d_{d1}i_{sd}$, $d_{q1}i_{sq}$, $d_{d2}i_{sd}$, $d_{q2}i_{sq}$, στοιχείο μη επιθυμητό, δεδομένου ότι ο έλεγχος που θέλουμε να εφαρμόσουμε είναι γραμμικός, προϋποθέτει δηλαδή ότι το προς έλεγχο σύστημα είναι γραμμικό.

Είναι δυνατόν όμως να εξάγουμε ένα γραμμικό μοντέλο, εφαρμόζοντας 1^{ης} τάξης γραμμικοποίηση κατά Taylor [65] στο μοντέλο (5.69). Το γραμμικοποιημένο μοντέλο που προκύπτει με αυτήν την προσέγγιση είναι γνωστό ως μοντέλο κατάστασης ασθενούς σήματος (small signal state space model). Θεωρούμε αρχικά το σημείο ισορροπίας $\mathbf{x}_e, \mathbf{u}_e, \mathbf{w}_e$ στο οποίο συγκλίνει το σύστημα

(5.69) στη μόνιμη κατάσταση (e : equilibrium), δηλαδή $\dot{\mathbf{x}}_e = \dot{\mathbf{u}}_e = \dot{\mathbf{w}}_e = 0$. Υποθέτοντας τώρα ότι στη μόνιμη κατάσταση όλες οι μεταβλητές παρουσιάζουν μία μικρή μεταβολή γύρω από τις αντίστοιχες τιμές ισορροπίας τους, και συμβολίζοντας τις μεταβολές αυτές αντίστοιχα ως $\tilde{\mathbf{x}}, \tilde{\mathbf{u}}, \tilde{\mathbf{w}}$ λαμβάνουμε τις σχέσεις $\mathbf{x} = \mathbf{x}_e + \tilde{\mathbf{x}}$, $\mathbf{u} = \mathbf{u}_e + \tilde{\mathbf{u}}$ και $\mathbf{w} = \mathbf{w}_e + \tilde{\mathbf{w}}$. Η θεώρηση των μικρών μεταβολών συνάδει με τις προϋποθέσεις εφαρμογής της γραμμικοποίησης Taylor, καθώς η τελευταία έχει ισχύ ακριβώς για μικρές διαταραχές γύρω από το σημείο ισορροπίας. Το μη γραμμικό μοντέλο (5.68) είναι της γενικής μορφής:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{w}) \Leftrightarrow \begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = f_1(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{w}) \\ \frac{di_{sq}}{dt} = f_2(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{w}) \\ \frac{dv_{dc,1}}{dt} = f_3(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{w}) \\ \frac{dv_{dc,2}}{dt} = f_4(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{w}) \end{cases} \quad (5.70)$$

όπου $\mathbf{f} = [f_1, f_2, f_3, f_4]^T$. Για να το γραμμικοποιήσουμε θα υπολογίσουμε αρχικά τις μερικές παραγώγους των συναρτήσεων $f_i, i=1,2,3,4$ ως προς όλες τις μεταβλητές του συστήματος, και έπειτα θα τις αντικαταστήσουμε στις παρακάτω εξισώσεις του γραμμικοποιημένου συστήματος:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \left. \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} \right|_e \tilde{\mathbf{x}} + \left. \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{u}} \right|_e \tilde{\mathbf{u}} + \left. \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{w}} \right|_e \tilde{\mathbf{w}} \quad (5.71)$$

όπου:

$$\left. \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} \right|_e = \begin{bmatrix} \left. \frac{\partial f_1}{\partial i_{sd}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_1}{\partial i_{sq}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_1}{\partial v_{dc,1}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_1}{\partial v_{dc,2}} \right|_e \\ \left. \frac{\partial f_2}{\partial i_{sd}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_2}{\partial i_{sq}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_2}{\partial v_{dc,1}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_2}{\partial v_{dc,2}} \right|_e \\ \left. \frac{\partial f_3}{\partial i_{sd}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_3}{\partial i_{sq}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_3}{\partial v_{dc,1}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_3}{\partial v_{dc,2}} \right|_e \\ \left. \frac{\partial f_4}{\partial i_{sd}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_4}{\partial i_{sq}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_4}{\partial v_{dc,1}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_4}{\partial v_{dc,2}} \right|_e \end{bmatrix}, \quad \left. \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{u}} \right|_e = \begin{bmatrix} \left. \frac{\partial f_1}{\partial d_{d1}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_1}{\partial d_{q1}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_1}{\partial d_{d2}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_1}{\partial d_{q2}} \right|_e \\ \left. \frac{\partial f_2}{\partial d_{d1}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_2}{\partial d_{q1}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_2}{\partial d_{d2}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_2}{\partial d_{q2}} \right|_e \\ \left. \frac{\partial f_3}{\partial d_{d1}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_3}{\partial d_{q1}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_3}{\partial d_{d2}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_3}{\partial d_{q2}} \right|_e \\ \left. \frac{\partial f_4}{\partial d_{d1}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_4}{\partial d_{q1}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_4}{\partial d_{d2}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_4}{\partial d_{q2}} \right|_e \end{bmatrix}$$

$$\text{και } \left. \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{w}} \right|_e = \begin{bmatrix} \left. \frac{\partial f_1}{\partial v_{sd}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_1}{\partial v_{sq}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_1}{\partial i_{L,1}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_1}{\partial i_{L,2}} \right|_e \\ \left. \frac{\partial f_2}{\partial v_{sd}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_2}{\partial v_{sq}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_2}{\partial i_{L,1}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_2}{\partial i_{L,2}} \right|_e \\ \left. \frac{\partial f_3}{\partial v_{sd}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_3}{\partial v_{sq}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_3}{\partial i_{L,1}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_3}{\partial i_{L,2}} \right|_e \\ \left. \frac{\partial f_4}{\partial v_{sd}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_4}{\partial v_{sq}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_4}{\partial i_{L,1}} \right|_e & \left. \frac{\partial f_4}{\partial i_{L,2}} \right|_e \end{bmatrix}$$

Υπολογίζοντας τώρα τις παραπάνω μήτρες μερικών παραγώγων και αντικαθιστώντας τις στην (5.71) προκύπτουν οι εξισώσεις (5.72). Οι εξισώσεις αυτές αποτελούν το μοντέλο ασθενούς σήματος της διάταξης, ονομασία που αποδίδεται γενικά στο γραμμικοποιημένο μοντέλο για να δηλώσει ακριβώς την περιορισμένη ισχύ του για μικρές διαταραχές γύρω από το σημείο ισορροπίας του συστήματος.

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\tilde{i}_{sd} + \omega\tilde{i}_{sq} - \frac{d_{d1e}}{L_s}\tilde{v}_{dc,1} - \frac{d_{d2e}}{L_s}\tilde{v}_{dc,2} - \frac{v_{dc,1e}}{L_s}\tilde{d}_{d1} - \frac{v_{dc,2e}}{L_s}\tilde{d}_{d2} + \frac{1}{L_s}\tilde{v}_{sd} \\ \frac{d\tilde{i}_{sq}}{dt} = -\omega\tilde{i}_{sd} - \frac{R_s}{L_s}\tilde{i}_{sq} - \frac{d_{q1e}}{L_s}\tilde{v}_{dc,1} - \frac{d_{q2e}}{L_s}\tilde{v}_{dc,2} - \frac{v_{dc,1e}}{L_s}\tilde{d}_{q1} - \frac{v_{dc,2e}}{L_s}\tilde{d}_{q2} + \frac{1}{L_s}\tilde{v}_{sq} \\ \frac{d\tilde{v}_{dc,1}}{dt} = \frac{d_{d1e}}{C_{o,1}}\tilde{i}_{sd} + \frac{d_{q1e}}{C_{o,1}}\tilde{i}_{sq} + \frac{i_{sde}}{C_{o,1}}\tilde{d}_{d1} + \frac{i_{sqe}}{C_{o,1}}\tilde{d}_{q1} - \frac{1}{C_{o,1}}\tilde{i}_{L,1} \\ \frac{d\tilde{v}_{dc,2}}{dt} = \frac{d_{d2e}}{C_{o,2}}\tilde{i}_{sd} + \frac{d_{q2e}}{C_{o,2}}\tilde{i}_{sq} + \frac{i_{sde}}{C_{o,2}}\tilde{d}_{d2} + \frac{i_{sqe}}{C_{o,2}}\tilde{d}_{q2} - \frac{1}{C_{o,2}}\tilde{i}_{L,2} \end{cases} \quad (5.72)$$

Το μοντέλο (5.72), μπορεί να περιγραφεί στο χώρο κατάστασης συνεχούς χρόνου, θεωρώντας ως εξόδους και τις τέσσερις μεταβλητές κατάστασης \tilde{i}_{sd} , \tilde{i}_{sq} , $\tilde{v}_{dc,1}$, $\tilde{v}_{dc,2}$, στην παρακάτω μορφή:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\tilde{\mathbf{u}}(t) + \mathbf{D}\tilde{\mathbf{w}}(t) \\ \tilde{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}}(t) \end{cases} \quad (5.73)$$

όπου:

$$\text{διάνυσμα των μεταβλητών κατάστασης: } \tilde{\mathbf{x}}(t) = [\tilde{i}_{sd} \quad \tilde{i}_{sq} \quad \tilde{v}_{dc,1} \quad \tilde{v}_{dc,2}]^T$$

$$\text{πίνακας μεταβλητών κατάστασης: } \mathbf{A} = \left. \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} \right|_e = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & -\frac{d_{d1e}}{L_s} & -\frac{d_{d2e}}{L_s} \\ -\omega & -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{d_{q1e}}{L_s} & -\frac{d_{q2e}}{L_s} \\ \frac{d_{d1e}}{C_{o,1}} & \frac{d_{q1e}}{C_{o,1}} & 0 & 0 \\ \frac{d_{d2e}}{C_{o,2}} & \frac{d_{q2e}}{C_{o,2}} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{διάνυσμα των εισόδων ελέγχου: } \tilde{\mathbf{u}}(t) = [\tilde{d}_{d1} \quad \tilde{d}_{q1} \quad \tilde{d}_{d2} \quad \tilde{d}_{q2}]^T$$

$$\text{πίνακας εισόδων ελέγχου: } \mathbf{B} = \left. \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{u}} \right|_e = \begin{bmatrix} -\frac{v_{dc,1e}}{L_s} & 0 & -\frac{v_{dc,2e}}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{v_{dc,1e}}{L_s} & 0 & -\frac{v_{dc,2e}}{L_s} \\ \frac{i_{sde}}{C_{o,1}} & \frac{i_{sqe}}{C_{o,1}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{i_{sde}}{C_{o,2}} & \frac{i_{sqe}}{C_{o,2}} \end{bmatrix}$$

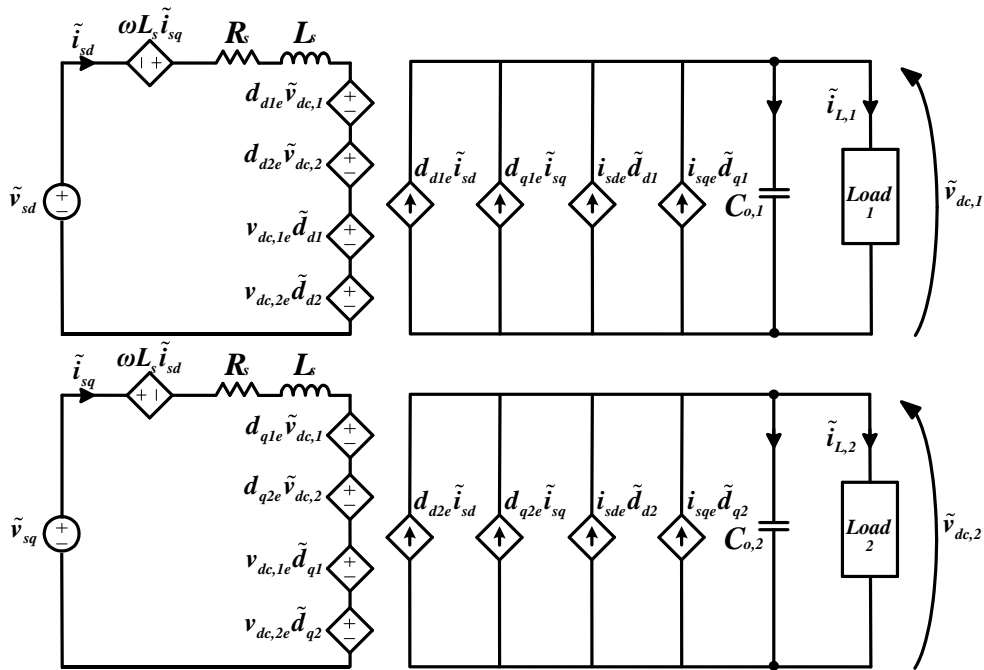
$$\text{διάνυσμα των διαταραχών: } \tilde{\mathbf{w}}(t) = [\tilde{v}_{sd} \quad \tilde{v}_{sq} \quad \tilde{i}_{L,1} \quad \tilde{i}_{L,2}]^T$$

πίνακας διαταραχών: $\mathbf{D} = \left. \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{w}} \right|_e = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_{o,1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_{o,2}} \end{bmatrix}$

διάνυσμα των εξόδων: $\tilde{\mathbf{y}}(t) = [\tilde{i}_{sd} \quad \tilde{i}_{sq} \quad \tilde{v}_{dc,1} \quad \tilde{v}_{dc,2}]^T$

πίνακας εξόδων: $\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$

Το ισοδύναμο κύκλωμα του μοντέλου (5.72) φαίνεται στο σχήμα 5.9, στο οποίο φαίνονται οι εξαρτημένες πηγές τάσης από τάση $d_{d1e}\tilde{v}_{dc,1}$, $d_{d2e}\tilde{v}_{dc,2}$, $d_{q1e}\tilde{v}_{dc,1}$, $d_{q2e}\tilde{v}_{dc,2}$, οι εξαρτημένες πηγές ρεύματος από ρεύμα $d_{d1e}\tilde{i}_{sd}$, $d_{q1e}\tilde{i}_{sq}$, $d_{d2e}\tilde{i}_{sd}$, $d_{q2e}\tilde{i}_{sq}$, οι ανεξάρτητες πηγές τάσης από τάση $v_{dc,1e}\tilde{d}_{d1}$, $v_{dc,2e}\tilde{d}_{d2}$, $v_{dc,1e}\tilde{d}_{q1}$, $v_{dc,2e}\tilde{d}_{q2}$, οι ανεξάρτητες πηγές ρεύματος από ρεύμα $i_{sde}\tilde{d}_{d1}$, $i_{sqe}\tilde{d}_{q1}$, $i_{sde}\tilde{d}_{d2}$, $i_{sqe}\tilde{d}_{q2}$, και οι εξαρτημένες πηγές τάσης από ρεύμα $\omega L_s\tilde{i}_{sq}$, $\omega L_s\tilde{i}_{sd}$.



Σχήμα 5.9: Ισοδύναμο κύκλωμα μοντέλου ασθενούς σήματος μονοφασικής ανορθωτικής διάταξης CHB με δύο βαθμίδες

5.5 Προσθήκη ολοκληρωτικής δράσης με επαύξηση του μοντέλου ασθενούς σήματος

Στη βάση της λογικής της παραγράφου 4.7, θεωρούμε τις παρακάτω μεταβλητές κατάστασης:

$$\int_t \tilde{i}_{sd} d\tau = \int_t (i_{sd} - i_{sde}) d\tau \quad (5.74)$$

$$\int_t \tilde{i}_{sq} d\tau = \int_t (i_{sq} - i_{sqe}) d\tau \quad (5.75)$$

$$\int_t \tilde{v}_{dc,1} d\tau = \int_t (v_{dc,1} - v_{dc,1e}) d\tau \quad (5.76)$$

$$\int_t \tilde{v}_{dc,2} d\tau = \int_t (v_{dc,2} - v_{dc,2e}) d\tau \quad (5.77)$$

Οι μεταβλητές κατάστασης (5.74), (5.75), (5.76), (5.77) παριστάνουν τα ολοκληρώματα των μεταβλητών κατάστασης του μοντέλου (5.73), ενώ πιο συγκεκριμένα παριστάνουν τα ολοκληρώματα των σφαλμάτων των εξόδων του μη γραμμικού μοντέλου (5.68) από τις αντίστοιχες επιθυμητές τους τιμές. Η εισαγωγή τους είναι απαραίτητη, διότι όπως εξηγήσαμε στην παράγραφο 4.7 ο LQR ελεγκτής δίνει μόνο αναλογικά κέρδη ανατροφοδότησης κατάστασης με αποτέλεσμα κατά τη ρύθμιση ΣΡ μεταβλητών να προκύπτουν αναπόφευκτα μόνιμα σφάλματα θέσης. Με την εισαγωγή των παραπάνω μεταβλητών κατάστασης είναι πλέον δυνατόν ο LQR ελεγκτής, σχεδιασμένος βάσει του συνολικού επαυξημένου (augmented) μοντέλου που προκύπτει, να δώσει επιπλέον αναλογικά κέρδη για τις νέες μεταβλητές κατάστασης – ολοκληρώματα των εξόδων. Έτσι, ο πολλαπλασιασμός των κερδών αυτών με τα αντίστοιχα ολοκληρώματα σε συνδυασμό με τα αναλογικά κέρδη συνιστά ουσιαστικά αναλογική – ολοκληρωτική δράση η οποία είναι δυνατόν να εξαλείψει τα μόνιμα σφάλματα θέσης. Το συνολικό επαυξημένο (α : augmented) μοντέλο ασθενούς σήματος της διάταξης, λαμβάνοντας υπόψη τις μεταβλητές κατάστασης (5.74), (5.75), (5.76), (5.77), και την εξίσωση (4.36) για $y_d = 0$ και $C = I$, μπορεί να περιγραφεί στο χώρο κατάστασης συνεχούς χρόνου με την παρακάτω μορφή:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_a(t) = A_a \tilde{x}_a(t) + B_a \tilde{u}(t) + D_a \tilde{w}(t) \\ \tilde{y}(t) = C_a \tilde{x}_a(t) \end{cases} \quad (5.78)$$

όπου:

διάνυσμα των μεταβλητών κατάστασης:

$$\tilde{x}_a(t) = \begin{bmatrix} \tilde{i}_{sd} & \tilde{i}_{sq} & \tilde{v}_{dc,1} & \tilde{v}_{dc,2} & \int_t \tilde{i}_{sd} d\tau & \int_t \tilde{i}_{sq} d\tau & \int_t \tilde{v}_{dc,1} d\tau & \int_t \tilde{v}_{dc,2} d\tau \end{bmatrix}^T$$

πίνακας μεταβλητών κατάστασης: $A_a =$

$$\begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & -\frac{d_{d1e}}{L_s} & -\frac{d_{d2e}}{L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{d_{q1e}}{L_s} & -\frac{d_{q2e}}{L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{d_{d1e}}{C_{o,1}} & \frac{d_{q1e}}{C_{o,1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{d_{d2e}}{C_{o,2}} & \frac{d_{q2e}}{C_{o,2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

διάνυσμα των εισόδων ελέγχου: $\tilde{\mathbf{u}}(t) = [\tilde{d}_{d1} \quad \tilde{d}_{q1} \quad \tilde{d}_{d2} \quad \tilde{d}_{q2}]^T$

πίνακας εισόδων ελέγχου: $B_a =$

$$\begin{bmatrix} -\frac{v_{dc,1e}}{L_s} & 0 & -\frac{v_{dc,2e}}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{v_{dc,1e}}{L_s} & 0 & -\frac{v_{dc,2e}}{L_s} \\ \frac{i_{sde}}{C_{o,1}} & \frac{i_{sqe}}{C_{o,1}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{i_{sde}}{C_{o,2}} & \frac{i_{sqe}}{C_{o,2}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

διάνυσμα των διαταραχών: $\tilde{\mathbf{w}}(t) = [\tilde{v}_{sd} \quad \tilde{v}_{sq} \quad \tilde{i}_{L,1} \quad \tilde{i}_{L,2}]^T$

πίνακας διαταραχών: $D_a =$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_{o,1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_{o,2}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

διάνυσμα των εξόδων: $\tilde{\mathbf{y}}(t) = [\tilde{i}_{sd} \quad \tilde{i}_{sq} \quad \tilde{v}_{dc,1} \quad \tilde{v}_{dc,2}]^T$

$$\text{πίνακας εξόδων: } C_a = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

5.6 Σχεδίαση συστήματος βέλτιστου γραμμικού τετραγωνικού ελεγκτή

Στο σημείο αυτό, προτού προχωρήσουμε στο επόμενο στάδιο της σχεδίασης του LQR ελεγκτή, πρέπει να σημειώσουμε ότι για τη σχεδίαση του συστήματος ελέγχου, σε πρώτη φάση πραγματοποιήθηκε ενδεδειγμένη προσομοίωση στο πρόγραμμα Matlab – Simulink R2009b. Για την πειραματική επιβεβαίωση χρησιμοποιήθηκε υπάρχουσα διακοπτική ανορθωτική διάταξη του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών & Ηλεκτρονικών Ισχύος του ΕΜΠ, η οποία συνδεδεσμολογήθηκε ως μονοφασική διάταξη με δύο αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας, ενώ για την ψηφιακή επεξεργασία χρησιμοποιήθηκε η πλατφόρμα dSPACE RTI 1104 με το λογισμικό Control Desk. Η πρωταρχική σχεδίαση του LQR ελεγκτή έγινε στο πρόγραμμα Matlab – Simulink. Αφού ρυθμίστηκαν κατά την προσομοίωση οι μήτρες βαρύτητας Q και R του ελεγκτή έτσι ώστε να καλύπτει σε ένα ικανοποιητικό βαθμό ταυτόχρονα όλες τις βασικές σχεδιαστικές απαιτήσεις, και αφού εξήχθησαν μερικά βασικά ποιοτικά συμπεράσματα ως προς την απόκριση του συστήματος σε διαφορετικές καταστάσεις λειτουργίας, το πρόγραμμα ελέγχου δοκιμάστηκε σε πραγματικό χρόνο πάνω στην πειραματική διάταξη. Η φόρτωση του στην πλατφόρμα dSPACE έγινε με χρήση του Real Time Workshop, ενώ η εποπτεία του συνολικού συστήματος έγινε στο Control Desk. Η τελική διαμόρφωση των μητρών βαρύτητας του ελεγκτή προέκυψε μέσα από μία διαδικασία συνεχών δοκιμών (trial & error) μέχρις ότου να επιτευχθούν συνολικά όλες οι απαιτήσεις σε ένα ικανοποιητικό βαθμό. Οι τελικές αυτές μήτρες χρησιμοποιήθηκαν έπειτα και στην προσομοίωση για λόγους άμεσης σύγκρισης. Επομένως, η σχεδίαση του ελεγκτή είναι εμφανώς προσανατολισμένη γύρω από την πραγματική διάταξη, ενώ είναι δυνατή η άμεση σύγκριση των πειραματικών αποτελεσμάτων με αυτά της προσομοίωσης, με συνακόλουθη δυνατότητα εξαγωγής ποιοτικών συμπερασμάτων. Σημειώνεται ότι το σύστημα του LQR ελεγκτή σχεδιάστηκε με βάση την τεχνική PS-PWM, ενώ στη συνέχεια δοκιμάστηκε και η τεχνική PD-PWM με τις ίδιες μήτρες βαρύτητας. Ο ελεγκτής δοκιμάστηκε στις παρακάτω καταστάσεις λειτουργίας, τόσο σε επίπεδο προσομοίωσης όσο και πειραματικής διάταξης:

- Μόνιμη κατάσταση λειτουργίας
- Βηματικές μεταβολές των επιθυμητών τιμών των συνεχών τάσεων εξόδου των βαθμίδων
- Βηματική μεταβολή του φορτίου μίας βαθμίδας
- Λειτουργία με επαγωγικό & χωρητικό συντελεστή ισχύος εισόδου
- Βύθιση της τάσης εισόδου του δικτύου

Οι προδιαγραφές που τέθηκαν για τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας της διάταξης έχουν ως εξής:

- Μοναδιαίος συντελεστής ισχύος εισόδου
- Συνεχής τάση εξόδου με μέση τιμή $v_{dc,i}^* = 90V$ ανά βαθμίδα i
- Ωμικό φορτίο $R_{o,i} = 27.6\Omega$ ανά βαθμίδα i (ισχύς $293.5W$)

- Πολυεπίπεδη τάση εισόδου v_{ab}
- Συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους $m_{a,i} \leq 1$ ανά βαθμίδα i

Περισσότερες λεπτομέρειες για τις λειτουργικές καταστάσεις για τις οποίες θα εξετάσουμε τη διάταξη θα παρουσιαστούν απευθείας στο 6^ο κεφάλαιο των αποτελεσμάτων. Το επίπεδο της τάσης λειτουργίας της διάταξης, καθώς και τα διάφορα κυκλωματικά στοιχεία, υπαγορεύτηκαν από τον υπάρχοντα εξοπλισμό του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών & Ηλεκτρονικών Ισχύος του ΕΜΠ. Η πειραματική διάταξη θα παρουσιαστεί περαιτέρω στην παράγραφο 5.6.4. Στο σημείο αυτό, για τη σχεδίαση του κυρίως πυρήνα του LQR ελεγκτή πρέπει να σημειώσουμε ότι επιλέξαμε εναλλασσόμενη τάση εισόδου του δικτύου $110V(RMS), 50Hz$, την οποία μας παρείχε ένας αυτομετασχηματιστής (variac). Η αυτεπαγωγή εισόδου επελέγη στα $7.3 mH$, 0.6Ω , ενώ η χωρητικότητα εξόδου ανά βαθμίδα $2200 \mu F$. Οι πληροφορίες αυτές των απαιτήσεων μόνιμης κατάστασης λειτουργίας χρειάζονται για τον υπολογισμό της μήτρας κερδών ανατροφοδότησης κατάστασης του ελεγκτή.

5.6.1 Υπολογισμός μήτρας κερδών ανατροφοδότησης κατάστασης

Επανερχόμενοι στη μαθηματική μοντελοποίηση της διάταξης, πρέπει να υπολογίσουμε τώρα τις τιμές των μεταβλητών του μη γραμμικού μοντέλου (5.69) x_e, u_e, w_e στο σημείο ισορροπίας, καθώς υπεισέρχονται στους πίνακες του επαυξημένου μοντέλου ασθενούς σήματος (5.78). Οι τιμές αυτές επιτυγχάνονται στη μόνιμη κατάσταση όπου $d/dt = 0$. Μηδενίζοντας λοιπόν τις χρονικές παραγώγους στο μη γραμμικό μοντέλο (5.68), λαμβάνουμε τις παρακάτω εξισώσεις οι οποίες έχουν ισχύ στο σημείο ισορροπίας του συστήματος (e: equilibrium):

$$\begin{cases} -\frac{R_s}{L_s} i_{sde} + \omega i_{sqe} + \frac{1}{L_s} v_{sde} - \frac{1}{L_s} d_{d1e} v_{dc,1e} - \frac{1}{L_s} d_{d2e} v_{dc,2e} = 0 \\ -\omega i_{sde} - \frac{R_s}{L_s} i_{sqe} + \frac{1}{L_s} v_{sqe} - \frac{1}{L_s} d_{q1e} v_{dc,1e} - \frac{1}{L_s} d_{q2e} v_{dc,2e} = 0 \\ \frac{1}{C_{o,1}} d_{d1e} i_{sde} + \frac{1}{C_{o,1}} d_{q1e} i_{sqe} - \frac{1}{C_{o,1}} i_{L,1e} = 0 \\ \frac{1}{C_{o,2}} d_{d2e} i_{sde} + \frac{1}{C_{o,2}} d_{q2e} i_{sqe} - \frac{1}{C_{o,2}} i_{L,2e} = 0 \end{cases} \quad (5.79)$$

Στις παραπάνω εξισώσεις, τα άγνωστα μεγέθη είναι τα $i_{sde}, i_{sqe}, v_{dc,1e}, v_{dc,2e}, d_{d1e}, d_{d2e}, d_{q1e}, d_{q2e}, v_{sde}, v_{sqe}, i_{L,1e}, i_{L,2e}$. Από αυτά, κάποια συνιστούν επιθυμητές τιμές που επιλέγονται από το σχεδιαστή ανάλογα με τις απαιτήσεις της εφαρμογής ($v_{dc,i}^* = v_{dc,ie}, i_{sq}^* = i_{sqe}$), ενώ τα υπόλοιπα είναι δυνατόν να υπολογιστούν από τις παραπάνω εξισώσεις (5.79). Στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, όπως είπαμε παραπάνω, η διάταξη τροφοδοτεί στην πλευρά ΣΡ όμοια φορτία με ίσες συνεχείς τάσεις εξόδου ανά βαθμίδα i επιθυμητής μέσης τιμής

$$v_{dc,i}^* = v_{dc}^* = 90V \quad (5.80)$$

όπου το σύμβολο * δηλώνει επιθυμητή τιμή. Επιλέγοντας ωμικά φορτία $R_{o,i} = 27.6\Omega$, το ονομαστικό ρεύμα φορτίου ανά βαθμίδα i προκύπτει

$$i_{L,ie} = i_{Le} = \frac{v_{dc,i}^*}{R_{o,i}} = \frac{90V}{27.6\Omega} = 3.26A \quad (5.81)$$

Η τάση εισόδου v_s έχει πλάτος $V_{s,p} = 110\sqrt{2}V$ και συχνότητα $f = 50Hz$. Υποθέτοντας τάση εισόδου απαλλαγμένη από ανώτερες αρμονικές συνιστώσες, και θεωρώντας ως αναφορά τη γωνία της τάσης εισόδου, δηλαδή $\varphi_{v_s} = 0^\circ$, έπεται από τις σχέσεις (B.6), (B.7) του παραρτήματος Β ότι

$$v_{sde} = V_{s,p} = 110\sqrt{2}V \quad (5.82)$$

$$v_{sqe} = 0 \quad (5.83)$$

Υποθέτοντας, επίσης, ρεύμα εισόδου i_s απαλλαγμένο από ανώτερες αρμονικές συνιστώσες, η λειτουργία υπό μοναδιαίο συντελεστή ισχύος εισόδου επιτυγχάνεται εφόσον η γωνία του ρεύματος εισόδου $\varphi_{i_s} = \varphi_{v_s} = 0^\circ$. Από τη σχέση (B.3) του παραρτήματος Β έπεται ότι η απαίτηση αυτή επιτυγχάνεται μόνο εάν η άεργος συνιστώσα του ρεύματος εισόδου τεθεί στην επιθυμητή τιμή

$$i_{sq}^* = 0 \quad (5.84)$$

Ακόμη, από τη σχέση (B.2) η επιθυμητή τιμή της ενεργού συνιστώσας $i_{sd}^* = I_{s,p}$, όπου $I_{s,p}$ το πλάτος του ρεύματος εισόδου, υπολογίζεται από την εξίσωση (5.79)-(α), η οποία με λίγο μετασχηματισμό μπορεί ναδειχθεί ότι αντιστοιχεί στο ισοζύγιο ενεργού ισχύος του συστήματος. Δηλαδή, η ενεργός συνιστώσα ρυθμίζει έμμεσα τις συνεχείς τάσεις εξόδου των βαθμίδων μέσω της ρύθμισης της ενεργού ισχύος που ζητά η διάταξη. Για ίδιες τάσεις, χωρητικότητες και φορτία των βαθμίδων, η συμμετρική αυτή λειτουργία στη μόνιμη κατάσταση υπαγορεύει ότι για τα αντίστοιχα duty cycle στο σημείο ισορροπίας θα είναι $d_{a1e} = d_{a2e}$, οπότε θα είναι και $d_{d1e} = d_{d2e} = d_{de}$, αλλά και $d_{q1e} = d_{q2e} = d_{qe}$. Λαμβάνοντας υπόψη την παρατήρηση αυτή, προσθέτοντας κατά μέλη τις εξισώσεις (5.79)-(γ),(δ), μετά από στοιχειώδεις πράξεις προκύπτει η εξίσωση

$$d_{de}i_{sd}^* + d_{qe}i_{sq}^* - i_{Le} = 0 \quad (5.85)$$

όπου i_{Le} το κοινό φορτίο ανά βαθμίδα, το οποίο δίνεται από τη σχέση (5.81). Λαμβάνοντας τώρα υπόψη την (5.84), από την (5.85) έχουμε

$$d_{de} = \frac{i_{Le}}{i_{sd}^*} \quad (5.86)$$

Ακόμη, από την εξίσωση (5.79)-(β) έχουμε

$$-\omega i_{sd}^* - \frac{R_s}{L_s} i_{sq}^* + \frac{1}{L_s} v_{sqe} - \frac{1}{L_s} d_{q1e} v_{dc,1e} - \frac{1}{L_s} d_{q2e} v_{dc,2e} = 0 \Leftrightarrow$$

$$-\omega i_{sd}^* - \frac{1}{L_s} 2d_{qe} v_{dc}^* = 0 \Leftrightarrow$$

$$d_{qe} = \frac{-\omega L_s i_{sd}^*}{2v_{dc}^*} \quad (5.87)$$

όπου v_{dc}^* η κοινή επιθυμητή τάση ανά βαθμίδα, η οποία δίνεται από την (5.80), ενώ ελήφθησαν υπόψη οι (5.83), (5.84). Από το ισοζύγιο ενεργού ισχύος του συστήματος έχουμε:

$$v_{sde,rms} i_{sd,rms}^* = R_s (i_{sd,rms}^*)^2 + 2(v_{dc}^* i_{Le}) \quad (5.88)$$

όπου $i_{sd,rms}^* = i_{sd}^*/\sqrt{2}$, $v_{sde,rms} = v_{sde}/\sqrt{2}$. Το αριστερό μέλος $v_{sde,rms} i_{sd,rms}^*$ αντιστοιχεί στην ενεργό ισχύ εισόδου του δικτύου βάσει της σχέσης (B.13) του παραρτήματος Β, ενώ το δεξί μέλος περιλαμβάνει την ωμική κατανάλωση ισχύος $R_s (i_{sd,rms}^*)^2$ στην αντίσταση R_s της αυτεπαγωγής εισόδου L_s , όσο και την καθαρή ισχύ εξόδου του φορτίου ΣΡ των δύο βαθμίδων, $2(v_{dc}^* i_{Le})$. Η εξίσωση (5.88) μπορεί να προκύψει και από την (5.79)-(α) κάνοντας χρήση της (5.86). Η εξίσωση (5.88) είναι δευτεροβάθμια με άγνωστη τη μεταβλητή $i_{sd,rms}^*$. Από την επίλυσή της προκύπτουν οι ρίζες

$$i_{sd,rms}^* = \frac{v_{sde,rms} \pm \sqrt{(v_{sde,rms})^2 - 8R_s v_{dc}^* i_{Le}}}{2R_s} \quad (5.89)$$

Από αυτές κρατάμε τη μικρότερη ρίζα (σημείο ευσταθούς λειτουργίας)

$$i_{sd,rms}^* = \frac{v_{sde,rms} - \sqrt{(v_{sde,rms})^2 - 8R_s v_{dc}^* i_{Le}}}{2R_s} \quad (5.90)$$

όπου ικανοποιείται ο περιορισμός της διακρίνουσας $v_{sde,rms} \geq \sqrt{8R_s v_{dc}^* i_{Le}}$ αφού $v_{sde,rms} = 110V \geq 37.5V$. Επιλέγοντας $R_s = 0.6\Omega$, λόγω των (5.80), (5.81), (5.82), από την (5.90) προκύπτει η παρακάτω επιθυμητή τιμή του πλάτους της ενεργού συνιστώσας του ρεύματος εισόδου:

$$i_{sd}^* = \sqrt{2} \frac{110 - \sqrt{(110)^2 - 8 \cdot 0.6 \cdot 90 \cdot 3.26}}{2 \cdot 0.6} \Leftrightarrow$$

$$i_{sd}^* = 7.778A \quad (5.91)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τις (5.80), (5.81), (5.91), και ότι $L_s = 7.3mH$, $\omega = 2\pi f = 2\pi 50 rad/s$, από τις (5.86), (5.87) έχουμε αντίστοιχα:

$$d_{de} = \frac{3.26}{7.78} \Leftrightarrow$$

$$d_{de} = 0.419 \quad (5.92)$$

$$d_{qe} = \frac{-2\pi 50 \cdot 7.3 \cdot 10^{-3} \cdot 7.78}{2 \cdot 90} \Leftrightarrow$$

$$d_{qe} = -0.099 \quad (5.93)$$

Έχοντας υπολογίσει τις τιμές των μεταβλητών του μη γραμμικού μοντέλου (5.68) στο σημείο ισορροπίας, οι πίνακες του επαυξημένου μοντέλου ασθενούς σήματος (5.78), λαμβάνοντας υπόψη και την επιλογή $C_{o,1} = C_{o,2} = 2200\mu F$, διαμορφώνονται ως εξής:

$$\mathbf{A}_a = \begin{bmatrix} -82.192 & 314.159 & -57.419 & -57.419 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -314.159 & -82.192 & 13.574 & 13.574 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 190.527 & -45.042 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 190.527 & -45.042 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.94)$$

$$\mathbf{B}_a = \begin{bmatrix} -1.233 \cdot 10^4 & 0 & -1.233 \cdot 10^4 & 0 \\ 0 & -1.233 \cdot 10^4 & 0 & -1.233 \cdot 10^4 \\ 0.354 \cdot 10^4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.354 \cdot 10^4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.95)$$

$$\mathbf{C}_a = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.96)$$

$$\mathbf{D}_a = \begin{bmatrix} 136.986 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 136.986 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -454.546 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -454.546 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.97)$$

Προτού προχωρήσουμε στην επιλογή των μητρών βαρύτητας \mathbf{Q} και \mathbf{R} , μένει να εξετάσουμε την σταθεροποιησιμότητα του ζεύγους $(\mathbf{A}_a, \mathbf{B}_a)$. Ο πίνακας ελεγκσιμότητας δίνεται από τη σχέση

$$\mathbf{P}_c = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_a & \mathbf{A}_a \mathbf{B}_a & (\mathbf{A}_a)^2 \mathbf{B}_a & (\mathbf{A}_a)^3 \mathbf{B}_a & (\mathbf{A}_a)^4 \mathbf{B}_a & (\mathbf{A}_a)^5 \mathbf{B}_a & (\mathbf{A}_a)^6 \mathbf{B}_a & (\mathbf{A}_a)^7 \mathbf{B}_a \end{bmatrix} \quad (5.98)$$

Μπορεί ναδειχθεί ότι μέσω του υπολογισμού του πίνακα \mathbf{P}_c από την (5.98) το ζεύγος $(\mathbf{A}_a, \mathbf{B}_a)$ είναι σταθεροποιήσιμο.

Στο σημείο αυτό παραθέτουμε τις μήτρες συντελεστών βαρύτητας των μεταβλητών κατάστασης \mathbf{Q} και εισόδων ελέγχου \mathbf{R} :

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} q_{i_{sd}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_{i_{sq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_{v_{dc,1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_{v_{dc,2}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q_{f_{i_{sd}}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q_{f_{i_{sq}}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q_{f_{v_{dc,1}}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q_{f_{v_{dc,2}}} \end{bmatrix} \Leftrightarrow$$

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 2.55 \cdot 10^{15} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2.55 \cdot 10^{15} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3.1 \cdot 10^{13} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 3.1 \cdot 10^{13} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2.3 \cdot 10^{16} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2.3 \cdot 10^{16} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 4.75 \cdot 10^{14} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 4.75 \cdot 10^{14} \end{bmatrix}$$

(5.99)

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_{d_{d1}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_{d_{q1}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_{d_{d2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_{d_{q2}} \end{bmatrix} \Leftrightarrow$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 2.5556 \cdot 10^{16} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2.5556 \cdot 10^{16} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2.5556 \cdot 10^{16} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2.5556 \cdot 10^{16} \end{bmatrix} \quad (5.100)$$

Οι τιμές των μητρών αυτών προέκυψαν μετά από συνεχείς δοκιμές, όπως αναφέραμε και στην αρχή της παραγράφου 5.6. Μερικές παρατηρήσεις σχετικά με τη ρύθμισή τους καταγράφονται στο τέλος της παραγράφου 5.6.3. Αυτό γίνεται, διότι πρέπει πρώτα να έχει προηγηθεί η ανάλυση του συνολικού συστήματος ελέγχου στην εν λόγω παράγραφο.

Στη συγκεκριμένη διάταξη, όλες οι μεταβλητές κατάστασης είναι μετρήσιμες, επομένως δεν εξετάζουμε την παρατηρησιμότητα του ζεύγους $(\mathbf{A}_a, \sqrt{\mathbf{Q}})$. Όλες οι προϋποθέσεις του θεωρήματος 4.1 πληρούνται και η μήτρα κερδών ανατροφοδότησης κατάστασης \mathbf{K} του LQR ελεγκτή προκύπτει από την επίλυση της αλγεβρικής εξίσωσης Riccati (4.25), λαμβάνοντας υπόψη τους πίνακες (5.94), (5.95), (5.99), (5.100). Η τελευταία μπορεί να γίνει κάνοντας χρήση της εντολής του προγράμματος Matlab ‘ $\mathbf{K} = lqr(\mathbf{A}_a, \mathbf{B}_a, \mathbf{Q}, \mathbf{R})$ ’, η οποία υπολογίζει τη μήτρα \mathbf{P} κι έπειτα την αντικαθιστά στη σχέση (4.27), από την οποία προκύπτει

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} -0.224 & 9.412 \cdot 10^{-6} & 0.0089 & -0.0271 & -0.2765 & 0.0363 & 0.0062 & -0.1302 \\ -2.965 \cdot 10^{-4} & -0.2202 & -0.0011 & -0.0011 & -0.015 & -0.6698 & -0.0034 & -0.0034 \\ -0.224 & 9.412 \cdot 10^{-6} & -0.0271 & 0.0089 & -0.2765 & 0.0363 & -0.1302 & 0.0062 \\ -2.965 \cdot 10^{-4} & -0.2202 & -0.0011 & -0.0011 & -0.015 & -0.6698 & -0.0034 & -0.0034 \end{bmatrix} \quad (5.101)$$

οπότε ο LQR ελεγκτής θα δίνεται κάθε χρονική στιγμή από τη σχέση (4.26):

$$\tilde{\mathbf{u}}(t) = -\mathbf{K}\tilde{\mathbf{x}}_a(t) = -\mathbf{K}_p\tilde{\mathbf{x}} - \mathbf{K}_i \int \tilde{\mathbf{x}} d\tau \quad (5.102)$$

όπου με βάση τη λογική της παραγράφου 4.7 χωρίσαμε τη μήτρα \mathbf{K} στη μήτρα αναλογικών κερδών $\mathbf{K}_p = \mathbf{K}(1:4,1:4)$, διάστασης 4x4, και στη μήτρα ολοκληρωτικών κερδών $\mathbf{K}_i = \mathbf{K}(1:4,5:8)$, επίσης διάστασης 4x4. Αξίζει να σημειώσουμε ότι το κλειστό σύστημα είναι

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_a(t) = \mathbf{A}_a\tilde{\mathbf{x}}_a(t) + \mathbf{B}_a\tilde{\mathbf{u}}(t) + \mathbf{D}_a\tilde{\mathbf{w}}(t) = (\mathbf{A}_a - \mathbf{B}_a\mathbf{K})\tilde{\mathbf{x}}_a(t) + \mathbf{D}_a\tilde{\mathbf{w}}(t) \quad (5.103)$$

και ότι οι πόλοι του είναι οι ιδιοτιμές της μήτρας $\mathbf{A}_a - \mathbf{B}_a\mathbf{K}$, οι οποίες μπορούν να υπολογιστούν κάνοντας χρήση της εντολής του προγράμματος Matlab ‘ $eig(\mathbf{A}_a - \mathbf{B}_a\mathbf{K})$ ’ και είναι οι εξής: $\lambda_{1,2} = -5.5069 \cdot 10^3 \pm j3.1622 \cdot 10^2$, $\lambda_3 = -32.5011$, $\lambda_4 = -1.2307 \cdot 10^2$, $\lambda_5 = -1.8913 \cdot 10^{-14}$, $\lambda_6 = -2.9979$, $\lambda_7 = -3.6809$, $\lambda_8 = -3.9164$. Όπως αναμενόταν, εφόσον πληρούνται οι προϋποθέσεις του θεωρήματος 4.1, όλες οι ιδιοτιμές του κλειστού συστήματος βρίσκονται στο αριστερό μιγαδικό ημιεπίπεδο κι επομένως είναι ασυμπτωτικά ευσταθές. Δεδομένης της ασυμπτωτικής ευστάθειας του γραμμικοποιημένου μοντέλου γύρω από το σημείο ισορροπίας, από το 1^ο θεώρημα του Lyapunov συμπεραίνουμε ότι και το πραγματικό μη γραμμικό σύστημα (στο πλαίσιο dq) θα είναι ευσταθές για μικρές διαταραχές γύρω από το σημείο ισορροπίας.

Στις παραγράφους 5.6.2, 5.6.3 θα εξετάσουμε πώς το παραγόμενο σήμα του LQR ελεγκτή $\tilde{\mathbf{u}}(t)$ αξιοποιείται περαιτέρω στο στάδιο διαμόρφωσης των παλμών των διακοπτικών στοιχείων της διάταξης για την επίτευξη των πολύπλευρων λειτουργικών στόχων.

5.6.2 Σχεδίαση συστήματος ελέγχου με χρήση της τεχνικής PS-PWM

Το διάνυσμα ελέγχου $\tilde{\mathbf{u}}(t) = [\tilde{d}_{d1} \quad \tilde{d}_{q1} \quad \tilde{d}_{d2} \quad \tilde{d}_{q2}]^T$ που παράγει ο LQR ελεγκτής αποτελείται από τις συνιστώσες ασθενούς σήματος (μικρές μεταβολές γύρω από το σημείο ισορροπίας) $\tilde{d}_{d1}, \tilde{d}_{q1}$ και $\tilde{d}_{d2}, \tilde{d}_{q2}$ στο dq πλαίσιο αντίστοιχα των duty cycle των δύο βαθμίδων d_{d1}, d_{d2} . Οι τελευταίες προκύπτουν προσθέτοντας στις συνιστώσες ασθενούς σήματος την αντίστοιχη τιμή στο σημείο ισορροπίας και εφαρμόζοντας αντίστροφο μετασχηματισμό $dq - am$. Η διαδικασία αυτή, ωστόσο, αυξάνει τον υπολογιστικό φόρτο του ψηφιακού επεξεργαστή σήματος. Από τις προσομοιώσεις στο Simulink διαπιστώθηκε ότι ήταν δυνατόν να αμελήσουμε τις τιμές του σημείου ισορροπίας και να αντιμετωπίσουμε τις συνιστώσες ασθενούς σήματος σαν να ήταν αυτές καθ’ εαυτές οι συνιστώσες στο πλαίσιο dq των duty cycle των δύο βαθμίδων, ενώ οι λειτουργικοί στόχοι

εξακολουθούσαν να ικανοποιούνται απλά μεταβάλλοντας ελαφρώς τις μήτρες βαρύτητας \mathbf{Q} και \mathbf{R} (οι τιμές της προηγούμενης παραγράφου περιλαμβάνουν αυτή την τροποποίηση). Εφαρμόζοντας, πλέον, τον αντίστροφο μετασχηματισμό $dq-am$ (A.4) απευθείας στα συστήματα των $\tilde{d}_{d1}, \tilde{d}_{q1}$ και $\tilde{d}_{d2}, \tilde{d}_{q2}$, και κρατώντας μόνο τις πραγματικές συνιστώσες, λαμβάνουμε τις συνιστώσες $\tilde{d}_{a1}, \tilde{d}_{a2}$ οι οποίες, όπως δείξαμε και για τις d_{a1}, d_{a2} στην παράγραφο 5.2, στη μόνιμη κατάσταση μεταβάλλονται ημιτονοειδώς με τη συχνότητα του δικτύου εντός του διαστήματος $(-1,1)$ (το οποίο επιτυγχάνεται ρυθμίζοντας κατάλληλα τη μήτρα \mathbf{R}), δηλαδή είναι:

$$\tilde{d}_{a1} = \tilde{d}_{d1} \sin \omega t + \tilde{d}_{q1} \cos \omega t \quad (5.104)$$

$$\tilde{d}_{a2} = \tilde{d}_{d2} \sin \omega t + \tilde{d}_{q2} \cos \omega t \quad (5.105)$$

Ουσιαστικά, τα αντίστοιχα πλάτη $\tilde{D}_{a1,p} = \sqrt{\tilde{d}_{d1}^2 + \tilde{d}_{q1}^2} \in (0,1)$, $\tilde{D}_{a2,p} = \sqrt{\tilde{d}_{d2}^2 + \tilde{d}_{q2}^2} \in (0,1)$ των duty cycle αποτελούν τους υπολογισμένους βάσει του LQR ελεγκτή συντελεστές διαμόρφωσης πλάτους για κάθε βαθμίδα, επομένως συμπεραίνουμε ότι το συγκεκριμένο σχήμα ελέγχου υπαγορεύει ανεξάρτητη διαμόρφωση παλμών ανά βαθμίδα, κάτι που μπορεί να επιτευχθεί όπως διαπιστώσαμε στο 2^ο κεφάλαιο με την τεχνική διαμόρφωσης PS-PWM. Η μόνη διαφοροποίηση έγκειται στο γεγονός ότι, όπως είδαμε και στο 3^ο κεφάλαιο, σε αντιδιαστολή με την κλασική τεχνική που χρησιμοποιεί το ίδιο ημιτονοειδές σήμα αναφοράς και για τις δύο βαθμίδες, στην περίπτωση αυτή το σήμα αναφοράς διαμορφώνεται κάθε φορά ξεχωριστά ανά βαθμίδα από τον ελεγκτή. Έτσι, εξασφαλίζει τόσο την εξισορρόπηση ανάμεσα στις τάσεις των βαθμίδων για λειτουργία με διαφορετικά φορτία όσο και τη σύγκλιση κάθε τάσης στην επιθυμητή τιμή της για λειτουργία διαφορετικών συνεχών τάσεων εξόδου. Πρακτικά, χρησιμοποιούμε μία τροποποιημένη τεχνική PS-PWM, στην οποία η λειτουργία υπό μη συμμετρικές συνθήκες εξασφαλίζεται μεταβάλλοντας ξεχωριστά τα σήματα διαμόρφωσης $\tilde{d}_{a1}, \tilde{d}_{a2}$ των δύο βαθμίδων, ρυθμίζοντας έτσι έμμεσα την ισχύ με την οποία τροφοδοτείται η κάθε βαθμίδα μέσω του ελέγχου του χρόνου φόρτισης – εκφόρτισης των αντίστοιχων πυκνωτών.

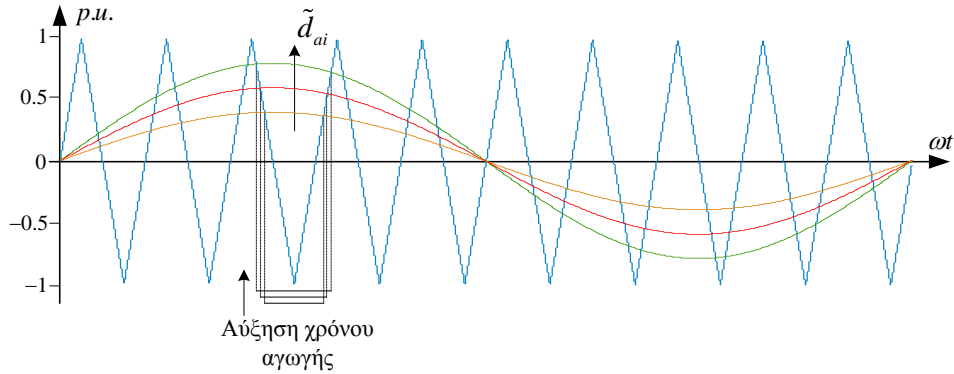
Η παραπάνω ρύθμιση της ισχύος ανά βαθμίδα γίνεται εμφανής εάν θυμηθούμε τις σχέσεις (5.35), (5.36) του μοντέλου μέσης τιμής, ότι δηλαδή η μέση τιμή της τάσης εισόδου ανά βαθμίδα είναι $\langle v_{ai}(t) \rangle_{T_s} = d_{ai} v_{dc,i}$, $i=1,2$, κι επομένως η ισχύς με την οποία τροφοδοτείται η κάθε βαθμίδα είναι

$$p_i(t) = \langle v_{ai}(t) \rangle_{T_s} \cdot \langle i_s(t) \rangle_{T_s} = d_{ai} v_{dc,i} \cdot \langle i_s(t) \rangle_{T_s} = v_{dc,i} \langle i_{dc,i}(t) \rangle_{T_s} \quad (5.106)$$

όπου ελήφθησαν υπόψη οι σχέσεις (5.41), (5.42), καθώς κι η υπόθεση της μικρής κυμάτωσης των συνεχών τάσεων εξόδου. Μεταβάλλοντας ξεχωριστά τα σήματα διαμόρφωσης ουσιαστικά ελέγχουμε έμμεσα το χρόνο αγωγής των διακοπτικών στοιχείων των βαθμίδων, όπως φαίνεται και στο σχήμα 5.10. Στο σχήμα αυτό φαίνεται για απλοποίηση μόνο το ένα τριγωνικό σήμα φορέα.

Ας υποθέσουμε βηματική αλλαγή της επιθυμητής τιμής της τάσης σε μία μόνο βαθμίδα, έστω την 1^η. Το ρεύμα εισόδου i_s αναπροσαρμόζεται για να καλύψει τις διαφορετικές απαιτήσεις ισχύος. Δεδομένου όμως ότι οι βαθμίδες είναι σε σειρά, η 2^η βαθμίδα που δεν υπέστη αλλαγή τάσης θα

επηρεαστεί από αυτή τη μεταβολή. Εδώ υπεισερχονται τα σήματα $\tilde{d}_{a1}, \tilde{d}_{a2}$. Από τη σχέση (5.106) φαίνεται ότι (στη μόνιμη κατάσταση είναι $i_{dc,i} = i_{L,i}$) τα σήματα $\tilde{d}_{a1}, \tilde{d}_{a2}$ θα μεταβληθούν έτσι ώστε να



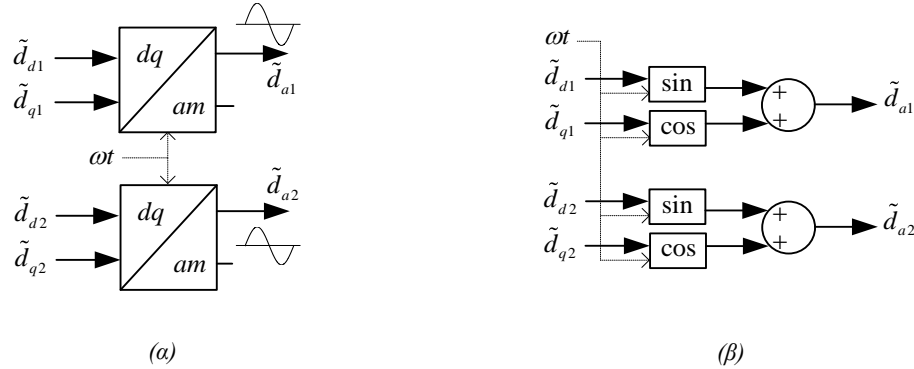
Σχήμα 5.10: Έλεγχος χρόνου αγωγής διακοπτικών στοιχείων μέσω του ελέγχου των συντελεστών διαμόρφωσης των βαθμίδων

επιτευχθεί η ευσταθής λειτουργία υπό μη συμμετρικές συνθήκες. Για παράδειγμα, σε βηματική μείωση της $v_{dc,1}$ το i_s θα μειωθεί λόγω μειωμένης ζήτησης ισχύος και ως εκ τούτου τα $\tilde{d}_{a1}, \tilde{d}_{a2}$ θα μεταβληθούν αντιστοίχως. Μάλιστα, το \tilde{d}_{a2} σίγουρα θα αυξηθεί αισθητά διότι η ζήτηση της 2^{ης} βαθμίδας δεν άλλαξε, αλλά το ρεύμα i_s μειώθηκε και έτσι με κάποιο τρόπο πρέπει να διατηρηθεί η απαιτούμενη ισχύς στη 2^η βαθμίδα. Η αύξηση του \tilde{d}_{a2} , όπως φαίνεται και στο σχήμα 5.10, σημαίνει αυτομάτως αύξηση του χρόνου αγωγής των διακοπτικών στοιχείων, με αποτέλεσμα να αυξηθεί ο χρόνος φόρτισης του αντίστοιχου πυκνωτή και η συνεχής τάση στα άκρα του να διατηρηθεί στην επιθυμητή τιμή.

Ας υποθέσουμε τώρα βηματική αλλαγή του φορτίου $i_{L,i}$, έστω αύξηση, σε μία μόνο βαθμίδα, έστω την 1^η. Το ρεύμα εισόδου i_s πάλι αναπροσαρμόζεται (εν προκειμένω αυξάνεται) για να καλύψει τις διαφορετικές απαιτήσεις ισχύος. Δεδομένου όμως ότι οι βαθμίδες είναι σε σειρά, η 2^η βαθμίδα που δεν υπέστη αλλαγή φορτίου θα επηρεαστεί από αυτή τη μεταβολή. Από τη σχέση (5.106) φαίνεται ότι τα σήματα $\tilde{d}_{a1}, \tilde{d}_{a2}$ πάλι ρυθμίζονται κατά τρόπο ώστε να εξασφαλιστεί η ευσταθής λειτουργία υπό μη συμμετρικές συνθήκες. Το \tilde{d}_{a1} θα αυξηθεί διότι τα διακοπτικά στοιχεία θα πρέπει να άγουν κατά μέση τιμή περισσότερο χρόνο τώρα (σχήμα 5.10). Αντίθετα, το \tilde{d}_{a2} σίγουρα θα μειωθεί σχετικά διότι για αυξημένο i_s πρέπει με κάποιο τρόπο να διατηρηθεί η απαιτούμενη ισχύς στη 2^η βαθμίδα. Με τη μείωση του \tilde{d}_{a2} μειώνεται ο χρόνος αγωγής των στοιχείων της 2^{ης} βαθμίδας (σχήμα 5.10) και ως εκ τούτου μειώνεται ο χρόνος φόρτισης του αντίστοιχου πυκνωτή και η συνεχής τάση στα άκρα του διατηρείται στην επιθυμητή τιμή.

Οι παρατηρήσεις αυτές θα καταστούν περισσότερο εμφανείς κατά την παρουσίαση των αποτελεσμάτων του ελεγκτή στο 6^ο κεφάλαιο. Συμπεραίνουμε, πάντως, ότι ο LQR ελεγκτής, στην

περίπτωση της τροποποιημένης τεχνικής PS-PWM, μεταβάλλοντας το σήμα \tilde{d}_{ai} ρυθμίζει εν τέλει την ισχύ που καταναλώνεται ανά βαθμίδα. Η παραπάνω διάταξη υπολογισμού των τελικών σημάτων ελέγχου φαίνεται στο σχήμα 5.11:



Σχήμα 5.11: (α) Διάταξη υπολογισμού τελικών σημάτων ελέγχου των δύο βαθμίδων για τεχνική PS-PWM, (β) Λεπτομέρεια διάταξης

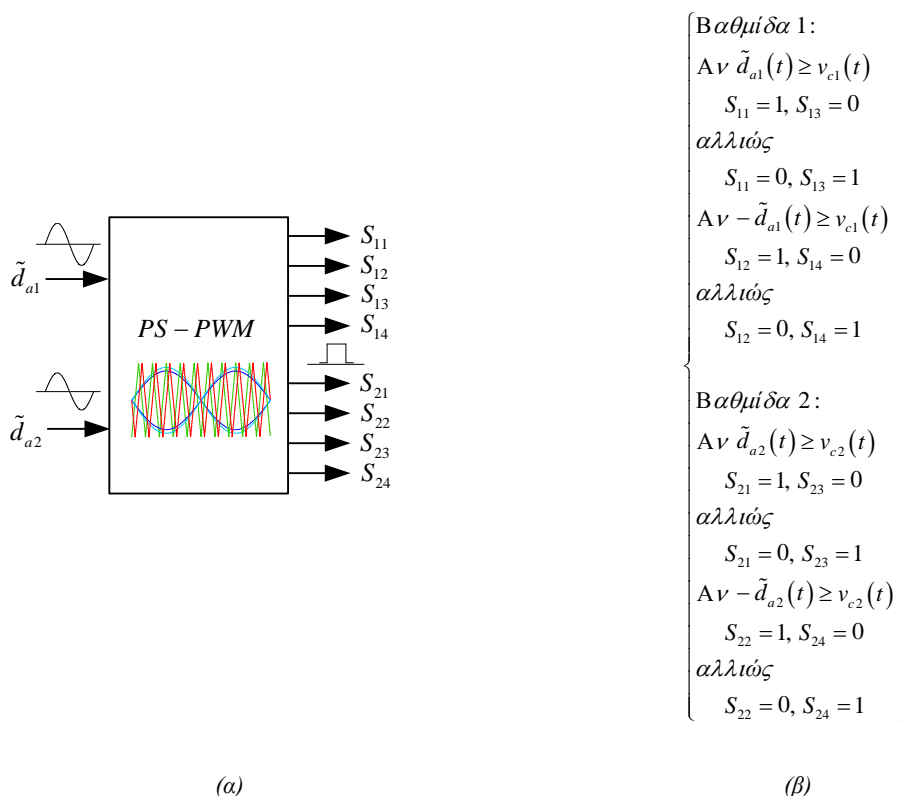
Η γωνία ωt υπολογίζεται κάθε χρονική στιγμή από ένα ανιχνευτή φάσης της τάσης του δικτύου (PLL) και δίνεται ως είσοδος στις βαθμίδες των αντίστροφων μετασχηματισμών $dq - am$. Στη συγκεκριμένη εργασία χρησιμοποιήσαμε ένα έτοιμο μονοφασικό PLL από τη βιβλιοθήκη του Simulink. Η βασική λογική του είναι αυτή που αναπτύξαμε στην παράγραφο 3.2 (σχήμα 3.4). Η δε γωνία υπολογίζεται εσωτερικά στο PLL από την εξίσωση $\theta = \int \omega t dt = \omega t$, και μεταβάλλεται κάθε στιγμή t εντός του διαστήματος $[0, 2\pi]$, ενώ κάθε φορά που ολοκληρώνεται ένας κύκλος $2\pi rad$ η γωνία ξεκινά πάλι από τη μηδενική τιμή. Το επόμενο στάδιο του συστήματος ελέγχου αφορά την παραγωγή των παλμών των διακοπτικών στοιχείων των δύο βαθμίδων με βάση την τεχνική PS-PWM. Τροποποιώντας τον αλγόριθμο του σχήματος 2.12 ώστε να ληφθεί υπόψη το ξεχωριστό σήμα ελέγχου ανά βαθμίδα προκύπτει ο αλγόριθμος του σχήματος 5.12.

Βασική απαίτηση της σχεδίασης του συστήματος ελέγχου είναι τα πλάτη των ημιτονοειδών σημάτων διαμόρφωσης να ικανοποιούν στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας τον περιορισμό [68],[69]:

$$\tilde{D}_{ai,p} \leq 1, i = 1, 2 \Leftrightarrow \sqrt{\tilde{d}_{di}^2 + \tilde{d}_{qi}^2} \leq 1, i = 1, 2 \quad (5.107)$$

Εάν ο περιορισμός (5.107) δεν απαιτείται, τότε όπως είδαμε στην παράγραφο 2.2.2 αναπόφευκτα γεννιούνται αρμονικές χαμηλής τάξης στην τάση εισόδου του μετατροπέα v_{ab} , οι οποίες κατ' επέκταση εμφανίζονται στο φάσμα του ρεύματος εισόδου i_s , με αποτέλεσμα να αυξάνεται κατά πολύ ο συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης THD_i και ως εκ τούτου ο συντελεστής ισχύος στην είσοδο να απέχει κατά πολύ από το μοναδιαίο. Επιπλέον, είναι εξαιρετικά επιθυμητό ο μετατροπέας να μπορεί να ανταποκρίνεται και σε σχετικά μεγαλύτερο φορτίο από το ονομαστικό. Όπως όμως φάνηκε στην παραπάνω ανάλυση, μεγαλύτερο φορτίο απαιτεί μεγαλύτερο \tilde{d}_{ai} , οπότε πρέπει και πάλι να ληφθεί

υπόψη ο περιορισμός (5.107) και ιδανικά να ικανοποιείται και σε συνθήκες αυξημένου φορτίου. Άρα, σε τελική ανάλυση η διάταξη στην ονομαστική λειτουργία θα πρέπει να λειτουργεί με duty cycles \tilde{d}_{ai}



Σχήμα 5.12: (α) Διάταξη υπολογισμού τελικών παλμών των διακοπτικών στοιχείων των δύο βαθμίδων με βάση την τεχνική PS-PWM, (β) Αλγόριθμος διάταξης

τα οποία να απέχουν αισθητά από τη μονάδα ώστε να εξασφαλίζεται κάποιο εύλογο περιθώριο αύξησής των μέσα στα όρια του περιορισμού (5.107) σε περίπτωση προσωρινής αύξησης του φορτίου. Ακόμη, ο περιορισμός (5.107) επιβάλλει συνακόλουθους περιορισμούς στην ασυμμετρία του φορτίου ανάμεσα στις δύο βαθμίδες [68],[69]. Περισσότερες λεπτομέρειες σχετικά με τη μέγιστη ασυμμετρία φορτίου απαντώνται στις εργασίες [83],[93]. Επίσης, πρέπει να σημειωθεί ότι, καθώς η ικανοποίηση των περιορισμών (5.107) συνεπάγεται γραμμική λειτουργία του διαμορφωτή παλμών, είναι κατ'επέκταση δυνατή η παραγωγή καθαρής πολυεπίπεδης τάσης v_{ab} , κάτι που επίσης είναι εξαρχής βασικός στόχος της σχεδίασης του συστήματος ελέγχου. Συνεκτιμώντας τα όρια των δυνατοτήτων του υπάρχοντα εξοπλισμού του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών & Ηλεκτρονικών Ισχύος του ΕΜΠ, επιλέξαμε τελικά ωμικά φορτία $R_{o,i} = 27.6\Omega$ σε συνεχή τάση 90V, οπότε προέκυψε (σχέση (5.81)) το ονομαστικό ρεύμα των 3.26A ανά βαθμίδα ενώ το πλάτος του ονομαστικού ρεύματος εισόδου διαμορφώθηκε στα 7.778A (σχέση (5.91)). Το τελευταίο ήταν απολύτως συμβατό με τον περιορισμό ρεύματος 8ARMS που είχαμε από τον αυτομετασχηματιστή (variac) στην είσοδο της διάταξης (η πειραματική διάταξη υπενθυμίζεται ότι θα παρουσιαστεί αναλυτικότερα στην παράγραφο 5.6.4), κι επιπλέον άφηνε ένα εύλογο περιθώριο για τη λειτουργία της διάταξης με κάπως πιο αυξημένο φορτίο.

Περαιτέρω ρύθμιση ώστε να προκύψουν σήματα διαμόρφωσης με πλάτος $\tilde{D}_{ai,p} \leq 1$ ήταν δυνατή μόνο μέσω της αύξησης των συντελεστών της μήτρας βαρύτητας εισόδων ελέγχου \mathbf{R} .

Ένα άλλο σημαντικό ζήτημα που απασχόλησε τη σχεδίαση είναι ο καθορισμός της συχνότητας των τριγωνικών σημάτων φορέα f_c . Στην παράγραφο 2.2.2 είδαμε ότι με την τεχνική PS-PWM η πρώτη ομάδα αρμονικών του φάσματος της τάσης v_{ab} , κι άρα και του ρεύματος εισόδου i_s , εμφανίζεται γύρω από την φαινομένη συχνότητα $4f_c$ (σχέση (2.22)). Το χαρακτηριστικό αυτό επιτρέπει την επιλογή μικρής συχνότητας φορέα f_c , όχι όμως υπερβολικά μικρής διότι στην περίπτωση αυτή η περίοδος T_c γίνεται συγκρίσιμη με τη θεμελιώδη περίοδο των $20ms$ και το μοντέλο μέσης τιμής της διάταξης παύει να αποτελεί ικανοποιητική προσέγγιση της πραγματικής διάταξης. Από την άλλη πλευρά, εάν αμελήσουμε προς το παρόν τις αυξημένες διακοπτικές απώλειες ισχύος, όσο μεγαλύτερη είναι η συχνότητα f_c τόσο μικρότερος θα είναι και ο συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης THD_i του ρεύματος εισόδου, που αποτελεί βασικό στόχο του συστήματος ελέγχου.

Ωστόσο, η μέγιστη συχνότητα f_c περιορίζεται άμεσα από τη συχνότητα δειγματοληψίας του ψηφιακού επεξεργαστή σήματος της πλατφόρμας dSPACE. Επιπρόσθετα, υπερβολικά μεγάλη συχνότητα f_c θα έχει ως αποτέλεσμα μεγάλες διακοπτικές απώλειες ισχύος. Η ομαλή λειτουργία του προγράμματος ελέγχου επετεύχθη για περίοδο δειγματοληψίας του επεξεργαστή $T_{sample} = 100\mu s$ ($f_{sample} = 10kHz$), οπότε η συχνότητα φορέα επελέγη τελικά $f_c = 850Hz$. Αν και υπήρχε ένα μικρό περιθώριο αυξημένης f_c , δεν προτιμήθηκε διότι γινόταν πλέον συγκρίσιμη με τη συχνότητα δειγματοληψίας του επεξεργαστή και η διάταξη δεν έδινε πλέον τα επιθυμητά αποτελέσματα. Εξάλλου, όπως είπαμε και στην παράγραφο 2.2.2, όσο περισσότερο απομακρυνόμαστε από την ιδανική συμβατική αναλογική δειγματοληψία (το οποίο συμβαίνει όταν η συχνότητα f_c γίνεται αρκετά συγκρίσιμη με τη συχνότητα δειγματοληψίας) αναπόφευκτα γεννιούνται αρμονικές χαμηλής τάξεως στο φάσμα της τάσης v_{ab} , κι άρα και του ρεύματος εισόδου i_s . Για $f_c = 850Hz$ η φαινομένη συχνότητα διαμορφώθηκε στα $4 \cdot 850 = 3400Hz$, με αντίστοιχη τάξη την 68^{th} . Σημειώνεται ότι, καθώς με την τεχνική PS-PWM έχουμε ξεχωριστή SPWM διαμόρφωση ανά βαθμίδα, η συχνότητα μετάβασης των διακοπτικών στοιχείων διαμορφώνεται επίσης στα $850Hz$, τιμή που ανταποκρίνεται στις προδιαγραφές των περισσότερων διαθέσιμων εμπορικών προϊόντων σε ό, τι αφορά τη διατήρηση σε χαμηλά επίπεδα των απωλειών ισχύος λόγω της διακοπτικής φύσης της διάταξης.

Μία ακόμη προσθήκη στο σύστημα ελέγχου είναι ο υπολογισμός της επιθυμητής τιμής της ενεργού συνιστώσας i_{sd}^* σε πραγματικό χρόνο, ώστε να ανανεώνεται κάθε φορά που αλλάζει η λειτουργική κατάσταση της διάταξης. Με την τεχνική αυτή βελτιώνεται αρκετά η μεταβατική απόκριση του ελεγκτή. Όπως είπαμε και στην αρχή της παραγράφου 5.6, η διάταξη δύναται να λειτουργήσει υπό διαφορετικά φορτία ή/και τάσεις ανά βαθμίδα, όπως επίσης και με χωρητικό ή επαγωγικό συντελεστή ισχύος εισόδου, περίπτωση δηλαδή όπου $i_{sq}^* \neq 0$. Επίσης, η διάταξη μπορεί να λειτουργήσει ικανοποιητικά και για μικρές διαταραχές του πλάτους $V_{s,p}$ της τάσης του δικτύου. Η

τιμή i_{sd}^* μπορεί να υπολογιστεί, όπως είδαμε και στην παράγραφο 5.6.1, από το ισοζύγιο ενεργού ισχύος της διάταξης στο εκάστοτε σημείο ισορροπίας το οποίο τώρα πρέπει να λάβει υπόψη το γεγονός ότι μπορεί $i_{sq}^* \neq 0$, καθώς και την πιθανή μη συμμετρική λειτουργία των βαθμίδων. Η ενεργός ισχύς εισόδου του δικτύου είναι βάσει της σχέσης (B.13) και πάλι $v_{sde,rms} i_{sd}^*$, λόγω της (5.83). Η καθαρή ισχύς εξόδου των βαθμίδων γίνεται στην περίπτωση αυτή $v_{dc,1}^* i_{L,1e} + v_{dc,2}^* i_{L,2e}$ ώστε να συμπεριλάβει την περίπτωση λειτουργίας υπό μη συμμετρικές συνθήκες. Τέλος, η ωμική κατανάλωση ισχύος στην αντίσταση R_s στην περίπτωση αυτή γίνεται $\tilde{I}_s^2 R_s = \left((i_{sd,rms}^*)^2 + (i_{sq,rms}^*)^2 \right) \cdot R_s$ όπου ελήφθη υπόψη η σχέση (B.5) για την RMS τιμή \tilde{I}_s του ρεύματος εισόδου, ενώ $i_{sd,rms}^* = i_{sd}^* / \sqrt{2}$, $i_{sq,rms}^* = i_{sq}^* / \sqrt{2}$ και $v_{sde,rms} = v_{sde} / \sqrt{2}$. Τελικά, από το ισοζύγιο ενεργού ισχύος έχουμε:

$$v_{sde,rms} i_{sd,rms}^* = \left((i_{sd,rms}^*)^2 + (i_{sq,rms}^*)^2 \right) \cdot R_s + v_{dc,1}^* i_{L,1e} + v_{dc,2}^* i_{L,2e} \quad (5.108)$$

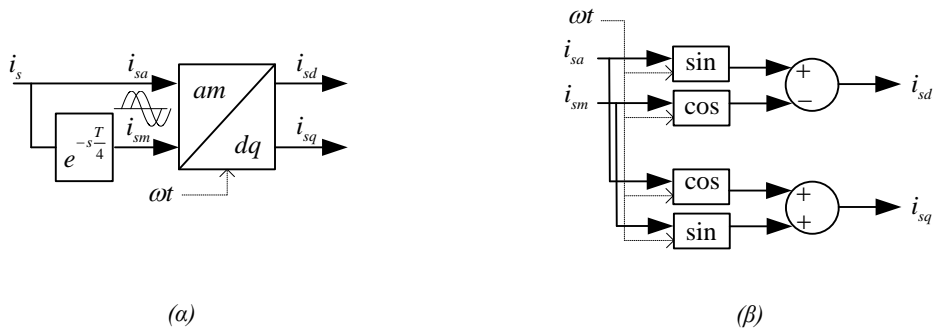
Επιλύοντας την εξίσωση (5.108) ως προς τον άγνωστο $i_{sd,rms}^*$ προκύπτουν οι ρίζες

$$i_{sd,rms}^* = \frac{v_{sde,rms} \pm \sqrt{(v_{sde,rms})^2 - 4R_s \left((i_{sq,rms}^*)^2 R_s + v_{dc,1}^* i_{L,1e} + v_{dc,2}^* i_{L,2e} \right)}}{2R_s} \quad (5.109)$$

Από αυτές κρατάμε τη μικρότερη ρίζα (σημείο ευσταθούς λειτουργίας), οπότε το πλάτος της επιθυμητής τιμής της ενεργού συνιστώσας του ρεύματος εισόδου μπορεί να υπολογιστεί σε πραγματικό χρόνο από την παρακάτω σχέση:

$$i_{sd}^* = \sqrt{2} \frac{v_{sde,rms} - \sqrt{(v_{sde,rms})^2 - 4R_s \left((i_{sq,rms}^*)^2 R_s + v_{dc,1}^* i_{L,1e} + v_{dc,2}^* i_{L,2e} \right)}}{2R_s} \quad (5.110)$$

Για την ανάδραση κατάστασης που χρειάζεται ο LQR ελεγκτής μετράμε τόσο τις συνεχείς τάσεις $v_{dc,i}$, $i=1,2$ όσο και το ρεύμα εισόδου i_s . Το τελευταίο, βέβαια, περνά από μετασχηματισμό $am-dq$ (σχέση (A.3)) οπότε εξάγονται οι συνιστώσες i_{sd} και i_{sq} . Για τις ανάγκες του μετασχηματισμού παράγεται και το φανταστικό ρεύμα εισόδου i_{sm} εφαρμόζοντας καθυστέρηση 90° στο πραγματικό ρεύμα εισόδου $i_s = i_{sa}$ (δηλαδή καθυστέρηση $T/4$, όπου $T=20ms$). Για την καθυστέρηση χρησιμοποιήσαμε έτοιμο block της βιβλιοθήκης του Simulink. Η παραπάνω διάταξη υπολογισμού των dq συνιστωσών του ρεύματος εισόδου φαίνεται στο σχήμα 5.13:



Σχήμα 5.13: α) Διάταξη υπολογισμού dq συνιστωσών ρεύματος εισόδου, β) Λεπτομέρεια διάταξης

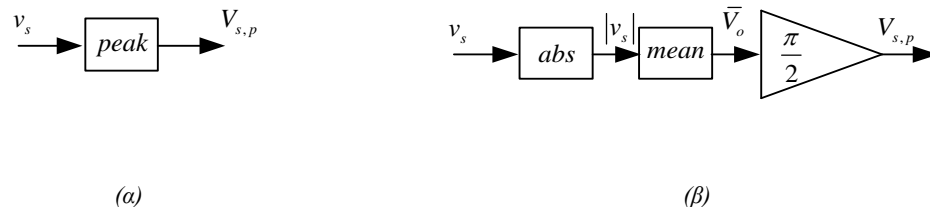
Επίσης, για τις ανάγκες του υπολογισμού σε πραγματικό χρόνο της επιθυμητής τιμής i_{sd}^* μέσω της σχέσης (5.110) μετράμε τόσο την τάση εισόδου του δικτύου v_s όσο και τα ρεύματα των φορτίων $i_{L,1}$ και $i_{L,2}$. Επειδή $v_{sd} = V_{s,p}$ είναι αναγκασίως ο υπολογισμός του πλάτους της τάσης εισόδου. Για τον τελευταίο, υπολογίζουμε αρχικά σε πραγματικό χρόνο την απόλυτη τιμή (abs) της τάσης v_s , οπότε προκύπτει πρακτικά ένα ανορθωμένο ημιτονοειδές σήμα $|v_s|$. Από τη θεωρία των πλήρων μονοφασικών ανορθώσεων με διόδους [24], γνωρίζουμε ότι τέτοια μορφή έχει η συνεχής τάση εξόδου v_o αυτών των διατάξεων. Ακόμη, η μέση τιμή της τελευταίας \bar{V}_o συνδέεται με το πλάτος της τάσης εισόδου $V_{s,p}$ μέσω της σχέσης

$$\bar{V}_o = \frac{2V_{s,p}}{\pi} \quad (5.111)$$

Υπολογίζοντας, λοιπόν, τη μέση τιμή εντός της περιόδου $2T = 40ms$ του σήματος $|v_s|$, προκύπτει ένα ισοδύναμο σήμα \bar{V}_o και αντικαθιστώντας στην (5.111) μπορούμε να λύσουμε ως προς το πλάτος $V_{s,p}$:

$$V_{s,p} = \frac{\pi \bar{V}_o}{2} \quad (5.112)$$

Για τον υπολογισμό της μέσης τιμής \bar{V}_o χρησιμοποιήσαμε έτοιμο block της βιβλιοθήκης του Simulink το οποίο πρακτικά εφαρμόζει συνεχώς σε πραγματικό χρόνο τον τελεστή κινούμενης μέσης τιμής (5.31) (mean) εντός περιόδου $2T$. Η παραπάνω διάταξη υπολογισμού του πλάτους (peak) $V_{s,p}$ φαίνεται στο σχήμα 5.14.



Σχήμα 5.14: α) Διάταξη υπολογισμού πλάτους τάσης εισόδου δικτύου, β) Λεπτομέρεια διάταξης

Σημειώνεται ότι στη σχέση υπολογισμού (5.110) τα ρεύματα φορτίων ιδανικά πρέπει να είναι καθαρά ΣΡ μεγέθη. Ωστόσο, στην πραγματικότητα τα μετρούμενα ρεύματα φορτίων $i_{L,i}$ παρουσιάζουν μία κυμάτωση όμοια με αυτή των συνεχών τάσεων εξόδου $v_{dc,i}$. Η τελευταία θα μπορούσε να περιοριστεί αισθητά παρεμβάλλοντας κάποιο βαθυπερατό φίλτρο (υλοποιούμενο εντός του προγράμματος ελέγχου), με το κόστος όμως της σημαντικής αύξησης του υπολογιστικού φόρτου. Συγκεκριμένα, με την εισαγωγή τέτοιων φίλτρων στο πρόγραμμα ελέγχου η συχνότητα δειγματοληψίας έπρεπε να αυξηθεί πέρα από τα $100\mu s$, και από την άλλη πλευρά δεν παρατηρήθηκε αισθητή αλλαγή στα αποτελέσματα. Ως εκ τούτου, για τις ανάγκες της σχέσης (5.110) χρησιμοποιήσαμε απευθείας τα μετρούμενα πραγματικά ρεύματα των φορτίων.

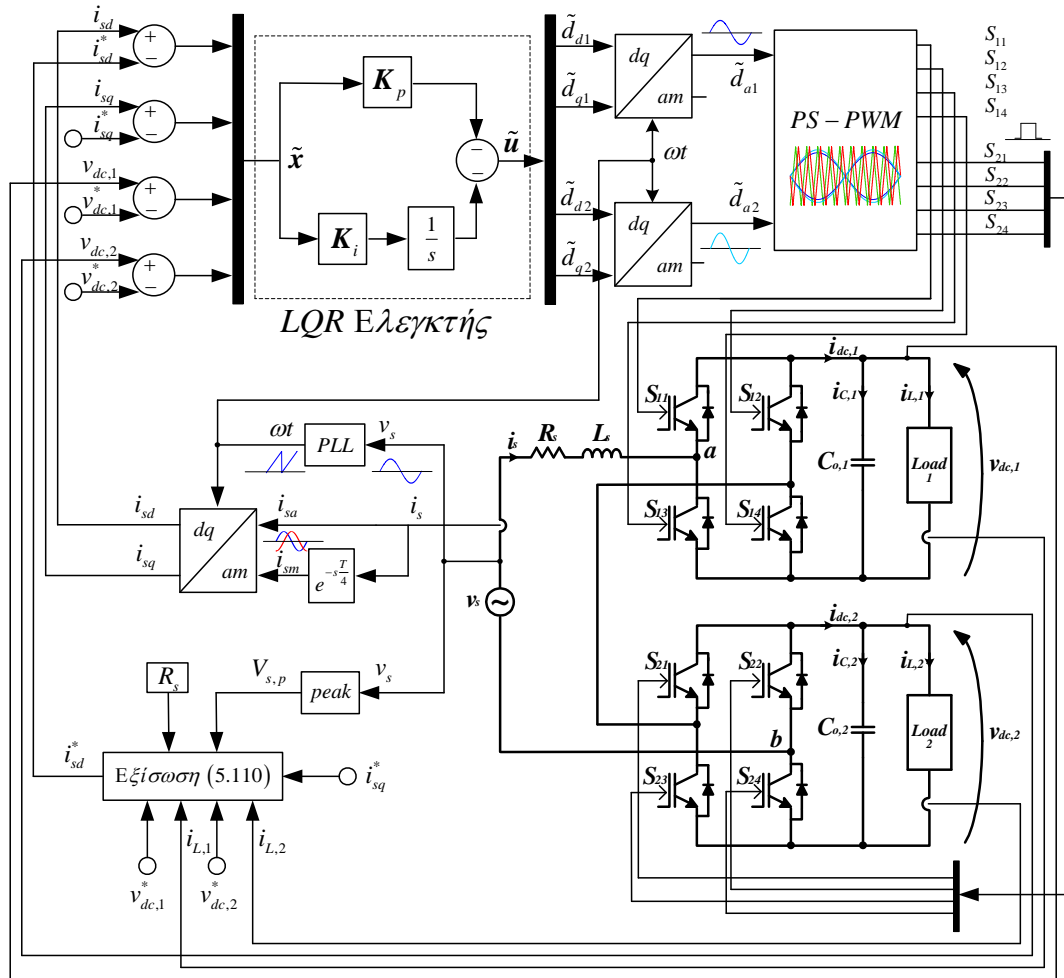
Έχοντας στο σημείο αυτό ολοκληρώσει τη σχεδίαση του LQR ελεγκτή με την τεχνική PS-PWM, μπορούμε να αναφέρουμε κάποιες παρατηρήσεις σχετικά με τη διαδικασία διαμόρφωσης των τελικών μητρών βαρύτητας \mathbf{Q} και \mathbf{R} . Οι συντελεστές $q_{i_{sd}}, q_{i_{sq}}, q_{v_{dc,1}}, q_{v_{dc,2}}$ έχουν άμεση σχέση με τη μήτρα αναλογικών κερδών \mathbf{K}_p , δηλαδή η ρύθμισή τους μοιάζει αρκετά με τη ρύθμιση του αναλογικού κέρδους K_p ενός απλού PI ελεγκτή. Από την άλλη πλευρά, οι συντελεστές $q_{f_{i_{sd}}}, q_{f_{i_{sq}}}, q_{f_{v_{dc,1}}}, q_{f_{v_{dc,2}}}$ έχουν άμεση σχέση με τη μήτρα ολοκληρωτικών κερδών \mathbf{K}_i , δηλαδή η ρύθμισή τους μοιάζει αρκετά με τη ρύθμιση του ολοκληρωτικού κέρδους K_i ενός απλού PI ελεγκτή. Για παράδειγμα, αύξηση των συντελεστών $q_{v_{dc,i}}$ οδηγεί σε γρηγορότερες μεταβατικές αποκρίσεις των συνεχών τάσεων σε βηματικές αλλαγές της επιθυμητής τιμής τους. Επιπλέον, είναι οι συντελεστές με τη ρύθμιση των οποίων επιτυγχάνεται σε πρώτη φάση η ρύθμιση των τάσεων ώστε να συγκλίνουν στην επιθυμητή τιμή τους με μικρό μόνιμο σφάλμα θέσης. Από το σημείο αυτό κι έπειτα, περαιτέρω αύξησή τους προκαλεί ανεπιθύμητες υπερυψώσεις των τάσεων και οδηγεί το σύστημα σε αστάθεια. Τα μόνιμα σφάλματα θέσης των τάσεων εξαλείφονται πλέον μέσω κατάλληλης αύξησης των συντελεστών $q_{f_{i_{sd}}}, q_{f_{i_{sq}}}$. Επιπρόσθετα, μέσω κατάλληλης αύξησης των τελευταίων επιτυγχάνεται η απόρριψη των διαταραχών του συστήματος οι οποίες περιλαμβάνουν τόσο βηματικές αλλαγές των φορτίων όσο και μικρές διακυμάνσεις του πλάτους της τάσης εισόδου του δικτύου. Για παράδειγμα, αύξηση του φορτίου μιας βαθμίδας οδηγεί, όπως θα δούμε στο 6^ο κεφάλαιο, σε βύθιση της συνεχούς τάσης η οποία επανέρχεται στην επιθυμητή της τιμή μόνο εάν υπάρχει επαρκής ολοκληρωτική ενίσχυση. Δηλαδή, οι ολοκληρωτικοί συντελεστές βαρύτητας προσδίδουν την επιθυμητή σθεναρότητα στον ελεγκτή και τη δυνατότητα ευσταθούς λειτουργίας σε ένα εύρος διαφορετικών λειτουργικών καταστάσεων. Βέβαια, υπερβολική αύξησή τους οδηγεί σε ανεπιθύμητες ταλαντώσεις των τάσεων με βραδεία απόσβεση σε βηματικές αλλαγές της επιθυμητής τιμής τους. Όμοια, οι συντελεστές $q_{i_{sd}}, q_{i_{sq}}$ βελτιώνουν μέσω της κατάλληλης αύξησής τους τη μεταβατική απόκριση των dq συνιστωσών του ρεύματος εισόδου. Ακόμη, συμβάλλουν ουσιαστικά στη σύγκλιση των dq συνιστωσών στην επιθυμητή τους τιμή με άμεση συνέπεια τη μείωση του συντελεστή παραμόρφωσης (καταστολή επίδρασης αρμονικών) αλλά και την επίτευξη του επιθυμητού συντελεστή μετατόπισης. Έτσι, επιτυγχάνεται ο επιθυμητός συντελεστής ισχύος εισόδου με το ελάχιστο δυνατό συντελεστή THD_i . Τα μόνιμα σφάλματα θέσης των dq συνιστωσών του ρεύματος εισόδου εξαλείφονται πλέον μέσω κατάλληλης αύξησης των συντελεστών $q_{f_{v_{dc,i}}}$, οι οποίοι συν τοις άλλοις συμβάλλουν επίσης στην εξασφάλιση της απαιτούμενης σθεναρότητας του ελεγκτή. Η μεγάλη διαφοροποίηση της ρύθμισης της μήτρας \mathbf{Q} με τη ρύθμιση ενός απλού PI ελεγκτή έγκειται στην πολυμεταβλητή φύση του συστήματος, καθώς και στη φύση του ως σύστημα μη ελαχίστης φάσης. Εξαιτίας των τελευταίων χαρακτηριστικών, βελτίωση $\pi\chi$ της μεταβατικής απόκρισης των τάσεων μέσω της αύξησης των αναλογικών συντελεστών τους επιδρά αρνητικά στο ρεύμα εισόδου μέσω της αύξησης του THD_i , ενώ από την άλλη πλευρά βελτίωση του THD_i και του συντελεστή ισχύος εισόδου μέσω της αύξησης των αναλογικών συντελεστών των

i_{sd}, i_{sq} επιδρά αρνητικά στις τάσεις εξόδου επιβραδύνοντας τις μεταβατικές αποκρίσεις τους και οδηγώντας σε βραδύτερη αποκατάστασή τους. Σε ό, τι αφορά τη μήτρα \mathbf{R} , η αύξησή των συντελεστών της $r_{d_{a1}}, r_{d_{q1}}, r_{d_{a2}}, r_{d_{q2}}$ έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση του πλάτους των σημάτων διαμόρφωσης \tilde{d}_{ai} των βαθμίδων. Έτσι, είναι δυνατόν να αποτρέψουμε τη λειτουργία στην περιοχή της υπερδιαμόρφωσης, με άμεση συνέπεια αφενός την επίτευξη καθαρής πολυπεπίπεδης τάσης v_{ab} και αφετέρου την περαιτέρω μείωση του THD_i αφού δεν εμφανίζονται αρμονικές χαμηλής τάξης λόγω υπερδιαμόρφωσης. Βέβαια, λόγω της ίδιας της φύσης του LQR ελεγκτή, αύξηση των συντελεστών της μήτρας \mathbf{R} λειτουργεί εις βάρος των αποκρίσεων των μεταβλητών κατάστασης του συστήματος που επιτυγχάνονται μέσω της ρύθμισης της μήτρας \mathbf{Q} , όπως και αντιστρόφως. Έτσι, απαιτείται κάποιος συμβιβασμός στην τελική επιλογή των τιμών. Τέλος, επισημαίνεται ότι στην παρούσα εργασία δε διερευνήθηκε η ανάλυση της ευστάθειας του κλειστού συστήματος στο πεδίο της συχνότητας διότι διαφοροποιείται από αυτή των συστημάτων μίας εισόδου – εξόδου. Σχετικές πληροφορίες πάνω στο θέμα αυτό, όπως πολυμεταβλητά κριτήρια Bode, κλπ, μπορεί κανείς να αναζητήσει στην αναφορά [96]. Επισημαίνεται πάντως ότι ο LQR ελεγκτής παρουσιάζει εγγενή χαρακτηριστικά μεγάλου περιθωρίου φάσης [96],[97], το οποίο σε συνδυασμό με τη σθεναρότητα που προσδίδει η ολοκληρωτική δράση εγγυώνται τη λειτουργία ως ένα βαθμό και πέρα από το σημείο ισορροπίας. Το τελικό σύστημα του LQR ελεγκτή, με χρήση της τεχνικής PS-PWM, όπως διαμορφώθηκε κατά την προσομοίωση στο Matlab – Simulink, φαίνεται στο σχήμα 5.15.

5.6.3 Σχεδίαση συστήματος ελέγχου με χρήση της τεχνικής PD-PWM

Το εναλλακτικό σχήμα ελέγχου που δοκιμάζουμε σε αυτή την εργασία διαφέρει από το προηγούμενο μόνο στο ότι χρησιμοποιεί την τεχνική PD-PWM για την παραγωγή των παλμών των διακοπτικών στοιχείων στη θέση της PS-PWM. Κατά τ' άλλα, ο πυρήνας του LQR ελεγκτή και τα υπόλοιπα στοιχεία του προηγούμενου σχήματος ελέγχου διατηρούνται και στο παρόν σχήμα ως έχουν. Τα κέρδη του LQR ελεγκτή χρησιμοποιήθηκαν κι εδώ αυτούσια όπως υπολογίστηκαν με βάση την τεχνική PS-PWM, παρόλο που σίγουρα οδηγούν σε ελαφρώς υποβέλτιστη απόκριση, και αυτό για λόγους σχετικής σύγκρισης. Βέβαια, διαπιστώθηκε τόσο από την προσομοίωση όσο και από την πειραματική διάταξη ότι οι μήτρες βαρύτητας και στην περίπτωση της τεχνικής PD-PWM κινούνται στα ίδια πλαίσια με της τεχνικής PS-PWM.

Ωστόσο, όπως είδαμε και στην παράγραφο 2.2.1, η τεχνική PD-PWM χρησιμοποιεί ένα κοινό ημιτονοειδές σήμα αναφοράς και για τις δύο βαθμίδες, ενώ ο LQR ελεγκτής παράγει τελικά δύο σήματα διαμόρφωσης, τα $\tilde{d}_{a1}, \tilde{d}_{a2}$. Επομένως πρέπει με κάποιο τρόπο από τα δύο αυτά σήματα να εξάγουμε ένα κοινό. Βέβαια, έτσι χάνεται η πληροφορία των δύο σημάτων, τα οποία όπως είδαμε στην τεχνική PS-PWM ρυθμίζονταν ανά πάσα στιγμή ξεχωριστά το ένα από το άλλο έτσι ώστε να επιτυγχάνεται και λειτουργία υπό μη συμμετρικές συνθήκες των βαθμίδων. Επομένως, πρέπει εδώ να βρεθεί ένας άλλος τρόπος εξασφάλισης της ευσταθούς λειτουργίας και υπό μη συμμετρικές συνθήκες.



Σχήμα 5.15: Σύστημα LQR ελεγκτή με χρήση της τεχνικής PS-PWM για τη μονοφασική ανορθωτική διάταξη CHB με δύο βαθμίδες

Η δημιουργία του κοινού ημιτονοειδούς σήματος αναφοράς βασίζεται στη σχέση (5.37). Εξάλλου, από τη σχέση ορισμού του συντελεστή διαμόρφωσης (2.32) της τεχνικής SHE, η οποία ισχύει και στην περίπτωση μας (για $N=2$ βαθμίδες), θεωρώντας πχ συμμετρικές συνθήκες λειτουργίας, συμπεραίνουμε ότι το κοινό ημιτονοειδές σήμα διαμόρφωσης είναι στην περίπτωση αυτή της μορφής $d_a(t) = \langle v_{ab}(t) \rangle_{T_s} / 2 \langle v_{dc}(t) \rangle_{T_s}$. Φυσικά ελήφθη υπόψη ότι η μέση τιμή $\langle v_{ab}(t) \rangle_{T_s}$ ημιτονοειδώς στη θεμελιώδη συχνότητα των 50Hz , όπως συμπεραίνει κανείς από την ανάλυση της παραγράφου 5.2. Λαμβάνοντας υπόψη και την (5.37), γενικεύοντας την παραπάνω παρατήρηση για μη συμμετρικές συνθήκες λειτουργίας χρησιμοποιήσαμε την παρακάτω σχέση για τον υπολογισμό του κοινού σήματος αναφοράς της τεχνικής PD-PWM:

$$\tilde{d}_a = \frac{\tilde{d}_{a1}v_{dc,1} + \tilde{d}_{a2}v_{dc,2}}{v_{dc,1} + v_{dc,2}} \quad (5.113)$$

Στη θέση των μέσων τιμών $\langle v_{dc,i}(t) \rangle_{T_s}$ της (5.37) χρησιμοποιήσαμε τις μετρούμενες τάσεις $v_{dc,i}$, ενώ τα σήματα $\tilde{d}_{a1}, \tilde{d}_{a2}$ είναι η έξοδος του LQR ελεγκτή. Δεδομένου ότι τα πλάτη των τελευταίων

$\tilde{D}_{ai,p} \in (0,1)$, $i=1,2$, διαιρώντας με το άθροισμα των συνεχών τάσεων παράγεται τελικά ένα ημιτονοειδές σήμα \tilde{d}_a με πλάτος $\tilde{D}_{a,p} \in (0,1)$, το οποίο μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως σήμα αναφοράς για την τεχνική PD-PWM.

Η εξασφάλιση της ευσταθούς λειτουργίας και υπό μη συμμετρικές συνθήκες (διαφορετικά φορτία ή / και συνεχείς τάσεις) γίνεται αξιοποιώντας άμεσα τις πλεονάζουσες διακοπτικές καταστάσεις της ανορθωτικής διάταξης CHB. Ενώ η τεχνική PS-PWM ενεργεί προσαρμόζοντας κάθε φορά ξεχωριστά το σήμα αναφοράς κάθε βαθμίδας, επιλέγοντας έτσι έμμεσα πλεονάζουσες διακοπτικές καταστάσεις (μέσω των ξεχωριστών SPWM διαμορφώσεων των βαθμίδων), στην περίπτωση της PD-PWM πρέπει να επιλέξουμε άμεσα καταστάσεις βάσει ενός κριτηρίου, το οποίο και θα εξηγήσουμε στη συνέχεια.

Η κλασική τεχνική PD-PWM, όπως είδαμε στην παράγραφο 2.2.1, για τη διαμόρφωση των μεσαίων επιπέδων $\pm v_{dc}$ της τάσης v_{ab} χρησιμοποιεί πάντα μία συγκεκριμένη βαθμίδα, ενώ μόνο για τη διαμόρφωση των επιπέδων $\pm 2v_{dc}$ (περίπτωση συμμετρικής λειτουργίας) λαμβάνει υπόψη και την άλλη βαθμίδα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την ανομοιόμορφη φόρτιση – εκφόρτιση των πυκνωτών των βαθμίδων λόγω της οποίας το σύστημα εισέρχεται σε αστάθεια όταν καλείται να λειτουργήσει σε μη συμμετρικές συνθήκες. Για παράδειγμα, εάν κατά τη διάρκεια της μόνιμης κατάστασης λειτουργίας ζητηθεί οι βαθμίδες να λειτουργήσουν σε διαφορετικές συνεχείς τάσεις, τότε ξαφνικά και οι δύο τάσεις θα αποκλίνουν από τις επιθυμητές τους τιμές και μάλιστα το πιθανότερο είναι, όπως φάνηκε τόσο από τις προσομοιώσεις όσο και από την πειραματική διάταξη, να τείνουν προς μία κοινή τιμή ανάμεσα στις δύο επιθυμητές τιμές. Συμπεραίνει κανείς ότι λόγω της ανομοιόμορφης κατανομής της ισχύος της κλασικής τεχνικής PD-PWM οι πυκνωτές δεν έλαβαν τον απαιτούμενο ανά περίπτωση χρόνο φόρτισης – εκφόρτισης που χρειαζόταν προκειμένου να επιτευχθούν οι λειτουργικοί στόχοι του συστήματος ελέγχου και οι συνεχείς τάσεις να συγκλίνουν στις επιθυμητές τους τιμές. Από τις προσομοιώσεις και την πειραματική διάταξη φάνηκε, ακόμη, ότι στην περίπτωση της βαθμίδας που ζητήθηκε επιθυμητή τάση μεγαλύτερη της ονομαστικής η τάση του πυκνωτή έλαβε τελικά μικρότερη τιμή από την επιθυμητή, ενώ στην περίπτωση της βαθμίδας που ζητήθηκε επιθυμητή τάση μικρότερη της ονομαστικής η τάση του πυκνωτή τελικά έλαβε μεγαλύτερη τιμή από την επιθυμητή. Επομένως, ο πρώτος πυκνωτής χρειαζόταν περισσότερο χρόνο φόρτισης, ενώ ο δεύτερος περισσότερο χρόνο εκφόρτισης εντός μιας θεμελιώδους περιόδου. Προβλήματα απόκλισης των τάσεων από τις επιθυμητές τους τιμές εμφανίζονται ακόμα και στην περίπτωση των ίδιων συνεχών τάσεων με διαφορετικά όμως φορτία ανά βαθμίδα, διότι και πάλι υπάρχει ανομοιόμορφη ζήτηση ισχύος των βαθμίδων.

Εντούτοις, μπορούμε να ρυθμίσουμε το χρόνο φόρτισης ενός πυκνωτή. Στην παράγραφο 5.1 εξετάσαμε όλες τις διακοπτικές καταστάσεις λειτουργίας της διάταξης. Μάλιστα διαπιστώσαμε ότι ανάλογα με το πρόσημο του ρεύματος εισόδου i_s το μεσαίο επίπεδο τάσης $\pm v_{dc}$ μπορεί να φορτίζει και να εκφορτίζει τη μία βαθμίδα ή αντίστροφα, ενώ τα επίπεδα $\pm 2v_{dc}$ φορτίζουν ή εκφορτίζουν πάντα ταυτόχρονα και τις δύο βαθμίδες. Επομένως, τα μεσαία επίπεδα τάσης μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τον έλεγχο φόρτισης – εκφόρτισης των πυκνωτών. Ας θεωρήσουμε για ευκολία λειτουργία με μοναδιαίο συντελεστή ισχύος εισόδου. Στην περίπτωση αυτή, λόγω της συμφασικότητας του ρεύματος

εισόδου i_s και της τάσης εισόδου του δικτύου v_s , δεδομένου ότι και η τάση v_{ab} επιπορεύεται της v_s κατά μία πάρα πολύ μικρή γωνία (παράρτημα Β), πρακτικά όταν $v_{ab} = v_{dc,i} = v_{ai}$ είναι πάντα $i_s > 0$, ενώ όταν $v_{ab} = -v_{dc,i} = v_{ai}$ είναι πάντα $i_s < 0$, όπου v_{ai} η τάση εισόδου της βαθμίδας που επιλέγεται για τη διαμόρφωση του μεσαίου επιπέδου. Αυτό, βέβαια, φάνηκε και στην παράγραφο 5.1. Έτσι, τόσο στην πρώτη όσο και στη δεύτερη περίπτωση η βαθμίδα που επιλέγεται φορτίζεται, αφού $v_{ai} i_s > 0$ (πίνακας 5.2). Η άλλη βαθμίδα δίνει το μηδενικό επίπεδο και ο πυκνωτής αποδίδει την ενέργεια στο φορτίο του.

Ας θεωρήσουμε αρχικά λειτουργία με μοναδιαίο συντελεστή ισχύος εισόδου, ίδιες τάσεις αλλά διαφορετικά φορτία. Λαμβάνοντας υπόψη και τις παραπάνω παρατηρήσεις για την παρατηρούμενη απόκλιση των τάσεων των πυκνωτών σε μη συμμετρικές συνθήκες λειτουργίας, μπορούμε να επέμβουμε στα μεσαία επίπεδα $\pm v_{dc}$ της τάσης v_{ab} και να επιλέγουμε να φορτίζουμε κάθε φορά τον πυκνωτή με τη μικρότερη τάση. Αυτό επιτυγχάνεται εάν αγνοήσουμε την κλασική μονομερή χρήση μιας βαθμίδας της τεχνικής PD-PWM για τη διαμόρφωση του μεσαίου επιπέδου, και επιλέγουμε εμείς κάθε φορά τη βαθμίδα εξετάζοντας ποια έχει μικρότερη τάση ώστε να φορτιστεί εκείνη κατά προτεραιότητα. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί εισάγοντας στο τμήμα διαμόρφωσης του μεσαίου επιπέδου του αλγορίθμου του σχήματος 2.3 το τμήμα του σχήματος 5.16. Στο σχήμα αυτό, για το μεσαίο θετικό επίπεδο, εάν $v_{dc,1} < v_{dc,2}$ επιλέγεται να φορτιστεί ο $1^{ος}$ πυκνωτής και διαμορφώνεται το επίπεδο $v_{ab} = v_{dc,1}$ (συνδυασμός 9 πίνακα 5.1), αλλιώς επιλέγεται ο $2^{ος}$ και διαμορφώνεται το επίπεδο $v_{ab} = v_{dc,2}$ (συνδυασμός 3 πίνακα 5.1). Μπορούν, βέβαια, να χρησιμοποιηθούν αντίστοιχα και οι συνδυασμοί 12, 15 του πίνακα 5.1. Για το μεσαίο αρνητικό επίπεδο, εάν $v_{dc,1} < v_{dc,2}$ επιλέγεται να φορτιστεί ο $1^{ος}$ πυκνωτής και διαμορφώνεται το επίπεδο $v_{ab} = -v_{dc,1}$ (συνδυασμός 5 πίνακα 5.1), αλλιώς επιλέγεται ο $2^{ος}$ και διαμορφώνεται το επίπεδο $v_{ab} = -v_{dc,2}$ (συνδυασμός 2 πίνακα 5.1). Μπορούν, βέβαια, να χρησιμοποιηθούν αντίστοιχα και οι συνδυασμοί 8, 14 του πίνακα 5.1. Με την επιλογή των παραπάνω συνδυασμών, η βαθμίδα που διαμορφώνει το μηδενικό επίπεδο χρησιμοποιεί πάντα το κάτω ζεύγος διακοπτικών στοιχείων. Σε μία πιο ενδελεχή ανάλυση, θα μπορούσαν να χρησιμοποιούνται εναλλακτικά το πάνω και κάτω ζεύγος για μία πιο ισορροπημένη κατανομή της ισχύος μεταξύ τους.

Στην περίπτωση τώρα που θέλουμε να συμπεριλάβουμε και τη λειτουργία με διαφορετικές τάσεις, η λογική του σχήματος 5.15 είναι ίδια με τη μόνη διαφορά ότι στη σύγκριση των συνεχών τάσεων παρεμβάλλεται και η διαφορά των μεταξύ τους επιθυμητών τιμών:

$$v_{dc,diff}^* = v_{dc,1}^* - v_{dc,2}^* \quad (5.114)$$

Στην περίπτωση αυτή επιλέγεται να φορτιστεί κάθε φορά ο πυκνωτής του οποίου η τάση είναι μικρότερη από την τάση του άλλου συμπεριλαμβανομένης της μεταξύ τους διαφοράς $v_{dc,diff}^*$, κι έτσι τελικά οι τάσεις είναι δυνατόν να συγκλίνουν στις διαφορετικές τους επιθυμητές τιμές. Το νέο τμήμα του αλγορίθμου φαίνεται στο σχήμα 5.17.

$$\left. \begin{array}{l} \text{Επίπεδο } v_{ab} = V_{dc} : \\ \text{Αν } v_{dc,1}(t) < v_{dc,2}(t) \\ \text{τότε } S_{11} = 1, S_{12} = 0, S_{13} = 0, S_{14} = 1 \\ \quad S_{21} = 0, S_{22} = 0, S_{23} = 1, S_{24} = 1 \\ \text{αλλιώς } S_{11} = 0, S_{12} = 0, S_{13} = 1, S_{14} = 1 \\ \quad S_{21} = 1, S_{22} = 0, S_{23} = 0, S_{24} = 1 \\ \text{Επίπεδο } v_{ab} = -V_{dc} : \\ \text{Αν } v_{dc,1}(t) < v_{dc,2}(t) \\ \text{τότε } S_{11} = 0, S_{12} = 1, S_{13} = 1, S_{14} = 0 \\ \quad S_{21} = 0, S_{22} = 0, S_{23} = 1, S_{24} = 1 \\ \text{αλλιώς } S_{11} = 0, S_{12} = 0, S_{13} = 1, S_{14} = 1 \\ \quad S_{21} = 0, S_{22} = 1, S_{23} = 1, S_{24} = 0 \end{array} \right\}$$

Σχήμα 5.16: Τροποποίηση τμήματος διαμόρφωσης μεσαίων επιπέδων τάσης τεχνικής PD-PWM για την περίπτωση λειτουργίας με ίδιες συνεχείς τάσεις, διαφορετικά φορτία, και μοναδιαίο συντελεστή ισχύος εισόδου

$$\left. \begin{array}{l} v_{dc,diff}^* = v_{dc,1}^* - v_{dc,2}^* \\ \text{Επίπεδο } v_{ab} = V_{dc} : \\ \text{Αν } v_{dc,1}(t) < v_{dc,2}(t) + v_{dc,diff}^* \\ \text{τότε } S_{11} = 1, S_{12} = 0, S_{13} = 0, S_{14} = 1 \\ \quad S_{21} = 0, S_{22} = 0, S_{23} = 1, S_{24} = 1 \\ \text{αλλιώς } S_{11} = 0, S_{12} = 0, S_{13} = 1, S_{14} = 1 \\ \quad S_{21} = 1, S_{22} = 0, S_{23} = 0, S_{24} = 1 \\ \text{Επίπεδο } v_{ab} = -V_{dc} : \\ \text{Αν } v_{dc,1}(t) < v_{dc,2}(t) + v_{dc,diff}^* \\ \text{τότε } S_{11} = 0, S_{12} = 1, S_{13} = 1, S_{14} = 0 \\ \quad S_{21} = 0, S_{22} = 0, S_{23} = 1, S_{24} = 1 \\ \text{αλλιώς } S_{11} = 0, S_{12} = 0, S_{13} = 1, S_{14} = 1 \\ \quad S_{21} = 0, S_{22} = 1, S_{23} = 1, S_{24} = 0 \end{array} \right\}$$

Σχήμα 5.17: Τροποποίηση τμήματος διαμόρφωσης μεσαίων επιπέδων τάσης τεχνικής PD-PWM για την περίπτωση λειτουργίας με διαφορετικές συνεχείς τάσεις, διαφορετικά φορτία, και μοναδιαίο συντελεστή ισχύος εισόδου

Στο σχήμα αυτό, για το μεσαίο θετικό επίπεδο, εάν $v_{dc,1} < v_{dc,2} + v_{dc,diff}^*$ επιλέγεται να φορτιστεί ο 1^{ος} πυκνωτής και διαμορφώνεται το επίπεδο $v_{ab} = v_{dc,1}$, αλλιώς επιλέγεται ο 2^{ος} και διαμορφώνεται το επίπεδο $v_{ab} = v_{dc,2}$. Για το μεσαίο αρνητικό επίπεδο, εάν $v_{dc,1} < v_{dc,2} + v_{dc,diff}^*$ επιλέγεται να φορτιστεί ο 1^{ος} πυκνωτής και διαμορφώνεται το επίπεδο $v_{ab} = -v_{dc,1}$, αλλιώς επιλέγεται ο 2^{ος} και διαμορφώνεται το επίπεδο $v_{ab} = -v_{dc,2}$.

Στην περίπτωση τώρα που θέλουμε να συμπεριλάβουμε και τη λειτουργία με επαγωγικό ή χωρητικό συντελεστή ισχύος εισόδου, πρέπει να λάβουμε υπόψη το γεγονός ότι λόγω της διαφοράς φάσης των i_s, v_s , και άρα και των i_s, v_{ab} , θα υπάρχουν αναπόφευκτα χρονικά διαστήματα εντός της

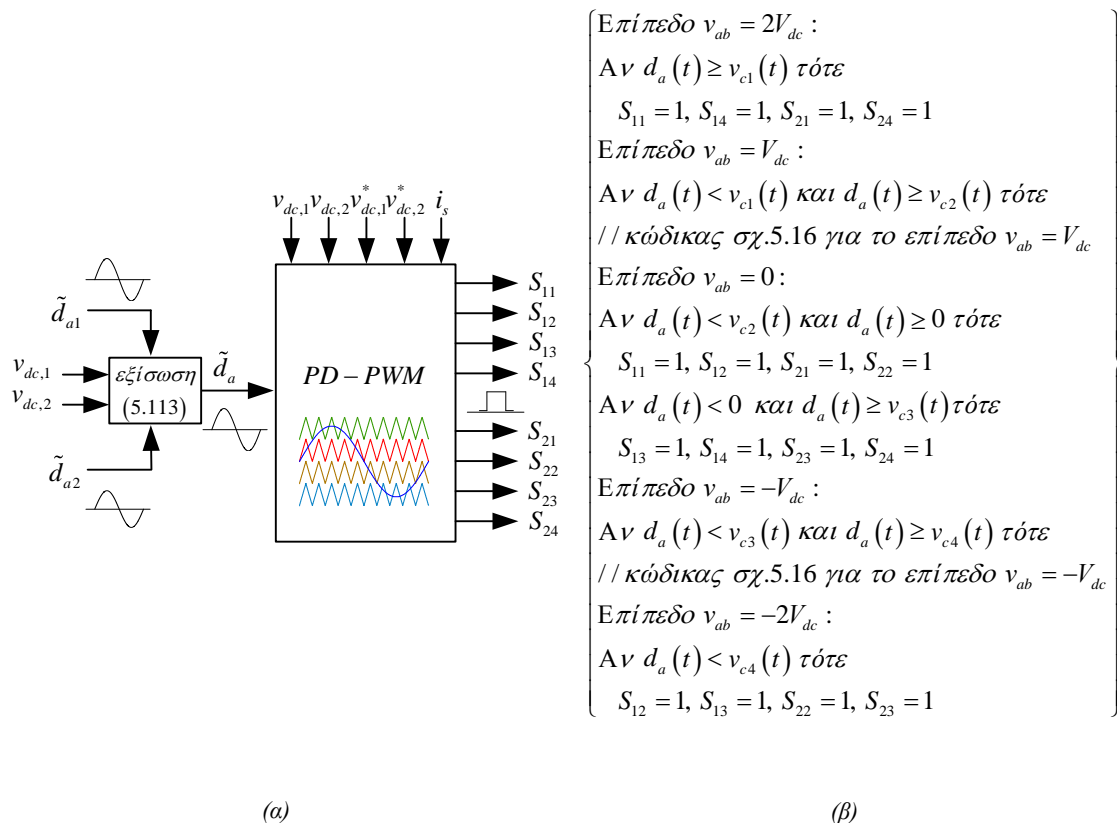
θεμελιώδους περιόδου στα οποία έχουμε $i_s > 0$ και $v_{ab} = -v_{dc,i} = v_{ai}$, αλλά και διαστήματα στα οποία έχουμε $i_s < 0$ και $v_{ab} = v_{dc,i} = v_{ai}$, όπως διαπιστώσαμε και στην παράγραφο 5.1. Και στις δύο αυτές περιπτώσεις είναι $v_{ab}i_s = v_{ai}i_s < 0$ και η βαθμίδα που μετέχει στη διαμόρφωση του μεσαίου επιπέδου εκφορτίζεται (πίνακας 5.2). Η άλλη βαθμίδα δίνει το μηδενικό επίπεδο και ο πυκνωτής αποδίδει την ενέργεια στο φορτίο του. Στις περιπτώσεις αυτές η λογική του σχήματος 5.17 αποτυγχάνει διότι επιλέγοντας τον πυκνωτή με τη μικρότερη τάση αντί να τον φορτίζουμε τον εκφορτίζουμε με αποτέλεσμα η τάση του να αποκλίνει περισσότερο. Επομένως, εάν πρόκειται για περιπτώσεις σαν αυτές, μπορούμε απλά να επιλέξουμε να εκφορτίσουμε τον πυκνωτή με τη μεγαλύτερη τάση (συμπεριλαμβανομένης της διαφοράς $v_{dc,diff}^*$). Το τελικό τμήμα του αλγορίθμου για το μεσαίο επίπεδο, που εξασφαλίζει την ευσταθή λειτουργία υπό πάσης φύσεως μη συμμετρικές συνθήκες λαμβάνοντας υπόψη και το πρόσημο του ρεύματος εισόδου, φαίνεται στο σχήμα 5.18.

$$\left. \begin{array}{l}
 v_{dc,diff}^* = v_{dc,1}^* - v_{dc,2}^* \\
 \text{Επίπεδο } v_{ab} = V_{dc} : \\
 \text{Αν } i_s > 0 \\
 \quad \text{Αν } v_{dc,1}(t) < v_{dc,2}(t) + v_{dc,diff}^* \\
 \quad \quad \text{τότε } S_{11} = 1, S_{12} = 0, S_{13} = 0, S_{14} = 1 \\
 \quad \quad \quad S_{21} = 0, S_{22} = 0, S_{23} = 1, S_{24} = 1 \\
 \quad \quad \text{αλλιώς } S_{11} = 0, S_{12} = 0, S_{13} = 1, S_{14} = 1 \\
 \quad \quad \quad S_{21} = 1, S_{22} = 0, S_{23} = 0, S_{24} = 1 \\
 \text{Αλλιώς} \\
 \quad \text{Αν } v_{dc,1}(t) < v_{dc,2}(t) + v_{dc,diff}^* \\
 \quad \quad \text{τότε } S_{11} = 0, S_{12} = 0, S_{13} = 1, S_{14} = 1 \\
 \quad \quad \quad S_{21} = 1, S_{22} = 0, S_{23} = 0, S_{24} = 1 \\
 \quad \quad \text{αλλιώς } S_{11} = 1, S_{12} = 0, S_{13} = 0, S_{14} = 1 \\
 \quad \quad \quad S_{21} = 0, S_{22} = 0, S_{23} = 1, S_{24} = 1 \\
 \text{Επίπεδο } v_{ab} = -V_{dc} : \\
 \text{Αν } i_s < 0 \\
 \quad \text{Αν } v_{dc,1}(t) < v_{dc,2}(t) + v_{dc,diff}^* \\
 \quad \quad \text{τότε } S_{11} = 0, S_{12} = 1, S_{13} = 1, S_{14} = 0 \\
 \quad \quad \quad S_{21} = 0, S_{22} = 0, S_{23} = 1, S_{24} = 1 \\
 \quad \quad \text{αλλιώς } S_{11} = 0, S_{12} = 0, S_{13} = 1, S_{14} = 1 \\
 \quad \quad \quad S_{21} = 0, S_{22} = 1, S_{23} = 1, S_{24} = 0 \\
 \text{Αλλιώς} \\
 \quad \text{Αν } v_{dc,1}(t) < v_{dc,2}(t) + v_{dc,diff}^* \\
 \quad \quad \text{τότε } S_{11} = 0, S_{12} = 0, S_{13} = 1, S_{14} = 1 \\
 \quad \quad \quad S_{21} = 0, S_{22} = 1, S_{23} = 1, S_{24} = 0 \\
 \quad \quad \text{αλλιώς } S_{11} = 0, S_{12} = 1, S_{13} = 1, S_{14} = 0 \\
 \quad \quad \quad S_{21} = 0, S_{22} = 0, S_{23} = 1, S_{24} = 1
 \end{array} \right\}$$

Σχήμα 5.18: Τροποποίηση τμήματος διαμόρφωσης μεσαίων επιπέδων τάσης τεχνικής PD-PWM για την περίπτωση λειτουργίας με διαφορετικές συνεχείς τάσεις, διαφορετικά φορτία, και μοναδιαίο, επαγωγικό ή χωρητικό συντελεστή ισχύος εισόδου

Τελικά, λαμβάνοντας υπόψη την τροποποίηση του σχήματος 5.18, ο αλγόριθμος της τεχνικής PD-PWM του σχήματος 2.3 λαμβάνει τη μορφή του σχήματος 5.19.

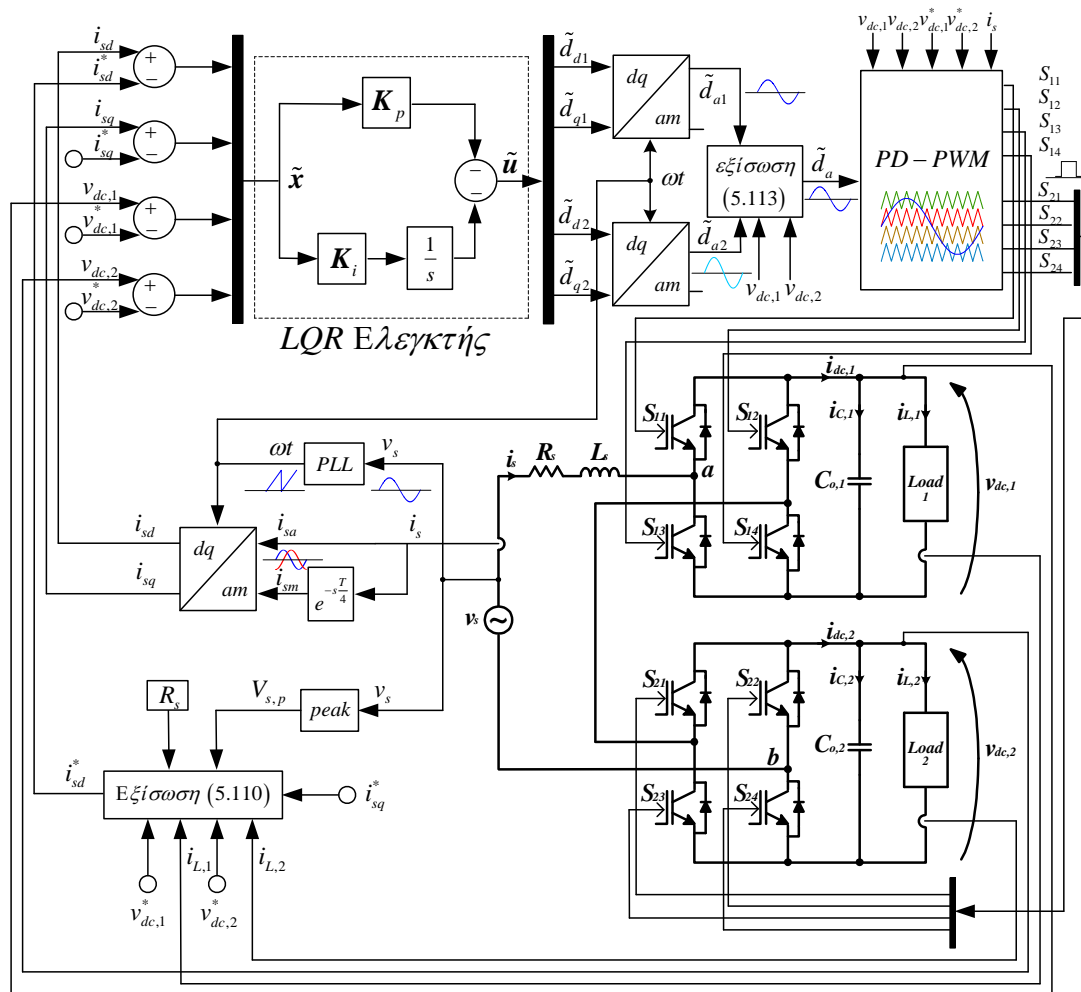
Τέλος, σε αντιπαραβολή με το σύστημα της PS-PWM τεχνικής, στην περίπτωση αυτή η συχνότητα των τριγωνικών σημάτων φορέα επελέγη $f_c = 2500\text{Hz}$. Όπως είδαμε στην παράγραφο 2.2.1 στη σχέση (2.7), η τάξη της συχνότητας αυτής είναι και αυτή που εμφανίζεται ως κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική άμεσα στο φάσμα της τάσης v_{ab} , και άρα και του ρεύματος εισόδου i_s . Το τελικό σύστημα του LQR ελεγκτή, με χρήση της τεχνικής PD-PWM, όπως διαμορφώθηκε κατά την προσομοίωση στο Matlab – Simulink, φαίνεται στο σχήμα 5.20.



Σχήμα 5.19: (α) Διάταξη υπολογισμού τελικών παλμών των διακοπτικών στοιχείων των δύο βαθμίδων με βάση την τεχνική PD-PWM, (β) Αλγόριθμος διάταξης

5.6.4 Περιγραφή πειραματικής διάταξης

Στο σημείο αυτό, έχοντας ολοκληρώσει τη σχεδίαση του συνολικού σχήματος του LQR ελεγκτή και με τις δύο τεχνικές διαμόρφωσης, μπορούμε να επανέρθουμε στην πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήσαμε, για την οποία έχει ήδη γίνει λόγος στην αρχή της παραγράφου 5.6. Για τις ανάγκες της πειραματικής επιβεβαίωσης, ο μετατροπέας συνδεσμολογήθηκε ως ανορθωτική διάταξη με δύο αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας σε σειρά. Η πειραματική διάταξη παρουσιάζεται σχηματικά στο σχήμα 5.21. Όπως φαίνεται στο σχήμα αυτό, η τάση εισόδου του μετατροπέα παρέχεται από ένα ρυθμιζόμενο αυτομετασχηματιστή (variatic) ο οποίος συνδέεται σε μία μονοφασική παροχή των $230\text{V}, 50\text{Hz}$ του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών & Ηλεκτρονικών Ισχύος του ΕΜΠ. Η τάση

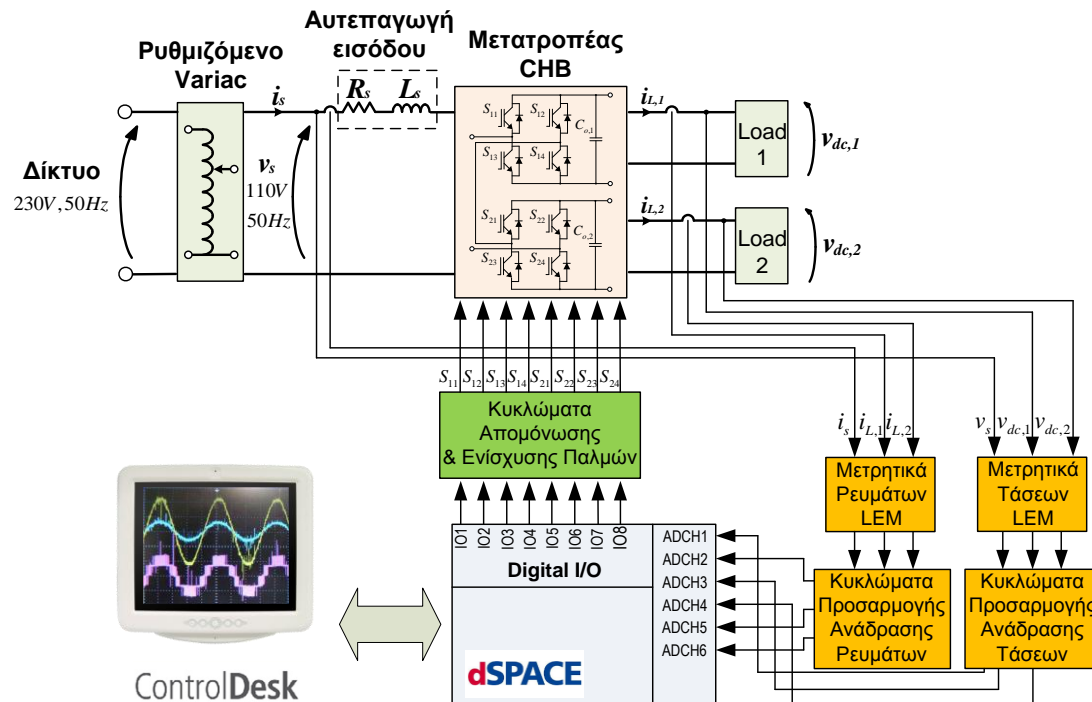


Σχήμα 5.20: Σύστημα LQR ελεγκτή με χρήση της τεχνικής PD-PWM για τη μονοφασική ανορθωτική διάταξη CHB με δύο βαθμίδες

εισόδου v_s που παρέχεται τελικά στη διάταξη ρυθμίστηκε στα $110V(RMS), 50Hz$. Υπενθυμίζεται ότι το ονομαστικό ρεύμα του variac είναι $8A(RMS)$. Η αυτεπαγωγή εισόδου (ανύψωσης – boost), που συνδέει το variac με το μετατροπέα, έχει τιμές $R_s = 0.6\Omega, L_s = 7.3mH$, που επελέγησαν κατόπιν συμβιβασμού ώστε το μέγεθος να είναι ρεαλιστικό και ταυτόχρονα να επιτυγχάνεται ικανοποιητική εξομάλυνση του ρεύματος.

Σημειώνεται ότι στη μοντελοποίηση της όλης διάταξης που έχουμε ακολουθήσει έως τώρα λάβαμε υπόψη σαν αυτεπαγωγή διασύνδεσης ανάμεσα στην πηγή και το μετατροπέα μονάχα την αυτεπαγωγή ανύψωσης L_s , αγνοώντας το variac και την αυτεπαγωγή του, αφού η πηγή της διάταξης είναι το ίδιο το variac και όχι το δίκτυο άμεσα. Το ονομαστικό ρεύμα της αυτεπαγωγής εισόδου είναι επίσης $8A(RMS)$. Οι χωρητικότητες εξόδου, τιμές $C_{o,i} = 2200\mu F$ έκαστη, είναι συνδεσμολογημένες εσωτερικά παράλληλα στις αντίστοιχες βαθμίδες του μετατροπέα. Η τιμή τους είναι τέτοια ώστε το μέγεθος να είναι ρεαλιστικό και ταυτόχρονα να επιτυγχάνεται ικανοποιητική εξομάλυνση των συνεχών τάσεων εξόδου (κυμάτωση $< 5\%$). Τα φορτία $Load_i$ του μετατροπέα ρυθμίστηκαν στην τιμή

$R_{o,i} = 27.6\Omega$ για τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Τα διακοπτικά στοιχεία της διάταξης είναι τα IGBTs IXGH25N120A της εταιρίας IXYS. Έχουν μέγιστη ικανότητα ρεύματος συλλέκτη I_C περί τα 50A για θερμοκρασία $25^\circ C$, και περί τα 25A για θερμοκρασία $90^\circ C$, ενώ η μέγιστη τάση συλλέκτη – εκπομπού είναι $V_{CE,max} = 1200V$. Για την έναυση – σβέση τους απαιτείται τάση πύλης – εκπομπού V_{GE} εντός των ορίων $\pm 20V$, εν προκειμένω $\pm 15V$.



Σχήμα 5.21: Σχηματική παρουσίαση πειραματικής διάταξης συστήματος LQR ελεγκτή για τη μονοφασική ανορθωτική διάταξη CHB με δύο βαθμίδες

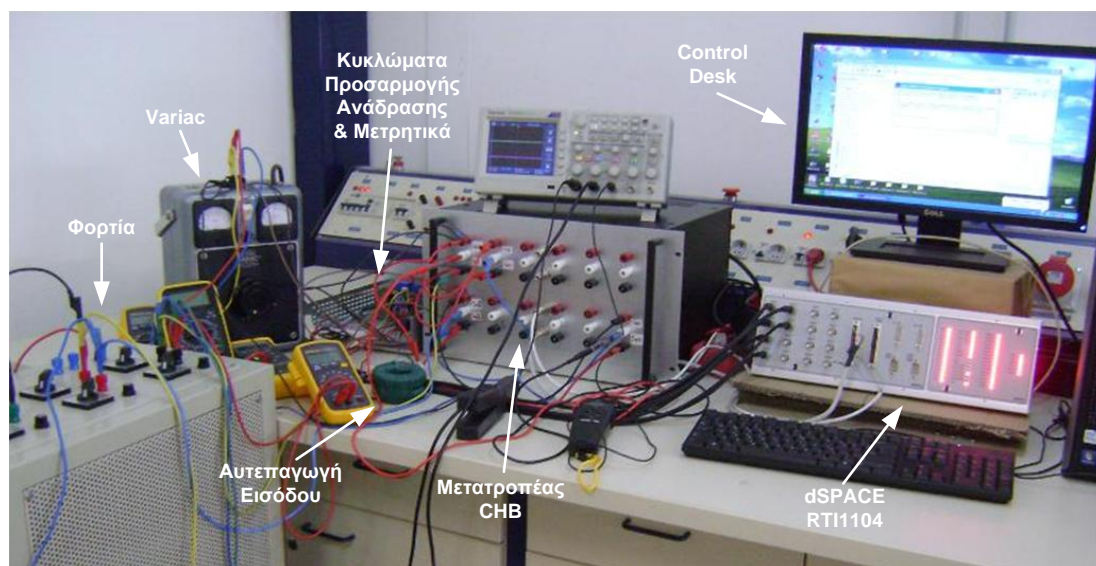
Η πλατφόρμα ψηφιακής επεξεργασίας σήματος dSPACE RTI1104 είναι η καρδιά της διάταξης, αφού σ' αυτήν εκτελείται συνεχώς το πρόγραμμα του LQR ελεγκτή, και παράγονται οι κατάλληλοι παλμοί οδήγησης των IGBTs. Η συγκεκριμένη πλατφόρμα αποτελείται από ένα κύριο επεξεργαστή κινητής υποδιαστολής PowerPC603 συχνότητας 250 MHz και από ένα δευτερεύοντα ψηφιακό επεξεργαστή σήματος TMS320F2450. Μεταξύ άλλων, διαθέτει εσωτερική μονάδα μετατροπής αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (ADC – Analog to Digital Converter) που δύναται να διαβάζει αναλογικές εισόδους σε εύρος τιμών $\pm 10V$, και μονάδα ψηφιακών εισόδων - εξόδων (Digital IO) που παράγει εξόδους λογικής TTL ($0 - 5V$).

Οι μετρήσεις των ρευμάτων $i_s, i_{L,1}, i_{L,2}$ και των τάσεων $v_s, v_{dc,1}, v_{dc,2}$ που χρειάζονται για τη λειτουργία του ελεγκτή παρέχονται μέσω μετρητικών συστημάτων LEM LA-25NP για τα ρεύματα και LEM LV-25P για τις τάσεις. Πρόκειται για μετατροπείς ρεύματος & τάσης αντίστοιχα (current &

voltage transducers) η λειτουργία των οποίων στηρίζεται στο φαινόμενο Hall, κατά συνέπεια εξασφαλίζεται γαλβανική απομόνωση μεταξύ κυκλώματος ισχύος και κυκλώματος ελέγχου. Οι μετατροπείς αυτοί παρουσιάζουν εξαιρετική γραμμικότητα και ακρίβεια σχεδόν στο σύνολο της περιοχής μέτρησης και απαιτούν συμμετρική συνεχή τροφοδοσία. Ως εκ τούτου, η έξοδός τους θα κυμαίνεται μεταξύ των τιμών της τάσης τροφοδοσίας ($\pm 15V$ ως επί το πλείστον). Όμως, το dSPACE μπορεί να διαβάζει, όπως είπαμε, αναλογικές εισόδους στην περιοχή $\pm 10V$. Έτσι, είναι απαραίτητο να χρησιμοποιηθούν κάποια κυκλώματα προσαρμογής των μετρούμενων μεγεθών των μονάδων LEM σε σήματα ανάδρασης αντίστοιχα των προδιαγραφών του dSPACE. Πρόκειται για κυκλώματα τελεστικών ενισχυτών (εν προκειμένω, ολοκληρωμένα LM324N). Τα κυκλώματα αυτά ενισχύουν κατάλληλα τις εξόδους των LEM ρευμάτων – τάσεων και κατόπιν τροφοδοτούν τα αναλογικά κανάλια ADCH1..6 του dSPACE.

Οι παλμοί των διακοπτικών στοιχείων λαμβάνονται από τις ψηφιακές εξόδους του dSPACE IO1..8. Όμως, όπως αναφέραμε παραπάνω οι έξοδοι αυτοί είναι στα $0-5V$, ενώ τα IGBTs χρειάζονται για την έναυση – σβέση παλμούς $S_{ij}, i=1,2, j=1,\dots,4$ τάσης $\pm 15V$. Έτσι, είναι απαραίτητο να παρεμβληθούν κάποια κυκλώματα ενίσχυσης των ψηφιακών αυτών εξόδων στα επίπεδα που χρειάζεται για την οδήγηση των IGBTs. Τα κυκλώματα οδήγησης (drivers) των IGBTs εξασφαλίζουν ταυτόχρονα γαλβανική απομόνωση (μέσω μετασχηματιστή) του κυκλώματος ελέγχου από το κύκλωμα ισχύος.

Η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήσαμε φαίνεται στο σχήμα 5.22. Οι βασικές παράμετροι των στοιχείων που επιλέχθηκαν για την προσομοίωση και την πειραματική επιβεβαίωση συνοψίζονται στον πίνακα 5.4.



Σχήμα 5.22: Πειραματική διάταξη συστήματος LQR ελεγκτή για τη μονοφασική ανορθωτική διάταξη CHB με δύο βαθμίδες

Όπως επισημάναμε και στην αρχή της παραγράφου 5.6, η σχεδίαση του LQR ελεγκτή έγινε αρχικά στο πρόγραμμα Matlab – Simulink, όπου και διερευνήθηκε η συμπεριφορά του συστήματος και

	Προσομοίωση	Πειραματική Διάταξη
Τάση εισόδου δικτύου (V_s)	110 V RMS, 50 Hz	110 V RMS, 50 Hz
Ονομαστικές τάσεις εξόδου ($V_{dc,i}$) βαθμίδων i	90 V	90 V
Αυτεπαγωγή εισόδου (L_s)	7.3 mH, 0.6 Ω	7.3 mH, 0.6 Ω
Διακοπτικά στοιχεία (S_j), $j=1,2,3,4$	Ιδανικά στοιχεία IGBTs	8 x IXGH25N120A
Χωρητικότητα εξόδου ($C_{o,i}$) ανά βαθμίδα i	2200 μF	2200 μF
Ονομαστικό (ωμικό) φορτίο ($R_{o,i}$) ανά βαθμίδα i	27.6 Ω	27.6 Ω
Περίοδος δειγματοληψίας (T_{sample})	100 μs	100 μs
Συχνότητα τριγωνικών φορέων (f_c) τεχνικής PS-PWM	850 Hz	850 Hz
Συχνότητα τριγωνικών φορέων (f_c) τεχνικής PD-PWM	2500 Hz	2500 Hz
Εκτέλεση προγράμματος ελέγχου	Matlab – Simulink R2009b	dSPACE RTI 1104
Μετρητικά συστήματα τάσεων	Voltage Probe	LEM LV – 25P
Μετρητικά συστήματα ρευμάτων	Current Probe	LEM LA – 25NP
Παρουσίαση αποτελεσμάτων	Matlab – Figure	Matlab – Figure
Μήτρα συντελεστών βαρύτητας μεταβλητών κατάστασης (\mathbf{Q})	$\mathbf{Q} = \text{diag} \left\{ \begin{matrix} 2.55 \cdot 10^{15}, 2.55 \cdot 10^{15}, \\ 3.1 \cdot 10^{13}, 3.1 \cdot 10^{13}, \\ 2.3 \cdot 10^{16}, 2.3 \cdot 10^{16}, \\ 4.75 \cdot 10^{14}, 4.75 \cdot 10^{14} \end{matrix} \right\}$	$\mathbf{Q} = \text{diag} \left\{ \begin{matrix} 2.55 \cdot 10^{15}, 2.55 \cdot 10^{15}, \\ 3.1 \cdot 10^{13}, 3.1 \cdot 10^{13}, \\ 2.3 \cdot 10^{16}, 2.3 \cdot 10^{16}, \\ 4.75 \cdot 10^{14}, 4.75 \cdot 10^{14} \end{matrix} \right\}$
Μήτρα συντελεστών βαρύτητας μεταβλητών εισόδου ελέγχου (\mathbf{R})	$\mathbf{R} = \text{diag} \left\{ \begin{matrix} 2.55 \cdot 10^{16}, 2.55 \cdot 10^{16}, \\ 2.55 \cdot 10^{16}, 2.55 \cdot 10^{16} \end{matrix} \right\}$	$\mathbf{R} = \text{diag} \left\{ \begin{matrix} 2.55 \cdot 10^{16}, 2.55 \cdot 10^{16}, \\ 2.55 \cdot 10^{16}, 2.55 \cdot 10^{16} \end{matrix} \right\}$

Πίνακας 5.4: Τιμές στοιχείων προσομοίωσης & πειραματικής διάταξης

εν τέλει καθορίστηκε σε πρώτη φάση το εύρος εντός του οποίου κυμαίνονται οι συντελεστές βαρύτητας των μητρών βαρύτητας \mathbf{Q} και \mathbf{R} , οι οποίοι καθορίζουν σε τελική ανάλυση τις μήτρες κερδών \mathbf{K}_p , \mathbf{K}_i . Κατόπιν, ο ελεγκτής δοκιμάστηκε στην πειραματική διάταξη, οπότε και προέκυψαν ζητήματα που δεν είχαν ξεκαθαριστεί κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης. Έτσι, η περαιτέρω σχεδίαση εξελίχθηκε στα πλαίσια της πειραματικής διάταξης, κάτι που εξάλλου ήταν και ο τελικός στόχος της εργασίας. Η πλατφόρμα dSPACE επικοινωνεί άμεσα με το Simulink, οπότε το αρχείο ελέγχου που σχεδιάσαμε στο Simulink, μετά και από κάποιες απαραίτητες τροποποιήσεις για την αναγνώριση των χρησιμοποιούμενων τμημάτων του dSPACE, μπορεί να μεταγλωττιστεί και να φορτωθεί ως κώδικας μηχανής πλέον άμεσα στη μνήμη του επεξεργαστή κάνοντας χρήση του Real Time Workshop. Έπειτα, η διάταξη μπορεί να ξεκινήσει να λειτουργεί και η παρακολούθηση των χαρακτηριστικών κυματομορφών της σε πραγματικό χρόνο είναι δυνατή χάρη στο λογισμικό Control Desk που συνοδεύει την πλατφόρμα dSPACE. Με το λογισμικό αυτό είχαμε τη δυνατότητα να

επιτηρούμε την απόκριση της διάταξης σε όλες τις υπό εξέταση λειτουργικές καταστάσεις, και, έτσι, σε περίπτωση που επιθυμούσαμε να διορθώσουμε κάποιο σημείο των αποκρίσεων η διαδικασία είχε ως εξής:

- επαναπροσδιορισμός των μητρών βαρύτητας Q και R στο Matlab (trial & error) και ενημέρωση του αρχείου ελέγχου στο Simulink
- φόρτωση του προγράμματος ελέγχου στον dSPACE με χρήση του Real Time Workshop
- επανεκκίνηση της πειραματικής διάταξης και επιτήρηση σε πραγματικό χρόνο στο Control Desk

Ο προγραμματισμός, δηλαδή, γίνεται σε μία γλώσσα προγραμματισμού υψηλού επιπέδου, με τη μορφή μπλοκ διαγραμμάτων στο Simulink, το οποίο στη συνέχεια αναλαμβάνει τον προγραμματισμό του dSPACE δημιουργώντας τον αναγκαίο κώδικα σε γλώσσα C με αυτοματοποιημένο τρόπο. Ο κώδικας που προκύπτει με αυτόν τον τρόπο είναι λειτουργικός, αλλά σίγουρα όχι και ο βέλτιστος.

Όταν επιτύχαμε όλες οι σχεδιαστικές απαιτήσεις του συστήματος ελέγχου να επιτυγχάνονται ταυτόχρονα σε ικανοποιητικό βαθμό, η πειραματική διαδικασία είχε ολοκληρωθεί με τις μήτρες Q και R να είναι ρυθμισμένες τελικά βάσει της πραγματικής διάταξης. Για να έχουμε και άμεση σύγκριση με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, επαναλάβαμε την τελευταία κάνοντας χρήση των ίδιων μητρών Q και R με αυτών της πειραματικής διάταξης. Έτσι, βέβαια, δεν ελήφθησαν οι βέλτιστες αποκρίσεις από την προσομοίωση, αλλά αυτό λίγη σημασία είχε αφού ο τελικός στόχος ήταν η σχεδίαση του ελεγκτή στα πλαίσια της πραγματικής διάταξης. Στο επόμενο κεφάλαιο θα προχωρήσουμε με την παρουσίαση και άμεση σύγκριση των αποτελεσμάτων από την προσομοίωση και την πειραματική διάταξη.

6 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ & ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ

6.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιάσουμε τα αποτελέσματα από την προσομοίωση και την πειραματική διάταξη του συστήματος LQR ελεγκτή, πρώτα για το σχήμα της τεχνικής PS-PWM κι έπειτα για αυτό της τεχνικής PD-PWM. Τα αποτελέσματα αφορούν όλες τις λειτουργικές καταστάσεις που αναφέραμε στην αρχή της παραγράφου 5.6. Τα σχετικά διαγράμματα θα παρουσιαστούν το ένα δίπλα στο άλλο ώστε να είναι δυνατή η άμεση σύγκριση και εξαγωγή ποιοτικών συμπερασμάτων. Τα αριστερά διαγράμματα αφορούν την προσομοίωση, ενώ τα δεξιά την πειραματική διάταξη, εκτός αν αναφέρεται κάτι διαφορετικό.

6.2 Αποτελέσματα προσομοίωσης & πειραματικής διάταξης με τεχνική PS-PWM

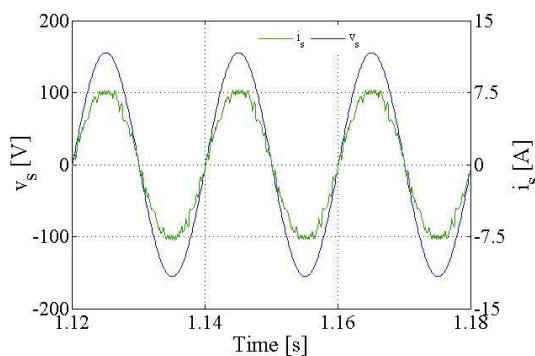
6.2.1 Μόνιμη κατάσταση λειτουργίας

Οι προδιαγραφές που τέθηκαν για τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας της διάταξης, όπως άλλωστε αναφέραμε και στην παράγραφο 5.6, έχουν ως εξής:

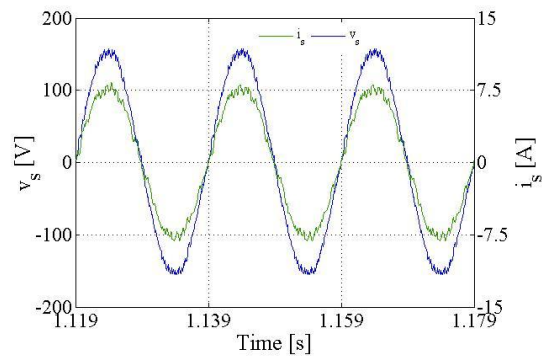
- Μοναδιαίος συντελεστής ισχύος εισόδου
- Συνεχής τάση εξόδου $v_{dc}^* = 90V$ ανά βαθμίδα i
- Ωμικό φορτίο $R_{o,i} = 27.6\Omega$ ανά βαθμίδα i (ισχύς $293.5W$)
- Πολυεπίπεδη τάση εισόδου v_{ab}
- Συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους $m_{a,i} \leq 1$ ανά βαθμίδα i

Τα αποτελέσματα από την προσομοίωση (αριστερή πλευρά) αντιπαραβάλλονται με τα πειραματικά αποτελέσματα (δεξιά πλευρά) στο σχήμα 6.1. Η επίτευξη ημιτονοειδούς ρεύματος εισόδου i_s υπό σχεδόν μοναδιαίο συντελεστή ισχύος εισόδου φαίνεται στα σχήματα 6.1(α),(β). Είναι εμφανές ότι το ρεύμα εισόδου είναι συμφασικό με την τάση εισόδου v_s . Στα σχήματα 6.1(γ),(δ) φαίνονται η ενεργός & άεργος συνιστώσα του ρεύματος εισόδου i_{sd} και i_{sq} . Η πρώτη, που είναι υπεύθυνη για τη ρύθμιση της ενεργού ισχύος που παρέχεται στη διάταξη, βλέπουμε ότι συγκλίνει κατά μέση τιμή στην επιθυμητή τιμή $i_{sd}^* = 7.778A$ (σχέση (5.91)) τροφοδοτώντας έτσι με ενεργό ισχύ $605.1W$ την όλη διάταξη (σχέση (B.13) παραρτήματος Β). Η δεύτερη, που είναι υπεύθυνη για τη ρύθμιση της αέργου ισχύος που παρέχεται στη διάταξη, βλέπουμε ότι συγκλίνει κατά μέση τιμή στην επιθυμητή τιμή $i_{sq}^* = 0$ (σχέση (5.84)) εξασφαλίζοντας σχεδόν μοναδιαίο συντελεστή μετατόπισης. Οι συνεχείς τάσεις εξόδου των βαθμίδων $v_{dc,i}$ φαίνονται στα σχήματα 6.1(ε),(ζ), όπου παρατηρεί κανείς

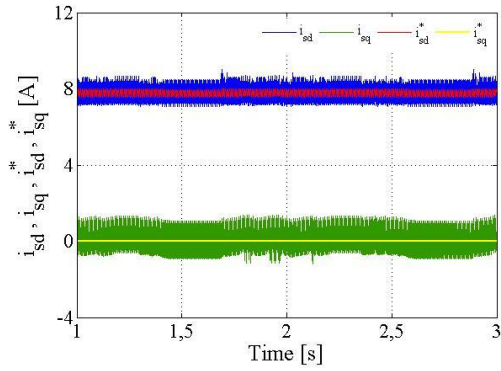
ότι συγκλίνουν κατά μέση τιμή στην επιθυμητή τιμή $v_{dc}^* = 90V$. Στα μεγενθυμένα διαγράμματα που συμπεριλαμβάνονται μπορεί να παρατηρήσει κανείς ότι οι τάσεις πράγματι παρουσιάζουν κατά βάση κυμάτωση στα $100Hz$ (περίοδος $10ms$), επιβεβαιώνοντας έτσι τα όσα αναφέραμε σχετικά στην αρχή της παραγράφου 5.3. Επιπλέον, το πλάτος της κυμάτωσής τους είναι περίπου $3V$, δηλαδή $(3/90)100\% = 3.33\% < 5\%$. Η παραγόμενη πολυεπίπεδη τάση εισόδου της ανορθωτικής διάταξης v_{ab} φαίνεται στα σχήματα 6.1(η),(θ), και είναι πράγματι πέντε επιπέδων. Τέλος, στα σχήματα 6.(ι),(κ) παρουσιάζονται τα ημιτονοειδή σήματα διαμόρφωσης $\tilde{d}_{a1}, \tilde{d}_{a2}$, τα οποία αποτελούν είσοδο του διαμορφωτή των παλμών των διακοπτικών στοιχείων της τεχνικής PS-PWM. Παρατηρούμε ότι ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους ανά βαθμίδα, δηλαδή το πλάτος $\tilde{D}_{ai,p}$ των αντίστοιχων ημιτονοειδών σημάτων ικανοποιεί την απαίτηση $m_{a,i} = \tilde{D}_{ai,p} \leq 1, i=1,2$ (τα πλάτη κυμαίνονται στην τιμή $0.75 - 0.8$), εξασφαλίζοντας έτσι ότι αποκλείεται η λειτουργία στην περιοχή της υπερδιαμόρφωσης. Στα ίδια σχήματα φαίνονται επίσης και τα τριγωνικά σήματα φορέα v_{c1}, v_{c2} , συχνότητας $f_c = 850Hz$ έκαστο, δηλαδή με συντελεστή διαμόρφωσης συχνότητας $m_f = 850/50 = 17$, και μεταξύ τους φασική ολίσθηση $360^\circ/4 = 90^\circ$. Το φάσμα αρμονικών του ρεύματος εισόδου φαίνεται στα σχήματα 6.1(λ),(μ). Η φαινομένη διακοπτική συχνότητα για την τεχνική PS-PWM είναι $4f_c = 3400Hz$, δηλαδή αντίστοιχης τάξης 68^{th} . Διακρίνει κανείς, έστω και δύσκολα, ότι απουσιάζει από το φάσμα η 68^{th} αρμονική η οποία όμως πλαισιώνεται από τις 67^{th} και 69^{th} και λοιπά περιττά πολλαπλάσια της 68^{th} , όπως άλλωστε προβλέπει η σχέση (2.22). Οι αρμονικές χαμηλής τάξης που φαίνονται προφανώς δεν οφείλονται σε λειτουργία υπερδιαμόρφωσης, αλλά έχουν να κάνουν, πέρα από τις δυνατότητες του ίδιου του ελεγκτή, με το γεγονός ότι δεν μπορούμε πρακτικά να έχουμε συμβατική αναλογική δειγματοληψία. Αυτό οφείλεται, όπως εξηγήσαμε και στις παραγράφους 2.2.2 και 5.6.2, στο ότι η συχνότητα των φορέων f_c είναι παραπλήσια σε τάξη μεγέθους με τη συχνότητα δειγματοληψίας $1/100\mu s = 10kHz$. Ωστόσο, ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης THD_i του ρεύματος εισόδου διαμορφώνεται τελικά στο 6.06% για την πειραματική διάταξη και 6.46% για την προσομοίωση. Εάν λάβουμε υπόψη ότι δε χρησιμοποιήθηκε επιπρόσθετο φίλτρο ρεύματος εισόδου, οι παραπάνω τιμές είναι αρκετά ικανοποιητικές στα πλαίσια των διεθνών προτύπων του ιδανικού στην περίπτωσή μας ορίου 5% .



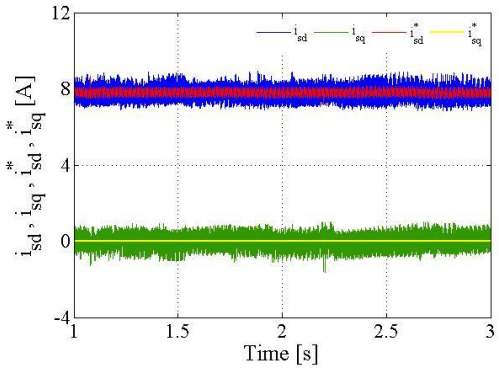
(α)



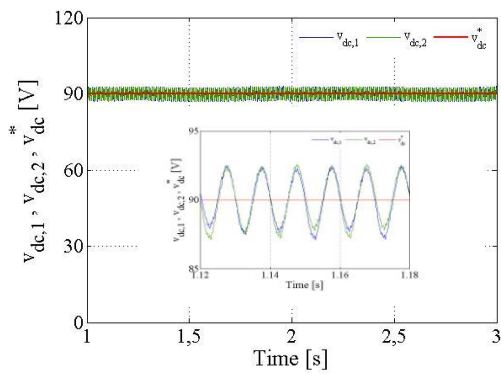
(β)



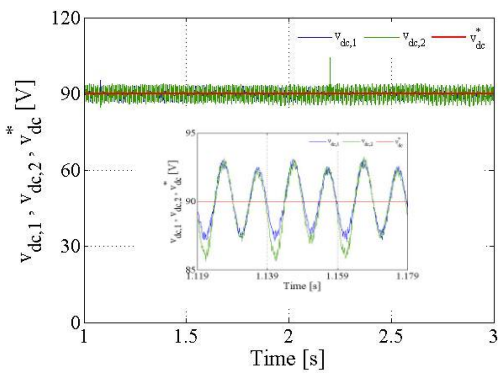
(γ)



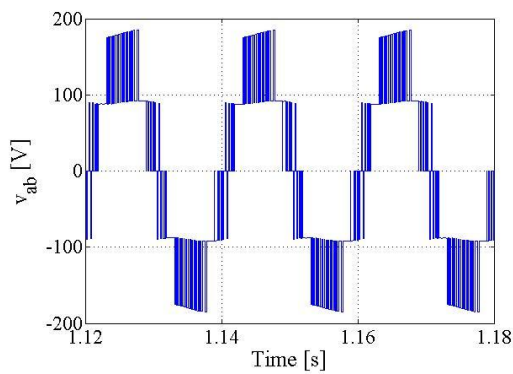
(δ)



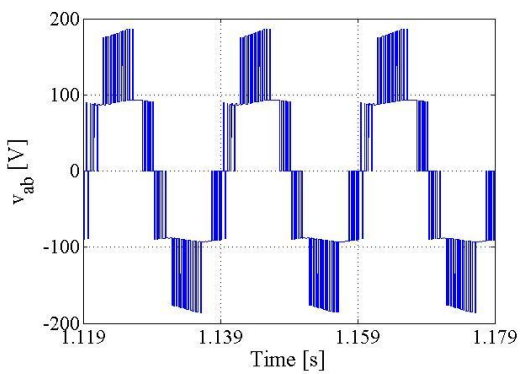
(ε)



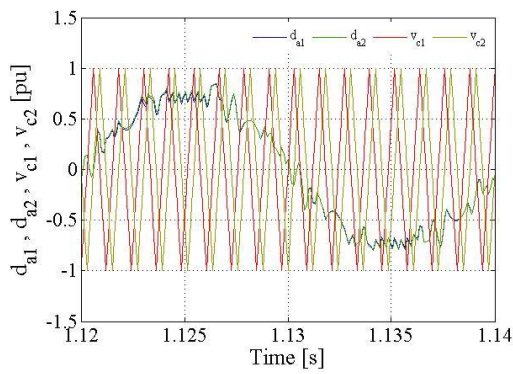
(ζ)



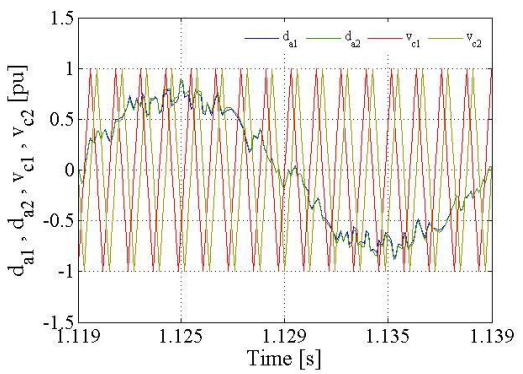
(η)



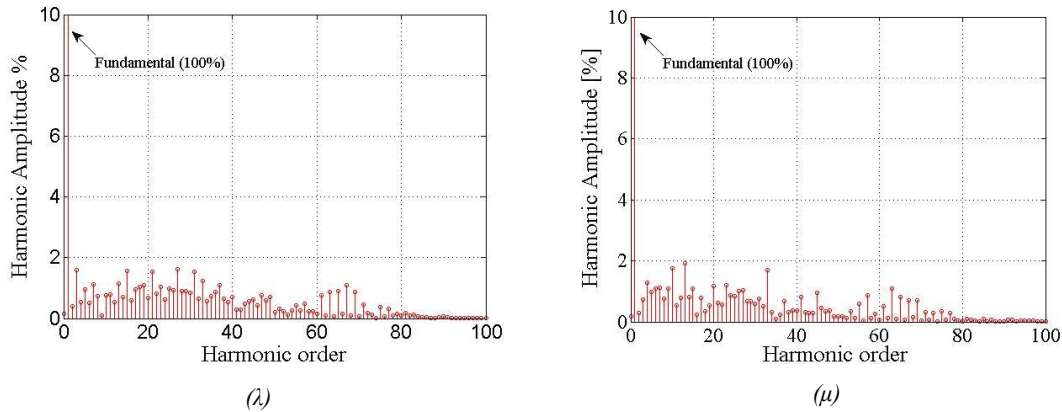
(θ)



(ι)



(κ)

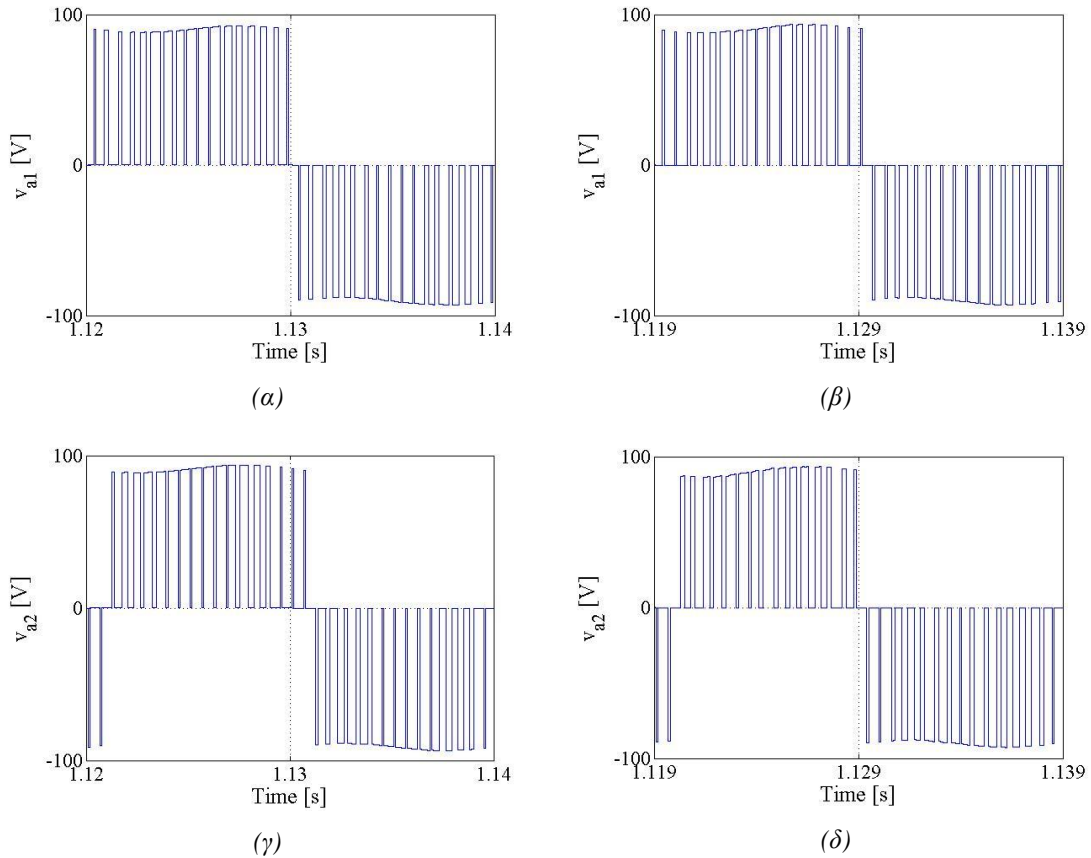


Σχήμα 6.1: Αποτελέσματα προσομοίωσης & πειραματικής διάταξης τεχνικής PS-PWM μόνιμης κατάστασης (MK) λειτουργίας: (α),(β) Τάση εισόδου δικτύου – ρεύμα εισόδου, (γ),(δ) Συνιστώσες d,q ρεύματος εισόδου, (ε),(ζ) Τάσεις ΣΡ, (η),(θ) Τάση εισόδου μετατροπέα, (ι),(κ) Τριγωνικά σήματα φορέα & σήματα διαμόρφωσης, (λ),(μ) Φάσμα αρμονικών ρεύματος εισόδου

Αξίζει, τέλος, να παρατηρήσουμε τις τάσεις εισόδου v_{ai} των βαθμίδων, οι οποίες φαίνονται στα σχήματα 6.2 (α) έως (δ). Από τα σχήματα αυτά φαίνεται ότι έχουμε 34 μεταβάσεις εντός της θεμελιώδους περιόδου, που βρίσκεται σε αντιστοιχία με την 34^η τάξη της κυριαρχούσας αρμονικής $2 \cdot 850 = 1700 = 34 \cdot 50\text{Hz}$ που προβλέπει η σχέση (2.17). Υπενθυμίζεται, ακόμη, ότι δεδομένης της ξεχωριστής SPWM διαμόρφωσης ανά βαθμίδα η συχνότητα μετάβασης των διακοπτικών στοιχείων είναι ίση με $f_c = 850\text{Hz}$.

6.2.2 Βηματική αλλαγή στις επιθυμητές τιμές των συνεχών τάσεων εξόδου

Στην παράγραφο αυτή θα εξετάσουμε τη δυναμική συμπεριφορά του ελεγκτή σε βηματική αλλαγή των επιθυμητών τιμών των συνεχών τάσεων εξόδου. Αρχικά, το σύστημα λειτουργεί στη μόνιμη κατάσταση που παρουσιάσαμε στην παράγραφο 6.2.1. Τη χρονική στιγμή $t = 2.97\text{s}$ πραγματοποιείται βηματική μείωση της επιθυμητής τιμής $v_{dc,1}^*$ ($90\text{V} \rightarrow 80\text{V}$) και τη χρονική στιγμή $t = 7.57\text{s}$ πραγματοποιείται βηματική αύξηση της επιθυμητής τιμής $v_{dc,2}^*$ ($90\text{V} \rightarrow 100\text{V}$). Τα αποτελέσματα από την προσομοίωση (αριστερή πλευρά) αντιπαραβάλλονται με τα πειραματικά αποτελέσματα (δεξιά πλευρά) στο σχήμα 6.3. Οι δύο βηματικές μεταβολές των τάσεων που περιγράψαμε φαίνονται από κοινού στα σχήματα 6.3(α-1),(β-1), με την πρώτη να φαίνεται λεπτομερέστερα στα σχήματα 6.3(α-2),(β-2) και τη δεύτερη στα σχήματα 6.3(α-3),(β-3). Ειδικότερα, στο σχήμα 6.3(β-2) που αφορά την πειραματική διάταξη, ο χρόνος καθόδου (10% - 90% τελικής τιμής) της $v_{dc,1}$ εκτιμάται στα 260ms , ενώ στο σχήμα 6.3(β-3), ο χρόνος ανόδου της $v_{dc,2}$ εκτιμάται στα 140ms . Αξιοσημείωτο είναι επίσης το ότι τόσο η $v_{dc,2}$ κατά τη βηματική μεταβολή της $v_{dc,1}$ όσο και η $v_{dc,1}$ κατά τη βηματική μεταβολή της $v_{dc,2}$ δεν επηρεάζονται αισθητά, που σημαίνει ότι επιτυγχάνεται πρακτικά αποσύζευξη των βαθμίδων. Το ρεύμα εισόδου όπως φαίνεται από τα σχήματα

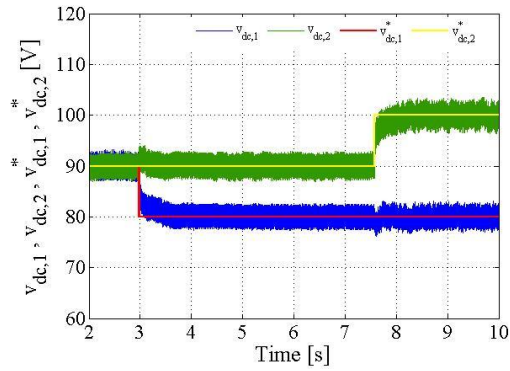


Σχήμα 6.2: Αποτελέσματα προσομοίωσης & πειραματικής διάταξης τεχνικής PS-PWM:

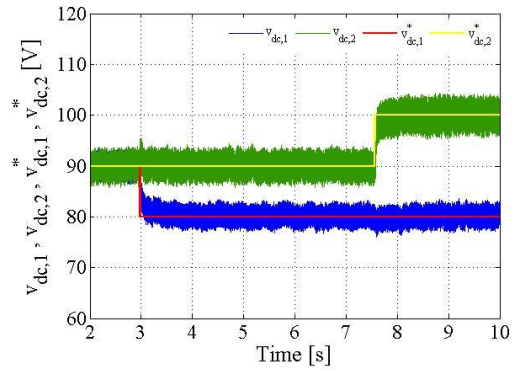
(α),(β) Τάση εισόδου 1^{ης} βαθμίδας στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, (γ),(δ) Τάση εισόδου 2^{ης} βαθμίδας στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας

6.3(γ-1),(δ-1) (ιδίως στο 6.3(δ-1)) μειώνεται κατά τη βηματική μείωση της $v_{dc,1}$ και αυξάνεται κατά τη βηματική αύξηση της $v_{dc,2}$ ώστε να ανταποκριθεί στις ανά περίπτωση διαφοροποιημένες απαιτήσεις ισχύος της διάταξης. Η δυναμική του συμπεριφορά φαίνεται στα σχήματα 6.3(γ-2),(δ-2), 6.3(γ-3),(δ-3) όπου αποκαθίσταται μέσα σε λίγους σχετικά κύκλους. Η λειτουργία του ελεγκτή είναι περισσότερο εμφανής από την εξέταση της ενεργού & αέργου συνιστώσας i_{sd}, i_{sq} στα σχήματα 6.3(ε),(ζ). Συγκεκριμένα, οι βηματικές μεταβολές των τάσεων μεταφράζονται σε αντίστοιχες βηματικές μεταβολές της επιθυμητής τιμής i_{sd}^* ($7.778A \rightarrow 6.941A$, $6.941A \rightarrow 7.879A$, σχέση (5.110)) στις οποίες και συγκλίνει η i_{sd} , ρυθμίζοντας έτσι την ενεργό ισχύ που ανά περίπτωση παρέχεται στη διάταξη. Ταυτόχρονα, η i_{sq} δεν αποκλίνει σε καμία περίπτωση από την επιθυμητή τιμή $i_{sq}^* = 0$ εξασφαλίζοντας έτσι μηδενικό συντελεστή μετατόπισης. Στα σχήματα 6.3(η-1),(θ-1), 6.3(η-2),(θ-2) φαίνεται η πολυεπίπεδη τάση εισόδου v_{ab} λίγο χρόνο μετά από τις αντίστοιχες μεταβολές των τάσεων οπότε και έχει επέλθει αντίστοιχα μόνιμη κατάσταση, όπου διακρίνει κανείς τα επιπρόσθετα επίπεδα τάσης (επτά συνολικά) τα οποία αξιοποιούνται έμμεσα μέσω των πλεοναζουσών διακοπτικών καταστασιών από το διαμορφωτή παλμών PS-PWM μέσω της άμεσης ρύθμισης των σημάτων διαμόρφωσης $\tilde{d}_{a1}, \tilde{d}_{a2}$. Η μεταβολή των τελευταίων συνολικά φαίνεται στα σχήματα 6.3(ι-1),(κ-1) και

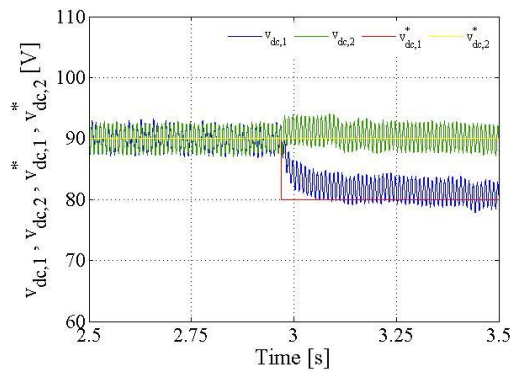
ανά περίπτωση βηματικής μεταβολής των τάσεων στα σχήματα 6.3(ι-2),(κ-2), 6.3(ι-3),(κ-3). Κατά τη βηματική μείωση της $v_{dc,1}$ το σήμα \tilde{d}_{a1} αυξάνεται για να καλύψει τυχόν ανισορροπίες, ενώ το σήμα \tilde{d}_{a2} αυξάνεται αισθητά για να αντισταθμίσει τη διαβλεπόμενη μείωση της ισχύος της 2^{ης} βαθμίδας λόγω της αύξησης του ρεύματος εισόδου i_s . Αντίστροφες είναι οι μεταβολές των \tilde{d}_{ai} κατά τη βηματική αύξηση της $v_{dc,2}$.



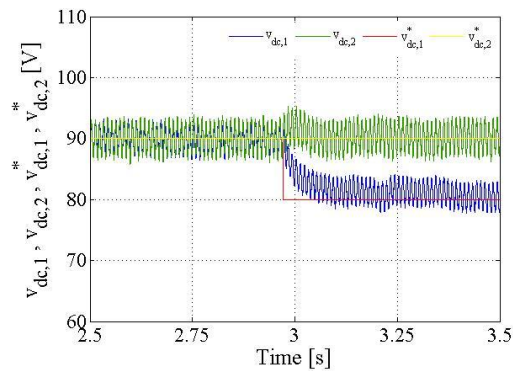
(α-1)



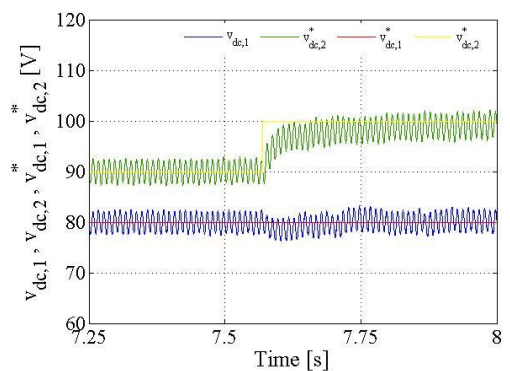
(β-1)



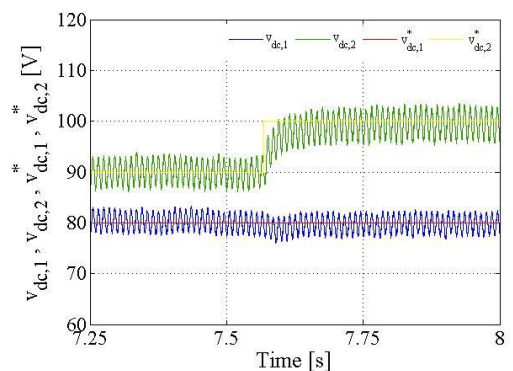
(α-2)



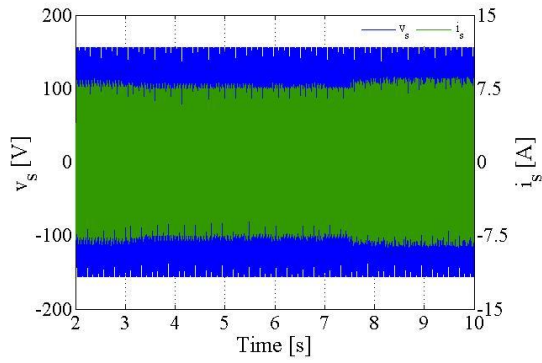
(β-2)



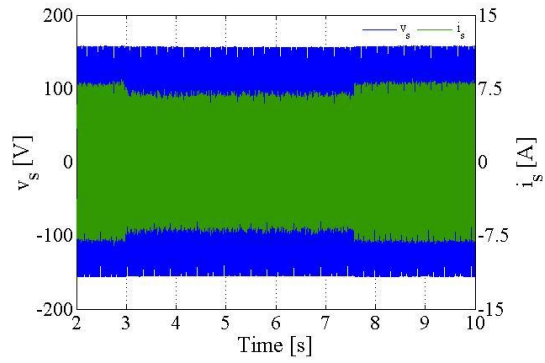
(α-3)



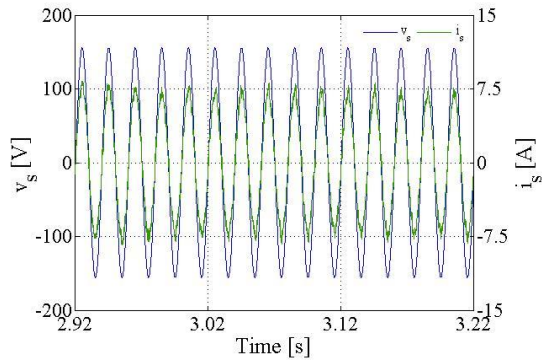
(β-3)



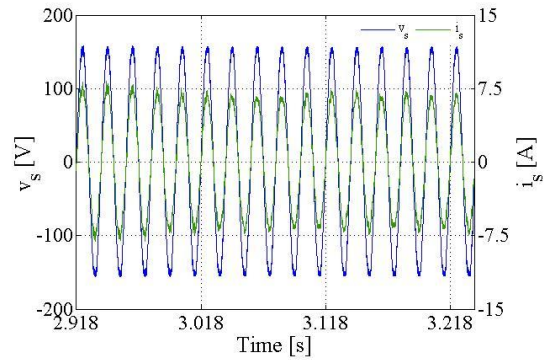
(γ-1)



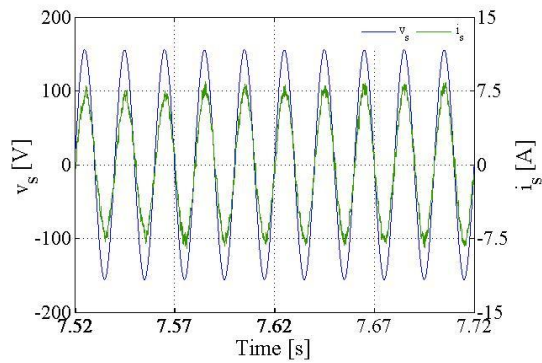
(δ-1)



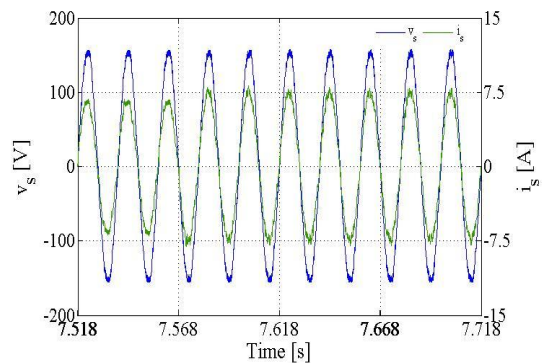
(γ-2)



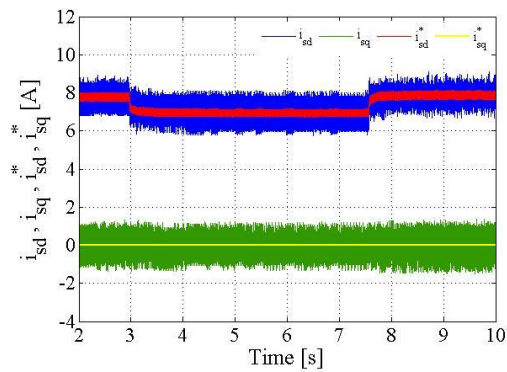
(δ-2)



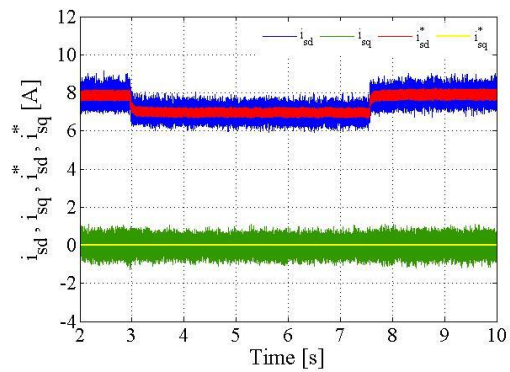
(γ-3)



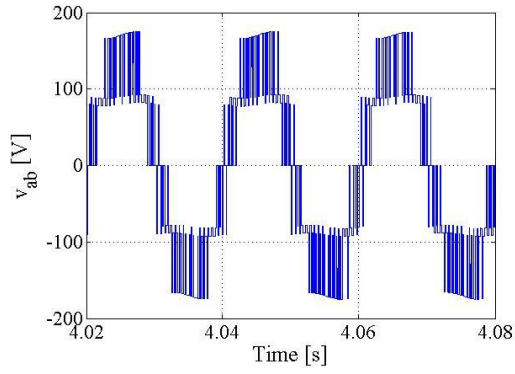
(δ-3)



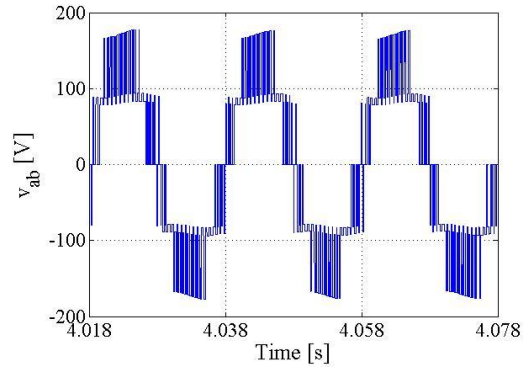
(ε)



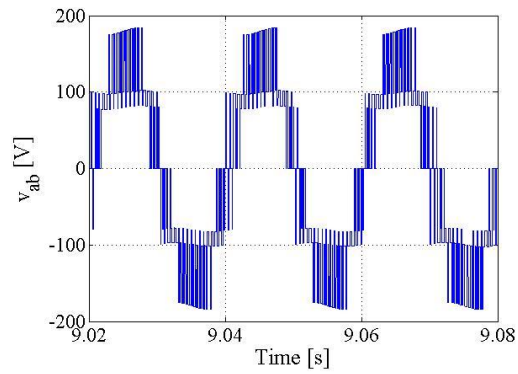
(ζ)



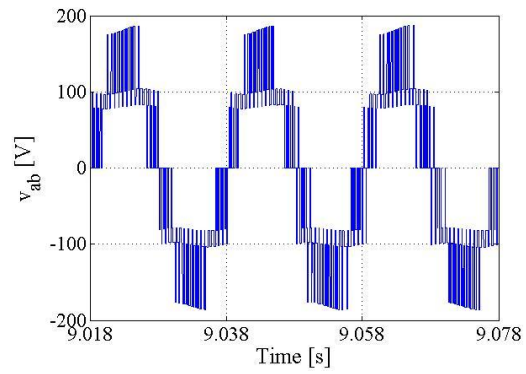
($\eta-1$)



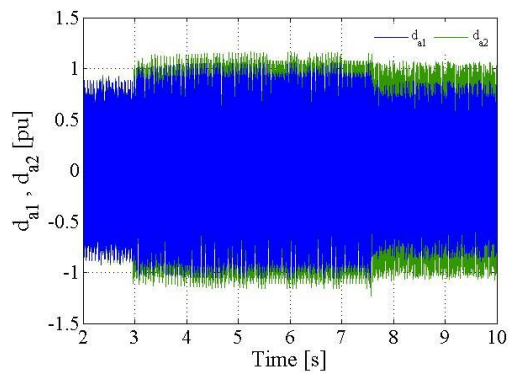
($\theta-1$)



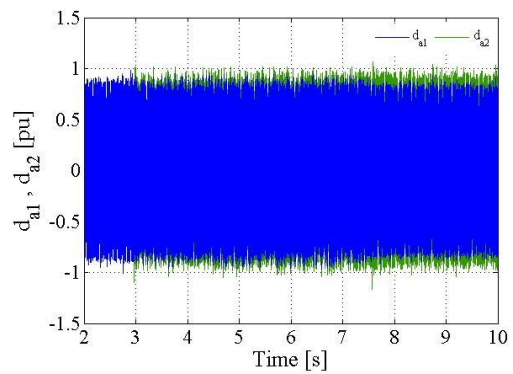
($\eta-2$)



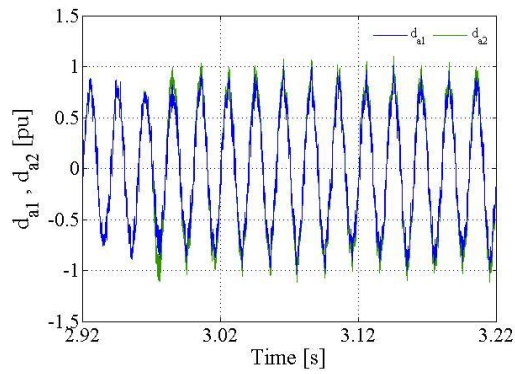
($\theta-2$)



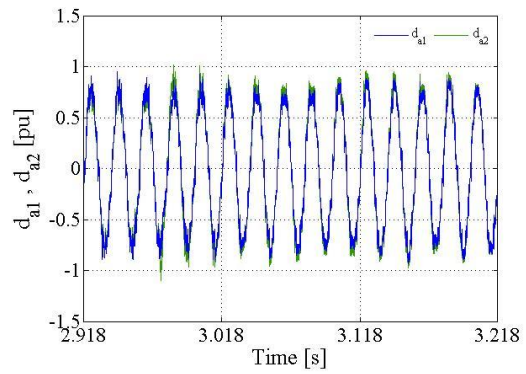
($i-1$)



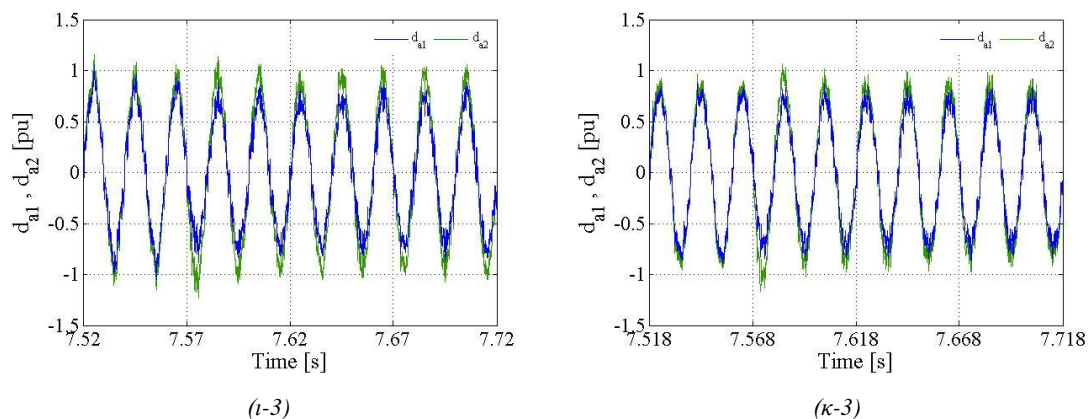
($\kappa-1$)



($i-2$)



($\kappa-2$)

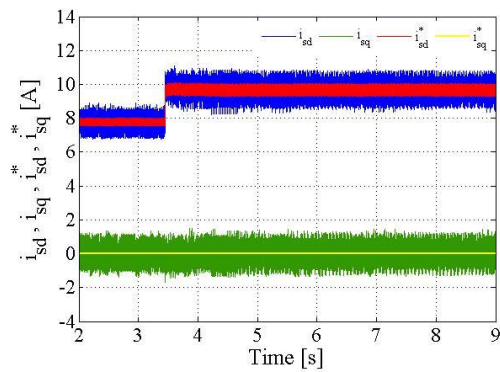


Σχήμα 6.3: Αποτελέσματα προσομοίωσης & πειραματικής διάταξης τεχνικής PS-PWM σε βηματική αλλαγή επιθυμητών τιμών τάσεων ΣΡ: $(\alpha-1), (\beta-1)$ Τάσεις ΣΡ, $(\alpha-2), (\beta-2), (\alpha-3), (\beta-3)$, Μεγέθυνση τάσεων ΣΡ, $(\gamma-1), (\delta-1)$, Τάση εισόδου δικτύου – ρεύμα εισόδου, $(\gamma-2), (\delta-2), (\gamma-3), (\delta-3)$ Μεγέθυνση τάσης εισόδου δικτύου – ρεύματος εισόδου, $(\epsilon), (\zeta)$ Συνιστώσες d, q ρεύματος εισόδου, $(\eta-1), (\theta-1)$ Τάση εισόδου μετατροπέα στη ΜΚ μετά την 1^η μεταβολή, $(\eta-2), (\theta-2)$ Τάση εισόδου μετατροπέα στη ΜΚ μετά τη 2^η μεταβολή, $(\iota-1), (\kappa-1)$ Σήματα διαμόρφωσης $(\iota-2), (\kappa-2), (\iota-3), (\kappa-3)$ Μεγέθυνση σημάτων διαμόρφωσης

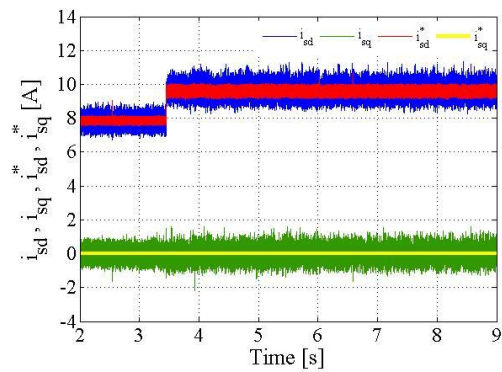
6.2.3 Βηματική αλλαγή του φορτίου μίας βαθμίδας

Στην παράγραφο αυτή θα εξετάσουμε τη δυναμική συμπεριφορά του ελεγκτή σε βηματική αλλαγή του φορτίου της 1^{ης} βαθμίδας. Αρχικά, το σύστημα λειτουργεί στη μόνιμη κατάσταση που παρουσιάσαμε στην παράγραφο 6.2.1. Τη χρονική στιγμή $t = 3.45s$ πραγματοποιείται βηματική αύξηση του φορτίου της 1^{ης} βαθμίδας από $293.5W$ ($R_{o,1} = 27.6\Omega$) σε $430.9W$ ($R_{o,1} = 18.8\Omega$). Τα αποτελέσματα από την προσομοίωση (αριστερή πλευρά) αντιπαραβάλλονται με τα πειραματικά αποτελέσματα (δεξιά πλευρά) στο σχήμα 6.4. Όπως φαίνεται στο σχήμα 6.4(α),(β), η βηματική αύξηση του φορτίου μεταφράζεται άμεσα σε αντίστοιχη βηματική αύξηση της επιθυμητής τιμής i_{sd}^* ($7.778A \rightarrow 9.676A$, σχέση (5.110)) στην οποία και συγκλίνει η ενεργός συνιστώσα i_{sd} , εξασφαλίζοντας έτσι την αυξημένη ενεργό ισχύ που ζητά η διάταξη. Ταυτόχρονα, η άεργος συνιστώσα i_{sq} δεν αποκλίνει σε καμία περίπτωση από την επιθυμητή τιμή $i_{sq}^* = 0$ εξασφαλίζοντας έτσι μηδενικό συντελεστή μετατόπισης. Το ρεύμα εισόδου όπως φαίνεται από τα σχήματα 6.4(γ-1),(δ-1) εμφανώς αυξάνεται κατά τη βηματική αύξηση του φορτίου ώστε να ανταποκριθεί στις αυξημένες απαιτήσεις ισχύος της διάταξης. Η δυναμική του συμπεριφορά φαίνεται στα σχήματα 6.4(γ-2),(δ-2), όπου αποκαθίσταται μέσα σε πολύ λίγους σχετικά κύκλους. Όπως φαίνεται στα σχήματα 6.4(ε-1),(ζ-1), 6.4(ε-2),(ζ-2), κατά τη βηματική αλλαγή του φορτίου της 1^{ης} βαθμίδας η αντίστοιχη τάση $v_{dc,1}$ παρουσιάζει μία βύθιση της τάξης των $2V$ κατά μέση τιμή (εγγενές χαρακτηριστικό της PI δράσης του ελεγκτή) και αποκαθίσταται με χρόνο ανόδου περίπου $500ms$. Από την άλλη πλευρά, η τάση $v_{dc,2}$ της 2^{ης} βαθμίδας παρουσιάζει μία αύξηση της τάξης των $3V$ κατά μέση τιμή και αποκαθίσταται με χρόνο ανόδου περίπου $600ms$. Σε αντιδιαστολή με την αναμενόμενη θεωρητική αποσύζευξη των βαθμίδων, η τάση της 2^{ης} βαθμίδας επηρεάζεται ελαφρώς για ένα σύντομο μεταβατικό διάστημα

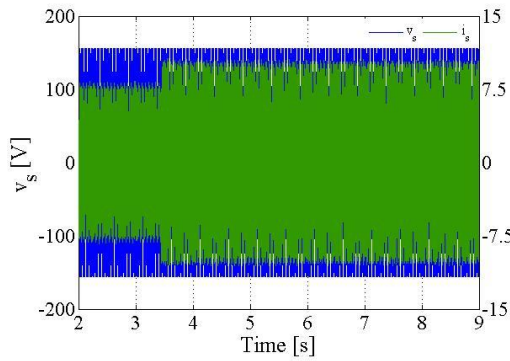
εξαιτίας της πρακτικής αγωγίμης σύζευξης των βαθμίδων. Στα σχήματα 6.4(η-1),(θ-1), 6.4(η-2),(θ-2) φαίνεται η πολυεπίπεδη τάση εισόδου v_{ab} λίγο χρόνο μετά από τη βηματική αλλαγή του φορτίου οπότε και έχει επέλθει αντίστοιχα μόνιμη κατάσταση, όπου διακρίνει κανείς τα πέντε επίπεδα τάσης. Η ευσταθής λειτουργία εξασφαλίζεται μέσω της άμεσης ρύθμισης των σημάτων διαμόρφωσης $\tilde{d}_{a1}, \tilde{d}_{a2}$ (αξιοποιώντας έτσι έμμεσα τις πλεονάζουσες διακοπτικές καταστάσεις), η μεταβολή των οποίων συνολικά φαίνεται στα σχήματα 6.4(ι-1),(κ-1) και λεπτομερέστερα κατά τη διάρκεια της βηματικής αλλαγής του φορτίου στα σχήματα 6.4(ι-2),(κ-2). Συγκεκριμένα, το σήμα \tilde{d}_{a1} αυξάνεται για να συμβάλλει στις αυξημένες απαιτήσεις ισχύος της 1^{ης} βαθμίδας, ενώ το σήμα \tilde{d}_{a2} μειώνεται ελαφρώς για να αντισταθμίσει τη διαβλεπόμενη αύξηση της ισχύος της 2^{ης} βαθμίδας λόγω της αύξησης του ρεύματος εισόδου i_s .



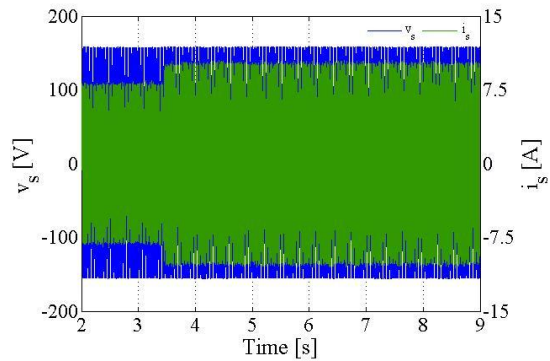
(α)



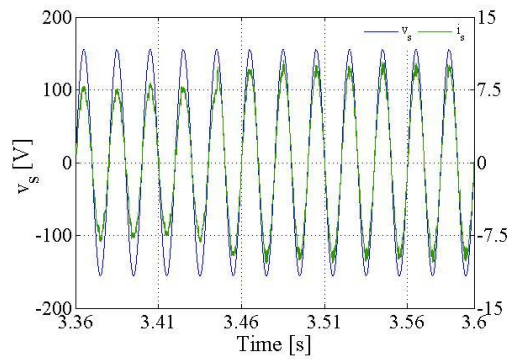
(β)



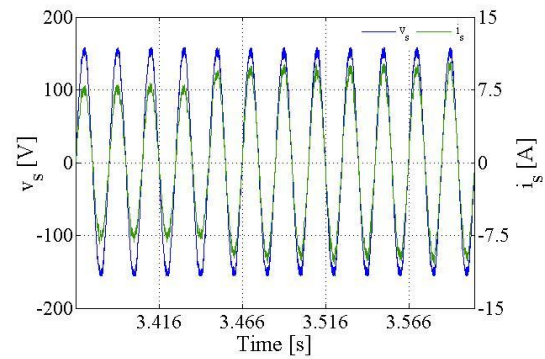
(γ-1)



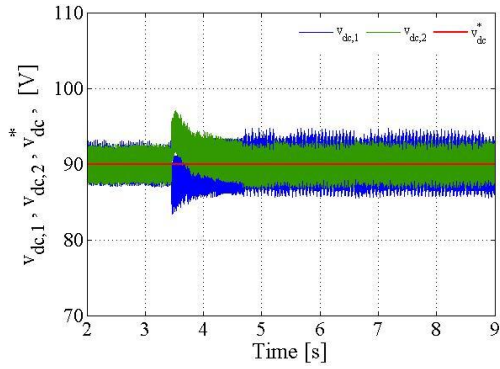
(δ-1)



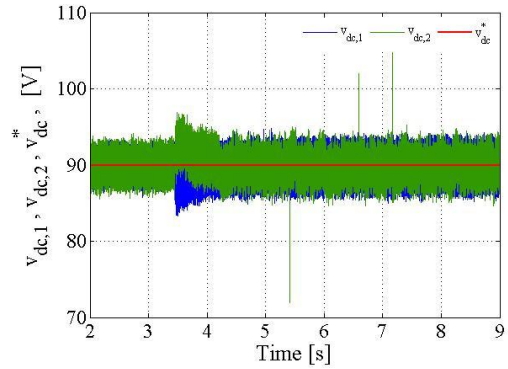
(γ-2)



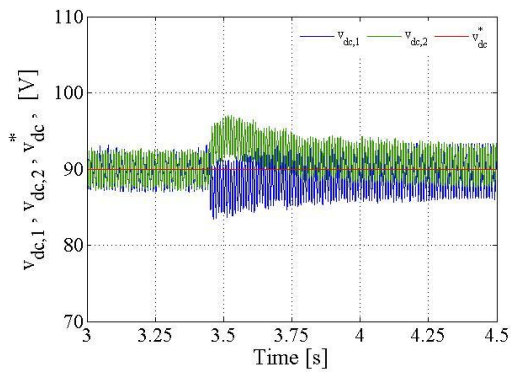
(δ-2)



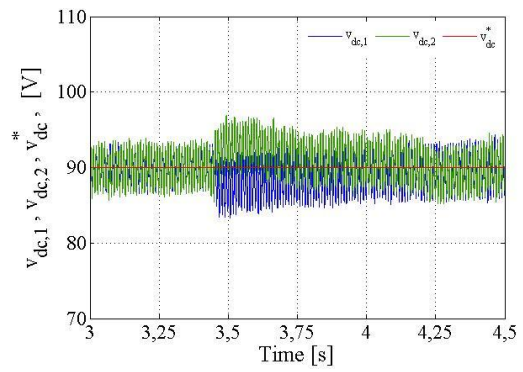
(ε-1)



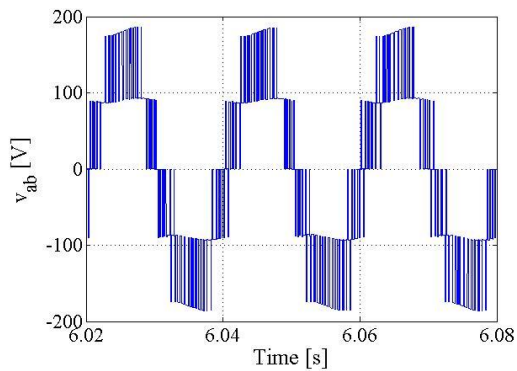
(ζ-1)



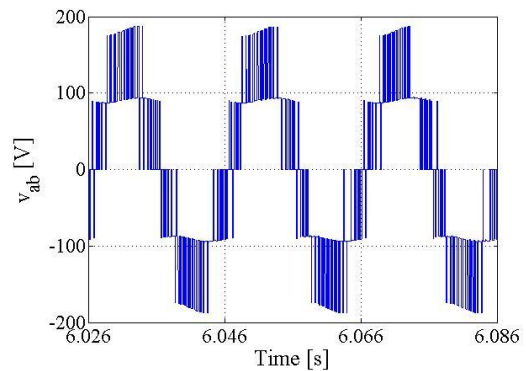
(ε-2)



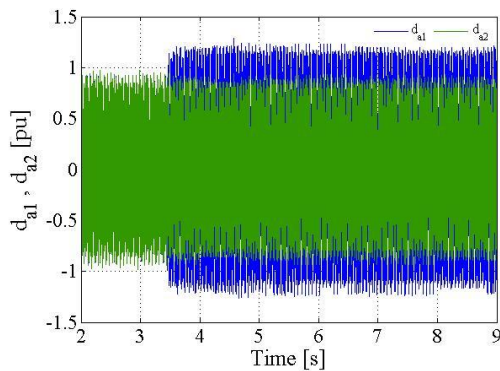
(ζ-2)



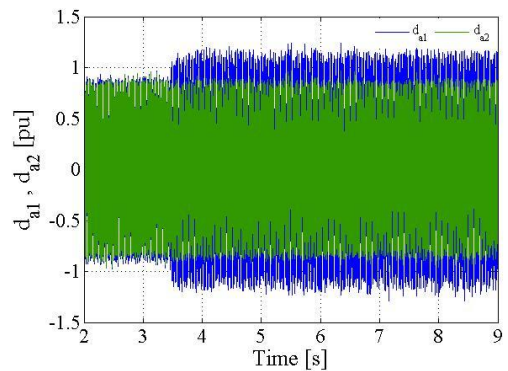
(η)



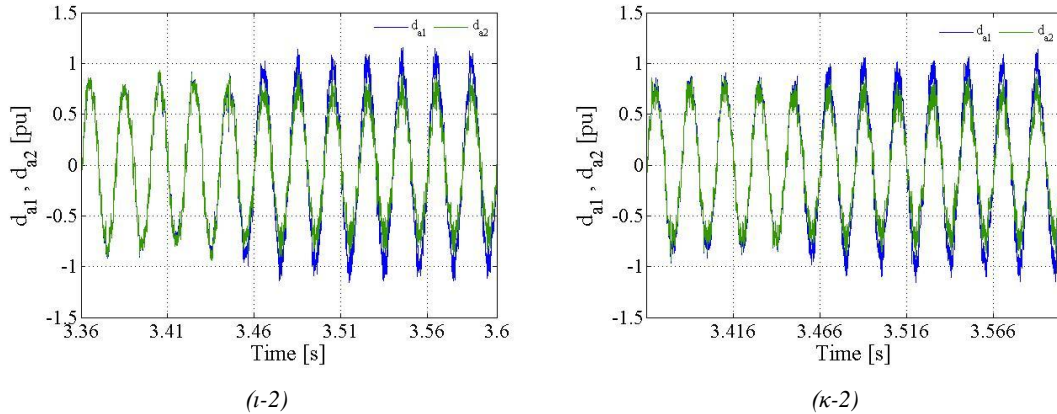
(θ)



(ι-1)



(κ-1)



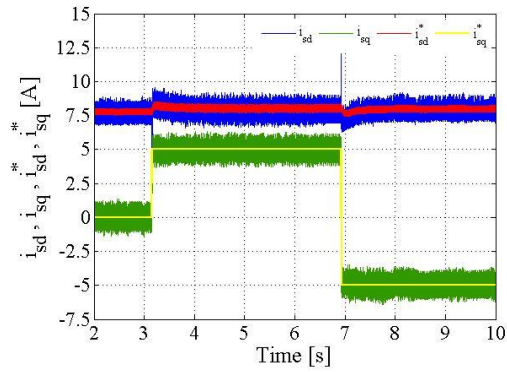
Σχήμα 6.4: Αποτελέσματα προσομοίωσης & πειραματικής διάταξης τεχνικής PS-PWM σε βηματική αλλαγή του φορτίου της 1^{ης} βαθμίδας: (α),(β) Συνιστώσες d, q ρεύματος εισόδου, (γ-1),(δ-1), Τάση εισόδου δικτύου – ρεύμα εισόδου, (γ-2),(δ-2) Μεγέθυνση τάσης εισόδου δικτύου – ρεύματος εισόδου, (ε-1),(ζ-1) Τάσεις ΣΡ, (ε-2),(ζ-2) Μεγέθυνση τάσεων ΣΡ, (η),(θ) Τάση εισόδου μετατροπέα στη ΜΚ μετά τη μεταβολή, (ι-1),(κ-1) Σήματα διαμόρφωσης, (ι-2),(κ-2) Μεγέθυνση σημάτων διαμόρφωσης

6.2.4 Λειτουργία με χωρητικό και επαγωγικό συντελεστή ισχύος εισόδου

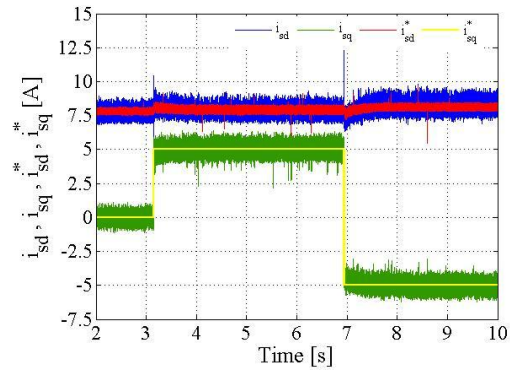
Στην παράγραφο αυτή θα εξετάσουμε τη δυναμική συμπεριφορά του ελεγκτή σε βηματική αλλαγή της επιθυμητής τιμής i_{sq}^* της αέργου συνιστώσας i_{sq} . Δηλαδή, θα εξετάσουμε τη δυνατότητα του να λειτουργήσει τη διάταξη ευσταθώς με χωρητικό αλλά και επαγωγικό συντελεστή ισχύος εισόδου (ΣΙ). Αρχικά, το σύστημα λειτουργεί στη μόνιμη κατάσταση που παρουσιάσαμε στην παράγραφο 6.2.1. Τη χρονική στιγμή $t = 3.15s$ πραγματοποιείται βηματική αύξηση της τιμής i_{sq}^* ($0A \rightarrow 5A$), δηλαδή αλλαγή της λειτουργίας από μοναδιαίο σε χωρητικό συντελεστή ισχύος εισόδου ($i_{sq}^* > 0$, σχέση (B.14) παραρτήματος Β). Έπειτα, τη χρονική στιγμή $t = 6.93s$ πραγματοποιείται βηματική μείωση της τιμής i_{sq}^* ($5A \rightarrow -5A$), δηλαδή αλλαγή της λειτουργίας από χωρητικό σε επαγωγικό συντελεστή ισχύος εισόδου ($i_{sq}^* < 0$). Τα αποτελέσματα από την προσομοίωση (αριστερή πλευρά) αντιπαραβάλλονται με τα πειραματικά αποτελέσματα (δεξιά πλευρά) στο σχήμα 6.5. Όπως φαίνεται στο σχήμα 6.5(α),(β), η άεργος συνιστώσα i_{sq} συγκλίνει σχεδόν ακαριαία στην ανά περίπτωση επιθυμητή της τιμή. Στην πρώτη περίπτωση έχουμε $i_{sq}^* > 0$, επομένως με βάση τη σχέση (B.14) του παραρτήματος Β παράγεται από το μετατροπέα άεργος ισχύς στην είσοδο $Q_m = -388.9VAr < 0$, ενώ στη δεύτερη περίπτωση έχουμε $i_{sq}^* < 0$, επομένως καταναλώνεται από το μετατροπέα άεργος ισχύς στην είσοδο $Q_m = 388.9VAr > 0$. Ακόμη, στα ίδια σχήματα φαίνεται ότι η ενεργός συνιστώσα i_{sd} , εάν εξαιρέσουμε μία ακαριαία βύθιση στην πρώτη περίπτωση και μία ακαριαία υπερύψωση στη δεύτερη συγκλίνει γρήγορα στην επιθυμητή τιμή των $7.778A$. Η ενεργός ισχύς στην είσοδο, με βάση τη σχέση (B.13), είναι σε κάθε περίπτωση $P_m = 605W$, επομένως σύμφωνα με την (B.15) η διάταξη λειτουργεί με συντελεστή μετατόπισης $D_{f,in} = 0.84$ χωρητικό –

επαγωγικό ανά περίπτωση, που σημαίνει γωνία προπορείας ($1^{\text{η}}$ περίπτωση) – μεταπορείας ($2^{\text{η}}$ περίπτωση) του ρεύματος εισόδου i_s ως προς την τάση εισόδου του δικτύου v_s ίση με 32.73° . Η συνολική μεταβολή του ρεύματος εισόδου i_s φαίνεται στο σχήμα 6.5(γ-1),(δ-1), όπου παρατηρεί κανείς ότι τόσο κατά την $1^{\text{η}}$ όσο και κατά τη $2^{\text{η}}$ μεταβολή του ΣΙ αυξάνεται σε σχέση με τη μόνιμη κατάσταση, κάτι το αναμενόμενο αφού αύξηση του $|i_{sq}|$ συνεπάγεται με βάση τη σχέση (B.5) αύξηση του πλάτους του ρεύματος εισόδου $I_{s,p} = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}$. Η δυναμική του συμπεριφορά φαίνεται στα σχήματα 6.5(γ-2),(δ-2), 6.5(γ-4),(δ-4) όπου αποκαθίσταται μέσα σε λίγους σχετικά κύκλους. Στο σχήμα 6.5(γ-3),(δ-3), όπου έχει επέλθει η μόνιμη κατάσταση λειτουργίας υπό χωρητικό ΣΙ μετά τη βηματική αύξηση του i_{sq} , φαίνεται το ρεύμα εισόδου i_s το οποίο προπορεύεται της τάσης v_s . Όμοια, στο σχήμα 6.5(γ-5),(δ-5), όπου έχει επέλθει η μόνιμη κατάσταση λειτουργίας υπό επαγωγικό ΣΙ μετά τη βηματική μείωση του i_{sq} , φαίνεται το ρεύμα εισόδου i_s το οποίο επιπορεύεται της τάσης v_s . Επισημαίνεται επίσης η σε ένα βαθμό διατήρηση της ημιτονοειδούς μορφής του i_s στα σχήματα 6.5(δ-3),(δ-5) της πειραματικής διάταξης, που συνεπάγεται διατήρηση του συντελεστή THD_{i_s} σε ανεκτά επίπεδα. Η ελαφρώς πιο παραμορφωμένη μορφή στα σχήματα 6.5(γ-3),(γ-5) της προσομοίωσης οφείλεται, όπως θα δούμε στη συνέχεια, στο ότι τα πλάτη των σημάτων διαμόρφωσης ξεπέρασαν, αν και ανεπαίσθητα, τη μονάδα. Στα σχήματα 6.5(ε-1),(ζ-1), 6.5(ε-2),(ζ-2), 6.5(ε-3),(ζ-3) φαίνεται ότι οι συνεχείς τάσεις $v_{dc,i}$ εάν εξαιρέσουμε μία σύντομη υπερύψωση στην πρώτη μεταβολή του ΣΙ και μία σύντομη βύθιση στη δεύτερη, μεταβολές αντίθετες με αυτές του i_{sd} , συγκλίνουν γρήγορα στην επιθυμητή τιμή των 90V. Εδικότερα, στο σχήμα 6.5(ζ-2) φαίνεται ότι οι τάσεις παρουσιάζουν μία υπερύψωση της τάξης των 4V κατά μέση τιμή και αποκαθίστανται με χρόνο καθόδου περίπου 300ms. Ακόμη, στο σχήμα 6.5(ζ-3) φαίνεται ότι οι τάσεις παρουσιάζουν μία βύθιση της τάξης των 6V κατά μέση τιμή και αποκαθίστανται με χρόνο ανόδου περίπου 500ms. Στα σχήματα 6.5(η-1),(θ-1), 6.3(η-2),(θ-2) φαίνεται η πολυεπίπεδη τάση εισόδου v_{ab} λίγο χρόνο μετά από τις αντίστοιχες βηματικές αλλαγές του i_{sq} , οπότε και έχει επέλθει αντίστοιχα μόνιμη κατάσταση, όπου διακρίνει κανείς τα πέντε επίπεδα. Η ευσταθής λειτουργία και στην περίπτωση αυτή εξασφαλίζεται μέσω της άμεσης ρύθμισης των σημάτων διαμόρφωσης $\tilde{d}_{a1}, \tilde{d}_{a2}$ (αξιοποιώντας έτσι έμμεσα τις πλεονάζουσες διακοπτικές καταστάσεις), η μεταβολή των οποίων συνολικά φαίνεται στα σχήματα 6.5(ι-1),(κ-1) και λεπτομερέστερα κατά τη διάρκεια των βηματικών μεταβολών του i_{sq} στα σχήματα 6.5(ι-2),(κ-2), 6.5(ι-3),(κ-3). Συγκεκριμένα, κατά την $1^{\text{η}}$ μεταβολή, προκειμένου να προσφερθεί η ζητούμενη άεργος ισχύς από τους πυκνωτές των βαθμίδων στο δίκτυο αυξάνονται τα \tilde{d}_{ai} με αποτέλεσμα να αυξηθούν κατά μέση τιμή τα ρεύματα $i_{dc,i}$ των ζυγών ΣΡ. Για το σκοπό αυτό, βέβαια, εντός τμημάτων της θεμελιώδους περιόδου επιλέγονται έμμεσα διακοπτικές καταστάσεις που έχουν ως αποτέλεσμα τη λειτουργία της διάταξης ως αντιστροφέα και τη συνακόλουθη παροχή αέργου ισχύος μέσω των βαθμίδων στο δίκτυο. Από την άλλη πλευρά, κατά τη $2^{\text{η}}$ μεταβολή, προκειμένου να απορροφηθεί η ζητούμενη άεργος ισχύς από τους πυκνωτές των βαθμίδων μειώνονται ξανά τα \tilde{d}_{ai} με

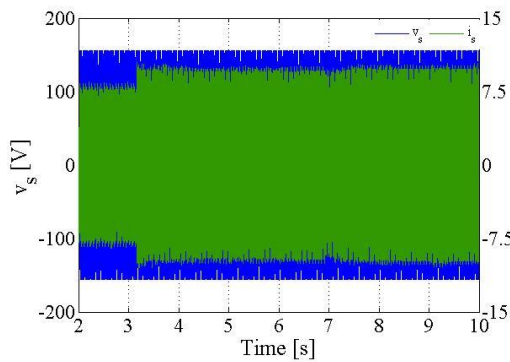
αποτέλεσμα να μειωθούν κατά μέση τιμή τα ρεύματα $i_{dc,i}$ των ζυγών ΣΡ. Επισημαίνεται στο σχήμα 6.5(ι-3) της προσομοίωσης η κατά τη χωρητική λειτουργία αύξηση των πλατών των σημάτων διαμόρφωσης εκτός της γραμμικής περιοχής, $\tilde{D}_{ai,p} > 1$, για την οποία έγινε λόγος παραπάνω και που συντελεί υπέρ της μικρής αύξησης της αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος εισόδου i_s .



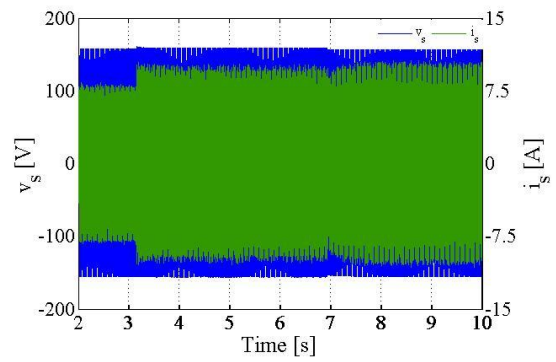
(α)



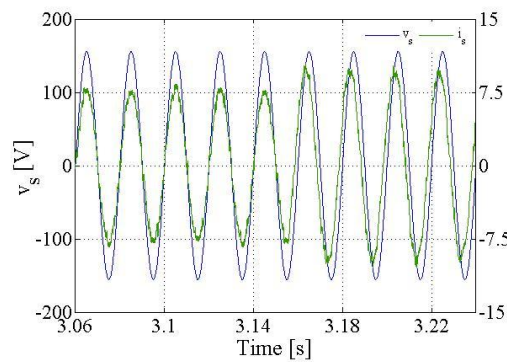
(β)



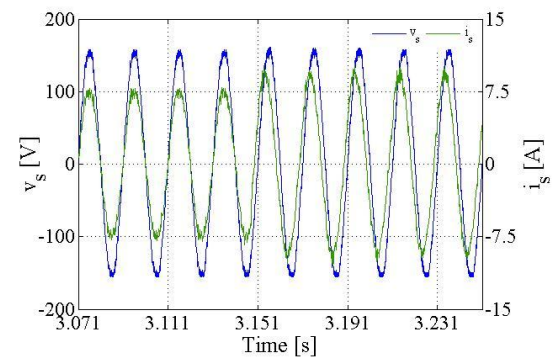
(γ-1)



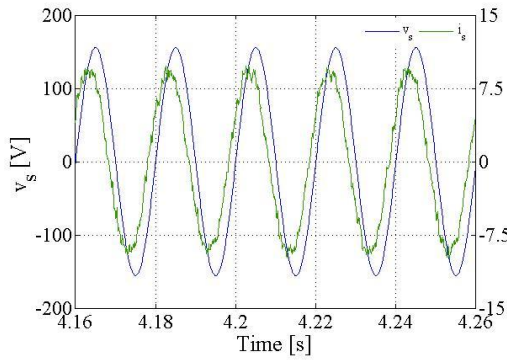
(δ-1)



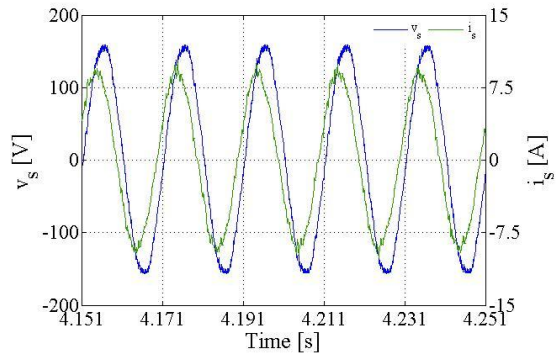
(γ-2)



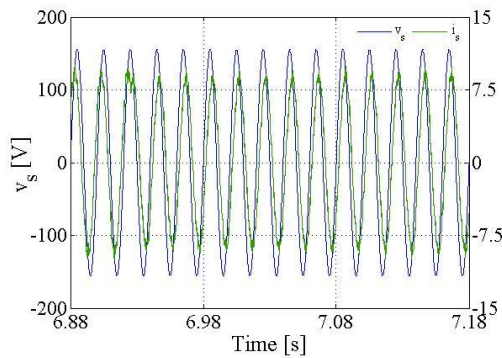
(δ-2)



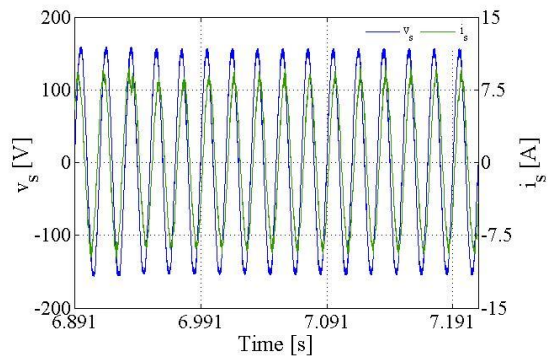
(γ -3)



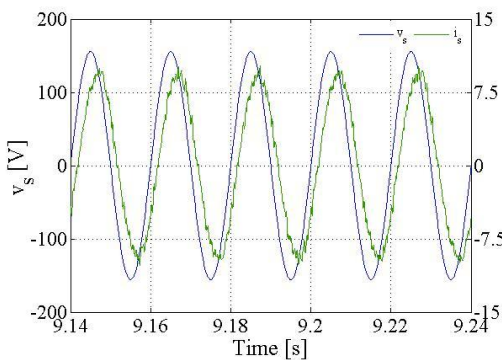
(δ -3)



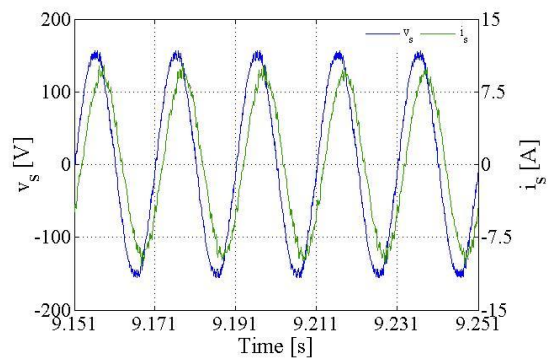
(γ -4)



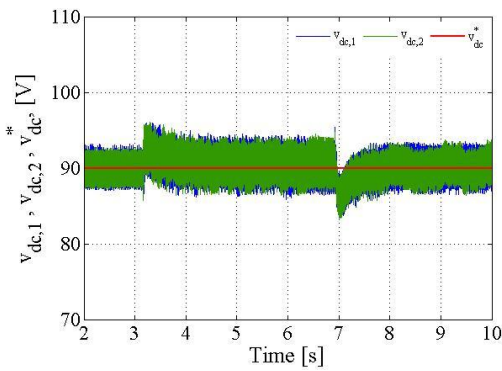
(δ -4)



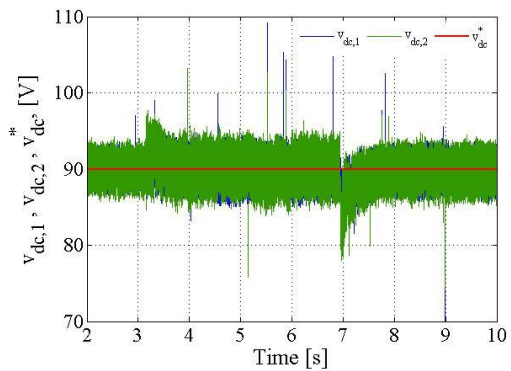
(γ -5)



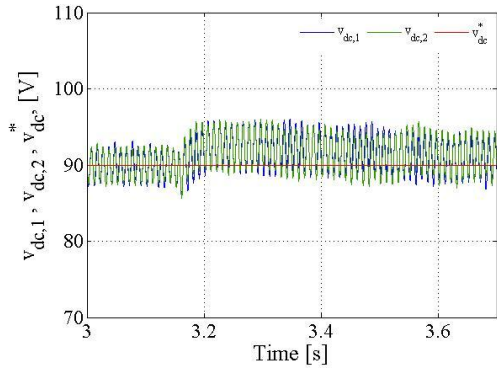
(δ -5)



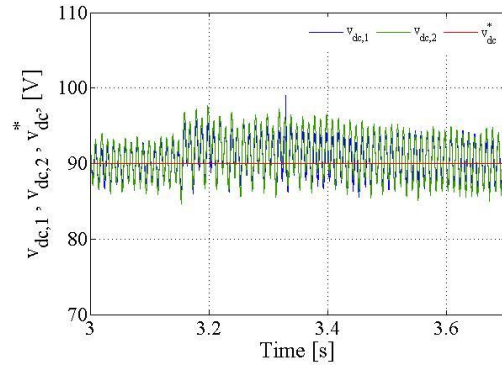
(ϵ -1)



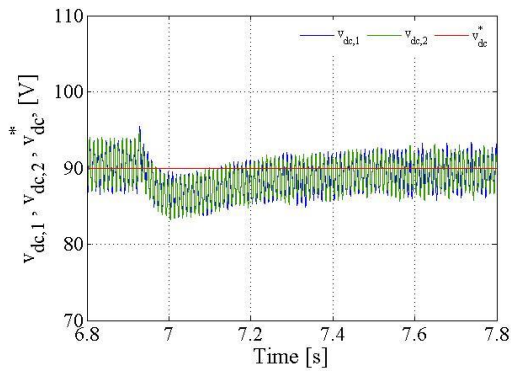
(ζ -1)



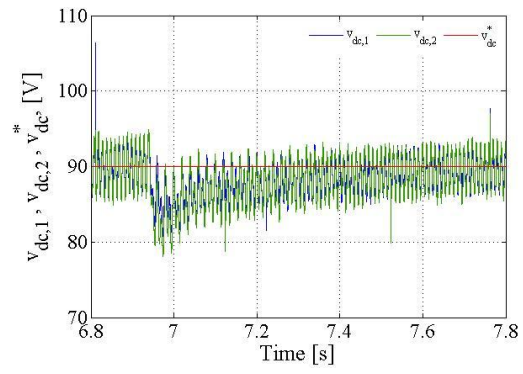
(ε-2)



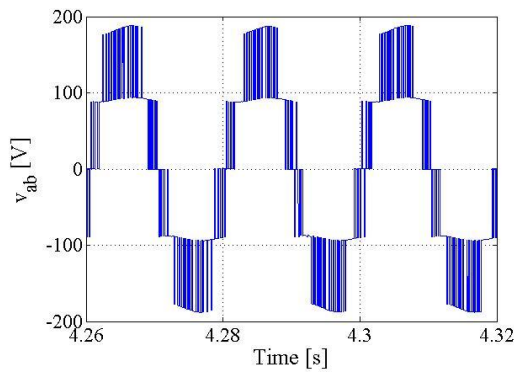
(ζ-2)



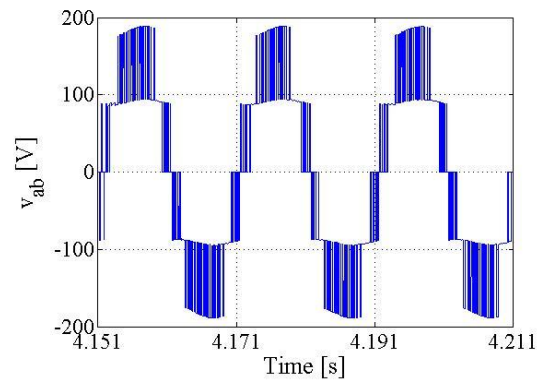
(ε-3)



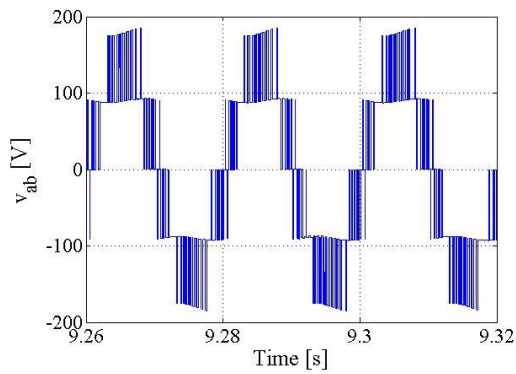
(ζ-3)



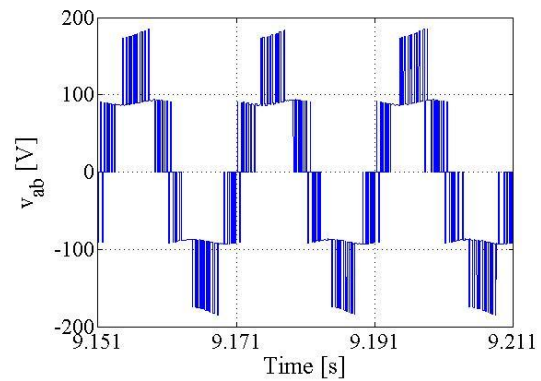
(η-1)



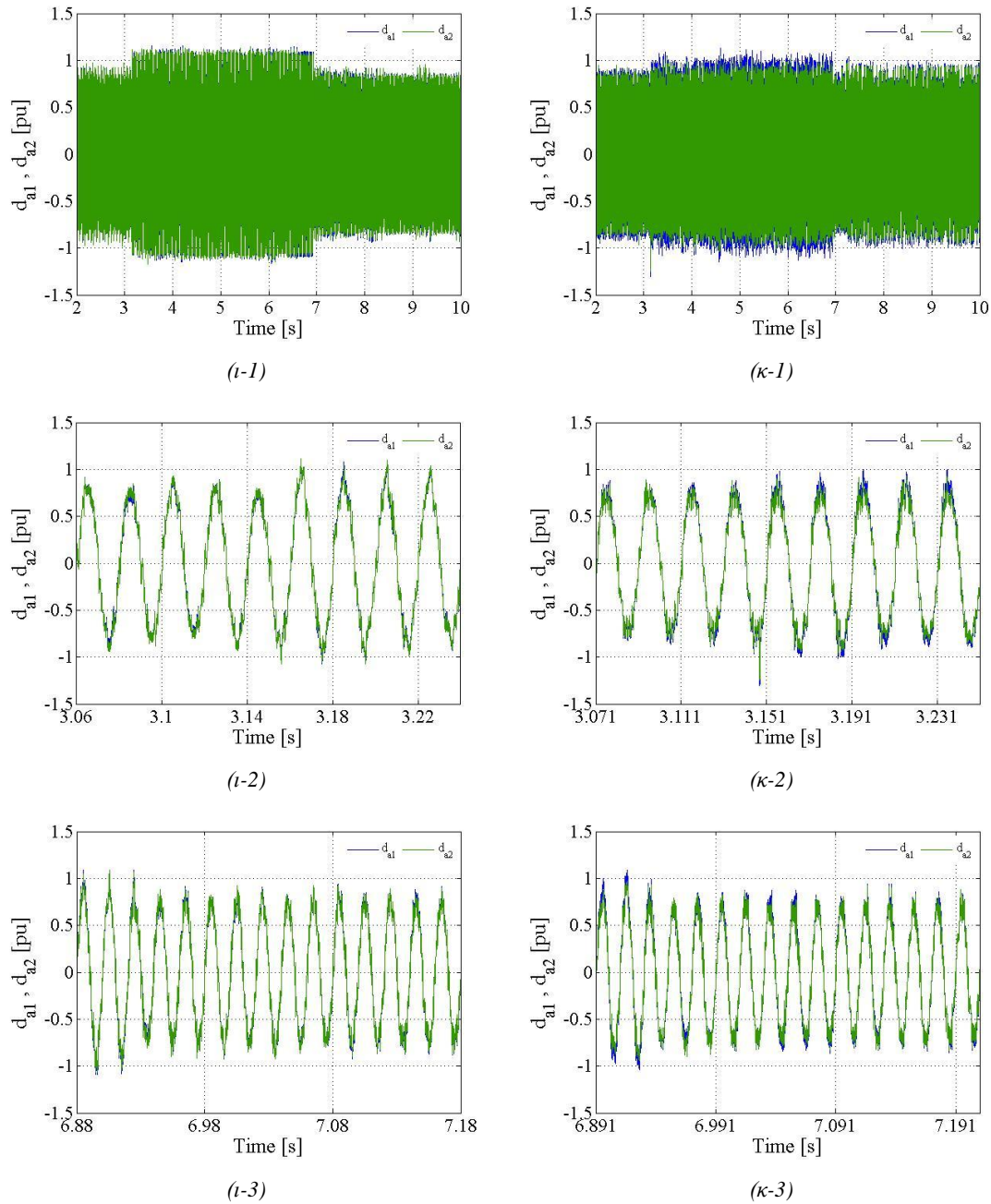
(θ-1)



(η-2)



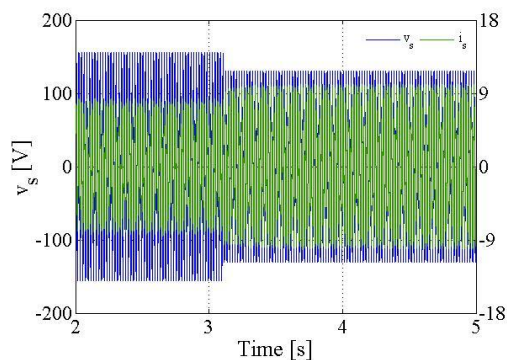
(θ-2)



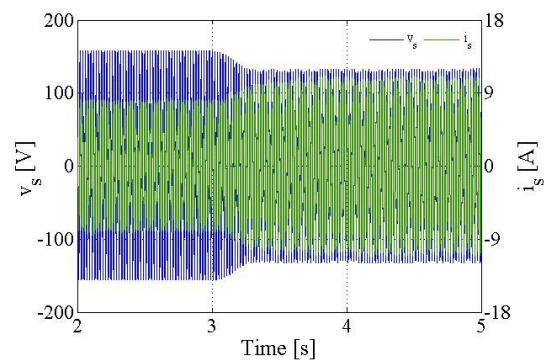
Σχήμα 6.5: Αποτελέσματα προσομοίωσης & πειραματικής διάταξης τεχνικής PS-PWM λειτουργίας με χωρητικό & επαγωγικό συντελεστή ισχύος εισόδου: (α), (β) Συνιστώσες d, q ρεύματος εισόδου, (γ-1), (δ-1), Τάση εισόδου δικτύου – ρεύμα εισόδου, (γ-2), (δ-2) Μεγέθυνση τάσης εισόδου δικτύου – ρεύματος εισόδου ($1^{\text{η}}$ μεταβολή), (γ-3), (δ-3) Τάση εισόδου δικτύου – ρεύμα εισόδου στη MK μετά την $1^{\text{η}}$ μεταβολή, (γ-4), (δ-4) Μεγέθυνση τάσης εισόδου δικτύου – ρεύματος εισόδου ($2^{\text{η}}$ μεταβολή), (γ-5), (δ-5) Τάση εισόδου δικτύου – ρεύμα εισόδου στη MK μετά τη $2^{\text{η}}$ μεταβολή, (ε-1), (ζ-1) Τάσεις ΣΡ, (ε-2), (ζ-2) Μεγέθυνση Τάσεων ΣΡ ($1^{\text{η}}$ μεταβολή), (ε-3), (ζ-3) Μεγέθυνση Τάσεων ΣΡ ($2^{\text{η}}$ μεταβολή), (η-1), (θ-1) Τάση εισόδου μετατροπέα στη MK μετά την $1^{\text{η}}$ μεταβολή, (η-2), (θ-2) Τάση εισόδου μετατροπέα στη MK μετά τη $2^{\text{η}}$ μεταβολή, (ι-1), (κ-1) Σήματα διαμόρφωσης, (ι-2), (κ-2) Μεγέθυνση σημάτων διαμόρφωσης ($1^{\text{η}}$ μεταβολή), (ι-3), (κ-3) Μεγέθυνση σημάτων διαμόρφωσης ($2^{\text{η}}$ μεταβολή)

6.2.5 Βύθιση της τάσης εισόδου του δικτύου

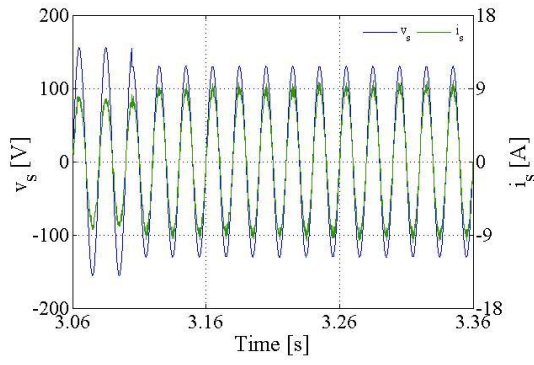
Στην παράγραφο αυτή θα εξετάσουμε τη δυναμική συμπεριφορά του ελεγκτή σε βύθιση της τάσης εισόδου του δικτύου v_s . Αρχικά, το σύστημα λειτουργεί στη μόνιμη κατάσταση που παρουσιάσαμε στην παράγραφο 6.2.1. Τη χρονική στιγμή $t = 3.11s$ πραγματοποιείται βύθιση της v_s . Τα αποτελέσματα από την προσομοίωση (αριστερή πλευρά) αντιπαραβάλλονται με τα πειραματικά αποτελέσματα (δεξιά πλευρά) στο σχήμα 6.6. Όπως φαίνεται στα σχήματα 6.6(α-1),(β-1), 6.6(α-2),(β-2), η μεταβολή αυτή στην περίπτωση της προσομοίωσης μεταφράζεται σε βηματική μείωση του πλάτους της τάσης $V_{s,p}$ ($110\sqrt{2} = 155.6V \rightarrow 92.3\sqrt{2} = 130.5V$), ενώ στην περίπτωση της πειραματικής διάταξης μεταφράζεται πρακτικά σε μείωση στην ίδια τελική τιμή αλλά με τη μορφή ράμπας. Το τελευταίο οφείλεται στο γεγονός ότι ρυθμίζαμε την τάση εισόδου μέσω του variac και ως εκ τούτου δεν είχαμε τη δυνατότητα για ακαριαία μείωση της τάσης. Είναι προφανές ότι η μείωση της ισχύος λόγω της μειωμένης τάσης εισόδου συνεπάγεται ζήτηση περισσότερου ρεύματος i_s από το δίκτυο. Η δυναμική συμπεριφορά του ρεύματος εισόδου i_s φαίνεται στα σχήματα 6.6(α-2),(β-2), όπου προσαρμόζεται πρακτικά ακαριαία στις αυξημένες απαιτήσεις ισχύος. Όπως φαίνεται στο σχήμα 6.6(γ),(δ), η αύξηση του i_s μεταφράζεται άμεσα σε αντίστοιχη ανά περίπτωση βηματική αύξηση – αύξηση με τη μορφή ράμπας της επιθυμητής τιμής i_{sd}^* ($7.778A \rightarrow 9.4A$, σχέση (5.110)) στην οποία και συγκλίνει η ενεργός συνιστώσα i_{sd} , εξασφαλίζοντας έτσι την αυξημένη ενεργό ισχύ που ζητά η διάταξη. Ταυτόχρονα, η άεργος συνιστώσα i_{sq} δεν αποκλίνει σε καμία περίπτωση από την επιθυμητή τιμή $i_{sq}^* = 0$ εξασφαλίζοντας έτσι μηδενικό συντελεστή μετατόπισης. Ακόμη, στα σχήματα 6.6(ε-1),(ζ-1), 6.4(ε-2),(ζ-2), κατά τη βύθιση οι τάσεις εξόδου $v_{dc,i}$ παρουσιάζουν μία βύθιση της τάξης των 3V κατά μέση τιμή και αποκαθίστανται με χρόνο ανόδου περίπου 700ms. Στα σχήματα 6.6(η),(θ), φαίνεται η πολυεπίπεδη τάση εισόδου v_{ab} λίγο χρόνο μετά από τη βύθιση οπότε και έχει επέλθει αντίστοιχα μόνιμη κατάσταση, όπου διακρίνει κανείς τα πέντε επίπεδα. Τέλος, από τα σχήματα 6.6(ι),(κ), της προσομοίωσης, παρατηρεί κανείς ότι τα σήματα διαμόρφωσης \tilde{d}_{ai} μειώνονται ελαφρώς για να αντισταθμίσουν την αύξηση του ρεύματος εισόδου i_s (τα αντίστοιχα σχήματα της διάταξης δεν παρατίθενται λόγω της μεταβολής ράμπας που δε χρήζει περαιτέρω ανάλυσης).



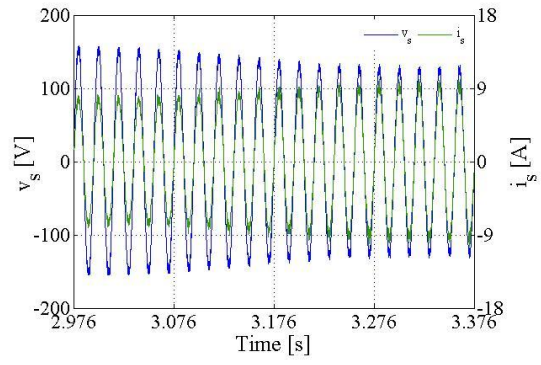
(α-1)



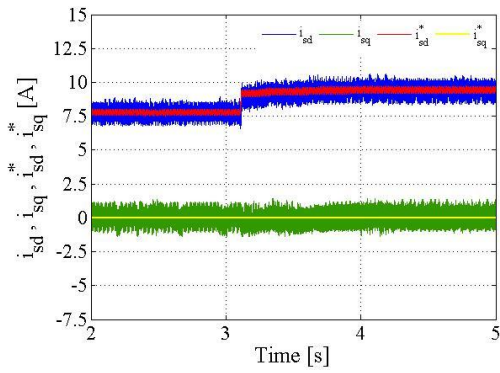
(β-1)



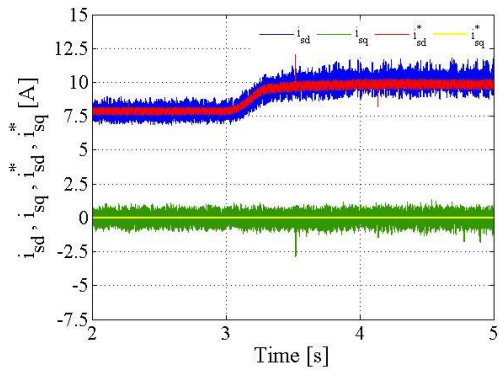
(α-2)



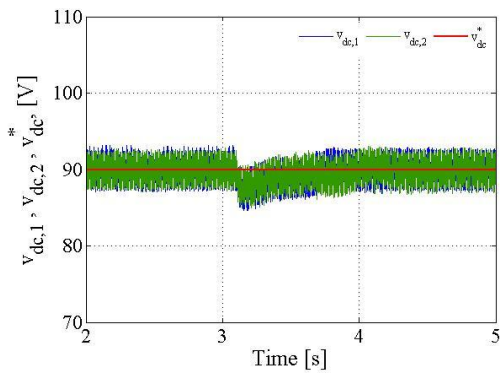
(β-2)



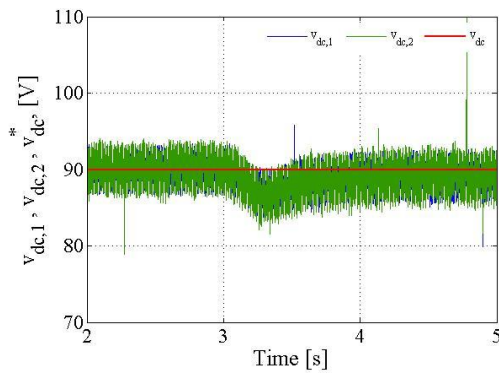
(γ)



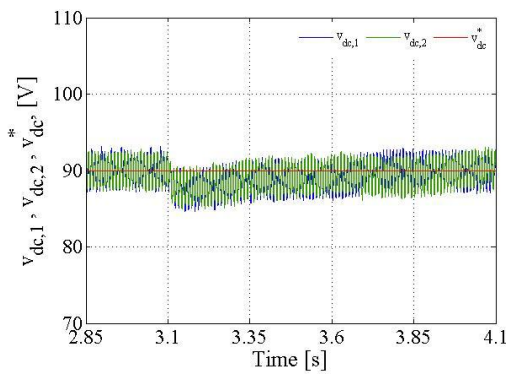
(δ)



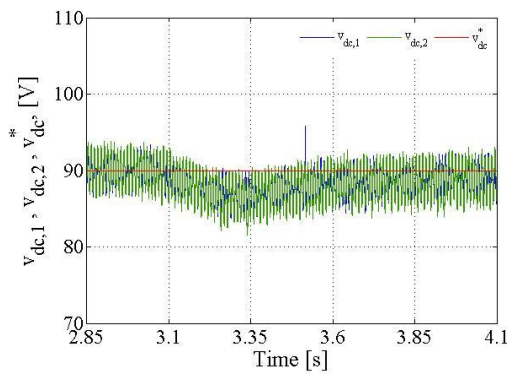
(ε-1)



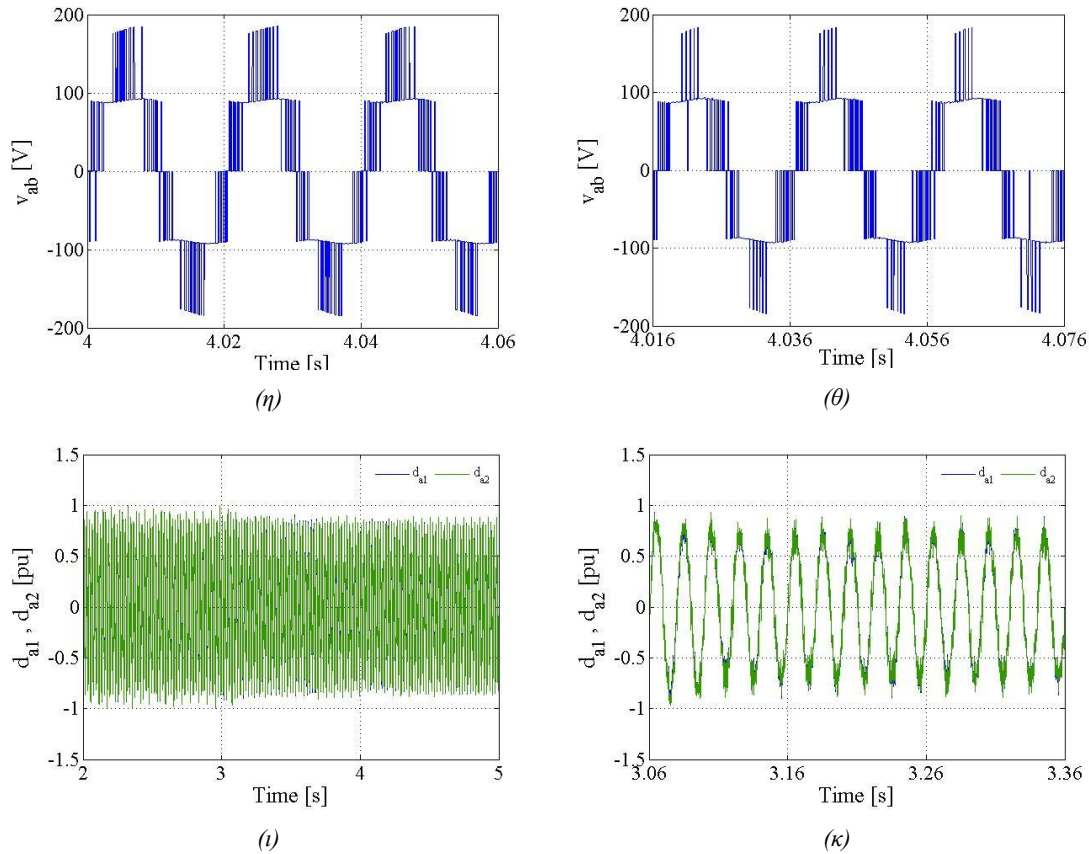
(ζ-1)



(ε-2)



(ζ-2)



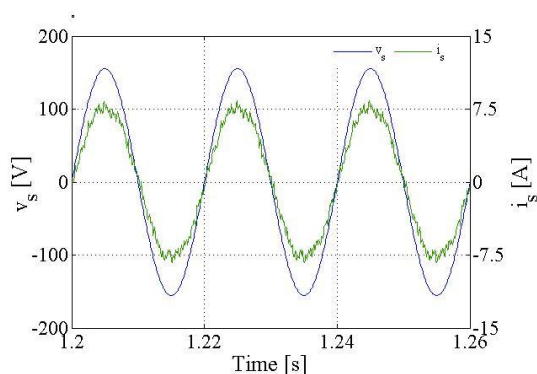
Σχήμα 6.6: Αποτελέσματα προσομοίωσης & πειραματικής διάταξης τεχνικής PS-PWM σε βύθιση της τάσης εισόδου του δικτύου: (α1), (β1) Τάση εισόδου δικτύου – ρεύμα εισόδου, (α2), (β2) Μεγέθυνση τάσης εισόδου δικτύου – ρεύματος εισόδου, (γ), (δ) Συνιστώσες d, q ρεύματος εισόδου, (ε1), (ζ1) Τάσεις ΣΡ, (ε2), (ζ2) Μεγέθυνση Τάσεων ΣΡ, (η), (θ) Τάση εισόδου μετατροπέα στη ΜΚ μετά τη μεταβολή, (ι) Σήματα διαμόρφωσης (προσομοίωση), (κ) Σήματα διαμόρφωσης κατά τη μεταβολή (προσομοίωση)

6.3 Αποτελέσματα προσομοίωσης & πειραματικής διάταξης με τεχνική PD-PWM

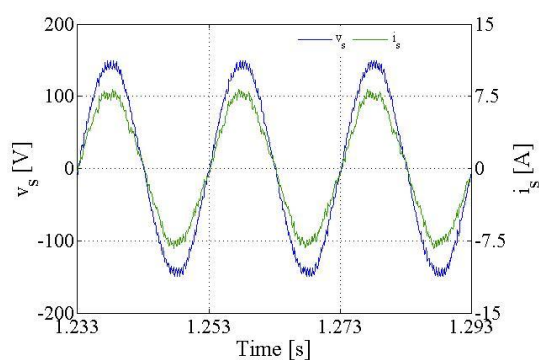
6.3.1 Μόνιμη κατάσταση λειτουργίας

Οι προδιαγραφές που τέθηκαν για τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας της διάταξης, είναι και στην περίπτωση αυτή αυτές που παρουσιάσαμε στην παράγραφο 6.2.1. Τα αποτελέσματα από την προσομοίωση (αριστερή πλευρά) αντιπαραβάλλονται με τα πειραματικά αποτελέσματα (δεξιά πλευρά) στο σχήμα 6.7, όπου και φαίνεται ότι επιτυγχάνονται και εδώ οι πολύπλευροι στόχοι για τη μόνιμη κατάσταση. Στην περίπτωση αυτή η μόνη διαφορά έγκειται στο τμήμα διαμόρφωσης παλμών, με το ημιτονοειδές σήμα διαμόρφωσης \tilde{d}_a της τεχνικής PD-PWM να παρουσιάζεται στο σχήμα 6.7(ι),(κ). Παρατηρούμε ότι ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους, δηλαδή το πλάτος $\tilde{D}_{a,p}$ του ημιτονοειδούς σήματος ικανοποιεί την απαίτηση $m_a = \tilde{D}_{a,p} \leq 1$ (το πλάτος κυμαίνεται στην τιμή 0.75 – 0.8), εξασφαλίζοντας έτσι ότι αποκλείεται η λειτουργία στην περιοχή της υπερδιαμόρφωσης. Στα ίδια

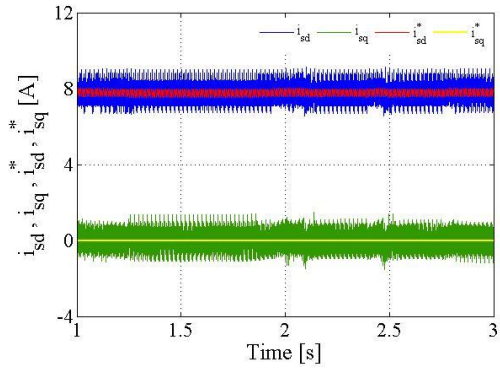
σχήματα φαίνονται επίσης και τα τριγωνικά σήματα φορέα $v_{ci}, i=1,2,3,4$, συχνότητας $f_c = 2.5kHz$ έκαστο, δηλαδή με συντελεστή διαμόρφωσης συχνότητας $m_f = 2500/50 = 50$. Το φάσμα αρμονικών του ρεύματος εισόδου φαίνεται στα σχήματα 6.7(λ),(μ). Η φαινομένη διακοπτική συχνότητα για την τεχνική PD-PWM είναι η ίδια η συχνότητα των φορέων f_c , δηλαδή αντίστοιχης τάξης 50^{th} . Διακρίνει κανείς, έστω και δύσκολα, ότι απουσιάζουν από το φάσμα 6.7(μ) (και στο φάσμα 6.7(λ) έχουν αμελητέο πλάτος) οι τάξεις 49^{th} και 51^{th} (περιττά πολλαπλάσια διακοπτικής), όπως άλλωστε προβλέπει η σχέση (2.7). Οι αρμονικές χαμηλής τάξης που φαίνονται κι εδώ προφανώς δεν οφείλονται σε λειτουργία υπερδιαμόρφωσης, αλλά έχουν να κάνουν, εκτός από τις δυνατότητες του ίδιου του ελεγκτή, με το γεγονός ότι δεν μπορούμε πρακτικά να έχουμε συμβατική αναλογική δειγματοληψία. Αυτό οφείλεται, όπως εξηγήσαμε και στις παραγράφους 2.2.2 και 5.6.2, στο ότι η συχνότητα των φορέων f_c είναι παραπλήσια σε τάξη μεγέθους με τη συχνότητα δειγματοληψίας $1/100\mu s = 10kHz$. Ωστόσο, ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης THD_i του ρεύματος εισόδου διαμορφώνεται τελικά στο 6.83% για την πειραματική διάταξη και 7.22% για την προσομοίωση. Οι τιμές είναι ελαφρώς μεγαλύτερες από αυτές με την τεχνική PS-PWM διότι, όπως έχουμε επισημάνει, το σύστημα ελέγχου βελτιστοποιήθηκε με βάση την τεχνική PS-PWM. Πρέπει, βέβαια, να σημειωθεί ότι το σύστημα ελέγχου με την τεχνική PD-PWM επιτυγχάνει ρεύμα εισόδου παραπλήσιας ποιότητας με αυτό της τεχνικής PS-PWM κάνοντας χρήση συχνότητας φορέων αρκετά μεγαλύτερης. Το τελευταίο, όπως θα δούμε παρακάτω, έχει άμεσο αντίκτυπο στις διακοπτικές απώλειες ισχύος της διάταξης. Εάν λάβουμε υπόψη ότι δε χρησιμοποιήθηκε επιπρόσθετο φίλτρο ρεύματος εισόδου, οι παραπάνω τιμές είναι αρκετά ικανοποιητικές στα πλαίσια των διεθνών προτύπων του ιδανικού ορίου του 5%.



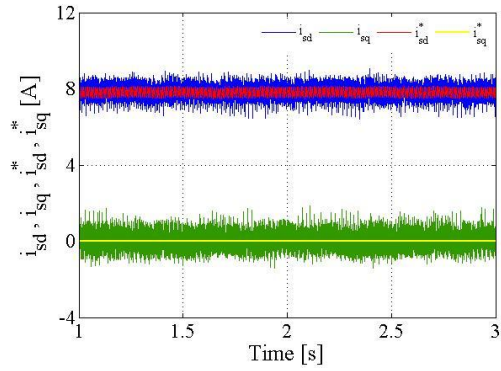
(α)



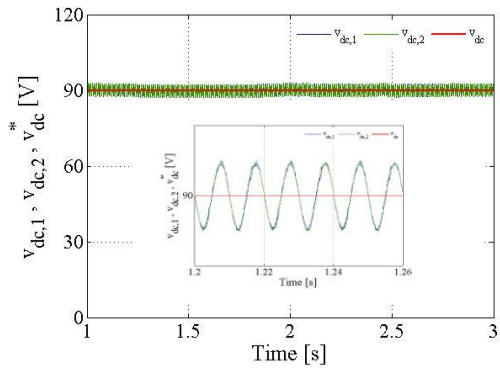
(β)



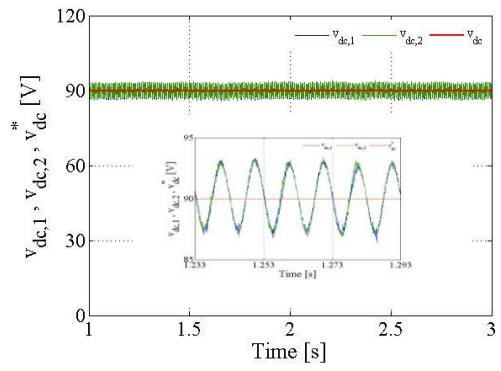
(γ)



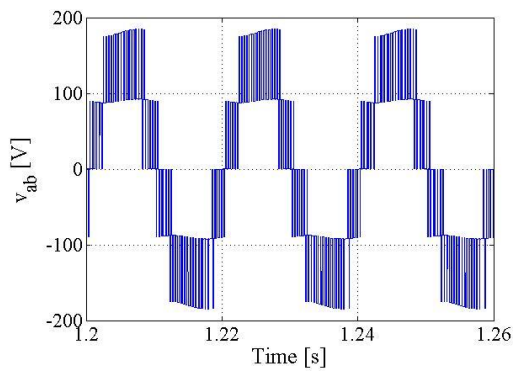
(δ)



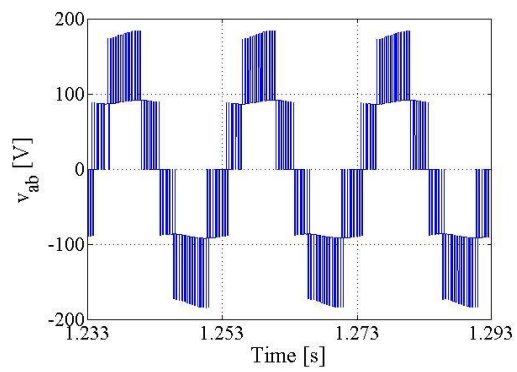
(ε)



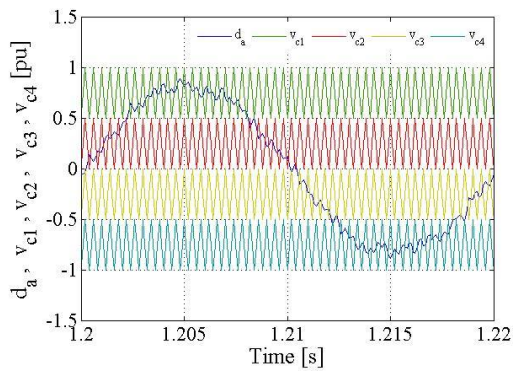
(ζ)



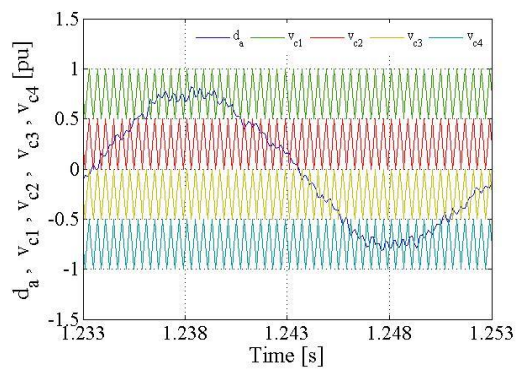
(η)



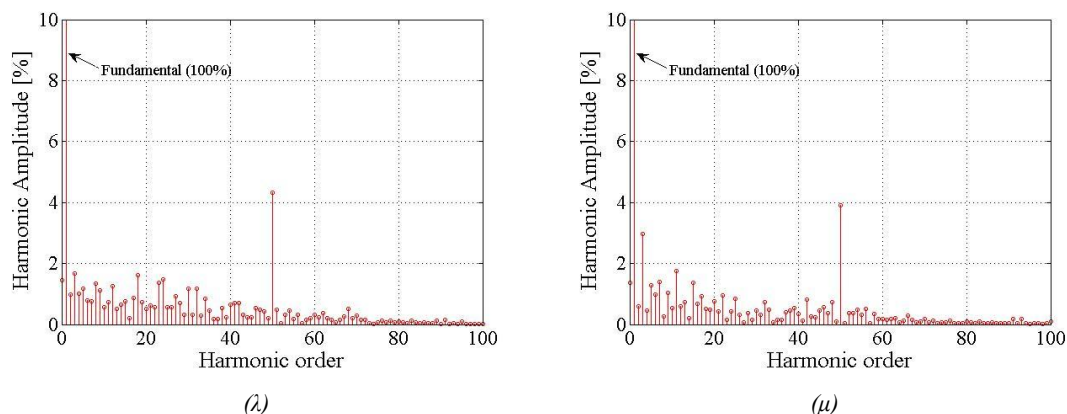
(θ)



(ι)

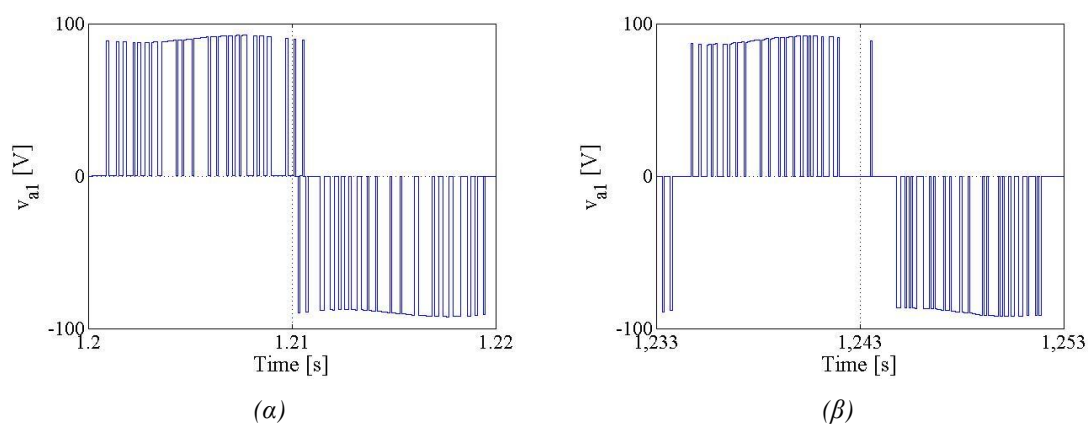


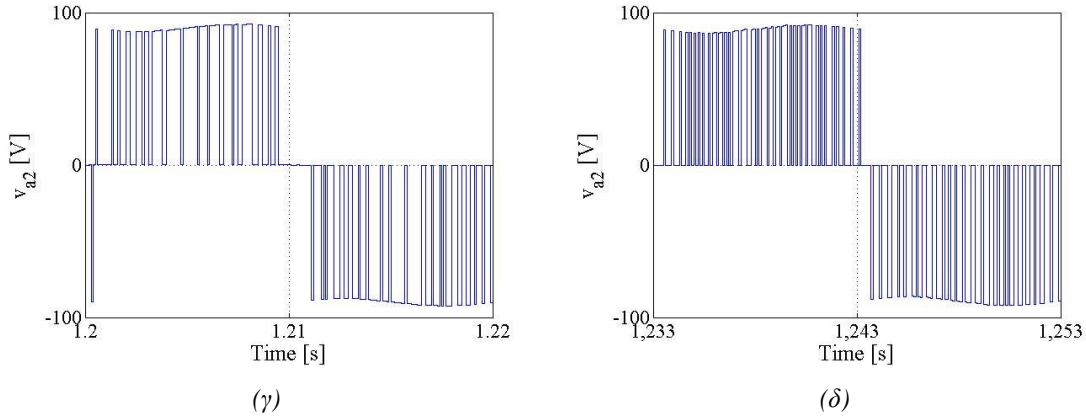
(κ)



Σχήμα 6.7: Αποτελέσματα προσομοίωσης & πειραματικής διάταξης τεχνικής PD-PWM μόνιμης κατάστασης (MK) λειτουργίας: (α), (β) Τάση εισόδου δικτύου – ρεύμα εισόδου, (γ), (δ) Συνιστώσες d, q ρεύματος εισόδου, (ε), (ζ) Τάσεις ΣΡ, (η), (θ) Τάση εισόδου μετατροπέα, (ι), (κ) Τριγωνικά σήματα φορέα & σήμα διαμόρφωσης, (λ), (μ) Φάσμα αρμονικών ρεύματος εισόδου

Αξίζει, τέλος, να παρατηρήσουμε τις τάσεις εισόδου v_{ai} των βαθμίδων, οι οποίες φαίνονται στα σχήματα 6.8 (α) έως (δ). Από τα σχήματα αυτά φαίνεται ότι, σε αντιδιαστολή με την παραδοσιακή τεχνική PD-PWM που παρουσιάσαμε στην παράγραφο 2.2.1, στην περίπτωση αυτή έχουμε παραπλήσιο πλήθος μεταβάσεων ανάμεσα στις βαθμίδες το οποίο έχει ως αποτέλεσμα μία πιο ισορροπημένη κατανομή της ισχύος μεταξύ τους. Βέβαια, το πλήθος των μεταβάσεων είναι μεγάλο και όχι εκ των προτέρων γνωστό, όπως στην τεχνική PS-PWM, διότι η τροποποιημένη τεχνική PD-PWM στα μεσαία επίπεδα τάσης επιλέγει διακοπτικές καταστάσεις με μία ακανόνιστη συχνότητα. Όπως φαίνεται μάλιστα, οι μεταβάσεις των διακοπτικών στοιχείων της τεχνικής PD-PWM είναι αρκετά περισσότερες από αυτές της τεχνικής PS-PWM, που σημαίνει ότι για την επίτευξη παραπλήσιων στόχων έχουμε μεγαλύτερες διακοπτικές απώλειες ισχύος.



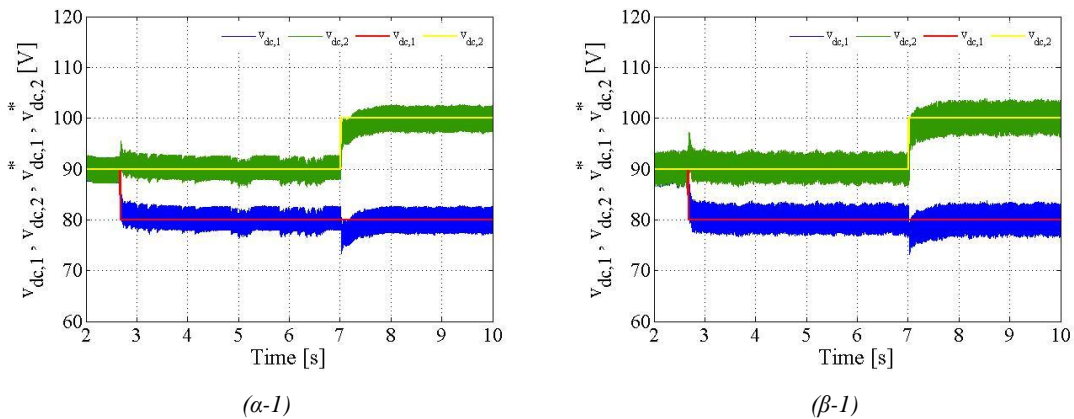


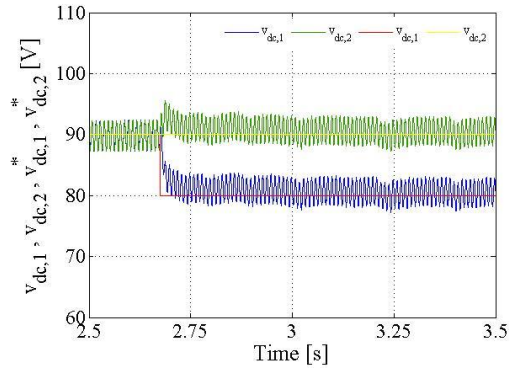
Σχήμα 6.8: Αποτελέσματα προσομοίωσης & πειραματικής διάταξης τεχνικής PD-PWM:

(α), (β) Τάση εισόδου 1^{ης} βαθμίδας στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, (γ), (δ) Τάση εισόδου 2^{ης} βαθμίδας στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας

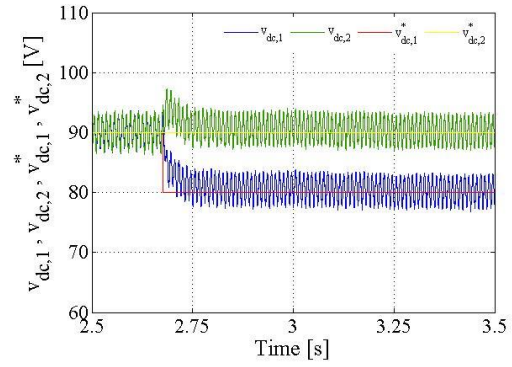
6.3.2 Βηματική αλλαγή στις επιθυμητές τιμές των συνεχών τάσεων εξόδου

Στην παράγραφο αυτή θα εξετάσουμε τη δυναμική συμπεριφορά του ελεγκτή σε βηματική αλλαγή των επιθυμητών τιμών των συνεχών τάσεων εξόδου. Αρχικά, το σύστημα λειτουργεί στη μόνιμη κατάσταση που παρουσιάσαμε στην παράγραφο 6.2.1. Τη χρονική στιγμή $t = 2.675s$ πραγματοποιείται βηματική μείωση της επιθυμητής τιμής $v_{dc,1}^*$ ($90V \rightarrow 80V$) και τη χρονική στιγμή $t = 7.015s$ πραγματοποιείται βηματική αύξηση της επιθυμητής τιμής $v_{dc,2}^*$ ($90V \rightarrow 100V$). Τα αποτελέσματα από την προσομοίωση (αριστερή πλευρά) αντιπαραβάλλονται με τα πειραματικά αποτελέσματα (δεξιά πλευρά) στο σχήμα 6.9. Σε αντιπαραβολή με τα αποτελέσματα της τεχνικής PS-PWM, στην περίπτωση της τεχνικής PD-PWM παρατηρούμε γρηγορότερες δυναμικές αποκρίσεις των συνεχών τάσεων. Ειδικότερα, στο σχήμα 6.9(β-2) που αφορά την πειραματική διάταξη, ο χρόνος καθόδου (10% - 90% τελικής τιμής) της $v_{dc,1}$ εκτιμάται στα $180ms$, ενώ στο σχήμα 6.3(β-3), ο χρόνος ανόδου της $v_{dc,2}$ εκτιμάται στα $110ms$. Βέβαια, σημειώνεται ότι τόσο η $v_{dc,2}$ κατά τη βηματική μεταβολή της $v_{dc,1}$ όσο και η $v_{dc,1}$ κατά τη βηματική μεταβολή της $v_{dc,2}$ παρουσιάζουν αντίστοιχα μία αύξηση και μείωση της τάξης των $3V$ κατά μέση τιμή.

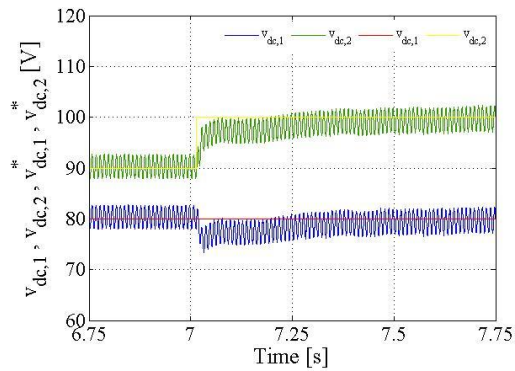




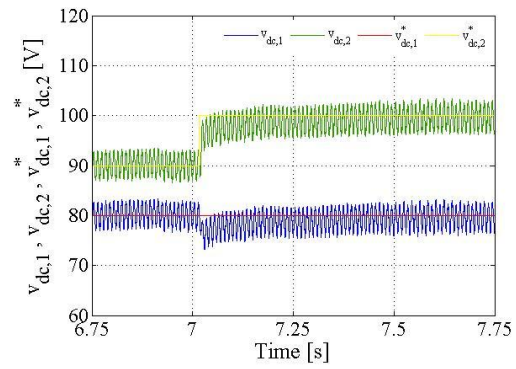
(α-2)



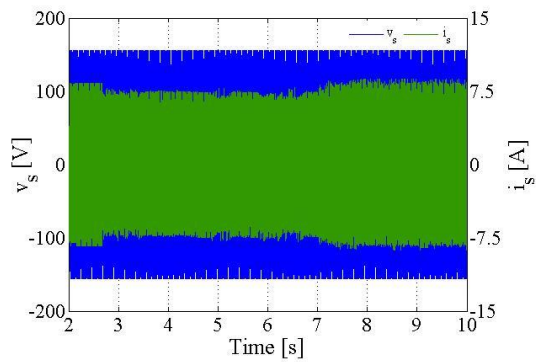
(β-2)



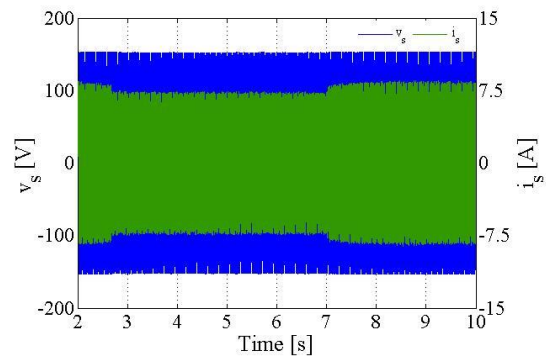
(α-3)



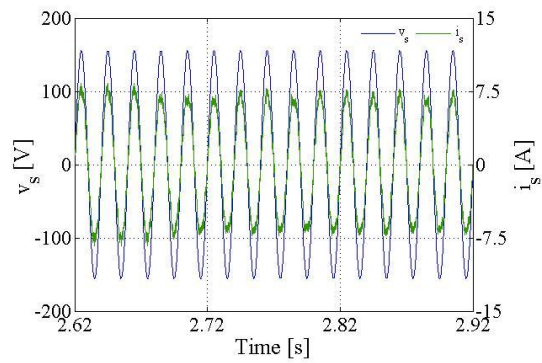
(β-3)



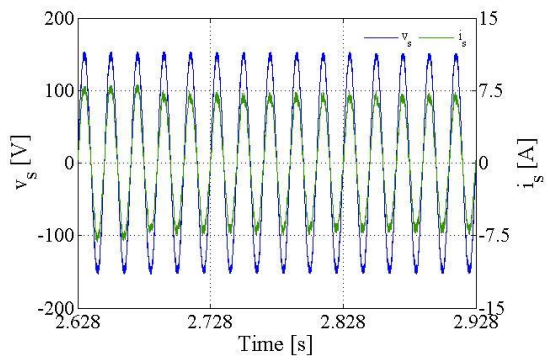
(γ-1)



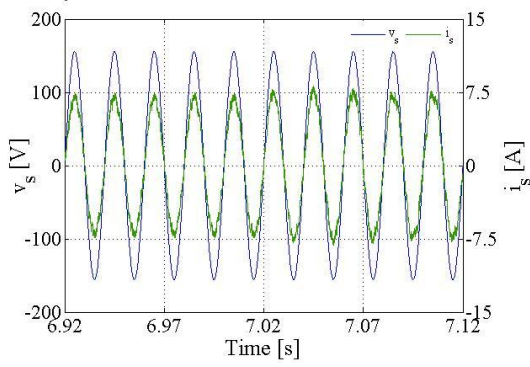
(δ-1)



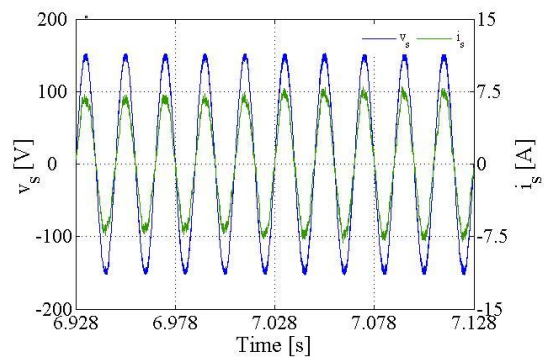
(γ-2)



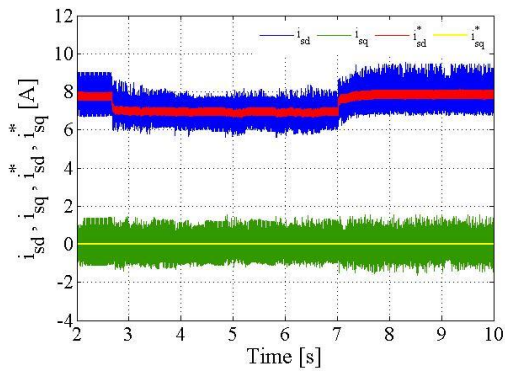
(δ-2)



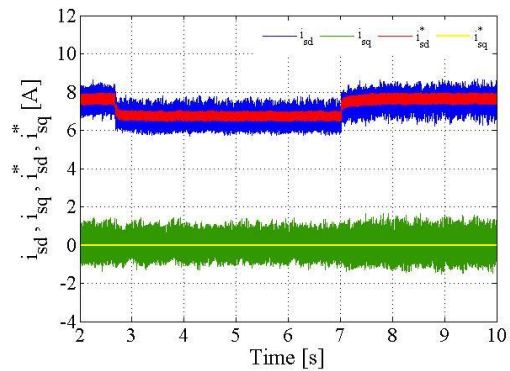
(γ -3)



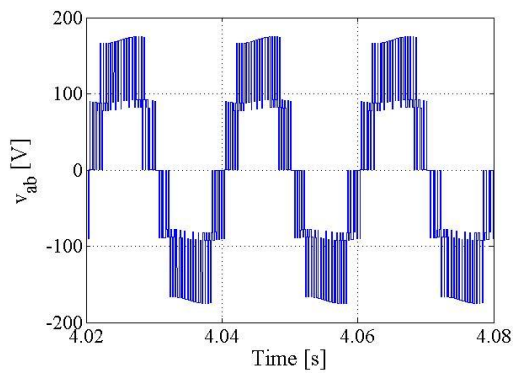
(δ -3)



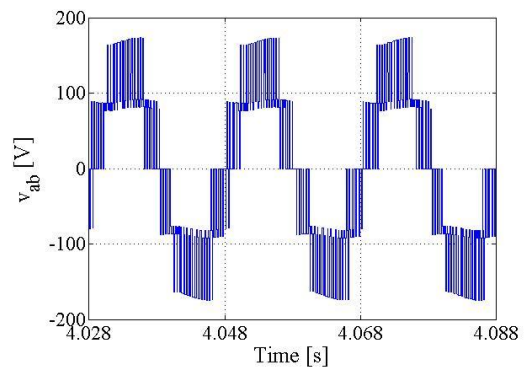
(ϵ)



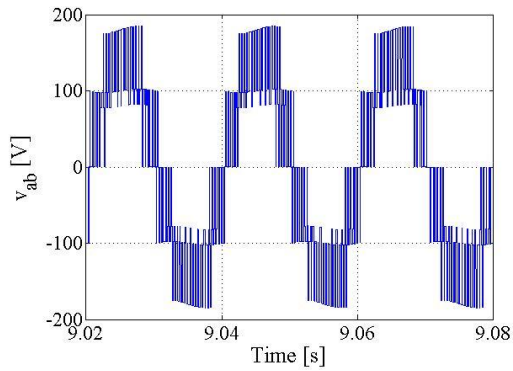
(ζ)



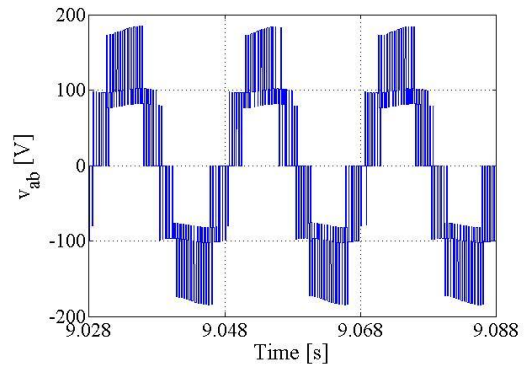
(η -1)



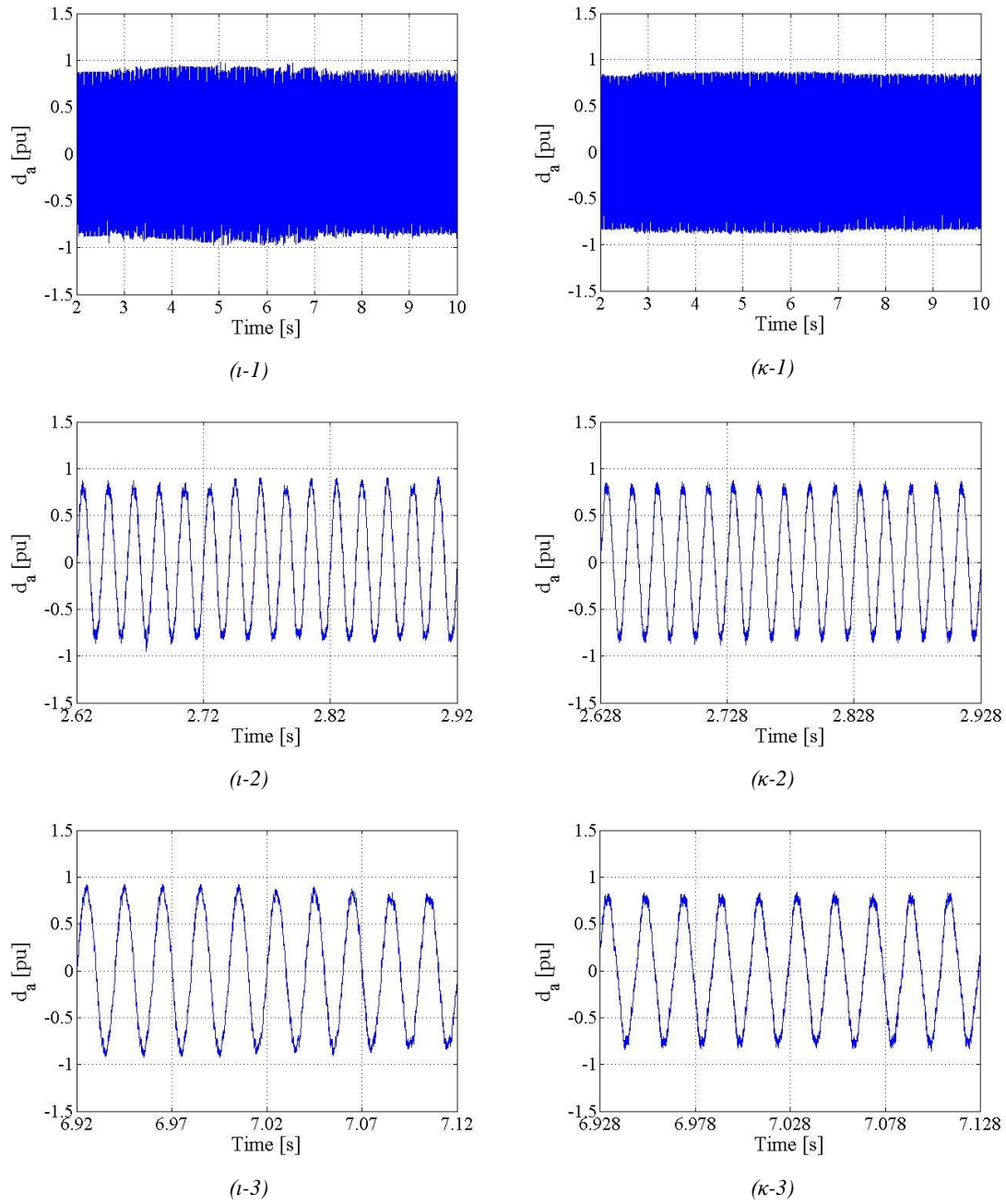
(θ -1)



(η -2)



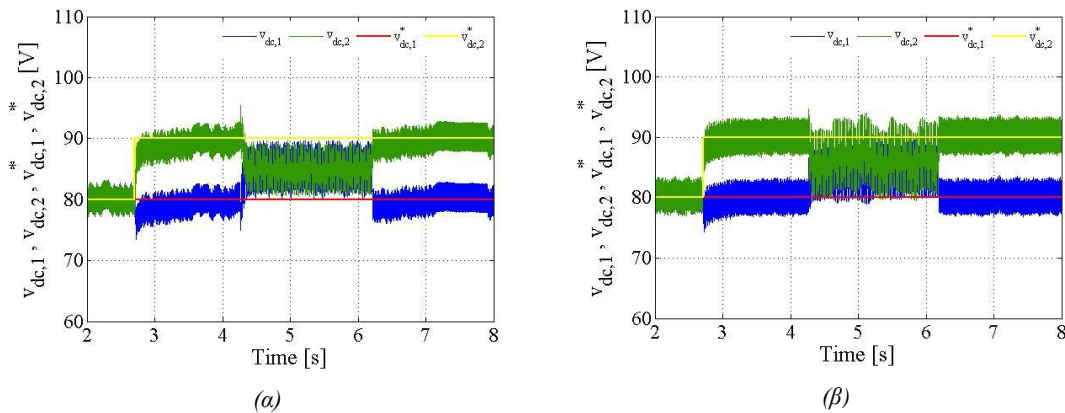
(θ -2)



Σχήμα 6.9: Αποτελέσματα προσομοίωσης & πειραματικής διάταξης τεχνικής PD-PWM σε βηματική αλλαγή επιθυμητών τιμών τάσεων ΣΡ: (α-1), (β-1) Τάσεις ΣΡ, (α-2), (β-2), (α-3), (β-3), Μεγέθυνση τάσεων ΣΡ, (γ-1), (δ-1), Τάση εισόδου δικτύου – ρεύμα εισόδου, (γ-2), (δ-2), (γ-3), (δ-3) Μεγέθυνση τάσης εισόδου δικτύου – ρεύματος εισόδου, (ε), (ζ) Συνιστώσες d, q ρεύματος εισόδου, (η-1), (θ-1) Τάση εισόδου μετατροπέα στη ΜΚ μετά την 1^η μεταβολή, (η-2), (θ-2) Τάση εισόδου μετατροπέα στη ΜΚ μετά τη 2^η μεταβολή, (ι-1), (κ-1) Σήμα διαμόρφωσης (ι-2), (κ-2), (ι-3), (κ-3) Μεγέθυνση σήματος διαμόρφωσης

Η συμβολή των πλεοναζουσών διακοπτικών καταστάσεων στην εξισορρόπηση των συνεχών τάσεων εξόδου στις επιθυμητές τους τιμές και στην εξασφάλιση γενικότερα της ευσταθούς λειτουργίας του συστήματος είναι εμφανής εάν παρατηρήσει κανείς τα σχήματα 6.10 (α),(β). Στα σχήματα αυτά, αρχικά η διάταξη λειτουργεί στη μόνιμη κατάσταση με φορτία $R_{o,i} = 27.6\Omega$ και επιθυμητές τάσεις

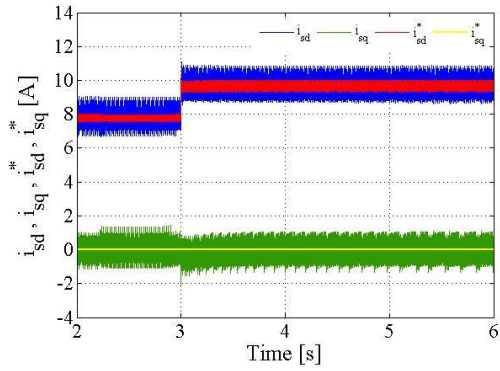
$v_{dc,i}^* = 80V, i = 1, 2$. Τη χρονική στιγμή $t = 2.708s$ πραγματοποιείται βηματική αύξηση της επιθυμητής τιμής $v_{dc,2}^*$ ($80V \rightarrow 90V$). Έπειτα, τη στιγμή $t = 4.26s$ δίνουμε εντολή στον ελεγκτή να σταματήσει να αξιοποιεί τις πλεονάζουσες διακοπτικές καταστάσεις (αλγόριθμος σχήματος 5.16) και να χρησιμοποιήσει την κλασική τεχνική PD-PWM (αλγόριθμος σχήματος 2.13). Είναι εμφανές ότι το σύστημα εισέρχεται σε αστάθεια καθώς οι τάσεις των βαθμίδων αποκλίνουν από τις επιθυμητές τους τιμές και τείνουν προς μία κοινή ενδιάμεση τιμή. Μάλιστα, τείνουν να λάβουν μία τιμή τέτοια ώστε να έχουμε παραπλήσια επίπεδα ισχύος ανάμεσα στις βαθμίδες. Τελικά, τη στιγμή $t = 6.21s$ δίνουμε εντολή στον ελεγκτή να επιστρέψει σε κανονική λειτουργία, οπότε επιτυγχάνεται και πάλι η ευσταθής λειτουργία του συστήματος με τις τάσεις να συγκλίνουν στις επιθυμητές τους τιμές. Ο εκτιμώμενος χρόνος επανάκτησης της ευστάθειας είναι $40ms$.



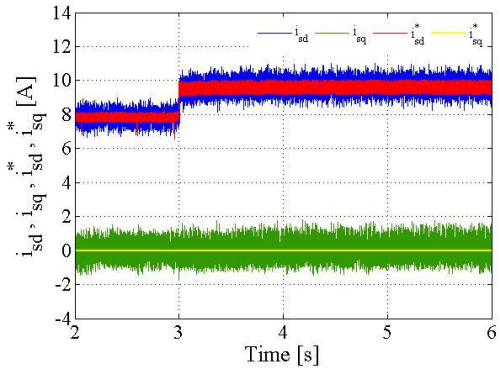
Σχήμα 6.10: Παρουσίαση της συμβολής των πλεοναζουσών διακοπτικών καταστάσεων στην εξισορρόπηση των τάσεων ΣΡ σε βηματικές αλλαγές των επιθυμητών τιμών τους: (α) Τάσεις ΣΡ (αποτέλεσμα προσομοίωσης με τεχνική PD-PWM), (β) Τάσεις ΣΡ (αποτέλεσμα πειραματικής διάταξης με τεχνική PD-PWM)

6.3.3 Βηματική αλλαγή του φορτίου μίας βαθμίδας

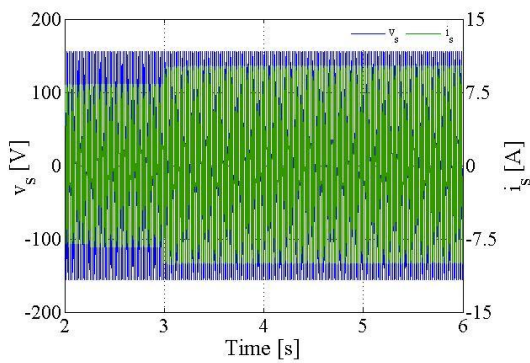
Στην παράγραφο αυτή θα εξετάσουμε τη δυναμική συμπεριφορά του ελεγκτή σε βηματική αλλαγή του φορτίου της 1^{ης} βαθμίδας. Αρχικά, το σύστημα λειτουργεί στη μόνιμη κατάσταση που παρουσιάσαμε στην παράγραφο 6.2.1. Τη χρονική στιγμή $t = 2.995s$ πραγματοποιείται βηματική αύξηση του φορτίου της 1^{ης} βαθμίδας από $293.5W$ ($R_{o,1} = 27.6\Omega$) σε $430.9W$ ($R_{o,1} = 18.8\Omega$). Τα αποτελέσματα από την προσομοίωση (αριστερή πλευρά) αντιπαραβάλλονται με τα πειραματικά αποτελέσματα (δεξιά πλευρά) στο σχήμα 6.11. Σε αντιπαραβολή με τα αποτελέσματα της τεχνικής PS-PWM, στην περίπτωση της τεχνικής PD-PWM παρατηρούμε στα σχήματα 6.11(ε-1),(ζ-1), 6.4(ε-2),(ζ-2) ότι οι συνεχείς τάσεις $v_{dc,i}, i = 1, 2$ δεν παρουσιάζουν πρακτικά κάποια αξιοσημείωτη μεταβατική μεταβολή κατά τη βηματική αλλαγή του φορτίου.



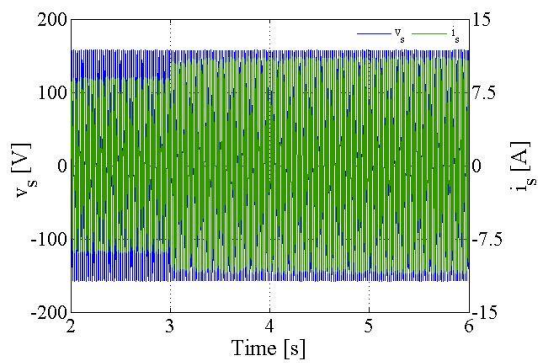
(a)



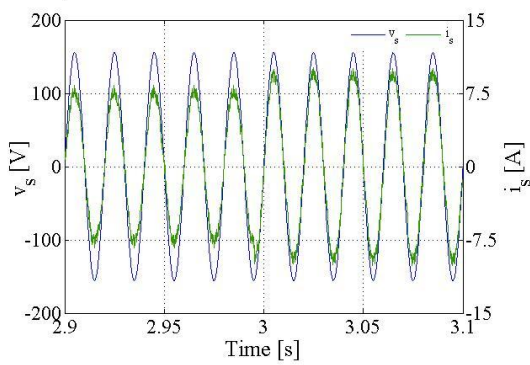
(β)



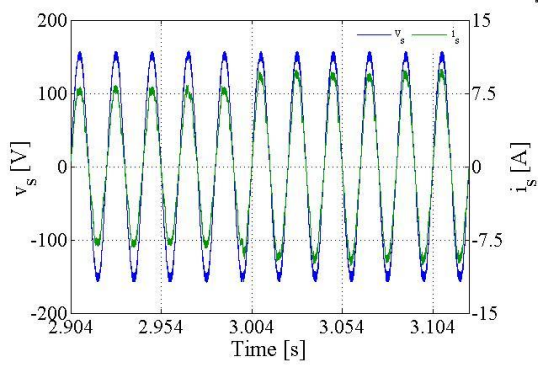
(γ-1)



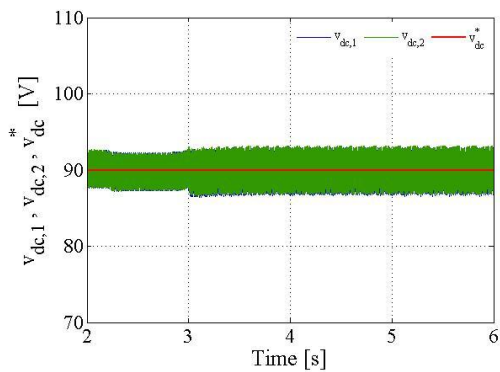
(δ-1)



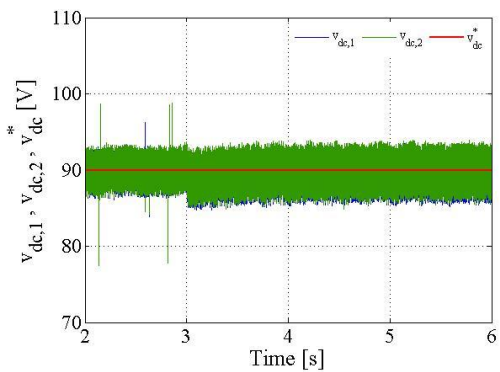
(γ-2)



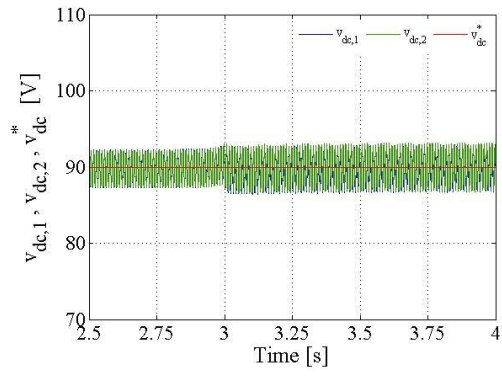
(δ-2)



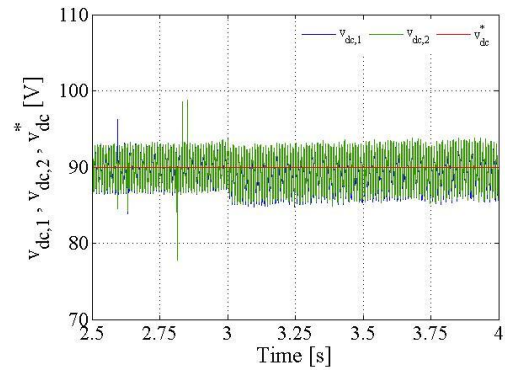
(ε-1)



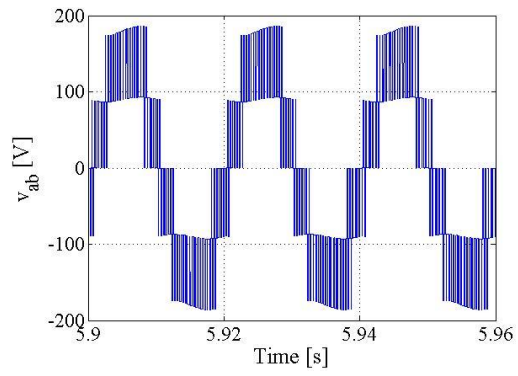
(ζ-1)



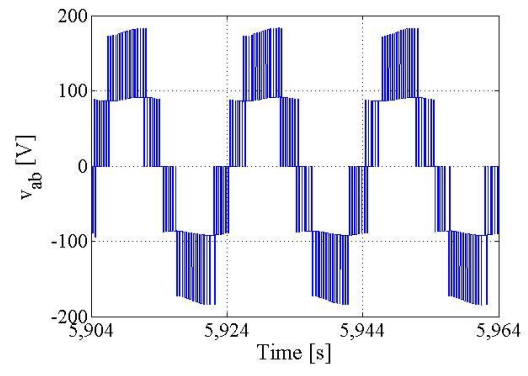
(ε-2)



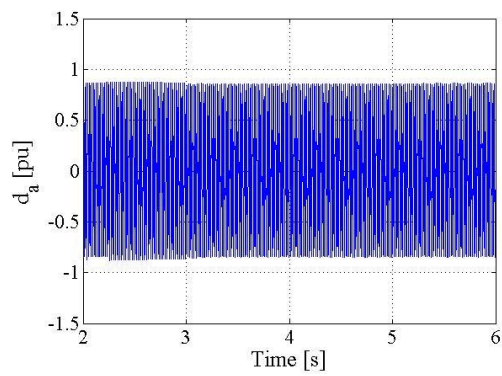
(ζ-2)



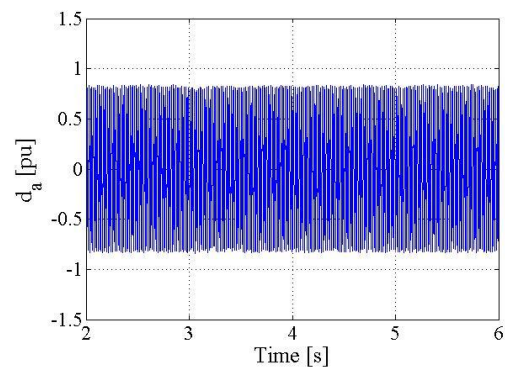
(η)



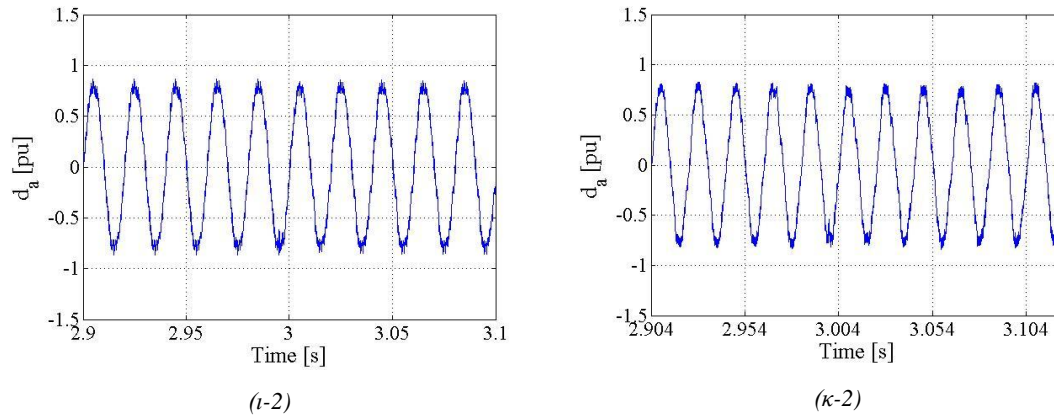
(θ)



(ι-1)



(κ-1)

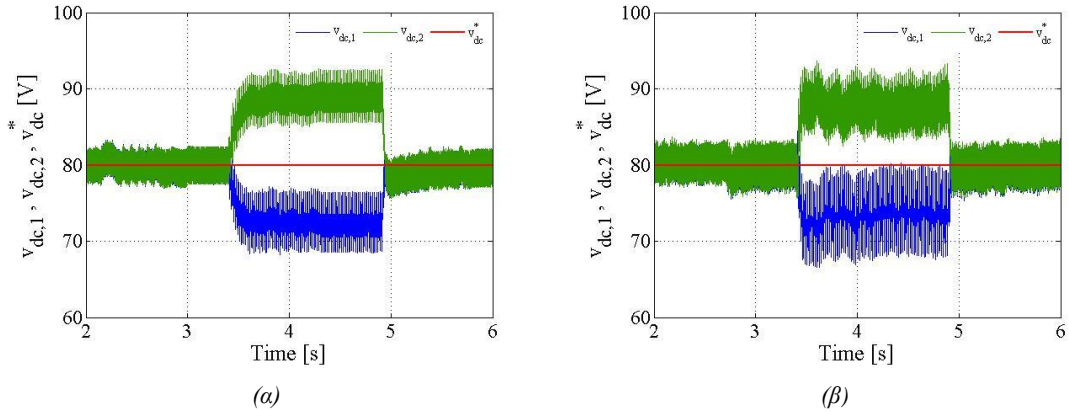


Σχήμα 6.11: Αποτελέσματα προσομοίωσης & πειραματικής διάταξης τεχνικής PD-PWM σε βηματική αλλαγή του φορτίου της 1^{ης} βαθμίδας: (α), (β) Συνιστώσες d,q ρεύματος εισόδου, (γ-1), (δ-1), Τάση εισόδου δικτύου – ρεύμα εισόδου, (γ-2), (δ-2) Μεγέθυνση τάσης εισόδου δικτύου – ρεύματος εισόδου, (ε-1), (ζ-1) Τάσεις ΣΡ, (ε-2), (ζ-2) Μεγέθυνση τάσεων ΣΡ, (η), (θ) Τάση εισόδου μετατροπέα στη ΜΚ μετά τη μεταβολή, (ι-1), (κ-1) Σήμα διαμόρφωσης, (ι-2), (κ-2) Μεγέθυνση σήματος διαμόρφωσης

Η συμβολή των πλεοναζουσών διακοπτικών καταστάσεων στην εξισορρόπηση των συνεχών τάσεων εξόδου σε βηματική αλλαγή του φορτίου και στην εξασφάλιση γενικότερα της ευσταθούς λειτουργίας του συστήματος είναι εμφανής εάν παρατηρήσει κανείς τα σχήματα 6.12(α),(β). Στα σχήματα αυτά, αρχικά η διάταξη λειτουργεί στη μόνιμη κατάσταση με φορτία $R_{o,i} = 27.6\Omega$ και επιθυμητές τάσεις $v_{dc,i}^* = 80V, i = 1, 2$. Τη χρονική στιγμή $t = 2.715s$ πραγματοποιείται βηματική αύξηση του φορτίου της 1^{ης} βαθμίδας από $293.5W$ ($R_{o,1} = 27.6\Omega$) σε $430.9W$ ($R_{o,1} = 18.8\Omega$). Έπειτα, τη στιγμή $t = 3.405s$ δίνουμε εντολή στον ελεγκτή να σταματήσει να αξιοποιεί τις πλεονάζουσες διακοπτικές καταστάσεις (αλγόριθμος σχήματος 5.16) και να χρησιμοποιήσει την κλασική τεχνική PD-PWM (αλγόριθμος σχήματος 2.13). Είναι εμφανές ότι το σύστημα εισέρχεται σε αστάθεια καθώς οι τάσεις των βαθμίδων αποκλίνουν από την κοινή επιθυμητή τιμή. Μάλιστα, τείνουν να λάβουν μία τιμή τέτοια ώστε να έχουμε παραπλήσια επίπεδα ισχύος ανάμεσα στις βαθμίδες. Τελικά, τη στιγμή $t = 4.918s$ δίνουμε εντολή στον ελεγκτή να επιστρέψει σε κανονική λειτουργία, οπότε επιτυγχάνεται και πάλι η ευσταθής λειτουργία του συστήματος με τις τάσεις να συγκλίνουν στην κοινή επιθυμητή τιμή τους. Ο εκτιμώμενος χρόνος επανάκτησης της ευστάθειας είναι $40ms$.

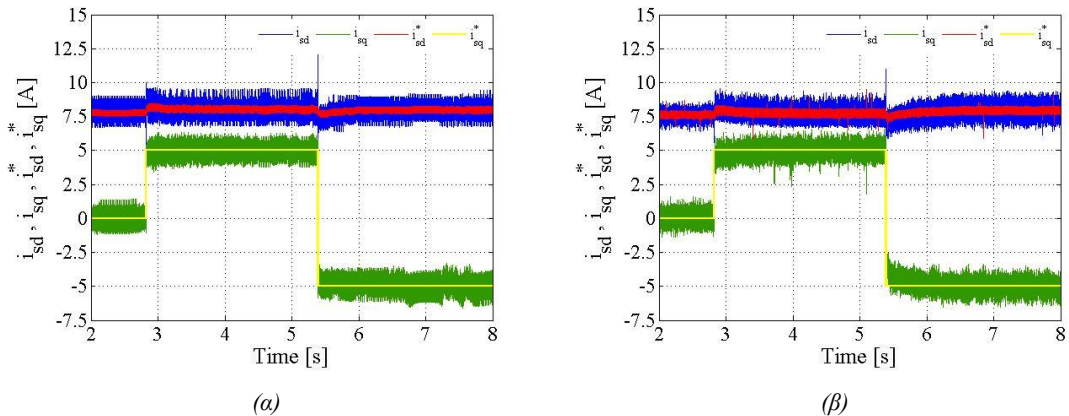
6.3.4 Λειτουργία με χωρητικό και επαγωγικό συντελεστή ισχύος εισόδου

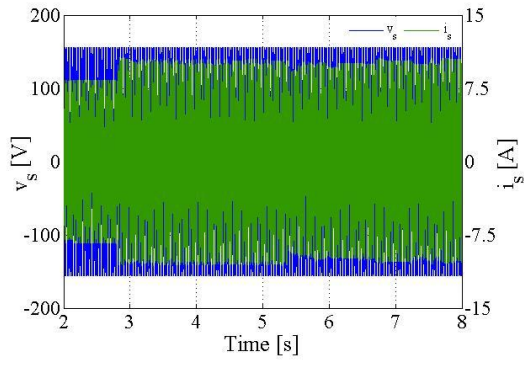
Στην παράγραφο αυτή θα εξετάσουμε τη δυναμική συμπεριφορά του ελεγκτή σε βηματική αλλαγή της επιθυμητής τιμής i_{sq}^* της αέργου συνιστώσας i_{sq} . Αρχικά, το σύστημα λειτουργεί στη μόνιμη κατάσταση που παρουσιάσαμε στην παράγραφο 6.2.1. Τη χρονική στιγμή $t = 2.824s$ πραγματοποιείται βηματική αύξηση της τιμής i_{sq}^* ($0A \rightarrow 5A$), δηλαδή αλλαγή της λειτουργίας από μοναδιαίο σε χωρητικό συντελεστή ισχύος εισόδου. Έπειτα, τη χρονική στιγμή $t = 5.388s$ πραγματοποιείται βηματική μείωση της τιμής i_{sq}^* ($5A \rightarrow -5A$), δηλαδή αλλαγή της λειτουργίας από



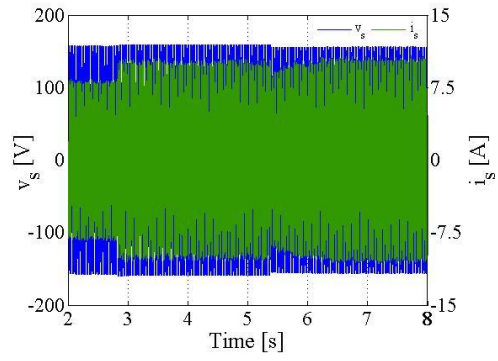
Σχήμα 6.12: Παρουσίαση της συμβολής των πλεοναζουσών διακοπτικών καταστάσεων στην εξισορρόπηση των τάσεων ΣΡ σε βηματική αλλαγή του φορτίου μιας βαθμίδας: (α) Τάσεις ΣΡ (αποτέλεσμα προσομοίωσης με τεχνική PD-PWM), (β) Τάσεις ΣΡ (αποτέλεσμα πειραματικής διάταξης με τεχνική PD-PWM)

χωρητικό σε επαγωγικό συντελεστή ισχύος εισόδου. Τα αποτελέσματα από την προσομοίωση (αριστερή πλευρά) αντιπαραβάλλονται με τα πειραματικά αποτελέσματα (δεξιά πλευρά) στο σχήμα 6.13. Σε αντιπαραβολή με τα αποτελέσματα της τεχνικής PS-PWM, στην περίπτωση της τεχνικής PD-PWM παρατηρούμε ότι στα σχήματα 6.13(ε-1),(ζ-1), 6.5(ε-2),(ζ-2), 6.5(ε-3),(ζ-3) οι συνεχείς τάσεις $v_{dc,i}$, εάν εξαιρέσουμε μία σύντομη υπερύψωση στην πρώτη περίπτωση και μία σύντομη βύθιση στη δεύτερη, μεταβολές αντίθετες με αυτές του i_{sd} , συγκλίνουν γρήγορα στην επιθυμητή τιμή των 90V. Ειδικότερα, στο σχήμα 6.13(ζ-2) φαίνεται ότι οι τάσεις παρουσιάζουν μία υπερύψωση της τάξης των 3V κατά μέση τιμή και αποκαθίστανται με χρόνο καθόδου περίπου 350ms. Ακόμη, στο σχήμα 6.13(ζ-3) φαίνεται ότι οι τάσεις παρουσιάζουν μία βύθιση της τάξης των 5V κατά μέση τιμή και αποκαθίστανται με χρόνο ανόδου περίπου 700ms.

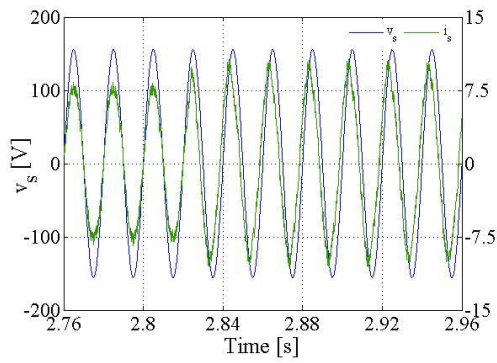




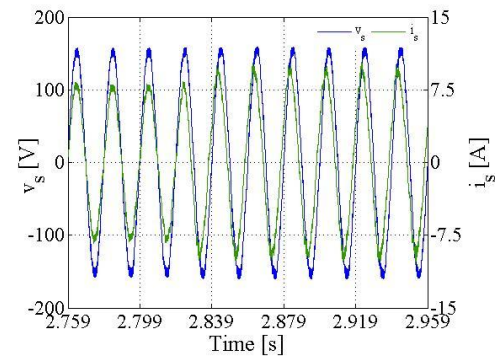
($\gamma-1$)



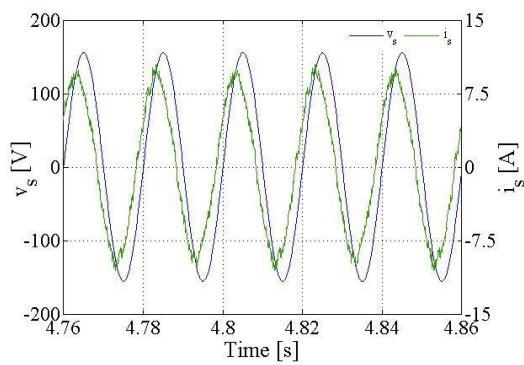
($\delta-1$)



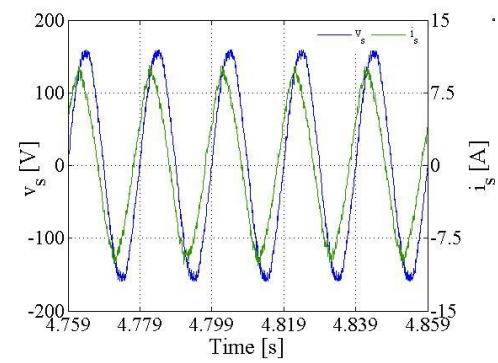
($\gamma-2$)



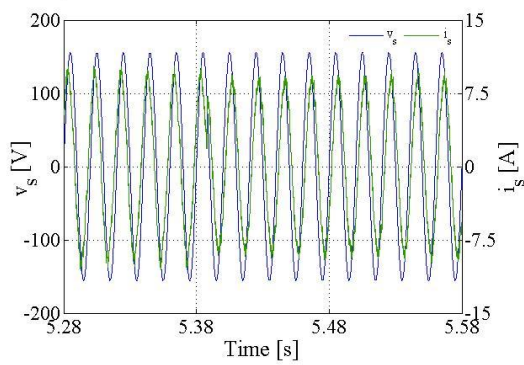
($\delta-2$)



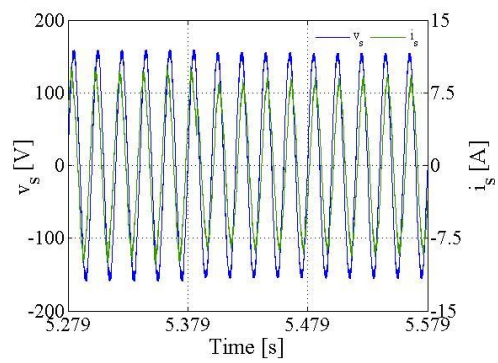
($\gamma-3$)



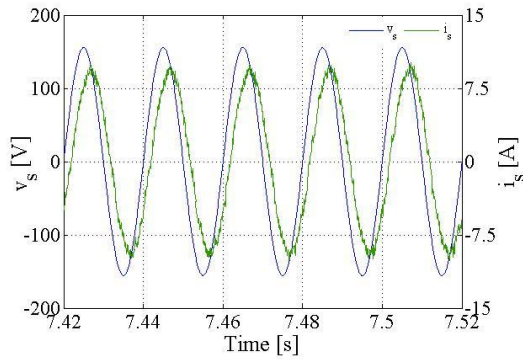
($\delta-3$)



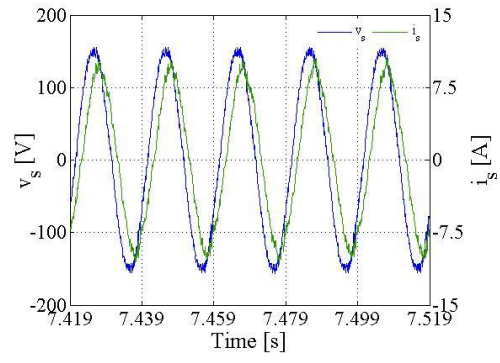
($\gamma-4$)



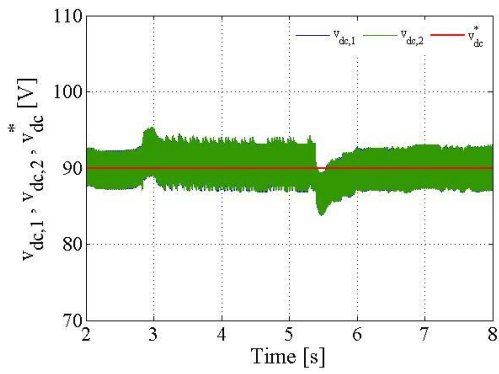
($\delta-4$)



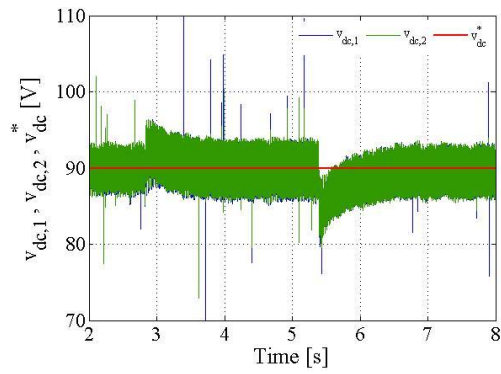
(γ-5)



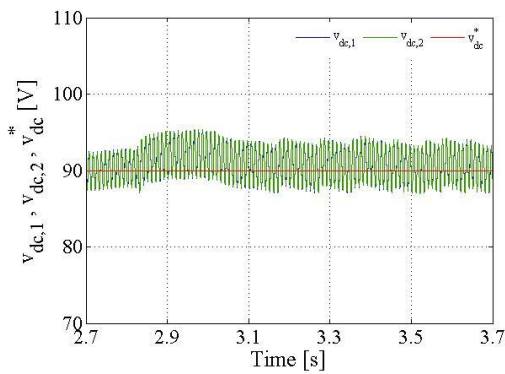
(δ-5)



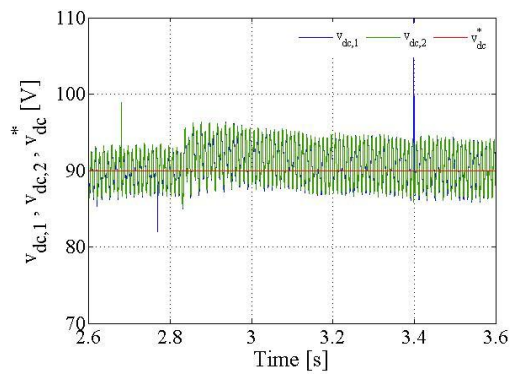
(ε-1)



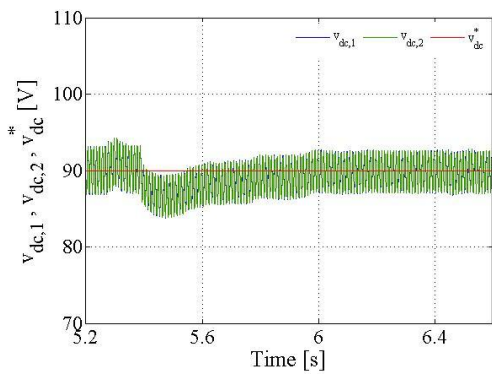
(ζ-1)



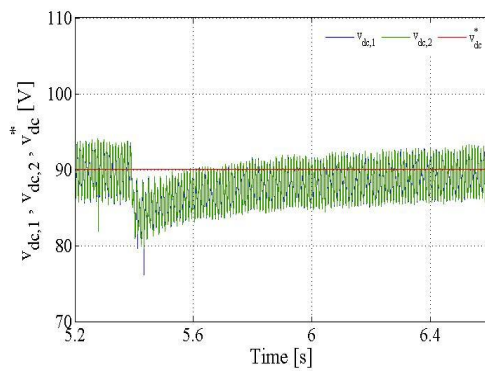
(ε-2)



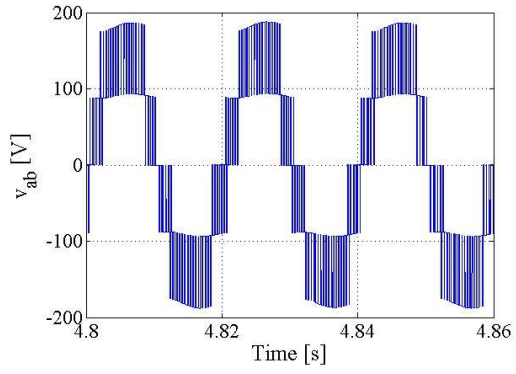
(ζ-2)



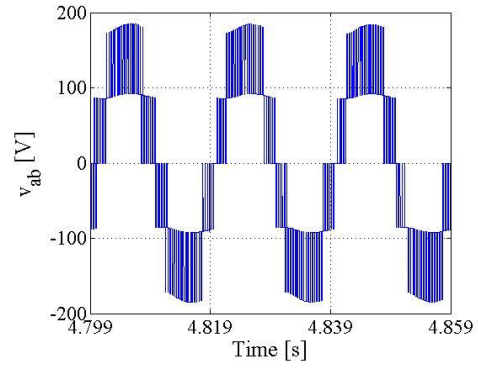
(ε-3)



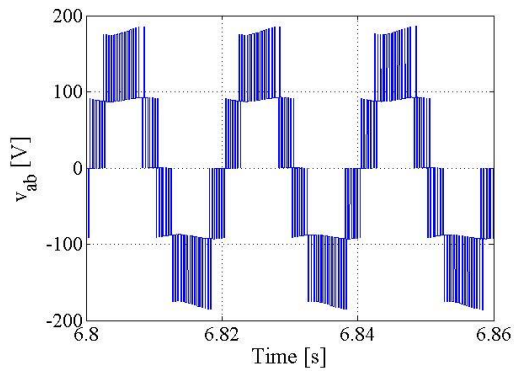
(ζ-3)



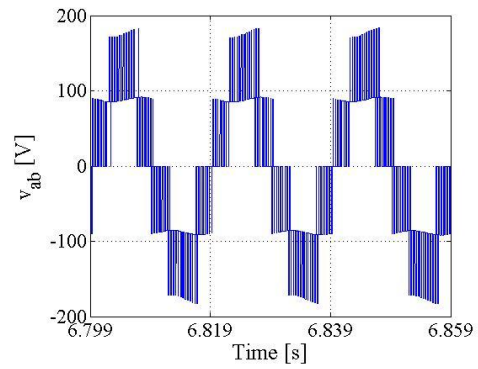
($\eta-1$)



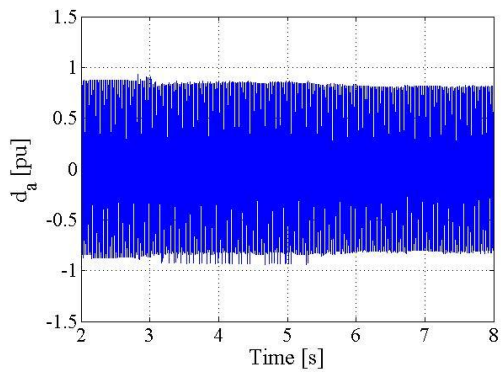
($\theta-1$)



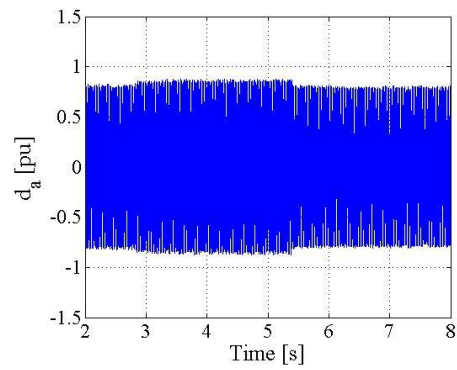
($\eta-2$)



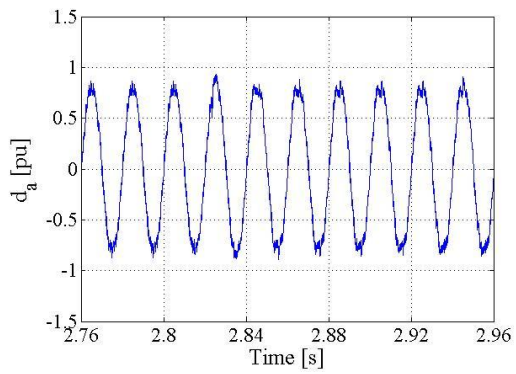
($\theta-2$)



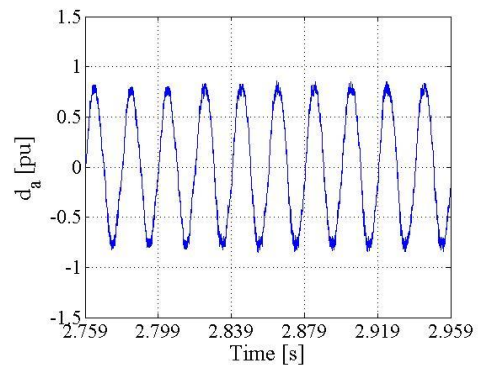
($\iota-1$)



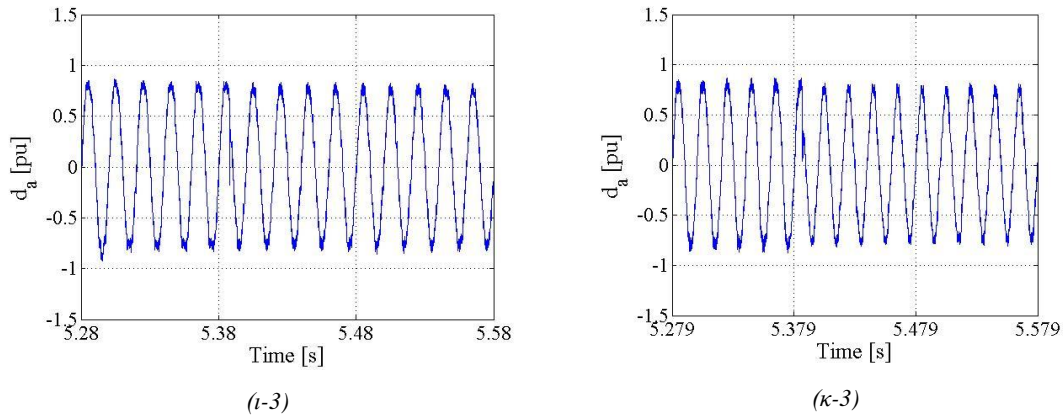
($\kappa-1$)



($\iota-2$)



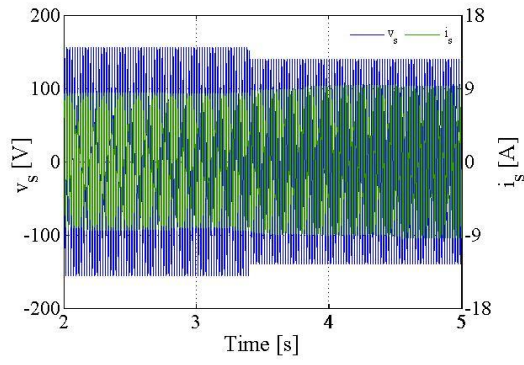
($\kappa-2$)



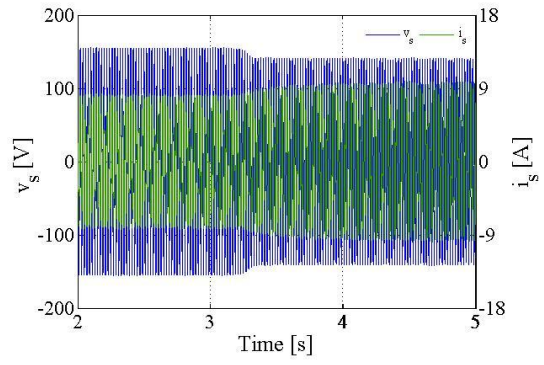
Σχήμα 6.13: Αποτελέσματα προσομοίωσης & πειραματικής διάταξης τεχνικής PD-PWM λειτουργίας με χωρητικό & επαγωγικό συντελεστή ισχύος εισόδου: (α), (β) Συνιστώσες d, q ρεύματος εισόδου, (γ-1), (δ-1), Τάση εισόδου δικτύου – ρεύμα εισόδου, (γ-2), (δ-2) Μεγέθυνση τάσης εισόδου δικτύου – ρεύματος εισόδου ($1^{\text{η}}$ μεταβολή), (γ-3), (δ-3) Τάση εισόδου δικτύου – ρεύμα εισόδου στη MK μετά την $1^{\text{η}}$ μεταβολή, (γ-4), (δ-4) Μεγέθυνση τάσης εισόδου δικτύου – ρεύματος εισόδου ($2^{\text{η}}$ μεταβολή), (γ-5), (δ-5) Τάση εισόδου δικτύου – ρεύμα εισόδου στη MK μετά τη $2^{\text{η}}$ μεταβολή, (ε-1), (ζ-1) Τάσεις ΣΡ, (ε-2), (ζ-2) Μεγέθυνση Τάσεων ΣΡ ($1^{\text{η}}$ μεταβολή), (ε-3), (ζ-3) Μεγέθυνση Τάσεων ΣΡ ($2^{\text{η}}$ μεταβολή), (η-1), (θ-1) Τάση εισόδου μετατροπέα στη MK μετά την $1^{\text{η}}$ μεταβολή, (η-2), (θ-2) Τάση εισόδου μετατροπέα στη MK μετά τη $2^{\text{η}}$ μεταβολή, (ι-1), (κ-1) Σήμα διαμόρφωσης, (ι-2), (κ-2) Μεγέθυνση σήματος διαμόρφωσης ($1^{\text{η}}$ μεταβολή), (ι-3), (κ-3) Μεγέθυνση σήματος διαμόρφωσης ($2^{\text{η}}$ μεταβολή)

6.3.5 Βύθιση της τάσης εισόδου του δικτύου

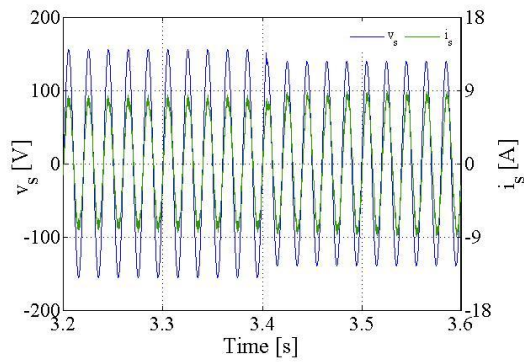
Στην παράγραφο αυτή θα εξετάσουμε τη δυναμική συμπεριφορά του ελεγκτή σε βύθιση της τάσης εισόδου του δικτύου v_s . Αρχικά, το σύστημα λειτουργεί στη μόνιμη κατάσταση που παρουσιάσαμε στην παράγραφο 6.2.1. Τη χρονική στιγμή $3.205s$, $3.353s$ (πειραματική διάταξη – προσομοίωση αντίστοιχα) πραγματοποιείται βύθιση της v_s . Τα αποτελέσματα από την προσομοίωση (αριστερή πλευρά) αντιπαραβάλλονται με τα πειραματικά αποτελέσματα (δεξιά πλευρά) στο σχήμα 6.14. Όπως φαίνεται στα σχήματα 6.14(α-1), (β-1), 6.14(α-2), (β-2), η μεταβολή αυτή στην περίπτωση της προσομοίωσης μεταφράζεται σε βηματική μείωση του πλάτους της τάσης $V_{s,p}$ ($110\sqrt{2} = 155.6V \rightarrow 98.6\sqrt{2} = 139.4V$), ενώ στην περίπτωση της πειραματικής διάταξης μεταφράζεται πρακτικά σε μείωση στην ίδια τελική τιμή αλλά με τη μορφή ράμπας. Στην περίπτωση αυτή, δεν παρατηρούμε αισθητές αποκλίσεις σε σχέση με την τεχνική PS-PWM (βέβαια, είναι και μικρότερη η βύθιση που πραγματοποιήθηκε στην περίπτωση της τεχνικής PD-PWM).



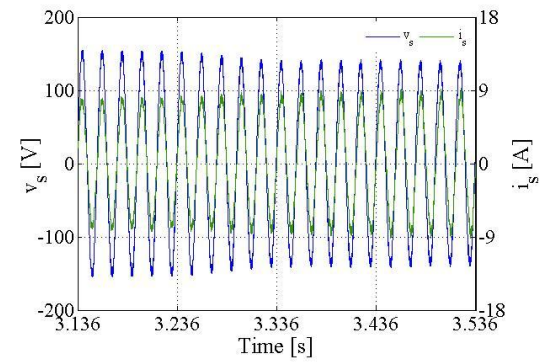
(α-1)



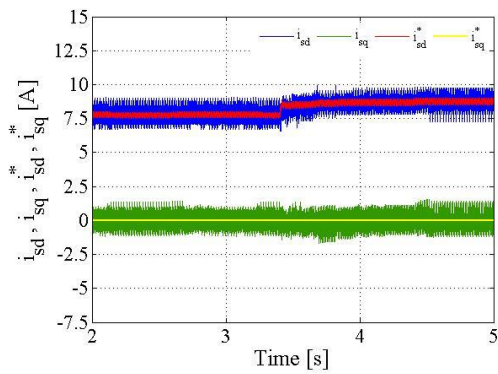
(β-1)



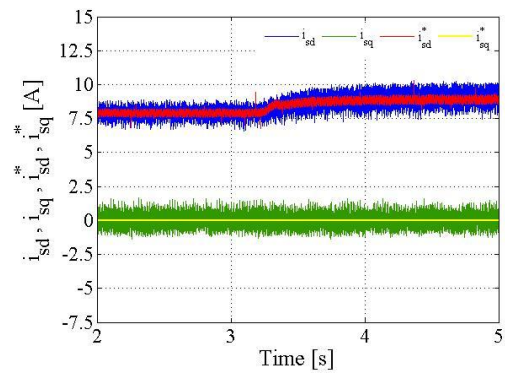
(α-2)



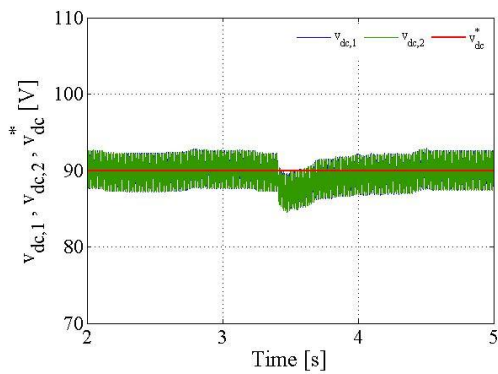
(β-2)



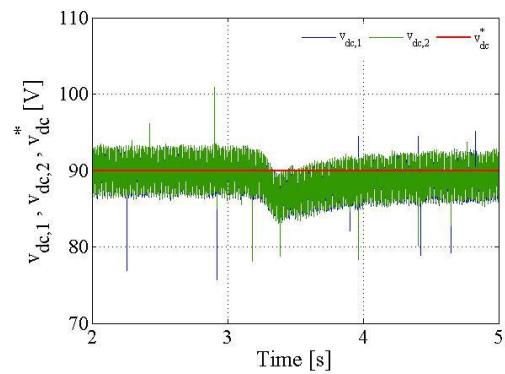
(γ)



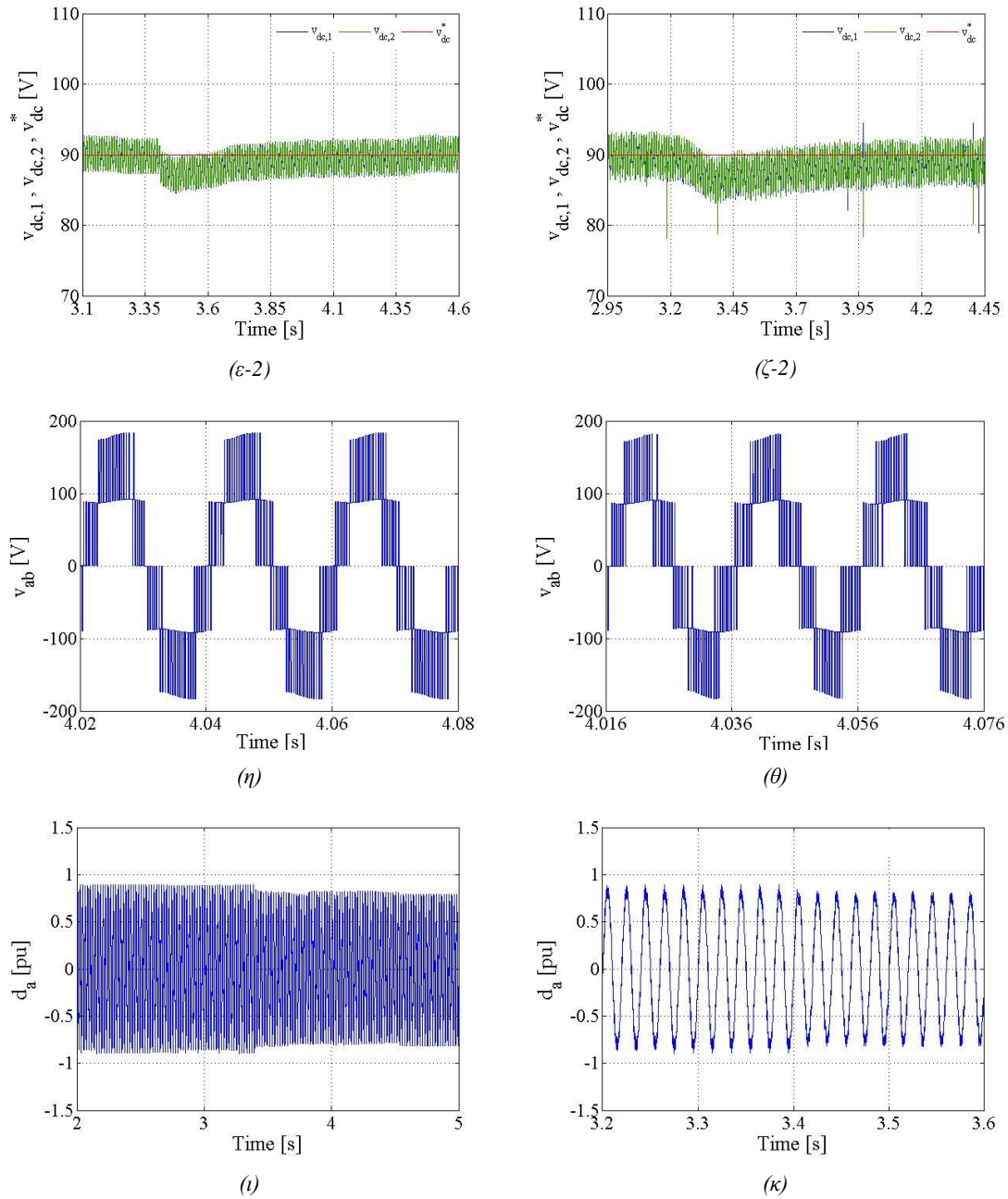
(δ)



(ε-1)



(ζ-1)



Σχήμα 6.14: Αποτελέσματα προσομοίωσης & πειραματικής διάταξης τεχνικής PD-PWM σε βύθιση της τάσης εισόδου του δικτύου: (α1),(β1) Τάση εισόδου δικτύου – ρεύμα εισόδου, (α2),(β2) Μεγέθυνση τάσης εισόδου δικτύου – ρεύματος εισόδου, (γ),(δ) Συνιστώσες d, q ρεύματος εισόδου, (ε1),(ζ1) Τάσεις ΣΡ, (ε2),(ζ2) Μεγέθυνση Τάσεων ΣΡ, (η),(θ) Τάση εισόδου μετατροπέα στη ΜΚ μετά τη μεταβολή, (ι) Σήμα διαμόρφωσης (προσομοίωση), (κ) Σήμα διαμόρφωσης κατά τη μεταβολή (προσομοίωση)

7 ΣΥΝΟΨΗ, ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ & ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ

7.1 Σύνοψη & συμπεράσματα

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετήθηκε θεωρητικά η μονοφασική διακοπτική ανορθωτική διάταξη CHB των δύο αλληλένδετων βαθμίδων και σχεδιάστηκε κατάλληλο σύστημα LQR ελεγκτή για τον έλεγχο της το οποίο δοκιμάστηκε σε υπάρχουσα πειραματική διάταξη. Ο LQR ελεγκτής είναι βασικά ένας ελεγκτής ανατροφοδότησης κατάστασης ο οποίος βασίζεται στη γενικότερη θεωρία του βέλτιστου ελέγχου και μπορεί να εφαρμοστεί αποκλειστικά σε γραμμικά συστήματα. Επιλέγοντας γραμμικό ελεγκτή, έχουμε σαφή διαχωρισμό ανάμεσα στο τμήμα ελέγχου και στο τμήμα διαμόρφωσης των παλμών των διακοπτικών στοιχείων.

Για τις ανάγκες της σχεδίασης του ελεγκτή, καταφύγαμε στο 5^ο κεφάλαιο στην ενδελεχή μαθηματική μοντελοποίηση της διάταξης. Ξεκινώντας από την ανάλυση όλων των δυνατών λειτουργικών καταστάσεων, ανάλογα με τα διακοπτικά στοιχεία που βρίσκονται κάθε φορά σε αγωγή, καταλήξαμε αρχικά στο διακοπτικό μη γραμμικό μοντέλο της διάταξης. Έπειτα, παρακάμψαμε τη διακοπτική φύση των μεταβλητών ελέγχου προσεγγίζοντάς τις μέσω συνεχών συναρτήσεων του χρόνου, οπότε λάβαμε το μοντέλο μέσης τιμής. Στο μοντέλο αυτό, οι πραγματικές μεταβλητές αντικαθίστανται με τις μέσες τιμές τους εντός μίας διακοπτικής περιόδου, με αποτέλεσμα να κυριαρχεί η χαμηλής συχνότητας μεταβολή των μεταβλητών. Στο τρίτο στάδιο, μετασχηματίσαμε το μοντέλο αυτό στο μοντέλο μέσης τιμής στο στρεφόμενο πλαίσιο dq , μετατρέποντας έτσι το σημείο μόνιμης ημιτονοειδούς κατάστασης σε σημείο λειτουργίας ΣΡ. Στη συνέχεια, εφαρμόζοντας γραμμικοποίηση Taylor λάβαμε το μοντέλο ασθενούς σήματος της διάταξης. Το μοντέλο αυτό είναι γραμμικό και όλες οι μεταβλητές που υπεισέρχονται σε αυτό είναι ΣΡ. Τέλος, για την αποφυγή μόνιμων σφαλμάτων θέσης καταλήξαμε στο επαυξημένο μοντέλο ασθενούς σήματος της διάταξης, το οποίο προέκυψε συμπληρώνοντας το παραπάνω μοντέλο με τα ολοκληρώματα των μεταβλητών κατάστασης.

Η σχεδίαση του LQR ελεγκτή βασίστηκε στο επαυξημένο μοντέλο ασθενούς σήματος. Για τις ανάγκες της διαμόρφωσης των παλμών των διακοπτικών στοιχείων δοκιμάσαμε τις τεχνικές PS-PWM και PD-PWM. Για την ακρίβεια, το συνολικό σύστημα ελέγχου σχεδιάστηκε αρχικά με βάση την τεχνική PS-PWM. Η πρωταρχική σχεδίαση του LQR ελεγκτή έγινε στο πρόγραμμα Matlab – Simulink. Αφού ρυθμίστηκαν κατά την προσομοίωση οι μήτρες βαρύτητας Q και R του ελεγκτή έτσι ώστε να καλύπτει σε ένα ικανοποιητικό βαθμό ταυτόχρονα όλες τις βασικές σχεδιαστικές απαιτήσεις, και αφού εξήχθησαν μερικά βασικά ποιοτικά συμπεράσματα ως προς την απόκριση του συστήματος σε διαφορετικές καταστάσεις λειτουργίας, το πρόγραμμα ελέγχου δοκιμάστηκε σε πραγματικό χρόνο πάνω στην πειραματική διάταξη όπου και οριστικοποιήθηκαν μέσα από μία διαδικασία συνεχών δοκιμών οι μήτρες Q και R . Οι τιμές αυτές εν τέλει χρησιμοποιήθηκαν τόσο στην προσομοίωση με την PS-PWM τεχνική, όσο και στην προσομοίωση – πειραματική διάταξη με την τεχνική PD-PWM

(καθώς είχε διαπιστωθεί ότι οι τιμές ούτως ή άλλως ήταν παραπλήσιες σε κάθε περίπτωση) για λόγους άμεσης σύγκρισης ανά περίπτωση.

Επισημαίνεται ότι σκοπός της εργασίας δεν ήταν η ακριβής σύγκριση των δύο τεχνικών διαμόρφωσης, αφού ούτως ή άλλως το συνολικό σύστημα ελέγχου βελτιστοποιήθηκε με βάση την τεχνική PS-PWM. Εκτός αυτού, η υλοποίηση των αντίστοιχων τριγωνικών σημάτων φορέα των τεχνικών στο Simulink επέβαλε σημαντικούς περιορισμούς στην επιλογή της ανά περίπτωση συχνότητας φορέων (ο λόγος της περιόδου των φορέων προς την περίοδο δειγματοληψίας έπρεπε να είναι ακέραιος αριθμός), οπότε δεν έχει νόημα να συζητάμε για άμεση σύγκριση. Δεδομένου ότι με την τεχνική PS-PWM επιτυγχάνεται φαινομένη διακοπτική συχνότητα τετραπλάσια από τη συχνότητα των φορέων, που είναι και η διακοπτική συχνότητα για την τεχνική PD-PWM, προσπαθήσαμε μέσα στα πλαίσια των δυνατοτήτων του ψηφιακού επεξεργαστή σήματος να επιλέξουμε συχνότητα φορέων για την PD-PWM συγκρίσιμη με τη φαινομένη συχνότητα της PS-PWM. Επιλέγοντας περίοδο δειγματοληψίας $100\mu s$ και συχνότητα φορέων για την PS-PWM $850Hz$, με συνακόλουθη φαινομένη διακοπτική συχνότητα στο φάσμα του ρεύματος εισόδου $3.4kHz$, καταλήξαμε τελικά σε συχνότητα φορέων για την PD-PWM $2.5kHz$. Στη βάση της παραπάνω παρατήρησης υπογραμμίζεται ότι σκοπός της εργασίας ήταν να παρουσιαστούν ξεχωριστά τα αποτελέσματα με τις δύο τεχνικές και να καταστούν όσο είναι δυνατόν σαφή τα ανά περίπτωση χαρακτηριστικά τους. Έτσι, ήταν δυνατόν να εξαχθούν ως ένα βαθμό κάποια ποιοτικά, όχι όμως και απολύτως ακριβή, συμπεράσματα για την υπεροχή σε διάφορα σημεία της κάθε τεχνικής.

Τα αποτελέσματα από την προσομοίωση και την πειραματική διάταξη για κάθε τεχνική διαμόρφωσης παρουσιάστηκαν το ένα δίπλα στο άλλο και σχολιάστηκαν στο 6^ο κεφάλαιο. Σε πρώτη φάση, διαπιστώθηκε ότι ο ελεγκτής, και με τις δύο τεχνικές, τόσο σε επίπεδο προσομοίωσης όσο και πειραματικής διάταξης, ανταποκρίθηκε επιτυχώς στις σχεδιαστικές απαιτήσεις που τέθηκαν για τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας της διάταξης. Σε ό, τι αφορά την περίπτωση της τεχνικής PS-PWM, επετεύχθη σχεδόν μοναδιαίος συντελεστής ισχύος εισόδου με συντελεστή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος $THD_i = 6.06\%$ (πειραματική διάταξη), ακριβής σύγκλιση των συνεχών τάσεων εξόδου, αλλά και τάση εισόδου πέντε επιπέδων με την κάθε βαθμίδα να λειτουργεί στη γραμμική περιοχή διαμόρφωσης. Οι παραπάνω απαιτήσεις επετεύχθησαν και στην περίπτωση της τεχνικής PD-PWM, με τη διαφορά ότι πετύχαμε $THD_i = 6.83\%$ (πειραματική διάταξη). Το φάσμα του ρεύματος εισόδου της PD-PWM είναι πιο ξεκάθαρο από αυτό της PS-PWM, από την άποψη ότι φαίνεται καθαρά η αρμονική στη συχνότητα φορέων (50^{th} τάξη) που προβλέπει και η θεωρία του 2^{ου} κεφαλαίου. Αντίστοιχα, οι πλευρικές αρμονικές στο φάσμα της PS-PWM (67^{th} και 69^{th} τάξη) που προβλέπει η θεωρία γύρω από τη φαινομένη συχνότητα (68^{th} τάξης) υπάρχουν αλλά είναι πολύ μικρού πλάτους, συγκρίσιμου έως και μικρότερου από αυτό των αρμονικών χαμηλής τάξης (το οποίο είναι ούτως ή άλλως μικρό). Οι αρμονικές χαμηλής τάξης που διακρίνονται στα φάσματα και των δύο τεχνικών οφείλονται κατά κύριο λόγο στο ότι η συχνότητα των φορέων είναι συγκρίσιμη με τη συχνότητα δειγματοληψίας του επεξεργαστή. Βέβαια, η τελευταία περιορίζεται από τον υπολογιστικό φόρτο του προγράμματος ελέγχου και τις δυνατότητες του ψηφιακού επεξεργαστή. Πάντως, από τις προσομοιώσεις επιβεβαιώθηκε, όπως αναμενόταν, ότι περαιτέρω μείωση της συχνότητας

δειγματοληψίας (πχ $50\mu s$) είχε ως αποτέλεσμα αισθητή μείωση του THD_i , δηλαδή ακόμα πιο καθαρό ημιτονοειδές ρεύμα εισόδου. Η αξιοσημείωτη διαφορά ανάμεσα στις δύο τεχνικές έχει να κάνει με το πλήθος των μεταβάσεων των διακοπτικών στοιχείων, το οποίο όπως διαπιστώθηκε είναι αρκετά αυξημένο για την PD-PWM σε σχέση με αυτό της PS-PWM. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι ενώ το σύστημα με την τεχνική PS-PWM λειτουργεί ομαλά παράγοντας δύο ξεχωριστά σήματα διαμόρφωσης για κάθε βαθμίδα, εντούτοις στην περίπτωση του συστήματος με την PD-PWM έπρεπε να προβούμε σε τροποποίηση του τμήματος διαμόρφωσης για να είναι δυνατή η λειτουργία υπό μη συμμετρικές συνθήκες (το τμήμα αυτό εν τέλει εκτελείται και στη μόνιμη κατάσταση αφού οι συνεχείς τάσεις δεν είναι απολύτως σταθερές αλλά παρουσιάζουν κάποια κυμάτωση). Ειδικότερα, η τροποποιημένη τεχνική PD-PWM στα μεσαία επίπεδα τάσης επιλέγει διακοπτικές καταστάσεις με μία ακανόνιστη συχνότητα, με αποκλειστικό γνώμονα την επίτευξη της σύγκλισης των συνεχών τάσεων εξόδου στις ανά περίπτωση επιθυμητές τιμές τους. Έτσι, οι μεταβάσεις των διακοπτικών στοιχείων της τεχνικής PD-PWM προέκυψαν τελικά αρκετά περισσότερες από αυτές της τεχνικής PS-PWM, που σημαίνει ότι για την επίτευξη παραπλήσιων στόχων έχουμε μεγαλύτερες διακοπτικές απώλειες ισχύος.

Ακόμη, διαπιστώθηκε ότι ο ελεγκτής, και με τις δύο τεχνικές, ανταποκρίθηκε επιτυχώς σε μία σειρά από μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας, όπως βηματικές αλλαγές των επιθυμητών τιμών των συνεχών τάσεων, βηματική αλλαγή του φορτίου μίας βαθμίδας, λειτουργία με χωρητικό και επαγωγικό συντελεστή ισχύος εισόδου αλλά και βύθιση της τάσης του δικτύου. Δηλαδή, το σύστημα του LQR ελεγκτή εξασφαλίζει τη λειτουργία της διάταξης και υπό μη συμμετρικές συνθήκες στις βαθμίδες, ενώ σε τελική ανάλυση είναι δυνατός ο πλήρης έλεγχος της ενεργού & αέργου ισχύος εισόδου της διάταξης. Το αποτέλεσμα αυτό είναι σημαντικό, διότι ανατρέχοντας στη διεθνή βιβλιογραφία, όπως είδαμε στο 3^ο κεφάλαιο, σπάνια θα συναντήσουμε σε κάποια αναφορά τη λειτουργία της μονοφασικής ανορθωτικής διάταξης CHB με διαφορετικές τάσεις ανά βαθμίδα, πόσο μάλλον με χωρητικό – επαγωγικό ΣΙ εισόδου (η τελευταία λειτουργία συναντάται κυρίως μόνο σε STATCOM υλοποιημένα με μετατροπείς CHB).

Αξίζει να επισημανθεί ότι σε κάποιες περιπτώσεις προέκυψε ρεύμα εισόδου ελαφρώς πιο παραμορφωμένο από αυτό της μόνιμης κατάστασης. Αυτό οφείλεται τόσο στο σχετικά περιορισμένο εύρος λειτουργίας του γραμμικού LQR ελεγκτή, αλλά ιδίως στο ότι οι βαθμίδες λειτούργησαν έστω και οριακά στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης σε κάποιες περιπτώσεις. Επιπρόσθετα, πρέπει να υπενθυμίσουμε ότι η επίδραση της κάθε τεχνικής διαμόρφωσης στο φάσμα του ρεύματος εισόδου, που προβλέπει η θεωρία, αφορά την περίπτωση καθαρά ίσων και σταθερών συνεχών τάσεων των βαθμίδων κάτι που δεν εξασφαλίζεται απολύτως στη μόνιμη κατάσταση, πόσο μάλλον σε μεταβατική κατάσταση με διαφορετικές τάσεις ανά βαθμίδα.

Από την άλλη πλευρά, κατά τη βηματική αλλαγή των επιθυμητών τιμών των τάσεων διαπιστώθηκε ότι στην περίπτωση του συστήματος με την τεχνική PD-PWM οι συνεχείς τάσεις παρουσίασαν ελαφρώς πιο γρήγορες μεταβατικές αποκρίσεις, εάν κρίνει κανείς από τους αντίστοιχους χρόνους καθόδου και ανόδου. Η συμπεριφορά αυτή έχει να κάνει μεταξύ άλλων με τον πρακτικά υστερητικό τρόπο λειτουργίας της τροποποιημένης τεχνικής PD-PWM (εάν συνθήκη τότε εντολή), η οποία επεμβαίνοντας στο τμήμα διαμόρφωσης και επιλέγοντας άμεσα διακοπτικές καταστάσεις με αποκλειστικό στόχο τη σύγκλιση των τάσεων συνέβαλε στη γρηγορότερη δυναμική απόκρισή τους.

Βέβαια, το τίμημα ήταν ότι κατά τη μεταβατική μεταβολή μίας τάσης, η άλλη τάση επηρεαζόταν ως ένα βαθμό παρουσιάζοντας κάποια βύθιση ή υπερύψωση, φαινόμενο που δεν παρατηρήθηκε στην περίπτωση της τεχνικής PS-PWM όπου πρακτικά επετεύχθη αποσύζευξη των βαθμίδων.

Ακόμη, κατά τη βηματική αλλαγή του φορτίου μίας βαθμίδας διαπιστώθηκε ότι οι συνεχείς τάσεις στην περίπτωση της τεχνικής PD-PWM δε μεταβλήθηκαν σχεδόν καθόλου μεταβατικά, σε αντίθεση με την περίπτωση της τεχνικής PS-PWM όπου παρατηρήσαμε μικρές βυθίσεις – υπερυψώσεις. Και στην περίπτωση αυτή φαίνεται η επίδραση του υστερητικού τρόπου λειτουργίας της τροποποιημένης τεχνικής PD-PWM. Ωστόσο, σημειώνεται ότι κατά τη μεταβατική λειτουργία υπό χωρητικό – επαγωγικό ΣΙ εισόδου αλλά και κατά τη μεταβατική λειτουργία της βύθισης της τάσης του δικτύου, οι συνεχείς τάσεις στην περίπτωση της τεχνικής PS-PWM παρουσίασαν ελαφρώς γρηγορότερη δυναμική απόκριση.

Πάντως, ανεξαρτήτως των αποτελεσμάτων, πρέπει να σημειώσουμε ότι το σύστημα του LQR ελεγκτή με την τεχνική PS-PWM είναι θεμελιωμένο από πλευράς θεωρίας αυτομάτου ελέγχου και τεχνικών διαμόρφωσης εύρους παλμών, με ό, τι αυτό συνεπάγεται για το ζήτημα της ευσταθούς λειτουργίας της διάταξης γύρω από ένα περιορισμένο εύρος λειτουργίας. Εν αντιθέσει, δεν μπορούμε να ισχυριστούμε το ίδιο και για την περίπτωση του συστήματος με την τεχνική PD-PWM αφού οι επιπρόσθετες τροποποιήσεις δεν εγγυώνται πλέον, μαθηματικά τουλάχιστον, την ευστάθεια γενικότερα.

Συνεκτιμώντας όλες τις παραπάνω παρατηρήσεις, συμπεραίνουμε ότι για τον LQR έλεγχο της μονοφασικής ανορθωτικής διάταξης CHB είναι καταλληλότερη η τεχνική PS-PWM, μεταξύ άλλων κυρίως λόγω του εγγενούς χαρακτηριστικού της να επιτυγχάνει τετραπλάσια φαινομένη διακοπτική συχνότητα σε σχέση με τη συχνότητα των φορέων, αλλά και επειδή το πλήθος των μεταβάσεων των διακοπτικών στοιχείων για την επίτευξη παραπλήσιων στόχων προέκυψε μικρότερο από αυτό της PD-PWM. Η ελαφρώς καλύτερη δυναμική απόκριση των τάσεων της PD-PWM δεν είναι καθοριστικής σημασίας, αφού η βηματική αλλαγή των τάσεων δεν είναι και από τις πιο συχνές λειτουργικές καταστάσεις μίας ανορθωτικής διάταξης CHB. Η παραπάνω διαπίστωση για την υπεροχή της τεχνικής PS-PWM επαληθεύεται και από το γεγονός ότι η ίδια είναι μέχρι σήμερα πρακτικά η μοναδική εμπορικά εφαρμοσμένη τεχνική διαμόρφωσης για την περίπτωση των μετατροπέων CHB, μονοφασικών και τριφασικών.

Σε κάθε περίπτωση, πρέπει πάντως να υπενθυμίσουμε ότι χρησιμοποιήσαμε ένα γραμμικό ελεγκτή για τον έλεγχο σε κλειστό βρόχο της διάταξης, γεγονός που συνεπάγεται ότι τα κέρδη του ελεγκτή έχουν υπολογιστεί να δίνουν βέλτιστες αποκρίσεις για το σημείο ισορροπίας της μόνιμης κατάστασης, ενώ παύουν να έχουν απόλυτη ισχύ όταν κινούμαστε μακριά από αυτό. Αναμφισβήτητα, όμως, τόσο η σθεναρότητα που εισάγει η ολοκληρωτική δράση όσο και το εγγενές υψηλό περιθώριο φάσης που έχει από τη φύση του ο LQR ελεγκτής εξασφαλίζουν τελικά τη δυνατότητα λειτουργίας της διάταξης και σε ένα μικρό εύρος γύρω από το σημείο ισορροπίας. Το τελευταίο, βέβαια, κατέστη σαφές και από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης και της πειραματικής διάταξης. Τέλος, πρέπει να υπενθυμίσουμε ότι πρόκειται για πολυμεταβλητό ελεγκτή ανατροφοδότησης κατάστασης, η σχεδίαση του οποίου γίνεται ενιαία για όλο το σύστημα, δηλαδή ταυτόχρονα για όλους τους βρόχους του συστήματος μαζί. Ο κλασικός γραμμικός έλεγχος αντίθετα στηρίζεται στη σειριακή σχεδίαση των

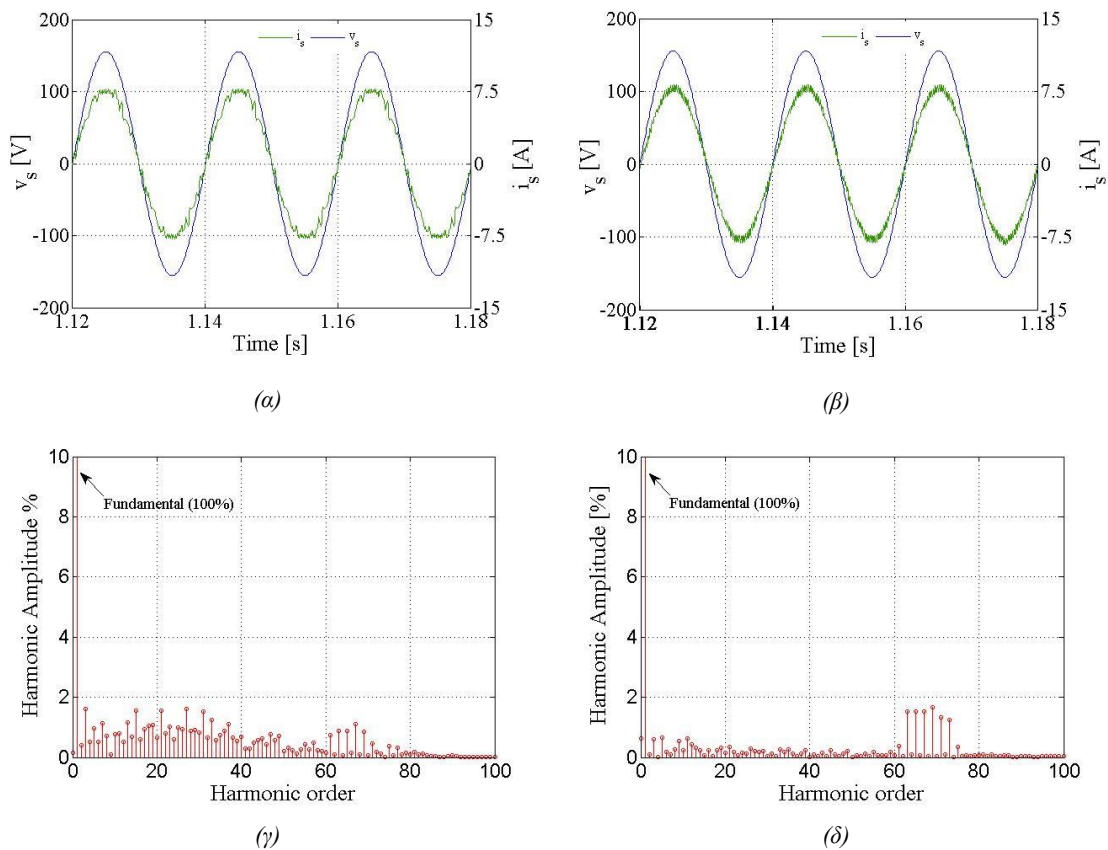
βρόχων ελέγχου έναν προς ένα (πχ διαδοχικοί PI ελεγκτές), θεωρώντας κάθε φορά μία είσοδο και μία έξοδο. Προφανώς, μία τέτοια προσέγγιση δεν εξασφαλίζει την ευστάθεια του συνολικού συστήματος, επειδή η σχεδίαση και το κλείσιμο κάθε νέου βρόχου μπορεί να χαλάσει αυτό που σχεδιάστηκε με τους προηγούμενους βρόχους. Ακόμη, ένα σημαντικό χαρακτηριστικό του LQR ελεγκτή που δε συναντάμε στα κλασικά σχήματα PI είναι η επιπρόσθετη δυνατότητα άμεσης ρύθμισης του διανύσματος εισόδων ελέγχου u μέσω της μήτρας βαρύτητας R .

7.2 Προτάσεις για μελλοντική έρευνα

Με την ολοκλήρωση της παρούσας εργασίας προέκυψαν οι παρακάτω προτάσεις για μελλοντική έρευνα:

- **Σχεδίαση εκτιμητή ρεύματος φορτίου για κάθε βαθμίδα:** Για τη λειτουργία του LQR ελεγκτή, όπως είδαμε, χρειάζεται να μετράμε το ρεύμα και την τάση εισόδου του δικτύου, αλλά και τις συνεχείς τάσεις και τα ρεύματα των φορτίων των βαθμίδων. Προκειμένου να περιοριστεί το κόστος και η πολυπλοκότητα της πειραματικής διάταξης, είναι δυνατόν να σχεδιαστεί κατάλληλος εκτιμητής Luenberger ρεύματος φορτίου ανά βαθμίδα [10].
- **Τροποποίηση τεχνικής PS-PWM για βέλτιστη εξάλειψη αρμονικών σε περίπτωση διαφορετικών συνεχών τάσεων εξόδου:** Η τεχνική PS-PWM, όπως παρουσιάστηκε στο 2^ο κεφάλαιο, επιτυγχάνει βέλτιστη εξάλειψη αρμονικών εισάγοντας κατάλληλη φασική ολίσθηση μεταξύ των τριγωνικών σημάτων φορέα. Η θεωρία αυτή, βέβαια, έχει απόλυτη ισχύ μόνο στην περίπτωση των ίσων συνεχών τάσεων εξόδου. Είναι δυνατόν, στη βάση της διεθνούς βιβλιογραφίας (πχ [47]) να αναζητηθεί κατάλληλη τροποποίηση που να επιτυγχάνει βέλτιστη εξάλειψη των αρμονικών και σε περίπτωση διαφορετικών τάσεων.
- **Διερεύνηση της επίδρασης ρύθμισης της διαφοράς $v_{dc,diff}^*$ της τεχνικής PD-PWM στις διακοπτικές απώλειες ισχύος:** Στην παράγραφο 5.6.3 ορίσαμε τη διαφορά $v_{dc,diff}^*$ αυστηρά μέσω της σχέσης (5.114). Εκ των αποτελεσμάτων του 6^{ου} κεφαλαίου διαπιστώσαμε ότι οι τάσεις παρουσιάζουν ταχύτερες δυναμικές αποκρίσεις και πρακτικά δε μεταβάλλονται σε αλλαγές φορτίου, αλλά οι διακοπτικές απώλειες ισχύος είναι αυξημένες. Ενδεχομένως, σχετική χαλάρωση της διαφοράς $v_{dc,diff}^*$ θα οδηγήσει σε ελαφρώς μειωμένες διακοπτικές μεταβάσεις των στοιχείων, με το τίμημα βέβαια ότι θα παρουσιαστεί μικρό μόνιμο σφάλμα στις τάσεις εξόδου. Θα μπορούσε να διερευνηθεί η επίδραση αυτή της ρύθμισης του ορίου $v_{dc,diff}^*$ πάνω στις διακοπτικές απώλειες ισχύος, σε σημείο βέβαια που να οδηγεί σε ανεκτά σφάλματα των τάσεων.
- **Χρήση μονάδας PWM του dSPACE για την παραγωγή των παλμών των διακοπτικών στοιχείων με την τεχνική PS-PWM:** Στην παρούσα εργασία, η παραγωγή των τριγωνικών σημάτων φορέα της τεχνικής PS-PWM έγινε εξ ολοκλήρου στο Simulink. Συγκεκριμένα, χρησιμοποιήσαμε μία γεννήτρια τετραγωνικού παλμού της βιβλιοθήκης του Simulink, κι έπειτα εφαρμόζοντας χρονική ολοκλήρωση και προσθήκη της εκάστοτε φασικής ολίσθησης

παρήγαμε τα δύο τριγωνικά σήματα φορέα. Τελικά, φορτώνοντας το πρόγραμμα ελέγχου στον dSPACE, η παραπάνω διαδικασία έπρεπε να γίνεται πλέον σε πραγματικό χρόνο αυξάνοντας έτσι σημαντικά τον υπολογιστικό φόρτο του επεξεργαστή. Εναλλακτικά, ο τελευταίος διαθέτει ξεχωριστές μονάδες PWM που συγκρίνουν ένα εξωτερικό σήμα εισόδου με ένα εσωτερικό μετρητή – τριγωνικό σήμα, και παράγουν παλμούς διαμορφωμένους κατά PWM. Θα μπορούσε να διερευνηθεί η χρήση τέτοιων μονάδων για την περαιτέρω μείωση της συχνότητας δειγματοληψίας, γεγονός που θα μπορούσε να οδηγήσει σε συνακόλουθη μείωση του THD_i του ρεύματος εισόδου. Για παράδειγμα, στο σχήμα 7.1(β) φαίνεται το ρεύμα εισόδου που παράγεται στην προσομοίωση για τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (τεχνική PS-PWM), εάν η συχνότητα δειγματοληψίας μειωθεί στα $25\mu s$, διατηρώντας ακριβώς τις ίδιες ρυθμίσεις του ελεγκτή, σε αντιπαράβολή με το ρεύμα εισόδου του σχήματος 7.1(α) για συχνότητα $100\mu s$. Τα αντίστοιχα φάσματα φαίνονται στα σχήματα 7.1(δ),(γ). Όπως παρατηρεί κανείς, οι αρμονικές χαμηλής τάξης έχουν περιοριστεί σε πολύ μεγαλύτερο βαθμό, οπότε φαίνονται πλέον ξεκάθαρα οι κυριαρχούσες ανώτερες αρμονικές λόγω διακοπτικής φύσης. Μάλιστα, το THD_i μειώνεται από 6.46% στο 3.87%.



Σχήμα 7.1: Ρεύμα εισόδου – φάσμα ρεύματος εισόδου στη MK, με τεχνική PS-PWM (αποτέλεσμα προσομοίωσης) για συχνότητα δειγματοληψίας (α),(γ) $100\mu s$, (β),(δ) $25\mu s$

- **Σχεδίαση γραμμικού τετραγωνικού γκαουσιανού ελεγκτή:** Στη σχεδίαση του LQR ελεγκτή της παρούσας εργασίας δεν ελήφθη υπόψη ο θόρυβος που είναι δυνατόν να συνοδεύει τις

μετρούμενες μεταβλητές, αλλά και γενικότερα άλλες τυχαίες διαταραχές του συστήματος. Στις περιπτώσεις αυτές η κατάσταση x δεν είναι επακριβώς μετρήσιμη ή διαθέσιμη για χρήση στον ελεγκτή ανατροφοδότησης. Στην περίπτωση αυτή, θα μπορούσε να διερευνηθεί η σχεδίαση κατάλληλου γραμμικού τετραγωνικού γκαουσιανού ελεγκτή (Linear Quadratic Gaussian – LQG [75]), ο οποίος αποτελεί επέκταση του LQR ελεγκτή στην περίπτωση των стоχαστικών συστημάτων. Ο LQG ελεγκτής πρακτικά χρησιμοποιεί ένα βέλτιστο εκτιμητή (φίλτρο Kalman [75],[76]) ο οποίος παράγει μία κατάλληλη εκτίμηση της κατάστασης x με βάση τις διαθέσιμες μετρήσεις y .

- **Σχεδίαση σθεναρού γραμμικού τετραγωνικού ελεγκτή:** Ο LQR ελεγκτής της παρούσας εργασίας εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από το επαυξημένο μοντέλο ασθενούς σήματος της διάταξης. Ειδικότερα, είναι άρρηκτα συνδεδεμένος με τις παραμέτρους των διαφόρων κυκλωματικών στοιχείων, δεδομένου ότι αυτές υπεισέρχονται στις μήτρες A_a, B_a . Έτσι, ενδεχόμενη μεταβολή με την πάροδο του χρόνου κάποιων παραμέτρων των πραγματικών κυκλωματικών στοιχείων (πχ χωρητικότητες εξόδου ή αυτεπαγωγή εισόδου) οδηγεί σε απόκλιση με τις αντίστοιχες τιμές του μοντέλου, και ως εκ τούτου δεν εξασφαλίζεται πλέον η ευσταθής λειτουργία του συστήματος. Στην περίπτωση αυτή, θα μπορούσε να διερευνηθεί η σχεδίαση κατάλληλου σθεναρού γραμμικού τετραγωνικού ελεγκτή (Robust LQR [76]). Ο ελεγκτής αυτός είναι δυνατόν να εξασφαλίζει ευσταθή λειτουργία ακόμα και εάν υπάρχει απόκλιση, εντός προδιαγεγραμμένων ορίων, συγκεκριμένων παραμέτρων του μοντέλου.
- **Εξέταση διαφορετικής τεχνικής διαμόρφωσης παλμών:** Αντί των τεχνικών PS-PWM, PD-PWM, είναι δυνατόν να διερευνηθεί η χρήση κάποιας άλλης τεχνικής διαμόρφωσης (από αυτές που παρουσιάσαμε στο 2^ο κεφάλαιο) στο σύστημα του LQR ελεγκτή, και να εξεταστεί κατά πόσο ενδεχομένως βελτιώνει το αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος εισόδου.
- **Συγκριτική παρουσίαση σχήματος LQR ελεγκτή με σχήματα διαδοχικών ελεγκτών, καθώς και μη γραμμικών ελεγκτών:** Το παρόν σχήμα του LQR ελεγκτή θα μπορούσε να συγκριθεί με τα σχήματα των διαδοχικών ελεγκτών σε στρεφόμενο ή μη πλαίσιο που παρουσιάστηκαν στο 3^ο κεφάλαιο, καθώς και με σχήματα μη γραμμικών ελεγκτών (προβλεπτικός έλεγχος [10],[87], έλεγχος ολίσθησης επί επιφανείας [89], κλπ). Έτσι, θα μπορούσαν να εξαχθούν συμπεράσματα για τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα του κάθε σχήματος.
- **Επανασχεδιασμός LQR ελεγκτή για τον έλεγχο της τριφασικής διακοπτικής ανορθωτικής διάταξης CHB:** Μία ενδιαφέρουσα επέκταση θα ήταν ο επανασχεδιασμός του LQR ελεγκτή για την τριφασική διάταξη CHB, με σκοπό τη χρήση της σε εφαρμογές όπως είναι τα STATCOMs, τα ενεργά φίλτρα, η οδήγηση ηλεκτρικών οχημάτων, τα συστήματα BESS, κλπ (1^ο κεφάλαιο).

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α: ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΣ ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΜΟΣ ΑΜ – DQ

Σε τριφασικές εφαρμογές μετατροπέων ισχύος υπάρχει ο γνωστός μετασχηματισμός Park [62] που μετασχηματίζει ένα τριφασικό σύστημα ημιτονοειδών τάσεων, ρευμάτων ή άλλων μεγεθών από το στατό πλαίσιο αναφοράς σε ένα σύστημα συντεταγμένων στο ορθογώνιο πλαίσιο του ευθύ (d – direct) και εγκάρσιου άξονα (q – quadratic), το οποίο επιλέγεται να περιστρέφεται ως επί το πλείστον με τη συχνότητα του δικτύου ω (σύγχρονο πλαίσιο). Εφαρμόζοντας το μετασχηματισμό αυτό σε ένα τριφασικό σύστημα ημιτονοειδών μεταβλητών μπορούμε να μετατρέψουμε το σημείο λειτουργίας μόνιμης ημιτονοειδούς κατάστασης σε σημείο λειτουργίας ΣΡ, αφού οι μετασχηματισμένες μεταβλητές στο περιστρεφόμενο πλαίσιο dq είναι πλέον σταθερές ως προς το χρόνο. Έτσι, είναι δυνατό να σχεδιάσουμε ΠΙ ελεγκτές ή γραμμικούς ελεγκτές ανατροφοδότησης κατάστασης απευθείας στο πλαίσιο dq που να εξαλείφουν έμμεσα μόνιμα σφάλματα στη θεμελιώδη συχνότητα. Ως εκ τούτου, ρυθμίζοντας άμεσα τις dq συνιστώσες, επιτυγχάνουμε την έμμεση ρύθμιση των πραγματικών τριφασικών ημιτονοειδών συνιστωσών. Ωστόσο, σε μονοφασικές εφαρμογές μετατροπέων ισχύος τίθεται το πρόβλημα του μετασχηματισμού ενός μονοφασικού ημιτονοειδούς μεγέθους σε δύο συνιστώσες d, q του πλαισίου dq . Μεταξύ άλλων, η πιο διαδεδομένη τεχνική είναι να θεωρήσουμε μία φανταστική μεταβλητή (συνιστώσα m) ορθογώνια στην αρχική (συνιστώσα a), με καθυστέρηση 90° της θεμελιώδους περιόδου T (δηλαδή $T/4$), και έπειτα να μετασχηματίσουμε το υποθετικό αυτό διφασικό σύστημα στο πλαίσιο dq . Ανάλογα με τις εκάστοτε θεωρήσεις έχουν προταθεί διάφοροι μονοφασικοί μετασχηματισμοί $am-dq$, ένας εκ των οποίων χρησιμοποιείται και στην παρούσα εργασία. Θεωρούμε την πραγματική μεταβλητή

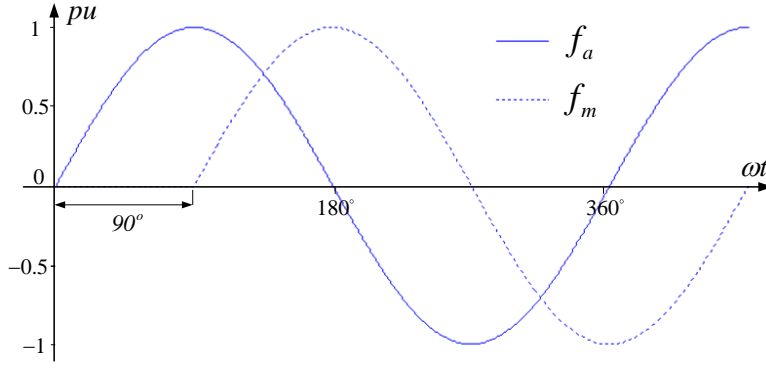
$$f_a(t) = f_M \sin(\omega t + \varphi) \quad (\text{A.1})$$

η οποία θα μπορούσε να παριστάνει κάποια τάση, κάποιο ρεύμα, ή κάποια άλλη ποσότητα που μεταβάλλεται ημιτονοειδώς στην εκάστοτε μονοφασική εφαρμογή. Η αντίστοιχη φανταστική μεταβλητή f_m παρουσιάζει καθυστέρηση $1/4$ της περιόδου T (είναι $\omega = 2\pi/T$) ως προς την f_a :

$$f_m(t) = f_M \sin\left[\omega\left(t - \frac{T}{4}\right) + \varphi\right] = f_M \sin\left(\omega t - \omega\frac{T}{4} + \varphi\right) = f_M \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2} + \varphi\right) \Leftrightarrow$$

$$f_m(t) = -f_M \cos(\omega t + \varphi) \quad (\text{A.2})$$

Στο σχήμα Α.1 φαίνεται η σχέση ανάμεσα στην πραγματική και φανταστική μεταβλητή f_a και f_m . Ο μονοφασικός μετασχηματισμός $am-dq$ που χρησιμοποιούμε στην παρούσα εργασία, και ο οποίος όπως θα δείξουμε παρακάτω μετασχηματίζει πράγματι το σύστημα των f_a, f_m σε ένα σύστημα σταθερών ως προς το χρόνο ΣΡ μεταβλητών, δίνεται από τον παρακάτω πίνακα:



Σχήμα A1: Σχέση ανάμεσα στην πραγματική & φανταστική μεταβλητή f_a και f_m

$$T = \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ \cos \omega t & \sin \omega t \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Ο αντίστροφος μετασχηματισμός, ο οποίος μετασχηματίζει το σύστημα των σταθερών ως προς το χρόνο ΣΡ μεταβλητών πίσω στο σύστημα των f_a , f_m , δίνεται από τον παρακάτω πίνακα:

$$T^{-1} = T^T = \begin{bmatrix} \sin \omega t & \cos \omega t \\ -\cos \omega t & \sin \omega t \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

Θα αποδείξουμε πρώτα τον ευθύ μετασχηματισμό (A.1). Συμβολίζοντας τις μετασχηματισμένες μεταβλητές ως f_d , f_q , έχουμε:

$$\begin{aligned} \mathbf{f}_{dq} &= \mathbf{T} \cdot \mathbf{f}_{am} \Leftrightarrow \\ \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ \cos \omega t & \sin \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_m(t) \end{bmatrix} \Leftrightarrow \\ \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sin \omega t \{f_M \sin(\omega t + \varphi)\} - \cos \omega t \{-f_M \cos(\omega t + \varphi)\} \\ \cos \omega t \{f_M \sin(\omega t + \varphi)\} + \sin \omega t \{-f_M \cos(\omega t + \varphi)\} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \\ \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} &= f_M \begin{bmatrix} \sin \omega t \sin(\omega t + \varphi) + \cos \omega t \cos(\omega t + \varphi) \\ \cos \omega t \sin(\omega t + \varphi) - \sin \omega t \cos(\omega t + \varphi) \end{bmatrix} \Leftrightarrow \\ \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} &= f_M \begin{bmatrix} \cos(\{\omega t + \varphi\} - \omega t) \\ \sin(\{\omega t + \varphi\} - \omega t) \end{bmatrix} \Leftrightarrow \\ \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} f_M \cos \varphi \\ f_M \sin \varphi \end{bmatrix} \quad (\text{A.5}) \end{aligned}$$

Πράγματι, από την (A.5) παρατηρούμε ότι οι μετασχηματισμένες μεταβλητές f_d , f_q δε μεταβάλλονται με το χρόνο. Στην περίπτωση όπου $\varphi = 0^\circ$, αξίζει να σημειωθεί ότι η (A.5) γίνεται:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_M \\ 0 \end{bmatrix}$$

Θα αποδείξουμε τώρα τον αντίστροφο μετασχηματισμό (A.4):

$$\mathbf{f}_{am} = \mathbf{T}^{-1} \cdot \mathbf{f}_{dq} \Leftrightarrow$$

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_m(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sin \omega t & \cos \omega t \\ -\cos \omega t & \sin \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \Leftrightarrow \\
\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_m(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sin \omega t \{f_M \cos \varphi\} + \cos \omega t \{f_M \sin \varphi\} \\ -\cos \omega t \{f_M \cos \varphi\} + \sin \omega t \{f_M \sin \varphi\} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \\
\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_m(t) \end{bmatrix} &= f_M \begin{bmatrix} \sin \omega t \cos \varphi + \cos \omega t \sin \varphi \\ -\cos \omega t \cos \varphi + \sin \omega t \sin \varphi \end{bmatrix} \Leftrightarrow \\
\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_m(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} f_M \sin(\omega t + \varphi) \\ -f_M \cos(\omega t + \varphi) \end{bmatrix} \tag{A.6}
\end{aligned}$$

Πράγματι, από την (A.6) παρατηρούμε ότι εφαρμόζοντας τον αντίστροφο μετασχηματισμό επιστρέψαμε πίσω στο σύστημα των μεταβλητών f_a, f_m .

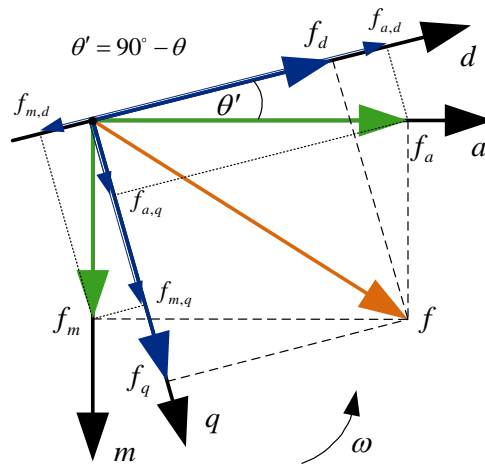
Θεωρώντας ως πραγματικό άξονα τον άξονα της πραγματικής μεταβλητής a , ο άξονας της φανταστικής μεταβλητής m βρίσκεται αντιδιαμετρικά του φανταστικού άξονα. Το πλαίσιο dq περιστρέφεται με τη συχνότητα του δικτύου ω . Στην περίπτωση όπου $\varphi = 0^\circ$, η διάταξη του πλαισίου dq ως προς το στατό πλαίσιο am , βάσει του μετασχηματισμού (A.3), φαίνεται στο σχήμα A.2. Προκειμένου να λάβουμε το μετασχηματισμό (A.3), το πλαίσιο dq στρέφεται κατά γωνία $\theta - 90^\circ$ ως προς το στατό πλαίσιο am , όπου $\theta = \int \omega dt = \omega t$. Το τελευταίο επιβεβαιώνεται και ως εξής:

$$\begin{aligned}
f_d + jf_q &= e^{-j(\theta - 90^\circ)} (f_a + jf_m) \Leftrightarrow \\
f_d + jf_q &= (\cos\{90^\circ - \theta\} + j \sin\{90^\circ - \theta\}) (f_a + jf_m) \Leftrightarrow \\
f_d + jf_q &= (\sin \theta + j \cos \theta) (f_a + jf_m) \Leftrightarrow \\
f_d + jf_q &= (f_a \sin \theta - f_m \cos \theta) + j(f_a \cos \theta + f_m \sin \theta) \tag{A.7}
\end{aligned}$$

που συμφωνεί με την (A.3). Στο σχήμα αυτό φαίνεται πως θα μπορούσε να εξαχθεί και γεωμετρικά ο μετασχηματισμός υπολογίζοντας τις προβολές των f_a, f_m πάνω στους άξονες $d-q$, και λαμβάνοντας έτσι τις συνιστώσες f_d, f_q . Από το σχήμα (A.2) επιβεβαιώνεται και γεωμετρικά ότι:

$$\begin{aligned}
f_d &= f_{a,d} - f_{m,d} = f_a \cos(90^\circ - \theta) - f_m \cos \theta = f_a \sin \theta - f_m \cos \theta \\
f_q &= f_{a,q} + f_{m,q} = f_a \cos \theta + f_m \cos(90^\circ - \theta) = f_a \cos \theta + f_m \sin \theta
\end{aligned}$$

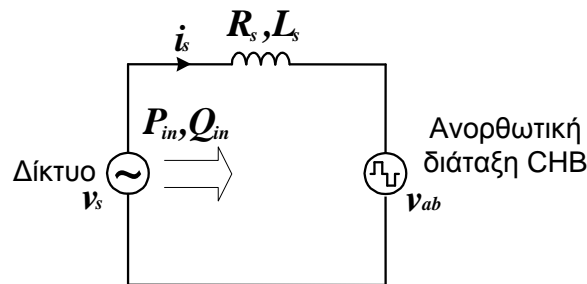
Οι παραπάνω σχέσεις είναι απολύτως συμβατές με το μετασχηματισμό (A.3). Όμοια, μπορούμε να επιβεβαιώσουμε τον αντίστροφο μετασχηματισμό (A.4).



Σχήμα Α2: Πλαίσια am, dq για το μονοφασικό μετασχηματισμό $am - dq$

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β: ΕΛΕΓΧΟΣ ΕΝΕΡΓΟΥ & ΑΕΡΓΟΥ ΙΣΧΥΟΣ ΣΤΟ ΣΤΡΕΦΟΜΕΝΟ ΠΛΑΙΣΙΟ ΑΝΑΦΟΡΑΣ DQ

Το πλεονέκτημα του μετασχηματισμού του ρεύματος εισόδου i_s στις ΣΡ συνιστώσες του i_{sd}, i_{sq} είναι ότι μέσω της αποσύζευξης αυτής είναι δυνατός ο ξεχωριστός έμμεσος έλεγχος της ενεργού και άεργου ισχύος εισόδου σε μία ανορθωτική διάταξη CHB. Θα δείξουμε ότι μέσω της συνιστώσας i_{sd} ελέγχεται έμμεσα η ενεργός ισχύς εισόδου, ενώ μέσω της συνιστώσας i_{sq} ελέγχεται έμμεσα η άεργος ισχύς εισόδου της διάταξης κι επομένως και η φασική απόκλιση ανάμεσα στο ρεύμα εισόδου και στην τάση εισόδου του δικτύου. Επομένως, είναι δυνατός ο πλήρης έλεγχος του συντελεστή ισχύος (ΣΙ) εισόδου.



Σχήμα Β.1: Απλοποιημένο κύκλωμα ανορθωτικής διάταξης CHB που συνδέεται σε δίκτυο EP

Αναφερόμαστε στο απλοποιημένο κύκλωμα του σχήματος Β.1, όπου η ανορθωτική διάταξη CHB παριστάνεται με μία πηγή τάσης v_{ab} που συνδέεται στο δίκτυο τάσης v_s και συχνότητας ω . Για λειτουργία ανόρθωσης το ρεύμα εισόδου i_s έχει τη φορά του σχήματος Β.1, δηλαδή θετική ενεργός ισχύς P_{in} ρέει από το δίκτυο στην ανορθωτική διάταξη. Συμβολίζοντας ως $\tilde{V}_s = V_{s,rms} \angle 0^\circ$, $\tilde{V}_{ab,1} = V_{ab,1,rms} \angle -\delta$, $\tilde{I}_{s,1} = I_{s,1,rms} \angle \varphi_i$ τους φασιθέτες της τάσης εισόδου του δικτύου, της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εισόδου της ανορθωτικής διάταξης v_{ab} και του ρεύματος εισόδου i_s αντίστοιχα, από το νόμο τάσεων του Kirchhoff έχουμε ότι ($X_s = \omega L_s$):

$$\tilde{V}_s = \tilde{V}_{ab,1} + j\omega L_s \tilde{I}_{s,1}$$

Αποδεικνύεται [18],[19] ότι η ενεργός ισχύς στην είσοδο δίνεται από τη σχέση

$$P_{in} = \frac{V_{s,rms} V_{ab,1,rms} \sin \delta}{\omega L_s}$$

από την οποία φαίνεται ότι όταν $\delta > 0$, δηλαδή όταν η $\tilde{V}_{ab,1}$ επιπορεύεται της \tilde{V}_s κατά γωνία δ , ενεργός ισχύς $P_{in} > 0$ μεταφέρεται από το δίκτυο στην ανορθωτική διάταξη. Ακόμη, η άεργος ισχύς στην είσοδο δίνεται από τη σχέση [18],[19]

$$Q_{in} = \frac{V_{s,rms} (V_{s,rms} - V_{ab,1rms} \cos \delta)}{\omega L_s}$$

με βάση την οποία έχουμε τις εξής περιπτώσεις:

- $V_{s,rms} = V_{ab,1rms} \cos \delta$, οπότε η ανορθωτική διάταξη δεν καταναλώνει άεργο ισχύ ($Q_{in} = 0$), δηλαδή έχουμε λειτουργία με μοναδιαίο ΣΙ εισόδου,
- $V_{s,rms} > V_{ab,1rms} \cos \delta$, οπότε η ανορθωτική διάταξη καταναλώνει άεργο ισχύ ($Q_{in} > 0$), δηλαδή έχουμε λειτουργία με επαγωγικό ΣΙ εισόδου, και
- $V_{s,rms} < V_{ab,1rms} \cos \delta$, οπότε η ανορθωτική διάταξη παράγει άεργο ισχύ ($Q_{in} < 0$), δηλαδή έχουμε λειτουργία με χωρητικό ΣΙ εισόδου

Έχοντας ορίσει την ενεργό ισχύ εισόδου, την άεργο ισχύ εισόδου, καθώς και τη σύμβαση θετικής φοράς της τελευταίας, θα υπολογίσουμε τώρα τις αντίστοιχες σχέσεις υπολογισμού τους στο πλαίσιο dq . Είναι γνωστό ότι η φαινομένη ισχύς εισόδου του δικτύου, αν εξαιρέσουμε τη συνιστώσα ισχύος των ανώτερων αρμονικών ($\tilde{I}_s = \tilde{I}_{s,1}$), δίνεται από τη σχέση

$$\tilde{S}_{in} = \tilde{V}_s \tilde{I}_s^* \quad (\text{B.1})$$

όπου το * δηλώνει μιγαδικό συζυγή. Με βάση το παράρτημα Α μπορούμε να γράψουμε τις παρακάτω εκφράσεις:

$$i_{sd} = I_{s,p} \cos \varphi_{i_s} \quad (\text{B.2})$$

$$i_{sq} = I_{s,p} \sin \varphi_{i_s} \quad (\text{B.3})$$

όπου $I_{s,p}$ το πλάτος του ρεύματος εισόδου i_s . Ακόμη, για το φασιθέτη του ρεύματος εισόδου i_s έχουμε:

$$\tilde{I}_s = \frac{I_{s,p}}{\sqrt{2}} e^{j\varphi_{i_s}} = \frac{I_{s,p}}{\sqrt{2}} (\cos \varphi_{i_s} + j \sin \varphi_{i_s}) \quad (\text{B.4})$$

Λόγω των (B.2), (B.3), η (B.4) γράφεται:

$$\tilde{I}_s = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sd} + j i_{sq}) \quad (\text{B.5})$$

Όμοια, έχουμε βάσει του παραρτήματος Α:

$$v_{sd} = V_{s,p} \cos \varphi_{v_s} \quad (\text{B.6})$$

$$v_{sq} = V_{s,p} \sin \varphi_{v_s} \quad (\text{B.7})$$

όπου $V_{s,p}$ το πλάτος της τάσης εισόδου v_s . Ακόμη, για το φασιθέτη της τάσης εισόδου v_s έχουμε:

$$\tilde{V}_s = \frac{V_{s,p}}{\sqrt{2}} e^{j\varphi_{v_s}} = \frac{V_{s,p}}{\sqrt{2}} (\cos \varphi_{v_s} + j \sin \varphi_{v_s}) \quad (\text{B.8})$$

Λόγω των (B.6), (B.7), η (B.8) γράφεται:

$$\tilde{V}_s = \frac{1}{\sqrt{2}} (v_{sd} + j v_{sq}) \quad (\text{B.9})$$

Αντικαθιστώντας τώρα τις (B.5), (B.9) στην (B.1) έχουμε:

$$\begin{aligned}
S_{in} &= P_{in} + jQ_{in} = \frac{1}{\sqrt{2}}(v_{sd} + jv_{sq}) \frac{1}{\sqrt{2}}(i_{sd} - ji_{sq}) \Leftrightarrow \\
P_{in} + jQ_{in} &= \frac{1}{2}(v_{sd}i_{sd} - jv_{sd}i_{sq} + jv_{sq}i_{sd} + v_{sq}i_{sq}) \Leftrightarrow \\
P_{in} + jQ_{in} &= \frac{1}{2}(v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq}) + \frac{1}{2}(v_{sq}i_{sd} - v_{sd}i_{sq}) \quad (B.10)
\end{aligned}$$

Η τελευταία σχέση δίνει για την ενεργό και άεργο ισχύ εισόδου αντίστοιχα τις παρακάτω σχέσεις:

$$P_{in} = \frac{1}{2}(v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq}) \quad (B.11)$$

$$Q_{in} = \frac{1}{2}(v_{sq}i_{sd} - v_{sd}i_{sq}) \quad (B.12)$$

Θεωρώντας ως αναφορά τη γωνία της τάσης εισόδου του δικτύου, δηλαδή $\varphi_{v_s} = 0^\circ$, έπεται λόγω της (B.7) ότι $v_{sq} = 0$, οπότε οι σχέσεις (B.11), (B.12) λαμβάνουν την παρακάτω μορφή:

$$P_{in} = \frac{1}{2}v_{sd}i_{sd} \quad (B.13)$$

$$Q_{in} = -\frac{1}{2}v_{sd}i_{sq} \quad (B.14)$$

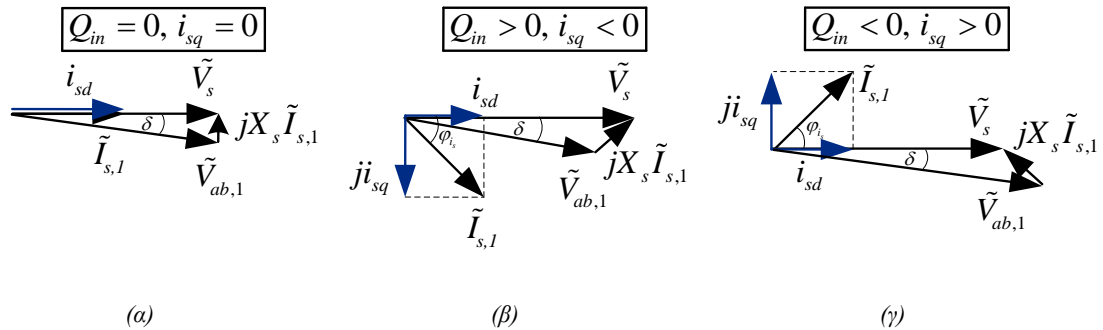
Από τις παραπάνω σχέσεις φαίνεται ότι η συνιστώσα i_{sd} πρακτικά ρυθμίζει την ενεργό ισχύ εισόδου, ενώ η συνιστώσα i_{sq} ρυθμίζει την άεργο ισχύ εισόδου, οπότε και το συντελεστή μετατόπισης, επηρεάζοντας έτσι ουσιαστικά το ΣΙ εισόδου. Έτσι, για την επίτευξη μοναδιαίου ΣΙ επιβάλλεται $i_{sq} = 0$ ώστε από την (B.14) να είναι $Q_{in} = 0$. Ωστόσο, είναι δυνατή και η λειτουργία τόσο με επαγωγικό όσο και με χωρητικό ΣΙ εισόδου. Στην πρώτη περίπτωση είναι $Q_{in} > 0$, οπότε συμπεραίνουμε από την (B.14) ότι η λειτουργία αυτή επιτυγχάνεται με κάποιο $i_{sq} < 0$. Αντίθετα, στη δεύτερη περίπτωση είναι $Q_{in} < 0$, οπότε από την (B.14) η λειτουργία αυτή επιτυγχάνεται με κάποιο $i_{sq} > 0$. Για να πάρουμε μία εκτίμηση του κατά πόσο επηρεάζει η τιμή του i_{sq} το ΣΙ, αρκεί να θυμηθούμε ότι ο τελευταίος είναι το γινόμενο του συντελεστή παραμόρφωσης και του συντελεστή μετατόπισης, ενώ για τον τελευταίο έχουμε:

$$\begin{aligned}
D_{f,in} &= \cos(\varphi_{v_s} - \varphi_{i_s}) = \frac{P_{in}}{S_{in}} = \frac{P_{in}}{\sqrt{P_{in}^2 + Q_{in}^2}} = \frac{v_{sd}i_{sd}}{\sqrt{(v_{sd}i_{sd})^2 + (-v_{sd}i_{sq})^2}} \Leftrightarrow \\
D_{f,in} &= \frac{i_{sd}}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} \quad (B.15)
\end{aligned}$$

όπου $\varphi = \varphi_{v_s} - \varphi_{i_s} = -\varphi_{i_s}$ η γωνία ισχύος. Από τη σχέση (B.15) επιβεβαιώνεται ότι για $i_{sq} = 0$ είναι $D_{f,in} = 1$, και άρα το ρεύμα εισόδου θα είναι συμφασικό με την τάση εισόδου. Επίσης, αν πχ έχουμε $i_{sq} = 15A$ και $i_{sd} = -12A (Q_{in} > 0)$ ή $i_{sd} = 12A (Q_{in} < 0)$, προκύπτει αντίστοιχα επαγωγικός ή χωρητικός

ΣΙ εισόδου με $D_{f,in} = \frac{15}{\sqrt{15^2 + 12^2}} = 0.78$.

Τα διανυσματικά διαγράμματα για τους τρεις δυνατούς τρόπους λειτουργίας της ανορθωτικής διάταξης, σε ό,τι αφορά το ΣΙ εισόδου, φαίνονται στο σχήμα Β.2. Επισημαίνεται ότι είναι $i_{sd,rms} = i_{sd}/\sqrt{2}$ και $i_{sq,rms} = i_{sq}/\sqrt{2}$.



Σχήμα Β.2: Διανυσματικά διαγράμματα λειτουργίας ανορθωτικής διάταξης CHB με (α) μοναδιαίο ΣΙ εισόδου, (β) επαγωγικό ΣΙ εισόδου, (γ) χωρητικό ΣΙ εισόδου

BIBΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] **Mariusz Malinowski, K.Gopakumar, Josep Pou, Leopoldo G.Franquelo, Bin Wu, Jose Rodriguez, Marcelo A.Perez, Jose I.Leon**, “Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp2553-2580, August 2010
- [2] **Jose Rodriguez, Jih-Sheng Lai, Fang Zheng Peng**, “Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp724-738, August 2002
- [3] **Jose Rodriguez, Steffen Bernet, Bin Wu, Jorge O.Pontt, Samir Kouro**, “Multilevel Voltage – Source – Converter Topologies for Industrial Medium – Voltage Drives”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp2930-2945, December 2007
- [4] **Dietmar krug, Steffen Bernet, Bin Wu, Sayed Saeed fazel, Kamran Jalili, Mariusz Malinowski**, “Comparison of 2.3-kV Medium-Voltage Multilevel Converters for Industrial Medium-Voltage Drives”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp2979-2992, December 2007
- [5] **Leopoldo G.Franquelo, Jose Rodriguez, Jose I.Leon, Samir Kouro, Ramon Portillo, Maria A.M.Prats**, “The Age of Multilevel Converters Arrives”, IEEE Industrial Electronics Magazine, pp28-39, June 2008
- [6] **Γεώργιος Σ. Περαντζάκης**, “Ανάλυση και Σχεδίαση μιας Νέας Τοπολογίας Υβριδικού Αντιστροφέα Πολλαπλών Επιπέδων με Πηγή Τάσης”, Διδακτορική Διατριβή, Μάρτιος 2007
- [7] **Leon M.Tolbert, Fang Zheng Peng, Thomas G.Habetler**, “Multilevel Converters for Large Electric Drives”, Transactions on Industry Applications, pp 36-44, January/February 1999
- [8] **Ευάγγελος Α. Καρφόπουλος, Στέφανος Ν. Μανιάς**, “Μετατροπείς Ηλεκτρονικών Ισχύος Πολλαπλών Επιπέδων για Συστήματα Ηλεκτρικής Κίνησης”, ΤΕΕ Ηλεκτροκίνητα μέσα μεταφοράς στην Ελλάδα – Υφιστάμενη κατάσταση και προοπτικές, Ιανουάριος 2006
- [9] **Leon M.Tolbert, Fang Zheng Peng, Thomas G.Habetler**, “Multilevel Converters for Large Electric Drives”, Transactions on Industry Applications, pp 36-44, January/February 1999
- [10] **Κωνσταντίνος Γ. Παύλου**, “Προβλεπτικός Έλεγχος για Διακοπτικές Ανορθωτικές Διατάξεις”, Διδακτορική διατριβή, Ιανουάριος 2012
- [11] **Muhammad H. Rashid**, “Ηλεκτρονικά ισχύος – Κυκλώματα, εξαρτήματα & εφαρμογές”, Ίων, 2010
- [12] **Thomas A.Lipo, D.Grahame Holmes**, “Pulse Width Modulation For Power Converters”, IEEE Press, 2003
- [13] **Mariusz Malinowski, K.Gopakumar, Jose Rodriguez, Marcelo A.Perez**, “A survey on Cascaded Multilevel Inverters”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp2197-2206, July 2010
- [14] **Jon Andoni Barrena, Luis Marroyo, Miguel Angel Rodriguez Vidal, Jose Ramon Torrealday Apraiz**, “Individual Voltage Balancing Strategy for PWM Cascaded H – Bridge

- Converter – Based STATCOM*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp21-29, January 2008
- [15] **Jon Andoni Barrena, Luis Marroyo, Miguel Angel Rodriguez Vidal, Oscar Alonso, Jose Ramon Torrealday**, “*DC Voltage Balancing for PWM Cascaded H – Bridge Converter Based STATCOM*”, IEEE, pp1840-1845, 2006
- [16] **Siroj Sirisukprasert, Alex Qin Huang, Jih-Sheng Lai**, “*Modeling, Analysis and Control of Cascaded – Multilevel Converter – based STATCOM*”, IEEE, pp2561-2568, 2003
- [17] **Prabha Kundur**, “*Power System Stability and Control*”, McGraw – Hill, 1994
- [18] **Στέφανος Ν. Μανιάς**, “*Ανώτερα Κεφάλαια Ηλεκτρονικών Ισχύος*”, Παπασωτηρίου, 1997
- [19] **Mohan – Undeland – Robbins**, “*Εισαγωγή στα ηλεκτρονικά ισχύος*”, Τζιόλα, 2010
- [20] **Yiqiao Liang, C.O.Nwankpa**, “*A New Type of STATCOM Based on Cascading Voltage Source Inverters with Phase – Shifted Unipolar SPWM*”, IEEE, pp1447-1453, January 1998
- [21] **Yu Liu, Alex Q.Huang, Wenchao Song, Subhashish Bhattacharya, Guojun Tan**, “*Small – Signal Model – Based Control Strategy for Balancing Individual DC Capacitor Voltages in Cascade Multilevel Inverter – Based STATCOM*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp2259-2269, June 2009
- [22] **Chong Han, Alex Q.Huang, Yu Liu, Bin Chen**, “*A Generalized Control Strategy of Per – Phase DC Voltage Balancing for Cascaded Multilevel Converter – based STATCOM*”, IEEE, pp1746-1752, January 2007
- [23] **Diego Soto, Ruben Pena** “*Nonlinear Control Strategies for Cascaded Multilevel STATCOMs*”, IEEE Transactions on Power Delivery, pp1919-1927, October 2004
- [24] **Στέφανος Ν. Μανιάς**: “*Ηλεκτρονικά Ισχύος*”, Συμείων, 2012
- [25] **G.Escobar, M.F.Martinez-Montejano, P.R.Martinez-Rodriguez, M.Hernandez-Gomez**, “*A model – based controller for the cascade h – bridge multilevel converter used as a shunt active filter*”
- [26] **Ahmed M.Massoud, Stephen J.Finney, Andrew J.Crudon, Barry W.Williams**, “*Three Phase, Three Wire, Five – Level Cascaded Shunt Active Filter for Power Conditioning, Using Two Different Space Vector Modulation Techniques*”, IEEE, pp569-573, 2008
- [27] **Chen Junling, Li Yaohua, Wang Ping, Yin Zhizhu, Dong Zuyi**, “*A Closed – Loop Selective Harmonic Compensation with Capacitor Voltage Balancing Control of a Cascaded Multilevel Inverter for High – Power Active Power Filters*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp21-29, January 2008
- [28] **Jianjiang Shi, Wei Gou, Hao yuan, Tiefu Zhao, Alex Q.Huang**, “*Research on Voltage and Power Balance Control for Cascaded Modular Solid – State Transformer*”, IEEE Transactions on Power Electronics, pp1154-1166, April 2011
- [29] **Xiaolin Mao, Sixifo Falcones, Raja Ayyanar**, “*Energy – Based Control Design for a Solid State Transformer*”, IEEE, pp1-7, 2010
- [30] **Tiefu Zhao, Gangyao Wang, Jie Zeng, Sumit Dutta, Subhashish Bhattacharya, Alex Q.Huang**, “*Voltage and Power Balance Control for a Cascaded Multilevel Solid State Transformer*”, IEEE, pp761-767, 2011

- [31] **Samir Kouro, Bin Wu, Alvaro Moya, Elena Villanueva, Pablo Correa, Jose Rodriguez,** “Control of a cascaded H – Bridge connection of photovoltaic systems”, IEEE, pp3976-3982, 2009
- [32] **Javier Chavarria, Domingo Biel, Francesc Guinjoan, Carlos Meza, Juan J.Negroni,** “Energy – Balance Control of PV Cascaded Multilevel Grid – Connected Inverters under Level – Shifted and Phase – Shifted PWM Modulations”, IEEE, pp1-14, 2011
- [33] **Mohammad Ali Rezaei, Shahrokh Farhangi, Hossein Iman-Eini,** “Enhancing the Reliability of Single – Phase CHB – Based Grid – Connected Photovoltaic Energy Systems”, IEEE 2nd Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference, pp117-122, 2011
- [34] **Leon M.Tolbert, Fang Z.Peng,** “Multilevel Converters as a Utility Interface for Renewable Energy Systems”, IEEE, pp1271-1274, 2000
- [35] **Elena Villanueva, Pablo Correa, Jose Rodriguez, Mario Pacas,** “Control of a Single – Phase Cascaded H – Bridge Multilevel Inverter for Grid – Connected Photovoltaic Systems”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp4399-4406, November 2009
- [36] **Carlo Cecati, Fabrizio Ciancetta, Pierluigi Siano,** “A Multilevel Inverter for Photovoltaic Systems With Fuzzy Logic Control”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp4115-4.125, December 2010
- [37] **Antonio Dell’Aquila, Vito Monopoli, Marco Liserre, Carlo Cecati,** “Design of H – bridge Multilevel Active Rectifier for Traction Systems”, IEEE, pp1020-1027, 2002
- [38] **Carlo Cecati, Antonio Dell’Aquila, Marco Liserre, Vito Giuseppe Monopoli,** “A Passivity – Based Multilevel Active Rectifier With Adaptive Compensation for Traction Applications”, IEEE Transactions on Industry Applications, pp1404-1413, September/October 2003
- [39] **Leon M.Tolbert, Fanf Zheng Peng, Tim Cunyngham, John N.Chiasson,** “Charge Balance Control Schemes for Cascade Multilevel Converter in Hybrid Electric Vehicles”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp1058-1064, October 2002
- [40] **Zhong Du, Burak Ozpineci, Leon M.Tolbert, John N.Chiasson,** “DC – AC Cascaded H – Bridge Multilevel Boost Inverter With No Inductors for Electric/Hybrid Electric Vehicle applications”, IEEE Transactions on Industry Applications, pp963-970, May/June 2009
- [41] **Laxman Maharjan, Tsukasa Yamagishi, Hirofumi Akagi,** “Active – Power Control of Individual Converter Cells for a Battery Energy Storage System Based on a Multilevel Cascade PWM Converter”, IEEE Transactions on Power Electronics, pp1099-1107, March 2012
- [42] **Brendan Peter McGrath, Donald Grahame Holmes,** “Multicarrier PWM Strategies for Multilevel Inverters”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp858-867, August 2002
- [43] **Brendan Peter McGrath, Donald Grahame Holmes,** “An Analytical Technique for the Determination of Spectral Components of Multilevel Carrier – Based PWM Methods”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp847-857, August 2002
- [44] **Brendan Peter McGrath, Donald Grahame Holmes,** “Opportunities for Harmonic Cancellation with Carrier – Based PWM for Two – Level and Multilevel Cascaded Inverters”, IEEE Transactions on Industry Applications, pp574-582, March/April 2001

- [45] **Brendan Peter McGrath, Donald Grahame Holmes**, “*A Comparison of Multicarrier PWM Strategies for Cascaded and Neutral Point Clamped Multilevel Inverters*”, IEEE, pp674-679, 2000
- [46] **Samir Kouro, Pablo Lezana, Mauricio Angulo, Jose Rodriguez**, “*Multicarrier PWM With DC – Link Ripple Feedforward Compensation for Multilevel Inverters*”, IEEE Transactions on Power Electronics, pp858-867, January 2008
- [47] **M.Liserre, V.G.Monopoli, A.Dell’Aquila, A.Pigazo, V.Moreno**, “*Multilevel Phase – Shifting Carrier PWM Technique in case of Non – Equal dc – Link Voltages*”, IEEE, pp1639-1642, 2006
- [48] **Bahr Eldin S.Mohammed, K.S.Rama Rao**, “*A New Multi Carrier Based PWM for Multilevel Converter*”, IEEE Applied Power Electronics Colloquium, pp63-68, 2011
- [49] **Martina Calais, Lawrence J.Borle, Vassilios G.Agelidis**, “*Analysis of Multicarrier PWM Methods for a Single – Phase Five Level Inverter*”, IEEE, pp1351-1356, 2001
- [50] **Mauricio Angulo, Pablo Lezana, Samir Kouro, Jose Rodriguez, Bin Wu**, “*Level – shifted PWM for Cascaded Multilevel Inverters with Even Power Distribution*”, IEEE, pp2373-2378, 2007
- [51] **A.Tahri, A.Draou**, “*A Comparative Modelling Study of PWM Control Techniques for Multilevel Cascaded Inverter*”, Leonardo Journal of Sciences, pp42-58, January/June 2005
- [52] **S.Malathy, U.Shajith Ali**, “*Performance Analysis of Multi – Carrier PWM Based Cascaded Multilevel Inverter*”, P&A Science and Technology, pp32-40, March/April 2012
- [53] **Georgios S.Konstantinou, Vassilios G.Agelidis**, “*Performance Evaluation of Half – Bridge Cascaded Multilevel Converters Operated with Multicarrier Sinusoidal PWM Techniques*”, IEEE, pp3399-3404, 2009
- [54] **Alan J.Watson, Patrick W.Wheeler, Jon C.Clare**, “*A Complete Harmonic Elimination Approach to DC Link Voltage Balancing for a Cascaded Multilevel Rectifier*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp2946-2953, December 2007
- [55] **Himanshu Aggrawal, Jose I.Leon, Leopoldo G.Franquelo, Samir Kouro, Prashant Garg, Jose Rodriguez**, “*Model Predictive Control Based Selective Harmonic Mitigation Technique for Multilevel Cascaded H – Bridge Converters*”, IEEE, pp4427-4432, 2011
- [56] **Mohamed S.A.Dahidah, Vassilios G.Agelidis**, “*Selective Harmonic Elimination PWM Control for Cascaded Multilevel Voltage Source Converters: A Generalized Formula*”, IEEE Transactions on Power Electronics, pp1620-1630, July 2008
- [57] **Sanmin Wei, Bin Wu, Fahai Li, Congwei Liu**, “*A General Space Vector PWM Control Algorithm for Multilevel Inverters*”, IEEE, pp562-568, 2003
- [58] **M.M.Prats, J.M.Carrasco, L.G.Franquelo**, “*Effective Space – Vector Modulation Algorithm for Multilevel Converters*”, IEEE, pp3129-3133, 2002
- [59] **Jose I.Leon, Sergio Vasquez, Alan J.Watson, Leopoldo G.Franquelo, Patrick W.Wheeler, Juan M.Carrasco**, “*Feed – Forward Space Vector Modulation for Single – Phase Multilevel Cascaded Converters With Any DC Voltage Ratio*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp315-325, February 2009

- [60] **Jose Ignacio Leon, Samir Kouro, Sergio Vasquez, Ramon Portillo, Leopoldo Garcia Franquelo, Juan Manuel Carrasco, Jose Rodriguez** “*Multidimensional Modulation Technique for Cascaded Multilevel Converters*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp412-420, February 2011
- [61] **Xu She, Alex Q.Huang, Gangyao Wang** “*3 – D Space Modulation With Voltage Balancing Capability for a Cascaded Seven – Level Converter in a Solid – State Transformer*”, IEEE Transactions on Power Electronics, pp3778-37889, December 2011
- [62] **Paul C.Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D.Sudhoff**, “*Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*”, IEE Press, 2nd Edition, 2002
- [63] **Jose Rodriguez, Luis Moran, Pablo Correa, Cesar Silva**, “*A Vector Control Technique for Medium – Voltage Multilevel Inverters*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp882-888, August 2002
- [64] **Samir Kouro, Rafael Bernal, Hernan Miranda, Cesar A.Silva, Jose Rodriguez**, “*High-Performance Torque and Flux Control for Multilevel Inverter Fed Induction Motors*”, IEEE Transactions on Power Electronics, pp2116-2123, November 2007
- [65] **Robert W. Erickson**, “*Fundamentals of Power Electronics*”, Kluwer Academic Publishers, 2nd Edition, 2000
- [66] **Π.Ν.Παρασκευόπουλος**, “*Συστήματα Αυτομάτου Ελέγχου – Θεωρία και Εφαρμογές, Τόμος Α: Σ.Α.Ε. Συνεχούς Χρόνου*”, 2007
- [67] **Gene F.Franklin, J.David Powell, Abbas Emami – Naeini**, “*Feedback Control of Dynamic Systems*”, 5th edition, 2006
- [68] **Xu She, Alex Q.Huang, Tiefu Zhao, Gangyao Wang**, “*Coupling Effect Reduction of a Voltage – Balancing Controller in Single – Phase Cascaded Multilevel Converters*”, IEEE Transactions on Power Electronics, pp3530-3543, August 2012
- [69] **Xu She, Alex Q.Huang, Tiefu Zhao, Gangyao Wang**, “*A New Voltage – balancing Controller in Cascaded Multilevel Converters*”, IEEE, pp177-184, 2011
- [70] **Joan Salaet, Salvador Alepuz, Alex Gillabert, Josep Bordonau, Juan Peracaula**, “*D – Q Modeling and Control of a Single – Phase Three – Level Boost Rectifier with Power Factor Correction and Neutral – Point Voltage Balancing*”, IEEE, pp514-519, 2002
- [71] **Richard Zhang, Mark Cardinal, Paul Szczesny, Mark Dame**, “*A Grid Simulator with Control of Single – Phase Power Converters in D – Q Rotating Frame*”, IEEE, pp1431-1436, 2002
- [72] **J.Salaet, S.Alepuz, A.Gilabert, J.Bordonau**, “*Comparison between Two Methods of DQ Transformation for Single Phase Converters Control. Application to a 3 – Level Boost Rectifier*”, IEEE, pp214-220, 2004
- [73] **Mohammad Ali Rezaei, Shahrokh Farhangi, Hosein Iman-Eini**, “*Extending the Operating Range of a Cascaded H – Bridge Multilevel Rectifier Under Unbalanced Load Conditions*”, IEEE International Conference on Power and Energy (PECon), pp780-785, November/December 2010
- [74] **Marcin Zygmanski, Boguslaw Grzesik, Jaroslaw Michalak**, “*Power Conditioning*

- System with Cascaded H – Bridge Multilevel Converter – DC Link Voltage Balancing Method”*
- [75] **Σπύρος Γ.Τζαφέστας**, “Αυτόματος Έλεγχος Γραμμικών Συστημάτων Συνεχούς & Διακριτού Χρόνου, Τόμος 2: Σχεδίαση, Προχωρημένοι Ελεγκτές & Εφαρμογές – Μέρος Α: Κλασικοί, Βέλτιστοι, Στοχαστικοί & Προσαρμοστικοί Ελεγκτές”, 2005
- [76] **Feng Lin**, “*Robust Control Design – An Optimal Control Approach*”, John Wiley & Sons, 2007
- [77] **Donald E.Kirk**, “*Optimal Control Theory – An Introduction*”, Dover Publications, 2004
- [78] **Bachir Kedjar, Kamal Al-Haddad**, “*LQ Control of a Three – Phase Four – Wire Shunt Active Power Filter Based on Three – Level NPC Inverter*”, IEEE, pp1297-1302, 2008
- [79] **Bachir Kedjar, Kamal Al-Haddad**, “*LQR with Integral Action to Enhance Dynamic Performance of a Three – Phase Three – Wire Shunt Active Filter*”, IEEE, pp1138-1144, 2007
- [80] **Bachir Kedjar, Kamal Al-Haddad**, “*DSP – Based Implementation of an LQR With Integral Action for a Three – Phase Three – Wire Shunt Active Power Filter*”, IEEE, pp2821-2828, 2009
- [81] **Rabhi Boualaga, Moussi Ammar**, “*LQR Control Approach Applied To Uninterruptible Power Supply (UPS)*”, Courier Du Savoir No8, pp15-21, Juillet 2007
- [82] **Josep Pou**, “*Modulation and Control of three-phase pwm multilevel converters*”, Ph.D., November 11, 2002
- [83] **Sergio Vasquez, Jose I.Leon, Juan M.Carrasco, Leopoldo G.Franquelo, Eduardo Galvan, Manuel Reyes, Juan A.Sanchez, Eugenio Dominguez**, “*Analysis of the Power Balance in the Cells of a Multilevel Cascaded H – Bridge Converter*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp2287-2296, July 2010
- [84] **Antonio Dell’Aquila, Marco Liserre, Vito Giuseppe Monopoli, Paola Rotondo**, “*Overview of PI – based Solutions for the Control of DC Buses of a Single – Phase H – Bridge Multilevel Active Rectifier*”, IEEE Transactions on Industry Applications, pp857-866, May/June 2008
- [85] **Jose Rodriguez, Juan W.Dixon, Jose R.Espinoza, Jorge Pontt, Pablo Lezana**, “*PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp5-22, February 2005
- [86] **Bor-Ren Lin, Hsin-Hung Lu, Shuh-Chuan Tsay**, “*Control Technique for High Power Factor Multilevel Rectifier*”, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, pp226-241, January 2001
- [87] **Michail Vasiladiotis, Konstantinos Pavlou, Stefanos Manias, Alfred Rufer**, “*Model Predictive – based Control Method for Cascaded H – Bridge Multilevel Active Rectifiers*”, IEEE, pp3200-3207, 2011
- [88] **Φώτης Ξέπας**, “*Νέα Τεχνική Ολοίσθησης επί Επιφανείας με Ασαφή Λογική για τον Έλεγχο Συστήματος Οδήγησης Κινητήρων Επαγωγής*”, Διδακτορική Διατριβή, 2005
- [89] **A.X.Kaletsanos, I.S.Manolas, K.G.Pavlou, S.N.Manias**, “*Sliding Mode Control for Cascaded H – Bridge Boost Rectifiers*”, IEEE, pp1070-1075, 2010
- [90] **C.Cecati, A.Dell’Aquila, M.Liserre, V.G.Monopoli**, “*A passivity – based multilevel active rectifier with adaptive compensation for traction applications*”, IEEE Transactions on

- Industrial Electronics, pp1541-1550, September 2003
- [91] **Ali Keshavarzian, Hossein Iman-Eini**, “*A New Strategy for Control of Cascaded H – Bridge Rectifiers with Unequal Loads* ”, IEEE 2nd Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference, pp38-43, 2011
- [92] **Antonio Dell’Aquila, Marco Liserre, Vito Giuseppe Monopoli, Paola Rotondo**, “*An Energy – Based Control for an n – H – Bridges Multilevel Active Rectifier* ”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp670-678, June 2005
- [93] **S.Vasquez, J.I.Leon, J.M.Carrasco, L.G.Franquelo, E.Galavan, J.A.Sanchez, E.Dominguez**, “*Controller Design for a Single – Phase Two – Cell Multilevel Cascade H – Bridge Converter*”, IEEE, pp2342-2347, 2008
- [94] **H.Iman-Eini, Sh.Farhangi, J.L.Schanen**, “*A Modular AC/DC Rectifier Based on Cascaded H – Bridge Rectifier* ”, IEEE, pp173-180, 2008
- [95] **Mohammad Ali Rezaei, Shahrokh Farhangi, Hosein Iman-Eini**, “*Extending the Operating Range of a Cascaded H – Bridge Multilevel Rectifier Under Unbalanced Load Conditions* ”, IEEE International Conference on Power and Energy (PECon), pp780-785, November/December 2010
- [96] **J.S.Freudenberg, C.V.Hollot, D.P.Looze**, “*A First Graduate Course in Feedback Control* ”, Winter 2003
- [97] **Joao P.Hespanha**, “*Undregraduate Lecture Notes on LQG/LQR Controller Design* ”, April 2007