ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ ΚΡΗΤΗΣ
ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ Τ.Ε.

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΚΡΗΤΗΣ
ΤΜΗΜΑ ΧΗΜΕΙΑΣ

«ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ»

Δ. Πυλαρινός

ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΕΠΙΚΑΙΡΟΠΟΙΗΣΗΣ ΓΝΩΣΕΩΝ ΑΠΟΦΟΙΤΩΝ

«ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΑ ΕΝΕΡΓΕΙΑΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ»

Το πρόγραμμα συνδιοργανώνεται από:

Το Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών του Τ.Ε.Ι. Κρήτης

Το Τμήμα Χημείας του Πανεπιστημίου Κρήτης

Ευρωπαϊκή Ένωση
Ευρωπαϊκό Κοινωνικό Ταμείο
ΕΠΙΧΕΙΡΗΣΙΑΚΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΕΚΠΑΙΔΕΥΣΗ ΚΑΙ ΔΙΑ ΒΙΟΥ ΜΑΘΗΣΗ
επένδυση στην κοινωνία της γνώσης
ΥΠΟΥΡΓΕΙΟ ΠΑΙΔΕΙΑΣ ΚΑΙ ΘΡΗΣΚΕΥΜΑΤΩΝ
ΕΙΔΙΚΗ ΥΠΗΡΕΣΙΑ ΔΙΑΧΕΙΡΙΣΗΣ
ΕΣΠΑ 2007-2013
ΕΥΡΩΠΑΪΚΟ ΚΟΙΝΩΝΙΚΟ ΤΑΜΕΙΟ
Με τη συγχρηματοδότηση της Ελλάδας και της Ευρωπαϊκής Ένωσης

Η ΠΡΑΞΗ ΥΛΟΠΟΙΕΙΤΑΙ ΣΤΟ ΠΛΑΙΣΙΟ ΤΟΥ ΕΠΙΧΕΙΡΗΣΙΑΚΟΥ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΟΣ «Εκπαίδευση και Δια Βίου Μάθηση» ΚΑΙ ΣΥΓΧΡΗΜΑΤΟΔΟΤΕΙΤΑΙ ΑΠΟ ΤΗΝ ΕΥΡΩΠΑΪΚΗ ΕΝΩΣΗ (ΕΥΡΩΠΑΪΚΟ ΚΟΙΝΩΝΙΚΟ ΤΑΜΕΙΟ – ΕΚΤ) ΚΑΙ ΑΠΟ ΕΘΝΙΚΟΥΣ ΠΟΡΟΥΣ ΕΣΠΑ 2007-2013

Στοιχεία επικοινωνίας

Εισηγητής:	Δρ Δ. Πυλαρινός
Εργαστήριο	
Ίδρυμα:	
Τηλ:	
Fax:	
Email:	dpylarinos@yahoo.com

Περιεχόμενα

Κεφάλαιο 1. Ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος
1.1 Εισαγωγή..... 5
1.2 Διακοπτική λειτουργία..... 5
1.3 Κυκλώματα προστασίας (snubbers)..... 5
1.4 Άλλες διατάξεις προστασίας..... 5
1.5 Φίλτρα..... 6
1.6 Από το εργαστήριο στην αγορά..... 6
1.7 Δίοδοι ισχύος..... 6
1.8 Τρανζίστορ (BJT, power MOSFET, IGBT)..... 7
1.9 Θυρίστορ (SCR, GTO, IGCT)..... 7
1.10 Περιοχές Ισχύος και διακοπτικής συχνότητας..... 9
Κεφάλαιο 2. Διαχείριση ενέργειας και ηλεκτρονικά ισχύος
2.1 Βασικές κατηγορίες μετατροπέων ισχύος..... 9
2.2 Συνεχή και εναλλασσόμενα μεγέθη..... 9
2.3 Ημιτονοειδής μορφή και ενεργός (RMS) τιμή..... 9
2.4 Ανάλυση Fourier και αρμονικές..... 10
2.5 Ισχύς..... 10
2.6 Ισχύς, αρμονικές και συντελεστές ισχύος..... 12
2.7 Συνέπειες αρμονικών και λόγος αρμονικής παραμόρφωσης..... 13
2.8 Αναλυτές ισχύος και φάσματα..... 13
2.9 Παραδείγματα..... 14
Κεφάλαιο 3. Βασικές Τοπολογίες Μετατροπέων AC-DC
3.1 Εισαγωγή..... 15
3.2 Ανορθωτές με θυρίστορ..... 15
3.3 Ανορθωτής ενός παλμού με ωμικό φορτίο..... 16
3.4 Ανορθωτής ενός παλμού με ωμικό επαγωγικό φορτίο..... 16
3.5 Ανορθωτής ενός παλμού με ωμικό επαγωγικό φορτίο και δίοδο ελεύθερης διέλευσης 17
3.6 Ανορθωτής δύο παλμών..... 17
3.7 Ανορθωτής τεσσάρων παλμών..... 19
3.8 Μετάβαση..... 20
3.9 Άπειρο πηνίο και πηγή τάσης στο φορτίο 20
3.10 Διπλομετατροπέας..... 20
3.11 Παραδείγματα..... 21
3.12 Τριφασικοί ελεγχόμενοι ανορθωτές..... 22
Κεφάλαιο 4. Βασικές Τοπολογίες Μετατροπέων AC-AC
4.1 Εισαγωγή..... 24
4.2 Αντιπαράλληλα θυρίστορ..... 24
4.3 Τριφασικός AC ρυθμιστής..... 25
4.4 Μονοφασικός κυκλομετατροπέας..... 27
4.5 Τριφασικός κυκλομετατροπέας..... 27
4.6 Παραδείγματα..... 28
Κεφάλαιο 5. Βασικές Τοπολογίες Μετατροπέων DC-DC
5.1 Εισαγωγή..... 29
5.2 Βασικές έννοιες, κυκλωματική παράσταση και βασικές στρατηγικές..... 29
5.3 DC-DC μετατροπέας υποβιβασμού (buck converter)..... 30
5.4 DC-DC μετατροπέας ανύψωσης (boost converter)..... 31
5.5 DC-DC μετατροπέας υποβιβασμού-ανύψωσης (buck-boost converter)..... 32

5.6 Μετατροπέας Cuk..... 33
5.7 Παλμοτροφοδοτικά..... 33
5.8 Flyback μετατροπέας..... 33
5.9 Forward μετατροπέας..... 34
5.10 Μετατροπέας ημιγέφυρας (half bridge converter)..... 34
5.11 Μετατροπέας πλήρους γέφυρας (full bridge converter)..... 34
5.12 Μετατροπέας push-pull..... 35
5.13 Παραδείγματα..... 35
Κεφάλαιο 6. Βασικές Τοπολογίες Μετατροπέων DC-AC
6.1 Εισαγωγή και βασικές έννοιες..... 36
6.2 Παράμετροι απόδοσης..... 37
6.3 Αντιστροφέας ημιγέφυρας..... 37
6.4 Αντιστροφέας πλήρους γέφυρας..... 38
6.5 Πολυεπίπεδοι αντιστροφείς..... 38
6.6 Τριφασικοί αντιστροφείς..... 39
6.7 Διαμόρφωση παλμών..... 39
6.7.1 Μονοπαλμική PWM..... 39
6.7.2 Πολυπαλμική PWM..... 40
6.7.3 Ημιτονοειδής PWM (SPWM)..... 40
6.7.4 Τροποποιημένη SPWM (MSPWM)..... 42
6.7.5 Προηγμένες τεχνικές διαμόρφωσης..... 43
6.8 Παραδείγματα..... 43
Κεφάλαιο 7. Εφαρμογές & Λογισμικά εξομοίωσης
7.1 Εισαγωγή..... 44
7.2 AC & DC κινητήρια συστήματα..... 44
7.3 Ευέλικτα συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας..... 44
7.4 Συστήματα μεταφοράς HVDC..... 44
7.5 Τροφοδοτικά & UPS..... 45
7.6 Διακόπτες και ηλεκτρονόμοι στερεάς κατάστασης..... 45
7.7 Συστήματα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας από κυψέλες καυσίμου..... 45
7.8 Συστήματα Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας..... 46
7.9 Συστήματα αποθήκευσης ενέργειας..... 46
7.10 Επαγωγική θέρμανση 46
7.11 Ροοστάτες φωτισμού..... 46
7.12 Ηλεκτρικά οχήματα 47
7.13 Επιταχυντές σωματιδίων..... 47
7.14 Λαμπτήρες φθορισμού..... 47
7.15 Λογισμικά εξομοίωσης..... 47
Κεφάλαιο 8. Ενδεικτική Βιβλιογραφία & Πηγές..... 48

Κεφάλαιο 1. Ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος

1.1 Εισαγωγή

Με τον όρο «ηλεκτρονικά ισχύος» περιγράφεται μια ποικιλία εφαρμογών ημιαγωγικών στοιχείων για τον έλεγχο και την μετατροπή της ηλεκτρικής ισχύος (οι σχετικές διατάξεις δε, καλούνται και μετατροπείς ισχύος). Οι διατάξεις αυτές έχουν ιδιαίτερα πλεονεκτήματα σε σχέση με παλαιότερες ηλεκτρομηχανικής λογικής (π.χ. σύστημα Ward-Leonard) καθώς έχουν μικρότερο όγκο/βάρος/κόστος, υψηλότερη απόδοση, μεγαλύτερη ακρίβεια και ταχύτητα ελέγχου και μικρότερες απαιτήσεις συντήρησης. Από την άλλη παρουσιάζουν και συγκεκριμένα μειονεκτήματα με το κύριο να αφορά την εισαγωγή ανώτερων αρμονικών, γεγονός που έχει ποικίλα αρνητικά αποτελέσματα (αύξηση απωλειών, αύξηση άεργης ισχύος, ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές κ.α.). Όσον αφορά την ιστορική διαδρομή, η αφετηρία θα πρέπει να αναζητηθεί πίσω στην ανάπτυξη του ανορθωτή ατμών υδραργύρου (1900), με ειδική αναφορά στην εφεύρεση του τρανζίστορ (1947). Ουσιαστικά όμως η «επανάσταση» των ηλεκτρονικών ισχύος ξεκινά με την εφεύρεση του θυρίστορ (thyristor) (1956). Τα θυρίστορ ήταν ο αδιαμφισβήτητος κυρίαρχος της αγοράς για σημαντικό χρονικό διάστημα. Έπρεπε να περάσουν πάνω από δύο δεκαετίες μέχρι την ανάπτυξη νέων στοιχείων που μπορούσαν να αμφισβητήσουν την πρωτοκαθεδρία τους, αρχικά σε περιορισμένες εφαρμογές και σταδιακά σε όλο και περισσότερες [1-3]. Μια βασική κατηγοριοποίηση μας δίνει τρεις διαφορετικές οικογένειες στοιχείων:

(1) τις διόδους ισχύος
(2) τα στοιχεία που ανήκουν στην οικογένεια των τρανζίστορ (BJT, MOSFET ισχύος, IGBT κ.α.)
(3) τα στοιχεία που ανήκουν στην οικογένεια των θυρίστορ (SCR, GTO, IGCT κ.α.)

1.2 Διακοπτική λειτουργία

Θα πρέπει να γίνει μια βασική διευκρίνιση που αφορά την συμπεριφορά όλων των στοιχείων στα ηλεκτρονικά ισχύος. Σε αντίθεση με την συνήθη λογική στην μικροηλεκτρονική που αφορά κυρίως λειτουργία στην γραμμική περιοχή, στα ηλεκτρονικά ισχύος τα στοιχεία λειτουργούν ως ηλεκτρονικοί διακόπτες: βρίσκονται είτε σε κατάσταση αγωγής (ON) είτε σε κατάσταση αποκοπής (OFF). Για αυτό το λόγο χρησιμοποιούνται και οι όροι ηλεκτρονικοί διακόπτες ή διακόπτες στερεάς κατάστασης (εφόσον εκτελούν διακοπτική λειτουργία αλλά δεν έχουν κινούμενα μέρη).

Ένας βασικός διαχωρισμός βάσει του βαθμού ελέγχου δίνει επίσης τρεις βασικές κατηγορίες:

(1) τα μη ελεγχόμενα στοιχεία (δίοδοι)
(2) τα μερικώς ελεγχόμενα (SCR)
(3) τα πλήρως ελεγχόμενα (GTO, MOSFET ισχύος, IGBT κ.α.).

Τα χαρακτηριστικά ενδιαφέροντος στους ηλεκτρονικούς διακόπτες ισχύος είναι τα γενικά χαρακτηριστικά που ενδιαφέρουν σε κάθε διακόπτη, δηλαδή η τάση που μπορεί να δεχθεί (ορθά ή ανάστροφα) χωρίς να καταρρεύσει, το μέγιστο ρεύμα αγωγής και αποκοπής, το ορθό και ανάστροφο ρεύμα διαρροής, οι χρόνοι απόκρισης, η μέγιστη δυνατή διακοπτική συχνότητα και η αντοχή σε απότομες μεταβολές τάσης και ρεύματος.

1.3 Κυκλώματα προστασίας (snubbers)

Για την προστασία των ηλεκτρονικών διακοπτών χρησιμοποιούνται κυκλώματα προστασίας που είναι γνωστά με τον όρο snubbers. Τα κυκλώματα αυτά συνήθως αποτελούνται από παθητικά στοιχεία (αντιστάσεις, πυκνωτές, πηνία) και διόδους [3-5]. Τα κυκλώματα προστασίας δεν εμπίπτουν αυστηρά στην περιοχή των ηλεκτρονικών ισχύος, πλην όμως στην πράξη η χρήση τους είναι συχνά απαραίτητη. Η ανάγκη χρήσης κυκλωμάτων προστασίας (καθώς και η πολυπλοκότητά τους) είναι ένα πρόσθετο στοιχείο αξιολόγησης των διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος. Γενικά, η

χρήση των snubber μειώνει τις διακοπτικές απώλειες αλλά όχι τις συνολικές απώλειες (κάποιες από τις διακοπτικές απώλειες «μεταφέρονται» στα snubber) [5].

1.4 Άλλες διατάξεις προστασίας

Πέρα από τα κυκλώματα προστασίας, μια πρακτική υλοποίηση διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος μπορεί να περιλαμβάνει και άλλες διατάξεις προστασίας (θωράκιση για παρεμβολές, ασφάλειες προστασίας, συστήματα ψύξης κλπ) [1].

1.5 Φίλτρα

Ένα πρόσθετο στοιχείο αξιολόγησης των διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος είναι και τα απαιτούμενα φίλτρα. Όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 1.1, το κυριότερο μειονέκτημα των μετατροπέων ισχύος είναι οι ανεπιθύμητες αρμονικές. Για την απομάκρυνσή τους και γενικά για την καλύτερη λειτουργία των μετατροπέων ισχύος χρησιμοποιούνται φίλτρα (παθητικά και ενεργητικά) τα οποία συνδέονται στην είσοδο ή στην έξοδο τους [2, 5]. Με τον όρο «παθητικά φίλτρα» περιγράφονται κυκλωματικές διατάξεις (πηνία και πυκνωτές) με συγκεκριμένη συνδεσμολογία ώστε να προκύπτει μεγάλη αντίσταση σε ορισμένες συχνότητες και συνεπώς η αποκοπή τους. Με τον όρο «ενεργητικά φίλτρα» περιγράφονται διατάξεις που έχουν την ιδιότητα να μηδενίζουν τις «διαταραχές» που δημιουργούνται από την λειτουργία των μετατροπέων ισχύος, συνεισφέροντας κάθε στιγμή άλλες ίσες και αντίθετες από τις υπάρχουσες.

1.6 Από το εργαστήριο στην αγορά

Ο τομέας των ηλεκτρονικών ισχύος είναι σε άμεση επαφή με την πρακτική εφαρμογή (την «αγορά») και είναι χαρακτηριστικό ότι μεγάλα επιτεύγματα αλλά και νέα στοιχεία έχουν προκύψει από τα ερευνητικά εργαστήρια εταιρειών και όχι από ακαδημαϊκούς ερευνητές (π.χ. το GTO από την General Electric, το IGCT από τις ABB και Mitsubishi κλπ). Συνεπώς, τα διάφορα στοιχεία (και η τεχνολογία τους) αποτελούν και εμπορικά προϊόντα και ως εκ τούτου η απήχηση/εισαγωγή/ευρεία χρήση κάθε στοιχείου σε πρακτικές εφαρμογές δεν ταυτίζεται με την ημερομηνία της βασικής εφεύρεσης και ούτε καν με την εισαγωγή στην αγορά των πρώτων εκδοχών. Ένα άλλο σημαντικό στοιχείο είναι ότι η γενική κατηγορία (ο τύπος) περιλαμβάνει προφανώς όλα τα διαφορετικά «μοντέλα» αυτής της οικογένειας, τα οποία όμως και έχουν διαφορετικά τεχνικά χαρακτηριστικά μεταξύ τους. Παράλληλα, νέες (βελτιωμένες) εκδοχές υπαρκτών τύπων αλλά και νέα στοιχεία προτείνονται κατά καιρούς. Συνεπώς κάθε αυστηρή παράθεση χαρακτηριστικών για κάθε κατηγορία ή μια συγκριτική εξέτασή τους είναι αναπόφευκτο να είναι (ή σε σύντομο χρόνο να γίνει) ανακριβής. Τέλος, όσον αφορά το κόστος, αυτό προφανώς ποικίλει με τον κατασκευαστή και, κυρίως, τα τεχνικά χαρακτηριστικά, ενώ προφανώς βαίνει μειούμενο με την πάροδο του χρόνου [4].

1.7 Δίοδοι ισχύος

Οι δίοδοι έχουν δύο ακροδέκτες: την άνοδο (Α) και την κάθοδο (Κ). Η βασική αρχή λειτουργίας μιας διόδου είναι ότι αυτή άγει όταν η τάση στην άνοδο είναι μεγαλύτερη από την τάση στην κάθοδο (η δίοδος τότε είναι ορθά πολωμένη).

Οι δίοδοι ισχύος χωρίζονται σε τρεις βασικές κατηγορίες:

(1) τις διόδους γενικού σκοπού (ή διόδους δικτύου) κατάλληλες για μεγάλες τάσεις και ρεύματα αλλά όχι για μεγάλες συχνότητες (εξ ου και ο χαρακτηρισμός «δικτύου» καθώς συνίσταται η επιλογή τους για εφαρμογές που απαιτούν την λειτουργία των διόδων στην συχνότητα του δικτύου)

(2) τις διόδους Schotttky με κύριο χαρακτηριστικό την μικρότερη πτώση τάσης κατά την αγωγή και την υψηλή απόδοση σε μικρές στάθμες τάσης και ρεύματος
(3) τις διόδους ταχείας αποκατάστασης με δυνατότητα λειτουργίας σε υψηλές διακοπτικές συχνότητες

Στην γενικότερη οικογένεια των διόδων προφανώς συμπεριλαμβάνονται και άλλα είδη (δίοδοι Zener, φωτοδίοδοι κ.α.) [6]

1.8 Οικογένεια των τρανζίστορ (BJT, power MOSFET, IGBT)

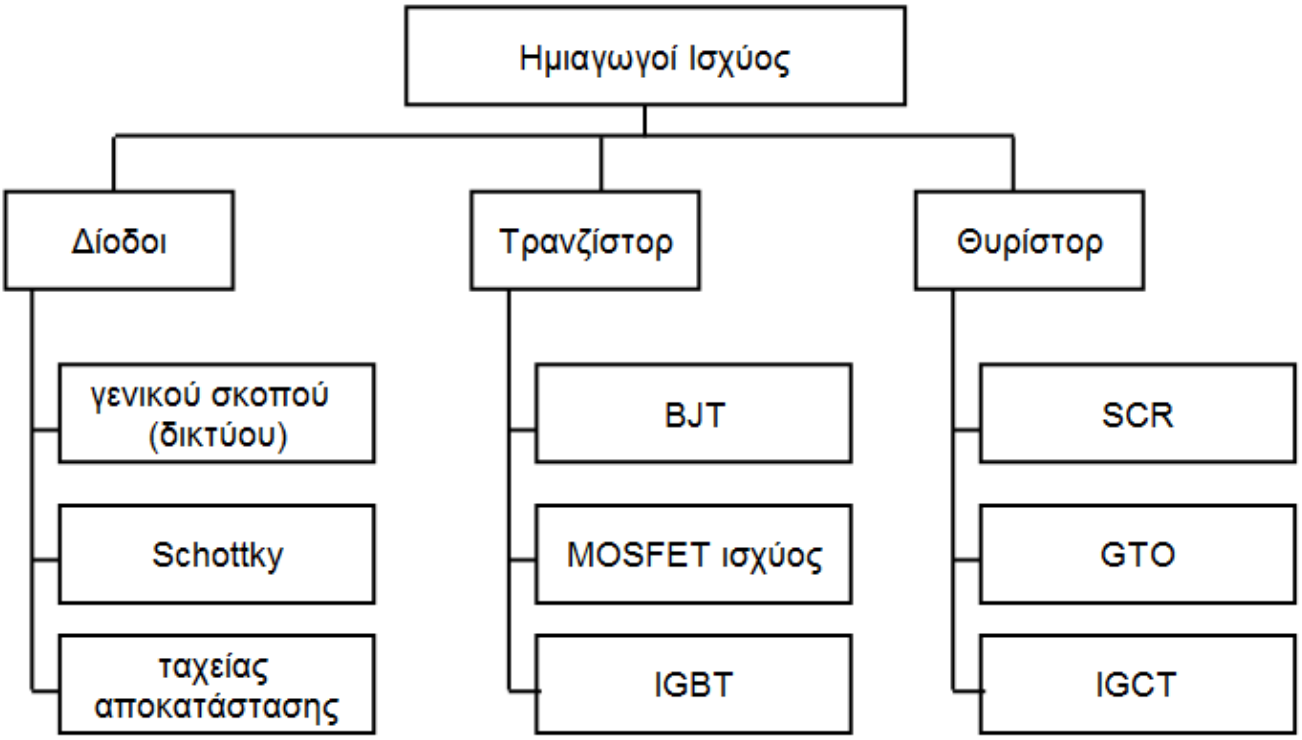
Τα διπολικά τρανζίστορ επαφής (Bipolar Junction Transistor ή BJT) έχουν τρεις ακροδέκτες: την βάση (B), τον εκπομπό (E) και τον συλλέκτη (C). Είναι διατάξεις ελεγχόμενες από ρεύμα (για να μείνουν σε αγωγή πρέπει το ρεύμα βάσης να είναι μεγαλύτερο από ένα όριο) και γνωρίζουν μικρή εφαρμογή σε διατάξεις ισχύος [7]. Από την οικογένεια των τρανζίστορ μεγάλη εφαρμογή σε διατάξεις ισχύος γνωρίζουν τα IGBT και τα MOSFET ισχύος. Τα MOSFET ισχύος (τρανζίστορ μεταλλικών οξειδίων ημιαγωγών με επίδραση πεδίου ή Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) είναι διατάξεις ελεγχόμενες από τάση επίσης με τρεις ακροδέκτες που ονομάζονται πύλη (G), πηγή (S) και υποδοχή (D). Τα IGBT (διπολικά τρανζίστορ με μονωμένη πύλη (Insulated Gate Bipolar Transistor) έχουν επίσης τρεις ακροδέκτες με παρόμοια ονομασία με αυτούς των BJT (πύλη-εκπομπός-συλλέκτης) αλλά ελέγχονται από τάση, όπως τα MOSFET. Αποτελούν ένα συνδυασμό των BJT και MOSFET ισχύος ώστε να παραχθεί ένα στοιχείο με ανώτερη απόδοση σε συγκεκριμένες εφαρμογές και έχουν σε μεγάλο ποσοστό αντικαταστήσει τα BJT στις διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος [7]. Εδώ να σημειωθεί ότι και άλλα στοιχεία έχουν αναπτυχθεί που ανήκουν στην οικογένεια των τρανζίστορ (π.χ. SITs) τα οποία όμως ακόμα γνωρίζουν ελάχιστη εφαρμογή [1].

1.9 Οικογένεια των θυρίστορ (SCR, GTO, IGCT)

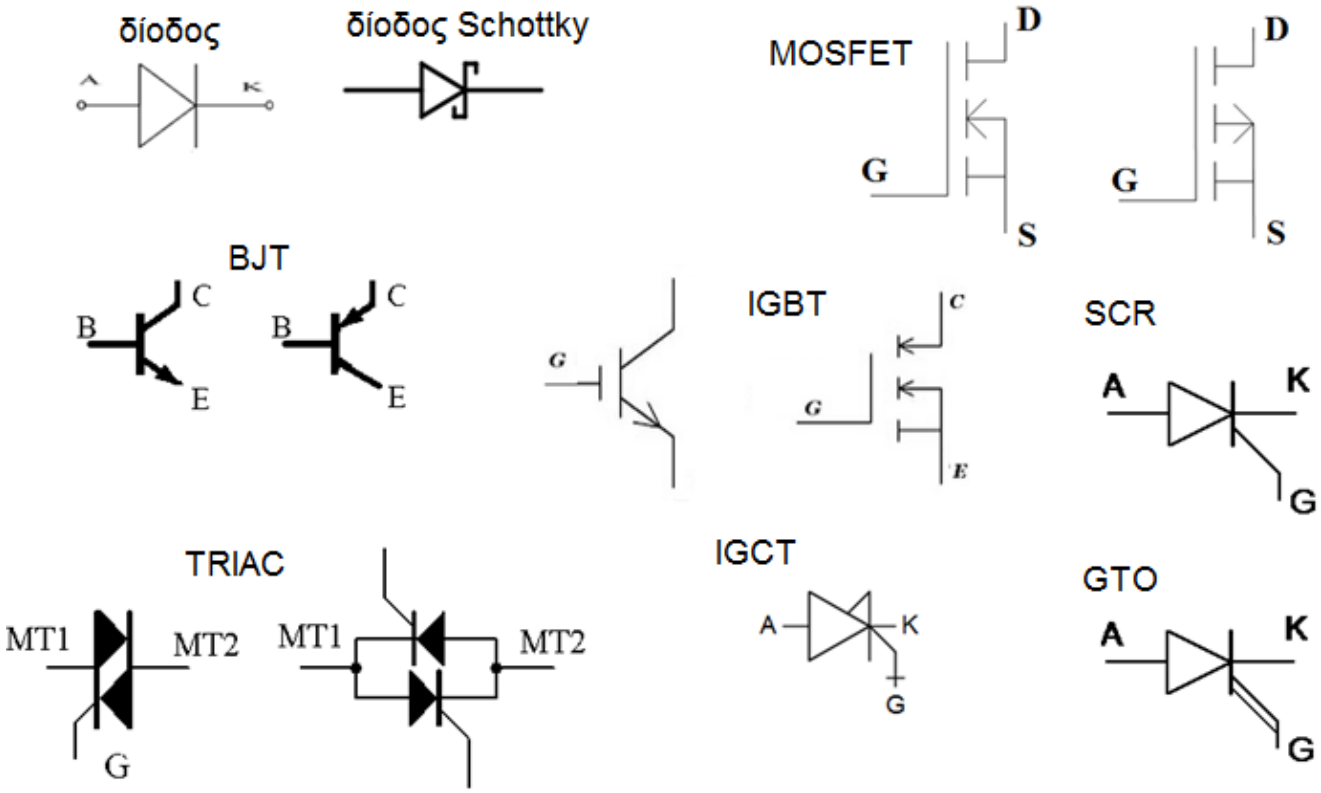
Τα θυρίστορ στην απλούστερη μορφή τους λέγονται και ελεγχόμενοι ανορθωτές πυριτίου (Silicone Controlled Rectifiers ή SCR) και έχουν τους δύο ακροδέκτες ανόδου (A) και καθόδου (K) όπως μια δίοδος με την προσθήκη όμως και ενός τρίτου ακροδέκτη που ονομάζεται πύλη (G). Για να μεταβεί ένα θυρίστορ σε κατάσταση αγωγής πρέπει να είναι ορθά πολωμένο (η τάση ανόδου να είναι μεγαλύτερη από την τάση καθόδου) και να δεχτεί κατάλληλο παλμό στην πύλη του. Η σβέση γίνεται αντίστοιχα με την δίοδο. Συνεπώς ένα SCR είναι ένα μερικώς ελεγχόμενο στοιχείο (ελέγχεται η έναυση αλλά όχι η σβέση του). Παρόλα αυτά, με προσθήκη ενός κατάλληλου κυκλώματος σβέσης είναι δυνατή η κατασκευή ενός πλήρως ελεγχόμενου διακόπτη με χρήση θυρίστορ (για παράδειγμα ένα δεύτερο θυρίστορ μπορεί να χρησιμοποιηθεί ώστε να παράσχει τάση στην κάθοδο του πρώτου, ελέγχοντας έτσι την σβέση του). Τέτοιες διατάξεις έχουν το μειονέκτημα του πρόσθετου κόστους για την κατασκευή τους αλλά και την επίτευξη χαμηλότερης διακοπτικής συχνότητας σε σχέση με τα νεώτερα στοιχεία (MOSFET, IGBT). Έτσι παρόλο που χρησιμοποιούνταν ευρέως σε πληθώρα εφαρμογών μέχρι σχετικά πρόσφατα (π.χ. έλεγχο DC μηχανών [8, 9]), η χρήση τους περιορίσθηκε με την εισαγωγή και ευρεία χρήση των νεώτερων στοιχείων. Ειδική αναφορά πρέπει να γίνει στα αμφίδρομα τριαδικά θυρίστορ ή TRIAC που ισοδυναμούν με δύο αντιπαράλληλα συνδεδεμένα θυρίστορ (χρησιμοποιούνται για έλεγχο δύο κατευθύνσεων).

Τα θυρίστορ με σβέση από την πύλη (Gate Turn Off Thyristor ή GTO) αποτελούν μετεξέλιξη των απλών SCR με την διαφορά ότι η σβέση τους μπορεί να ελεγχθεί από τον ακροδέκτη-πύλη (με αρνητικό παλμό). Έχουν όμως μειονεκτήματα όπως την ανάγκη χρήσης κυκλωμάτων προστασίας (snubbers) και τον όχι τόσο στιβαρό έλεγχο. Βελτίωση του GTO μπορεί να θεωρηθεί το ολοκληρωμένο θυρίστορ με μεταγωγή από την πύλη (Integrated Gate Commutated Thyristor ή IGCT). Τα στοιχεία αυτά (IGCTs) μπορούν να χρησιμοποιηθούν στην πλειοψηφία των εφαρμογών χωρίς να απαιτούν κυκλώματα προστασίας, επιτυγχάνουν μεγαλύτερη διακοπτική συχνότητα και γνωρίζουν αυξανόμενη χρήση σε διατάξεις ισχύος [2]. Αξίζει να σημειωθεί ότι έχουν αναπτυχθεί και

άλλα στοιχεία που ανήκουν στην ευρύτερη οικογένεια των θυρίστορ (π.χ. MCT και MTO) με την χρήση τους όμως να είναι ιδιαίτερα περιορισμένη, έως ανύπαρκτη, ακόμα [2].



Εικόνα 1.1 Τα βασικά ημιαγωγικά στοιχεία ανά οικογένεια



Εικόνα 1.2 Ορισμένα από τα κυκλωματικά σύμβολα για τα βασικά στοιχεία

1.10 Περιοχές ισχύος και διακοπτικής συχνότητας

Η επιλογή των κατάλληλων ημιαγωγικών στοιχείων για κάθε εφαρμογή γίνεται με βάση τα τεχνικά χαρακτηριστικά τους, κυρίως την διακοπτική συχνότητα και την στάθμη τάσης και ρεύματος (ή αλλιώς την ισχύ) που μπορούν να διαχειριστούν. Μία αυστηρή κατάταξη δεν είναι δυνατή καθώς οι κατασκευαστές συνεχίζουν να αναπτύσσουν νέα προϊόντα με βελτιωμένα χαρακτηριστικά. Ο γενικός κανόνας, με βάση τα βασικά στοιχεία και την χρήση τους σε εφαρμογές, είναι ότι τα δύο άκρα καταλαμβάνονται από τα θυρίστορ (πολύ υψηλή ισχύ και χαμηλή διακοπτική συχνότητα) και τα MOSFET ισχύος (χαμηλή ισχύ και πολύ υψηλή διακοπτική συχνότητα) με τα υπόλοιπα στοιχεία να καταλαμβάνουν τον ενδιάμεσο χώρο.

Κεφάλαιο 2. Διαχείριση Ενέργειας και ηλεκτρονικά ισχύος

2.1 Βασικές κατηγορίες μετατροπέων ισχύος

Η βασική εφαρμογή των διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος είναι η διαχείριση της ηλεκτρικής ισχύος. Με την χρήση του όρου «διαχείριση» υπογραμμίζεται αρχικά το γεγονός ότι οι διατάξεις αυτές δεν παράγουν ισχύ αλλά την διαχειρίζονται, έχοντας και τις σχετικές απώλειες όπως κάθε τέτοια διάταξη. Η λειτουργία αυτών των διατάξεων μπορεί να διαχωριστεί σε τέσσερις βασικές κατηγορίες:

(1) την μετατροπή AC τάσης σε DC τάση (ανόρθωση)
(2) την μετατροπή DC τάσης σε AC τάση (αντιστροφή)
(3) την μετατροπή AC τάσης σε AC τάση με διαφορετικά χαρακτηριστικά
(4) την μετατροπή DC τάσης σε DC τάση με διαφορετικά χαρακτηριστικά

Οι αντίστοιχες διατάξεις περιγράφονται με τον γενικό όρο «μετατροπείς» συνοδευόμενο από την σχετική περιγραφή (AC-AC μετατροπέας, AC-DC μετατροπέας κ.ο.κ.). Αντίστοιχα μπορεί να απαντηθούν οι όροι ανορθωτές (για AC-DC μετατροπείς), αντιστροφείς (για DC-AC μετατροπείς), AC ελεγκτές ή AC ρυθμιστές ή κυκλομετατροπείς (για AC-AC μετατροπείς) και κατατμητές ή ψαλιδιστές (για DC-DC μετατροπείς).

2.2 Συνεχή και εναλλασσόμενα μεγέθη

Ένα μέγεθος (π.χ. η τάση) καλείται συνεχές όταν δεν λαμβάνει ετερόσημες τιμές. Αντίστοιχα, όταν λαμβάνει ετερόσημες τιμές, καλείται εναλλασσόμενο. Δεν θα πρέπει να γίνεται σύγχυση μεταξύ ενός σταθερού συνεχούς μεγέθους και ενός απλά συνεχούς. Στην περίπτωση που ένα μέγεθος έχει σταθερή τιμή τότε είναι και συνεχές. Δεν ισχύει όμως το αντίθετο (δηλαδή, κάθε συνεχές μέγεθος δεν είναι αναγκαστικά σταθερό). Άλλη συνήθης παρανόηση που πρέπει να αποφεύγεται είναι η σύγχυση μεταξύ εναλλασσόμενου και ημιτονοειδώς μεταβαλλόμενου μεγέθους. Ένα ημιτονοειδώς μεταβαλλόμενο μέγεθος είναι προφανώς εναλλασσόμενο αλλά δεν ισχύει το αντίστροφο (δηλαδή, κάθε εναλλασσόμενο μέγεθος δεν είναι αναγκαστικά ημιτονοειδώς μεταβαλλόμενο).

2.3 Ημιτονοειδής μορφή και ενεργός (RMS) τιμή

Η βασική εναλλασσόμενη τάση στις ηλεκτρικές εφαρμογές (η τάση δικτύου) είναι ημιτονοειδώς μεταβαλλόμενη. Σε ισοδύναμη παράσταση με στρεφόμενο διάνυσμα, αυτό σημαίνει ότι η τιμή της τάσης κάθε στιγμή προκύπτει ως η τεταγμένη ενός σημείου που αντιστοιχεί στην κορυφή ενός διανύσματος σταθερού μήκους που στρέφεται αριστερόστροφα με μια συγκεκριμένη ταχύτητα (που συνδέεται προφανώς με την περίοδο του σήματος). Το μήκος του διανύσματος ισοδυναμεί με την μέγιστη τιμή που μπορεί να πάρει η τάση (όταν το διάνυσμα πέσει πάνω στον άξονα των τεταγμένων). Η γωνία που σχηματίζει κάθε φορά το διάνυσμα με τον οριζόντιο άξονα καλείται και φάση και συμβολίζεται συνήθως με φ. Συνεπώς η τεταγμένη της κορυφής (δηλαδή η στιγμιαία τιμή της φάσης) προκύπτει ως το γινόμενο του πλάτους επί του ημιτόνου της φάσης.

Ο μαθηματικός ορισμός των παραπάνω (ή αλλιώς η ημιτονοειδής μορφή) για ένα μέγεθος X δίνεται παρακάτω:

$$x=X_o\sin\varphi=X_o\sin(\omega t)=X_o\sin(2\pi ft)=X_o\sin(\frac{2\pi}{T}t) \qquad (1)$$

Όπου X_o το πλάτος (η μέγιστη τιμή) του X, ω η γωνιακή του συχνότητα (η ταχύτητα περιστροφής του στρεφόμενου διανύσματος), f η συχνότητα, T η περίοδος, φ η φάση. Στην περίπτωση της τάσης του δικτύου (στην Ελλάδα), το πλάτος της τάσης είναι (περίπου) 325 Volts και η συχνότητα 50 Hz. Προφανώς ούτε η μέση τιμή (που είναι μηδέν), ούτε η μέγιστη τιμή μπορούν να δώσουν μια σαφή εικόνα της φυσικής σημασίας του μεγέθους. Έτσι χρησιμοποιείται η ενεργός τιμή (ή RMS τιμή). Το φυσικό νόημα αυτού του μεγέθους είναι ότι αντιπροσωπεύει την ισοδύναμη τιμή μιας συνεχούς τάσης. Για να αξιολογηθεί η ισοδυναμία επιλέγεται η απλούστερη προσέγγιση: η θέρμανση μιας αντίστασης. Έτσι, ενεργός τιμή μιας εναλλασσόμενης τάσης θεωρείται η τιμή που θα πρέπει να έχει μια σταθερή τάση για να θερμάνει έναν αγωγό (μία ωμική αντίσταση) ισόποσα με την εναλλασσόμενη (προφανώς όταν κάθε τάση συνδέεται στα άκρα του αγωγού).

Σε μαθηματικό επίπεδο, η RMS τιμή ενός περιοδικού μεγέθους X ορίζεται ως:

$$X_{rms}=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T x^2(t)dt} \qquad (2),$$ όπου x η στιγμιαία τιμή του μεγέθους

Όταν το μέγεθος αυτό είναι της μορφής (1) τότε η επίλυση της (2) δίνει:

$$X_{rms}=\frac{X_o}{\sqrt{2}} \qquad (3)$$

από όπου και προκύπτει η γνωστή τιμή των 230 V για την τάση δικτύου στην Ελλάδα.

2.4 Ανάλυση Fourier και αρμονικές

Σύμφωνα με την βασική θεωρία της ανάλυσης Fourier [10-11], οποιαδήποτε περιοδική συνάρτηση μπορεί να παρασταθεί ως άθροισμα διαφορετικών ημιτονοειδών (και συνημιτονοειδών) συναρτήσεων που προστίθενται στην μέση τιμή του σήματος. Για την ακριβή προσέγγιση της αρχικής περιοδικής συνάρτησης είναι πιθανόν να απαιτηθούν άπειροι όροι στο άθροισμα ενώ ορισμένοι από αυτούς μπορεί να έχουν μηδενικό πλάτος. Σε κάθε περίπτωση, οι ημιτονοειδείς συναρτήσεις που θα απαιτηθούν θα έχουν συχνότητες που θα είναι ακέραια πολλαπλάσια μίας βασικής συχνότητας που καλείται θεμελιώδης. Οι ημιτονοειδείς αυτές συναρτήσεις καλούνται αρμονικές (διακρίνονται μεταξύ τους με χρήση του αύξοντα αριθμού τους, δηλαδή η δεύτερη αρμονική έχει συχνότητα διπλάσια της πρώτης, η τρίτη τριπλάσια, η τέταρτη τετραπλάσια κ.ο.κ.) με την πρώτη αρμονική να καλείται και θεμελιώδης. Δεδομένου ότι οι εφαρμογές ηλεκτρονικών ισχύος αφορούν την μετατροπή της τάσης σε μια περιοδική μεν αλλά μη αμιγώς ημιτονοειδής μορφή, η χρήση αυτών των διατάξεων θα έχει ως αποτέλεσμα την εμφάνιση αρμονικών είτε στην τάση είτε στο ρεύμα (είτε και στα δύο). Το πρόβλημα που τίθεται είναι τι συμβαίνει σε αυτή την περίπτωση με την ισχύ.

2.5 Ισχύς

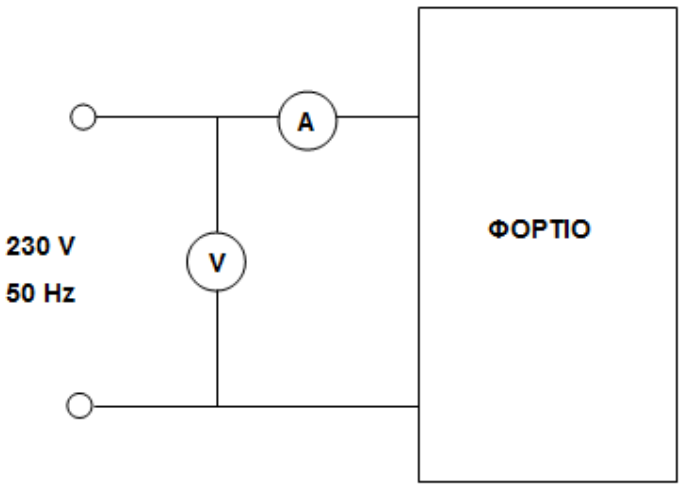
Η ισχύ είναι ένα φυσικό μέγεθος που εκφράζει την δυνατότητα παραγωγής έργου (ή αλλιώς η ενέργεια στην μονάδα χρόνου). Όσον αφορά τα ηλεκτρικά μεγέθη, ορίζεται η στιγμιαία ισχύς ως το γινόμενο τάσης και έντασης κάθε στιγμή ($p=v\cdot i$) το οποίο όμως δεν έχει κάποια ιδιαίτερη φυσική σημασία στα εναλλασσόμενα μεγέθη.

Έτσι χρησιμοποιείται η μέση τιμή της ισχύος ή μέση ισχύς ή πραγματική ισχύς ως:

$$P=\frac{1}{T}\int_0^T v(t)i(t)dt \qquad (4)$$

Στην περίπτωση που η τάση ασκείται πάνω σε έναν ωμικό καταναλωτή, δεν εισέρχεται διαφορά φάσης μεταξύ των στρεφόμενων διανυσμάτων τάσης και έντασης και συνεπώς οι στιγμιαίες τιμές είναι πάντα ομόσημες. Όταν όμως η τάση ασκείται σε μη ωμικές καταναλώσεις (πηνία, πυκνωτές) τότε παρατηρείται διαφορά φάσης μεταξύ τάσης και ρεύματος, η οποία γενικώς συμβολίζεται με φ (όπου $\varphi=\varphi_V-\varphi_I$). Η σημασία αυτού θα γίνει προφανής αν παρατηρηθεί καλύτερα η (4). Η μέση ισχύς προκύπτει ως το εμβαδόν που περικλείει η καμπύλη που προκύπτει από τον πολλαπλασιασμό (σημείο προς σημείο) των καμπυλών τάσης και ρεύματος. Συνεπώς όταν δεν υπάρχει διαφορά φάσης μεταξύ τους, οι τιμές τάσης και ρεύματος θα είναι πάντα ομόσημες και το γινόμενό τους θετικό. Η ισχύς που προκύπτει τότε από την επίλυση της (4) θα είναι η μέγιστη δυνατή τιμή και μάλιστα (για μονοφασικό φορτίο) ισούται με $P=V_{rms}I_{rms}$, όπου V_{rms} και I_{rms} οι RMS τιμές τάσης και ρεύματος. Αν όμως υπάρχει διαφορά φάσης, τότε για κάποια χρονικά διαστήματα το γινόμενο τάσης και ρεύματος θα είναι αρνητικό. Συνεπώς το εμβαδόν που θα περικλείει τώρα η καμπύλη της στιγμιαίας ισχύς θα είναι μικρότερο από ότι στην προηγούμενη περίπτωση (αφού θα υπάρχει και αρνητικό μέρος) κατά έναν συντελεστή που εξαρτάται από την διαφορά φάσης. Ο συντελεστής αυτός ισούται με $\cos\varphi$ (όπου φ η διαφορά φάσης μεταξύ τάσης και ρεύματος) και η μέση ισχύς σε αυτή την περίπτωση (για μονοφασικό φορτίο) θα είναι $P=V_{rms}I_{rms}\cos\varphi$. Αντίστοιχα ισχύουν για τριφασικό φορτίο με την προσθήκη του συντελεστή $\sqrt{3}$ και χρήση των πολικών μεγεθών. Προφανώς για αμιγώς ωμικό φορτίο θα ισχύει $\varphi=0=>\cos\varphi=1$.

Για να γίνει πιο κατανοητή η σημασία αυτού του γεγονότος ας θεωρήσουμε ένα φορτίο που έχει συνδεθεί στο δημόσιο δίκτυο όπως φαίνεται στην Εικόνα 2.1. Αν συνδεθούν κατάλληλα όργανα μέτρησης όπως φαίνεται στην Εικόνα 2.1 τότε μπορεί να μετρηθεί η ενεργός τιμής της τάσης και του ρεύματος. Το γινόμενο αυτών όμως δεν θα δώσει την ισχύ που αποδίδει το φορτίο (καθώς αυτή προκύπτει μετά την εφαρμογή του συντελεστή $\cos\varphi$). Αν υποτεθεί π.χ. ότι $\cos\varphi=0.8$ και η ενεργός τιμή του ρεύματος μετριέται ίση με 5 Α, αυτό θα σημαίνει ότι το φορτίο θα απαιτεί να τροφοδοτηθεί με 5 Α ώστε να αποδώσει ισχύ (έργο) που αντιστοιχεί σε 4 Α. Το πρόβλημα αυτό είναι ιδιαίτερα σημαντικό στις ηλεκτρολογικές εφαρμογές καθώς επιφέρει ποικίλα αρνητικά αποτελέσματα και για να αντιμετωπισθεί συνδέονται κατάλληλα στοιχεία (πυκνωτές ή πηνία) ώστε να αντισταθμίσουν την επίδραση των αντίστοιχων στοιχείων του φορτίου. Το ερώτημα που προκύπτει είναι: τι θα συμβεί στην περίπτωση που εμφανίζονται αρμονικές στην τάση ή και στο ρεύμα;



Εικόνα 2.1 Ένα φορτίο συνδεδεμένο στο δίκτυο

2.6 Ισχύς και αρμονικές – Συντελεστές ισχύος

Όπως αναφέρθηκε στις προηγούμενες παραγράφους, η χρήση διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος θα έχει ως αποτέλεσμα την εισαγωγή αρμονικών στην τάση ή στο ρεύμα ή στην τάση και στο ρεύμα. Συνεπώς θα ισχύει:

$$P=\frac{1}{T}\int_0^T (V_0+\sum_{h=1}^{\infty} V_h\cos(h\omega t-\varphi_{Vh}))\cdot(I_0+\sum_{h=1}^{\infty} I_h\sin(h\omega t-\varphi_{Ih}))dt \quad (5)$$

όπου h η αντίστοιχη αρμονική. Ισχύει επίσης:

$$\int_0^T (V_0+\sum_{n=1}^{\infty} V_n\cos(n\omega t-\varphi_{Vn}))\cdot(I_0+\sum_{m=1}^{\infty} I_m\sin(m\omega t-\varphi_{Im})) = \begin{cases} 0, & n\neq m \\ \frac{V_n I_n}{2}\cos(\varphi_{Vn}-\varphi_{In}) \end{cases} \quad (6)$$

Η φυσική σημασία της (6) είναι ότι στην μέση ισχύ συνεισφέρουν μόνο οι αρμονικές που υπάρχουν και στην τάση και στο ρεύμα. Εδώ είναι χρήσιμο να τονιστεί το εξής: η ενεργός τιμή ενός σήματος X που περιέχει αρμονικές προκύπτει ως η συνισταμένη των ενεργών τιμών των αρμονικών δηλαδή:

$$\text{Γενικά: } X_{rms}=\sqrt{X_o+\sum_{h=1}^{\infty} X_h^2} \xrightarrow{\text{συμμετρικό X δλδ } X_o=0} X_{rms}=\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} X_h^2} \quad (7)$$

Ας επανέλθουμε στην περίπτωση του φορτίου που συνδέεται στο δημόσιο δίκτυο (Εικόνα 2.1) μόνο που αυτή την φορά ας υποτεθεί ότι εντός του φορτίου υπάρχει διάταξη ηλεκτρονικών ισχύος η οποία έχει ως αποτέλεσμα την παρουσία διαταραχών, και άρα αρμονικών, στο AC συμμετρικό ρεύμα. Τα όργανα μέτρησης θα καταγράψουν την ενεργό τιμή της τάσης και του ρεύματος. Ας υποτεθεί ακόμα, ότι πέραν της διάταξης των ηλεκτρονικών ισχύος, το φορτίο δεν περιέχει μη ωμικές καταναλώσεις (δηλαδή πηνία ή πυκνωτές). Η συνθήκη αυτή ισοδυναμεί με $\cos\varphi=1$. Η ενεργός τιμή του ρεύματος που θα μετρηθεί όμως, σύμφωνα με την (7), θα είναι η συνισταμένη των ενεργών τιμών όλων των αρμονικών. Σύμφωνα με την (6), στην πραγματική ισχύ θα συνεισφέρει μόνο η ενεργός τιμή της πρώτης αρμονικής του ρεύματος αφού στην τάση υπάρχει μόνο η πρώτη αρμονική. Συνεπώς και πάλι το φορτίο θα απαιτεί μεγαλύτερο ρεύμα από αυτό που αντιστοιχεί στην πραγματική ισχύ (έργο) που αποδίδει. Για παράδειγμα ας υποτεθεί ότι στο ρεύμα υπάρχει η πρώτη αρμονική με ενεργό τιμή 4 A και η τρίτη αρμονική με ενεργό τιμή 3 A. Η ενεργός τιμή του ρεύματος σύμφωνα με την (7) θα προκύψει ίση με $\sqrt{4^2+3^2}=5\,\text{A}$. Η μέση ισχύς όμως θα προκύψει ως το γινόμενο των 230 V επί των 4 A (που είναι η ενεργός τιμή της θεμελιώδης αρμονικής του ρεύματος).

Γενικά λοιπόν ισχύει:

$$P=V_{rms}I_{1,rms}\cos\varphi = V_{rms}I_{rms}\cos\varphi\cdot\frac{I_{1,rms}}{I_{rms}} \quad (8)$$

και όπως φαίνεται από τον παραπάνω τύπο, ορίζονται πλέον οι ακόλουθοι συντελεστές:

(1) ο συντελεστής ισχύος μετατόπισης που σχετίζεται με την διαφορά φάσης τάσης-ρεύματος και ισούται με $pf_{disp}=\cos\varphi$

(2) ο συντελεστής ισχύος παραμόρφωσης που σχετίζεται με την παρουσία αρμονικών στο ρεύμα (και άρα την παραμόρφωσή του) και ισούται με $pf_{dist}=I_{1,rms}/I_{rms}$

(3) ο συνολικός ή πραγματικός συντελεστής ισχύος που ισούται με $pf_{true}=pf_{disp}\cdot pf_{dist}$

Πρέπει να σημειωθεί ότι στην περίπτωση που δεν υπάρχουν αρμονικές τότε $pf_{dist}=1$ και άρα $pf_{true}=\cos\varphi$. Αυτό έχει οδηγήσει στο να αποκαλείται καταχρηστικά «συντελεστής ισχύος» ο συντελεστής ισχύος παραμόρφωσης σε διατάξεις όπου $pf_{dist}=1$.

2.7 Συνέπειες αρμονικών και λόγος αρμονικής παραμόρφωσης

Η παρουσία αρμονικών είναι ένα ιδιαίτερα αρνητικό φαινόμενο. Η προφανής συνέπεια είναι η απαίτηση για μεγαλύτερο ρεύμα από το αναγκαίο και συνεπώς η ανάγκη υπερδιαστασιολόγησης. Πρόσθετες συνέπειες περιλαμβάνουν ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές σε άλλα στοιχεία, υπερθέρμανση και καταστροφή τυλιγμάτων, εσφαλμένες λειτουργίες διακοπτών και κυκλωμάτων προστασίας κ.α. Ως μέτρο της παρουσίας των αρμονικών χρησιμοποιείται ευρέως ο λόγος αρμονικής παραμόρφωσης (Total Harmonic Distortion ratio ή THD) που για το ρεύμα ορίζεται ως:

$$\mathrm{THD_I}=\frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty}\mathrm{I_{hrms}^2}}}{\mathrm{I_{1,rms}}}=100\cdot\frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty}\mathrm{I_{hrms}^2}}}{\mathrm{I_{1,rms}}}\% \quad (9)$$

Ενώ ισχύουν ακόμα:

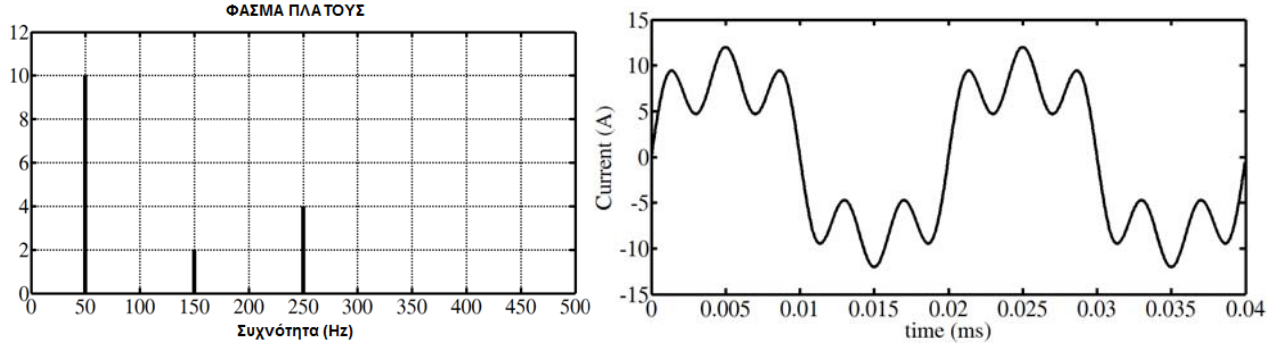
$$\mathrm{I_{rms}}=\mathrm{I_{1rms}}\sqrt{1+(\mathrm{THD_I})^2} \quad (10)$$

$$\mathrm{pf_{dist}}=\frac{1}{\sqrt{1+(\mathrm{THD_I})^2}} \quad (11)$$

Παρόμοιοι με τον THD λόγοι μπορεί να ορισθούν για τις περιττές αρμονικές, για έναν αριθμό από τις αρμονικές με την μεγαλύτερη επίδραση, για όσες αρμονικές έχουν πλάτος μεγαλύτερο ενός κατώτατου ποσοστού σε σχέση με την θεμελιώδη κ.ο.κ. Οι αρνητικές συνέπειες των αρμονικών σε συνδυασμό με την συνεχώς αυξανόμενη χρήση διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος έχουν οδηγήσει στην θέσπιση κανονισμών και ορίων για την επίδραση των αρμονικών (συνηθέστερα με όρια που αφορούν τον λόγο THD) [12-16]. Τέλος, πρέπει να σημειωθεί ότι στην περίπτωση που υπάρχουν αρμονικές στην τάση και στο ρεύμα τότε ορίζονται αντίστοιχοι λόγοι για την τάση και η ανάλυση είναι σχετικά πιο περίπλοκη. Οι ενδιαφερόμενοι μπορούν να ανατρέψουν στα ελεύθερα προσβάσιμα [12-16] μεταξύ άλλων.

2.8 Αναλυτές ισχύος και φάσματα πλάτους

Για την μέτρηση της επίδρασης των αρμονικών μπορούν να χρησιμοποιηθούν ειδικές συσκευές (αναλυτές ισχύος) που έχουν την δυνατότητα αυτόματα να παρέχουν πληροφορίες για το αρμονικό περιεχόμενο ενός μετρούμενου μεγέθους. Τα αποτελέσματα μπορεί να εμφανίζονται σε μορφή λίστας ή και φάσματος. Με τον όρο «φάσμα» εννοείται ένα διάγραμμα που εμφανίζει τις σχετικές πληροφορίες στο πεδίο της συχνότητας, δηλαδή ένα γράφημα που στον οριζόντιο άξονα εμφανίζονται οι συχνότητες και στον κάθετο το σχετικό μέγεθος (π.χ. πλάτος ή γωνία). Για παράδειγμα το φάσμα πλάτους που απεικονίζεται στην Εικόνα 2.2 (για την κυματομορφή ρεύματος στο δεξιό μέρος της εικόνας) δείχνει την παρουσία της πρώτης αρμονικής (50 Hz) με πλάτος 10, της τρίτης (150 Hz) με πλάτος 2 και της πέμπτης (250 Hz) με πλάτος 4.

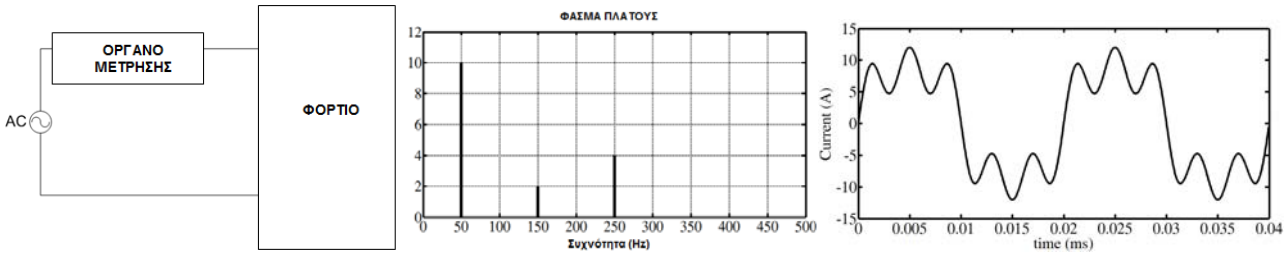


Εικόνα 2.2 Ένα απλό παράδειγμα φάσματος πλάτους και της μετρούμενη κυματομορφή

2.9 Παραδείγματα

2.9.1 Παράδειγμα 1

Η κυματομορφή του ρεύματος καθώς και το συχνοτικό της φάσμα πλάτους όπως καταγράφεται από το όργανο μέτρησης στο παρακάτω σχήμα φαίνονται στις γραφικές παραστάσεις (το φάσμα γωνίας είναι μηδενικό και cosφ=1).



Α. Να υπολογιστεί η RMS τιμή του ρεύματος

$$\text{Απ.: } I_{rms}=\sqrt{\sum_{h=1}^{2} I_{hrms}^2}=\sqrt{(\frac{10}{\sqrt{2}})^2+(\frac{2}{\sqrt{2}})^2+(\frac{4}{\sqrt{2}})^2}=\sqrt{\frac{120}{2}}=7.7460\ \text{A}$$

Β. Να υπολογιστεί ο λόγος αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος (THD_I)

$$\text{Απ.: } THD_I=\frac{\sqrt{2^2+4^2}}{10}=0.44721=44.721\%$$

Γ. Αν υποθέσουμε ότι το φορτίο αυτό συνδέεται στο ελληνικό δίκτυο παροχής, να υπολογιστεί η πραγματική ισχύς που καταναλώνει το φορτίο

$$\text{Απ.: } P_{\text{φορτίου}}=V_{rms}\cdot I_{1rms}=230\cdot\frac{10}{\sqrt{2}}=230\cdot 7.0711=1626.3\ \text{W}$$

Δ. Να υπολογιστεί ο πραγματικός συντελεστής ισχύος

$$\text{Απ.: } pf_{true}=\frac{P_{\text{φορτίου}}}{S}=\frac{V_{rms}\cdot I_{1rms}}{V_{rms}\cdot I_{rms}}=pf_{dist}=\frac{7.0711}{7.7460}=0.9129$$

2.9.2 Παράδειγμα 2

Α. Αν υποτεθεί ότι $I=100\sin(50\pi t)+50\sin(150\pi t)+25\sin(250\pi t)$ τι συχνότητα έχει η θεμελιώδης (πρώτη) αρμονική; Ποιες άλλες αρμονικές (δεύτερη, τρίτη, τέταρτη κ.ο.κ.) υπάρχουν και τι πλάτος έχει η κάθε μία;

Απ: $f_1=25Hz$, υπάρχει ακόμα η 3^{η} (πλάτος 50) και η 5^{η} (πλάτος 25)

Β. Να υπολογιστεί ο λόγος αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος (THD_I)

$$\text{Απ.: } THD_I=\frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_{hrms}^2}}{I_{1rms}}=\frac{\sqrt{(\frac{50}{\sqrt{2}})^2+(\frac{25}{\sqrt{2}})^2}}{\frac{100}{\sqrt{2}}}=55.9\%$$

Γ. Να υπολογιστεί η RMS τιμή του ρεύματος

$$\text{Απ.: } I_{rms}=\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_{hrms}^2}=\sqrt{\left(\frac{100}{\sqrt{2}}\right)^2+\left(\frac{50}{\sqrt{2}}\right)^2+\left(\frac{25}{\sqrt{2}}\right)^2}=81\text{A}$$

Κεφάλαιο 3. Βασικές Τοπολογίες Μετατροπέων AC-DC

3.1 Εισαγωγή

Οι AC-DC μετατροπείς ονομάζονται και ανορθωτές. Αν χρησιμοποιηθούν δίοδοι τότε ονομάζονται μη ελεγχόμενοι ανορθωτές ή ανορθωτές διόδων. Στην περίπτωση που χρησιμοποιηθούν θυρίστορ ονομάζονται ελεγχόμενοι ανορθωτές ή ανορθωτές με θυρίστορ. Παλαιότερα οι ανορθωτές με θυρίστορ ήταν ευρέως διαδεδομένοι για τον έλεγχο DC μηχανών. Πλέον στις εφαρμογές μικρής ισχύος χρησιμοποιούνται άλλα ημιαγωγικά στοιχεία ενώ η χρήση ανορθωτών με θυρίστορ παραμένει σε μεγάλες βιομηχανικές κινητήριες διατάξεις, ειδικές εφαρμογές όπως οι επιταχυντές σωματιδίων ενώ χρησιμοποιούνται σε μεγάλο βαθμό για τις απαραίτητες ανορθώσεις σε συστήματα HVDC.

3.2 Ανορθωτές με θυρίστορ

Οι ανορθωτές που χρησιμοποιούν θυρίστορ συνήθως ονομάζονται με βάση των αριθμό των παλμών που απαιτούνται (και άρα των θυρίστορ). Έτσι όταν χρησιμοποιείται ένα θυρίστορ, ο μετατροπέας λέγεται και ενός παλμού, όταν χρησιμοποιούνται δύο θυρίστορ λέγεται και δύο παλμών κ.ο.κ. Η γωνία α που αντιστοιχεί στην έναυση του θυρίστορ μέσα σε μία περίοδο ονομάζεται γωνία έναυσης (ή πυροδότησης) και η γωνία β που αντιστοιχεί στην σβέση ονομάζεται γωνία σβέσης. Το διάστημα αγωγής αντιστοιχεί στην γωνία αγωγής που συνήθως συμβολίζεται με γ. Σημειώνεται ότι τα θυρίστορ στην συνέχεια θα εξεταστούν ως ιδανικά.

Για την αξιολόγηση των ανορθωτών χρησιμοποιούνται συνήθως τα παρακάτω μεγέθη:

(1) η μέση τιμή της τάσης εξόδου $\overline{V_d}$ ή V_{avg} ή V_{dc}

(2) η RMS τιμή της τάσης εξόδου V_d ή V_{rms}

(3) η μέση τιμή του ρεύματος στην έξοδο (στο φορτίο) $\overline{I_d}$ ή I_{avg} ή I_{dc}

(4) η RMS τιμή του ρεύματος στην έξοδο I_d ή I_{rms}

(5) η dc ισχύς εξόδου $P_{dc}= V_{dc}\cdot I_{dc} = \overline{V_d}\cdot\overline{I_d}$

(6) η ac ισχύς εξόδου $P_{ac}= V_{rms}\cdot I_{rms}= V_d\cdot I_d$

(7) η απόδοση (efficiency) $n=\frac{P_{dc}}{P_{ac}}$

(8) ο συντελεστής μορφής (form factor) $FF=\frac{V_{rms}}{V_{dc}}=\frac{V_d}{\overline{V_d}}$

(9) ο συντελεστής κυμάτωσης (ripple factor) $RF=\frac{V_{ac}}{V_{dc}}=\sqrt{FF^2-1},$

όπου $V_{ac}=\sqrt{V_{rms}^2-V_{dc}^2}=\sqrt{V_d^2-\overline{V_d}^2}$

(10) ο συντελεστής χρησιμοποίησης μετασχηματιστή (transformer utilization factor) $TUF=\frac{P_{dc}}{V_s\cdot I_s}$, όπου V_s και I_s οι RMS τιμές της τάσης και έντασης στο δευτερεύον του Μ/Σ που χρησιμοποιείται (αν χρησιμοποιείται) στην είσοδο του ανορθωτή

(11) ο συντελεστής πλάτους (crest factor) $CF=\frac{I_{s(peak)}}{I_s}$, όπου I_s το ρεύμα εισόδου.

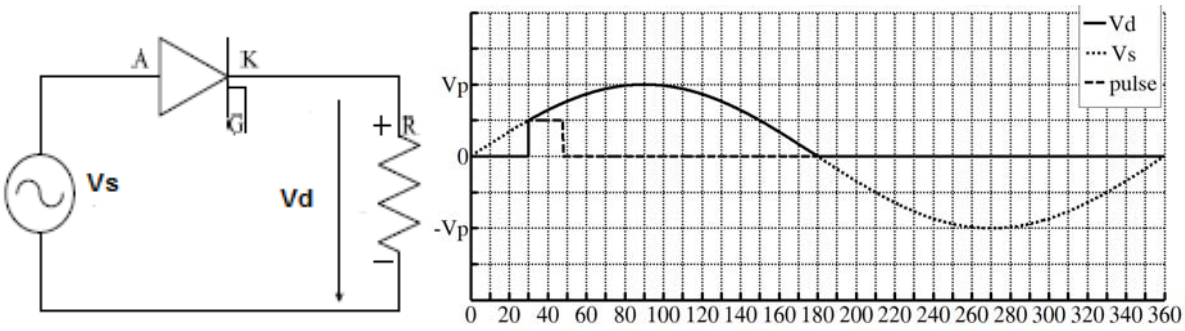
(12) ο πραγματικός συντελεστής ισχύος pf_{true}

(13) ο συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης THD

Σημειώνεται ότι στους ανορθωτές ισχύει ο νόμος του Ohm για τις μέσες τιμές τάσης και ρεύματος ($I_{dc}=V_{dc}/R$).

3.3 Ανορθωτής ενός παλμού με ωμικό φορτίο

Ονομάζεται και ανορθωτής μισού κύματος καθώς «αξιοποιεί» μόνο την μισή περίοδο. Το βασικό κύκλωμα φαίνεται στην Εικόνα 3.1. Για να μεταβεί το θυρίστορ σε κατάσταση αγωγής θα πρέπει να είναι ορθά πολωμένο και να δεχθεί κατάλληλο παλμό έναυσης στην πύλη. Συνεπώς η γωνία έναυσης θα πρέπει να είναι $0 \leqslant \alpha \leqslant 180^o$. Η γωνία σβέσης θα είναι ίση με 180^o καθώς τότε το θυρίστορ πολώνεται ανάστροφα. Για όσο άγει θυρίστορ, η τάση στο φορτίο θα είναι ίση με την τάση της πηγής. Ένα παράδειγμα για $\alpha=30^o$ φαίνεται στην Εικόνα 3.1.

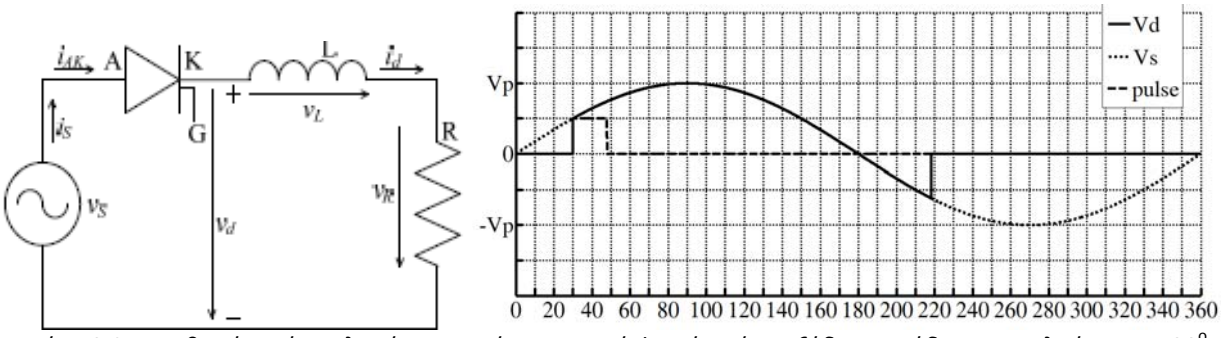


Εικόνα 3.1 Ανορθωτής ενός παλμού με ωμικό φορτίο, τάση εξόδου, εισόδου και παλμός για $\alpha=30^o$

Η κυματομορφή του ρεύματος θα είναι ίδιας μορφής με αυτής της τάσης αφού το φορτίο είναι ωμικό και συνεπώς για κάθε χρονική στιγμή ισχύει ο νόμος του Ohm.

3.4 Ανορθωτής ενός παλμού με ωμικό επαγωγικό φορτίο

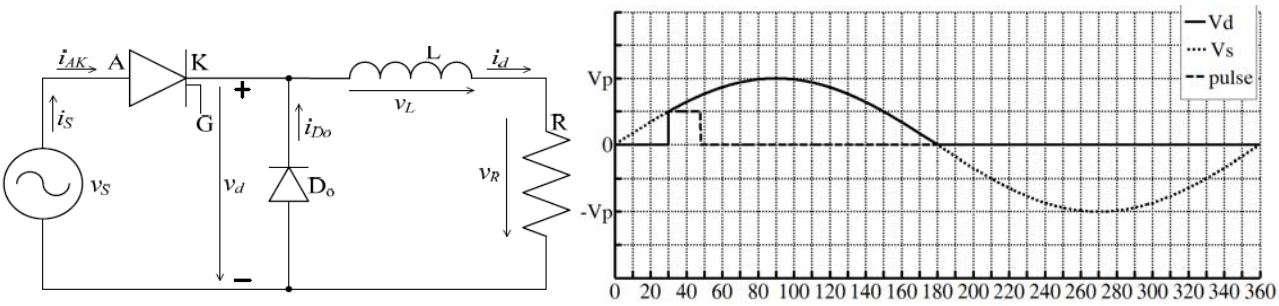
Στην περίπτωση που το φορτίο είναι ωμικό επαγωγικό τότε παρατηρείται η εξής συμπεριφορά [17]: το πηνίο αντιτάσσεται στην μεταβολή του ρεύματος που το διαρρέει. Στα άκρα λοιπόν της αυτεπαγωγής L αναπτύσσεται μια τάση $V_L = L\frac{di}{dt}$ η οποία όσο το ρεύμα αυξάνεται δρα αντίθετα στην πηγή Vs αποθηκεύοντας ενέργεια, ενώ όταν το ρεύμα αρχίσει να μειώνεται τότε η πολικότητά της αλλάζει και το πηνίο πλέον δρα ως ενεργητικό στοιχείο (πηγή). Η δράση του πηνίου έχει ως συνέπεια το ρεύμα να καθυστερήσει να μηδενιστεί, κρατώντας έτσι το θυρίστορ σε κατάσταση ON για ένα επιπλέον χρονικό διάστημα, όπως φαίνεται στην Εικόνα 3.2. Αυτός ο επιπλέον χρόνος εξαρτάται από την γωνία έναυσης (την παρεχόμενη ενέργεια προς αποθήκευση από το πηνίο) και την διαφορά φάσης (την τιμή της αυτεπαγωγής και άρα την δυνατότητα αποθήκευσης ενέργειας από το πηνίο). Η κυματομορφή του ρεύματος θα είναι γενικά θετική για όλο το διάστημα αγωγής, χωρίς απότομες μεταβολές («άλματα») καθώς τα απαγορεύει εν γένει η παρουσία του πηνίου και με καμπυλότητα που εξαρτάται από τις τιμές των R και L.



Εικόνα 3.2 Ανορθωτής ενός παλμού με ωμικό επαγωγικό φορτίο, τάση εξόδου, εισόδου και παλμός για $\alpha=30^o$

3.5 Ανορθωτής ενός παλμού με ωμικό επαγωγικό φορτίο και δίοδο ελεύθερης διέλευσης

Στην περίπτωση που το φορτίο έχει επαγωγικό χαρακτήρα, συνήθως συνδέεται μια δίοδος ώστε να είναι ανάστροφα πολωμένη κατά την ορθή περίοδο αγωγής (εδώ από 0^o έως 180^o) αλλά ορθά πολωμένη για τον επιπλέον χρόνο που το θυρίστορ παραμένει σε κατάσταση ON λόγω της δράσεως του πηνίου, όπως φαίνεται στην Εικόνα 3.3. Η δίοδος αυτή ονομάζεται και δίοδος ελεύθερης διέλευσης (Free Wheeling Diode ή D_o ή FWD) και χρησιμοποιείται ευρέως στα ηλεκτρονικά κυκλώματα κυρίως για να προστατέψει τους ηλεκτρονικούς διακόπτες από την υπέρταση που θα δημιουργηθεί λόγω της δράσης του πηνίου κατά την αποσύνδεση επαγωγικού φορτίου [18]. Η λειτουργία της συνίσταται στο ότι προσφέρει έναν βρόχο εκφόρτισης του ρεύματος του πηνίου όταν πολωθεί ορθά (μετά το άνοιγμα του διακόπτη). Στην συγκεκριμένη περίπτωση, το άνοιγμα του διακόπτη γίνεται όταν το ρεύμα έχει μηδενιστεί συνεπώς η κύρια λειτουργία της δεν είναι τόσο η προστασία του θυρίστορ όσο η βελτίωση της τάσεως εξόδου όπως φαίνεται στην Εικόνα 3.3. Μετά τις 180^o η δίοδος θα πολωθεί ορθά και το ρεύμα που οφείλεται στο πηνίο θα εκφορτιστεί στον δεξιό βρόχο και έτσι το θυρίστορ θα σβήσει στις 180^o. Αντίστοιχα, η τάση στο φορτίο θα είναι ακριβώς η ίδια με την περίπτωση του ωμικού φορτίου.



Εικόνα 3.3 Ανορθωτής ενός παλμού με ωμικό επαγωγικό φορτίο, τάση εξόδου, εισόδου και παλμός για $\alpha=30^o$

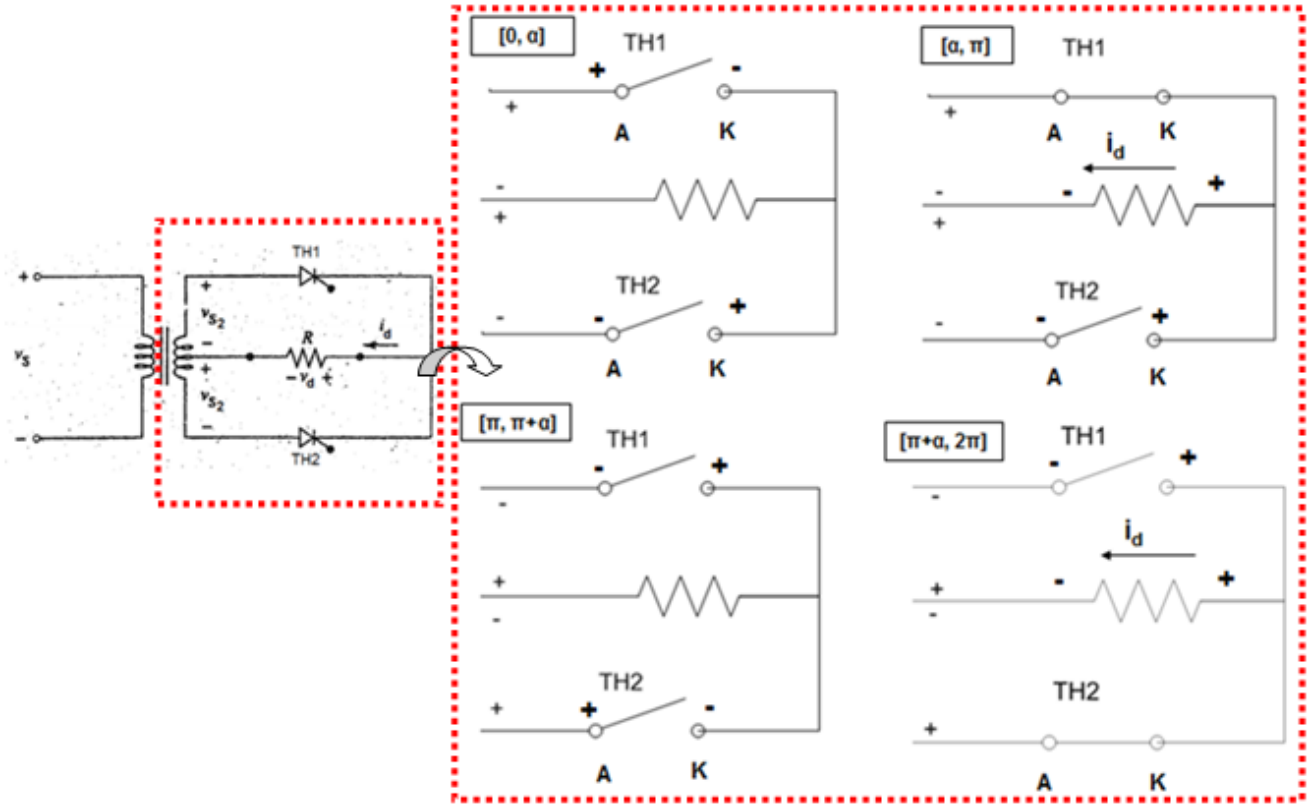
Εφόσον η τάση στην έξοδο είναι DC, το μέγεθος που ενδιαφέρει είναι η μέση τιμή της τάσης. Ολοκληρώνοντας την τάση εξόδου προκύπτει:

$$V_{dc}=\frac{V_s}{\sqrt{2}\pi}[\cos\alpha-\cos\beta] \quad (1)$$ (Vs η RMS τιμή της τάσεως πηγής και οι γωνίες σε ακτίνια)

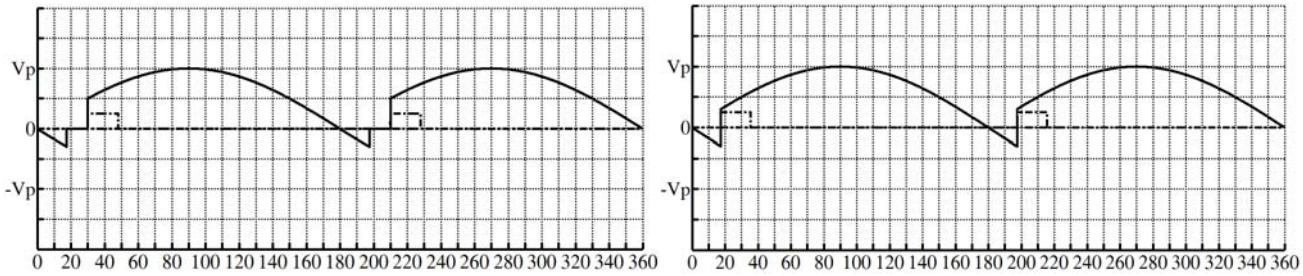
Συνεπώς, για δεδομένο φορτίο, ελέγχοντας την γωνία έναυσης, ελέγχεται η τάση και άρα και η ισχύς εξόδου. Για ωμικό φορτίο προφανώς $\beta=\pi$.

3.6 Ανορθωτής δύο παλμών

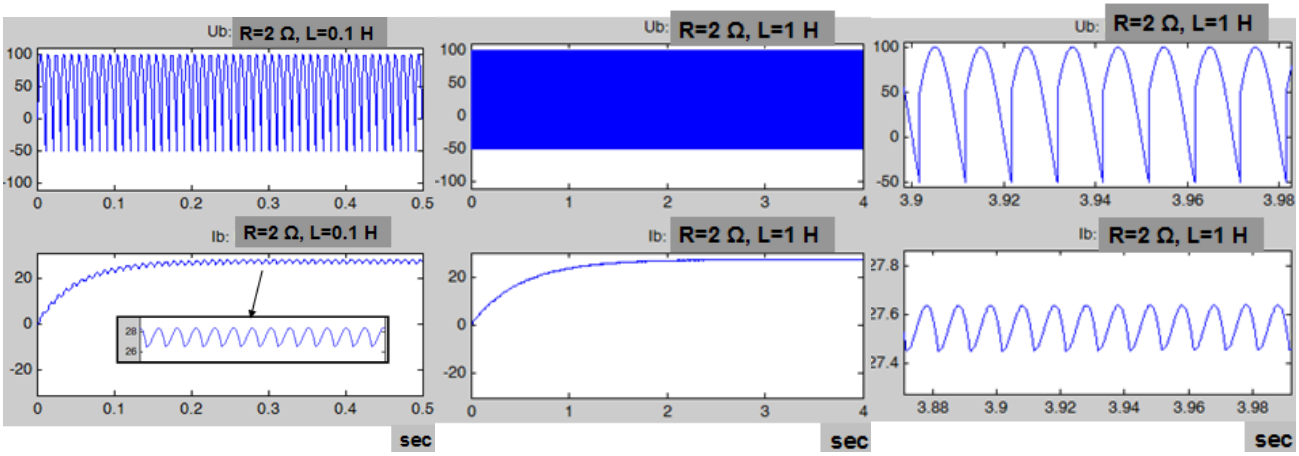
Για το κύκλωμα του ανορθωτή δύο παλμών απαιτείται η χρήση ενός μετασχηματιστή μεσαίας λήψης όπως φαίνεται στην Εικόνα 3.4 ενώ η λειτουργία του κυκλώματος για διαφορετικές χρονικές περιόδους (και αντίστοιχες γωνίες) παρουσιάζεται στην Εικόνα 3.4. Να σημειωθεί ότι αξιοποιείται ολόκληρη η περίοδος και τέτοιοι ανορθωτές λέγονται και ανορθωτές πλήρους κύματος. Πρέπει να σημειωθεί επίσης ότι το ρεύμα διέρχεται από το φορτίο με την ίδια φορά και στις δύο ημιπεριόδους. Στην περίπτωση που το φορτίο είναι ωμικό επαγωγικό τότε η συμπεριφορά που περιγράφηκε νωρίτερα, μπορεί να οδηγήσει και σε συνεχή αγωγή (το ρεύμα στο φορτίο να είναι συνεχώς μεγαλύτερο του μηδενός) όπως φαίνεται στην Εικόνα 3.5. Η συνθήκη για να υπάρχει συνεχής αγωγή είναι $\alpha<\varphi$. Το ρεύμα σε περίπτωση συνεχούς αγωγής θα προσεγγίζει την ευθεία γραμμή όσο μεγαλύτερη είναι η αυτεπαγωγή σε σχέση με την ωμική αντίσταση ενώ θα απαιτεί κάποιον χρόνο μετάβασης μέχρι να φτάσει στην μόνιμη κατάσταση όπως φαίνεται στην Εικόνα 3.6. Θεωρητικά, στην περίπτωση πηνίου άπειρης αυτεπαγωγής, το ρεύμα στο φορτίο θα είναι σταθερό.



Εικόνα 3.4 Το κύκλωμα του ανορθωτή δύο παλμών και ανάλυση της λειτουργίας του



Εικόνα 3.5 Κυματομορφές τάσης εξόδου σε περίπτωση ασυνεχούς και συνεχούς αγωγής



Εικόνα 3.6 Κυματομορφές τάσης και ρεύματος εξόδου σε περίπτωση συνεχής αγωγής

Στην περίπτωση ασυνεχούς αγωγής ισχύει $V_{dc}=\frac{\sqrt{2}V_s\frac{N_2}{N_1}}{\pi}[\cos\alpha-\cos\beta]$ όπου $2\cdot N_2$ οι συνολικές σπείρες του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή.

Αντίστοιχα για συνεχή αγωγή ισχύει $V_{dc}=\frac{2\sqrt{2}V_s\frac{N_2}{N_1}}{\pi}(\cos\alpha)$. Και σε αυτή την περίπτωση προκύπτει ότι με τον έλεγχο της γωνίας έναυσης μπορεί να ελεγχθεί η μέση τιμή της τάσης εξόδου. Ένα από τα ζητήματα που πρέπει να τονιστεί είναι ότι στον ανορθωτή δύο παλμών η μέγιστη ανάστροφη τάση που θα δεχθεί κάθε θυρίστορ είναι ίση με $2\cdot Vs_2$. Αυτό σημαίνει ότι αν επιλεχθεί ένας Μ/Σ με λόγο 1:2 ώστε η τάση εξόδου να έχει ίδιο πλάτος με την τάση εισόδου, τότε η μέγιστη ανάστροφη τάση που θα δεχθούν τα θυρίστορ είναι διπλάσια του μεγίστου της τάσης εισόδου (και της τάσης εξόδου). Σημειώνεται ότι η χρήση του Μ/Σ είναι συχνά επιθυμητή σε κυκλώματα είτε για τον υποβιβασμό της τάσης είτε για ζητήματα προστασίας/απομόνωσης.

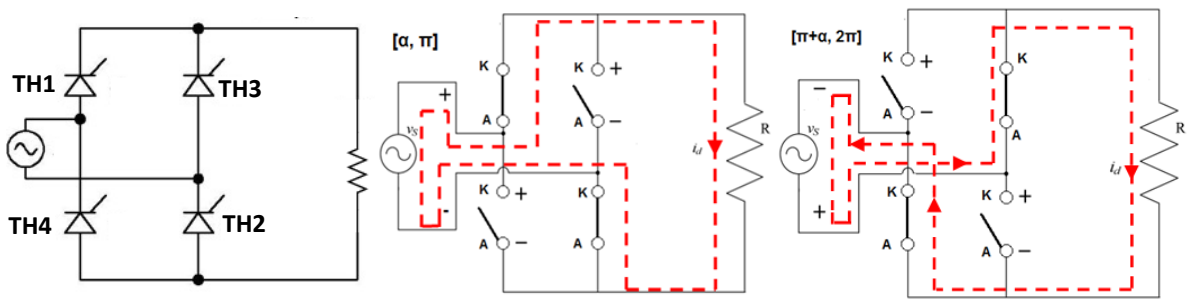
3.7 Ανορθωτής τεσσάρων παλμών

Ο ανορθωτής τεσσάρων παλμών δεν είναι άλλος από τον γνωστό ανορθωτή γέφυρας, μόνο που τη θέση των διόδων έχουν πάρει θυρίστορ όπως φαίνεται στην Εικόνα 3.7. Η συμπεριφορά του για τα διαστήματα αγωγής φαίνεται επίσης στην Εικόνα 3.7. Τα θυρίστορ αντιμετωπίζονται σαν δύο ζευγάρια με το πρώτο ζευγάρι (TH1 και TH2) να δέχεται παλμό σε χρόνο που αντιστοιχεί (σε κάθε περίοδο) σε γωνία α και το δεύτερο ζευγάρι (TH3 και TH4) να δέχεται παλμό σε γωνία π+α (η σειρά ενεργοποίησης δίνει και τα ονόματα των θυρίστορ). Όπως φαίνεται στην Εικόνα 3.7 και στις δύο ημιπεριόδους το ρεύμα διέρχεται από το φορτίο με την ίδια φορά. Η μέγιστη ανάστροφη τάση που θα δεχθούν τα θυρίστορ είναι ίδια με το μέγιστο της τάσης εξόδου. Για τις κυματομορφές τάσης και ρεύματος σε ωμικό και ωμικό-επαγωγικό φορτίο ισχύουν τα αντίστοιχα με τον ανορθωτή δύο παλμών.

Η μέση τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από τους τύπους:

$$\begin{cases} V_{dc}=\frac{\sqrt{2}V_S}{\pi}[\cos\alpha-\cos\beta], & \text{ασυνεχή αγωγή} \\ V_{dc}=\frac{2\sqrt{2}V_S}{\pi}(\cos\alpha), & \text{συνεχή αγωγή} \end{cases}$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι στην ασυνεχή αγωγή η τάση εξόδου είναι η διπλάσια από αυτήν που προκύπτει για τον ανορθωτή ενός παλμού ενώ στην συνεχή αγωγή ταυτίζεται με αυτήν που προκύπτει στον ανορθωτή δύο παλμών εφόσον ο Μ/Σ είναι τέτοιος που να μην μεταβάλλει το πλάτος της τάσης (δηλαδή $N_1=N_2$). Σε σχέση με τον ανορθωτή δύο παλμών, ο ανορθωτής τεσσάρων παλμών ή ελεγχόμενος ανορθωτής γέφυρας χρησιμοποιεί μεν δύο περισσότερα θυρίστορ αλλά δεν απαιτεί την χρήση Μ/Σ ενώ τα θυρίστορ που χρησιμοποιεί πρέπει να είναι ικανά να αντέξουν την μισή ανάστροφη τάση. Μία πρόσθετη παρατήρηση αφορά τα παρακάτω: σε αντίθεση με την ασυνεχή αγωγή, στην συνεχή αγωγή είναι δυνατό η μέση τιμή της τάσης εξόδου να είναι αρνητική και το κύκλωμα να μεταφέρει ενέργεια από την έξοδο στην είσοδο. Αυτό δεν μπορεί να συμβεί για παθητικά φορτία (π.χ. R-L) καθώς για να είναι $\cos\alpha<0$ θα πρέπει $\alpha>90^o$ αλλά για να υπάρχει συνεχή αγωγή πρέπει $\alpha<\varphi=>\varphi>90^o$.



Εικόνα 3.7 Ο ανορθωτής τεσσάρων παλμών και η λειτουργία του στα διαστήματα αγωγής

3.8 Μετάβαση

Στις προηγούμενες παραγράφους θεωρήθηκε ότι η είσοδος (η τάση τροφοδοσίας) είναι μια ιδανική πηγή τάσης. Στην πραγματικότητα όμως η είσοδος (π.χ. το δίκτυο τροφοδοσίας) έχει μια εσωτερική αυτεπαγωγή. Όπως φαίνεται από τις Εικόνες 3.6 και 3.7 σε περίπτωση συνεχούς αγωγής τότε το ρεύμα που διέρχεται από την είσοδο θα πρέπει να αλλάξει ακαριαία φορά. Αυτό όμως δεν μπορεί να συμβεί παρουσία της εσωτερικής αυτεπαγωγής της εισόδου καθώς η αυτεπαγωγή δεν επιτρέπει απότομες μεταβάσεις («άλματα»). Συνεπώς απαιτείται κάποιος χρόνος για να μεταβεί το ρεύμα από την μία πολικότητα στην άλλη. Αυτό το φαινόμενο καλείται μετάβαση και η γωνία που αντιστοιχεί σε αυτό, καλείται γωνία μετάβασης. Κατά την διάρκεια της μετάβασης άγουν όλα τα θυρίστορ. Η τάση εξόδου θα είναι μηδέν για τα παραπάνω κυκλώματα κατά την διάρκεια της μετάβασης. Η γωνία μετάβασης εξαρτάται από την εσωτερική αυτεπαγωγή και το διερχόμενο ρεύμα.

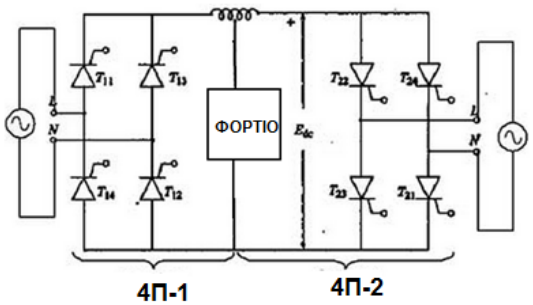
3.9 Άπειρο πηνίο και φορτίο με πηγή τάσης

Συχνά στην ανάλυση/κατάστρωση κυκλωμάτων θεωρούμε ότι στο φορτίο υπάρχει άπειρη αυτεπαγωγή ώστε το ρεύμα στο φορτίο να θεωρηθεί σταθερό. Αυτό είναι μια προσέγγιση που προκύπτει αφενός από τις εφαρμογές (π.χ. ένας κινητήρας θα έχει μια πολύ μεγάλη αυτεπαγωγή) αφετέρου από την ευκολία που προσδίδει στην ανάλυση. Επιπλέον συχνά μελετάται η επίδραση στο φορτίο μιας πηγής DC τάσης. Η ανάγκη για αυτό επίσης προκύπτει από τις εφαρμογές (π.χ. για μελέτη κατά την πέδηση ενός DC κινητήρα ή για την φόρτιση συσσωρευτών). Για παράδειγμα για έναν DC κινητήρα ξένης διέγερσης θα ισχύει $I_dR+E_d=V_{dc}$ η ΑΗΕΔ θα είναι $E_d= K_t\cdot\omega$, όπου $\omega=2\pi v$ (v=στροφές), K_t=σταθερά ροπής κινητήρα και τελικά $\omega=\frac{V_d}{K_t}-\frac{I_dR}{K_t}$ [1-2, 8-9].

Το παραπάνω (απλοποιημένο) παράδειγμα δείχνει ότι ελέγχοντας την γωνία έναυσης, ελέγχω την τάση και το ρεύμα εξόδου και τελικά την ταχύτητα (τις στροφές) του DC κινητήρα. Αντίστοιχα αν το ζητούμενο είναι η φόρτιση ενός συσσωρευτή E_d και θεωρηθεί άπειρο πηνίο στο φορτίο (δηλαδή φορτίο R, L_∞, E_d) τότε θα ισχύει $I_d=I_{dc}$=σταθερό και $P_{Ed}=E_d\cdot I_{dc}$ και συνεπώς ελέγχοντας την γωνία έναυσης μπορώ να ελέγξω την φόρτιση του συσσωρευτή (αντίστροφα αν το ζητούμενο είναι η επιστροφή της ενέργειας από την πηγή τάσης στο δίκτυο).

3.10 Διπλομετατροπέας

Το κύκλωμα του διπλομετατροπέα απεικονίζεται στην Εικόνα 3.8. Αποτελείται από δύο ανορθωτές γέφυρας (συμβολίζονται στην εικόνα με 4Π-1 και 4Π-2) αντίθετα συνδεδεμένους. Ο διπλομετατροπέας χρησιμοποιείται σε βιομηχανικές εφαρμογές για τον έλεγχο κινητήρων, καθώς μπορεί να περιστρέψει τον άξονα ενός κινητήρα και προς τις δύο διευθύνσεις ενώ μπορεί να διαχειριστεί μεγάλη ισχύ λόγω των θυρίστορ. Για αποδοτικότερη λειτουργία και οι δύο μετατροπείς μπορούν να είναι ενεργοποιημένοι ώστε ο ένας να δρα σαν ανορθωτής και ο άλλος σαν αντιστροφέας (θα πρέπει για τις γωνίες έναυσης α_1 και α_2 να ισχύει $\alpha_1+\alpha_2=180^o$).

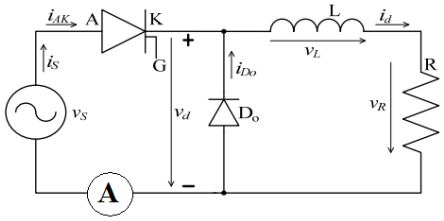


Εικόνα 3.8 Το κύκλωμα του διπλομετατροπέα

3.11 Παραδείγματα

3.11.1 Παράδειγμα 1

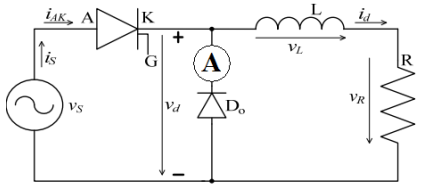
Αν για το κύκλωμα δεξιά έχουμε α=45^o και β=210^o, για ποια διαστήματα (γωνίες) θα δίνει θετική ένδειξη ο παλμογράφος Α;



Απ: από 45^o έως 180^o

3.11.2 Παράδειγμα 2

Αν για το κύκλωμα δεξιά έχουμε α=30^o και β=225^o, για ποια διαστήματα (γωνίες) θα δίνει θετική ένδειξη ο παλμογράφος Α;



Απ: από 180^o έως 225^o

3.11.3 Παράδειγμα 3

AC-DC μετατροπέας δύο παλμών με ωμικό επαγωγικό φορτίο και δίοδο ελεύθερης διέλευσης με α=30^o και β=190^o. Να γίνει πίνακας καταστάσεων όπου για τα διάφορα διαστήματα από 0^o έως 360^o να σημειωθεί για τα TH1, TH2 και D_0 αν άγουν ή όχι (να σημειωθεί ON για αγωγή και OFF για μη αγωγή)

Απ:

	0^o~10^o	10^o~30^o	30^o~180^o	180^o~190^o	190^o-210^o	210^o~360^o
TH1	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF
TH2	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON
D_0	ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF

3.11.4 Παράδειγμα 4

Έστω ότι για έναν μονοφασικό ανορθωτή με R-L φορτίο δίνονται τα παρακάτω δεδομένα: Vdc=188.4 V, Vrms=227.3 V, Idc=37.6 A, Irms=43 A

Α. Να βρεθεί η απόδοση (efficiency) του ανορθωτή

$$\text{Απ: } n=\frac{P_{dc}}{P_{ac}}=\frac{V_{dc}I_{dc}}{V_{rms}I_{rms}}=0.7248$$

Β. Να βρεθεί ο συντελεστής μορφής (form factor)

$$\text{Απ: } FF=\frac{V_{rms}}{V_{dc}}=1.2065$$

Γ. Να υπολογιστεί ο συντελεστής κυμάτωσης

$$\text{Απ: } RF=\sqrt{FF^2-1}=0.6750$$

Δ. Να βρεθεί η ισχύς που καταναλώνεται στην αντίσταση

$$\text{Απ: } R=Vdc/Idc=188.4/37.6=5.0106\ \Omega \text{ και άρα } P_R=I_{rms}^2\cdot R=9264.6\ W$$

3.11.5 Παράδειγμα 5

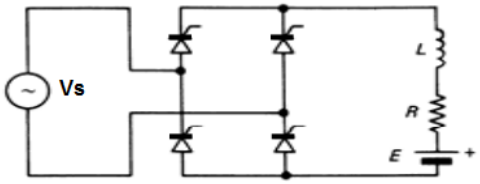
AC-DC μετατροπέας τεσσάρων παλμών με ωμικό επαγωγικό φορτίο σε συνεχή αγωγή με α=20^o με «άπειρο» πηνίο ώστε το ρεύμα στο φορτίο να είναι σταθερό και ίσο με 5 Α. Αν ληφθεί υπόψη η μετάβαση, με γωνία μετάβασης 10^o, να σχεδιαστεί πίνακας για τα v_d, $i_{TH1,2}$, $i_{TH3,4}$ όπου για τα διάφορα διαστήματα από 0^o έως 360^o να εισαχθούν κατάλληλες τιμές ώστε να περιγραφεί η λειτουργία του κυκλώματος.

Για τα $i_{TH1,2}$, $i_{TH3,4}$ να χρησιμοποιηθούν οι τιμές {0}, {0→5},{5→0},{5}. Για την v_d να χρησιμοποιηθούν οι τιμές {<0}, {0}, {>0}
(Θεωρείται γνωστό ότι $v_d(0^o)=v_d(180^o)=v_d(360^o)=0$, να μην γίνει ξεχωριστή αναφορά στον πίνακα για αυτές τις τιμές. Η τιμή {0→5} δείχνει ότι στο συγκεκριμένο διάστημα το ρεύμα μεταβαίνει από την τιμή 0 στην τιμή 5. Αντίστοιχα για το {5→0})

Απ:

	0^o~20^o	20^o~30^o	30^o~180^o	180^o~200^o	200^o~210^o	210^o-360^o
i_{TH1}	0	0→5	5	5	5→0	0
i_{TH2}	5	5→0	0	0	0→5	5
v_d	<0	0	>0	<0	0	>0

3.11.6 Παράδειγμα 6



AC-DC μετατροπέας τεσσάρων παλμών με R-L-E_d φορτίο, όπως φαίνεται στο σχήμα, και «άπειρο» πηνίο (δεν λαμβάνεται υπόψη η μετάβαση) χρησιμοποιείται για την την φόρτιση της μπαταρίας E_d. Δίνεται R=10 Ω, α=30^o, Vs=230 V, I_d=15.5 A,
Α. Να βρεθεί η ισχύς που δίνεται στην μπαταρία

Απ: $V_{dc}=\frac{2V_m}{\pi}\cos\alpha=\frac{2\cdot 230\cdot\sqrt{2}}{\pi}\cos(30)=179.3303$ V και ισχύει:

$V_{dc}=E_d+I_{dc}*R \Rightarrow Ed=179.3303-155=24.3303$ V άρα $P_{Ed}=E_d*I_{dc}=24.3303*15.5=377.1196$ W

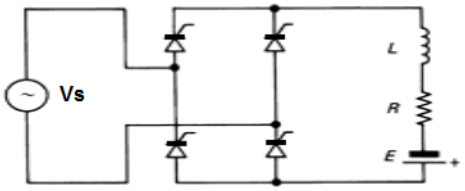
Β. Να βρεθεί η ισχύς που καταναλώνεται στην αντίσταση

$$\text{Απ: } P_R=Idc^2*R=15.5^2*10=2402.5 \text{ W}$$

Γ. Να βρεθεί ο συνολικός συντελεστής ισχύος για το κύκλωμα

$$\text{Απ: pf}=\frac{P}{S}=\frac{377.1196+2402.5}{230\cdot 15.5}=0.7797$$

3.11.7 Παράδειγμα 7



AC-DC μετατροπέας τεσσάρων παλμών με R-L-Ed φορτίο όπως φαίνεται στο σχήμα δεξιά, σε συνεχή αγωγή με Ed=150 V, R=4 Ω, Vs=230 V και PEd=1.5 kW.
Να βρεθεί η γωνία έναυσης.

$$\text{Απ: } I_d=\frac{P_{Ed}}{E_d}=\frac{1500}{150}=10 \text{ A}$$

$$V_{dc}=I_dR\text{-}E_d=10\cdot 4\text{-}150=\text{-}110 \text{ V}$$

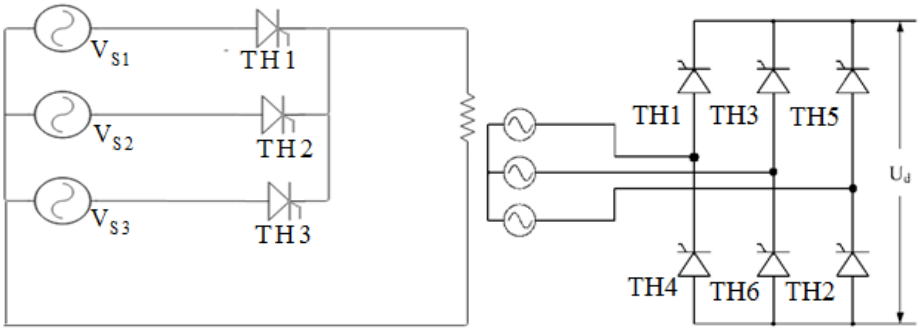
$$V_{dc}=\frac{2\sqrt{2}V_s}{\pi}\cos\alpha \Rightarrow \cos\alpha=-0.5312$$

$$\Rightarrow \alpha=122.1^o$$

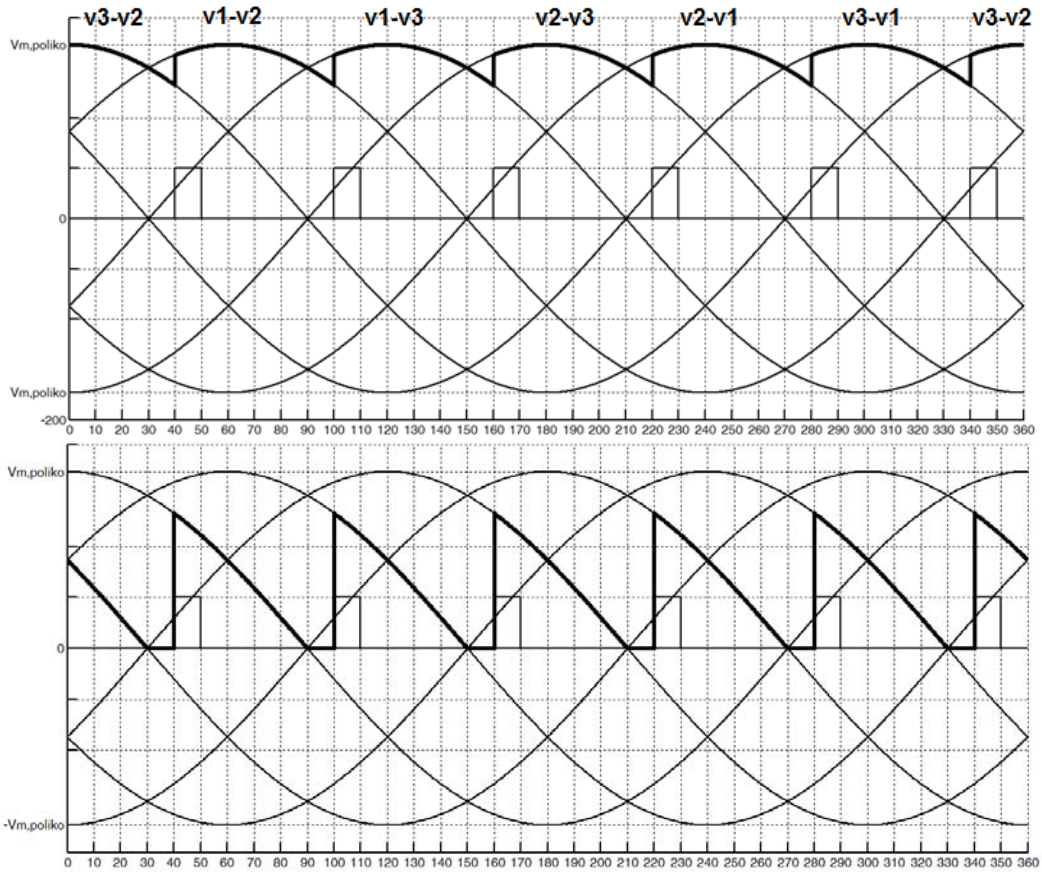
3.12 Τριφασικοί ελεγχόμενοι ανορθωτές

Αντίστοιχα κυκλώματα χρησιμοποιούνται για τους τριφασικούς ανορθωτές με την ονομασία τους και σε αυτήν την περίπτωση να αποδίδει τον αριθμό των θυρίστορ (παλμών). Η πρώτη προφανής περίπτωση είναι ο ανορθωτής τριών παλμών (Εικόνα 3.9) ο οποίος είναι το αντίστοιχο του μονοφασικού ανορθωτή ενός παλμού. Αυτός που χρησιμοποιείται κυρίως όμως είναι ο ανορθωτής έξι παλμών (Εικόνα 3.9) ο οποίος είναι το αντίστοιχο του ανορθωτή τεσσάρων παλμών. Στους τριφασικούς ανορθωτές η γωνία έναυσης μετριέται μετά τις 30^o για λόγους που έχουν να κάνουν με την αλληλουχία των φάσεων. Η έναυση κάθε θυρίστορ πρέπει να γίνεται σε συγκεκριμένη γωνία

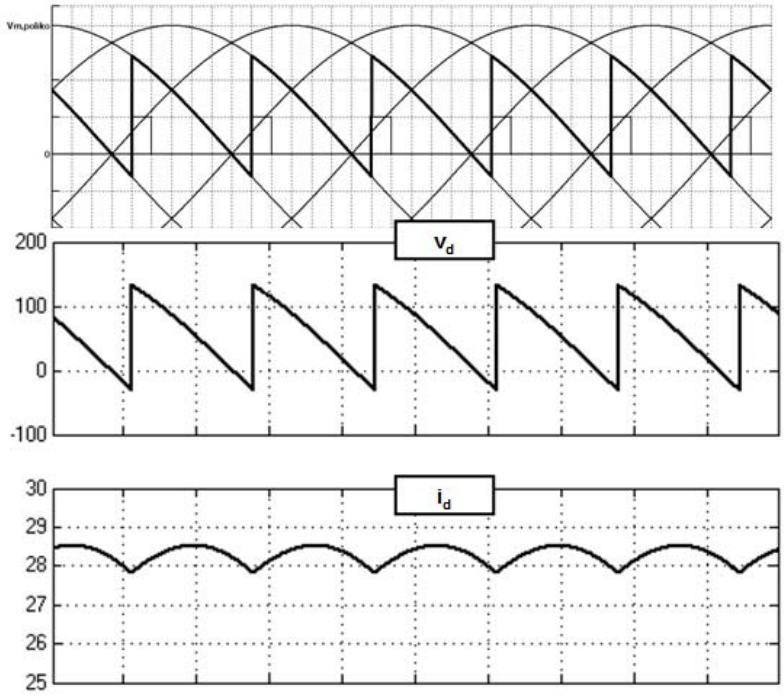
ώστε να εξασφαλιστεί η ορθή λειτουργία. Για τον ανορθωτή έξι παλμών η άνω τριάδα θυρίστορ (TH1, TH3, TH5) θα λάβει παλμό με διαφορά 120^o (α, α+120^o, α+240^o αντίστοιχα) ενώ το κάθε θυρίστορ της κάτω τριάδας (TH4, TH6, TH2) θα λάβει παλμό 180^o μετά το αντίστοιχο της άνω τριάδας (δηλαδή α+180^o, α+300^o, α+420^o=α+60^o). Από την σειρά ενεργοποίησης προκύπτει και η ονομασία των θυρίστορ. Ο ανορθωτής έξι παλμών χρησιμοποιείται ως δομικό στοιχείο για την κατασκευή ανορθωτών με περισσότερους παλμούς (π.χ. 12). Τέτοιοι ανορθωτές χρησιμοποιούνται ευρέως στα HVDC συστήματα μεταφοράς αλλά και σε βιομηχανικές εφαρμογές (π.χ. τριφασικός διπλομετατροπέας). Η ανάλυση της λειτουργίας των κυκλωμάτων είναι αρκετά περίπλοκη και παραλείπεται εδώ. Οι ενδιαφερόμενοι μπορούν να ανατρέψουν στα [1-2, 5, 19], στις συνοπτικές και ελεύθερα προσβάσιμες παρουσιάσεις της Σχολή Επιταχυντών του CERN [20-21], στις διαφάνειες του μαθήματος αλλά και στις εξομοιώσεις που παρουσιάζονται στο [22]. Ενδεικτικά παρουσιάζονται ορισμένες κυματομορφές στις Εικόνες 3.10 και 3.11 και ο πίνακας λειτουργίας των θυρίστορ για συνεχή αγωγή με ωμικό φορτίο στην Εικόνα 3.12 .



Εικόνα 3.9 Οι ελεγχόμενοι τριφασικοί ανορθωτές τριών και έξι παλμών



Εικόνα 3.10 Τάση εξόδου AC-DC μετατροπέα 6 παλμών με ωμικό φορτίο για α=10^o (συνεχή αγωγή) και α=70^o (ασυνεχή αγωγή). Απεικονίζονται επίσης οι πολικές τάσεις και οι παλμοί έναυσης.



Εικόνα 3.11 Τάση και ρεύμα εξόδου AC-DC μετατροπέα 6 παλμών με ωμικό επαγωγικό φορτίο (R=2 Ω, L=0.1 H) και α=70^o (συνεχή αγωγή)

30+→	α~α+60	α+60~α+120	α+120~α+180	α+180~α+240	α+240~α+300	α+300~α+360 =α+300~0+α
TH1	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF
TH2	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF
TH3	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF
TH4	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF
TH5	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON
TH6	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON
v_d	v1-v2	v1-v3	v2-v3	v2-v1	v3-v1	v3-v2

Εικόνα 3.12 Ενδεικτικός πίνακας λειτουργίας των θυρίστορ και της τάσης εξόδου που προκύπτει για τον ελεγχόμενο ανορθωτή έξι παλμών για ωμικό φορτίο σε συνεχή αγωγή.

Κεφάλαιο 4. Βασικές Τοπολογίες Μετατροπέων AC-AC

4.1 Εισαγωγή

Οι AC-AC μετατροπείς χωρίζονται σε δύο βασικές κατηγορίες: τους AC ρυθμιστές (ή AC ελεγκτές) που μεταβάλλουν μόνο την ενεργό τιμή της τάσης και τους κυκλομετατροπείς που μεταβάλλουν και την συχνότητα. Οι συνηθέστερες εφαρμογές τους είναι σε ηλεκτρονικούς διακόπτες (διακόπτες στερεάς κατάστασης), στον έλεγχο και ομαλή εκκίνηση AC κινητήρων, σε ροοστάτες και σε λειτουργίες αντιστάθμισης.

4.2 Αντιπαράλληλα θυρίστορ

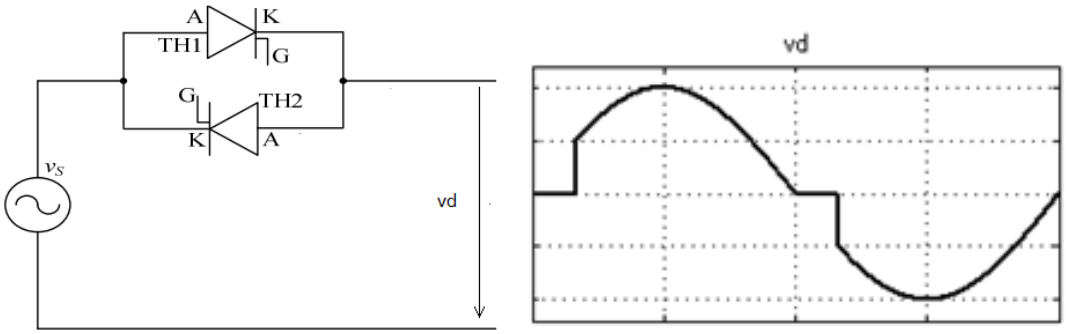
Το απλούστερο κύκλωμα ενός AC ρυθμιστή αποτελείται από δύο θυρίστορ συνδεδεμένα αντιπαράλληλα όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.1. Το πρώτο θυρίστορ λαμβάνει παλμό στην θετική ημιπερίοδο ενώ το δεύτερο στην αρνητική. Οι δύο παλμοί απέχουν μεταξύ τους διάστημα που αντιστοιχεί σε γωνία 180^o. Μια τέτοια συνδεσμολογία προφανώς μπορεί να αποδώσει ενεργό τιμή της τάσης εξόδου μικρότερη ή ίση (για α=0^o) της τάσεως εισόδου. Ο πραγματικός συντελεστής ισχύος της διάταξης αντίστοιχα είναι ίσος (για α=0^o) ή μικρότερος της μονάδας. Σε περίπτωση ωμικού επαγωγικού φορτίου (Εικόνα 4.2) πρέπει να τονιστεί το εξής: δεν είναι δυνατό να επιτευχθεί συνεχής αγωγή (παρά μόνο οριακά) καθώς όταν το ένα θυρίστορ είναι σε κατάσταση

αγωγής (διαρρέεται από ρεύμα), το άλλο θυρίστορ θα είναι ανάστροφα πολωμένο εφόσον τα δύο θυρίστορ είναι παράλληλα συνδεδεμένα. Συνεπώς αν επιχειρηθεί να δωθεί παλμός π.χ. στο TH2 κατά το διάστημα που το TH1 είναι ON, τότε το TH2 θα παραμείνει OFF και ως εκ τούτου είναι αδύνατο να επιτευχθεί συνεχής αγωγή. Μάλιστα για να επιτευχθεί ορθή λειτουργία επιβάλλεται η στιγμή ενεργοποίησης κάθε θυρίστορ να έπεται της σβέσης του άλλου (ουσιαστικά να ισχύει $\alpha>\varphi$ ή ισοδύναμα $180^o+\alpha>\beta$). Σε αντίθετη περίπτωση ο AC-AC μετατροπέας θα λειτουργήσει σαν ελεγχόμενος ανορθωτής ενός παλμού.

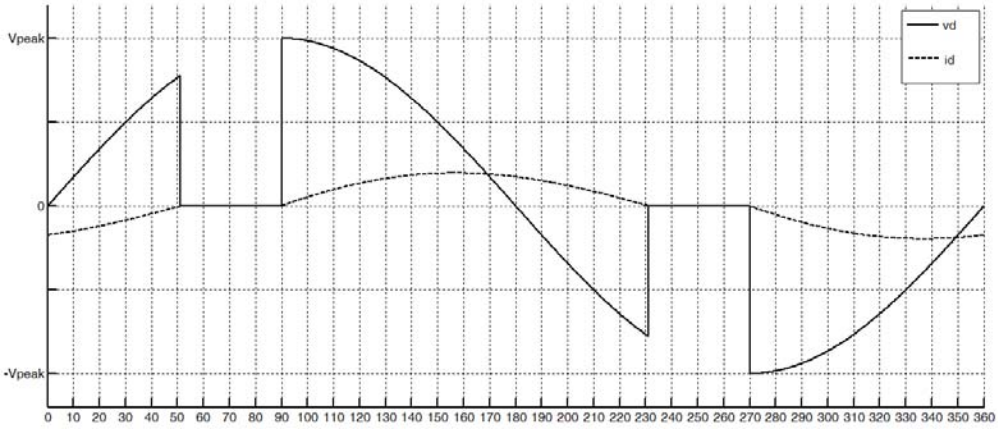
Προκύπτει ότι η RMS τιμή της τάσεως εξόδου ισούται με:

$$V_{d,rms}=V_s\sqrt{\frac{\beta-\alpha+\frac{1}{2}[\sin(2\alpha)-\sin(2\beta)]}{\pi}}$$

και συνεπώς είναι δυνατό να ελεγχθεί η ενεργός τιμή της τάσεως εξόδου ελέγχοντας την γωνία α.



Εικόνα 4.1 Ένας μονοφασικός AC ρυθμιστής με αντιπαράλληλα θυρίστορ και η κυματομορφή της τάσης εξόδου για ωμικό φορτίο (για $\alpha=30^o$)

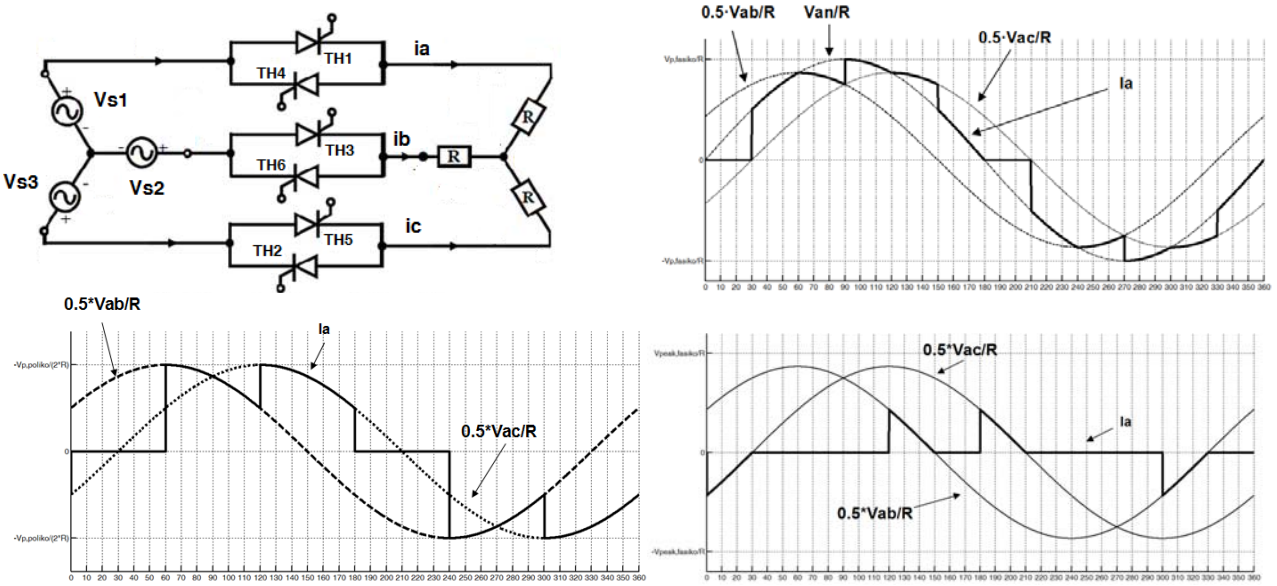


Εικόνα 4.2 Η κυματομορφή της τάσης και του ρεύματος εξόδου για ωμικό επαγωγικό φορτίο (α=90ο)

4.3 Τριφασικός AC ρυθμιστής

Επεκτείνοντας την λογική του μονοφασικού AC ρυθμιστή που παρουσιάστηκε στην προηγούμενη παράγραφο, είναι δυνατόν να υλοποιηθούν τριφασικοί AC ρυθμιστές. Αρκεί απλά να συνδεθεί σε κάθε φάση ένας μονοφοασικός AC ρυθμιστής (ένα ζεύγος αντιπαράλληλα συνδεδεμένων θυρίστορ). Η συνηθέστερη συνδεσμολογία είναι αστέρα-αστέρα (Y-Y) όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.3 χωρίς αυτό να σημαίνει ότι δεν είναι δυνατόν να υλοποιηθούν και άλλες. Για να λειτουργήσει ορθά η συγκεκριμένη διάταξη θα πρέπει να υπάρχουν σταθερές σχέσεις που να συνδέουν τις γωνίες έναυσης κάθε θυρίστορ. Η λογική είναι παρόμοια με αυτή του τριφασικού ανορθωτή έξι παλμών. Το άνω θυρίστορ κάθε δυάδας (TH1, TH3, TH5) πρέπει να λάβουν παλμούς με διαφορά που να αντιστοιχεί στην διαφορά φάσης μεταξύ των τριών φάσεων (δηλαδή α, $\alpha+120^o$ και $\alpha+240^o$ αντίστοιχα). Τα κάτω θυρίστορ κάθε δυάδας (TH4, TH6, TH2) πρέπει να δεχθούν παλμό με διαφορά

180^o από τα αντίστοιχα άνω της συγκεκριμένης δυάδας (δηλαδή α+180^o, α+300^o, α+60^o αντίστοιχα). Η σειρά ενεργοποίησης αντικατοπτρίζεται και στην ονομασία των θυρίστορ. Η λειτουργία ενός τριφασικού ρυθμιστή είναι αρκετά πολύπλοκη καθώς ανάλογα την γωνία έναυσης μπορεί να άγουν θυρίστορ από κανέναν από τους μονοφασικούς ρυθμιστές ή από δύο ή από τρείς. Αν άγουν δύο ρυθμιστές τότε η τάση εξόδου στα άκρα κάθε φορτίου είναι το μισό της αντίστοιχης πολικής (αυτής μεταξύ των δύο φάσεων που αντιστοιχούν στους δύο ρυθμιστές). Αν άγουν τρεις ρυθμιστές τότε η τάση εξόδου στα άκρα κάθε φορτίου είναι ίση με την αντίστοιχη φασική. Συνήθως εξετάζονται τα ρεύματα πάνω σε κάθε γραμμή (ia, ib και ic στην Εικόνα 4.3), τα οποία προφανώς σε περίπτωση ωμικού φορτίου θα έχουν κυματομορφή ίδιου σχήματος (αλλά διαφορετικού πλάτους) με την αντίστοιχη τάση στα άκρα της αντίστασης. Ορίζονται τέσσερις διαφορετικές φάσεις λειτουργίας (με όρια τις 60^o, 90^o και 150^o) ανάλογα με την τιμή της γωνίας έναυσης. Προφανώς γενικά η ενεργός τιμή του ρεύματος εξόδου (και της αντίστοιχης φάσης) μειώνεται καθώς η γωνία έναυσης αυξάνεται. Ορισμένες ενδεικτικές κυματομορφές απεικονίζονται στην Εικόνα 4.3 ενώ οι πίνακες ενεργοποίησης για τις τρεις πρώτες φάσεις λειτουργίας φαίνονται στην Εικόνα 4.4 (στην τέταρτη φάση δεν άγει κανένα θυρίστορ). Ιδιαίτερη προσοχή πρέπει να δοθεί στην τρίτη φάση καθώς όπως φαίνεται και στην Εικόνα 4.4 υπάρχουν δύο διαστήματα αγωγής για κάθε θυρίστορ. Για τον λόγο αυτό συνηθίζεται να δίνονται δύο παλμοί σε κάθε θυρίστορ με διαφορά 60^o μεταξύ τους.



Εικόνα 4.3 Τριφασικός AC ρυθμιστής συνδεσμολογίας Y-Y με ωμικό φορτίο, κυματομορφή του ρεύματος που διέρχεται από την φάση 1 για α=30^o, α=60^o και α=120^o [22]

	0 ~ α	α ~ 60	60 ~ 60+α	60+α ~ 120	120 ~ 120+α	120+α ~ 180	180 ~ 180+α	180+α ~ 240	240 ~ 240+α	240+α ~ 300	300 ~ 300+α	300+α ~ 360 (0)
TH1		ON	ON	ON	ON	ON						
TH2				ON	ON	ON	ON	ON				
TH3						ON	ON	ON	ON	ON		
TH4								ON	ON	ON	ON	ON
TH5	ON	ON								ON	ON	ON
TH6	ON	ON	ON	ON								ON

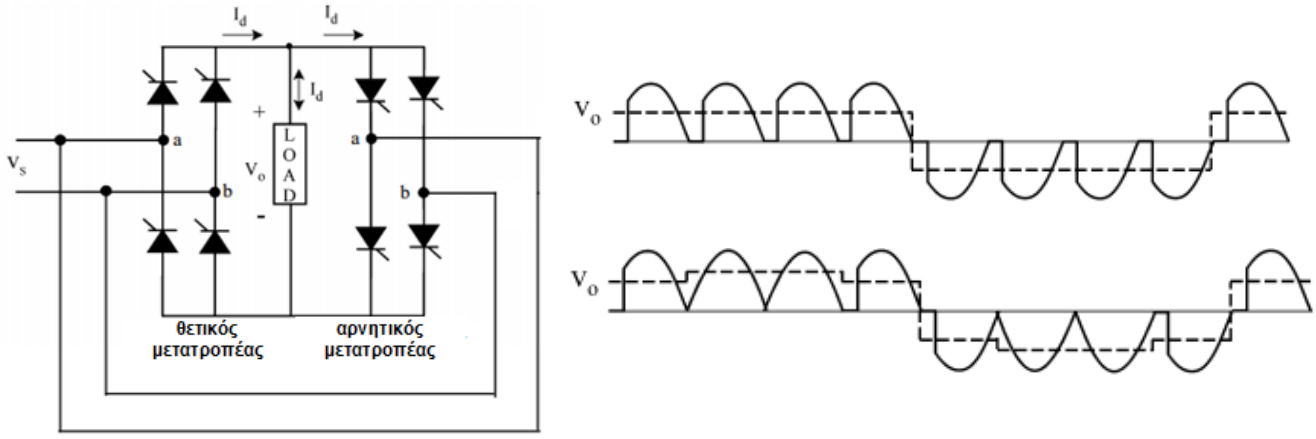
	360+α ~ 60+α	60+α ~ 120+α	120+α ~ 180+α	180+α ~ 240+α	240+α ~ 300+α	300+α ~ 360+α
TH1	ON	ON				
TH2		ON	ON			
TH3			ON	ON		
TH4				ON	ON	
TH5					ON	ON
TH6	ON					ON

	240+α ~ 30	30 ~ 300+α	300+α ~ 90	90 ~ 360+α	360+α ~ 150	150 ~ 60+α	60+α ~ 210	210 ~ 120+α	120+α ~ 270	270 ~ 180+α	180+α ~ 330	330 ~ 240+α
TH1					ON		ON					
TH2							ON		ON			
TH3									ON		ON	
TH4	ON										ON	
TH5	ON		ON									
TH6			ON		ON							

Εικόνα 4.4 Πίνακες ενεργοποίησης των θυρίστορ για τον τριφασικό AC ρυθμιστή στις 3 φάσεις λειτουργίας [22]

4.4 Μονοφασικός κυκλομετατροπέας

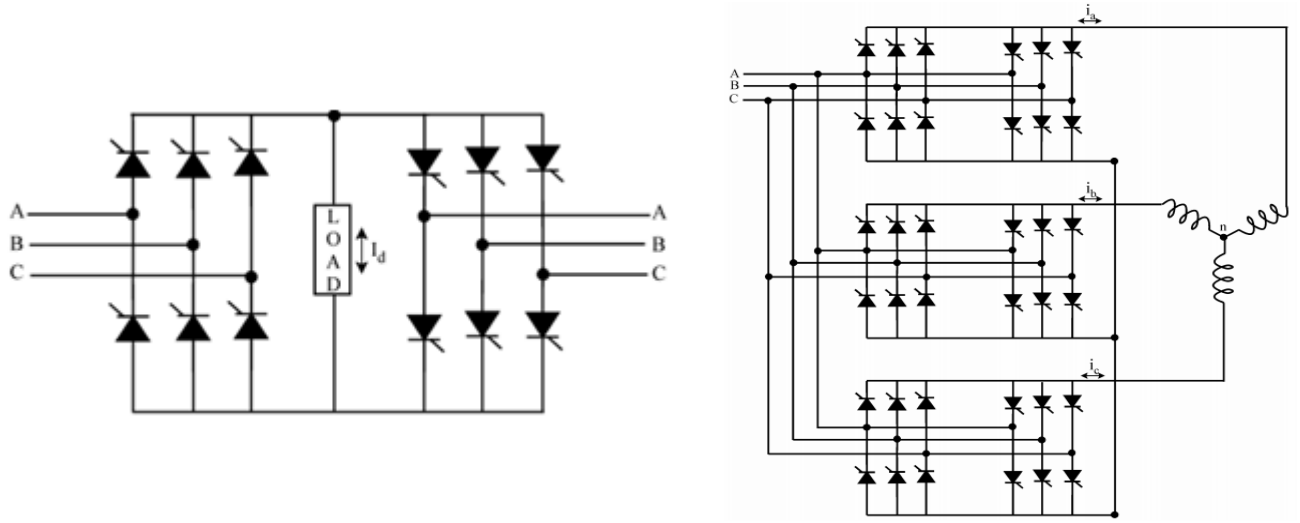
Ο μονοφασικός κυκλομετατροπέας (Εικόνα 4.5) προκύπτει ουσιαστικά από μια διαφορετική λογική λειτουργίας του διπλομετατροπέα που παρουσιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Οι δύο μονοφασικοί ανορθωτές λειτουργούν σαν ανορθωτές γέφυρας (τεσσάρων παλμών) και ο αριστερός συνήθως ονομάζεται θετικός μετατροπέας ενώ ο δεξιός αρνητικός (για προφανής λόγους). Οι γωνίες έναυσης ορίζονται έτσι ώστε η αρνητική και η θετική τάση που προκύπτει να ταυτίζονται κατά απόλυτη τιμή. Στην συνέχεια ρυθμίζεται έτσι ώστε να άγουν για συγκεκριμένα χρονικά διαστήματα ο θετικός και ο αρνητικός μετατροπέας παράγοντας έτσι μια εναλλασσόμενη τάση με διαφορετική συχνότητα όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.5. Σημειώνεται ότι είναι δυνατόν να μεταβάλλεται και η γωνία α σε κάθε ημιπερίοδο εισόδου όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.5. Προφανώς η περίοδος των τάσεων που προκύπτουν θα είναι μεγαλύτερη της αρχικής και συνεπώς ο μονοφασικός κυκλομετατροπέας μπορεί να αποδώσει τάσεις εξόδου μόνο μικρότερης (ή ίσης) συχνότητας από την τάση εισόδου.



Εικόνα 4.5 Το κύκλωμα ενός μονοφασικού κυκλομετατροπέα και παραδείγματα παραγόμενων τάσεων εξόδου με σταθερό και μεταβλητό α.

4.5 Τριφασικός κυκλομετατροπέας

Το κύκλωμα του τριφασικού κυκλομετατροπέα έχει παρόμοια λογική και λειτουργία με τον μονοφασικό. Σημειώνεται ότι μπορεί να δέχεται τριφασική είσοδο και να αποδίδει μονοφασική έξοδο ή να δέχεται τριφασική είσοδο και να αποδίδει τριφασική έξοδο, όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.6.



Εικόνα 4.6 Κυκλώματα τριφασικών κυκλομετατροπέων με μονοφασική και τριφασική έξοδο.

4.6 Παραδείγματα

4.6.1 Παράδειγμα 1

Έστω μονοφασικός AC ρυθμιστής με ωμικό φορτίο. Αν η τάση εισόδου είναι V_s=230 V, f=50 Hz και για το φορτίο ισχύει R=10 Ω ενώ η γωνία έναυσης είναι α=100^o να βρεθεί η ενεργός τιμή της τάσης εξόδου και ο συντελεστής ισχύος εισόδου.

Απ: για την τάση εξόδου ισχύει ο γενικός τύπος:

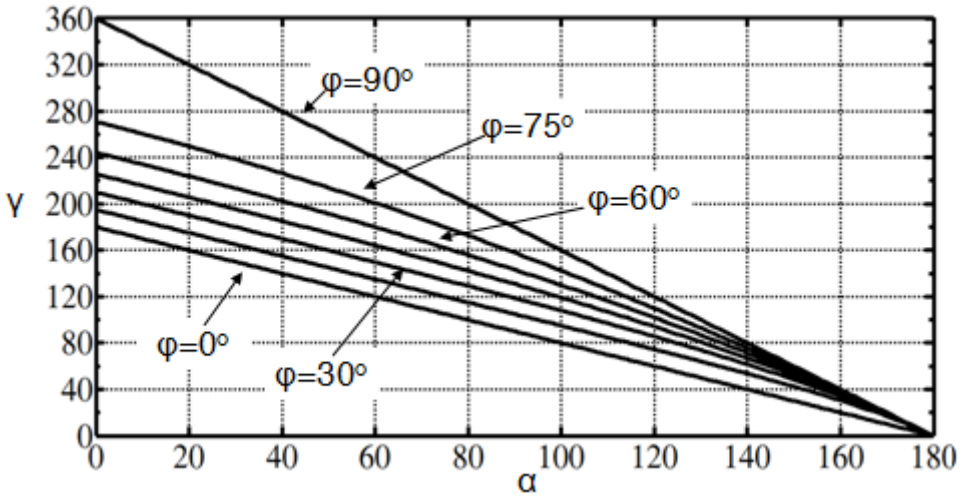
$$V_{d,rms}=V_s\sqrt{\frac{\beta-\alpha+\frac{1}{2}[\sin(2\alpha)-\sin(2\beta)]}{\pi}}$$

Για ωμικό φορτίο ισχύει β=180^o και αντικαθιστώντας στον παραπάνω τύπο τις γωνίες σε ακτίνια (οπότε β=π=3.1416 και α=100*π/180=1.7453) προκύπτει $V_{d,rms}$=143.6 V.
Συνεπώς $I_{d,rms}= V_{d,rms}/R$=14.36 A και ο συντελεστής ισχύος εισόδου θα είναι:

$$pf_{true}=\frac{P_{\text{φορτίου}}}{P_{\text{εισόδου}}}=\frac{143.6\cdot 14.36}{230\cdot 14.36}=\frac{143.6}{230}=62.43\%$$

4.6.2 Παράδειγμα 2

Έστω μονοφασικός AC ρυθμιστής με ωμικό επαγωγικό φορτίο. Το διάγραμμα που συνδέει την γωνία έναυσης με την γωνία αγωγής με παράμετρο την διαφορά φάσης φαίνεται παρακάτω:



Αν η τάση εισόδου είναι V_s=230 V, f=50 Hz και για το φορτίο ισχύει R=1 Ω και L= 0.0018 H και α=40^o να βρεθεί η ενεργός τιμή της τάσης εξόδου

Απ: Θα ισχύει $\tan\varphi=\frac{\omega L}{R}=\frac{0.18\pi}{1}\Rightarrow \varphi=30^o$

Από το διάγραμμα προκύπτει γ≃150^o άρα β=α+γ=190^o.

Συνεπώς το TH1 θα άγει από 40^o έως τις 190^o ενώ το TH2 θα άγει από 0^o έως 10^o και από 220^o έως 360^o.

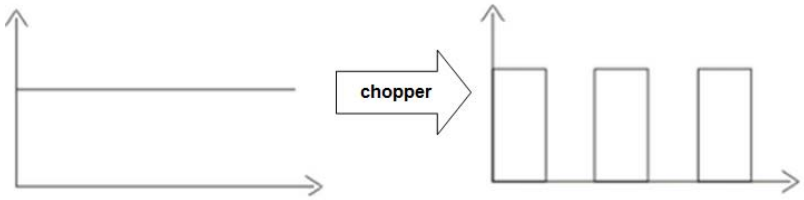
Η ενεργός τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από τον τύπο:

$$V_{d,rms}=V_s\sqrt{\frac{\beta-\alpha+\frac{1}{2}[\sin(2\alpha)-\sin(2\beta)]}{\pi}}=222.4751\text{ V}$$

Κεφάλαιο 5. Βασικές Τοπολογίες Μετατροπέων DC-DC

5.1 Εισαγωγή

Οι DC-DC μετατροπείς ονομάζονται και κατατμητές (ή ψαλιδιστές) («choppers»). Πρόκειται κατά βάση για κυκλώματα που χρησιμοποιούν ηλεκτρονικούς διακόπτες μεγάλης διακοπτικής συχνότητας ώστε να αποκόπτουν ή όχι μια DC τάση εισόδου από το φορτίο, παράγοντας έτσι μια DC τάση εξόδου με διαφορετική μέση τιμή. Η απλουστευμένη γενική αρχή λειτουργίας απεικονίζεται στο σχήμα 5.1. Με χρήση κατάλληλων στοιχείων και κυκλωματικών διατάξεων (αξιοποιώντας τις δυνατότητες αποθήκευσης ενέργειας παθητικών στοιχείων) είναι δυνατόν να παραχθούν και τάσης εξόδου με μεγαλύτερη μέση τιμή από αυτήν της εισόδου. Συνεπώς οι DC-DC μετατροπείς μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τον υποβιβασμό και την ανύψωση μιας DC τάσης. Έτσι ανάλογα με την λειτουργία του μετατροπέα αυτός μπορεί να είναι υποβιβασμού (buck), ανύψωσης (boost) ή υποβιβασμού-ανύψωσης(buck-boost). Άλλες ονομασίες χρησιμοποιούνται για να δηλώσουν συγκεκριμένες τοπολογίες/ιδιότητες (Flyback, Forward, Push-pull, Half bridge, Full bridge, Cuk, SEPIC κλπ). Για μια σύντομη παρουσίαση των χαρακτηριστικών κάθε τοπολογίας οι ενδιαφερόμενοι μπορούν να ανατρέξουν στο [23]. Οι DC-DC μετατροπείς έχουν ευρύ πεδίο εφαρμογών που περιλαμβάνει τα παλμοτροφοδοτικά, τα συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας, τα συστήματα αντιστάθμισης, τα συστήματα ελέγχου ταχύτητας DC μηχανών κ.α.



Εικόνα 5.1 Η απλουστευμένη γενική αρχή λειτουργίας των κατατμητών

5.2 Βασικές έννοιες, κυκλωματική παράσταση και βασικές στρατηγικές

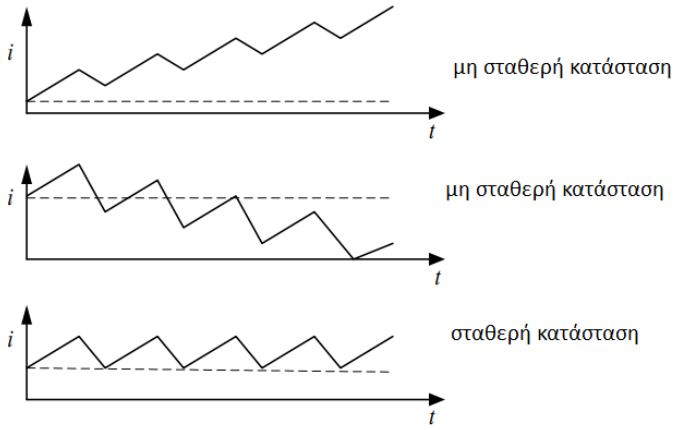
Για κάθε DC-DC μετατροπέα (ή διακόπτη) ορίζεται ο χρόνος αγωγής (ton) και ο χρόνος μη αγωγής (toff). Το άθροισμά τους αποτελεί την περίοδο κατάτμησης ή διακοπτική περίοδο η οποία συμβολίζεται συνήθως με T ή με Tsw (το «sw» από το «switch» (διακόπτης) συχνά προστίθεται στα μεγέθη που αφορούν τον διακόπτη). Αντίστοιχα ορίζεται η συχνότητα κατάτμησης ή διακοπτική συχνότητα f (ή fsw) και ισχύει f=1/T. Το πηλίκο D=ton/T ονομάζεται κύκλος λειτουργίας ή βαθμός χρησιμοποίησης («duty cycle») και αποτελεί ένα μέγεθος με ιδιαίτερη σημασία. Σημειώνεται ότι η διακοπτική συχνότητα επιλέγεται αρκετά υψηλή ώστε να μην διαταράσσει την λειτουργία του φορτίου.

Κατάλληλα φίλτρα (π.χ. L-C διατάξεις) χρησιμοποιούνται ώστε το ρεύμα στο φορτίο να διατηρείται σταθερό (στην πραγματικότητα συνήθως παρατηρείται κάποια κυμάτωση). Για την λειτουργία των κυκλωμάτων τέτοιων μετατροπέων συχνά απαιτούνται παθητικά στοιχεία (πηνία) για την αποθήκευση ενέργειας. Σε αυτή την περίπτωση ενδιαφέρει και η μορφή του ρεύματος σε αυτά (στο πηνίο).

Οι παράγοντες αξιολόγησης των DC-DC μετατροπέων είναι:

(1) η κυμάτωση του ρεύματος στο πηνίο
(2) η μέγιστη διακοπτική συχνότητα
(3) η συνθήκη για συνεχές ρεύμα στο πηνίο
(4) η κυμάτωση/παραμόρφωση της τάσεως και του ρεύματος εξόδου (THD)
(5) η κυμάτωση/παραμόρφωση του ρεύματος εισόδου (THD)

Σημειώνεται ότι κατά τον σχεδιασμό και την ανάλυσή τέτοιων κυκλωμάτων θεωρείται ότι το τέλος κάθε περιόδου βρίσκει το κύκλωμα (από πλευράς ρεύματος) στην ίδια κατάσταση με την αρχή της περιόδου (λειτουργίας σταθερής κατάστασης) (Εικόνα 5.2).



Εικόνα 5.2 Σταθερή και μη σταθερή κατάσταση για DC-DC μετατροπείς

Όσον αφορά την κυκλωματική τους παράσταση, ανάλογα με τις απαιτήσεις της εφαρμογής, μπορούν να χρησιμοποιηθούν διαφορετικά στοιχεία για την υλοποίηση των διακοπτών ενός DC-DC μετατροπέα. Έτσι συνηθίζεται για την θεωρητική ανάλυση τέτοιων κυκλωμάτων να χρησιμοποιείται απλά το γενικό σύμβολο του διακόπτη αντί για τα επιμέρους σύμβολα (IGBT, MOSFET κλπ).

Όσον αφορά την λειτουργία τους υπάρχουν δύο βασικές στρατηγικές:

(1) η λειτουργία σταθερής συχνότητας κατά την οποία η διακοπτική συχνότητα παραμένει σταθερή αλλά μεταβάλλονται τα ton και toff. Ουσιαστικά έτσι μεταβάλλεται το εύρος του παλμού (δηλαδή η διάρκειά του) και για αυτό η συγκεκριμένη στρατηγική ονομάζεται Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (Pulse Width Modulation ή PWM)

(2) η λειτουργία μεταβλητής συχνότητας όπου η διακοπτική συχνότητα είναι μεταβαλλόμενη αλλά διατηρείται σταθερός είτε ο ton είτε ο toff. Η στρατηγική αυτή ονομάζεται Διαμόρφωση Συχνότητας (Frequency Modulation).

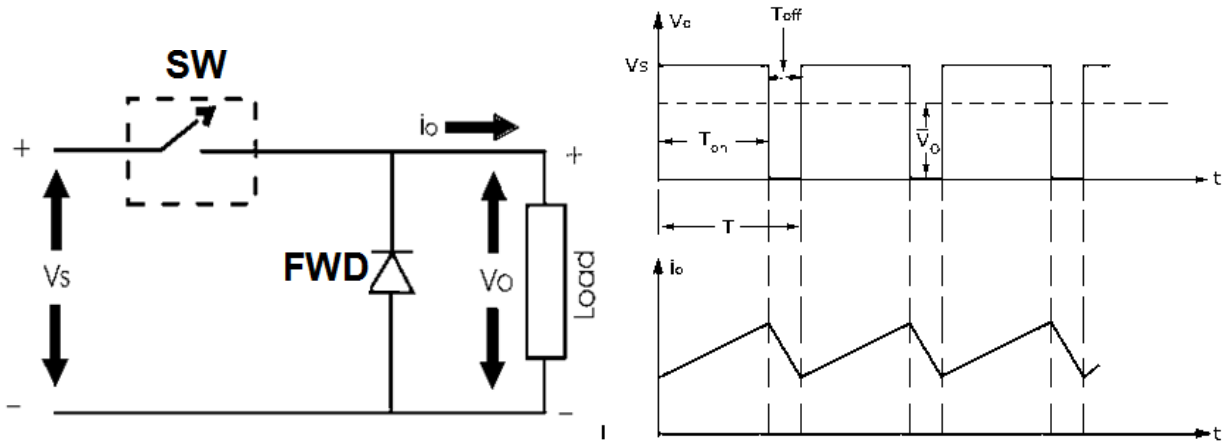
Στην πλειονότητα των εφαρμογών χρησιμοποιείται η PWM τεχνική και διάφορες παραλλαγές της.

5.3 DC-DC μετατροπέας υποβιβασμού (buck converter)

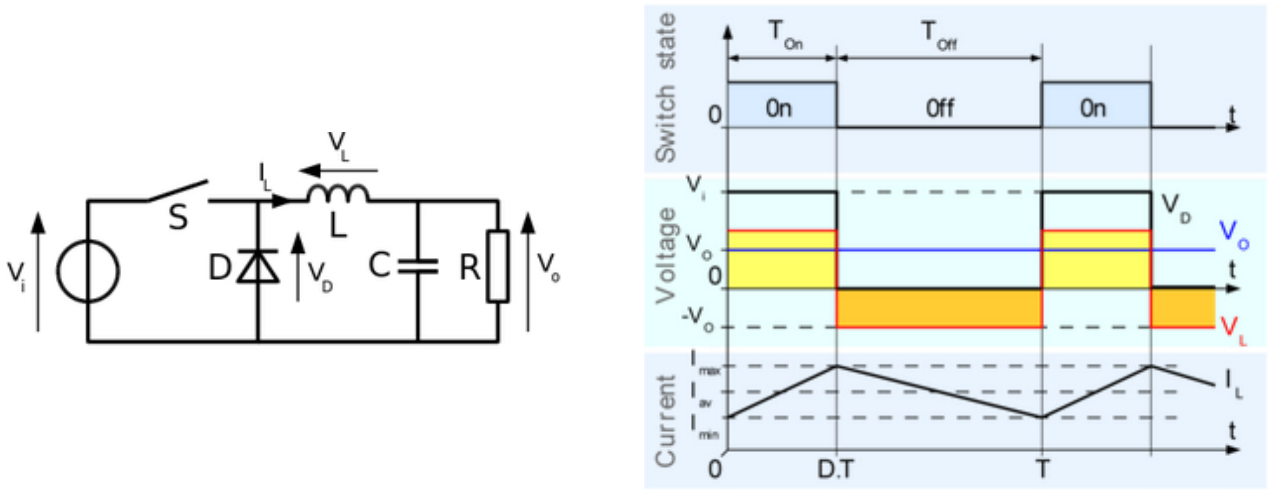
Αν θεωρήσουμε ότι έχουμε το απλό κύκλωμα ενός διακόπτη που αποκόπτει ή όχι μια πηγή τάσης από ένα ωμικό φορτίο, τότε η λειτουργία θα είναι αυτή της Εικόνας 5.1. Στην περίπτωση όμως που το φορτίο έχει επαγωγικό χαρακτήρα, τότε το πηνίο θα αποθηκεύσει ενέργεια και όπως αναφέρθηκε σε προηγούμενο κεφάλαιο, ο διακόπτης θα δεχτεί υπέρταση κατά το άνοιγμά του. Για να αποφευχθεί η καταπόνηση ή και η καταστροφή του διακόπτη, προστίθεται μία δίοδος ελεύθερης διέλευσης όπως φαίνεται στην Εικόνα 5.3. Αντί να συνδέεται παράλληλα στο φορτίο, σε άλλα κυκλώματα είναι δυνατόν να σχεδιασθεί συνδεδεμένη παράλληλα σε κάθε διακόπτη. Αν τώρα υποθέσουμε ότι έχουμε σταθερή λειτουργία τότε οι κυματομορφές της τάσεως και του ρεύματος εξόδου θα είναι αυτές που φαίνονται στην Εικόνα 5.3.

Αν συνδεθεί κατάλληλο φίλτρο για την εξομάλυνση της εξόδου τότε είναι δυνατόν να προκύψει σταθερό ρεύμα στο φορτίο. Η Εικόνα 5.4 δείχνει ένα τέτοιο παράδειγμα. Σε μια τέτοια περίπτωση η ανάλυση επικεντρώνεται στο ρεύμα στο πηνίο όπως φαίνεται στην Εικόνα 5.4. Το ρεύμα στο πηνίο μπορεί να είναι συνεχές ή όχι. Στην περίπτωση ασυνεχούς ρεύματος, η ανάλυση είναι γενικά πιο σύνθετη. Δεδομένου ότι συνήθως αυτή είναι μια μη επιθυμητή κατάσταση, η ανάλυση των κυκλωμάτων που θα ακολουθήσει θα επικεντρωθεί στην περίπτωση που το ρεύμα στο πηνίο είναι συνεχές. Επίσης δεν θα γίνει αναφορά στις προϋποθέσεις που πρέπει να ισχύουν κάθε φορά ώστε το ρεύμα στο πηνίο να είναι συνεχές. Οι ενδιαφερόμενοι μπορούν να ανατρέξουν στην

βιβλιογραφία (π.χ. 1-5). Στην περίπτωση που το ρεύμα στο πηνίο είναι συνεχές, τότε αποδεικνύεται ότι ισχύει: $V_o=D\cdot V_i$, με $D<1$, και συνεπώς ο έλεγχος του χρόνου που ο διακόπτης άγει σε κάθε περίοδο (με άλλα λόγια, ο έλεγχος του εύρος του παλμού), προσφέρει και έλεγχο της τάσης εξόδου.



Εικόνα 5.3 Βασικό κύκλωμα του buck μετατροπέα και κυματομορφές



Εικόνα 5.4 Buck μετατροπέας με φίλτρο εξόδου [24] και κυματομορφές [25]

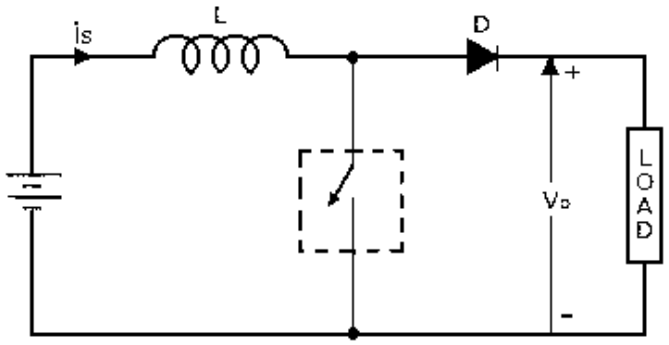
5.4 DC-DC μετατροπέας ανύψωσης (boost converter)

Για να γίνει πιο κατανοητή η λειτουργία του boost μετατροπέα θα εξεταστεί αρχικά το βασικό κύκλωμα που φαίνεται στην Εικόνα 5.5. Όταν ο διακόπτης είναι κλειστός, το ρεύμα τρέχει στον αριστερό βρόγχο και το πηνίο αποθηκεύει ενέργεια. Όταν ο διακόπτης ανοίξει, η ενέργεια που έχει αποθηκεύσει το πηνίο προστίθεται σε αυτήν της πηγής και διοχετεύεται μέσω της διόδου D στο φορτίο. Συνεπώς, όταν ανοίξει ο διακόπτης το πηνίο γίνεται πηγή τάσης ίδιας πολικότητας με την πηγή εισόδου, οπότε η συνολική τάση εξόδου (στο φορτίο) προκύπτει μεγαλύτερη από αυτήν της εισόδου (πηγής). Αντίστοιχη λειτουργία με την προσθήκη φίλτρου προκύπτει και για την περίπτωση του μετατροπέα ανύψωσης, όπως φαίνεται στην Εικόνα 5.6.

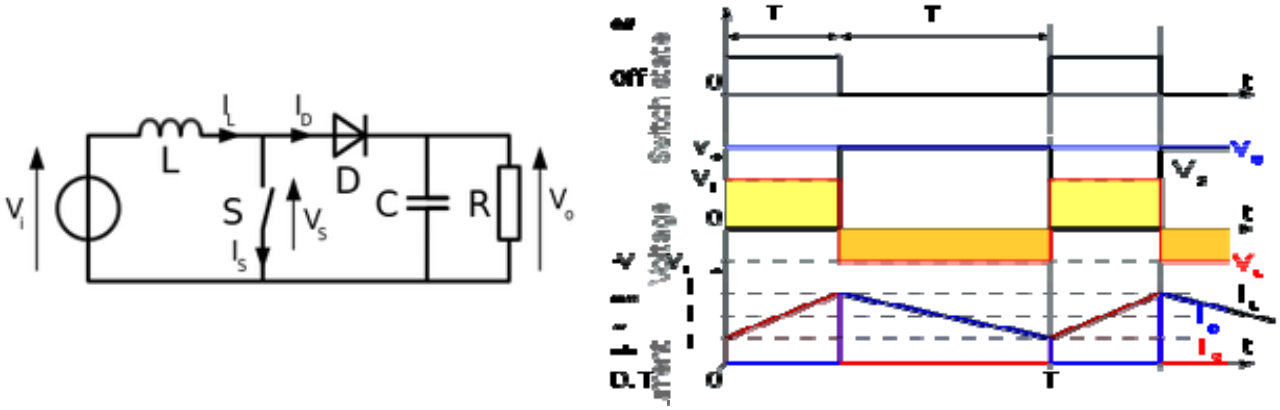
Για την περίπτωση που το ρεύμα στο πηνίο είναι συνεχές προκύπτει:

$$V_o=\frac{1}{1-D}V_i$$

και συνεπώς και σε αυτή την περίπτωση ελέγχοντας το εύρος του παλμού, είναι δυνατός ο έλεγχος της τάσης εξόδου η οποία θα προκύψει μεγαλύτερη από την εισόδου (εφόσον εξ' ορισμού $D<1$).



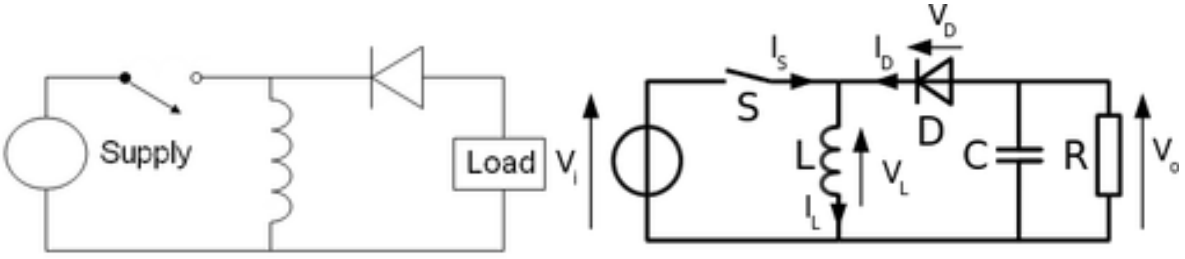
Εικόνα 5.5 Βασικό κύκλωμα του boost μετατροπέα



Εικόνα 5.5 Boost μετατροπέας φίλτρο εξόδου [26] και κυματομορφές [27]

5.5 DC-DC μετατροπέας υποβιβασμού-ανύψωσης (buck-boost converter)

Ο buck-boost μετατροπέας αποτελεί έναν συνδυασμό των προηγούμενων δύο (buck και boost). Το βασικό κύκλωμα και το κύκλωμα με προσθήκη φίλτρου εξόδου φαίνονται στην Εικόνα 5.6. Κατά το διάστημα που ο διακόπτης είναι κλειστός, φορτίζεται το πηνίο και αν υπάρχει πυκνωτής (που θα έχει φορτιστεί από την προηγούμενη φάση λειτουργίας) τότε αυτός εκφορτίζεται στην αντίσταση. Κατά το διάστημα που ο διακόπτης είναι ανοικτός, το πηνίο εκφορτίζεται μέσα από την δίοδο φορτίζοντας τον πυκνωτή (αν υπάρχει) στέλνοντας ρεύμα και στην αντίσταση.



Εικόνα 5.6 Βασικό κύκλωμα buck-boost μετατροπέα [28] και κύκλωμα με φίλτρο εξόδου[29]

Για την περίπτωση που το ρεύμα στο πηνίο είναι συνεχές προκύπτει:

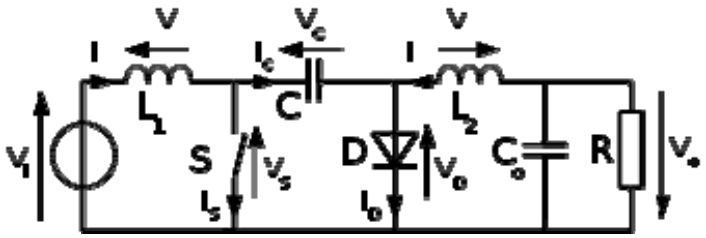
$$V_o = -\frac{D}{1-D} V_i$$

και ουσιαστικά η συνάρτηση μεταφοράς του buck-boost μετατροπέα προκύπτει ως το γινόμενο των συναρτήσεων μεταφοράς των buck και boost μετατροπέων. Πάντως και σε αυτή την περίπτωση ελέγχοντας το εύρος του παλμού, είναι δυνατός ο έλεγχος της τάσης εξόδου και μάλιστα ελέγχοντας την τιμή του D μπορεί να επιτευχθεί ανύψωση (για 1>D>0.5) ή υποβιβασμός (για

D<0.5). Σε κάθε περίπτωση θα υπάρχει όμως αναστροφή της πολικότητας της τάσης από την είσοδο στην έξοδο (για αυτό και το μείον στον παραπάνω τύπο).

5.6 Μετατροπέας Cuk

Μια διαφορετική τοπολογία για έναν DC-DC μετατροπέα υποβιβασμού ανύψωσης προτάθηκε από τον Slobodan Cuk και πήρε το όνομά του. Η προτεινόμενη τοπολογία έχει διάφορα πλεονεκτήματα σε σχέση με έναν buck-boost μετατροπέα με βασικότερο ότι επιτρέπει συνεχές ρεύμα στην είσοδο και στην έξοδό του με βέλτιστη χρήση στοιχείων (μέγιστη απόδοση για ελάχιστο αριθμό στοιχείων) [30]. Η βασική τοπολογία του μετατροπέα Cuk φαίνεται στην Εικόνα 5.7. Η συνάρτηση μεταφοράς του μετατροπέα του είναι ίδια με αυτή ενός buck-boost μετατροπέα.



Εικόνα 5.7 Βασική τοπολογία μετατροπέα Cuk [31]

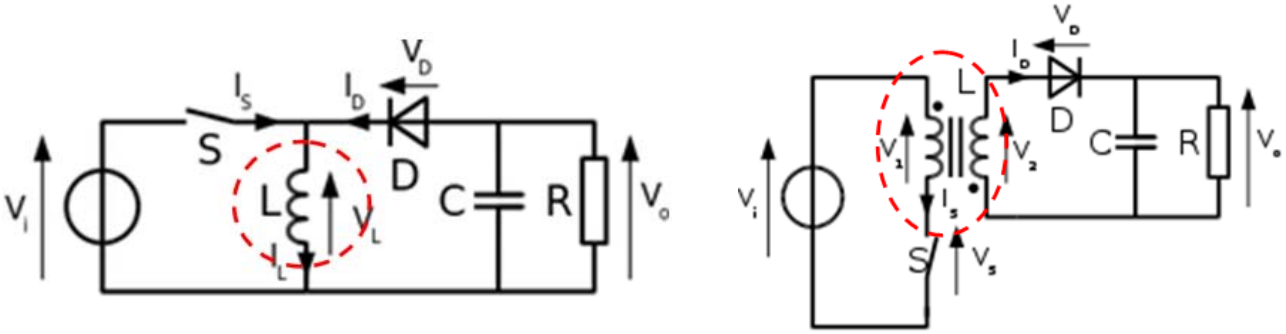
5.7 Παλμοτροφοδοτικά

Με τον όρο «παλμοτροφοδοτικά» ή «διακοπτικά τροφοδοτικά» περιγράφονται διατάξεις που περιλαμβάνουν μια διάταξη ανόρθωσης (AC-DC) και στην συνέχεια μια διάταξη DC-DC μετατροπής ώστε να παράγουν την επιθυμητή DC τάση για την τροφοδοσία συσκευών. Οι DC-DC μετατροπείς που χρησιμοποιούνται σε τέτοια τροφοδοτικά είναι παραλλαγές των προηγούμενων με διάφορες ονομασίες (Flyback, Forward, Half bridge, Full bridge, Push-pull κ.α.), επιλέγονται ανάλογα με την επιθυμητή ισχύ εξόδου και θα εξεταστούν συνοπτικά στην συνέχεια.

5.8 Flyback μετατροπέας

Ο Flyback μετατροπέας είναι ο απλούστερος όλων, έχει χαμηλή απόδοση και απαιτεί μεγάλο πυκνωτή εξόδου. Ουσιαστικά είναι ένας buck-boost μετατροπέας που το πηνίο του έχει αντικατασταθεί από έναν μετασχηματιστή. Η φορά περιέλιξης στα τυλίγματα αυτού του μετασχηματιστή είναι τέτοια ώστε να προκύπτει τάση εξόδου ίδιας πολικότητας με την τάση εισόδου. Η συνάρτηση μεταφοράς που προκύπτει είναι:

$$V_o = \frac{D}{1\text{-}D} \cdot \frac{N_2}{N_1} V_i$$



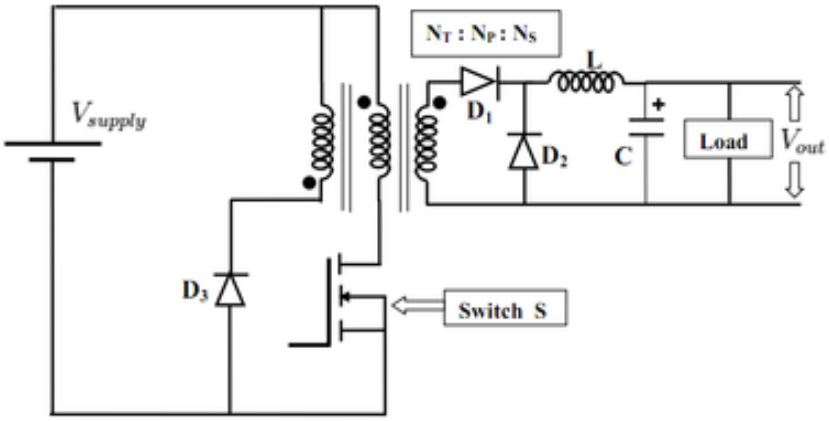
Εικόνα 5.8 Ο buck-boost μετατροπέας [29] και ο flyback μετατροπέας [32]. Με διακεκομμένες υπογραμμίζεται η αντικατάσταση του πηνίου από έναν μετασχηματιστή.

5.9 Forward μετατροπέας

Το βασικό κύκλωμα για τον forward μετατροπέα φαίνεται στην Εικόνα 5.9. Όταν ο διακόπτης είναι ON η D1 είναι ορθά πολωμένη, ρεύμα διαρρέει το φορτίο και καταλήγει και στα L, C. Όταν ο διακόπτης είναι OFF, η πολικότητα αντιστρέφεται, η D1 είναι OFF, οι D2 και D3 είναι ON και ρεύμα μαγνήτισης επιστρέφει στην πηγή μέσω D3.

Η συνάρτηση μεταφοράς που προκύπτει για τον μετατροπέα αυτόν είναι:

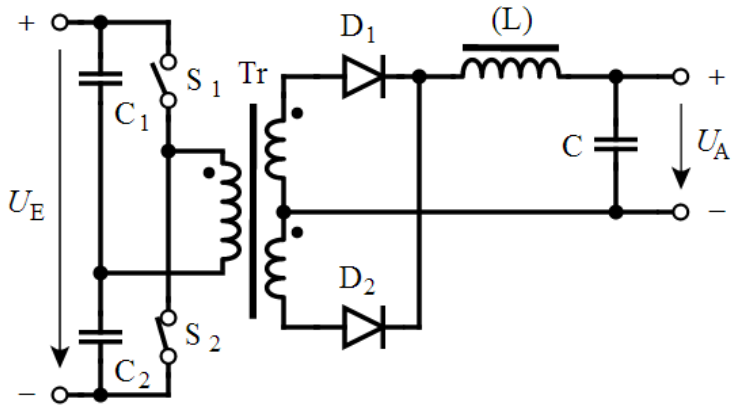
$$V_o = D \cdot \frac{N_2}{N_1} V_i$$



Εικόνα 5.9 Ο forward μετατροπέας [33]

5.10 Μετατροπέας ημιγέφυρας (half bridge converter)

Το βασικό κύκλωμα για τον μετατροπέα ημιγέφυρας φαίνεται στην Εικόνα 5.10. Ο μετατροπέας ημιγέφυρας έχει τέσσερις φάσεις λειτουργίας (S1 ON-S2 OFF, S1-S2 OFF, S1 OFF-S2 ON, S1-S2 OFF). Μια τετραγωνική AC στο πρωτεύον, υποβιβάζεται/ανυψώνεται από τον Μ/Σ, ανορθώνεται και φιλτράρεται. Ο μετατροπέας ημιγέφυρας έχει την ίδια συνάρτηση μεταφοράς με τον forward μετατροπέα αλλά μπορεί να αποδώσει διπλάσια ισχύ σε σχέση με τον forward για τα ίδια στοιχεία και μετασχηματιστή.



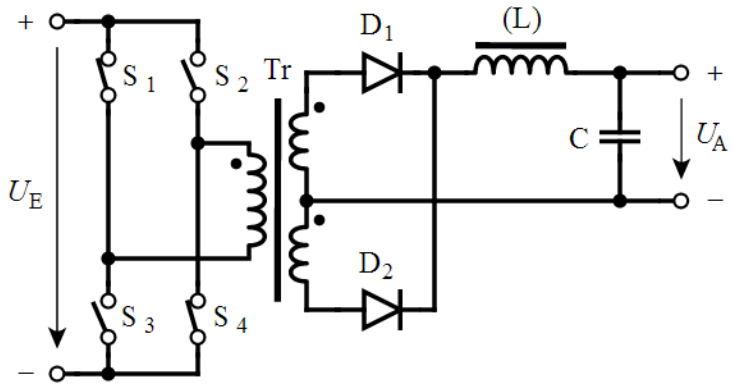
Εικόνα 5.10 Ο μετατροπέας ημιγέφυρας [34]

5.11 Μετατροπέας πλήρους γέφυρας (full bridge converter)

Το βασικό κύκλωμα για τον μετατροπέα πλήρους γέφυρας φαίνεται στην Εικόνα 5.11. Ο μετατροπέας πλήρους γέφυρας αντιμετωπίζει τους διακόπτες σαν ζευγάρια παρόμοια με τις γνωστές συνδεσμολογίες γέφυρας (ζευγάρι 1: S1 και S4, ζευγάρι 2: S2 και S3). Για τον μετατροπέα πλήρους γέφυρας υπάρχουν 4 φάσεις λειτουργίας (ON το 1ο ζευγάρι-OFF το 2ο, όλοι OFF, ON το 2ο ζευγάρι και OFF το 1ο, όλοι OFF). Έτσι παράγεται τετραγωνικό AC στο πρωτεύον. Η τάση

ανυψώνεται ή υποβιβάζεται, ανορθώνεται, και φιλτράρεται ώστε να προκύψει DC τάση εξόδου. Ο μετατροπέας πλήρους γέφυρας αποδίδει διπλάσια ισχύ από τον μετατροπέα ημιγέφυρας και η συνάρτηση μεταφοράς του είναι:

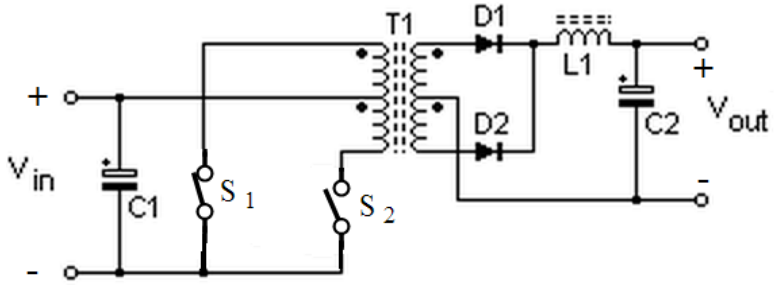
$$V_o = 2 \cdot D \cdot \frac{N_2}{N_1} V_i$$



Εικόνα 5.11 Ο μετατροπέας πλήρους γέφυρας [35]

5.12 Μετατροπέας Push-Pull

Το βασικό κύκλωμα για τον μετατροπέα push-pull φαίνεται στην Εικόνα 5.12. Ο push-pull μετατροπέας έχει επίσης τέσσερις φάσεις λειτουργίας (S1 ON-S2 OFF, S1-S2 OFF, S1 OFF-S2 ON, S1-S2 OFF). Όταν S1 ή S2 ON, ενεργοποιείται το ένα μισό του πρωτεύοντος και άγει η μία από τις 2 διόδους. Οι S1 και S2 δεν μπορεί να είναι ταυτόχρονα ON καθώς τότε θα υπάρξει βραχυκύκλωμα. Η συνάρτηση μεταφοράς του push-pull μετατροπέα είναι ίδια με αυτήν του μετατροπέα πλήρους γέφυρας.

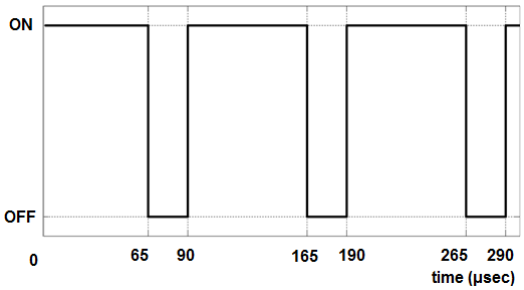


Εικόνα 5.12 Ο push-pull μετατροπέας

5.13 Παραδείγματα

5.13.1 Παράδειγμα 1

Buck-Boost DC-DC μετατροπέας με συνεχές ρεύμα στο πηνίο και Vs=50 V. Η κατάσταση του διακόπτη δίνεται από το σχήμα δίπλα.



Α. Να βρεθεί η συχνότητα του διακόπτη

Απ: T=100 μsec άρα f=10 kHz

Β. Να βρεθεί η τάση εξόδου

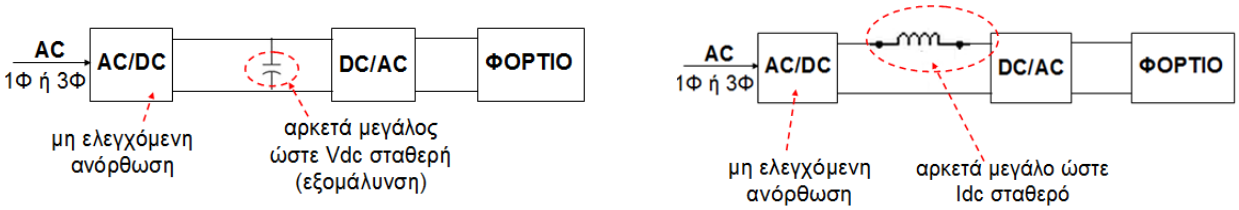
Απ: $V_o = \frac{D}{1\text{-}D} Vs$, D=0.75 άρα Vo=150 V

Κεφάλαιο 6. Βασικές τοπολογίες μετατροπέων DC-AC

6.1 Εισαγωγή και βασικές έννοιες

Για τους DC-DC μετατροπείς χρησιμοποιείται συνήθως ο όρος «αντιστροφείς» ή inverters. Ένας τέτοιος μετατροπέας μπορεί να τροφοδοτείται είτε από τάση (Voltage Source Inverter ή VSI) είτε από ρεύμα (Current Source Inverter ή CSI). Οι πρώτοι δέχονται μια DC τάση στην είσοδο ενώ οι δεύτεροι ένα DC ρεύμα. Αν υποτεθεί ότι η αφετηρία είναι μια μονοφασική ή τριφασική AC τάση η οποία ανορθώνεται μέσω της χρήσης μιας μη ελεγχόμενης διάταξης, τότε αν στην έξοδο της ανόρθωσης συνδεθεί (παράλληλα) πυκνωτής κατάλληλης χωρητικότητας μπορεί να προκύψει μια DC σταθερή τάση. Αντίθετα, αν στην έξοδο της ανόρθωσης συνδεθεί πηνίο κατάλληλης αυτεπαγωγής τότε μπορεί να προκύψει ένα DC σταθερό ρεύμα. Στην συνέχεια η DC σταθερή τάση ή το DC σταθερό ρεύμα μπορούν να τροφοδοτήσουν έναν αντιστροφέα ελεγχόμενο από τάση ή έναν αντιστροφέα ελεγχόμενο από ρεύμα αντίστοιχα, όπως φαίνεται στην Εικόνα 6.1, ώστε αυτός με την σειρά του να μεταφέρει την ισχύ στο φορτίο.

Οι αντιστροφείς ελεγχόμενοι από ρεύμα έχουν ακόμα περιορισμένη εφαρμογή (αν και κερδίζουν έδαφος έναντι των VSI) και για αυτό η ανάλυση στην συνέχεια θα επικεντρωθεί στους αντιστροφείς που ελέγχονται από τάση. Για λόγους συντομίας στην συνέχεια θα χρησιμοποιείται απλά ο όρος «αντιστροφέας» και θα εννοείται ο αντιστροφέας ελεγχόμενος από τάση (VSI).



Εικόνα 6.1 Βασικά διαγράμματα λειτουργίας για αντιστροφείς ελεγχόμενους από τάση και αντιστροφείς ελεγχόμενους από ρεύμα.

Τα τρία βασικά είδη αντιστροφέων είναι οι αντιστροφείς ημιγέφυρας, πλήρους γέφυρας και οι push-pull αντιστροφείς, σε αντιστοιχία με τις τοπολογίες για τους DC-DC μετατροπείς. Επιπλέον κατηγοριοποίηση μπορεί να προκύψει σε σχέση με τα επιμέρους στοιχεία τους (κυρίως αριθμό επιπέδων, αριθμό φάσεων και το αν η έξοδος είναι μονοπολική (εναλλασσόμενη) ή διπολική).

Η ιδανική λειτουργία για έναν αντιστροφέα είναι η μετατροπή μιας σταθερής DC τάσης σε AC τάση αμιγώς ημιτονοειδούς μορφής. Πρακτικά, το ζητούμενο είναι η προσέγγιση της ημιτονοειδούς μορφής (καλύτερη προσέγγιση απαιτεί αύξηση κόστους και γενικά είναι περισσότερο αναγκαία όσο η ισχύς ανεβαίνει). Για χαμηλές ισχύς μπορεί να γίνει δεκτή ακόμα και τετραγωνική AC τάση εξόδου.

Ένα «καθαρό» ημίτονο δεν περιέχει ανώτερες αρμονικές παρά μόνο την θεμελιώδη. Αντίθετα, μια τετραγωνική μορφή έχει μεγάλο αρμονικό περιεχόμενο. Μια σχηματική αναπαράσταση της αναγκαίας αύξησης του αρμονικού περιεχομένου μπορεί να βρεθεί στα σχήματα της Εικόνας 6.1 τα οποία αποτελούν στιγμιότυπα ανοικτά διαθέσιμων κινούμενων εικόνων στα οποία παραπέμπεται ο αναγνώστης [36, 37]. Προφανώς το επιθυμητό είναι η ελάττωση της παρουσίας των αρμονικών η οποία επιτυγχάνεται με καλύτερη προσέγγιση της αμιγώς ημιτονοειδούς μορφής. Προς αυτόν τον σκοπό, πέρα από την χρήση φίλτρων, ελέγχεται η διαμόρφωση του εύρους των παλμών ώστε αυτοί να προσομοιάζουν στην ημιτονοειδή μορφή (δηλαδή, σε μια απλουστευμένη εξήγηση, να είναι μικρότερης διάρκειας προς τα άκρα των ημιπεριόδων και μεγαλύτερη διάρκειας προς το μέσο των ημιπεριόδων).

Εικόνα 6.1 Προοδευτική προσέγγιση της τετραγωνικής μορφής με αύξηση του αρμονικού περιεχομένου [36, 37]

6.2 Παράμετροι απόδοσης

Οι συνηθέστεροι παράμετροι απόδοσης/αξιολόγησης ενός αντιστροφέα είναι:

(1) ο αρμονικός συντελεστής ν-οστής αρμονικής: $HF_n = \frac{V_n}{V_1}$

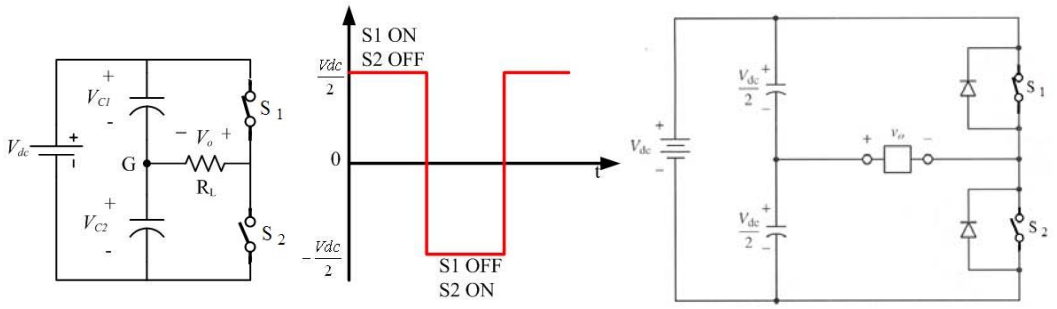
(2) ο λόγος συνολικής αρμονικής παραμόρφωσης: $THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1}$

(3) ο συντελεστής παραμόρφωσης: $DF = \frac{1}{V_1}\sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}{n}}$

(4) η αρμονική μικρότερης τάξης (LOH): η αρμονική που είναι πιο κοντά στη θεμελιώδη με πλάτος μεγαλύτερο ή ίσο του 3% της θεμελιώδους

6.3 Αντιστροφέας ημιγέφυρας (half bridge inverter)

Η βασική τοπολογία του αντιστροφέα ημιγέφυρας φαίνεται στην Εικόνα 6.2. Οι δύο πυκνωτές χρησιμοποιούνται ώστε να επιτευχθεί ισομοιρασμός της τάσης εισόδου. Συνεπώς η τάση εξόδου μπορεί να είναι ίση με το μισό της τάσης εισόδου (με πολικότητα που αλλάζει ανάλογα με το ποιος διακόπτης είναι ON) και με έλεγχο της σειράς και του χρόνου ενεργοποίησης των διακοπτών η τάση εξόδου θα είναι ένας τετραγωνικός παλμός με συγκεκριμένη RMS τιμή (Εικόνα 6.2). Κατά τα γνωστά από τα προηγούμενα, αν το φορτίο είναι επαγωγικό τότε θα πρέπει να προστεθούν δίοδοι προστασίας παράλληλα στους διακόπτες (Εικόνα 6.2). Αυτή είναι και η γενική λογική σχεδιασμού των αντιστροφέων.



Εικόνα 6.2 Το βασικό κύκλωμα του αντιστροφέα ημιγέφυρας, η τάση εξόδου και η συνηθισμένη προσέγγιση με σύνδεση διόδων για την προστασία των διακοπτών.

6.4 Αντιστροφέας πλήρους γέφυρας (full bridge inverter)

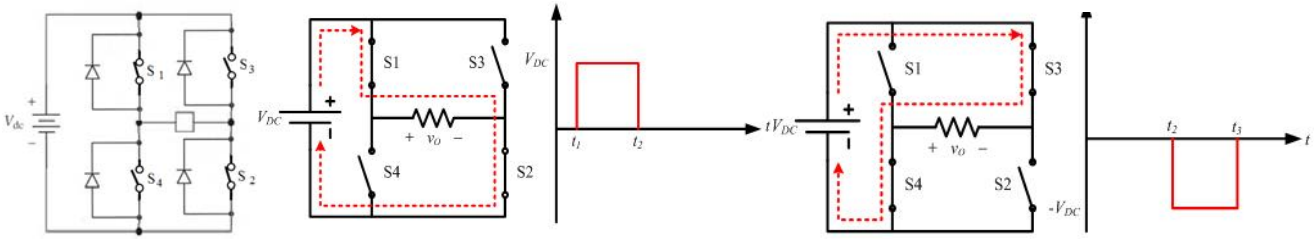
Η βασική τοπολογία για έναν αντιστροφέα πλήρους γέφυρας φαίνεται στην Εικόνα 6.3. Ο αντιστροφέας πλήρους γέφυρας αποδίδει διπλάσια ισχύ σε σχέση με τον αντιστροφέα ημιγέφυρας για την ίδια τάση εισόδου. Αντίστροφα, στην περίπτωση που ένας αντιστροφέας πλήρους γέφυρας αποδίδει ίδια ισχύ με έναν αντιστροφέα ημιγέφυρας, τότε το ρεύμα εξόδου και το ρεύμα που διαρρέει τους διακόπτες θα είναι το μισό σε σχέση με τα αντίστοιχα στην περίπτωση του αντιστροφέα ημιγέφυρας.

Η βασική λειτουργία του αντιστροφέα γέφυρας έχει ως εξής:

(1) S1-S2 ON: Vout=Vdc
(2) S3-S4 ON: Vout=-Vdc
(3) S1-S3 ή S2-S4 ON: Vout=0

και δεν επιτρέπεται να είναι όλοι οι διακόπτες ON ταυτόχρονα.

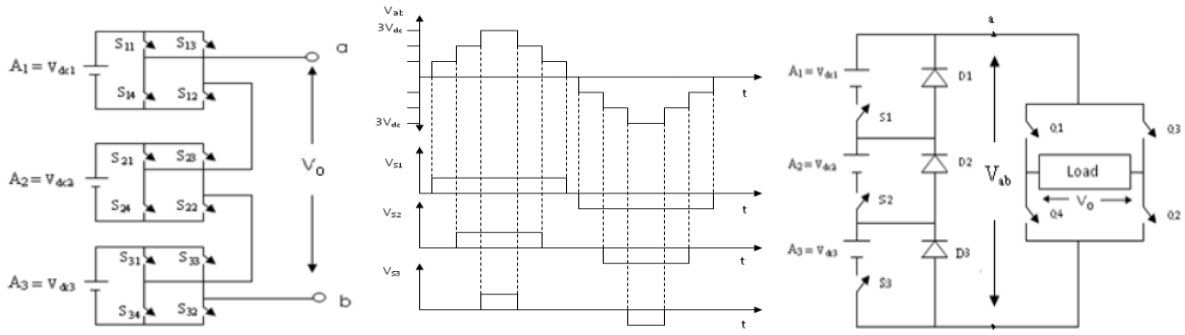
Μια σχηματική επεξήγηση για τις φάσεις 1 και 2 δίνεται στην Εικόνα 6.3. Για την φάση 3, όταν το άνω ή το κάτω ζεύγος διακοπτών είναι ON, το φορτίο είναι παράλληλα συνδεδεμένο σε βραχυκύκλωμα οπότε Vout=0. Το ίδιο αποτέλεσμα θα προκύψει αν S1-S2-S3-S4 OFF. Συνεπώς ελέγχοντας την σειρά και τον χρόνο ενεργοποίησης των διακοπτών, είναι δυνατό να παραχθεί μια AC τάση στην έξοδο με συγκεκριμένη RMS τιμή.



Εικόνα 6.3 Αντιστροφέας πλήρους γέφυρας και επεξήγηση λειτουργίας

6.5 Πολυεπίπεδοι αντιστροφείς

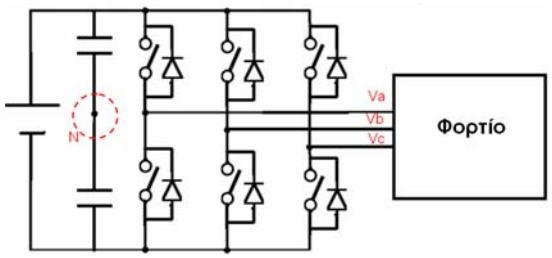
Οι πολυεπίπεδοι αντιστροφείς είναι ουσιαστικά περισσότεροι του ενός αντιστροφείς κατάλληλα συνδεδεμένοι ώστε να προσφέρουν περισσότερα επίπεδα στην τάση εξόδου. Έτσι αν π.χ. χρησιμοποιηθούν τρεις αντιστροφείς τότε θα μπορούν να προσφέρουν τέσσερα επίπεδα στην τάση εξόδου (δηλαδή 3 θετικές και 3 αρνητικές στάθμες τάσης καθώς και την μηδενική) όπως φαίνεται στην Εικόνα 6.4. Όσον αφορά τις πηγές εισόδου αυτές μπορεί να είναι διαφορετικές ή να χρησιμοποιηθούν πυκνωτές (όπως στην Εικόνα 6.2) για να ισομοιραστεί η τάση από μία πηγή. Διαφορετικές παραλλαγές στον σχεδιασμό επίσης μπορεί να εφαρμοσθούν (Εικόνα 6.4). Η προσθήκη περισσότερων σταθμών στην τάση εξόδου σημαίνει ότι μπορεί να επιτευχθεί (με κατάλληλο έλεγχο των διακοπτών) μια κυματομορφή εξόδου που να προσεγγίζει καλύτερα την ημιτονοειδή μορφή.



Εικόνα 6.4 Ένας αντιστροφέας τριών επιπέδων, οι σχετικές κυματομορφές και μια παραλλαγή στον σχεδιασμό. Και στις δύο περιπτώσεις ισχύει $A_1=A_2=A_3$.

6.6 Τριφασικοί αντιστροφείς

Όσον αφορά τους τριφασικούς αντιστροφείς, η προφανής προσέγγιση είναι τρεις μονοφασικοί αντιστροφείς (ημιγέφυρας ή γέφυρας) που συνδέονται στην ίδια είσοδο για να δώσουν τις 3 διαφορετικές φάσεις. Η συνηθέστερη σύνδεση είναι σε συνδεσμολογία γέφυρας (Εικόνα 6.5).



Εικόνα 6.5 Τριφασικός αντιστροφέας σε συνδεσμολογία γέφυρας

6.7 Διαμόρφωση παλμών

Η διαμόρφωση παλμών γίνεται για να επιτευχθεί αφενός έλεγχος της τάσης και αφετέρου καλύτερη προσέγγιση της αμιγώς ημιτονοειδούς μορφής και άρα μείωση των αρμονικών.

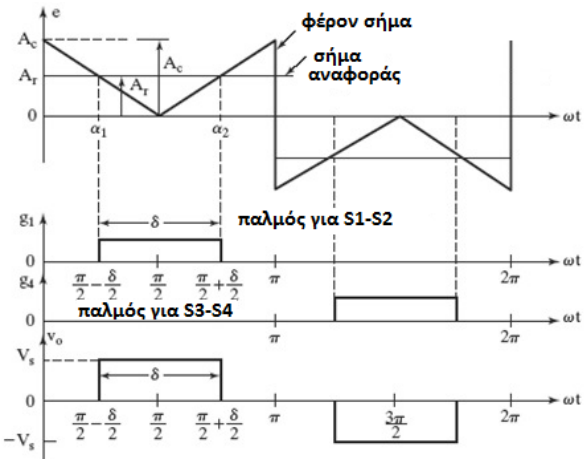
Οι βασικές κατηγορίες τεχνικών διαμόρφωσης παλμών είναι:

(1) μονοπαλμική διαμόρφωση εύρους παλμού (single PWM)
(2) πολυπαλμική διαμόρφωση εύρους παλμού (multiple PWM)
(3) ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμού (SPWM)
(4) τροποποιημένη ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμού (modified SPWM ή MSPWM)
(5) προηγμένες τεχνικές διαμόρφωσης

Η βασική λογική είναι η εξής: χρησιμοποιείται ένα σήμα αναφοράς A_r (reference) (ορθογώνιο ή ημιτονοειδές) και ένα φέρον σήμα A_c (carrier) (τριγωνικό). Ορίζεται προφανώς η συχνότητα fr του σήματος αναφοράς και η συχνότητα fc του φέροντος σήματος. Τα δύο σήματα συγκρίνονται και ανάλογα με το αποτέλεσμα παράγεται ή δεν παράγεται παλμός. Εδώ πρέπει να σημειωθεί ότι είναι δυνατόν να υπάρχουν διαφορετικές λογικές παραγωγής παλμού ακόμα και για τον ίδιο τύπο διαμόρφωσης.

6.7.1 Μονοπαλμική PWM

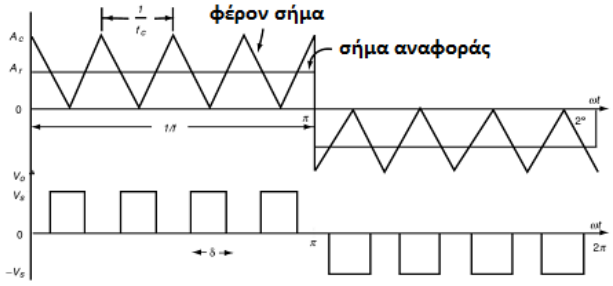
Με τον όρο μονοπαλμική PWM περιγράφεται η τεχνική με την οποία παράγεται μόνο ένας παλμός ανά περίοδο για κάθε διακόπτη και ένα παράδειγμα παρατίθεται στην Εικόνα 6.6. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα παλμός για τα S1-S2 (συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας) παράγεται όταν (και για όσο) το σήμα αναφοράς είναι μεγαλύτερο από το θετικό φέρον σήμα, ενώ παλμός για τα S3-S4 παράγεται όταν (και για όσο) το σήμα αναφοράς είναι μικρότερο από το αρνητικό φέρον σήμα.



Εικόνα 6.6 Μονοπαλμική PWM διαμόρφωση

6.7.2 Πολυπαλμική PWM

Στην πολυπαλμική PWM παράγονται περισσότεροι από ένας παλμοί ανά περίοδο για κάθε διακόπτη και ένα παράδειγμα φαίνεται στην Εικόνα 6.7. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα παλμός για τα S1-S2 (συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας) παράγεται όταν (και για όσο) το σήμα αναφοράς είναι μεγαλύτερο από το θετικό φέρον σήμα, ενώ παλμός για τα S3-S4 παράγεται όταν (και για όσο) το σήμα αναφοράς είναι μικρότερο από το αρνητικό φέρον σήμα, με αποτέλεσμα την κυματομορφή AC τάσεως εξόδου που φαίνεται στην Εικόνα 6.7.



Εικόνα 6.7 Πολυπαλμική PWM διαμόρφωση

6.7.3 Ημιτονοειδής PWM (SPWM)

Στην ημιτονοειδή PWM αντί να έχουν όλοι οι παλμοί το ίδιο εύρος (όπως στην μονοπαλμική και στην πολυπαλμική), το εύρος κάθε παλμού μεταβάλλεται ανάλογα με το πλάτος ενός ημιτονοειδούς σήματος. Το σήμα αναφοράς είναι ένα ημίτονο της ίδιας συχνότητας με την επιθυμητή συχνότητα εξόδου. Η συχνότητα fr του σήματος αναφοράς καθορίζει την συχνότητα εξόδου και το πλάτος του καθορίζει την RMS τιμή της τάσης εξόδου. Οι αρμονικές ωθούνται προς υψηλές συχνότητες (γύρω από την συχνότητα του φέροντος).

Ορίζονται:

(1) ο δείκτης διαμόρφωσης πλάτους (amplitude modulation index): $m_\alpha = \frac{A_r}{A_c}$ (προφανώς εδώ με A_r και A_c εννοούνται τα πλάτη του σήματος αναφοράς και του φέροντος, αντίστοιχα)

(2) ο δείκτης διαμόρφωσης συχνότητας (frequency modulation index): $m_f = f_c / f_r$

Ισχύει ακόμα ότι [1-5]

(1) το πλάτος της θεμελιώδους (ημιγέφυρας) στην έξοδο είναι: $V_l = m_\alpha \frac{V_{dc}}{2}$, εφόσον $m_\alpha < 1$

(2) το πλάτος της θεμελιώδους (πλήρους γέφυρας) στην έξοδο είναι: $V_l = m_\alpha V_{dc}$, εφόσον $m_\alpha < 1$

(3) Ουσιαστικά πρόκειται για τον ίδιο τύπο $V_{out} = m_\alpha V_{in}$, εφόσον $m_\alpha < 1$ με την διαφορά ότι στην ημιγέφυρα ισχύει: $V_{in} = V_{dc}/2$ ενώ στην πλήρη γέφυρα ισχύει: $V_{in} = V_{dc}$

(4) αυξάνοντας την f_c και άρα το m_f, οι αρμονικές μεταφέρονται σε υψηλότερες συχνότητες. Οι αρμονικές με υψηλή συχνότητα φιλτράρονται ευκολότερα αλλά όταν αυξάνεται η f_c αυξάνονται και οι διακοπτικές απώλειες

(5) ο m_f πρέπει να επιλέγεται περιττός ακέραιος

(6) αρμονικές που το πλάτος τους είναι μικρότερο του 3% της θεμελιώδους συνήθως θεωρούνται αμελητέες

(7) η πρώτη αρμονική μετά την θεμελιώδη της οποίας το πλάτος υπερβαίνει το 3% της θεμελιώδους και έχει την μέγιστη επίδραση μεταξύ των γειτονικών της, ονομάζεται κυριαρχούσα ή δεσπόζουσα αρμονική.

(8) Η τάξη και το πλάτος της δεσπόζουσας αρμονικής έχουν δεδομένα ανώτατα όρια

(9) Ο γενικός πίνακας (για μεγάλο m_f) που δίνει τον συντελεστή με τον οποίο πρέπει να πολλαπλασιαστεί το Vin (όπως ορίζεται στο (3)) ώστε να προκύψει το πλάτος της αντίστοιχης αρμονικής προκύπτει από τον παρακάτω πίνακα:

h \ m_α	**0.2**	**0.4**	**0.6**	**0.8**	**1**
1	0.2	0.4	0.6	0.8	1
m_f	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
m_f±2	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
m_f±4					0.018
2·m_f±1	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
2·m_f±3		0.024	0.071	0.139	0.212
2·m_f±5				0.013	0.033
3·m_f	0.335	0.123	0.083	0.171	0.113
3·m_f±2	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
3·m_f±4		0.012	0.047	0.104	0.157
3·m_f±6				0.016	0.044
4·m_f±1	0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
4·m_f±3	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
4·m_f±5			0.034	0.084	0.119
4·m_f±7				0.017	0.050

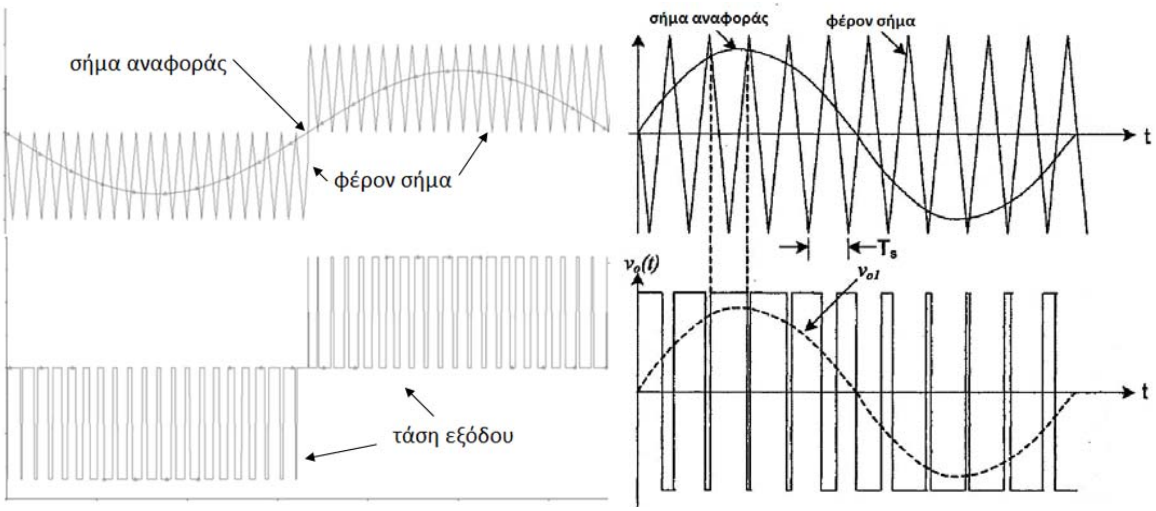
Αντίστοιχος πίνακας ορίζεται για τους τριφασικούς αντιστροφείς για m_f αρκετά μεγάλο, περιττό και πολλαπλάσιο του 3:

h \ m_α	**0.2**	**0.4**	**0.6**	**0.8**	**1**
1	0.122	0.245	0.367	0.490	0.612
m_f±2	0.010	0.037	0.080	0.135	0.195
m_f±4				0.005	0.011
2·m_f±1	0.116	0.200	0.227	0.192	0.111
2·m_f±5				0.008	0.020
3·m_f±2	0.027	0.085	0.124	0.108	0.038
3·m_f±4		0.007	0.029	0.064	0.096
4·m_f±1	0.100	0.096	0.005	0.064	0.042
4·m_f±5			0.021	0.051	0.073
4·m_f±7				0.010	0.030

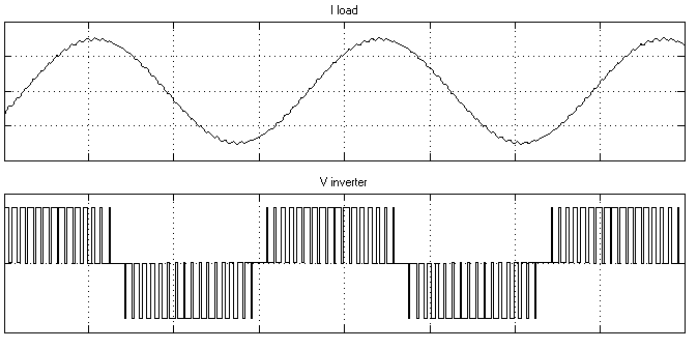
(10) Πρέπει να σημειωθεί ότι όπως προκύπτει από τους παραπάνω πίνακες για mα<1 το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας αυξάνεται γραμμικά με το mα (γραμμική περιοχή). Στην περίπτωση που έχουμε mα>1 προκύπτει το πρόβλημα της υπερδιαμόρφωσης δηλαδή στην περιοχή αυτή το πλάτος της θεμελιώδους δεν μεταβάλλεται γραμμικά με το mα, υπάρχει ισχυρή επίδραση της τιμής του mf, αυξάνεται η επίδραση των αρμονικών και οι αρμονικές που υπερισχύουν στην γραμμική περιοχή, μπορεί να μην υπερισχύουν στην μη γραμμική. Σε συγκεκριμένες εφαρμογές μπορεί να επιλεχθεί η υπερδιαμόρφωση με κατάλληλες προσαρμογές.

Δύο παραδείγματα SPWM τεχνικής φαίνονται στην Εικόνα 6.8. Στο πρώτο η λογική ομοιάζει με αυτές που αναλύθηκαν στο προηγούμενο: παλμός για τα S1-S2 (συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας) παράγεται όταν (και για όσο) το σήμα αναφοράς είναι μεγαλύτερο από το θετικό φέρον σήμα, ενώ παλμός για τα S3-S4 παράγεται όταν (και για όσο) το σήμα αναφοράς είναι μικρότερο από το αρνητικό φέρον σήμα. Στο δεύτερο παράδειγμα παλμός για τα S1-S2 παράγεται όταν (και για όσο)

το σήμα αναφοράς είναι μεγαλύτερο από το φέρον σήμα, ενώ παλμός για τα S3-S4 παράγεται όταν (και για όσο) το σήμα αναφοράς είναι μικρότερο από το φέρον σήμα. Η προσέγγιση με την ημιτονοειδή μορφή θα γίνει πιο προφανής αν προστεθεί ένα κατάλληλο φίλτρο εξομάλυνσης (π.χ. L-C). Το ρεύμα στο φορτίο τότε θα προσεγγίσει αρκετά την ημιτονοειδή μορφή όπως φαίνεται στην Εικόνα 6.9. Να σημειωθεί οτι μπορούν να ακολουθηθούν και άλλες λογικές στην SPWM τεχνική π.χ. μπορεί να χρησιμοποιηθεί σήμα αναφοράς διπλής κατεύθυνσης.



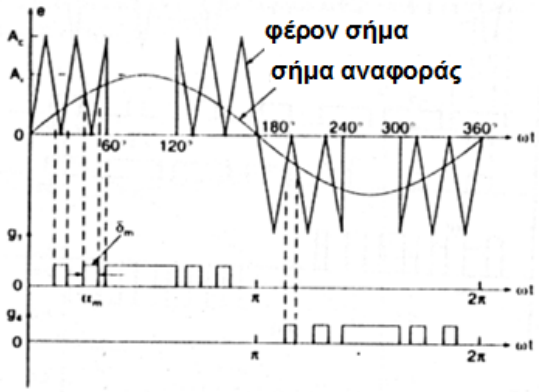
Εικόνα 6.8 Δύο παραδείγματα SPWM διαμόρφωσης



Εικόνα 6.9 Παράδειγμα τάσης και ρεύματος εξόδου με SPWM τεχνική και φίλτρο εξόδου

6.7.4 Τροποποιημένη SPWM (MSPWM)

Με τον όρο «τροποποιημένη SPWM» εννοείται μια ημιτονοειδής διαμόρφωση η οποία όμως εφαρμόζεται μόνο στις πρώτες και στις τελευταίες 60^o κάθε ημιπεριόδου όπως φαίνεται στην Εικόνα 6.10.



Εικόνα 6.10 Παράδειγμα MSPWM

`6.7.5 Προηγμένες τεχνικές διαμόρφωσης

Στην κατηγορία αυτή ανήκουν τεχνικές όπως η τραπεζοειδής όπου το σήμα αναφοράς είναι τραπέζιο, η κλιμακωτή όπου το σήμα αναφοράς είναι ένα κλιμακωτό κύμα, η βηματική όπου το σήμα αναφοράς αποτελείται από βηματικά μέρη, η έγχυση αρμονικών όπου το σήμα αναφοράς παράγεται με έγχυση συγκεκριμένων αρμονικών και η διαμόρφωση δέλτα όπου ένα τριγωνικό σήμα ταλαντώνεται εντός ορισμένου παραθύρου, γύρω από το ημιτονοειδές σήμα αναφοράς. Αναφέρονται απλά εδώ για λόγους πληρότητας. Μια συνοπτική παρουσίασή τους καθώς και σχετικά σχήματα μπορούν να βρεθούν (μεταξύ άλλων) στο [38].

6.8 Παραδείγματα

6.8.1 Παράδειγμα 1

Έστω αντιστροφέας SPWM ημιγέφυρας για τον οποίο ισχύουν V_{dc}=100 V, m_a=0.8, m_f=39, $f_{1εξόδου}$=50 Hz.

Α. να υπολογιστεί η RMS τιμή της θεμελιώδους αρμονικής της τάσης εξόδου

$$\text{Απ: } V_{1\text{-peak}}=m_\alpha \frac{V_{dc}}{2}=0.8\frac{100}{2}=40 \text{ V}$$

$$\text{αρα } V_{1\text{-rms}}=\frac{V_{1\text{-peak}}}{\sqrt{2}}=\frac{40}{\sqrt{2}}\simeq 28.3 \text{ V}$$

Β. να υπολογιστεί η RMS τιμή της $37_{ης}$, $39_{ης}$ και 77ης αρμονικής

Απ: από τον σχετικό πίνακα προκύπτει

$$V_{37\text{-peak}}=0.22\frac{V_{in}}{2}=0.22\frac{100}{2}=11 \text{ V} \Rightarrow V_{37\text{-rms}}=\frac{11}{\sqrt{2}}\simeq 7.8 \text{ V στα 1850 Hz}$$

$$V_{39\text{-peak}}=0.818\frac{V_{in}}{2}=0.818\frac{100}{2}=40.9 \text{ V} \Rightarrow V_{39\text{-rms}}=\frac{40.9}{\sqrt{2}}\simeq 28.9 \text{ V στα 1950 Hz}$$

στα 1950 Hz

$$(77=2\cdot 39\text{-}1)\text{--> } V_{77\text{-peak}}=0.314\frac{V_{in}}{2}=0.314\frac{100}{2}=15.7 \text{ V} \Rightarrow V_{77\text{-rms}}=\frac{15.7}{\sqrt{2}}=11.1 \text{ V στα 3850 Hz}$$

6.8.2 Παράδειγμα 2

Έστω αντιστροφέας πλήρους γέφυρας με τα ίδια στοιχεία με αυτόν του παραδείγματος 1.

Α. να υπολογιστεί η RMS τιμή της θεμελιώδους αρμονικής της τάσης εξόδου

$$\text{Απ: θα είναι } V_{1\text{-peak}}=m_\alpha \cdot V_{dc}=80 \text{ V}$$

$$\text{αρα } V_{1\text{-rms}}=\frac{V_{1\text{-peak}}}{\sqrt{2}}=\frac{80}{\sqrt{2}}=56.6 \text{V}$$

Β. να υπολογιστεί η RMS τιμή της $37_{ης}$, $39_{ης}$ και 77ης αρμονικής

$$\text{Απ: } V_{37\text{-peak}}=0.22\cdot V_{dc}=22 \text{ V} \Rightarrow V_{37\text{-rms}}=\frac{22}{\sqrt{2}}\simeq 15.6 \text{ V στα 1850 Hz}$$

$$V_{39\text{-peak}}=0.818\cdot V_{dc}=81.8 \text{ V} \Rightarrow V_{39\text{-rms}}=\frac{81.8}{\sqrt{2}}\simeq 57.8 \text{ V στα 1950 Hz}$$

$$V_{77\text{-peak}}=0.314\cdot V_{dc}=31.4 \text{ V} \Rightarrow V_{77\text{-rms}}=\frac{31.4}{\sqrt{2}}\simeq 22.2 \text{ V στα 3850 Hz}$$

Κεφάλαιο 7. Εφαρμογές & Λογισμικά εξομοίωσης

7.1 Εισαγωγή

Το αντικείμενο των ηλεκτρονικών ισχύος είναι τέτοιο ώστε να βρίσκουν χρησιμοποιούνται σε μεγάλη ποικιλία εφαρμογών.
Ενδεικτικά αναφέρονται οι κυριότερες:

(1) AC & DC κινητήρια συστήματα
(2) Ευέλικτα συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας (FACTS)
(3) Συστήματα μεταφοράς υψηλής τάσης συνεχούς (HVDC)
(4) Τροφοδοτικά & UPS
(5) Διακόπτες και Η/Ν στερεάς κατάστασης (Solid State Switches & Solid State Relays)
(6) Συστήματα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας από κυψέλες καυσίμου (fuel cells)
(7) Συστήματα Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας
(8) Συστήματα αποθήκευσης ενέργειας
(9) Επαγωγική θέρμανση
(10) Ροοστάτες
(11) Ηλεκτρικά οχήματα
(12) Επιταχυντές σωματιδίων
(13) Λαμπτήρες φθορισμού

Στην συνέχεια θα γίνει μια σύντομη αναφορά στο καθένα από τα παραπάνω ενώ στο τέλος του κεφαλαίου θα γίνει μια σύντομη αναφορά στα λογισμικά εξομοίωσης ηλεκτρονικών ισχύος. Σημειώνεται ότι συλλογές άρθρων από Ημερίδες του ΤΕΕ είναι ελεύθερα προσβάσιμες στην ιστοσελίδα του ΤΕΕ (π.χ. 41-42) με άρθρα κατανεμημένα ανά θεματική ενότητα.

7.2 AC & DC κινητήρια συστήματα

Τα DC κινητήρια συστήματα απαιτούν γενικά απλούστερα κυκλώματα ελέγχου σε σχέση με τα AC. Ο έλεγχος τους μπορεί να γίνει είτε με ελεγχόμενους ανορθωτές είτε με κυκλώματα περισσότερων βαθμίδων (π.χ. ένα σύστημα μη ελεγχόμενης ανόρθωσης που τροφοδοτεί DC-DC μετατροπέα). Οι προδιαγραφές της εφαρμογής καθορίζουν και την μορφή της χρησιμοποιούμενης διάταξης καθώς και τα ημιαγωγικά στοιχεία που θα χρησιμοποιηθούν. Τα AC κινητήρια συστήματα απαιτούν πιο πολύπλοκες και σύνθετες διατάξεις ελέγχου αλλά είναι κατάλληλα για υψηλότερες ταχύτητες σε σχέση με τα DC ενώ είναι ελαφρύτερα, φθηνότερα και με χαμηλότερο κόστος συντήρησης. Τα πλεονεκτήματα αυτά έχουν οδηγήσει σε όλο και μεγαλύτερη χρήση των AC κινητήριων συστημάτων. Αναλυτικότερη αναφορά μπορεί να βρεθεί, μεταξύ άλλων, στα [1-3, 8-9, 41-43]

7.3 Ευέλικτα συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας

Τα ευέλικτα συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας (Flexible AC Transmission Systems ή FACTS) αποτελούν μια νέα και ταχέως αναδυόμενη τεχνολογία με κύριο στόχο την αύξηση της ελεγξιμότητας και της ικανότητας μεταφοράς ισχύος στα AC συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας. Το βασικό αντικείμενό τους είναι η αντιστάθμιση της άεργης ισχύος με κατάλληλη σύνδεση και αποσύνδεση επαγωγών και χωρητικοτήτων. Δεδομένης της υψηλούς ισχύος, σε τέτοιες διατάξεις χρησιμοποιούνται ευρέως θυρίστορ. Η αντιστάθμιση μπορεί να είναι παράλληλη ή σε σειρά. Αναλυτικότερη αναφορά μπορεί να βρεθεί, μεταξύ άλλων, στα [1-3, 44-50]

7.4 Συστήματα μεταφοράς HVDC

Τα συστήματα μεταφοράς HVDC χρησιμοποιούνται για να μεταφέρουν υψηλή τάση DC. Συνεπώς απαιτούνται διατάξεις ανόρθωσης και αντιστροφής στα άκρα των συστημάτων αυτών ώστε να επιτευχθεί η διασύνδεση με τα AC συστήματα. Τα HVDC συστήματα χρησιμοποιούνται για δύο βασικούς λόγους: την οικονομία που προσφέρουν για εναέρια μεταφορά σε μεγάλες αποστάσεις αλλά και σε μικρότερες αποστάσεις υπόγειας ή υποθαλάσσιας μεταφοράς με χρήση καλωδίων υψηλής τάσης και την δυνατότητα εύκολης διασύνδεσης διαφορετικών AC συστημάτων (π.χ. συστήματα με διαφορετική συχνότητα). Αναλυτικότερη αναφορά μπορεί να βρεθεί, μεταξύ άλλων, στα [1-3, 44-50]. Ενδεικτικά αναφέρεται ότι η υπό συζήτηση ζεύξη του συστήματος Κρήτης με το ηπειρωτικό σύστημα θα αξιοποιεί την HVDC τεχνολογία [51].

Εικόνα 7.2 Σενάρια για την διασύνδεση της Κρήτης [51] και φωτογραφία από αντίστοιχο σταθμό [52] όπου διακρίνονται οι ακροδέκτες των τριών φάσεων, οι συστοιχίες θυρίστορ και (χρήσιμο για λόγους προοπτικής του μεγέθους) ένας εργαζόμενος.

7.5 Τροφοδοτικά & UPS

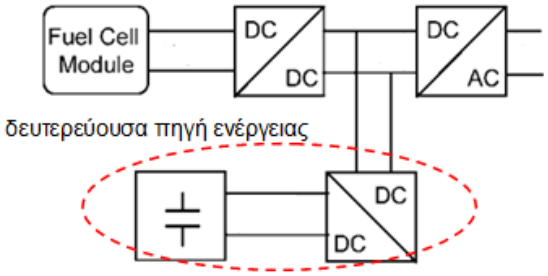
Τα DC τροφοδοτικά είναι συνήθως δύο βαθμίδων με την πρώτη να εκτελεί την ανόρθωση και την δεύτερη την μετατροπή στην επιθυμητή DC τάση εξόδου. Τα AC τροφοδοτικά είναι συνήθως τριών βαθμίδων (προστίθεται μια τρίτη βαθμίδα που αφορά την DC/AC μετατροπή). Ανάλογα με τις προδιαγραφές κάθε εφαρμογής χρησιμοποιούνται διαφορετικές τοπολογίες μετατροπέων. Όσον αφορά τα UPS αυτά συνδυάζουν την λειτουργία των τροφοδοτικών με την χρήση ενός συσσωρευτή και χωρίζονται σε τρεις βασικές κατηγορίες (on-line, line-interactive, standby) ανάλογα με το πώς αξιοποιούν τον συσσωρευτή. Η επιλογή και πάλι εξαρτάται από τις προδιαγραφές της εφαρμογής. Αναλυτικότερη αναφορά μπορεί να βρεθεί, μεταξύ άλλων, στα [1, 3, 53].

7.6 Διακόπτες και H/N στερεάς κατάστασης

Με τους όρους αυτούς περιγράφονται οι διακόπτες (switches) και οι ηλεκτρονόμοι (relays) που βασίζονται σε ημιαγωγικές διατάξεις για την ζεύξη-απόζευξη. Εφόσον δεν έχουν κινούμενα μέρη περιγράφονται και ως «στερεάς κατάστασης» (solid-state). Είναι αθόρυβοι, ταχύτεροι και μικρότεροι σε μέγεθος από τους ηλεκτρομηχανικούς, με μεγαλύτερη διάρκεια ζωής και χωρίς την εμφάνιση εκκενώσεων κατά τη λειτουργία τους. Στα μειονεκτήματά τους συγκαταλέγεται η ύπαρξη ρεύματος διαρροής και το γεγονός ότι παρουσιάζουν μεγαλύτερη αντίσταση κατά την αγωγή και μικρότερη κατά την αποκοπή σε σχέση με τους ηλεκτρομηχανικούς. Άλλο βασικό μειονέκτημα αποτελεί το ότι σε περίπτωση βλάβης οι διακόπτες στερεάς κατάστασης καταλήγουν συνήθως σε κατάσταση αγωγής (ON) ενώ οι ηλεκτρομηχανικοί σε κατάσταση αποκοπής (OFF). Αναλυτικότερη αναφορά μπορεί να βρεθεί, μεταξύ άλλων, στα [1, 54].

7.7 Συστήματα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας από κυψέλες καυσίμου

Οι κυψέλες καυσίμου (fuel cells) χρησιμοποιούν ως καύσιμο το υδρογόνο και το βασικό σχήμα λειτουργίας τους περιέχει και διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος ώστε να παραχθεί τελικά η επιθυμητή AC τάση όπως φαίνεται στην Εικόνα 7.3. Λόγω της αργής απόκρισής τους μια δευτερεύουσα πηγή ενέργειας (συστοιχία πυκνωτών) μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να παρέχει ενέργεια κατά τις μεταβατικές καταστάσεις. Αναλυτικότερη αναφορά μπορεί να βρεθεί, μεταξύ άλλων, στα [44, 46, 48, 55-56].



Εικόνα 7.3 Βασικό σχηματικό διάγραμμα ενός συστήματος κυψελών καυσίμου

7.8 Συστήματα Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας

Στην περίπτωση των φωτοβολταϊκών απαιτείται λειτουργία αντιστροφής και αυτή γίνεται είτε με διατάξεις δύο επιπέδων (DC/DC και στην συνέχεια DC/AC) είτε περισσοτέρων και με την παρεμβολή μιας διάταξης υψηλής συχνότητας (DC/AC υψηλής συχνότητας, παρεμβολή AC Μ/Σ, ανόρθωση, DC/DC και τέλος DC/AC). Τα αιολικά συστήματα απαιτούν πιο σύνθετες τοπολογίες που μπορεί να περιλαμβάνουν έλεγχο της γεννήτριας, ομαλή εκκίνηση, συστήματα αντιστάθμισης, HVDC διασύνδεση κ.α. Γενικά το σχήμα που ακολουθείται είναι: μη ελεγχόμενη ανόρθωση, εξομάλυνση, DC/DC μετατροπή σε κατάλληλη στάθμη και τέλος αντιστροφή. Αναλυτικότερη αναφορά μπορεί να βρεθεί, μεταξύ άλλων, στα [3, 41, 50, 57-50].

7.9 Συστήματα αποθήκευσης ενέργειας

Η αποθήκευση της ενέργειας μπορεί να γίνεται είτε σε συσσωρευτές είτε σε υπεραγώγιμα πηνία είτε, βραχυπρόθεσμα, μέσω της παραγωγής οξυγόνου για χρήση σε κυψέλες καυσίμων. Κάθε εφαρμογή απαιτεί διαφορετικές διατάξεις μετατροπής που βασικά συμπεριλαμβάνουν κάποιου τύπου ανόρθωση και αντιστροφή ώστε να επιτευχθεί η χρήση των μέσων αποθήκευσης. Αναλυτικότερη αναφορά μπορεί να βρεθεί, μεταξύ άλλων, στα [3, 44-50, 61-63].

7.10 Επαγωγική θέρμανση

Σε συστήματα επαγωγικής θέρμανσης, η θερμότητα παράγεται από δινορεύματα που προκαλούνται από ηλεκτρομαγνητική επαγωγή. Ένας αγωγός που τοποθετείται εντός του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου ενός πηνίου διαρρέεται από δινορεύματα και συνεπώς ζεσταίνεται, χωρίς να απαιτείται επαφή. Οι εφαρμογές αυτές απαιτούν AC διαφορετικών συχνοτήτων (ανάλογα την εφαρμογή). Αναλυτικότερη αναφορά μπορεί να βρεθεί, μεταξύ άλλων, στα [3, 41, 64-65].

7.11 Ροοστάτες φωτισμού

Οι σύγχρονοι ροοστάτες (solid state dimmers) για εφαρμογές φωτισμού είναι αρκετά μικροί ώστε να τοποθετηθούν σε υποδοχή κοινού διακόπτη. Προσφέρουν πρόσθετες δυνατότητες (τηλεχειρισμό). Τα παλαιότερα μοντέλα (βασισμένα σε SCRs, TRIACs) απαιτούσαν φίλτρα για την εκκαθάριση των ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών και των αρμονικών/ηχητικών οχλήσεων που προκαλούσε η λειτουργία τους. Τα νεότερα μοντέλα (βασισμένα σε IGBTs και SPWM)) εκτελούν κατάτμηση της ημιτονοειδούς τάσης σε υψηλές συχνότητες (π.χ. 40 kHz) και έτσι έχουν πολύ μικρή

παραμόρφωση (δεν προκαλούν παρεμβολές και ηχητική όχληση). Αναλυτικότερη αναφορά μπορεί να βρεθεί, μεταξύ άλλων, στα [66, 67].

7.12 Ηλεκτρικά οχήματα

Στην κατηγορία αυτή συμπεριλαμβάνονται τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα, τα τρόλεϊ, τα ηλεκτρικά τρένα αλλά και τα πλοία. Σε κάθε τέτοιο όχημα μπορεί να απαιτείται πληθώρα διαφορετικών μετατροπέων για τα διαφορετικά επιμέρους κυκλώματα που εμπλέκονται στην λειτουργία διαφορετικών εξαρτημάτων. Αναλυτικότερη αναφορά μπορεί να βρεθεί, μεταξύ άλλων, στα [42, 68-72].

7.13 Επιταχυντές σωματιδίων

Οι επιταχυντές σωματιδίων απαιτούν εξαιρετικά ισχυρούς μαγνήτες για την επιτάχυνση αλλά και τον έλεγχο της τροχιάς των σωματιδίων. Η σταθερότητα/ποιότητα της ισχύος που παρέχεται δε, έχει ευθεία επίπτωση στην λειτουργία τους. Αναλυτικότερη αναφορά μπορεί να βρεθεί, μεταξύ άλλων, στα [73-74].

7.14 Λαμπτήρες φθορισμού

Διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος (ουσιαστικά ηλεκτρονικά μπάλαστ) χρησιμοποιούνται και σε λαμπτήρες φθορισμού. Προσφέρουν απλοποίηση του υπόλοιπου κυκλώματος (δεν απαιτείται εκκινητής) και ανώτερη απόδοση με μικρότερο θόρυβο και χωρίς τις γνωστές διαταραχές (τρεμόπαιγμα) στον φωτισμό των συνηθισμένων συστημάτων. Από την άλλη έχουν σημαντική διαφορά στο κόστος και μικρότερη διάρκεια ζωής για τους λαμπτήρες [3, 41, 68].

7.15 Λογισμικά εξομοίωσης

Τα πλέον χρησιμοποιούμενα λογισμικά εξομοίωσης κυκλωμάτων ηλεκτρονικών ισχύος είναι τα PSpice [75] και PSIM [76]. Επιπλέον διατίθενται αρκετά ακόμα με πολλά από αυτά να είναι δωρεάν/ανοικτού κώδικα. Ο ενδιαφερόμενος μπορεί παράδειγμα να ανατρέξει στις συγκριτικές λίστες στα [77-79] με την προσθήκη των νεώτερων GeckoCircuits [80] και PLECS [81]. Ως πλέον αξιοσημείωτο για εφαρμογές γενικού σκοπού πρέπει να αναφερθεί το Simulink, που αποτελεί μέρος της Matlab, και ειδικά η εργαλειοθήκη SimPowerSystems [82]. Παρόλο που η παραδοσιακή προσέγγιση αφορά κυρίως το PSpice, η χρήση της Matlab/Simulink παρουσιάζει αρκετά πλεονεκτήματα για χρήση από μηχανικούς [22, 83-86]. Στο εργαστηριακό μέρος του μαθήματος που αφορούν οι σημειώσεις αυτές, οι εκπαιδευόμενοι θα έχουν την ευκαιρία γνωριμίας με συγκεκριμένα λογισμικά εξομοίωσης.

Κεφάλαιο 8. Ενδεικτική Βιβλιογραφία & Πηγές

1. M. Rashid, «Ηλεκτρονικά Ισχύος. Κυκλώματα, εξαρτήματα & εφαρμογές», Εκδόσεις ΙΩΝ, 2010
2. Σ. Μανιάς, «Ηλεκτρονικά Ισχύος», Εκδόσεις ΣΥΜΕΩΝ, 2014
3. N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, "Εισαγωγή στα ηλεκτρονικά ισχύος. Ανάλυση, σχεδίαση και εφαρμογές των ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος», Εκδόσεις ΤΖΙΟΛΑ, 2010
4. K. H. Sueker, "Power Electronics Design: A practitioner's Guide", Elsevier, 2005
5. N. Mohan, "First Courses on Power Electronics and Drives", MNPERE, 2003
6. A. I. Maswood, "The Power Diode" στο "Power Electronics Handbook" (M. H. Rashid ed, 3rd edition), Butterworth-Heinemann, 2010
7. M. G. Simoes, "Power Bipolar Transistors" στο "Power Electronics Handbook" (M. H. Rashid ed, 3rd edition), Butterworth-Heinemann, 2010
8. V. Subrahmanyam, "Thyristor Control of Electric Drives", Tata McGraw-Hill Publishing Company Limited, 1988
9. P. C. Sen, "Thyristor DC Drives", Wiley, 1981
10. Λήμμα «Ανάλυση Φουριέ» στην Βικιπαίδεια, http://el.wikipedia.org/wiki/Ανάλυση_Φουριέ
11. Λήμμα «Σειρές Φουριέ» στην Βικιπαίδεια, http://el.wikipedia.org/wiki/Σειρές_Φουριέ
12. W. Mack Grady, Robert J. Gilleskie, "Harmonics And How They Relate To Power Factor", Proc. of the EPRI Power Quality Issues & Opportunities Conference (PQA'93), San Diego, CA, November 1993, διαθέσιμο στο http://users.ece.utexas.edu/~grady/POWERFAC.pdf
13. Λήμμα "Power Factor", Wikipedia, http://en.wikipedia.org/wiki/Power_factor
14. Schneider Electric, "The Facts About Harmonics and Power Factor", διαθέσιμο στο http://www.wwcctraining.com/pdf/Harmonics_Power_Solution_Karma.pdf
15. Technical Data SA02607001E, "Power factor correction: a guide for the plant engineer", 2014 διαθέσιμο στο http://www.eaton.com/ecm/groups/public/@pub/@electrical/documents/content/sa02607001e.pdf
16. REO, "Power Factor Correction and Harmonics", 2008 διαθέσιμο στο http://www.reo.co.uk/files/power_factor_correction_engl_02-08_1.pdf
17. Λήμμα "Inductor", Wikipedia, http://en.wikipedia.org/wiki/Inductor
18. Λήμμα "Flyback Diode", Wikipedia, http://en.wikipedia.org/wiki/Flyback_diode
19. B. W. Williams, "Power Electronics: Devices, Drivers, Applications, and Passive Components", Mcgraw-Hill, 1992
20. R. Visinti, "Rectifiers", CERN Accelerator School, διαθέσιμο στο https://cas.web.cern.ch/cas/Warrington/PDF/Visintini.pdf
21. R. Visinti, "Rectifiers", Elettra , διαθέσιμο στο https://cds.cern.ch/record/987551/files/p133.pdf
22. Δ. Πυλαρινός, Ηλεκτρονικά Ισχύος: Εργαστηριακές Σημειώσεις, ΤΕΙ Κρήτης, 2014-2015
23. Λήμμα "Dc-to-DC converter", Wikipedia, http://en.wikipedia.org/wiki/DC-to-DC_converter
24. http://en.wikipedia.org/wiki/Buck_converter#mediaviewer/File:Buck_conventions.svg
25. http://en.wikipedia.org/wiki/Buck_converter#mediaviewer/File:Buck_chronogram.png
26. http://en.wikipedia.org/wiki/Boost_converter#mediaviewer/File:Boost_conventions.svg
27. http://en.wikipedia.org/wiki/Boost_converter#mediaviewer/File:Boost_chronogram.svg
28. http://en.wikipedia.org/wiki/Buck%E2%80%93boost_converter#mediaviewer/File:Buck_boost.png
29. http://en.wikipedia.org/wiki/Buck%E2%80%93boost_converter#mediaviewer/File:Buckboost_conventions.svg
30. S. Cuk, "Modelling, analysis, and design of switching converters", Dissertation (Ph.D.), California Institute of Technology, 1977, διαθέσιμο στο http://www.eserbia.org/images/articles/Cuk_sm_1977.pdf
31. http://en.wikipedia.org/wiki/%C4%86uk_converter#mediaviewer/File:Cuk_conventions.svg
32. http://en.wikipedia.org/wiki/Flyback_converter#mediaviewer/File:Flyback_conventions.svg
33. http://en.wikipedia.org/wiki/Forward_converter#mediaviewer/File:Schematic_of_a_forward_converter.png
34. http://commons.wikimedia.org/wiki/File:PushPull_converter_half_bridge.svg

35. http://commons.wikimedia.org/wiki/File:PushPull_converter_full_bridge.svg
36. http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/archive/0/0a/20130815204348%21Synthesis_square.gif
37. http://en.wikipedia.org/wiki/Fourier_series#mediaviewer/File:Fourier_series_square_wave_circles_animation.gif
38. Λήμμα "Pulse-width modulation", Wikipedia, http://en.wikipedia.org/wiki/Pulse-width_modulation
39. http://en.wikipedia.org/wiki/Flexible_AC_transmission_system#/media/File:FACTS_series_compensation1.PNG
40. http://en.wikipedia.org/wiki/Flexible_AC_transmission_system#/media/File:FACTS_shunt_compensation1.PNG
41. ΤΕΕ, Ηλεκτρονικά ισχύος, συστήματα ηλεκτρικής κίνησης και βιομηχανικές εφαρμογές, 5-6 Απριλίου, 2006, Αθήνα), διαθέσιμο στο: http://library.tee.gr/digital/m2107/m2107_contents.htm
42. ΤΕΕ, Ηλεκτροκίνητα μέσα μεταφοράς στην Ελλάδα · Υφιστάμενη κατάσταση και προοπτικές, 12-13 Ιαν., 2006, διαθέσιμο στο http://library.tee.gr/digital/m2102/m2102_contents.htm
43. M. Barnes, Practical Variable Speed Drives and Power Electronics, Newnes (an imprint of Elsevier), 2003
44. G. Benysek, Improvement in the quality of delivery of electrical energy using power electronics systems, Springer 2007
45. G. K. Venayagamoorthy , R. G. Harley, "Computational Intelligence Techniques For Control of FACTS Devices" in: Applied Mathematics for Power Systems, Springer 2005
46. L. M. Tolbert, T. J. King, B. Ozpineci, J. B. Campbell, G. Muralidharan, D. T. Rizy, A. S. Sabau, H. Zhang, W. Zhang, Y. Xu, H. F. Huq, H. Liu, "Power electronics for distributed energy systems and transmission and distribution applications", OAK RIDGE NATIONAL LABORATORY, U.S. DEPARTMENT OF ENERGY, 2005, διαθέσιμο στο: http://web.ornl.gov/sci/decc/Reports/PE%20For%20DE%20and%20T&D%20Applications%20(ORNL-TM-2005-230).pdf
47. R. Mohan Mathur, R. K. Varma, Thyristor-based FACTS controllers for electrical transmission systems, John Wiley & Sons, 2002
48. V. K. Sood, HVDC and FACTS controllers: Applications of Static Converters in Power Systems, Kluwer Academic Publishers, 2004
49. X. Wang, Y. Song, M. Irving, Modern Power Systems Analysis, Springer, 2008
50. R. Strzelecki, G. Benysek (eds), Power Electronics in Smart Electrical Energy Networks, Springer 2008
51. ΑΔΜΗΕ, Μελέτη ανάπτυξης του ηλεκτρικού συστήματος της Κρήτης-Διασύνδεση με το ηπειρωτικό σύστημα. Εκτενής περίληψη, διαθέσιμο στο: http://www.admie.gr/fileadmin/user_upload/Files/study/MELETI_DIASYNDESIS_TIS_KRITIS_EKTENIS_PERILIPSI.pdf
52. http://en.wikipedia.org/wiki/High-oltage_direct_current#/media/File:Pole_2_Thyristor_Valve.jpg
53. Λήμμα "Uninterruptible power supply", Wikipedia, http://en.wikipedia.org/wiki/Uninterruptible_power_supply
54. Λήμμα "Solid-state relay", Wikipedia, http://en.wikipedia.org/wiki/Solid-state_relay
55. A. Kirubakaran, , S. Jain, R. K. Nema, "A review on fuel cell technologies and power electronic interface", Renewable and Sustainable Energy Reviews, Vol. 13, No. 9, pp. 2430–2440, 2009
56. M. S. Ali, S. K. Kamarudin, M. S. Masdar, A. Mohamed, "An Overview of Power Electronics Applications in Fuel Cell Systems: DC and AC Converters", The Scientific World Journal, Vol. 2014, Article ID 103709, 2014, διαθέσιμο στο: http://www.hindawi.com/journals/tswj/2014/103709/
57. P. Gazis, G. A. Vokas, S. Papathanasiou , "Trends of power electronics on renewable energy systems". The SynErgy Forum, e-RA 5, Sept. 2010, Athens, διαθέσιμο στο: http://powerelectronics.teipir.gr/Papers/Trends_of_power_electronics_on_RES.PDF
58. F. Blaabjerg, R. Teodorescu, Z. Chen, M. Liserre, "Power converters and control of renewable energy systems", Proceedings of ICPE 2004. pp. 2-20, 2004, διαθέσιμο στο http://www.cerien.upc.edu/jornades/jiie2005/ponencies/power%20converters%20and%20control%20of%20renewable%20energy%20systems%20paper.pdf
59. J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, E. Galvan, "Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey", , IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53 , No. 4, pp. 1002–1016, 2006
60. J. B. V. Subrahmanyam, P. Alluvada, . Bandana, K. Bhanupriya, C. Shashidhar, "Renewable Energy Systems: Development and Perspectives of a Hybrid Solar-Wind System", Engineering, Technology & Applied Science Research, Vol. 2, No. 1, pp. 177-181, 2012

61. K. E. Nielsen, Superconducting magnetic energy storage in power systems with renewable energy sources, Norwegian University of Science and Technology, 2010 διαθέσιμο στο: http://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:351906/FULLTEXT01.pdf
62. H. A. Peterson, N. Mohan, R. W. Bloom, "Superconductive Energy Storage Inductor-Converter Units for Power Systems", IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, Vol. 94, No. 4, pp. 1337-1348, 1975
63. X. Tan, Q. Li, H. Wang, "Advances and trends of energy storage technology in Microgrid", International Journal of Electrical Power & Energy Systems, Vol. 44, No. 1, pp. 179–191, 2013
64. Electrical Engineering Handbook, John Wiley & Sons, 1985
65. O. Lucia, P. Maussion, E. J. Dede, J. M. Burdio, "Induction Heating Technology and Its Applications: Past Developments, Current Technology, and Future Challenges", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 5, pp. 2509 – 2520, 2013
66. Λήμμα "Dimmer", Wikipedia, http://en.wikipedia.org/wiki/Dimmer
67. http://www.lutron.com/TechnicalDocumentLibrary/360484.pdf
68. Σ. Μανιάς, Ανώτερα Κεφάλαια Ηλεκτρονικών Ισχύος, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 1997
69. C. Whaling, "Electric Drive Power Electronics: An Overview", 2013, διαθέσιμο στο http://electricvehicle.ieee.org/2013/12/02/electric-drive-power-electronics-an-overview/
70. B. Bilgin, A. Emadi, Automotive Power Electronics Multidisciplinary Design, 2014, διαθέσιμο στο http://electricvehicle.ieee.org/2014/02/02/automotive-power-electronics-multidisciplinary-design/
71. M. Marz, A. Schletz, B. Eckardt, S. Egelkraut, H. Rauh, "Power Electronics System Integration for Electric and Hybrid Vehicles2010 6th International Conference on ", Integrated Power Electronics Systems (CIPS), Nuremberg, 16-18 March 2010, διαθέσιμο στο http://www.iisb.fraunhofer.de/content/dam/iisb/de/documents/geschaeftsfelder/leistungselektronische_systeme/veroeffentlichungen/5_1_System_Integration_Mz.pdf
72. A. Monti, D. Boroyevich, D. Cartes, R. Dougal, H. Ginn, G. Monnat, S. Pekarek, F. Ponci, E. Santi, S. Sudhoff, N. Schulz, W. Shutt, F. Wang, "Ship power system control: a technology assessment", 2005 IEEE Electric Ship Technologies Symposium, pp. 292 – 297, 25-27 July 2005
73. F. Bordry, "Power converters for particle accelerators", 2005 European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden, 2005
74. CERN, CERN course on Power Converters for Particle Accelerators, Warrington, UK, 12-18 May 2004, διαθέσιμο στο: https://cas.web.cern.ch/cas/Warrington/PDF/
75. OrCAD, http://www.orcad.com/
76. PowerSim, http://powersimtech.com/products/psim/
77. J. Jos Rodrguez, A. Weinstein, P. Lezana, "A Comparison of Power-Electronics Simulation Tools", EE Times, available at: http://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1275977
78. PowerGuru, "Power Electronics Design, Simulation, and Analysis Tools", available at http://www.powerguru.org/power-electronics-design-simulation-analysis-tools
79. Circuits Today, "List of Circuit design / analysis / simulation software" available at: http://www.circuitstoday.com/circuit-design-and-simulation-softwares
80. GeckoSimulation, GeckoCircuits software, available at: http://www.gecko-simulations.com/geckocircuits.html
81. Plexim, PLECS Simulation Software for Power Electronics, http://www.plexim.com/
82. MathWorks, SimPowerSystems, http://www.mathworks.com/products/simpower/
83. D. Pylarinos, I. Androulidakis, K. Siderakis, E. Drakakis, "A MATLAB/SIMULINK Approach for a First Course in Power Electronics", 3rd Panhellenic Conference on Electronics and Telecommunications, Ioannina, Greece, May 8-9, 2015
84. R. Shaffer, Fundamentals of Power Electronics with MATLAB, Charles River Media, USA, 2006
85. A. K. Tyagi, "MATLAB and SIMULINK for Engineers", Oxford University Press, India, 2012
86. S. Jain, "Modeling & Simulation using MATLAB-SIMULINK", Wiley India, 2014