



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΤΜΗΜΑ ΝΑΥΠΗΓΩΝ ΜΗΧΑΝΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΝΑΥΤΙΚΗΣ ΜΗΧΑΝΟΛΟΓΙΑΣ

**Ανάλυση διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος
με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΝΙΚΟΛΑΤΣΟΠΟΥΛΟΣ Γ. ΦΙΛΙΠΠΟΣ

Επιβλέπων:

Ιωάννης Μ. Προυσαλίδης



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΤΜΗΜΑ ΝΑΥΠΗΓΩΝ ΜΗΧΑΝΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΝΑΥΤΙΚΗΣ ΜΗΧΑΝΟΛΟΓΙΑΣ

**Ανάλυση διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος
με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΝΙΚΟΛΑΤΣΟΠΟΥΛΟΣ Γ. ΦΙΛΙΠΠΟΣ

Επιβλέπων:

Ιωάννης Μ. Προυσαλίδης

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 22-2-2011

Ι. ΠΡΟΥΣΑΛΙΔΗΣ

Επ. Καθηγητής ΕΜΠ

Χ. ΦΡΑΓΚΟΠΟΥΛΟΣ

Καθηγητής ΕΜΠ

Α. ΚΛΑΔΑΣ

Καθηγητής ΕΜΠ

ΑΘΗΝΑ, ΦΕΒΡΟΥΑΡΙΟΣ 2011

Νικολατσόπουλος Γ. Φίλιππος
Ναυπηγός Μηχανολόγος Μηχανικός Ε.Μ.Π.

Copyright © ΝΙΚΟΛΑΤΣΟΠΟΥΛΟΣ Γ. ΦΙΛΙΠΠΟΣ,
Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Αντικείμενο της διπλωματικής είναι τα ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος και οι διατάξεις αυτών που χρησιμοποιούνται σε κυκλώματα μετατροπών ηλεκτρικής ενέργειας.

Η ανάλυσή τους βασίζεται στη θεωρία των διακοπτικών συναρτήσεων, των συναρτήσεων εκείνων δηλαδή που περιγράφουν τη διακοπτική λειτουργία των ημιαγωγικών στοιχείων ενός κυκλώματος λαμβάνοντας την τιμή 1 ή την τιμή 0, ανάλογα με την κατάσταση αγωγής του στοιχείου. Αρχικά παρουσιάζονται τα κυριότερα ημιαγωγικά στοιχεία που χρησιμοποιούνται στην υλοποίηση κυκλωμάτων μετατροπής ηλεκτρικής ενέργειας, δίνοντας έμφαση στις διακοπτικές τους ιδιότητες και τις τιμές τάσης, έντασης και συχνότητας που μπορούν να λειτουργήσουν. Στη συνέχεια μελετώνται τα βασικότερα κυκλώματα ανορθωτών και αντιστροφών, κατασκευάζεται η διακοπτική συνάρτηση που περιγράφει τη λειτουργία τους και αναζητείται η ανάλυση Fourier της παραπάνω συνάρτησης προκειμένου να είναι δυνατός ο υπολογισμός των αρμονικών συνιστωσών στην έξοδο τους.

Τέλος, παρουσιάζονται μερικά από τα βασικότερα κυκλώματα μετατροπών εναλλασσόμενης τάσης που χρησιμοποιούνται σήμερα ή βρίσκονται ακόμα σε ερευνητικό στάδιο για μελλοντική χρήση. Η ανάλυση τους βασίζεται στην εύρεση του συνόλου των διακοπτικών συναρτήσεων που απαιτούνται ώστε τα μεγέθη στην έξοδο να συνδεθούν άμεσα με τα μεγέθη στην είσοδο, προκειμένου να είναι δυνατός ο υπολογισμός των επιθυμητών τιμών τάσης και έντασης μεταβάλλοντας τους χρόνους αγωγής των διακοπτικών στοιχείων του μετατροπέα.

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

ABSTRACT

Power electronics can be described as a group of electrical and electronic components arranged to form an electric circuit or group of circuits for the purpose of modifying or controlling electric power from one form to another. The modern age of power electronics began with the introduction of thyristors in the late 1950s and now there are several types of power devices available for high-power and high-frequency applications. The most notable power devices are diodes, thyristors, transistors, power MOSFETs and IGBTs. Those devices are presented to the first part of this book.

Power electronic devices have exactly two distinct states, ON and OFF, such as a simple switch. The switching function method of analysis represents those two states and gives the response of a switched circuit. When the parameters of the switching function are changed, the new steady state can be defined but it does not tell us how it goes there and how long it takes. Hence at the moment the switching function technique is limited to the steady state.

Switching function analysis is very useful in that it can allow us to describe the effects of the input upon the output of a circuit and reverse. It also allows us to describe the operation of the circuit as sum of sines and cosines and estimate power system harmonic content of voltage and current. Switching functions are presented to second and third part of this book.

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

Στους γονείς μου,
για την αμέριστη υποστήριξη τους στα χρόνια των σπουδών μου.

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον επιβλέποντα καθηγητή κ.Προυσαλίδη Ιωάννη για την καθοδήγηση και την πολύτιμη συμβολή του στην ολοκλήρωση της διπλωματικής μου εργασίας. Ευχαριστώ θερμά την τριμελή εξεταστική επιτροπή όπως και όλα τα μέλη της επιστημονικής κοινότητας του Ε.Μ.Πολυτεχνείου που με τις γνώσεις τους και τις συμβουλές τους συνετέλεσαν στη βελτίωση της διπλωματικής μου εργασίας. Τέλος, ένα μεγάλο ευχαριστώ οφείλω στην οικογένειά μου για την υποστήριξη και την εμπιστοσύνη που μου έδειξαν στα χρόνια των σπουδών μου.

Νικολατσόπουλος Γ. Φίλιππος

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

Περίληψη	1
Abstract	3
Πίνακας περιεχομένων	9
Ευρετήριο σχημάτων και πινάκων	11
Κεφάλαιο 1: Εισαγωγή	15
1.1 Ημιαγωγικά στοιχεία και κυκλώματα μετατροπών	15
1.2 Δομή της διπλωματικής	17
ΜΕΡΟΣ ΠΡΩΤΟ: Τα ημιαγωγικά στοιχεία.	19
Κεφάλαιο 2: Τα ημιαγωγικά στοιχεία	19
2.1 Δίοδος (Diode)	21
2.2 Θυριστορ (Thyristor)	25
2.3 GTO (Gate Turn-off Thyristor)	28
2.4 BJT (Bipolar Junction Transistor)	33
2.5 MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor-Effect-Transistor)	38
2.6 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)	42
2.7 MCT (Mos Controlled Thyristor)	45
2.8 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΗΜΙΑΓΩΓΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ	48
ΜΕΡΟΣ ΔΕΥΤΕΡΟ: Η διακοπτική συνάρτηση στα κυκλώματα μετατροπών	51
Κεφάλαιο 3: Ποιότητα Ισχύος – Αρμονικές Συνιστώσες – Ανάλυση Fourier	53
3.1 Ποιότητα Ισχύος – Αρμονικές Συνιστώσες	53
3.2 Ανάλυση Fourier	54
Κεφάλαιο 4: Η Διακοπτική Συνάρτηση	57
4.1 Εισαγωγή	57
4.2 Βασικοί Ορισμοί και Ιδιότητες	57
4.3 Κατασκευή της διακοπτικής συνάρτησης	64
4.4 Κεφάλαιο 5: Μετατροπή από ΕΡ σε ΣΡ - Κυκλώματα ανορθωτών	65
5.1 Μονοφασικός ελεγχόμενος ανορθωτής ημιανόρθωσης με R-L φορτίο	65
5.2 Μονοφασικός μη ελεγχόμενος ανορθωτής πλήρους ανόρθωσης με R-C φορτίο	70
5.3 Τριφασικός ανορθωτής ημιανόρθωσης	77
5.4 Τριφασικός ανορθωτής πλήρους ανόρθωσης	88
Κεφάλαιο 6: Μέθοδος Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (PWM Method)	100
6.1 Εισαγωγή	100
6.2 Περιγραφή της μεθόδου SPWM	100
6.3 Εφαρμογές	105
Κεφάλαιο 7: . Η διακοπτική συνάρτηση στη Μέθοδο Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών	106
7.1 Εισαγωγή	106
7.2 Μονοπολικό Σήμα Ημιτονοειδώς Διαμορφωμένο (SPWM signal – unipolar)	107

Κεφάλαιο 8: Μετατροπή απο ΣΡ σε ΕΡ – Κυκλώματα αντιστροφών	110
8.1 Εισαγωγή	110
8.2 Μονοφασικός Αντιστροφέας Σε Συνδεσμολογία Ημιγέφυρας	111
8.3 Τριφασικός Μη Ελεγχόμενος Αντιστροφέας Με Τροφοδοσία Συνεχούς Τάσης	115
8.4 Η μέθοδος SPWM στους αντιστροφείς	118
8.5 Η διακοπτική συνάρτηση στους PWM αντιστροφείς	126
ΜΕΡΟΣ ΤΡΙΤΟ: Διακοπτικές συναρτήσεις κυκλωμάτων μετατροπών ΕΡ - ΕΡ	137
Κεφάλαιο 9: Μετατροπή απο ΣΡ σε ΕΡ	139
9.1 Εισαγωγή	139
9.2 Back-To-Back Μετατροπείς	142
9.3 Μητροειδής Μετατροπέας	163
9.4 Κυκλομετατροπέας	171
Κεφάλαιο 10: Συμπεράσματα – Ερευνητικές Προτάσεις	173
Βιβλιογραφία	175

ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΣΧΗΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΠΙΝΑΚΩΝ

1	Σχήμα 1. Σύμβολο και χαρακτηριστική καμπύλη διόδου	21
2	Σχήμα 2. Κρυσταλλική δομή διόδου	22
3	Σχήμα 3. Χαρακτηριστική καμπύλη V-I διόδου	23
4	Σχήμα 4. Καμπύλες t-I φαινομένου αποκοπής της διόδου	24
5	Σχήμα 5. Σύμβολο και χαρακτηριστική καμπύλη του θυρίστορ SCR	25
6	Σχήμα 6. Κρυσταλλική δομή του θυρίστορ SCR	26
7	Σχήμα 7. Σύμβολο και χαρακτηριστική καμπύλη του GTO	29
8	Σχήμα 8. Κρυσταλλική δομή του GTO	29
9	Σχήμα 9. Μεταβατικό φαινόμενο έναυσης και αποκοπής του GTO	30
10	Σχήμα 10. Καμπύλες V-t και I-t έναυσης του GTO	31
11	Σχήμα 11. Καμπύλες V-t και I-t αποκοπής του GTO	32
12	Σχήμα 12. Σύμβολο και χαρακτηριστική καμπύλη του BJT	33
13	Σχήμα 13. Κρυσταλλική δομή του BJT	34
14	Σχήμα 14. Καμπύλες V-t και I-t έναυσης του BJT	36
15	Σχήμα 15. Καμπύλες V-t και I-t σβέσης του BJT	37
16	Σχήμα 16. Σύμβολο και χαρακτηριστική καμπύλη του MOSFET	39
17	Σχήμα 17. Κρυσταλλική δομή του MOSFET	39
18	Σχήμα 18. Κύκλωμα MOSFET με παράλληλες διόδους	40
19	Σχήμα 19. Ισοδύναμο κύκλωμα του MOSFET	40
20	Σχήμα 20. Σύμβολο και χαρακτηριστική καμπύλη του IGBT	42
21	Σχήμα 21. Κρυσταλλική δομή του IGBT	43
22	Σχήμα 22. Κυματομορφές V-I λειτουργίας του IGBT	44
23	Σχήμα 23. Σύμβολο και χαρακτηριστική καμπύλη του MCT	45
24	Σχήμα 24. Κρυσταλλική δομή του MCT	46
25	Σχήμα 25. Ισοδύναμο κύκλωμα του MCT	47
26	Πίνακας 1. Χαρακτηριστικά μεγέθη ημιαγωγικών στοιχείων	49
27	Σχήμα 27. Διάγραμμα Ισχύος-Συχνότητας των ημιαγωγικών στοιχείων	49
28	Σχήμα 28. Ραβδόγραμμα f-V και f-I των ημιαγωγικών στοιχείων	50
29	Σχήμα 29. Τρισδιάστατο διάγραμμα ημιαγωγικών στοιχείων	50
30	Σχήμα 30. Κυκλωμα πηγής-διακόπτη	57
31	Σχήμα 31. Γραφική παράσταση της S(t)	58
32	Σχήμα 32. Γραφική παράσταση της S(t) και της αντίστροφης S(t)	59
33	Σχήμα 33. Κύκλωμα 4 διακοπών σε συνδεσμολογία γέφυρας	59
34	Σχήμα 34. Διακοπτικές συναρτήσεις S14 και S23	60
35	Σχήμα 35. Κατάσταση I κυκλώματος	61
36	Σχήμα 36. Κατάσταση II κυκλώματος	61
37	Σχήμα 37. Διακοπτικές συναρτήσεις S14, S23 και SW	62
38	Σχήμα 38. Διακοπτική συνάρτηση SW, τάση εισόδου και τάση εξόδου	63
39	Σχήμα 39. Μονοφασικός ανορθωτής 4 θυρίστορ	65
40	Σχήμα 40. Φάσμα αρμονικών συνιστωσών	69

41	Σχήμα 41. Μονοφασικός ανορθωτής με R-C φορτίο	70
42	Σχήμα 42. Κατάσταση I κυκλώματος	70
43	Σχήμα 43. Κατάσταση II κυκλώματος	71
44	Σχήμα 44. Κατάσταση III κυκλώματος	72
45	Σχήμα 45. Διακοπτικές συναρτήσεις	73
46	Σχήμα 46. Φάσμα αρμονικών συνιστωσών	76
47	Σχήμα 47. Τριφασικός ανορθωτής ημιανόρθωσης	77
48	Σχήμα 48. Γωνία έναυσης α των θυρίστορ	77
49	Σχήμα 49. Τάση και ένταση στην έξοδο σε συνάρτηση με την γωνία έναυσης	78
50	Πίνακας 2. Πίνακας αγωγής για συνεχή λειτουργία	80
51	Πίνακας 3. Πίνακας αγωγής για ωμικό φορτίο	80
52	Πίνακας 4. Πίνακας αγωγής για RL φορτίο	80
53	Πίνακας 5. Πίνακας αγωγής με παρουσία διόδου	81
54	Σχήμα 54. Ακολουθία εναλλαγής καταστάσεων κυκλώματος	81
55	Σχήμα 55. Διακοπτικές συναρτήσεις για $\alpha=50^\circ$	84
56	Σχήμα 56. Φάσμα αρμονικών συνιστωσών	87
57	Σχήμα 57. Τριφασικός ανορθωτής	88
58	Σχήμα 58. Κατάσταση I κυκλώματος	88
59	Σχήμα 59. Κατάσταση II κυκλώματος	89
60	Σχήμα 60. Κατάσταση III κυκλώματος	90
61	Σχήμα 61. Κατάσταση IV κυκλώματος	91
62	Σχήμα 62. Κατάσταση V κυκλώματος	92
63	Σχήμα 63. Κατάσταση VI κυκλώματος	93
64	Πίνακας 6. Πίνακας καταστάσεων κυκλώματος και διαστήματα αγωγής αυτών	94
65	Σχήμα 65. Ακολουθία εναλλαγής καταστάσεων κυκλώματος	94
66	Σχήμα 66. Φάσμα αρμονικών συνιστωσών	99
67	Σχήμα 67. Κυματομορφές σύγκρισης της μεθόδου PWM	100
68	Σχήμα 68. Σήμα εξόδου συγκριτή	101
69	Σχήμα 69. Μεταβολή κύκλου λειτουργίας σήματος εξόδου	101
70	Σχήμα 70. Σήμα εξόδου για μικρές τιμές κύκλου λειτουργίας	102
71	Σχήμα 71. Σήμα εξόδου για μεγάλες τιμές κύκλου λειτουργίας	102
72	Σχήμα 72. Μονοφασικός μετατροπέας	103
73	Σχήμα 73. Κυματομορφές εισόδου και εξόδου	103
74	Σχήμα 74. Η μέθοδος PWM στις τρεις φάσεις	104
75	Σχήμα 75. Κυματομορφές και σειρά παλμών στην μέθοδο PWM	106
76	Σχήμα 76. Σειρά παλμών στην μέθοδο SPWM	107
77	Σχήμα 77. Μονοφασικός αντιστροφέας ημιγέφυρας	111
78	Σχήμα 78. Διακοπτικές συναρτήσεις S1 και S2	111
79	Σχήμα 79. Τάση εξόδου και θεμελιώδης αρμονική συνιστώσα	112
80	Σχήμα 80. Αρμονικές συνιστώσες τάσης εξόδου	114

81	Σχήμα 81. Τριφασικός αντιστροφέας	115
82	Σχήμα 82. Διακοπτικές συναρτήσεις τριφασικού αντιστροφέα	116
83	Σχήμα 83. Κυματομορφές αναφοράς και διαμόρφωσης μεθόδου PWM	118
84	Σχήμα 84. Στοιχειώδες κύκλωμα 2 διακοπών	119
85	Σχήμα 85. Τάση στην έξοδο και θεμελιώδης συνιστώσα αυτής	119
86	Σχήμα 86. Φάσμα αρμονικών συνιστωσών	120
87	Σχήμα 87. Μεταβολή τάσης στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης	122
88	Σχήμα 88. Τριφασικός αντιστροφέας	122
89	Σχήμα 89. Κυματομορφές αναφοράς για τις τρεις φάσεις	123
90	Σχήμα 90. Τάσεις VAN, VBN και VAB	123
91	Σχήμα 91. Φάσμα αρμονικών συνιστωσών	124
92	Πίνακας 7. Αρμονικές τάσεις σε συνάρτηση με τον συντελεστή m_a	125
93	Σχήμα 93. Αντιστροφέας 4 διακοπών	126
94	Σχήμα 94. Διακοπτικές συναρτήσεις SB1 και SB2	126
95	Σχήμα 95. Κατάσταση I κυκλώματος	127
96	Σχήμα 96. Κατάσταση II κυκλώματος	127
97	Σχήμα 97. Κατάσταση III κυκλώματος	128
98	Σχήμα 98. Κατάσταση IV κυκλώματος	129
99	Σχήμα 99. Κατάσταση V κυκλώματος	129
100	Σχήμα 100. Κατάσταση VI κυκλώματος	130
101	Σχήμα 101. Κατάσταση VII κυκλώματος	131
102	Σχήμα 102. Ακολουθία εναλλαγής καταστάσεων κυκλώματος χωρίς αποκοπή της πηγής	131
103	Σχήμα 103. Ακολουθία εναλλαγής καταστάσεων κυκλώματος με αποκοπή της πηγής	132
104	Σχήμα 104. Back to Back μετατροπέας	139
105	Σχήμα 105. Μητροειδής μετατροπέας	140
106	Σχήμα 106. Κυκλομετατροπέας	140
107	Σχήμα 107. Κατηγορίες μετατροπέων εναλλασσόμενης τάσης	141
108	Σχήμα 108. Τμήμα ανόρθωσης του μετατροπέα	142
109	Σχήμα 109. Τάσεις εισόδου	143
110	Σχήμα 110. Διακοπτικές συναρτήσεις S1 έως S6	143
111	Σχήμα 111. Μετατοπισμένες διακοπτικές συναρτήσεις για $\alpha=45^\circ$	144
112	Σχήμα 112. Ισοδύναμες διακοπτικές συναρτήσεις για $\alpha=0^\circ$	145
113	Σχήμα 113. Ισοδύναμες διακοπτικές συναρτήσεις για $\alpha=45^\circ$	146
114	Σχήμα 114. Τάσεις εισόδου και εξόδου για $\alpha=0^\circ$	146
115	Σχήμα 115. Τάσεις εισόδου και εξόδου για $\alpha=45^\circ$	147
116	Σχήμα 116. Διακοπτικές συναρτήσεις για $\alpha=90^\circ$	147
117	Σχήμα 117. Τάσεις εισόδου και εξόδου για $\alpha=90^\circ$	148
118	Σχήμα 118. Κυματομορφές αναφοράς και διαμόρφωσης στη μέθοδο PWM	149
119	Σχήμα 119. Κυματομορφές PWM για $m_r=9$ και $m_i=1,0$	150
120	Σχήμα 120. Διακοπτικές συναρτήσεις για $m_r=9$ και $m_i=1,0$	150

121	Σχήμα 121. Κυματομορφές PWM για $m_r=15$ και $m_i=1,4$	151
122	Σχήμα 122. Σχήμα 146. Διακοπτικές συναρτήσεις για $m_r=15$ και $m_i=1,4$	151
123	Σχήμα 123. Κυματομορφές PWM για $m_r=6$ και $m_i=0,6$	152
124	Σχήμα 124. Διακοπτικές συναρτήσεις για $m_r=6$ και $m_i=0,6$	152
125	Σχήμα 125. Ισοδύναμες διακοπτικές συναρτήσεις για $m_r=9$ και $m_i=1,0$	153
126	Σχήμα 126. Ισοδύναμες διακοπτικές συναρτήσεις για $m_r=15$ και $m_i=1,4$	154
127	Σχήμα 127. Ισοδύναμες διακοπτικές συναρτήσεις για $m_r=6$ και $m_i=0,6$	154
128	Σχήμα 128. Κύκλωμα μετατροπέα	155
129	Σχήμα 129. Τάσεις εισόδου και εξόδου μετατροπέα για $\alpha=0o$, $m_i=1,0$ και $m_r=9$	158
130	Σχήμα 130. Τάσεις εισόδου και εξόδου μετατροπέα για $\alpha=45o$, $m_i=1,2$ και $m_r=15$	159
131	Σχήμα 131. Τάσεις εισόδου και εξόδου μετατροπέα για $\alpha=85o$, $m_i=0,8$ και $m_r=12$	160
132	Σχήμα 132. Τάσεις εισόδου και εξόδου μετατροπέα για $\alpha=210o$, $m_i=0,9$ και $m_r=18$	161
133	Σχήμα 133. Μητροειδής μετατροπέας	163
134	Πίνακας 8. Πίνακας καταστάσεων μητροειδούς μετατροπέα	164
135	Σχήμα 135. Διακοπτική ακολουθία μητροειδούς μετατροπέα	166
136	Σχήμα 136. Κυματομορφές τάσης εισόδου και εξόδου για $q=0,86$	170
137	Σχήμα 137. Κυκλομετατροπέας	171

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1. Ημιαγωγικά στοιχεία και κυκλώματα μετατροπών

Με τον όρο ηλεκτρονικά ισχύος αναφερόμαστε στις εφαρμογές και τα κυκλώματα που έχουν σκοπό τον έλεγχο και τη μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας από μία μορφή σε μία άλλη. Βασίζονται στην διακοπτική ιδιότητα των επιμέρους στοιχείων τους, τη δυνατότητα ελέγχου δηλαδή εάν θα περνά ή όχι ηλεκτρικό ρεύμα από ένα σημείο.

Παρόλο που πρωτοεμφανίστηκαν στις αρχές του 19^{ου} αιώνα, το κρίσιμο σημείο από το οποίο ξεκίνησε η ραγδαία εξέλιξη τους ήταν η εμφάνιση του πρώτου ημιαγωγικού στοιχείου, το έτος 1947 από τους Walter H. Brattain και John Bardeen. Ακολούθησε συνεχής εξέλιξη και το 1957 παρουσιάζεται το πρώτο θυρίστορ SCR (Silicon Controlled Rectifier), από τους Gordon Hall και Frank W. «Bill» Gutzwiller. Το SCR αποτελεί το δημοφιλέστερο στοιχείο των ηλεκτρονικών ισχύος μέχρι τις μέρες μας και άνοιξε το δρόμο για τις περισσότερες εφαρμογές της τεχνολογίας. Μέχρι και σήμερα, τα περισσότερα από τα ημιαγωγικά στοιχεία που βρίσκουν εφαρμογή στα ηλεκτρονικά ισχύος βασίζονται στο SCR.

Η χρησιμότητα των ηλεκτρονικών ισχύος βασίζεται στο γεγονός πως μας επιτρέπουν να μετατρέψουμε την ενέργεια από μια πηγή στην πλέον κατάλληλη μορφή για την εφαρμογή (φορτίο) που διαθέτουμε. Αυτό επιτυγχάνεται με αλλαγή της τάσης, της έντασης και της συχνότητας της πηγής σε τιμές κατάλληλες για το φορτίο.

Τα ημιαγωγικά στοιχεία διαχωρίζονται με βάση τη δυνατότητα ελέγχου τους ως εξής:

- Μη Ελεγχόμενα: Δίοδος (Diode). Το πέρασμα από την κατάσταση αγωγής στην κατάσταση απομόνωσης εξαρτάται αποκλειστικά από το ηλεκτρικό ρεύμα στο κύκλωμα.
- Ημί-ελεγχόμενα: Θυρίστορ (Thyristor SCR). Παρέχει τη δυνατότητα να οριστεί το χρονικό σημείο που θα μεταβεί στην αγώγιμη κατάσταση, αλλά δεν υπάρχει η δυνατότητα να οριστεί το χρονικό σημείο λήξης της αγώγιμης κατάστασης.
- Πλήρως ελεγχόμενα: BJT, MOSFET, IGBT, GTO, MCT. Είναι δυνατός ο έλεγχος τόσο της έναρξης όσο και της λήξης στην κατάσταση αγωγής.

Ο έλεγχος των διακοπτικών ηλεκτρονικών πραγματοποιείται με παραγωγή και αποστολή κατάλληλων ηλεκτρικών παλμών χαμηλής ισχύος, που αναγκάζουν το κύκλωμα να μεταβεί από τη μια κατάσταση στην άλλη.

Το βασικό πλεονέκτημα των ηλεκτρονικών ισχύος είναι πως δεν περιλαμβάνουν κινούμενα μέρη, κάτι που έχει ως αποτέλεσμα την ιδιαίτερα αυξημένη αξιοπιστία τους, το μηδενικό θόρυβο, την άμεση απόκριση και τις χαμηλές απαιτήσεις για συντήρηση.

Ανάλογα με το είδος και τη διάταξη των στοιχείων που χρησιμοποιούνται, τα βασικά κυκλώματα μετατροπών κατηγοριοποιούνται στα παρακάτω τέσσερα είδη, με βάση τη μετατροπή που πραγματοποιούν μεταξύ εναλλασσομένου ρεύματος (ΕΡ) και συνεχούς ρεύματος (ΣΡ):

ΕΡ → ΣΡ Ανορθωτής (Rectifier)

ΣΡ → ΕΡ Αντιστροφέας (Inverter)

ΣΡ → ΣΡ Ψαλιδιστής (Chopper)

ΕΡ → ΕΡ Κυκλομετατροπέας (Cycloconverter)

Κυκλώματα μετασχηματισμού της εναλλασσόμενης σε συνεχή τάση (ανορθωτές) χρησιμοποιούνται σε καθημερινές συσκευές όπως η τηλεόραση, ο ηλεκτρονικός υπολογιστής, το ραδιόφωνο κτλ.

Κυκλώματα μετατροπής από συνεχή σε εναλλασσόμενη τάση (αντιστροφείς) χρησιμοποιούνται κυρίως σε σταθεροποιητές τάσης, συστήματα αδιάλειπτης παροχής ισχύος (Uninterruptible Power Supply - UPS) και κυκλώματα φωτισμού έκτακτης ανάγκης.

Κυκλώματα κυκλομετατροπών χρησιμοποιούνται κυρίως σε συστήματα αλλαγής της συχνότητας του ρεύματος, συνήθως μεταξύ 50 Hz και 60 Hz, για χρήση σε συσκευές συμβατές με όλα τα διεθνή στάνταρ. Χρησιμοποιούνται επίσης σε μετατροπείς λειτουργίας και δίκτυα μεταφοράς ισχύος.

Τέλος, κυκλώματα μετατροπής συνεχούς ρεύματος (ψαλιδιστές) χρησιμοποιούνται στην πλειοψηφία των φορητών ηλεκτρονικών συσκευών, όπου απαιτείται σταθερή τάση, ανεξάρτητα από την τάση της μπαταρίας. Επίσης χρησιμοποιούνται σε κυκλώματα διόρθωσης του συντελεστή ισχύος.

Αξίζει να σημειώσουμε πως τα ηλεκτρονικά ισχύος, εκτός από το βιομηχανικό περιβάλλον και της ηλεκτρικές συσκευές καθημερινής χρήσης, βρίσκουν εφαρμογή και στο θαλάσσιο περιβάλλον εδώ και μερικές δεκαετίες, τα τελευταία χρόνια όμως αυξάνονται συνεχώς οι έρευνες και οι πειραματικές εφαρμογές γύρω από την ηλεκτρική πρόωση, μια τεχνολογία με σαφή πλεονεκτήματα σε σχέση με την παραδοσιακή πρόωση που είναι άρρηκτα συνδεδεμένη με τη χρήση κυκλωμάτων ηλεκτρονικών ισχύων. Μετατροπείς πολλών επιπέδων χρησιμοποιούνται προκειμένου να μετατραπεί η τάση και η συχνότητα της βέλτιστες τιμές για την έλικα του πλοίου.

Εκτός από τα συστήματα ηλεκτρικής πρόωσης, κυκλώματα ηλεκτρονικών ισχύων μπορούν να χρησιμοποιηθούν και σε πολλά άλλα τμήματα του πλοίου, όπως είναι μεγάλες γερανογέφυρες, ηλεκτρικές αντλίες έρματος, συστήματα πηδαλιουχίας, αεροσυμπιεστές και ηλεκτρικά τμήματα του μηχανοστασίου, συστήματα αυτοματοποίησης της γέφυρας, κυκλώματα ασφαλείας κα.

1.2. Δομή της διπλωματικής

Η διπλωματική εργασία είναι χωρισμένη σε τρία μέρη, καθένα από τα οποία εστιάζει σε μια συγκεκριμένη θεματική ενότητα των ηλεκτρονικών ισχύων. Στο πρώτο μέρος παρουσιάζονται τα κυριότερα ημιαγωγικά στοιχεία και οι βασικότερες ιδιότητες αυτών. Η επιλογή του κατάλληλου στοιχείου είναι ζωτικής σημασίας, καθώς καθορίζει άμεσα τη λειτουργία, την απόδοση και τη συμπεριφορά του κυκλώματος. Η επιλογή των κατάλληλων διακοπτικών στοιχείων περιλαμβάνει ένα πλήθος παραμέτρων όπως η τιμή της τάσης και της έντασης, η διακοπτική συχνότητα, το κόστος, η πτώση τάσης και οι απώλειες κατά την αγώγιμη κατάσταση, το κύκλωμα ελέγχου, η θερμοκρασία και το περιβάλλον λειτουργίας.

Στο δεύτερο μέρος αναλύονται τα βασικότερα κυκλώματα ανορθωτών και αντιστροφένων, περιγράφεται η λειτουργία τους και ορίζονται οι διακοπτικές συναρτήσεις τους. Τόσο οι διακοπτικές συναρτήσεις, όσο και η τάση και η ένταση αναλύονται επιπλέον ως συναρτήσεις Fourier καθώς η περιοδικότητα των συναρτήσεων αυτών επιτρέπει να τις αναλύσουμε σε άθροισμα ημιτόνων και συνημιτόνων, μορφή εξαιρετικά χρήσιμη για τον υπολογισμό των αρμονικών συνιστωσών και της γραφικής τους αναπαράστασης. Οι αρμονικές συνιστώσες επηρεάζουν άμεσα την ποιότητα της παραγόμενης ισχύος και σε κάθε περίπτωση θα πρέπει να λαμβάνονται υπόψη προκειμένου να εξασφαλιστεί η ομαλή παροχή ισχύος από το κύκλωμα του μετατροπέα στο φορτίο.

Τέλος, στο τρίτο μέρος παρουσιάζονται τρία από τα βασικότερα κυκλώματα μετατροπένων εναλλασσόμενης τάσης, οι back-to-back μετατροπείς, οι μητροειδείς μετατροπείς και οι κυκλομετατροπείς. Στο μέρος αυτό δεν αναλύονται σε Fourier οι διακοπτικές συναρτήσεις, καθώς πρακτικά τα κυκλώματα αυτά αποτελούν συνδυασμό των κυκλωμάτων που αναλύθηκαν στο δεύτερο μέρος, αλλά δίνεται βαρύτητα στον καθορισμό του συνόλου των εξισώσεων των διακοπτικών συναρτήσεων, συνήθως σε μορφή πινάκων, που συνδέουν την είσοδο με την έξοδο του κυκλώματος. Οι εξισώσεις αυτές αποτελούν ένα εξαιρετικά χρήσιμο εργαλείο στην ανάλυση των κυκλωμάτων καθώς με γνωστή την είσοδο και την μέθοδο ελέγχου των διακοπτικών ισχύος, ορίζονται πλήρως οι διακοπτικές συναρτήσεις και υπολογίζεται η έξοδος. Επιπλέον, η διαδικασία μπορεί να πραγματοποιηθεί και αντίστροφα, ορίζοντας δηλαδή την επιθυμητή έξοδο να υπολογιστεί η απαιτούμενη είσοδος του κυκλώματος. Στην ενότητα των back-to-back μετατροπένων, που αποτελούν την πλέον δημοφιλή εκ των τριών κατηγορία, εκτός των εξισώσεων παρουσιάζονται και τα διαγράμματα τάσης, έντασης και διακοπτικών συναρτήσεων για μερικές ενδεικτικές καταστάσεις λειτουργίας του κυκλώματος.

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

ΜΕΡΟΣ ΠΡΩΤΟ

ΤΑ ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ

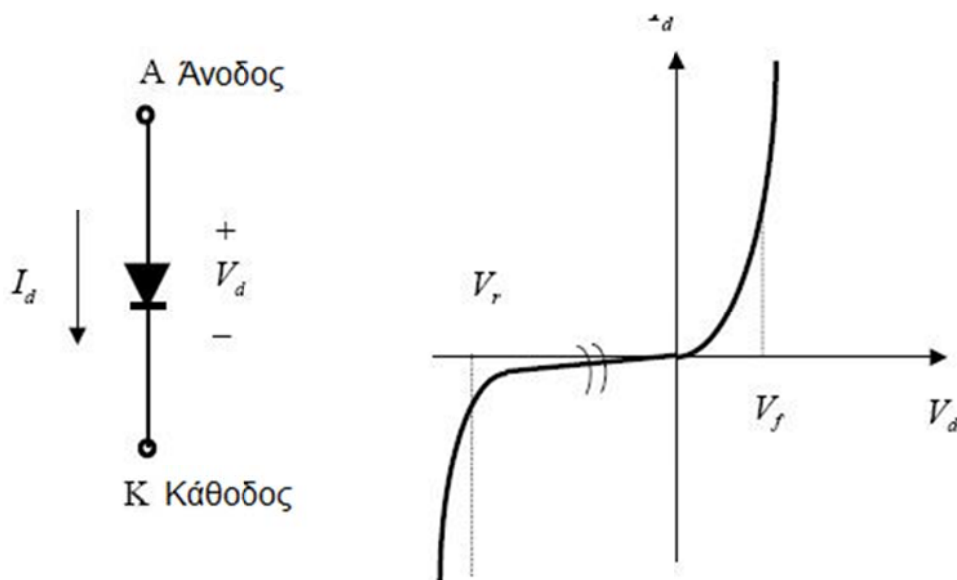
- Δίοδος
- SCR
- GTO
- BJT
- MOSFET Ισχύος
- IGBT
- MCT
- Σύγκριση των ημιαγωγικών στοιχείων

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

2.1 Η ΔΙΟΔΟΣ (DIODE)

Εισαγωγή – Συμβολισμός

Η δίοδος αποτελεί το πιο απλό και βασικό ημιαγωγικό στοιχείο που χρησιμοποιείται σε διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος. Το σύμβολο και η χαρακτηριστική καμπύλη τάσης-έντασης της διόδου παρουσιάζονται στο σχήμα 1. Τα άκρα A και K είναι γνωστά ως άνοδος και κάθοδος και αποτελούν τους ακροδέκτες της διόδου.



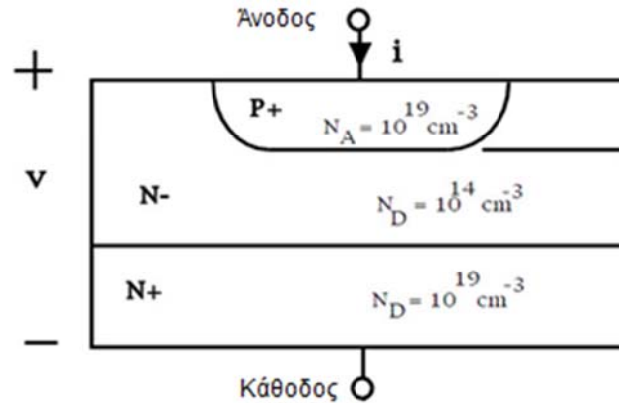
Σχήμα 1. Σύμβολο και χαρακτηριστική καμπύλη της διόδου (Πηγή: [4])

Η δίοδος επιτρέπει στο ηλεκτρικό ρεύμα να περάσει κατά μια διεύθυνση, αλλά δεν επιτρέπει τη ροή με την αντίθετη φορά. Η φορά που επιτρέπεται η κίνηση του ρεύματος είναι αυτή που δείχνει το βέλος στο σύμβολο της διόδου. Η δίοδος είναι μη ελεγχόμενο στοιχείο. Δεν μπορεί δηλαδή να μεταβεί από την αγώγιμη στην μη αγώγιμη κατάσταση και αντίστροφα με χρήση παλμών, αλλά η λειτουργία της εξαρτάται αποκλειστικά από την τιμή της τάσης στα άκρα της. Κατά κύριο λόγο χρησιμοποιείται σε μη ελεγχόμενες ανορθωτικές διατάξεις, βρίσκει εφαρμογή όμως και σε άλλα κυκλώματα μετατροπών σαν δίοδος ελεύθερης διέλευσης.

Δομή

Η δίοδος είναι στοιχείο δύο στρωμάτων, ενός τύπου n κι ενός τύπου p, όπως δείχνει το σχήμα 2. Από τα δύο στρώματα δημιουργείται μια επαφή τύπου p-n. Ο ακροδέκτης της ανόδου βρίσκεται στο στοιχείο p ενώ ο ακροδέκτης της καθόδου στο στοιχείο n.

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.



Σχήμα 2. Κρυσταλλική δομή διόδου (Πηγή: [1])

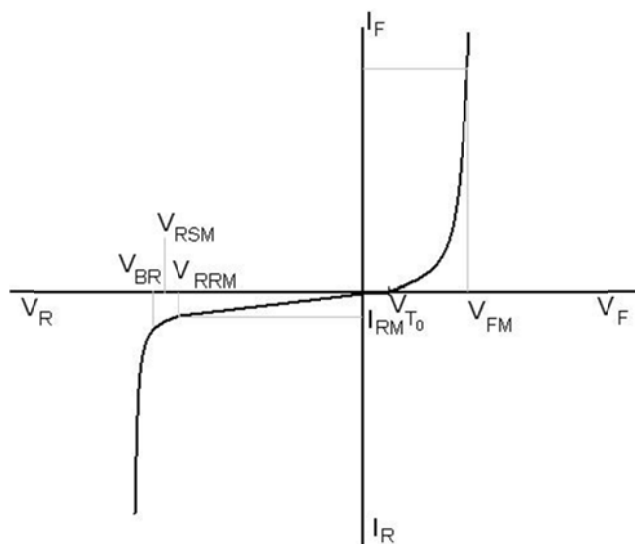
Λειτουργία

Η λειτουργία της διόδου συνοψίζεται ως εξής: Όταν στην άνοδο εμφανιστεί τάση μεγαλύτερη από την κάθοδο, ως προς κάποιο σημείο αναφοράς, τότε η διάδος είναι θετικά πολωμένη και μεταβαίνει στην κατάσταση αγωγής όπου το ρεύμα της ανόδου αρχίζει να αυξάνει. Αν κάποια στιγμή, ενώ η διάδος άγει, πολωθεί αρνητικά (η τάση καθόδου γίνει μεγαλύτερη από την τάση ανόδου), τότε η διάδος μεταβαίνει στην κατάσταση ανάστροφης αποκοπής όπου το ρεύμα μειώνεται έως ότου μηδενιστεί (ιδανική λειτουργία).

Πρακτικά, κατά την αγωγίμη λειτουργία υπάρχει μια μικρή πτώση τάσης κατά μήκος της διόδου, της τάξης του 1V, ενώ κατά την ανάστροφη λειτουργία παραμένει μια μικρή ποσότητα ανάστροφου ρεύματος που συνεχίζει να άγεται. Θεωρητικά όμως κατά την μελέτη των κυκλωμάτων ηλεκτρονικών ισχύος η διάδος θεωρείται ιδανικός διακόπτης, όπου στην αγωγίμη λειτουργία της υπάρχει μηδενική πτώση τάσης στα άκρα της και κατά την ανάστροφη λειτουργία δεν άγει καθόλου ρεύμα.

Εάν η ανάστροφη τάση της διόδου υπερβεί μια ορισμένη τιμή, γνωστή ως τάση κατάρρευσης, τότε η διάδος καταστρέφεται. Η διάδος μπορεί να δεχθεί συνεχόμενα μια ανάστροφη τάση V_{RRM} και μη επαναλαμβανόμενα μια τάση V_{RSM} , μεγαλύτερη από την V_{RRM} . Στην αρχή αγωγής στα άκρα της διόδου έχουμε μια πολύ μικρή τάση και στη συνέχεια, αυξανόμενου του ρεύματος, η τάση αυτή γίνεται η τάση ορθής πόλωσης ή τάση αγωγής.

Τα κυριότερα μεγέθη της διόδου παρουσιάζονται στο σχήμα 3, όπου παρατηρούμε πως η διάδος λειτουργεί στο πρώτο και το τρίτο τεταρτημόριο. Στο πρώτο τεταρτημόριο έχουμε τη λειτουργία της όταν είναι θετικά πολωμένη και επιτρέπει τη διέλευση ρεύματος, ενώ στο τρίτο τεταρτημόριο η διάδος είναι αρνητικά πολωμένη και παύει να άγει.



Σχήμα 3. Χαρακτηριστική καμπύλη V-I διόδου (Πηγή: [4])

I_F = Ρεύμα αγωγής ή ρεύμα θετικής πόλωσης

I_R = Ανάστροφο ρεύμα

I_{RM} = Μέγιστο ρεύμα ανάκτησης

V_R = Ανάστροφη ή αρνητική τάση

V_F = Τάση αγωγής

V_{FM} = Μέγιστη τάση αγωγής

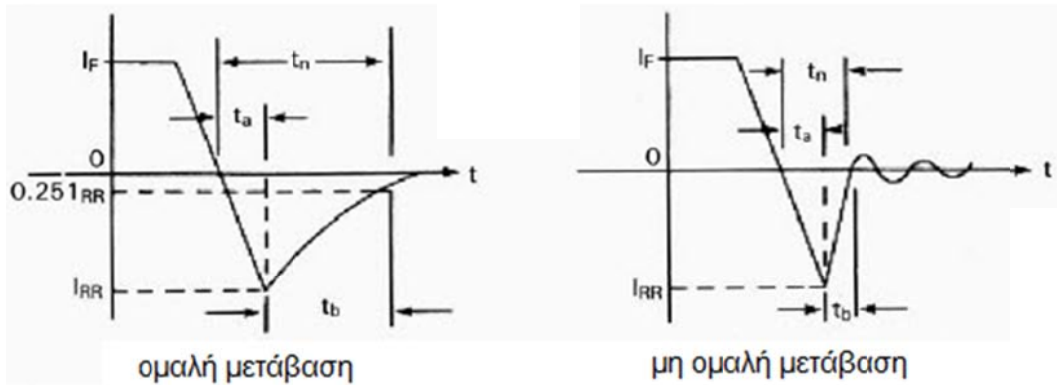
V_{T0} = Τάση κατωφλίου κατά την αγωγή

V_{RRM} = Μέγιστη επαναλαμβανόμενη ανάστροφη τάση

V_{RSM} = Μέγιστη μη επαναλαμβανόμενη ανάστροφη τάση

V_{BR} = Ανάστροφη τάση κατάρρευσης

Ένα άλλο σημαντικό στοιχείο της δυναμικής λειτουργίας της διόδου είναι ο χρόνος απόκρισης στις εναλλαγές της αγωγίμης ή μη, κατάστασής της. Με t_{FR} συμβολίζουμε το χρόνο που απαιτείται για να σταθεροποιηθεί η τάση στα άκρα της διόδου από τη στιγμή που αρχίζει να άγει. Με t_{RR} συμβολίζουμε το χρόνο που απαιτείται από τη στιγμή που θα εμφανιστεί αρνητική τάση στα άκρα της διόδου, μέχρι το ρεύμα να φτάσει σε μια ορισμένη τιμή. Ο χρόνος t_{RR} είναι συνήθως αυτός που μας απασχολεί περισσότερο και καθορίζει σε μεγάλο βαθμό τη λειτουργία της διόδου. Η πτώση της έντασης του ρεύματος σε σχέση με τον χρόνο φαίνεται στο σχήμα 4.



Σχήμα 4. Καμπύλες t-I φαινομένου αποκοπής της διόδου (Πηγή: [3])

Αρχικά υποθέτουμε πως η διόδος βρίσκεται στην κατάσταση αγωγής στην οποία ρέει ένα ρεύμα I_F και στα άκρα της υπάρχει μια ορθή τάση V_F . Τη χρονική στιγμή t_1 στα άκρα της διόδου εφαρμόζεται μια αρνητική τάση με αποτέλεσμα να αρχίζει η διαδικασία μετάβασης της διόδου από την κατάσταση αγωγής στην κατάσταση αποκοπής. Το ρεύμα μειώνεται με μια κλίση V_R/L , όπου V_R είναι η τιμή της αρνητικής τάσης που έχει εφαρμοστεί και L η αυτεπαγωγή που τυχόν είναι συνδεδεμένη σε σειρά με τη διόδο. Τη χρονική στιγμή t_2 το ρεύμα της διόδου γίνεται αρνητικό και η διόδος αρχίζει να αποκτά τη δυνατότητα ανάστροφης αποκοπής, καθώς το αρνητικό ρεύμα αρχίζει να μειώνει τα ελεύθερα φορτία που βρίσκονται και στις δυο πλευρές γύρω από την επαφή. Αυτό συνεχίζεται μέχρι τη χρονική στιγμή t_3 οπότε και η διόδος αποκτά πλέον τη δυνατότητα αποκοπής. Το αρνητικό ρεύμα της διόδου αρχίζει να μειώνεται ραγδαία και τη χρονική στιγμή t_4 γίνεται ίσο με μηδέν.

Με t_a συμβολίζουμε το χρονικό διάστημα από τη στιγμή που θα μηδενιστεί το ρεύμα μέχρι αυτό να αποκτήσει την τιμή I_{RR} . Με t_b συμβολίζουμε το χρονικό διάστημα από τη στιγμή που το ρεύμα I_{RR} αρχίζει να μειώνεται, μέχρι να γίνει ίσο με 0,25 της αρχικής του τιμής. Ο λόγος των t_a και t_b ορίζει τον συντελεστή ομαλότητας SF (softness factor) της διόδου. Οι διόδοι χαρακτηρίζονται με βάση το χρόνο και τον τρόπο αποκοπής τους ως διόδοι ομαλής μετάβασης, "soft recovery", και μη ομαλής μετάβασης, "abrupt recovery". Οι διόδοι της δεύτερης κατηγορίας χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές όπου απαιτείται υψηλής συχνότητας διακοπτική λειτουργία. Όσο μικρότερο είναι το χρονικό διάστημα $t_{RR} = t_a + t_b$, τόσο ταχύτερα μπορεί να λειτουργήσει η διόδος στις εναλλαγές της κατάστασης της.

Εφαρμογές

Η ονομαστική τιμή του ρεύματος διέλευσης μπορεί να φτάσει τα 5.000 Ampere ενώ η ονομαστική τάση αποκοπής έως τα 5.000 Volts. Η διακοπτική συχνότητα της διόδου κυμαίνεται της 1 msec για εφαρμογές της τάξης μερικών MW μέχρι κάποιες δεκάδες nsec, για εφαρμογές μικρής ισχύος.

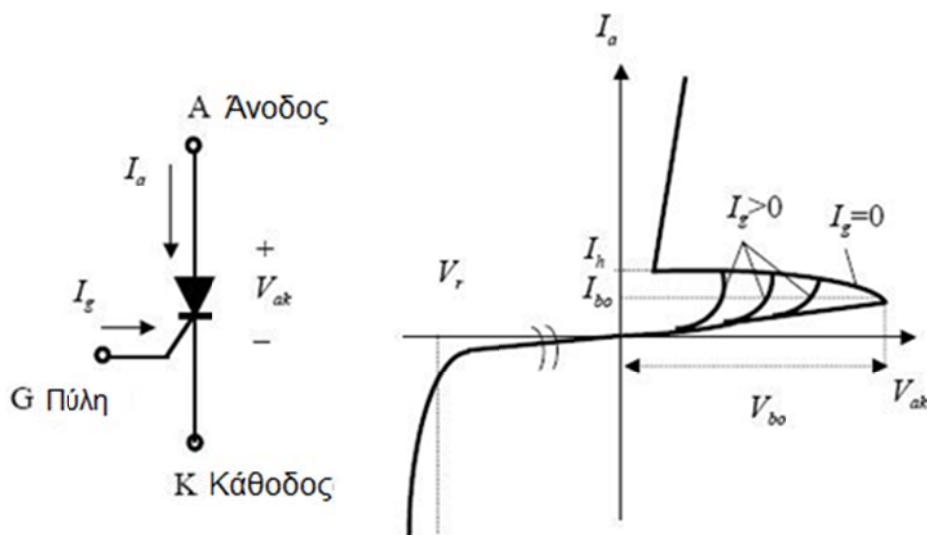
Μια άλλη κατηγοριοποίηση των διόδων έχει να κάνει με το πεδίο εφαρμογής τους:

- *Small Signal Diode*: Είναι ο πλέον χρησιμοποιούμενος τύπος διόδου, με εφαρμογή σε πληθώρα κυκλωμάτων, κυρίως ως διακόπτης σε ανορθωτικές διατάξεις.
- *Silicon Rectifier Diode*: Οι διόδοι της κατηγορίας αυτής έχουν τη δυνατότητα αγωγής ρεύματος μεγάλης τιμής, συνήθως της τάξης πολλών εκατοντάδων Ampere. Η εσωτερική τους αντίσταση είναι πολύ μικρή για την κατάσταση αγωγής, ενώ είναι της τάξης Megaohm κατά την ανάστροφη λειτουργία. Χρησιμοποιούνται κυρίως σε κυκλώματα αδιάλειπτης τροφοδοσίας και μετασχηματιστές ισχύος.
- *Δίοδος Zener*: Χρησιμοποιείται κυρίως σε μετασχηματιστές τάσης, εξαιτίας της δυνατότητας να διατηρεί μια ορισμένη τιμή τάσης. Οι διόδοι Zener έχουν ιδιαίτερη ευαισθησία στην θερμοκρασία λειτουργίας και κατά την ανάστροφη λειτουργία τους η αντίσταση μπορεί να μειωθεί απότομα ύστερα από κάποια αλλαγή της θερμοκρασίας.
- *Φωτοδίοδος*: Όταν οι διόδοι της κατηγορίας αυτής εκτεθούν στο φως, τότε παράγεται ρεύμα με αποτέλεσμα η διάοδος να λειτουργεί ως πηγή εξαρτώμενη από το φως.
- *Light-Emitting Diode (LED)*: Κατά την αγωγή τους εκπέμπουν φως και εφαρμόζονται σε πληθώρα συσκευών. Τα χαρακτηριστικά τους διαφέρουν σύμφωνα με τον τρόπο κατασκευής και μπορούν να ανταποκριθούν σε ένα μεγάλο εύρος τιμών τάσης και έντασης.

2.2 ΘΥΡΙΣΤΟΡ (THYRISTOR SCR)

Εισαγωγή – Συμβολισμός

Μια θέση πάνω από τη διάοδο, ως προς τη δυνατότητα ελέγχου της λειτουργίας του, βρίσκεται το θυρίστορ SCR. Συμβολίζεται όπως δείχνει το σχήμα 5, όπου εκτός της ανόδου και της καθόδου, παρατηρούμε πως υπάρχει και τρίτος ακροδέκτης, η πύλη G.

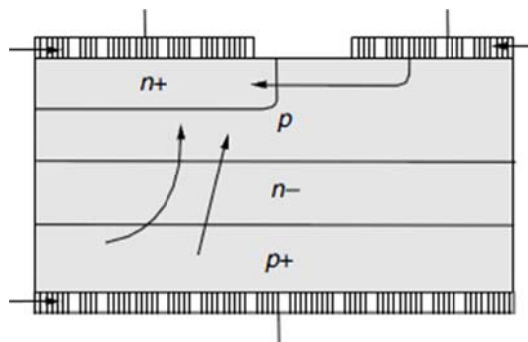


Σχήμα 5. Σύμβολο και χαρακτηριστική καμπύλη του θυρίστορ SCR (Πηγή: [4])

Το θυρίστορ είναι το ημιαγωγό στοιχείο με τις μεγαλύτερες δυνατότητες λειτουργίας σε υψηλές τιμές τάσης και έντασης. Η πύλη G, η οποία δέχεται παλμούς μικρής διάρκειας από ένα εξωτερικό κύκλωμα, μπορεί να ελέγχει τη λειτουργία του θυρίστορ, καθορίζοντας τη χρονική στιγμή που θα περάσει από την ανάστροφη λειτουργία στην αγώγιμη κατάσταση. Αυτή είναι και η ουσιαστικότερη διαφορά του θυρίστορ σε σχέση με τη δίοδο.

Δομή

Το θυρίστορ SCR αποτελείται της 4 στρώματα p- και n- υλικού που εναλλάσσονται μεταξύ τους, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.



Σχήμα 6. Κρυσταλλική δομή του θυρίστορ SCR (Πηγή: [3])

Λειτουργία – Χαρακτηριστικά διαγράμματα

Η λειτουργία της έναυσης του θυρίστορ περιγράφεται ως εξής: Με δεδομένο πως στην άνοδο υπάρχει θετική τάση ως προς την κάθοδο, τη χρονική στιγμή που επιθυμούμε να αρχίσει να άγει το θυρίστορ, στέλνουμε έναν θετικό παλμό μικρής χρονικής διάρκειας στην πύλη G. Από εκείνη τη στιγμή το θυρίστορ περνά στην αγώγιμη κατάσταση όπου λειτουργεί παρόμοια με τη δίοδο. Παρόλο που μπορούμε να καθορίσουμε τη χρονική στιγμή έναυσης της αγωγής, δεν μπορούμε να ελέγξουμε το χρονικό σημείο που θα σταματήσει να άγει. Αυτό συμβαίνει, όπως και στη δίοδο, τη χρονική στιγμή που το ρεύμα ανόδου τείνει να γίνει αρνητικό.

Στο σχήμα 5 φαίνεται η τάση κατάρρευσης V_r , πέρα από την οποία το θυρίστορ δεν μπορεί να διατηρηθεί στην κατάσταση αποκοπής και αρχίζει να άγει. Θεωρώντας το θυρίστορ ως ιδανικό διακόπτη, το ρεύμα που διέρχεται κατά την ανάστροφη λειτουργία του θα είναι ίσο με μηδέν, ενώ η χρονική στιγμή που αυτό θα μηδενιστεί θα είναι τη στιγμή που η τάση στην άνοδο θα γίνει αρνητική. Στην πραγματικότητα, το ρεύμα δεν είναι ίσο με μηδέν αλλά έχει μια ελάχιστη τιμή. Αναλυτικότερα, η λειτουργία του θυρίστορ μπορεί να χωριστεί σε 3 φάσεις:

- Η ανάστροφη λειτουργία, όπου η κάθοδος K έχει θετική τάση ως προς την άνοδο A. Ως ιδανικός διακόπτης, στη φάση αυτή το θυρίστορ δεν επιτρέπει τη διέλευση καμίας ποσότητας ρεύματος, αν και στην πραγματικότητα υπάρχει μια μικρή ποσότητα ανάστροφου ρεύματος που διέρχεται από την κάθοδο προς την άνοδο. Η τιμή του ανάστροφου ρεύματος αυξάνεται αν κατά τη διάρκεια που η άνοδος έχει αρνητική τάση ως προς την κάθοδο, στην πύλη G

εφαρμοστεί ένας θετικός παλμός. Αν η ανάστροφη τάση στη φάση αυτή ξεπεράσει την τάση κατάρρευσης του θυρίστορ, η οποία καθορίζεται από τα κατασκευαστικά του στοιχεία, τότε το θυρίστορ καταστρέφεται και μεγάλη ποσότητα ρεύματος διέρχεται από το σώμα του.

- Η θετικά πολωμένη λειτουργία του, όπου δεν διέρχεται ρεύμα. Στη φάση αυτή η άνοδος είναι θετικά φορτισμένη ως προς την κάθοδο, το θυρίστορ όμως δεν άγει καθώς δεν έχει εφαρμοστεί παλμός έναυσης στην πύλη G. Όπως και προηγουμένως, παρόλο που ως ιδανικός διακόπτης το θυρίστορ δεν άγει, στην πραγματικότητα υπάρχει μια ελάχιστη ποσότητα ρεύματος που κινείται στο κύκλωμα.
- Η θετικά αγώγιμη λειτουργία του. Τη χρονική στιγμή που θα εφαρμοστεί ο απαραίτητος παλμός έναυσης στην πύλη του θυρίστορ, ενώ η άνοδος έχει θετική τάση ως προς την κάθοδο, το θυρίστορ αρχίζει να άγει. Στη φάση αυτή υπάρχει μια μικρή πτώση τάσης στα άκρα του, έως 1.5V, η οποία δεν λαμβάνεται υπόψη όταν το θυρίστορ αντιμετωπίζεται ως ιδανικός διακόπτης. Το θυρίστορ παραμένει στη φάση αυτή έως ότου το ρεύμα που διέρχεται τείνει να γίνει αρνητικό, όπου και περνά στην φάση ανάστροφης λειτουργίας.

Οι τρόποι με τους οποίους μπορεί το θυρίστορ να περάσει στην αγώγιμη κατάσταση είναι οι εξής:

- Έναυση μέσω ηλεκτρικού παλμού στην πύλη G. Ενώ η άνοδος έχει θετική τάση ως προς την κάθοδο, ένα εξωτερικό κύκλωμα στέλνει έναν θετικό παλμό στην πύλη του θυρίστορ και αυτό αρχίζει να άγει. Από τη χρονική στιγμή που θα αρχίσει να άγει, δεν απαιτείται η ύπαρξη του παλμού στην πύλη και το θυρίστορ λειτουργεί ως δίοδος.
- Έναυση με δέσμη φωτός. Κατάλληλα κατασκευασμένα θυρίστορ που μπορούν να δεχτούν δέσμη φωτός στην πύλη τους, έχουν τη δυνατότητα να αρχίσουν να άγουν όταν εφαρμοστεί αυτή. Στην φωτοευαίσθητη πύλη παράγεται ο απαραίτητος παλμός προκειμένου να περάσει στην αγώγιμη κατάσταση το θυρίστορ. Αυτού του είδους τα θυρίστορ βρίσκουν εφαρμογή κυρίως σε εγκαταστάσεις υψηλής τάσης (HVDC), μιας και έχουν τα δυνατότητα να ανταποκρίνονται σε τιμές τάσης και έντασης έως 6000V και 3500A.
- Έναυση λόγω τάσης κατάρρευσης. Τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά του θυρίστορ καθορίζουν την μέγιστη τιμή αρνητικής τάσης που μπορεί να υπάρξει στην άνοδο χωρίς το θυρίστορ να άγει (με εξάρτηση το ανάστροφο ρεύμα). Αν η τιμή αυτή ξεπεραστεί τότε το θυρίστορ καταρρέει και το ρεύμα αρχίζει να διέρχεται. Ο μόνος περιορισμός στην τιμή του ρεύματος πλέον τίθεται από το φορτίο που είναι συνδεδεμένο στο κύκλωμα.
- Έναυση εξαιτίας απότομης μεταβολής της τάσης. Εκτός από την απόλυτη τιμή τάσης στην οποία μπορεί να ανταπεξέλθει το θυρίστορ, υπάρχει περιορισμός και στον ρυθμό μεταβολής dV/dt . Αν η τιμή της τάσης μεταβληθεί ταχύτερα από τις προδιαγραφές του στοιχείου, τότε παύει να λειτουργεί ως ανοιχτός διακόπτης και το ρεύμα διέρχεται.

Προφανώς, οι 2 τελευταίες περιπτώσεις αποτελούν αστοχία ή βλάβη του κυκλώματος και σε καμία περίπτωση δεν είναι επιθυμητές. Προκειμένου να προστατευτεί το θυρίστορ (και κατ' επέκταση η ομαλή λειτουργία του κυκλώματος) από αυτές τις περιπτώσεις, είτε επιλέγεται θυρίστορ με αρκετά μεγαλύτερη τιμή τάσης κατάρρευσης από αυτή που αναμένεται στο κύκλωμα, είτε συνδέεται παράλληλα στο θυρίστορ ένα κύκλωμα με κυρίαρχο στοιχείο έναν πυκνωτή, ώστε να περιορίζεται ο

ρυθμός μεταβολής της τάσης. Το τελευταίο είναι γνωστό ως κύκλωμα απόσβεσης μεταβατικών φαινομένων (snubber circuit).

2.2.4 Εφαρμογές

Το θυρίστορ αξιοποιείται σχεδόν σε κάθε είδους ηλεκτρικό κύκλωμα, κυρίως υψηλής τάσης ή έντασης καθώς ένα από τα βασικά πλεονεκτήματά του είναι η δυνατότητα λειτουργίας σε υψηλές τιμές τάσης και έντασης. Μπορεί να άγει μόνο προς μια κατεύθυνση, αλλά έχει τη δυνατότητα αποκοπής τάσης ανεξάρτητα από την πολικότητα της. Η κυριότερη εφαρμογή του είναι τα κυκλώματα υψηλής συνεχούς τάσης (HVDC) όπου οι αυξημένες δυνατότητες του σε συνδυασμό με το χαμηλό κόστος το καθιστούν ιδανικό για μετατροπείς χωρίς υψηλούς διακοπτικούς χρόνους. Ακόμη χρησιμοποιείται σε αντιστροφείς και ψαλιδιστές, αποφεύγεται όμως η χρήση του σε κυκλώματα εναλλασσόμενης τάσης, καθώς το ρεύμα μηδενίζεται σε κάθε κύκλο λειτουργίας κι έτσι απαιτείται επιπλέον μηχανισμός ελέγχου του SCR προκειμένου να μην μεταβεί στην κατάσταση αποκοπής.

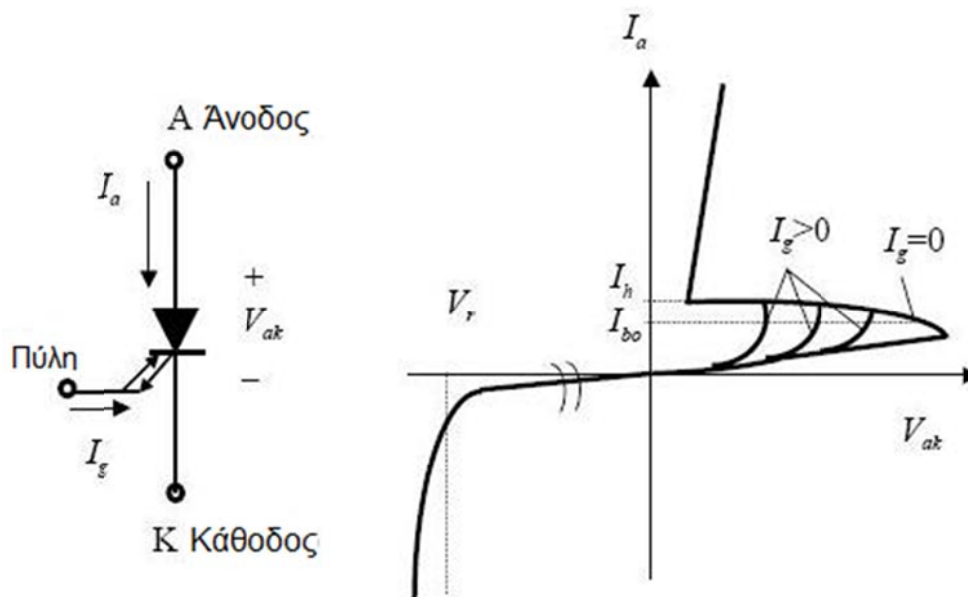
Στα μειονεκτήματά του εντάσσονται οι σχετικά μεγάλοι διακοπτικοί χρόνοι και ο μηχανισμός σβέσης του, όπως αναφέρθηκε παραπάνω. Το χρονικό διάστημα που απαιτείται για να μεταβεί από την αγώγιμη κατάσταση στην κατάσταση αποκοπής κυμαίνεται γύρω στα 200μsec για SCR υψηλών προδιαγραφών. Αυτό περιορίζει σημαντικά τη συχνότητα της τάσης στην οποία μπορεί να λειτουργήσει.

Τέλος, οι υψηλές τιμές τάσης και έντασης που μπορούν τα λειτουργήσουν τα SCR απαιτούν και αντίστοιχων δυνατοτήτων κυκλώματα ελέγχου της πύλης, κάτι που αυξάνει το συνολικό κόστος του κυκλώματος.

2.3 GTO (Gate Turn-Off Thyristor)

Εισαγωγή – Συμβολισμός

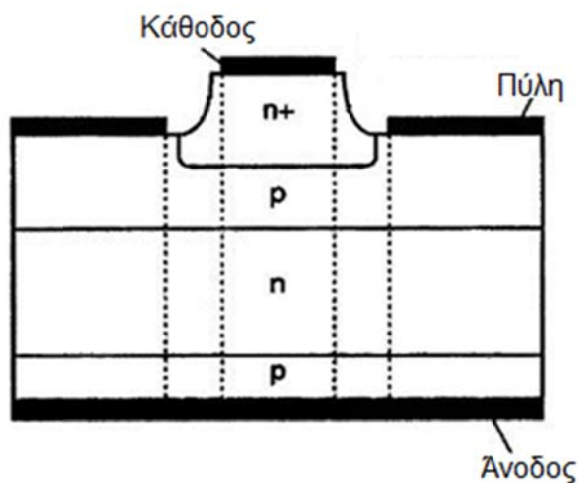
Αν και ανήκει στην οικογένεια των θυρίστορ, εμφανίζει μια ουσιαστική διαφοροποίηση σε σχέση με αυτά που αναλύθηκαν παραπάνω. Συγκεκριμένα, το GTO παρέχει τη δυνατότητα ελέγχου της διακοπής της αγώγιμης κατάστασης με την εφαρμογή αρνητικού παλμού στην πύλη G. Ο συμβολισμός του φαίνεται στο σχήμα 7, όπου διακρίνεται η αμφίδρομη λειτουργία της πύλης του.



Σχήμα 7. Σύμβολο και χαρακτηριστική καμπύλη του GTO (Πηγή: [4])

Δομή

Κατασκευαστικά εμφανίζει ομοιότητες με το θυρίστορ καθώς αποτελείται από 4 στρώματα p-n-p-n. Η κάθετη τομή του κρυστάλλου ενός GTO φαίνεται στο σχήμα 8.

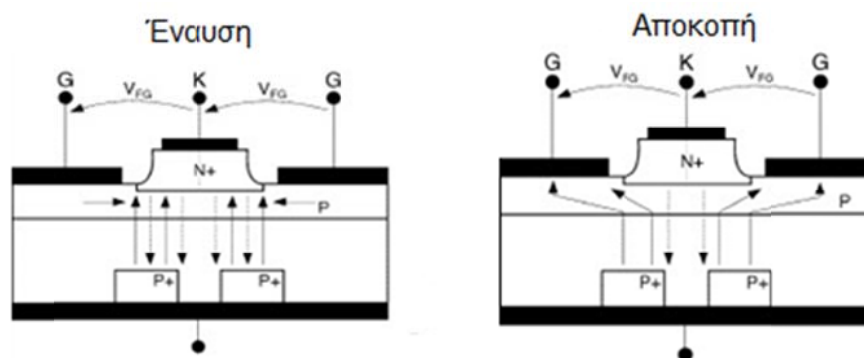


Σχήμα 8. Κρυσταλλική δομή του GTO (Πηγή: [3])

Πρέπει να σημειώσουμε πως η κάθοδος, σε αντίθεση με το SCR, αποτελείται από πολλά στενά καθοδικά στοιχεία που προσφέρουν την δυνατότητα ταχύτατης ενεργοποίησης της αγώγιμης κατάστασης, ενώ μπορεί να ανταποκριθεί σε μεγαλύτερες τιμές μεταβολής της τάσης dV/dt ή της έντασης dI/dt , σε σχέση με το SCR, χωρίς να καταρρεύσει.

Λειτουργία – Χαρακτηριστικά διαγράμματα

Προκειμένου να περάσει στην αγώγιμη κατάσταση απαιτούνται οι ίδιες προϋποθέσεις με το θυρίστορ SCR, δηλαδή θετική τάση στην άνοδο σε σχέση με την κάθοδο και η ύπαρξη θετικού παλμού στην πύλη του. Όταν μεταξύ της πύλης και της καθόδου εφαρμοστεί θετική τάση, τότε δημιουργείται το ρεύμα έναυσης και το GTO περνά στην αγώγιμη κατάσταση. Για να μεταβεί στην κατάσταση αποκοπής, απαιτείται η εφαρμογή αρνητικής τάσης μεταξύ της πύλης G και της καθόδου K, που θα οδηγήσει στην δημιουργία αρνητικού ρεύματος στην πύλη. Ενώ για να περάσει στην αγώγιμη κατάσταση απαιτείται η ύπαρξη μιας μικρής τιμής θετικού ρεύματος στην πύλη, προκειμένου να μεταβεί στην κατάσταση αποκοπής απαιτείται μεγάλης έντασης αρνητικό ρεύμα. Η τιμή της έντασης του αρνητικού παλμού που απαιτείται μπορεί να φτάνει έως και το 1/3 του ρεύματος ανόδου, με τον χρόνο εφαρμογής όμως να περιορίζεται σε μερικά μsec . Το σχήμα 9 δείχνει την λειτουργία της έναυσης (turn-ON) και της αποκοπής (turn-OFF) του GTO κατά τη διάρκεια της εφαρμογής του απαιτούμενου παλμού στην πύλη του.



Σχήμα 9. Μεταβατικό φαινόμενο έναυσης και αποκοπής του GTO (Πηγή: [3])

Τον κύκλο λειτουργίας του GTO μπορούμε να τον χωρίσουμε σε 4 μέρη, με βάση την κατάσταση στην οποία βρίσκεται. Αυτές είναι η έναυση αγωγής, η αγώγιμη κατάσταση, η έναυση αποκοπής και η κατάσταση αποκοπής.

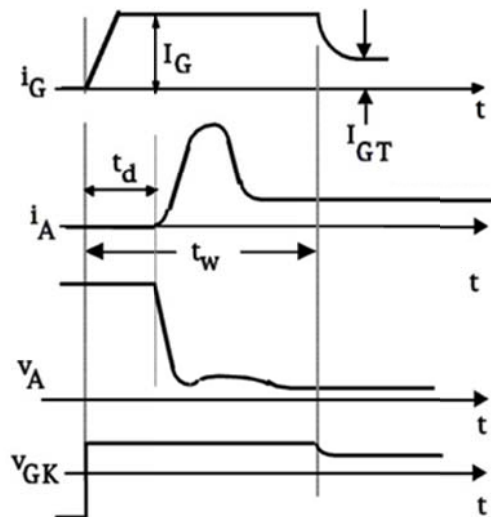
- Έναυση αγωγής (turn-ON): Στη φάση αυτή, η άνοδος έχει θετική τάση σε σχέση με την κάθοδο και κάποια χρονική στιγμή εφαρμόζεται ο παλμός έναυσης στην πύλη του GTO. Το ρεύμα της πύλης I_{GM} που δημιουργείται θα οδηγήσει το GTO στην αγώγιμη κατάσταση. Τόσο η ένταση όσο και ο ρυθμός μεταβολής dI_{GM}/dt είναι σημαντικές παράμετροι που λαμβάνονται από τις προδιαγραφές του GTO. Ο ρυθμός μεταβολής του ρεύματος της πύλης επηρεάζει τις απώλειες κατά την έναυση, ενώ ο ρυθμός μεταβολής του ρεύματος ανόδου di/dt καθορίζει σε μεγάλο βαθμό τον απαιτούμενο χρόνο εφαρμογής του παλμού έναυσης. Μικρός ρυθμός μεταβολής του ρεύματος ανόδου προϋποθέτει μεγαλύτερο χρονικό διάστημα εφαρμογής.
- Αγώγιμη κατάσταση (ON-state): Το GTO λειτουργεί ως κλειστός διακόπτης και επιτρέπει στο ρεύμα να περνά. Κατά τη διάρκεια της αγώγιμης κατάστασης το θετικό ρεύμα της πύλης πρέπει να συνεχίζει να υπάρχει προκειμένου να παραμείνει στην αγώγιμη κατάσταση ο διακόπτης. Εάν στην άνοδο υπάρξει μεγάλης τιμής αρνητικός ρυθμός μεταβολής του ρεύματος

di/dt ή αντιστραφεί η φορά του ρεύματος, τότε απαιτείται μεγαλύτερης τιμής ρεύμα πύλης I_G προκειμένου το GTO να παραμείνει στην αγώγιμη κατάσταση. Η τιμή του ρεύματος πύλης κατά τη διάρκεια της αγώγιμης κατάστασης είναι σαφώς μικρότερη από την απαιτούμενη τιμή έναυσης, σε καμία περίπτωση όμως δεν πρέπει να μηδενιστεί.

- Έναυση αποκοπής (turn-OFF): Οι τιμές των χρόνων αποκοπής στη φάση αυτή εξαρτώνται άμεσα από τα χαρακτηριστικά του κυκλώματος της πύλης, ενώ η τιμή του απαιτούμενου ρεύματος στην πύλη είναι σχετικά υψηλή. Στη φάση αυτή απαιτείται αποφόρτιση της πύλης, προκειμένου το GTO να περάσει στην φάση αποκοπής. Η τιμή του ρεύματος και ο απαιτούμενος χρόνος, εκτός από τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά του GTO, εξαρτώνται σε μεγάλο βαθμό και από το εξωτερικό κύκλωμα της πύλης. Συνήθως γίνεται χρήση ενός πυκνωτή C, ο οποίος παρέχει το απαραίτητο ρεύμα στην πύλη, ενώ προκειμένου να ελεγχθεί ο ρυθμός μεταβολής di/dt του ρεύματος της πύλης, μπορεί να χρησιμοποιηθεί πηνίο L σε σειρά με αντίσταση R, οι τιμές των οποίων επιλέγονται κατάλληλα με βάση την απαιτούμενη τάση V_{zGS} στην πύλη.
- Κατάσταση αποκοπής (OFF-state): Τη στιγμή που το ρεύμα θα μηδενιστεί, το GTO βρίσκεται στην κατάσταση αποκοπής όπου δεν επιτρέπει τη διέλευση ρεύματος. Κατά τη διάρκεια της κατάστασης αποκοπής, η πύλη παραμένει με αρνητική τάση προκειμένου να εξασφαλίζεται η μη αγώγιμη κατάσταση.

Οι τιμές των ρευμάτων και των τάσεων κατά τη διάρκεια της έναυσης αγωγής και αποκοπής που περιγράφηκαν παραπάνω, παρουσιάζονται στα σχήματα 10 και 11.

ΕΝΑΥΣΗ ΑΓΩΓΗΣ

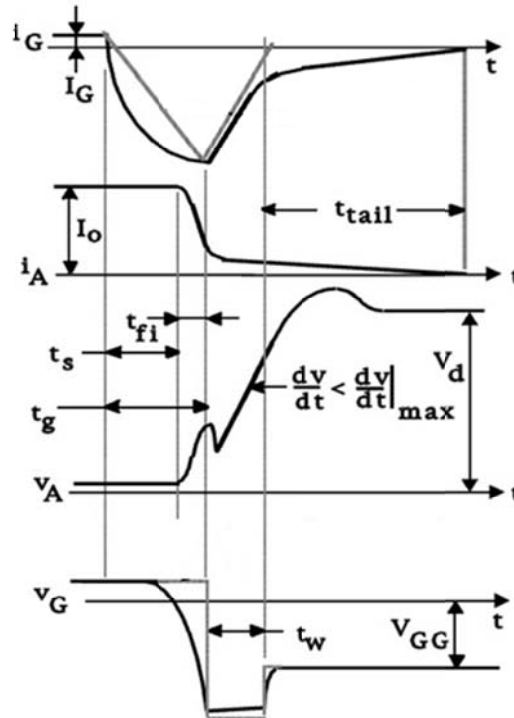


Σχήμα 10. Καμπύλες V-t και I-t έναυσης του GTO (Πηγή: [1])

Το GTO κατά τη διάρκεια της φάσης αυτής παρουσιάζει παρόμοια συμπεριφορά με το θυρίστορ SCR. Η τιμή του ρεύματος πύλης I_G και ο ρυθμός μεταβολής di/dt αυτού, επηρεάζουν άμεσα

τον χρόνο μετάβασης καθώς καθορίζουν τον ρυθμό με τον οποίο θα ενεργοποιηθούν τα στοιχεία της καθόδου προκειμένου να αρχίσει να άγει το GTO. Απαραίτητη είναι η παρουσία του ρεύματος I_G στην πύλη, το οποίο εξασφαλίζει πως το GTO θα παραμένει στην αγώγιμη κατάσταση.

ΕΝΑΥΣΗ ΑΠΟΚΟΠΗΣ



Σχήμα 11. Καμπύλες V-t και I-t αποκοπής του GTO (Πηγή: [1])

Ο χρόνος t_s είναι ο απαιτούμενος χρόνος προκειμένου να αποφορτιστεί η πύλη και να διακοπεί η αγώγιμη κατάσταση. Το ρεύμα της ανόδου παρουσιάζει απότομη μείωση ενώ η τάση στην άνοδο αυξάνεται. Το ανάστροφο ρεύμα στην πύλη εξασφαλίζει πως το GTO θα παραμένει στην κατάσταση αποκοπής. Η τάση στην πύλη μειώνεται απότομα και στη συνέχεια σταθεροποιείται στην απαιτούμενη τάση.

Εφαρμογές

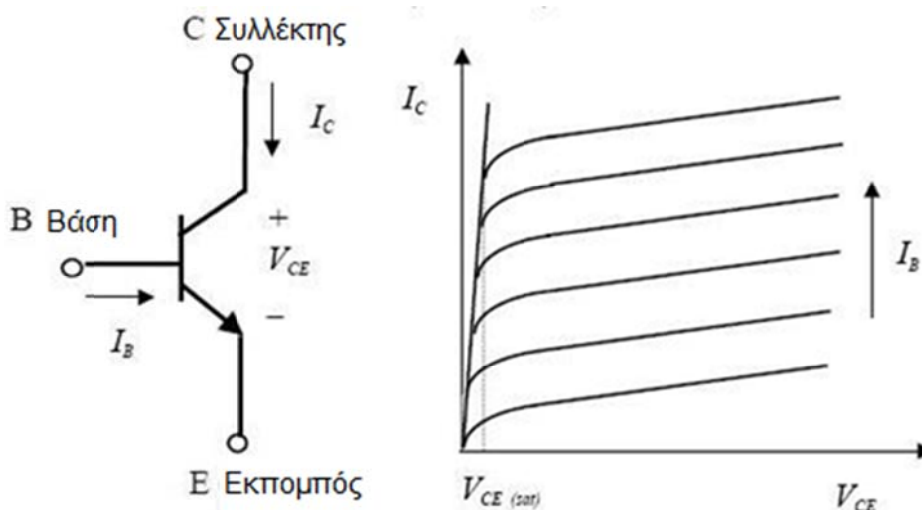
Τα GTO κατασκευάζονται σε μεγάλη ποικιλία χαρακτηριστικών, με δυνατότητα λειτουργίας σε τιμές μερικών kilovolts και kiloamperes. Για λόγους οικονομίας συνήθως προτιμάται η χρήση τους σε κυκλώματα ισχύος άνω του 0,5 MW, καθώς από εκεί κι έπειτα εμφανίζουν αρκετά καλό δείκτη κόστους/απόδοσης. Η διακοπτική τους συχνότητα κυμαίνεται κοντά στα 2 kHz, κάτι που περιορίζει την χρήση τους σε εφαρμογές που δεν απαιτούν μεγάλη ταχύτητα στην εναλλαγή καταστάσεων.

Χρησιμοποιούνται κυρίως σε κυκλώματα αντιστροφών και μετατροπών συνεχούς τάσης, όπου αξιοποιείται η διαφορά τους σε σχέση με τα θυρίστορ SCR, η ελεγχόμενη αποκοπή. Ως προς τις δυνατότητες ελέγχου τάσης και έντασης, τα GTOs τοποθετούνται ανάμεσα στα θυρίστορ και τα τρανζίστορ (που θα αναλυθούν παρακάτω). Η σχετικά απλή κατασκευή του περιορίζει το κόστος και η δυνατότητα λειτουργίας με σχετικά μεγάλες τιμές τάσης και έντασης, καθιστούν το GTO ένα σημαντικό και συχνά χρησιμοποιούμενο ημιαγωγικό στοιχείο.

2.4 BJT (Bipolar Junction Transistor)

Εισαγωγή – Συμβολισμός

Το τρανζίστορ επαφής ή διπολικό τρανζίστορ ήταν το πρώτο ημιαγωγικό στοιχείο που χρησιμοποιήθηκε ως στοιχείο ενίσχυσης. Συμβολίζεται όπως δείχνει το σχήμα 12, όπου φαίνεται και η χαρακτηριστική καμπύλη του.

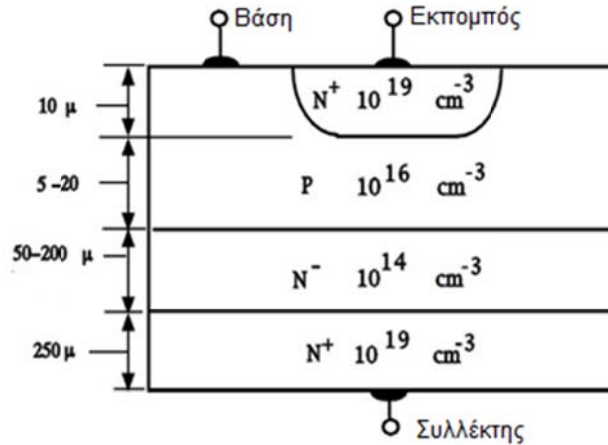


Σχήμα 12. Σύμβολο και χαρακτηριστική καμπύλη του BJT (Πηγή: [4])

Διακρίνουμε τους τρεις ακροδέκτες που έχει κάθε BJT, τον εκπομπό E (Emitter), την βάση B (Base) και τον συλλέκτη C (Collector). Κατά τη λειτουργία του πρέπει μεταξύ εκπομπού και βάσης να εφαρμόζεται ορθή πόλωση, ενώ μεταξύ συλλέκτη και βάσης ανάστροφη πόλωση.

Δομή

Το όνομα του BJT οφείλεται στο γεγονός πως αποτελείται από 3 στρώματα στοιχείων p και n, που μπορούν να τοποθετηθούν είτε ως pnp με παρουσία γερμάνιου, είτε ως npn με παρουσία πυριτίου, όπως φαίνεται στο σχήμα 13.



Σχήμα 13. Κρυσταλλική δομή του BJT (Πηγή: [1])

Λειτουργία – Χαρακτηριστικά διαγράμματα

Κατά την εφαρμογή της ορθής πόλωσης μεταξύ Β και Ε, ο αρνητικός πόλος της πηγής απωθεί τα ηλεκτρόνια από την επαφή n-p, ενώ ο θετικός πόλος απωθεί οπές από την n-p επαφή. Κατά την εφαρμογή της ανάστροφης τάσης μεταξύ Β και C, ο θετικός πόλος της πηγής έλκει τα ηλεκτρόνια του συλλέκτη ενώ ο αρνητικός πόλος έλκει τις οπές της βάσης. Όταν η ορθή και η ανάστροφη τάση εφαρμοστούν ταυτόχρονα, τότε το αρνητικό δυναμικό του εκπομπού απωθεί τα ελεύθερα ηλεκτρόνια του προς την επαφή n-p, η οποία λόγω της ορθής πόλωσης παρουσιάζει μικρή αντίσταση. Έτσι, τα ηλεκτρόνια εισέρχονται στην περιοχή της βάσης και ενώνονται με τις οπές της. Καθώς όμως ο κρύσταλλος p διαθέτει πολύ μικρό αριθμό οπών, τα περισσότερα ηλεκτρόνια δεν βρίσκουν οπές να ενωθούν και συνεχίζουν προς την περιοχή του συλλέκτη όπου έλκονται από τον θετικό πόλο της πηγής. Αποτέλεσμα του φαινομένου αυτού είναι να έχουμε ένα πολύ μικρό ρεύμα στη βάση και ένα πολύ μεγαλύτερο στο συλλέκτη. Η λειτουργία του BJT διαχωρίζεται σε τρεις χαρακτηριστικές περιοχές:

- **Ενεργός Περιοχή:** Κατά την ταυτόχρονη εφαρμογή της ορθής και ανάστροφης τάσης στους ακροδέκτες του τρανζίστορ, έχουμε λειτουργία στην περιοχή αυτή, όπως περιγράφηκε προηγουμένως.
- **Περιοχή Αποκοπής:** Όταν και οι δύο επαφές n-p είναι αρνητικά πολωμένες τότε τα ρεύματα που δημιουργούνται είναι πάρα πολύ μικρά και πρακτικά το τρανζίστορ θεωρείται ως ανοιχτός διακόπτης.
- **Περιοχή Κορεσμού:** Και οι δύο επαφές n-p είναι θετικά πολωμένες καθώς η επαφή εκπομπού και βάσης, σε συνδυασμό με το εξωτερικό κύκλωμα, δημιουργεί αρκετό ρεύμα στο συλλέκτη με αποτέλεσμα να πολώνεται θετικά και η επαφή συλλέκτη και βάσης. Στην περιοχή αυτή το τρανζίστορ πρακτικά θεωρείται κλειστός διακόπτης.

Πρέπει να σημειώσουμε πως όταν το τρανζίστορ χρησιμοποιείται σε διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύων, τότε λειτουργεί κατά κύριο λόγο της 2 τελευταίες περιοχές, έτσι ώστε να λειτουργεί σαν κλειστός ή ανοιχτός διακόπτης. Στις περιπτώσεις όπου χρησιμοποιείται ως ενισχυτής ρεύματος, το κέρδος από απλές διατάξεις είναι συνήθως μικρό, με αποτέλεσμα να χρησιμοποιούνται συνδυασμοί τρανζίστορ έτσι ώστε να αυξάνεται το όφελος.

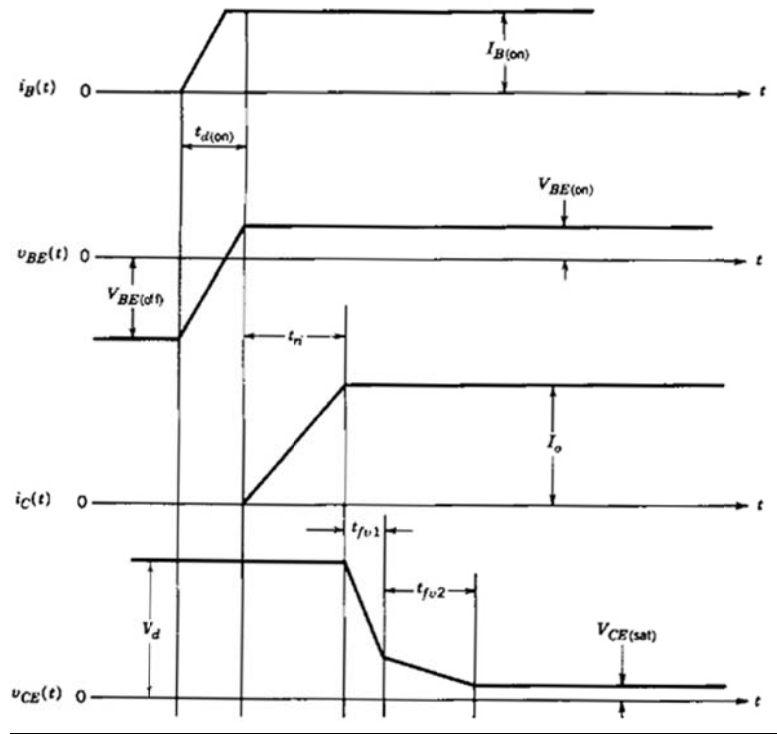
Δύο ιδιαίτερα σημαντικά μεγέθη της λειτουργίας του BJT είναι οι χρόνοι έναυσης και σβέσης:

- **Χρόνος έναυσης:** Είναι το άθροισμα του χρόνου καθυστέρησης που απαιτείται για την φόρτιση της χωρητικότητας της επαφής βάσης-εκπομπού και ο χρόνος ανύψωσης του ρεύματος συλλέκτη.
- **Χρόνος σβέσης:** Είναι το άθροισμα του συνολικού χρόνου αποθήκευσης, ο χρόνος που απαιτείται δηλαδή ώστε το ρεύμα του συλλέκτη να γίνει ίσο με το 0.9 της αρχικής του τιμής I_C και ο χρόνος καθόδου που ορίζεται ως το χρονικό διάστημα που απαιτείται μέχρι το ρεύμα του συλλέκτη από $0,9I_C$ να γίνει ίσο με $0,1I_C$.

Ο χρόνος καθυστέρησης μπορεί να μειωθεί αυξάνοντας το πλάτος I_{BF} και τον ρυθμό αύξησης του ρεύματος βάσης. Ο χρόνος αποθήκευσης καθορίζεται από τις προδιαγραφές του κατασκευαστή ενώ ο χρόνος καθόδου μπορεί να μειωθεί αυξάνοντας το πλάτος του αρνητικού παλμού βάσης. Η λειτουργία του BJT αναλύεται στις παρακάτω καταστάσεις:

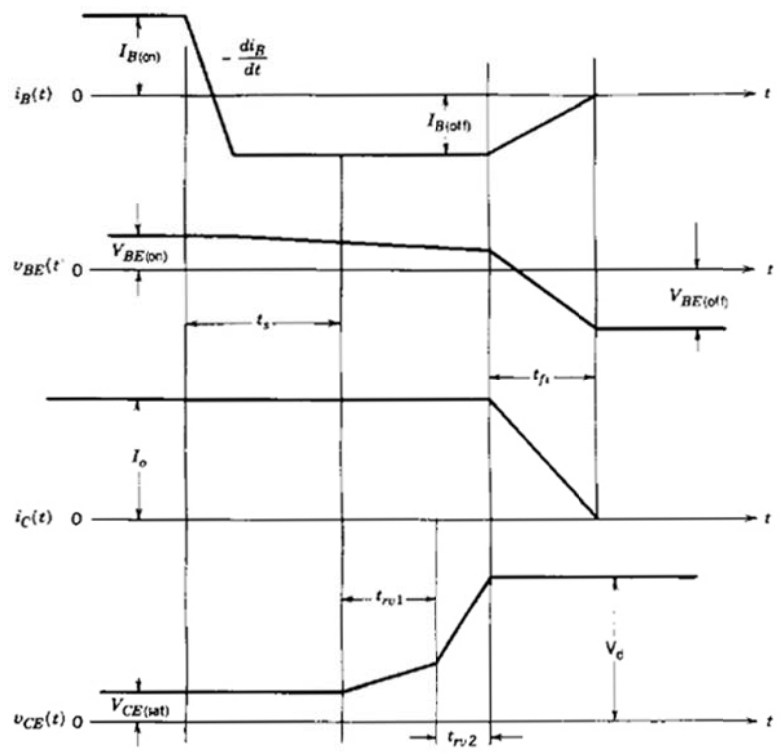
- Έναυση
- Σβέση
- Περιοχή Ασφαλούς Λειτουργίας
- Πρώτη Κατάρρευση
- Δεύτερη Κατάρρευση

Κατά τη φάση της έναυσης πρέπει να συνυπάρχουν θετική τάση στον συλλέκτη σε σχέση με τον εκπομπού και ροή ρεύματος στη βάση. Με τον τρόπο αυτό ελέγχεται η έναυση του τρανζίστορ. Δεδομένου πως στον συλλέκτη υπάρχει ήδη θετική τάση, τη χρονική στιγμή που επιθυμούμε την έναυση του τρανζίστορ εφαρμόζουμε μια τάση V_B στη βάση με αποτέλεσμα το ρεύμα που δημιουργείται να οδηγήσει το τρανζίστορ στο να αρχίσει να άγει. Ο χρόνος που απαιτείται προκειμένου να αρχίσει να άγει το τρανζίστορ είναι συνήθως της τάξης των 1 με 3 μs . Τα διαγράμματα της τάσης και του ρεύματος κατά τη φάση της έναυσης παρουσιάζονται στο σχήμα 14.



Σχήμα 14. Καμπύλες V-t και I-t έναυσης του BJT (Πηγή: [1])

Προκειμένου να πάψει να άγει το τρανζίστορ, αρκεί να μηδενιστεί το ρεύμα στη βάση. Χωρίς ρεύμα στη βάση, δεν υπάρχει πλέον ηλεκτρικό πεδίο στο σώμα του τρανζίστορ που θα επιταχύνει την κίνηση των ηλεκτρονίων. Το μειονέκτημα στην περίπτωση αυτή είναι πως η διαδικασία ολοκληρώνεται με το ρυθμό της φυσικής αποφόρτισης του τρανζίστορ και της αποδυνάμωσης του πεδίου, κάτι που οδηγεί με μεγάλους χρόνους μηδενισμού του ρεύματος. Προκειμένου να επιταχυνθεί η διαδικασία, εφαρμόζουμε μια αρνητική τιμή ρεύματος στη βάση με αποτέλεσμα την αντιστροφή του πεδίου και την ταχεία σβέση του τρανζίστορ. Ο χρόνος εξαρτάται άμεσα τόσο από την τιμή του ρεύματος βάσης κατά τη φάση της σβέσης, όσο και από την θετική τιμή του κατά τη φάση της έναυσης. Όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή του ρεύματος βάσης κατά την έναυση, τόσο μεγαλύτερο είναι το φορτίο που έχει αποθηκευτεί και πρέπει να αποφορτιστεί κατά τη φάση της σβέσης. Τα διαγράμματα της τάσης και της έντασης στην φάση της σβέσης με δεδομένο πως ο ρυθμός $-di_B/dt$ είναι ελεγχόμενος, παρουσιάζονται στο σχήμα 15.



Σχήμα 15. Καμπύλες V-t και I-t σθέσης τουBJT (Πηγή: [1])

Όπως όλα τα διακοπτικά ημιαγωγικά στοιχεία, έτσι και το τρανζίστορ έχει συγκεκριμένα όρια λειτουργίας, πέρα της τα οποία καταστρέφεται ή αποτυγχάνει να λειτουργήσει με βάση τα επιθυμητά αποτελέσματα.

Η Περιοχή Ασφαλούς Λειτουργίας (Safe Operation Area SOA) αντιπροσωπεύει την ηλεκτρική περιοχή μέσα στην οποία το τρανζίστορ λειτουργεί με υψηλή αξιοπιστία και σύμφωνα με τις προδιαγραφές του κατασκευαστή. Τα όρια της περιοχής αυτής καθορίζονται από την τάση στο συλλέκτη, το ρεύμα στο συλλέκτη και τις απώλειες ισχύος του ημιαγωγικού στοιχείου. Η περιοχή Ασφαλούς Λειτουργίας διαχωρίζεται σε Ορθής Πόλωσης και Ανάστροφης Πόλωσης, με βάση το αν το ρεύμα βάσης πολώνει θετικά ή αρνητικά την επαφή βάσης-εκπομπού.

Η Κατάσταση Πρώτης Κατάρρευσης είναι εκείνη η κατάσταση κατά την οποία η τάση μεταξύ συλλέκτη-εκπομπού έχει υπερβεί την μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή με αποτέλεσμα την καταστροφή της επαφής. Το τρανζίστορ παύει πλέον να λειτουργεί με βάση τα κατασκευαστικά του στοιχεία και έχει καταστραφεί.

Η κατάσταση Δεύτερης Κατάρρευσης αναφέρεται στο φαινόμενο όπου μια απότομη αύξηση στο ρεύμα του συλλέκτη προκαλεί μεγάλη αύξηση στις απώλειες του πλακιδίου στο τρανζίστορ. Οι απώλειες ισχύος στη φάση αυτή δεν είναι ισοκατανεμημένες ανάμεσα στα νήματα του πλακιδίου αλλά συγκεντρωμένες σε ένα σημείο, με αποτέλεσμα την τοπική αύξηση της θερμοκρασίας στο σημείο αυτό. Εάν το φαινόμενο δεν αντιμετωπιστεί αμέσως, τότε η αύξηση της θερμοκρασίας οδηγεί σε αδυναμία ορθής λειτουργίας των πλακιδίων και καταστροφή του τρανζίστορ.

Εφαρμογές

Συγκριτικά με το θυρίστορ, το τρανζίστορ έχει τη δυνατότητα ελέγχου μικρότερων τιμών τάσης και έντασης, υπερτερεί όμως στους χρόνους έναυσης και σβέσης, κάτι που του δίνει πλεονέκτημα στις εφαρμογές μεγάλης συχνότητας. Με τους διακοπτικούς χρόνους να κυμαίνονται σε μερικά microseconds, το τρανζίστορ μπορεί να επιτύχει διακοπτικές συχνότητες που φτάνουν τα δεκάδες kHz. Όμως, απαιτεί μεγαλύτερη τιμή ρεύματος βάσης προκειμένου να ελεγχθεί, σε σχέση με το θυρίστορ, κάτι που οδηγεί και πολυπλοκότερα ή ακριβότερα κυκλώματα ελέγχου από αυτά που απαιτούνται για την οδήγηση του θυρίστορ. Ένα άλλο σημαντικό πλεονέκτημα του τρανζίστορ είναι η δυνατότητα χρήσης του σε διατάξεις Darlington ώστε να αυξάνονται οι τιμές τάσης και ρεύματος που μπορεί να λειτουργήσει.

Σε γενικές γραμμές το τρανζίστορ δεν είναι το ίδιο διαδεδομένο με το θυρίστορ, κυρίως εξαιτίας του συνολικού κόστους για τον έλεγχο του και των χαμηλότερων τιμών τάσης και έντασης που μπορεί να λειτουργήσει. Χρησιμοποιείται κατά κανόνα σε εφαρμογές υψηλών συχνοτήτων και σε κυκλώματα PWM^[1] όπου απαιτούνται υψηλές τιμές διακοπτικής συχνότητας λειτουργίας.

2.5 MOSFET ΙΣΧΥΟΣ (Metal-Oxide-Semiconductor-Effect-Transistor)

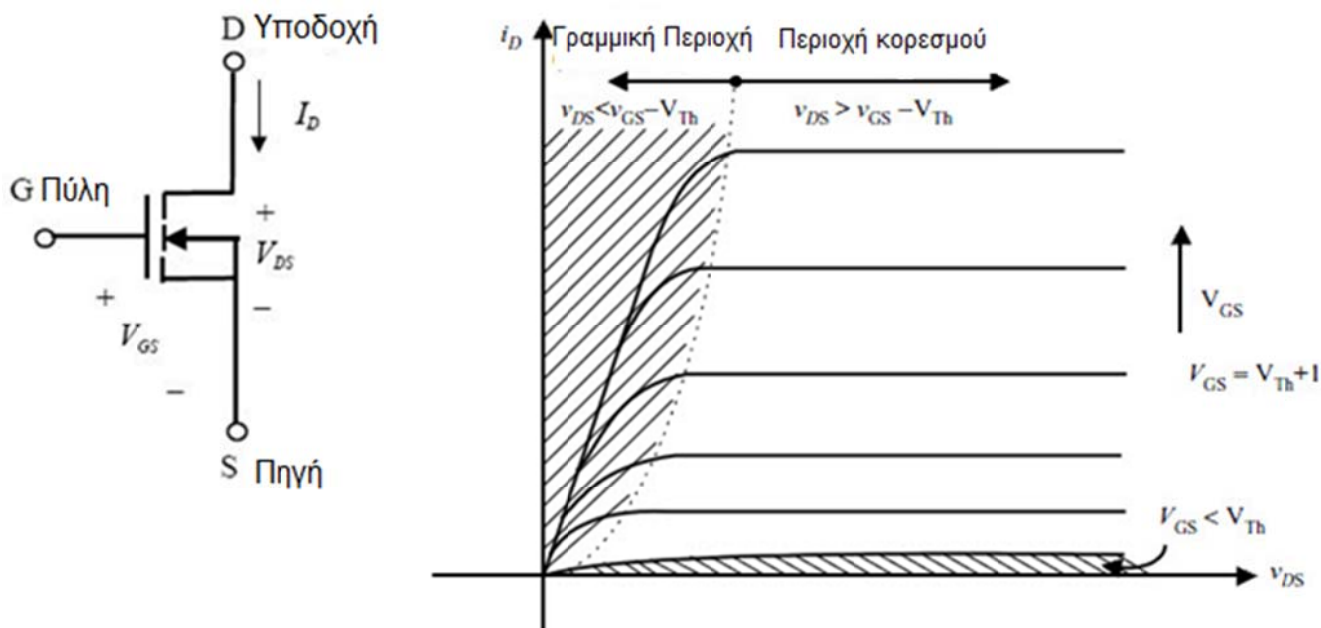
Εισαγωγή – Συμβολισμός

Το MOSFET ισχύος αναπτύχθηκε τη δεκαετία του 1980 και συνεχίζει να γνωρίζει μεγάλη εξέλιξη μέχρι τις μέρες μας. Είναι στοιχείο τριών ακροδεκτών και αναπαρίσταται όπως δείχνει το σχήμα 16, ενώ ο δίαυλος του μπορεί να είναι τύπου n ή τύπου p.

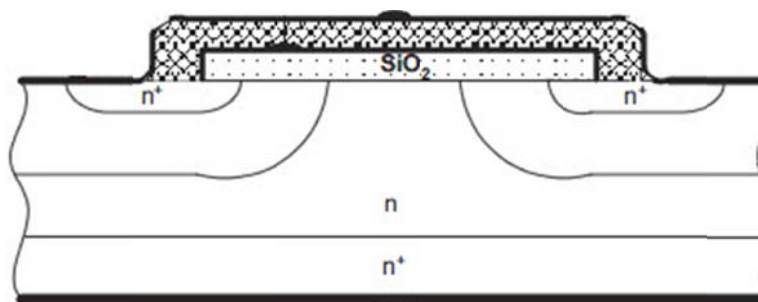
Δομή

Η τομή ενός MOSFET τύπου n φαίνεται στο σχήμα 17 και είναι ενδεικτική για την διαφορετική δομή του σε σχέση με τα διακοπτικά στοιχεία που είδαμε έως τώρα.

[1] Μέθοδος Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών, αναλύεται στο κεφάλαιο 6, σελίδα 100.



Σχήμα 16. Σύμβολο και χαρακτηριστική καμπύλη του MOSFET (Πηγή: [3])



Σχήμα 17. Κρυσταλλική δομή του MOSFET (Πηγή: [3])

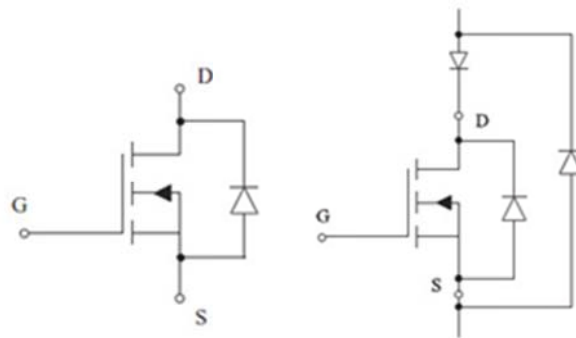
Λειτουργία – Χαρακτηριστικά διαγράμματα

Η πύλη G (Gate) ελέγχει τη ροή ρεύματος μεταξύ των ακροδεκτών της πηγής S (Source) και της υποδοχής D (Drain). Με δεδομένη μια θετική τάση μεταξύ D και S, αρκεί μια θετική μικρή τιμή τάσης στην πύλη προκειμένου το MOSFET να αρχίσει να άγει. Μηδενική τάση στην πύλη ισοδυναμεί με το MOSFET σε κατάσταση OFF. Σε αντίθεση με τα BJT και τα thyristors που ελέγχονται μέσω έντασης, το MOSFET ελέγχεται μέσω τάσης. Αυτός είναι και ο κυριότερος λόγος για τον οποίο επιτυγχάνει τόσο μεγάλες διακοπτικές συχνότητες, αφού απουσιάζει η απαίτηση αλλαγής δυναμικού του πεδίου του. Έχουν τη δυνατότητα ομαλής λειτουργίας με τιμές τάσης εκατοντάδες Volt και έντασης δεκάδες Ampere. Οι τιμές αυτές είναι σαφώς μικρότερες από τις αντίστοιχες των thyristors και η ισχύς που μπορεί να ελεγχθεί μέσω MOSFET είναι μερικά kilowatt, παρόλα αυτά υπάρχουν εφαρμογές χαμηλής

ισχύος όπου απαιτούνται πολύ υψηλές διακοπτικές συχνότητες, όπως κυκλώματα αδιάλειπτης τροφοδοσίας και οδήγησης μηχανών με χρήση της μεθόδου PWM.

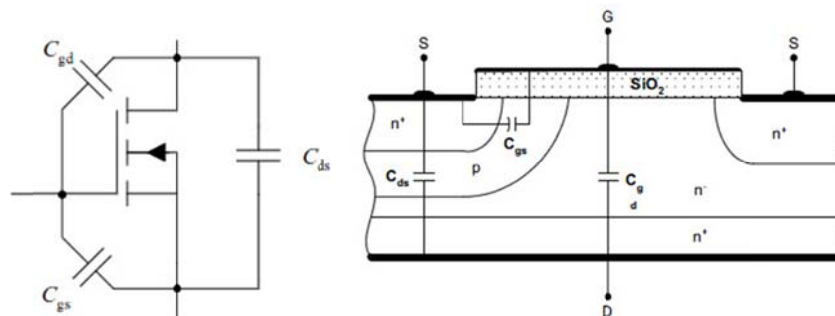
Στο MOSFET η πηγή S και η υποδοχή D βρίσκονται στις αντιδιαμετρικές πλευρές του SiI δίσκου, σε αντίθεση με τα thyristors και τα BJT που εξετάσαμε προηγουμένως. Εξαιτίας του γεγονότος πως το MOSFET ελέγχεται μέσω τάσης κι όχι έντασης, απαιτείται μια πολύ μικρή τιμή έντασης στην πύλη του, προκειμένου να περάσει στην αγώγιμη κατάσταση. Η τάση πρέπει να διατηρείται στην πύλη καθ' όλη τη διάρκεια της αγώγιμης κατάστασης. Αποτέλεσμα των παραπάνω είναι το MOSFET εκτός από την ταχύτερη εναλλαγή μεταξύ αγώγιμης και μη αγώγιμης κατάστασης, σε σχέση με το BJT, να επηρεάζεται λιγότερο από την θερμοκρασία στα στρώματα του, ενώ απαιτεί και μικρότερη ισχύ στο κύκλωμα ελέγχου της πύλης του.

Οι σύγχρονες υλοποιήσεις MOSFET σε πολλές περιπτώσεις χρησιμοποιούν μία ή δύο εσωτερικές διόδους, όπως φαίνεται στο σχήμα 18, προκειμένου να είναι δυνατή η αμφίδρομη διακοπτική ικανότητα, ενώ όταν απαιτείται εξαιρετική μεγάλη διακοπτική συχνότητα, χρησιμοποιείται και δεύτερη διάδος ταχείας επαναφοράς.



Σχήμα 18. Κύκλωμα MOSFET με παράλληλες διόδους (Πηγή: [3])

Ένα άλλο σημαντικό στοιχείο που επηρεάζει την διακοπτική συχνότητα του MOSFET είναι οι εσωτερικές παρασιτικές χωρητικότητες της πηγής, της υποδοχής και της πύλης. Το σχήμα 19 αναπαριστά το ισοδύναμο κύκλωμα ενός MOSFET λαμβάνοντας υπόψη την χωρητικότητα μεταξύ πύλης-πηγής (C_{gs}), πύλης-υποδοχής (C_{gd}) και υποδοχής-πηγής (C_{ds}).



Σχήμα 19. Ισοδύναμο κύκλωμα του MOSFET (Πηγή: [3])

Κατά τη διάρκεια της έναυσης αγωγής, οι ισοδύναμοι πυκνωτές C_{dg} και C_{gs} πρέπει να φορτιστούν μέσω της πύλης, άρα το κύκλωμα ελέγχου πρέπει να είναι κατάλληλα σχεδιασμένο ώστε η παρεχόμενη ισχύς να προσφέρει τη δυνατότητα γρήγορης φόρτισης και αποφόρτισης και να αποφεύγονται φαινόμενα μεταβατικών σφαλμάτων και καθυστερήσεις στην έναυση και την σβέση.

Στην πλειοψηφία τους τα MOSFET που χρησιμοποιούνται είναι τύπου n όπως στο σχήμα 17. Στην περίπτωση τύπου p η μόνη διαφορά είναι πως οι πολικότητες του ρεύματος και της τάσης είναι αντεστραμμένες.

Από το σχήμα 16 βλέπουμε πως υπάρχουν τρεις χαρακτηριστικές περιοχές λειτουργίας, η ενεργός (ωμική) περιοχή, η περιοχή κορεσμού και η περιοχή αποκοπής. Όταν το MOSFET χρησιμοποιείται ως διακόπτης, μόνο η ωμική περιοχή και η περιοχή αποκοπής χρησιμοποιούνται. Αν όμως χρησιμοποιηθεί ως ενισχυτικό, τότε λειτουργεί στην περιοχή κορεσμού, που αντιστοιχεί στην ενεργό περιοχή λειτουργίας ενός BJT.

Όταν $V_{GS} < V_{Th}$ τότε βρισκόμαστε στην περιοχή αποκοπής. Προκειμένου να μεταβεί το MOSFET στην γραμμική περιοχή (ή στην περιοχή κορεσμού) πρέπει η τάση στην πύλη να είναι $V_{GS} > V_{Th}$. Η τιμή της τάσης V_{Th} δίδεται από τις προδιαγραφές του κατασκευαστή και συνήθως κυμαίνεται μεταξύ 1-3 Volts.

Επιπλέον, παρατηρούμε από το διάγραμμα v-i του MOSFET πως η κλίση της καμπύλης τόσο στην περιοχή κορεσμού όσο και στην ενεργό περιοχή είναι μικρότερη από αυτή του τρανζίστορ. Αυτό δείχνει πως η αντίσταση αγωγής του MOSFET είναι μεγαλύτερη και καθιστά το MOSFET καλύτερο ως πηγή σταθερού ρεύματος.

Για να μεταβεί το MOSFET στην κατάσταση αγωγής θα πρέπει να εφαρμόσουμε έναν παλμό τάσης στην πύλη, όπως διατυπώθηκε παραπάνω. Για να μεταβεί το MOSFET στην κατάσταση αποκοπής απαιτείται στην πύλη του μια μηδενική ή στιγμιαία αρνητική τάση. Η αρνητική τάση διευκολύνει την αποφόρτιση των παρασιτικών χωρητικοτήτων και συμβάλει στην επίτευξη υψηλών διακοπτικών συχνοτήτων.

Εφαρμογές

Αν και τα MOSFET δεν έχουν ιδιαίτερα μεγάλες δυνατότητες ελέγχου υψηλών τιμών τάσης και έντασης, εμφανίζουν εξαιρετικές διακοπτικές ταχύτητες εναλλαγής της αγωγίμης και μη κατάστασής τους. Πρόκειται για το πλέον γρήγορο ημιαγωγικό στοιχείο με την διακοπτική του συχνότητα σε κάποιες περιπτώσεις να ξεπερνά το 1 MHz. Η τάση και η ένταση με τις οποίες μπορούν να λειτουργήσουν φτάνουν τα 600 V και τα 40 A.

Φυσικά το MOSFET έχει οριακές τιμές προκειμένου να λειτουργεί μέσα στην περιοχή ασφαλούς λειτουργίας. Η περιοχή αυτή ορίζεται από την μέγιστη τάση στην πύλη του, από την μέγιστη τιμή του ρεύματος διοχέτευσης που θα δημιουργηθεί, από την εσωτερική θερμοκρασία επαφής του πλακιδίου του και από την τάση κατάρρευσης.

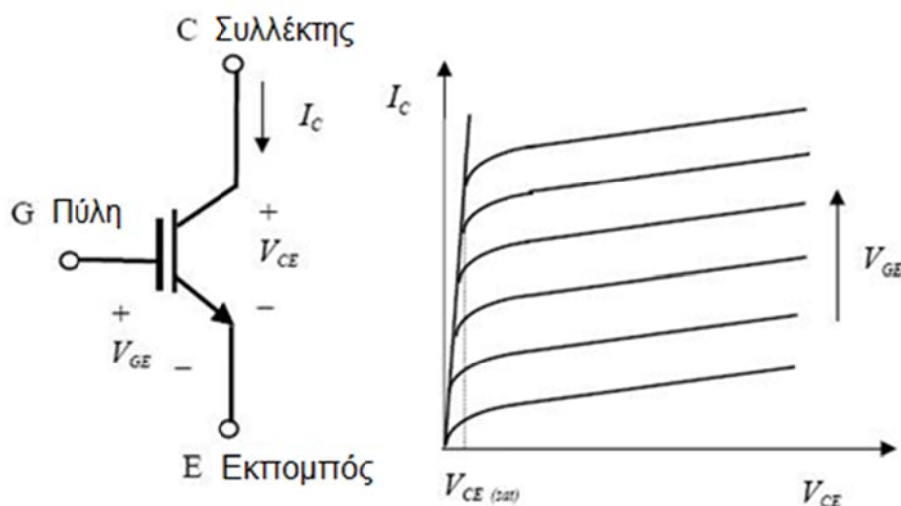
Στα πλεονεκτήματα του MOSFET κατατάσσονται οι υψηλοί διακοπτικοί χρόνοι, το γεγονός πως απαιτεί σχετικά απλό κύκλωμα οδήγησης με μικρή ισχύ καθώς και το γεγονός πως δεν απαιτεί πολύπλοκα κυκλώματα προστασίας.

Από την άλλη, το κυριότερο μειονέκτημα του είναι το γεγονός πως δεν μπορεί να λειτουργήσει σε μεγάλη ισχύ, έτσι περιορίζεται κοντά στα 4 kW που μπορεί να διαχειριστεί επαρκώς. Ένα άλλο μειονέκτημα είναι το γεγονός πως από μόνο του το MOSFET δεν μπορεί να αποκόψει την ανάστροφη τάση.

2.6 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

Εισαγωγή – Συμβολισμός

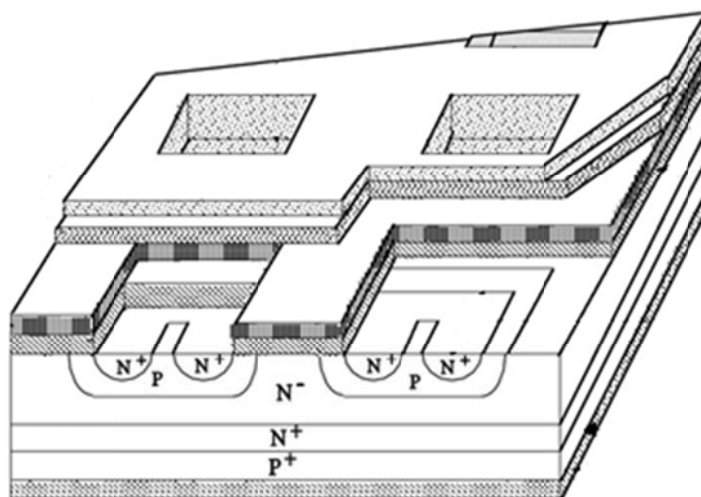
Πρόκειται για έναν συνδυασμό MOSFET τύπου n και τρανζίστορ ισχύος (BJT) τύπου pnp, με τον συμβολισμό του και τη χαρακτηριστική του καμπύλη να παρουσιάζονται στο σχήμα 20.



Σχήμα 20. Σύμβολο και χαρακτηριστική καμπύλη του IGBT (Πηγή: [4])

Δομή

Η δομή του IGBT φαίνεται στο σχήμα 21. Είναι παρόμοια με αυτή του MOSFET, με εξαίρεση το p^+ στρώμα στη βάση του. Η διαφορά αυτή, που βασίζεται στη δομή του BJT, προσφέρει την ικανότητα διαχείρισης μεγαλύτερης ισχύος από αυτή του MOSFET.



Σχήμα 21. Κρυσταλλική δομή του IGBT (Πηγή: [1])

Λειτουργία – Χαρακτηριστικά διαγράμματα

Η λειτουργία του IGBT αντιστοιχεί στον συνδυασμό ενός MOSFET ισχύος, συνδεδεμένου στη βάση ενός pnp τρανζίστορ, ενώ το κύκλωμα οδήγησης του IGBT χρησιμοποιεί ένα τρανζίστορ pnp για την έναυση κι ένα τρανζίστορ pnp για την αποκοπή του. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα υψηλές διακοπτικές συχνότητες και σχετικά μεγάλη ικανότητα διαχείρισης ισχύος, σε σχέση με τα μεμονωμένα MOSFET και BJT. Ουσιαστικά πρόκειται για ένα κατάλληλα διαμορφωμένο BJT όπου ο έλεγχος του γίνεται με βάση την τάση κι όχι την ένταση στο κύκλωμα ελέγχου, κάτι που προσφέρει καλύτερη δυναμική συμπεριφορά σε σχέση με το πρώτο.

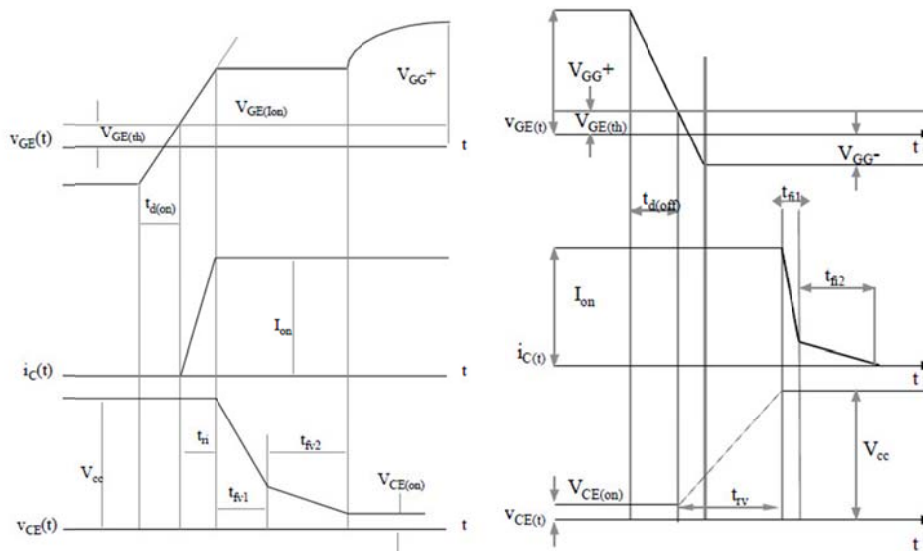
Όταν δοθεί θετικός παλμός τάσης στο κύκλωμα οδήγησης του IGBT, τότε το pnp τρανζίστορ άγει και στη συνέχεια εφαρμόζει την τάση V_s στην πύλη του IGBT με αποτέλεσμα αυτό να μεταβαίνει στην κατάσταση αγωγής. Η τάση αυτή είναι συνήθως της τάξης των 13-15 Volts. Αν στο κύκλωμα οδήγησης δοθεί μηδενική ή αρνητική τάση, τότε το τρανζίστορ τύπου pnp άγει και γειώνεται η πύλη G, με αποτέλεσμα το GTO να μεταβαίνει στην κατάσταση αποκοπής, αποφορτίζοντας τις παρασιτικές χωρητικότητες μέσω του pnp τρανζίστορ. Οι χρόνοι μετάβασης αγωγής και αποκοπής, ρυθμίζονται από τις αντιστάσεις του κυκλώματος οδήγησης, καθορίζοντας την τιμή του ρεύματος που θα εφαρμοστεί στην πύλη, ενώ συχνά χρησιμοποιείται κι ένας ηλεκτρολυτικός πυκνωτής που εξασφαλίζει τη μείωση της κυμάτωσης της τάσης V_s που εφαρμόζεται στην πύλη.

Για να υπάρχει η δυνατότητα αμφίπλευρης ροής ρεύματος στο IGBT, μέσα στο πλακίδιο του υπάρχει ενσωματωμένη μια δίοδος ελεύθερης διέλευσης. Το θετικό ρεύμα άγεται μέσω του IGBT ενώ το αρνητικό ρεύμα μέσω της διόδου.

Ενώ στα διπολικά τρανζίστορ οι διακοπτικοί χρόνοι εξαρτώνται από το ρεύμα στη βάση και το ρεύμα στο συλλέκτη, για ένα IGBT οι χρόνοι αυτοί εξαρτώνται από την τάση μεταξύ πύλης-εκπομπού και το ρεύμα στο συλλέκτη. Έτσι, η δυναμική συμπεριφορά του IGBT επηρεάζεται τόσο από το

κύκλωμα οδήγησης όσο και από το κύκλωμα ισχύος, κάτι που καθιστά σχετικά δύσκολο τον ακριβή υπολογισμό της απόδοσής του, προτού υλοποιηθεί το κύκλωμα και ληφθούν οι απαραίτητες πειραματικές μέτρησης.

Οι κυματομορφές της έναυσης και της σβέσης ενός κυκλώματος IGBT με επαγωγικό φορτίο παρουσιάζονται στο σχήμα 22.



Σχήμα 22. Κυματομορφές V-I λειτουργίας του IGBT (Πηγή: [3])

Παρατηρούμε πως το διάγραμμα έναυσης μοιάζει αρκετά με αυτό ενός MOSFET, κάτι που οφείλεται στην παρόμοια δομή τους. Κατά τη διάρκεια του χρόνου $t_{d(on)}$ το ρεύμα της πύλης φορτίζει τις εσωτερικές ωμικές χωρητικότητες έως ότου η τάση μεταξύ πύλης G και εκπομπού E να γίνει ίση με την τιμή $V_{GE(th)}$. Κατά τη διάρκεια του χρόνου t_{r1} το ρεύμα του φορτίου κινείται μέσω της διόδου και φτάνει την τελική σταθερή του τιμή. Όταν η τιμή της τάσης μεταξύ πύλης και εκπομπού φτάσει την τιμή $V_{GE(lon)}$ τότε η τάση μεταξύ συλλέκτη C και εκπομπού E αρχίζει να μειώνεται καθώς αποφορτίζεται η εσωτερική χωρητικότητα C_{gd} της πύλης-υποδοχής. Η τάση στην πύλη αρχίζει να αυξάνει ξανά αφού πρώτα το rnr τμήμα περάσει από την περιοχή κορεσμού στη γραμμική περιοχή.

Η διαδικασία της σβέσης αρχίζει τη στιγμή που η τάση μεταξύ πύλης – εκπομπού γίνει ίση με μηδέν ή πάρει αρνητική τιμή. Οι τιμές της τάσης και της έντασης παραμένουν σταθερές έως ότου η τάση της πύλης φτάσει στην τιμή $V_{GE(lon)}$. Ο χρόνος αυτός ορίζεται ως $t_{d(off)}$. Στη συνέχεια η τάση στον συλλέκτη αυξάνει με ρυθμό που καθορίζεται από την εσωτερική αντίσταση της πύλης, ενώ το ρεύμα διατηρείται σταθερό. Καθώς το MOS τμήμα αποφορτίζεται, το ρεύμα στο συλλέκτη μειώνεται ραγδαία. Όταν η τάση στον συλλέκτη γίνει ίση με την τάση στο δίαυλο (bus) τότε αρχίζει να άγει η εσωτερική διάδος ελεύθερης διέλευσης. Για να ολοκληρωθεί η διαδικασία σβέσης, απομένει να αποφορτιστεί η εσωτερική χωρητικότητα του n^- τμήματος, κάτι που επιτυγχάνεται μέσω του συλλέκτη, το ρεύμα του οποίου υποστηρίζεται από την αποφόρτιση του τμήματος n^- .

Εφαρμογές

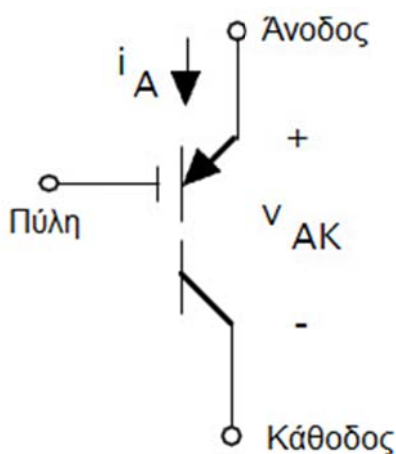
Τα IGBT αναπτύχθηκαν και γνώρισαν μεγάλη εξέλιξη εξαιτίας των εξαιρετικών τους χαρακτηριστικών. Έχουν ικανότητα διαχείρισης τάσης για τιμές 300 έως 1600 Volts, έντασης 10 έως 400 Ampere και διακοπτική συχνότητα 1 έως 20 KHz. Κατατάσσονται στο μέσο μεταξύ των διακοπτικών ηλεκτρονικών ισχύος ως προς απόλυτες τιμές, συνδυάζουν όμως άριστα την ταχύτητα με την ικανότητα διαχείρισης φορτίου. Ένα επιπλέον πλεονέκτημα είναι το γεγονός πως το IGBT οδηγείται μέσω τάσης κι όχι έντασης, κάτι που απαιτεί πιο απλό κύκλωμα ελέγχου σε σχέση με τα ημιαγωγικά στοιχεία που οδηγούνται μέσω έντασης.

Το IGBT βρίσκει εφαρμογή σε εγκαταστάσεις αδιάλειπτης τροφοδοσίας (UPS), εγκαταστάσεις θέρμανσης, ιατρικό εξοπλισμό και κυκλώματα οδήγησης μηχανών. Οι καλές διακοπτικές συχνότητες το καθιστούν ιδανικό για κυκλώματα PWM. Το κόστος κατασκευής του είναι σχετικά μεγάλο σε σχέση με τα άλλα διακοπτικά ηλεκτρονικά, ένα μέρος του όμως εξισορροπείται από το απλό κύκλωμα οδήγησης που απαιτεί. Έχει μικρότερους διακοπτικούς χρόνους από το MOSFET, αλλά παρέχει την δυνατότητα διαχείρισης μεγαλύτερου φορτίου και παρόλο που σε σχέση με ένα BJT διαχειρίζεται μικρότερες τιμές τάσης και έντασης, προσφέρει καλύτερους χρόνους έναυσης και σβέσης.

2.7 MCT (Mos Controlled Thyristor)

Εισαγωγή – Συμβολισμός

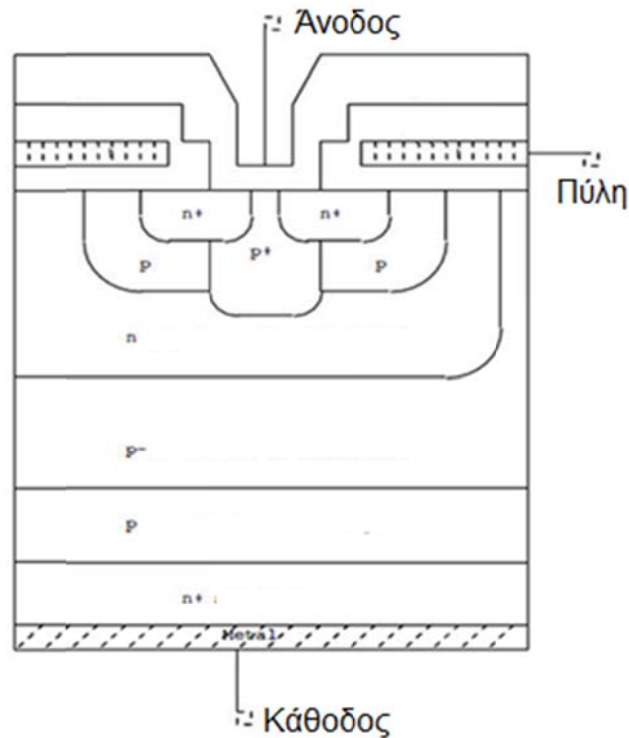
Το MCT αναπτύχθηκε κυρίως την τελευταία δεκαετία με σκοπό να συνδυάσει τις υψηλές διακοπτικές συχνότητες των MOSFET με τις υψηλές τιμές διαχείρισης τάσης και έντασης των θυρίστορ και GTO. Πρόκειται για ένα ημιαγωγικό στοιχείο που συνδυάζει δύο MOSFET με ένα θυρίστορ, μέσα στο πλακίδιο του. Συμβολίζεται όπως δείχνει το σχήμα 23.



Σχήμα 23. Σύμβολο του MCT (Πηγή: [4])

Δομή

Η κάθετη τομή του MCT φαίνεται στο σχήμα 24.

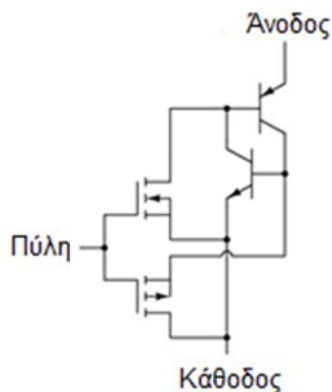


Σχήμα 24. Κρυσταλλική δομή του MCT (Πηγή: [3])

Το κυρίως σώμα του MCT αποτελείται από ένα συνδυασμό ρηρη στρωμάτων που εξασφαλίζουν την αγωγή και αποκοπή του ρεύματος, ενώ τα δύο MOS τμήματα είναι υπεύθυνα για τη διακοπτική λειτουργία του. Στην άνοδο υπάρχουν μερικές χιλιάδες κελιά, δύο από τα οποία φαίνονται στο σχήμα 24. Ο μεγάλος αριθμός των κελιών εξασφαλίζει τη γρήγορη απόκριση στη ροή του ρεύματος. Το ένα από τα δύο MOSFET είναι τύπου p (pnp) και συμμετέχει στην έναυση του MCT, ενώ το άλλο είναι τύπου n (npn) και καθορίζει την σβέση του. Και τα δύο έχουν κοινή πύλη G.

Λειτουργία – Χαρακτηριστικά διαγράμματα

Το ισοδύναμο κύκλωμα ενός MCT φαίνεται στο σχήμα 25.



Σχήμα 25. Ισοδύναμο κύκλωμα του MCT (Πηγή: [3])

Όπως αναφέρθηκε ήδη, το MCT ουσιαστικά αποτελείται από δύο MOSFET συνδυασμένα με ένα SCR. Το SCR αποτελείται από τα διπολικά θυρίστορ Q1 και Q2. Το PMOS είναι τοποθετημένο μεταξύ του συλλέκτη και του εκπομπού του Q2 ενώ το NMOS βρίσκεται μεταξύ βάσης και εκπομπού του Q2. Όταν ένας αρνητικός παλμός τάσης (περίπου 10 Volts) εφαρμοστεί στην πύλη του MCT σε σχέση με την άνοδο, τότε αρχίζει να άγει το PMOS και τροφοδοτεί με ρεύμα τη βάση του τρανζίστορ Q2. Η τάση αυτή θα οδηγήσει το Q2 στην κατάσταση αγωγής και θα δημιουργηθεί ρεύμα στη βάση του Q1, κάτι που θα έχει ως αποτέλεσμα τη ροή ρεύματος από την άνοδο προς την κάθοδο. Εφόσον τα Q1 και Q2 άγουν, το MCT παραμένει στην κατάσταση αγωγής. Για να περάσει στην κατάσταση αποκοπής, πρέπει να εφαρμοστεί ένας θετικός παλμός μεταξύ πύλης και ανόδου, κάτι που θα οδηγήσει στην εκτροπή του ρεύματος από το Q1. Η σβέση του Q1 έχει ως επακόλουθο την σβέση και του Q2, άρα και του MCT που πλέον παύει να άγει.

Εφαρμογές

Τα MCT γνωρίζουν ιδιαίτερη ανάπτυξη τα τελευταία χρόνια και είναι ένα αρκετά υποσχόμενο ημιαγωγό στοιχείο για το μέλλον. Η τάση και η ένταση που διαχειρίζεται ικανοποιητικά είναι αντίστοιχων τιμών με αυτές των MOSFET και IGBT. Αν και χρησιμοποιείται κυρίως σε κυκλώματα συνεχούς τάσης, αντιστροφείς και μετατροπείς, μπορεί να χρησιμοποιηθεί και σε κυκλώματα ΕΡ-ΣΡ με την συνοδεία ενός επιπλέον κυκλώματος διόδου που θα συμμετέχει στην αποκοπή της ανάστροφης τάσης.

Η τάση που μπορεί να διαχειριστεί φτάνει τα 1.000 Volts και η ένταση τα 100 Amperes, συνδυάζει όμως ικανοποιητικές διακοπτικές συχνότητες και όχι ιδιαίτερα πολύπλοκο μηχανισμό ελέγχου. Το κόστος του είναι ένα επιπλέον μειονέκτημα καθώς είναι αυξημένο, ιδιαίτερα για τα δεύτερης γενιάς MCR που εξελίσσονται τα τελευταία χρόνια.

2.8 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΗΜΙΑΓΩΓΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ

Η δίοδος αποτελεί το πιο απλό ημιαγωγικό στοιχείο και δεν μπορεί να ελεγχθεί με εξωτερικό κύκλωμα ελέγχου. Η αγώγιμη ή μη κατάσταση εξαρτάται από την τάση στα άκρα της. Σπάνια χρησιμοποιείται ως το βασικό ημιαγωγικό στοιχείο σε κάποιο κύκλωμα, αλλά πολύ συχνά βρίσκει εφαρμογή ως βοηθητικό στοιχεία (δίοδος ελεύθερης διέλευσης, κυκλώματα προστασίας κτλ). Το χαμηλό κόστος και οι καλές δυνατότητες αποτελούν πλεονέκτημα, ενώ η χαμηλή διακοπτική συχνότητα και η αδυναμία ελέγχου είναι τα βασικότερα μειονεκτήματα.

Το SCR αποτελεί το επόμενο βήμα μετά την δίοδο, καθώς προσφέρει τη δυνατότητα ελέγχου της έναυσης μέσω κυκλώματος παλμών. Δεν είναι δυνατή όμως η δυνατότητα ελέγχου της αποκοπής, για αυτό θεωρείται ημί-ελεγχόμενο στοιχείο. Βρίσκει εφαρμογή σε σχετικά απλά κυκλώματα όπου αξιοποιούνται κυρίως οι πολύ υψηλές δυνατότητες διαχείρισης τάσης και έντασης σε συνδυασμό με το χαμηλό κόστος και το απλό κύκλωμα ελέγχου που απαιτεί.

Το GTO είναι πλήρως ελεγχόμενο ημιαγωγικό στοιχείο με υψηλές δυνατότητες διαχείρισης τάσης και έντασης και σχετικά καλές διακοπτικές συχνότητες. Απαιτεί όμως ιδιαίτερα πολύπλοκο κύκλωμα οδήγησης, κάτι που αυξάνει το συνολικό κόστος του. Έτσι η χρήση του περιορίζεται σε κυκλώματα πολύ μεγάλης ισχύος, που δεν μπορεί να ανταποκριθεί κάποιο από τα υπόλοιπα ημιαγωγικά στοιχεία. Η εξέλιξη του σήμερα είναι σχετικά αργή, καθώς μετρά ήδη 30 χρόνια στη βιομηχανία.

Το BJT εμφανίστηκε την δεκαετία του '70 και αρχικά γνώρισε γρήγορη εξέλιξη καθώς συνδυάζει μέτριες δυνατότητες διαχείρισης ισχύος με πολύ υψηλές διακοπτικές συχνότητες. Απαιτεί όμως πολύπλοκο και ιδιαίτερα δαπανηρό κύκλωμα οδήγησης, κάτι που περιόρισε τις εφαρμογές του μόνο σε αυτές όπου η ταχύτητα ήταν βασική προτεραιότητα σε σχέση με το κόστος. Πλέον γνωρίζει ελάχιστη εξέλιξη και η χρήση του περιορίζεται σημαντικά από την εμφάνιση νεότερων ημιαγωγικών στοιχείων.

Το MOSFET συνδυάζει πολύ μεγάλες διακοπτικές ταχύτητες με πολύ απλό κύκλωμα οδήγησης αλλά χαμηλές ικανότητες διαχείρισης ισχύος. Εξακολουθεί να εξελίσσεται με ικανοποιητικούς ρυθμούς, αλλά οι χαμηλές τιμές τάσης και έντασης δεν του επιτρέπουν να βρει εφαρμογή σε μια πληθώρα κυκλωμάτων της βιομηχανίας.

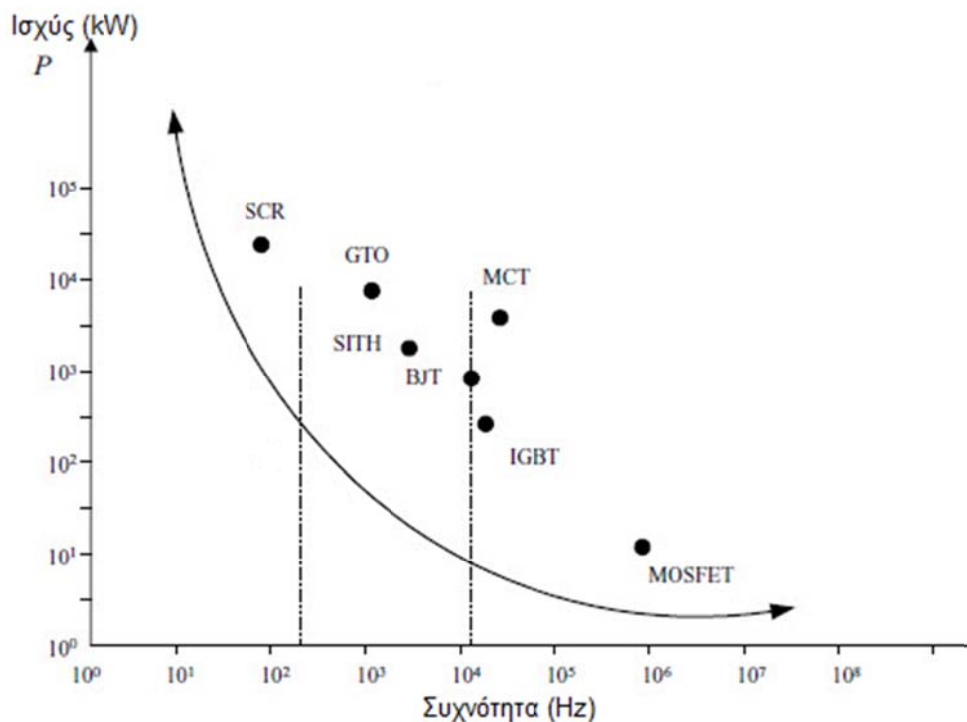
Το IGBT προκύπτει από τον συνδυασμό του MOSFET και του BJT με σκοπό να συνυπάρχουν τα κυριότερα πλεονεκτήματα των δύο. Έτσι παρέχεται η δυνατότητα διαχείρισης σχετικά υψηλών τιμών τάσης και έντασης σε υψηλές διακοπτικές συχνότητες ενώ το κύκλωμα ελέγχου του είναι απλό. Αποτελεί την χρυσή τομή και εφαρμόζεται ευρέως στην βιομηχανία. Εξελίσσεται συνεχώς και είναι αρκετά υποσχόμενο για το μέλλον.

Το MCT, συνδυασμός MOSFET και θυρίστορ SCR, αποτελεί το νεότερο μέλος στην οικογένεια των ημιαγωγικών στοιχείων και συνδυάζει τις υψηλές διακοπτικές ταχύτητες με την ικανοποιητική διαχείριση τάσης και έντασης. Απαιτεί σχετικά απλό κύκλωμα ελέγχου, κάτι που μειώνει το κόστος του και βρίσκει εφαρμογή κυρίως σε κυκλώματα συνεχούς τάσης.

Ο πίνακας 1 παρουσιάζει τη μέγιστη τάση και ένταση που λειτουργούν τα ημιαγωγικά στοιχεία που παρουσιάστηκαν έως τώρα, ενώ ακολουθούν τα ίδια στοιχεία σε γραφική αναπαράσταση (σχήματα 27, 28 και 29) όπου είναι εμφανείς οι μεταξύ τους διαφορές.

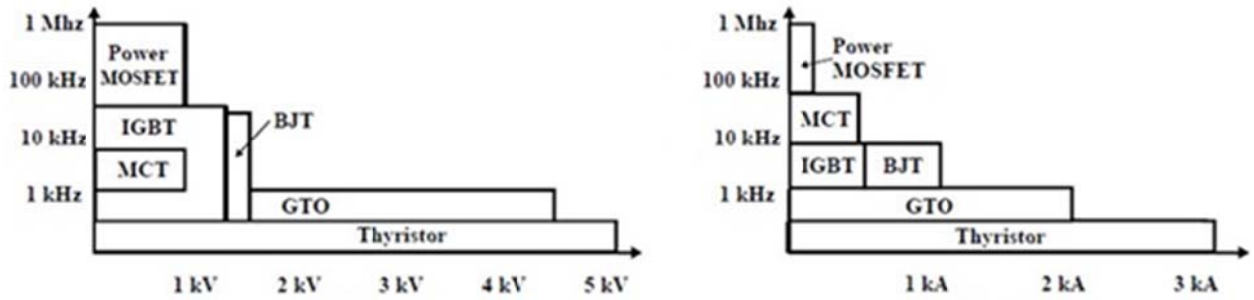
Ημιαγωγικό Στοιχείο	Έτος εμφάνισης	Τάση (kV)	Ένταση (A)	Συχνότητα (kHz)	Ισχύς (MW)
Thyristor (SCR)	1957	6	2500	0,5	100
Triac	1958	1	100	0,5	0,1
GTO	1962	4,5	3000	2	10
BJT (Darlington)	1960	1,2	800	10	1
MOSFET	1976	0,5	50	1000	0,1
IGBT	1983	1,2	400	20	0,1
SIT	1985	1,2	300	100	0,01
SITH	1986	1,5	300	10	0,01
MCT	1988	3	2000	100	0,01

Πίνακας 1. Χαρακτηριστικά μεγέθη των ημιαγωγικών στοιχείων

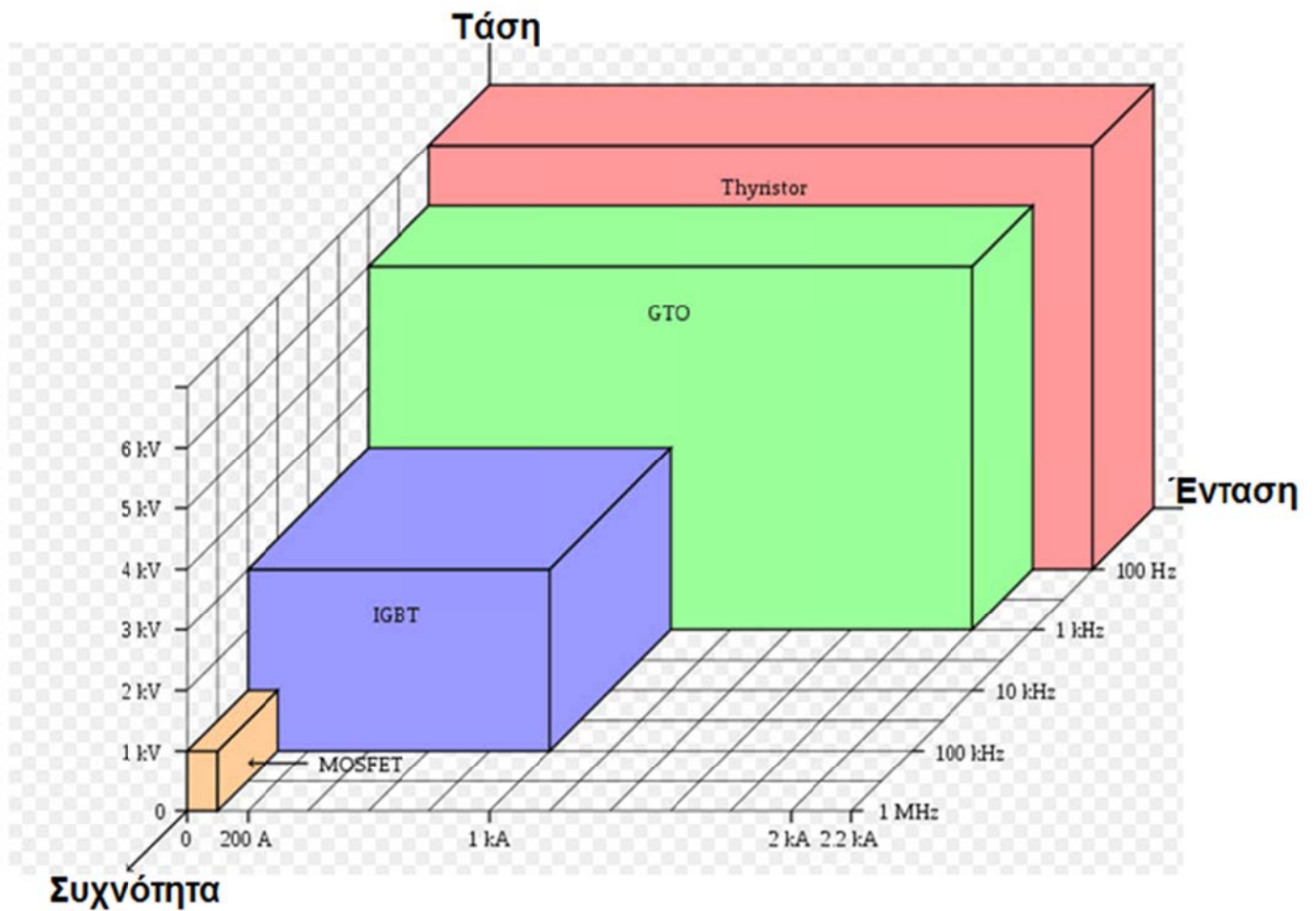


Σχήμα 27. Διάγραμμα Ισχύος-Συχνότητας των ημιαγωγικών στοιχείων (Πηγή: [27])

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
 Διπλωματική Εργασία.



Σχήμα 28. Ραβδόγραμμα Συχνότητας-Τάσης και Συχνότητας-Έντασης των ημιαγωγικών στοιχείων
 (Πηγή: [3])



Σχήμα 29. Τρισδιάστατο διάγραμμα χαρακτηριστικών λειτουργίας των ημιαγωγικών στοιχείων
 (Πηγή: [11])

ΜΕΡΟΣ ΔΕΥΤΕΡΟ

Η ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΗ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗ ΣΤΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ

- Ποιότητα Ισχύος
- Αρμονικές Συνιστώσες
- Ανάλυση Fourier
- Η διακοπτική συνάρτηση
- Διατάξεις ανόρθωσης
- Η μέθοδος PWM
- Διατάξεις αντιστροφής

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

3. Ποιότητα Ισχύος – Αρμονικές Συνιστώσες – Ανάλυση Fourier

3.1 Ποιότητα Ισχύος – Αρμονικές Συνιστώσες

Στον όρο ποιότητα ισχύος περιλαμβάνονται όλα εκείνα τα φαινόμενα τα οποία μπορούν να διαταράξουν ή να αλλοιώσουν την ιδανική μορφή της τάσης και της έντασης σε σχέση με την ιδανική/επιθυμητή μορφή της. Ένας πολύ σημαντικός τομέας όταν μελετάται η ποιότητα ισχύος σε ένα κύκλωμα είναι οι αρμονικές συνιστώσες.

Σε κάθε κύκλωμα, η ιδανική μορφή της τάσης και της έντασης που παράγεται θα ήταν πλήρως ημιτονοειδής, με σταθερό πλάτος και συχνότητα, χωρίς καμία άλλη παραμόρφωση. Στην πραγματικότητα όμως κάτι τέτοιο είναι αδύνατο να επιτευχθεί. Ταυτόχρονα, κυρίως εξαιτίας της μη γραμμικής λειτουργίας των ημιαγωγικών στοιχείων, παράγονται τάσεις ή ρεύματα με συχνότητα ακέραιο πολλαπλάσιο της θεμελιώδους συχνότητας, που παραμορφώνουν την κυματομορφή στην έξοδο και προκαλούν ποικίλα προβλήματα τόσο στο κύκλωμα όσο και στο φορτίο.

Η ανάλυση Fourier της ημιτονοειδούς τάσης ή έντασης είναι η μέθοδος που χρησιμοποιείται προκειμένου αυτή να αναλυθεί σε ένα σύνολο κυματομορφών, διαφόρων πλατών και συχνοτήτων. Οι συνιστώσες που προκύπτουν από την ανάλυση καλούνται αρμονικές συνιστώσες και η τάξη τους προκύπτει με βάση τον αριθμό με τον οποίο είναι πολλαπλάσια η συχνότητα τους σε σχέση με τη θεμελιώδη συχνότητα της υπό μελέτη κυματομορφής.

Για παράδειγμα, αν η τάση που παράγεται από ένα κύκλωμα έχει συχνότητα 60 Hz, τότε η θεμελιώδης συχνότητα είναι 60 Hz και στη συνέχεια έχουμε την δεύτερη αρμονική στα 120 Hz, την τρίτη αρμονική στα 180 Hz κτλ. Από το άθροισμα όλων των αρμονικών συνιστωσών, προκύπτει η αρχική κυματομορφή. Στα ηλεκτρονικά ισχύος, η μελέτη των αρμονικών φτάνει έως την 25^η, καθώς από εκεί κι έπειτα δεν υπάρχει ουσιαστικό ενδιαφέρον για περαιτέρω μελέτη.

Οι ανώτερες αρμονικές διαχωρίζονται σε δύο κατηγορίες, σύμφωνα με τον κανονισμό IEEE Std 519-1992:

- Χαρακτηριστικές Συνιστώσες
- Μη Χαρακτηριστικές Συνιστώσες

Στην πρώτη κατηγορία περιλαμβάνονται οι ανώτερες αρμονικές που παράγονται από τα ημιαγωγικά στοιχεία κατά την κανονική λειτουργία και ουσιαστικά αυτές μελετώνται κατά την ανάλυση ενός κυκλώματος. Στις μη χαρακτηριστικές ανώτερες αρμονικές περιλαμβάνονται αυτές που προκύπτουν της κάποια ανωμαλία του ρεύματος, από ασύμμετρη γωνία καθυστέρησης και άλλες αιτίες. Οι μη χαρακτηριστικές ανώτερες αρμονικές είναι δύσκολο να εντοπιστούν και να εξαλειφθούν, εξαιτίας του γεγονότος ότι οι αρμονικές αυτές δεν εμφανίζονται σε μόνιμη κατάσταση, αλλά παροδικά και κάτω από απρόσμενες, μη επιθυμητές καταστάσεις.

Τα κυριότερα προβλήματα που μπορούν να προκληθούν από την ύπαρξη ανώτερων αρμονικών είναι:

- Αυξάνονται οι συνολικές ροές ρεύματος στις γραμμές.
- Εμφανίζονται μεγάλα ποσά ρεύματος στον ουδέτερο τριφασικών συμμετρικών συστημάτων.
- Αυξάνονται οι συνολικές απώλειες και μειώνεται αντίστοιχα ο βαθμός απόδοσης.
- Προκαλείται έντονη παραμόρφωση της τάσης τροφοδοσίας.
- Επηρεάζονται άλλα φορτία που συνδέονται στην ίδια γραμμή.
- Παράγονται σήματα υψηλής συχνότητας που προκαλούν θόρυβο στα συστήματα τηλεπικοινωνίας.
- Επηρεάζεται αρνητικά ο συντελεστής ισχύος του συστήματος.
- Εμφανίζεται έντονα το επιδερμικό φαινόμενο.
- Τα επιπλέον ρεύματα προκαλούν αυξημένες απώλειες και θέρμανση στα εξαρτήματα του συστήματος ισχύος, απαιτώντας μεγαλύτερες συνιστώσες, ώστε να παρέχεται το ίδιο συνολικό φορτίο.
- Η αύξηση των απωλειών συνεπάγεται τη μείωση της απόδοσης του κινητήρα.

Οι ανώτερες αρμονικές συνιστώσες έχουν έντονη παρουσία στα κυκλώματα που λειτουργούν με διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM) και στις περιπτώσεις αυτές είναι απαραίτητη η μείωση τους έτσι ώστε να βρίσκονται εντός των ορίων που καθορίζονται από τους κανονισμούς λειτουργίας.

3.2 Ανάλυση Fourier

Μια συνάρτηση ονομάζεται περιοδική με περίοδο T όταν ισχύει:

$$f(t) = f(t + T) \quad (3.1)$$

Κάθε περιοδική συνάρτηση μπορεί να αναλυθεί σε σειρά Fourier ως εξής:

$$f(t) = F_{avg} + \sum_{k=1}^{\infty} F_k \sin(k\omega t + \theta_k) \quad (3.2)$$

ή

$$f(t) = F_{avg} + \sum_{k=1}^{\infty} F_k \cos(k\omega t + \theta_k - 90^\circ) \quad (3.3)$$

όπου F_{avg} είναι η μέση τιμή της $f(t)$, που συχνά καλείται και συνεχής συνιστώσα, F_k είναι το πλάτος κάθε αρμονικής συνιστώσας, ω είναι η θεμελιώδης συχνότητα και θ_k η αρμονική φασική γωνία. Η περίοδος T , η συχνότητα f και η γωνιακή συχνότητα ω συνδέονται με τη σχέση 3.4.

$$T = \frac{2\pi}{\omega} = \frac{2\pi}{2\pi f} = \frac{1}{f} \quad (3.4)$$

Η συνάρτηση $f(t)$ ως σειρά Fourier μπορεί να γραφεί και σε ορθογωνική μορφή ως:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (3.5)$$

όπου

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cos(n\omega t) dt, n = 0,1,2... \quad (3.6)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \sin(n\omega t) dt, n = 0,1,2... \quad (3.7)$$

Αν η συνάρτηση είναι άρτια, δηλαδή

$$f(t) = f(-t) \quad (3.8)$$

τότε στην ανάλυση Fourier δεν υπάρχουν συνημιτονοειδείς όροι:

$$a_n = 0 \quad (3.9)$$

$$b_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \sin(n\omega t) dt \quad (3.10)$$

Αν η συνάρτηση είναι περιττή, δηλαδή

$$f(t) = -f(-t) \quad (3.11)$$

τότε στην ανάλυση Fourier δεν υπάρχουν ημιτονοειδής όροι:

$$b_n = 0 \quad (3.12)$$

$$a_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \cos(n\omega t) dt \quad (3.13)$$

Αν μια περιοδική συνάρτηση εμφανίζει συμμετρία μισής περιόδου, δηλαδή

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

$$-f(t) = f\left(t + \frac{T}{2}\right) \quad (3.14)$$

τότε η σειρά Fourier στην οποία αναλύεται δεν περιέχει άρτιες αρμονικές, ενώ οι όροι a_n και b_n υπολογίζονται από τις σχέσεις:

$$a_n = \frac{4}{T} \int_{t_0}^{t_0 + \frac{T}{2}} f(t) \cos(n\omega t) dt \quad (3.15)$$

$$b_n = \frac{4}{T} \int_{t_0}^{t_0 + \frac{T}{2}} f(t) \sin(n\omega t) dt \quad (3.16)$$

$$n = 1, 3, 5, 7, \dots$$

Αυτού του είδους η συμμετρία είναι πολύ συχνή στα ηλεκτρονικά ισχύος και απλοποιεί την ανάλυση Fourier. Κάνοντας χρήση της τριγωνομετρικής ταυτότητας

$$a \cos \theta + b \sin \theta = R \cos(\theta - \phi) \quad (3.17)$$

όπου

$$R = \sqrt{a^2 + b^2} \quad \text{και} \quad \phi = \tan^{-1}\left(\frac{b}{a}\right) \quad (3.18)$$

Μπορούμε να γράψουμε τη συνάρτηση $f(t)$ στη μορφή:

$$f(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega t - \phi_n) \quad (3.19)$$

όπου

$$C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \text{το πλάτος της } n\text{-οστής αρμονικής συνιστώσας} \quad (3.20)$$

ϕ_n η φασική γωνία της n -οστής αρμονικής συνιστώσας

4. Η Διακοπτική Συνάρτηση

4.1 Εισαγωγή

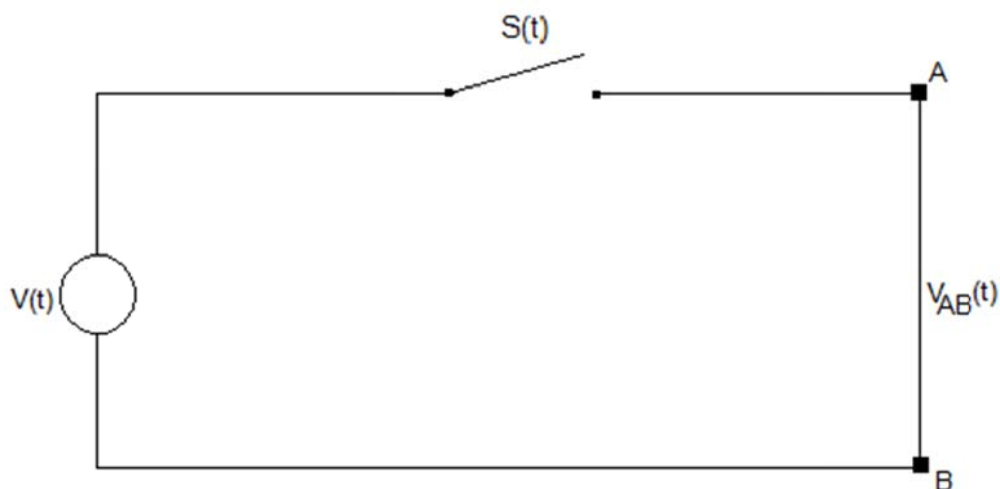
Τα ημιαγωγικά ηλεκτρονικά στοιχεία που χρησιμοποιούνται στην υλοποίηση ενός κυκλώματος μετατροπέα μπορούν να βρίσκονται είτε στην κατάσταση ON (αγωγής), είτε στην κατάσταση OFF (αποκοπής). Αν με $S(t)$ συμβολίσουμε μια συνάρτηση η οποία λαμβάνει την τιμή 1 όταν το ημιαγωγικό στοιχείο άγει και την τιμή 0 όταν το ημιαγωγικό στοιχείο βρίσκεται στην κατάσταση αποκοπής, η συνάρτηση $S(t)$ ονομάζεται διακοπτική συνάρτηση. Οι διακοπτικές συναρτήσεις χρησιμοποιούνται προκειμένου να συνδέσουμε άμεσα την είσοδο και την έξοδο του κυκλώματος σύμφωνα με τη σχέση:

$$\text{INPUT}(t) = S(t) \cdot \text{OUTPUT}(t)$$

Ουσιαστικά πρόκειται για τη μαθηματική έκφραση της λειτουργίας του διακόπτη, έτσι ώστε κάθε χρονική στιγμή t να υπολογίζονται τα μεγέθη στην έξοδο με βάση τις γνωστές τιμές στην είσοδο ή το αντίστροφο, αν είναι γνωστή η έξοδος. Η διακοπτική συνάρτηση σε κάθε περίπτωση εφαρμόζεται κατά το χρονικό διάστημα που το κύκλωμα έχει αποκτήσει σταθερή λειτουργία κι όχι κατά τη μεταβατική περίοδο.

4.2 Βασικοί Ορισμοί και Ιδιότητες

Θεωρούμε το στοιχειώδες κύκλωμα του σχήματος 30 στο οποίο η πηγή V είναι συνδεδεμένη με το φορτίο AB μέσω ενός διακόπτη SW_1 στον οποίο αντιστοιχεί η διακοπτική συνάρτηση $S(t)$.



Σχήμα 30. Κύκλωμα πηγής-διακόπτη

Η πηγή αποτελεί την είσοδο του κυκλώματος και η τάση AB την έξοδο. Αν για το χρονικό διάστημα t_1-t_2 ο διακόπτης είναι κλειστός, τότε η τάση AB έχει την τιμή της τάσης $V(t)$ της πηγής. Αντίστοιχα, αν για το χρονικό διάστημα t_2-t_3 ο διακόπτης είναι ανοιχτός, η τάση AB έχει την τιμή μηδέν. Για την διακοπτική συνάρτηση του διακόπτη SW_1 ισχύουν οι σχέσεις 4.1 και 4.2.

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

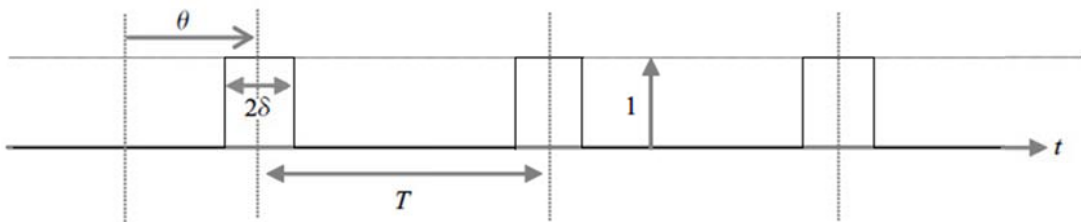
$$S(t)=1 \text{ , διακόπτης κλειστός , } t_1 < t < t_2 \text{ και } V_{AB}(t)=V(t) \quad (4.1)$$

$$S(t)=0 \text{ , διακόπτης ανοιχτός , } t_2 < t < t_3 \text{ και } V_{AB}(t)=0 \quad (4.2)$$

Επομένως η είσοδος $V(t)$ και η έξοδος $V_{AB}(t)$ του κυκλώματος συνδέονται με τη σχέση:

$$V_{AB}(t)=S(t) \cdot V(t) \quad (4.3)$$

Αν η διαδικασία επαναλαμβάνεται συνεχώς κατά τον ίδιο τρόπο, δηλαδή το χρονικό διάστημα που ο διακόπτης είναι ανοιχτός και κλειστός παραμένει ίδιο, τότε η $S(t)$ είναι περιοδική συνάρτηση με περίοδο t_3-t_1 και συχνότητα $f_s=1/(t_3-t_1)$. Είναι μια συνάρτηση παλμού, με πλάτος ίσο με τη μονάδα, όπως δείχνει το σχήμα 31 και μπορεί να εκφραστεί ως σειρά Fourier σε άθροισμα ημιτόνων.



Σχήμα 31. Γραφική παράσταση της $S(t)$ (Πηγή: [2])

$$S(t) = K_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega t - \theta n) \quad (4.4)$$

Όπου:

$$n = 1,2,3...$$

$$K_0 = \frac{2\delta}{T} \text{ ο κύκλος λειτουργίας (duty cycle) του διακόπτη} \quad (4.5)$$

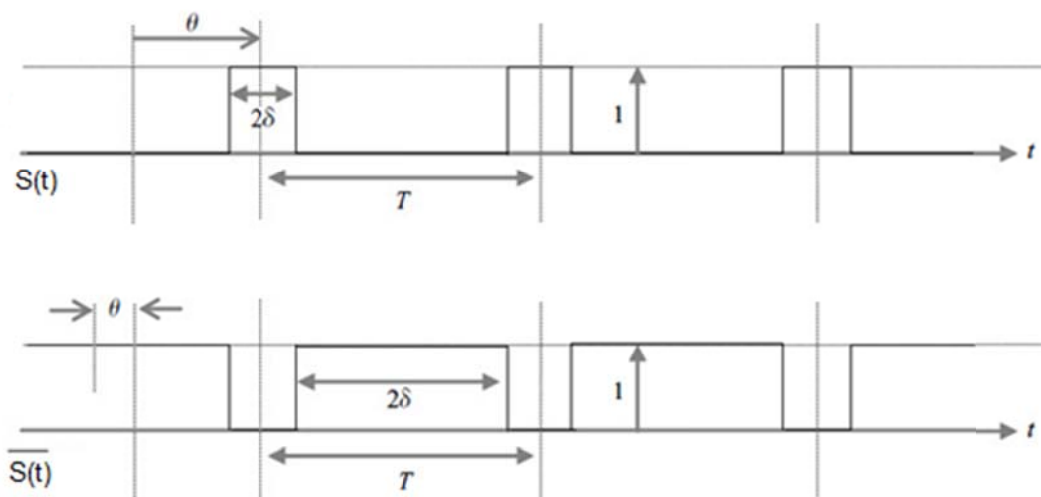
$$K_n = \frac{\sin(n\delta)}{\pi n} \quad (4.6)$$

$$\omega = 2\pi f_s \text{ η διακοπτική συχνότητα} \quad (4.7)$$

θ : η φασική γωνία της διακοπτικής συνάρτησης

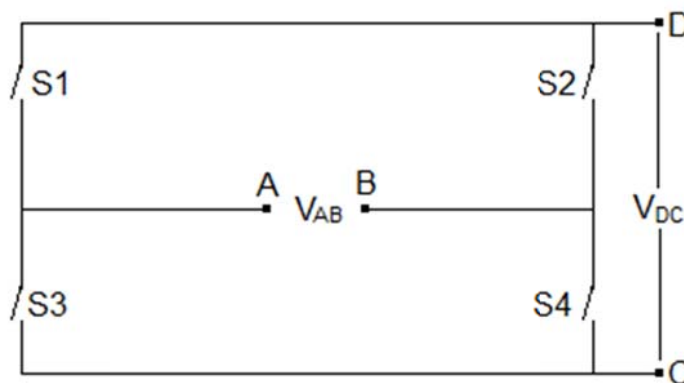
Η διακοπτική συνάρτηση $S(t)$ στην περίπτωση αυτή λαμβάνει μόνο θετικές τιμές. Πρόκειται για μια σειρά παλμών με μέτρο τη μονάδα και πλάτος 2δ , σε συχνότητα ω και φασική μετατόπιση θ .

Με $\overline{S(t)} = 1 - S(t)$ μπορούμε να ορίζουμε την αντίστροφη διακοπτική συνάρτηση, η οποία λαμβάνει την τιμή 1 στα διαστήματα κατά τα οποία ο διακόπτης βρίσκεται σε κατάσταση OFF και την τιμή 0 στα διαστήματα που ο διακόπτης βρίσκεται σε κατάσταση ON. Στο σχήμα 32 βλέπουμε τη διακοπτική συνάρτηση $S(t)$ και την αντίστροφή της.



Σχήμα 32. Γραφική παράσταση της $S(t)$ και της αντίστροφης $S(t)$ (Πηγή: [2])

Στη συνέχεια θεωρούμε το κύκλωμα συνδεσμολογίας γέφυρας με 4 διακόπτες, όπως δείχνει το σχήμα 33:



Σχήμα 33. Κύκλωμα 4 διακοπών σε συνδεσμολογία γέφυρας

Ο διακόπτης S_1 άγει ταυτόχρονα με τον διακόπτη S_4 , ενώ ο διακόπτης S_2 ταυτόχρονα με τον διακόπτη S_3 . Τα δύο ζεύγη λειτουργούν αντιπαράλληλα και θεωρούμε πως δεν υπάρχει επικάλυψη μεταξύ των διακοπών, αλλά μπορεί να υπάρχουν κενά διαστήματα (κανένας διακόπτης δεν είναι κλειστός).

Αν με V_A συμβολίσουμε την τάση του σημείου A ως προς κάποιο σημείο αναφοράς 0 και με V_B την τάση του σημείου B ως προς το ίδιο σημείο αναφοράς 0, τότε για τη λειτουργία του κυκλώματος έχουμε:

$$V_{DC} = [(S_1 - S_3) \quad (S_2 - S_4)] \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

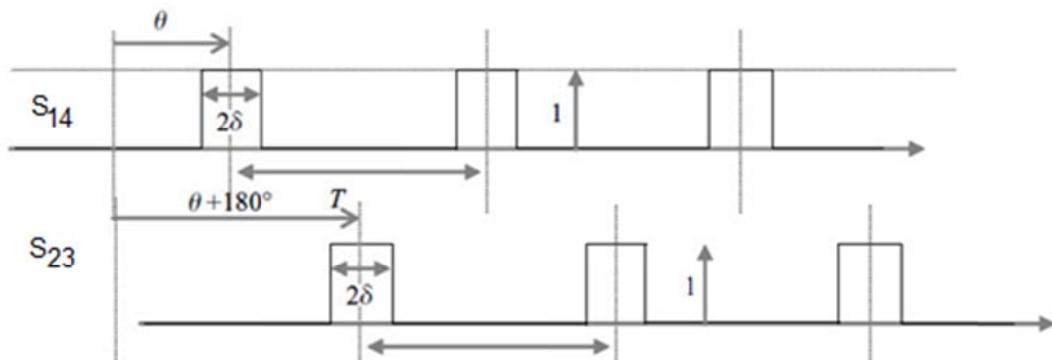
Όταν άγουν οι διακόπτες 1 και 4 η παραπάνω σχέση δίνει:

$$V_{DC} = V_A - V_B = V_{AB} \quad (4.9)$$

Όταν άγουν οι διακόπτες 2 και 3 η παραπάνω σχέση δίνει:

$$V_{DC} = -V_A + V_B = V_{BA} = -V_{AB} \quad (4.10)$$

Προκειμένου να αναπαραστήσουμε απευθείας την τάση V_{DC} ως συνάρτηση της τάσης V_{AB} , ορίζουμε μια διακοπτική συνάρτηση για κάθε ζεύγος διακοπών. Οι διακόπτες S_1 και S_4 λειτουργούν με βάση τη διακοπτική συνάρτηση $S_{14}(t)$ ενώ οι διακόπτες S_2 και S_3 με βάση τη διακοπτική συνάρτηση $S_{23}(t)$. Οι δύο συναρτήσεις έχουν το ίδιο πλάτος αλλά διαφορά φάσης ίση με 180° , όπως δείχνει το σχήμα 34:

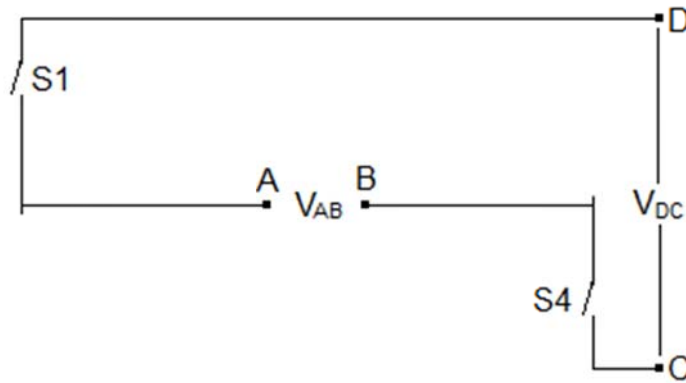


Σχήμα 34. Διακοπτικές συναρτήσεις S_{14} και S_{23} (Πηγή: [2])

Όταν η συνάρτηση $S_{14}(t)$ είναι ίση με 1, τότε οι διακόπτες S_1 και S_4 άγουν και η τάση στην έξοδο είναι ίση με:

$$V_{DC}(t) = S_{14}(t)V_{AB}(t) \quad (4.11)$$

Ονομάζουμε την κατάσταση αυτή **Κατάσταση I** του κυκλώματος, όπως δείχνει το σχήμα 35.

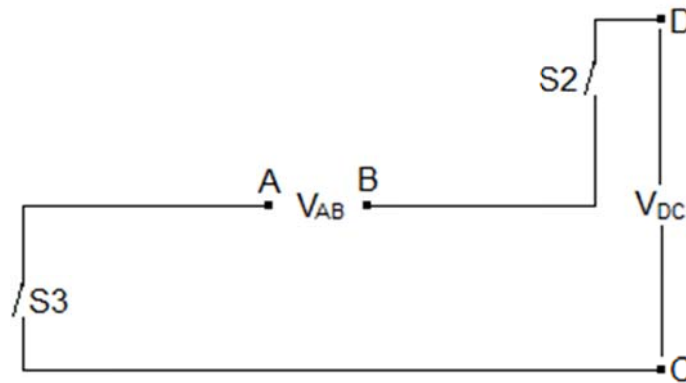


Σχήμα 35. Κατάσταση I κυκλώματος

Όταν η συνάρτηση $S_{23}(t)$ είναι ίση με 1, τότε οι διακόπτες S_2 και S_3 άγουν και η τάση στην έξοδο είναι ίση με:

$$V_{CD}(t) = -S_{23}(t)V_{AB}(t) \quad (4.12)$$

Ονομάζουμε την κατάσταση αυτή **Κατάσταση II** του κυκλώματος (σχήμα 36).



Σχήμα 36. Κατάσταση II κυκλώματος

Όταν καμία από τις διακοπτικές συναρτήσεις δεν είναι ίση με τη μονάδα, δηλαδή κανένας διακόπτης δεν είναι κλειστός, τότε η τάση στα άκρα C και D είναι ίση με μηδέν.

Η μελέτη ενός κυκλώματος διαχωρίζοντας το στις διάφορες καταστάσεις που μεταβαίνει κατά τη διάρκεια της λειτουργίας του είναι εξαιρετικά χρήσιμη καθώς στη συνέχεια μπορεί να εφαρμοστεί το θεώρημα της επαλληλίας και να υπολογιστούν τα μεγέθη για όλη την περίοδο λειτουργίας.

Εφαρμόζοντας το θεώρημα της επαλληλίας στο προηγούμενο κύκλωμα, προκύπτει η τάση κάθε χρονική στιγμή:

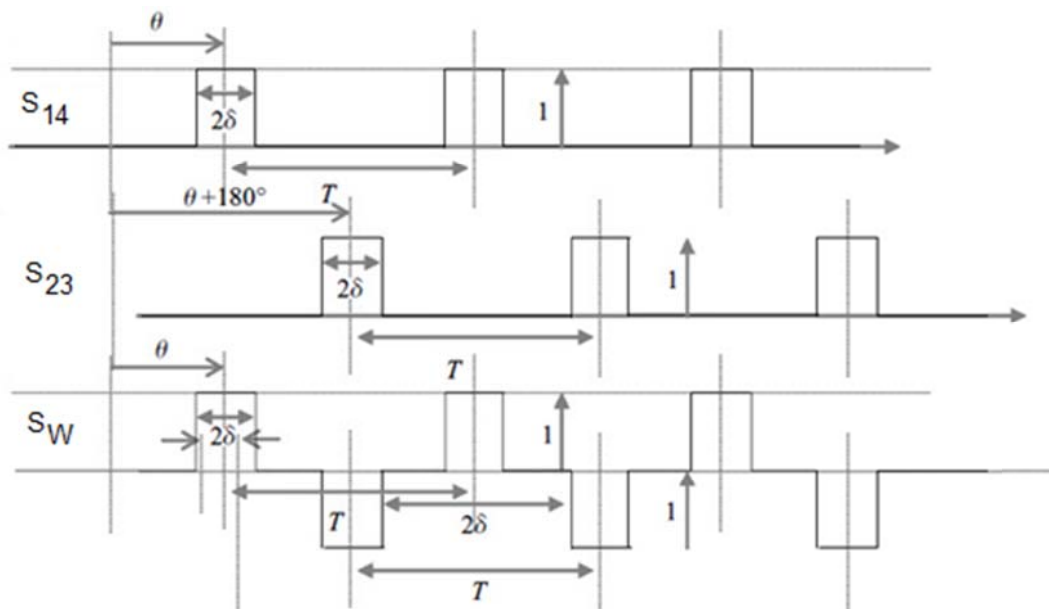
$$V_{DC}(t) = S_{14}(t)V_{AB}(t) - S_{23}(t)V_{AB}(t) \Leftrightarrow \quad (4.13)$$

$$V_{DC}(t) = [S_{14}(t) - S_{23}(t)]V_{AB}(t) \Leftrightarrow \quad (4.14)$$

$$V_{DC}(t) = S_W(t)V_{AB}(t) \quad (4.15)$$

$$S_W(t) = S_{14}(t) - S_{23}(t), \quad -1 \leq S_W(t) \leq 1 \quad (4.16)$$

Στο σχήμα 37 βλέπουμε τις διακοπτικές συναρτήσεις S_{14} , S_{23} και S_W .



Σχήμα 37. Διακοπτικές συναρτήσεις S_{14} , S_{23} και S_W (Πηγή: [2])

Αν με δείκτη in συμβολίζουμε την είσοδο και με δείκτη out την έξοδο, θα είναι:

$$V_{out}(t) = S_W(t)V_{in}(t) \quad (4.17)$$

Παρατηρούμε πως η διακοπτική συνάρτηση $S_W(t)$, μπορεί να λάβει και αρνητικές τιμές. Η S_W είναι μια διπολική συνάρτηση και η αρνητική τιμή αντιστοιχεί στην αντεστραμμένη τάση στην έξοδο ως της την είσοδο.

Αναλύοντας τις συναρτήσεις $S_{14}(t)$ και $S_{23}(t)$ σε σειρές Fourier, έχουμε:

$$S_{14}(t) - S_{23}(t) = \left[K_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega t - \theta n) \right] - \left[K_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega t - \theta n - n\pi) \right] \quad (4.18)$$

$$S_W(t) = 4 \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega t - \theta n), \quad n = 1, 3, 5, 7, \dots \quad (4.19)$$

Αν με $I_{in}(t)$ συμβολίσουμε το ρεύμα στην είσοδο και με $I_{out}(t)$ το ρεύμα στην έξοδο, θα έχουμε:

$$I_{in}(t) = I_{out}(t), \quad S_{14}(t) = 1 \quad (4.20)$$

$$I_{in}(t) = -I_{out}(t), \quad S_{23}(t) = 1 \quad (4.21)$$

Άρα μπορούμε να γράψουμε:

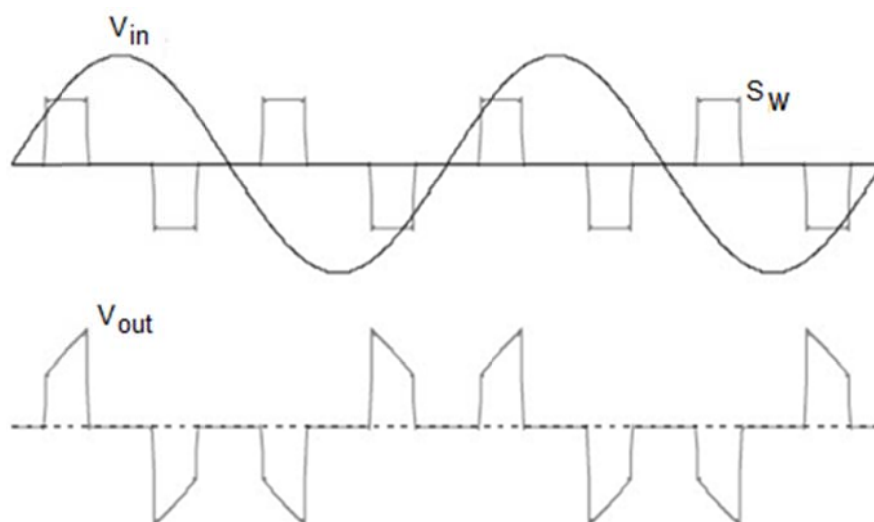
$$I_{in}(t) = I_0(t)S_{14}(t) - I_0(t)S_{23}(t) \Leftrightarrow \quad (4.22)$$

$$I_{in}(t) = [S_{14}(t) - S_{23}(t)]I_0(t) \Leftrightarrow \quad (4.23)$$

$$I_{in}(t) = S_W(t)I_0(t) \quad (4.24)$$

$$S_W(t) = 4 \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega t - \theta n), \quad n = 1, 3, 5, 7, \dots \quad (4.25)$$

Οι κυματομορφές εισόδου, εξόδου και διακοπτικής συνάρτησης παρουσιάζονται στο σχήμα 38:



Σχήμα 38. Διακοπτική συνάρτηση S_W , τάση εισόδου και τάση εξόδου (Πηγή: [2])

4.3 Κατασκευή της διακοπτικής συνάρτησης

Προκειμένου να ορίσουμε μαθηματικά μια διακοπτική συνάρτηση, πρέπει να γνωρίζουμε ή να υπολογίσουμε τα παρακάτω:

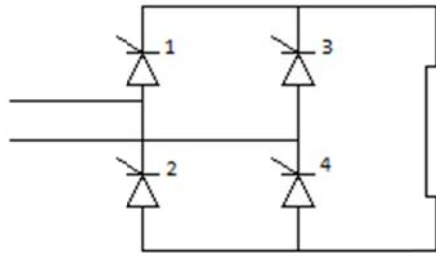
1. Το είδος της συνάρτησης.
2. Την διακοπτική συχνότητα.
3. Τη διάρκεια δ του παλμού της.
4. Την φασική γωνία θ .

Προκειμένου να βρεθεί η τελική μορφή της διακοπτικής συνάρτησης που περιγράφει το κύκλωμα κάθε χρονική στιγμή της περιόδου του, τα επιμέρους μεγέθη σε κάθε κόμβο ή βρόγχο αναλύονται με βάση την εκάστοτε διακοπτική τους συνάρτηση και το τελικό αποτέλεσμα προκύπτει ως η συνισταμένη όλων.

Για την εύρεση της τάσης και της έντασης στα κυκλώματα των μετατροπέων, ισχύουν όλοι οι νόμοι που ισχύουν στα ηλεκτρικά κυκλώματα, οι κανόνες του Ohm, του Kirchhoff, το θεώρημα της επαλληλίας κτλ.

5. Μετατροπή ΕΡ σε ΣΡ – Κυκλώματα ανορθωτών

5.1 Μονοφασικός ελεγχόμενος ανορθωτής ημιανόρθωσης με R-L φορτίο



Σχήμα 39. Μονοφασικός ανορθωτής 4 θυρίστορ

Κατά την λειτουργία του μονοφασικού ανορθωτή που φαίνεται στο σχήμα 39, τα θυρίστορ άγουν ανά ζεύγος:

- ο το TH1 με το TH4
- ο το TH2 με το TH3

Η τάση στην έξοδο είναι αποτέλεσμα της διαμορφωμένης μέσω του κυκλώματος τάσης στην είσοδο. Η διαμόρφωση, που οφείλεται στην λειτουργία των ημιαγωγικών στοιχείων, περιγράφεται από την διακοπτική συνάρτηση $S_w(t)$ που είδαμε προηγουμένως. Η τάση στην έξοδο δημιουργεί το ρεύμα $I_o(t)$ που κινείται κατά μήκος της σύνθετης αντίστασης $Z(\omega)$.

Το ρεύμα στην είσοδο επηρεάζεται άμεσα από το ρεύμα στην έξοδο, καθώς πρόκειται για «αντανάκλαση» του ρεύματος στην έξοδο μέσω της διακοπτικής συνάρτησης $S_w(t)$.

Επομένως, κάνοντας χρήση της διακοπτικής συνάρτησης $S_w(t)$, η σχέση μεταξύ εισόδου και εξόδου περιγράφεται από τις σχέσεις:

$$V_o(t) = S_w(t)V_{in}(t) \quad (5.1)$$

$$I_{in}(t) = S_w(t)I_o(t) \quad (5.2)$$

Η συνάρτηση $S_w(t)$ είναι μια διπολική συνάρτηση και ισχύει τόσο για συνεχόμενη αγωγή του κυκλώματος, όταν δηλαδή κάθε ζεύγος των θυρίστορ άγει για 180° , όσο και για μη συνεχόμενη, όπου το διάστημα αγωγής είναι μικρότερο των 180° και καθορίζεται από τη γωνία μετάβασης β των θυρίστορ.

Η διακοπτική συνάρτηση είναι ορθογωνικής μορφής, μοναδιαίου μέτρου, με τον πρώτο θετικό παλμό να εμφανίζεται στη γωνία έναυσης α και να διαρκεί για π ακτίνια, ενώ ο αρνητικός παλμός εμφανίζεται τη χρονική στιγμή $\pi + \alpha$ και λήγει π ακτίνια αργότερα. Άρα η διακοπτική συνάρτηση θα έχει την παρακάτω μορφή:

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

$$S_W(t) = 4 \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega t - \theta n) \quad (5.3)$$

Όπου

n άρτιος αριθμός

α η γωνία έναυσης

$$K_n = \frac{\sin(n\delta)}{n\pi} \quad (5.4)$$

Για συνεχή λειτουργία του κυκλώματος, όταν δηλαδή κάθε ζεύγος θυρίστορ άγει για 180° θα είναι:

$$\delta = \frac{\pi}{2} \quad (5.5)$$

$$\theta = \alpha + \delta \quad (5.6)$$

Αν η επαγωγικότητα του φορτίου είναι τέτοια ώστε να εμφανίζονται νεκρές περίοδοι αγωγής, τότε τα δ και θ αλλάζουν. Ο θετικός παλμός εμφανίζεται τη χρονική στιγμή α και τερματίζεται τη χρονική στιγμή $\pi+\beta$, προτού τα θυρίστορ TH2 και TH3 αρχίσουν να άγουν. Ο αρνητικός παλμός εμφανίζεται τη χρονική στιγμή $\pi+\alpha$ και τερματίζεται τη χρονική στιγμή $2\pi+\beta$. Προκειμένου η διακοπτική συνάρτηση να περιλαμβάνει το νεκρό διάστημα αγωγής, τα δ και θ έχουν ως εξής:

$$\delta = \frac{\beta - \alpha}{2} \quad (5.7)$$

$$\theta = \frac{\beta - \alpha}{2} + \alpha \quad (5.8)$$

Με γνωστή την διακοπτική συνάρτηση $S_W(t)$, μπορούμε να υπολογίσουμε:

- Την τάση στην έξοδο:

$$V_0(t) = V_p \sin(\omega t) S_W(t) \quad (5.9)$$

$$V_0(t) = \sum_{n=1}^{\infty} 2V_p K_n [\sin((n+1)\omega t - n\theta) - \sin((n-1)\omega t - n\theta)] \quad (5.10)$$

$n = \text{περιττός}$

Η τάση στην έξοδο δεν παρουσιάζει άρτιες αρμονικές, μιας και το n είναι περιττός ακέραιος.

- Συνεχής τάση στην έξοδο $V_0(n=1)$:

$$V_0(t) = 2V_p K_1 (\sin(2\omega t - \theta) + \sin(\theta)) \quad (5.11)$$

Και με δεδομένο πως ο πρώτος όρος αναφέρεται στο AC μέρος, απλοποιείται ως εξής:

$$V_o(t) = 2V_p K_1 \sin \theta \quad (5.12)$$

Στη συνεχή λειτουργία, ισχύει:

$$\theta = \alpha + \frac{\pi}{2} \quad (5.13)$$

Επομένως:

$$\sin \theta = \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{2}\right) = \cos \alpha \quad (5.14)$$

$$K_1 = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2}\right)}{\pi} = \frac{1}{\pi} \quad (5.15)$$

Άρα τελικά είναι:

$$V_{dc} = 2V_p \frac{1}{\pi} \cos \alpha \quad (5.16)$$

- Ρεύμα στην έξοδο

Η τάση στην έξοδο θα δημιουργήσει ρεύμα στην έξοδο. Η DC συνιστώσα της τάσης στην έξοδο έχει ως αποτέλεσμα συνεχές ρεύμα στην έξοδο, το οποίο καθορίζεται από την ωμική αντίσταση R του φορτίου. Οι επιπλέον αρμονικές συνιστώσες του ρεύματος εξόδου, επηρεάζονται από τη σύνθετη αντίσταση $Z(\omega n)$ για κάθε μια αρμονική:

$$Z_{n+1} = \sqrt{R^2 + (\omega(n+1)L)^2} \quad (5.17)$$

$$\phi_{n+1} = \tan^{-1}\left(\frac{\omega(n+1)L}{R}\right) \quad (5.18)$$

$$Z_{n-1} = \sqrt{R^2 + (\omega(n-1)L)^2} \quad (5.19)$$

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

$$\phi_{n-1} = \tan^{-1}\left(\frac{\omega(n-1)L}{R}\right) \quad (5.20)$$

Από τον νόμο του Ohm υπολογίζουμε το ρεύμα στην έξοδο:

$$I_0(t) = \frac{V_0(t)}{Z(\omega n)} \quad (5.21)$$

Αντικαθιστώντας:

$$I_0(t) = \sum_{n=1}^{\infty} 2 \frac{V_p K_n}{Z_{n+1}} \sin((n+1)\omega t - n\theta - \phi_{n+1}) - 2 \frac{V_p K_n}{Z_{n-1}} \sin((n-1)\omega t - n\theta - \phi_{n-1}) \quad (5.22)$$

Επιλέγοντας n τέτοιο ώστε να μηδενίζεται ο συντελεστής του ω :

$$I_{dc} = 2 \frac{V_p K_1}{R} \sin \theta \quad (5.23)$$

- Ρεύμα εισόδου:

Όπως αναφέρθηκε ήδη, για το ρεύμα εισόδου ισχύει:

$$I_{in}(t) = I_0(t) S_W(t) \quad (5.24)$$

Με αντικατάσταση στη σχέση που υπολογίστηκε προηγουμένως, έχουμε:

$$I_{in}(t) = \left[\sum_{n=1}^{\infty} 2 \frac{V_p K_n}{Z_{n+1}} (\sin((n+1)\omega t - n\theta - \phi_{n+1}) - \sin((n-1)\omega t - n\theta - \phi_{n-1})) \right] 4 \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega t - \theta n) \quad (5.25)$$

Εάν η επαγωγική τιμή L είναι αρκετά μεγάλη, το ρεύμα εξόδου πρακτικά αποτελείται μόνο από την συνεχή συνιστώσα του, καθώς οι τιμές των υπολοίπων συνιστωσών είναι εξαιρετικά μικρές:

$$I_o(t) = I_{dc} \quad (5.26)$$

Άρα και το ρεύμα στην είσοδο απλοποιείται αντίστοιχα και θα δίνεται από τη σχέση

$$I_{in}(t) = 4I_{dc} \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega t - \theta n) \quad (5.27)$$

Η θεμελιώδης συνιστώσα είναι ίση με

$$I_1(t) = 4I_{dc} K_1 \cos(\omega t - \theta) \quad (5.28)$$

Από τη σχέση 5.28 φαίνεται πως η διαφορά φάσης μεταξύ της θεμελιώδους συνιστώσας του ρεύματος εισόδου και την πηγής τάσης, είναι ίση με την γωνία έναυσης α . Έτσι ορίζεται ο συντελεστής μετατόπισης (displacement power factor)

$$DPF = \cos \alpha \quad (5.29)$$

Αντίστοιχα, ορίζονται ο συντελεστής παραμόρφωσης (displacement factor) και ο ολικός αρμονικός συντελεστής παραμόρφωσης (total harmonic distortion):

$$DF = \frac{I_1}{\sqrt{\sum_{p=1}^K I(P)^2}} \quad (5.30)$$

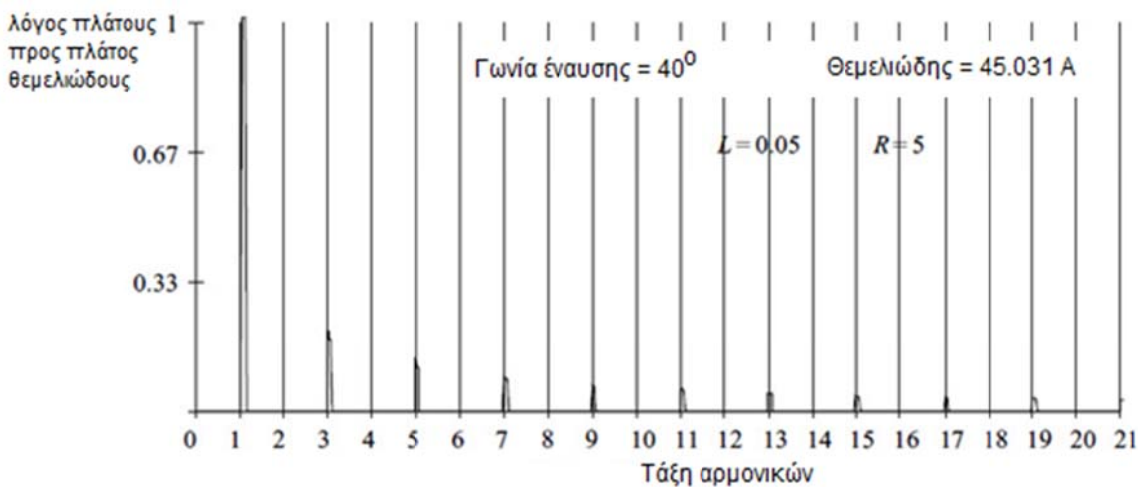
$$\%THD = \frac{\sqrt{\sum_{p=3}^K I(P)^2}}{I_1} 100 \quad (5.31)$$

Όπου $I(P)$ είναι η rms τιμή της P-στής αρμονικής συνιστώσας και I_1 είναι η rms τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας.

Τέλος, ορίζεται ο συντελεστής ισχύος (power factor) από τη σχέση

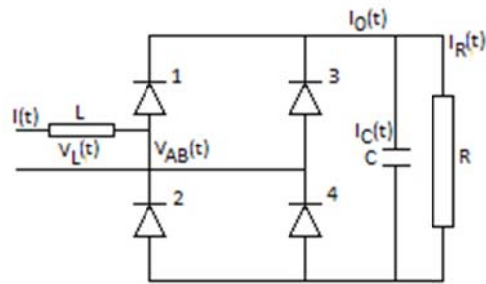
$$PF = \cos \theta \frac{I_1}{\sqrt{\sum_{p=1}^K I(P)^2}} \quad (5.32)$$

Στο σχήμα 40 βλέπουμε το φάσμα των αρμονικών για κύκλωμα με $R=5\Omega$, $L=0.05H$ και $\alpha=40^\circ$.



Σχήμα 40. Φάσμα αρμονικών συνιστωσών (Πηγή: [2])

5.2 Μονοφασικός μη ελεγχόμενος ανορθωτής πλήρους ανόρθωσης με R-C φορτίο



Σχήμα 41. Μονοφασικός ανορθωτής με R-C φορτίο

Το κύκλωμα του σχήματος 41 αποτελείται από τέσσερις διόδους D1, D2, D3 και D4, έναν πυκνωτή C, μια ωμική αντίσταση R στην έξοδο και μια επαγωγική πηγή τάσης στην είσοδο. Παρατηρούμε πως ο βρόγχος στην είσοδο συνδυάζει 3 διαφορετικές τάσεις: την τάση $V_{in}(t)$ της πηγής, την τάση $V_L(t)$ στα άκρα της επαγωγικής αντίστασης και την τάση $V_{AB}(t)$ στην είσοδο της γέφυρας. Κάθε μια από τις τάσεις πρέπει να περιγραφεί με την κατάλληλη διακοπτική συνάρτηση κατά τη διάρκεια μιας πλήρους περιόδου, έτσι ώστε να είναι δυνατή η εφαρμογή του 2^{ου} κανόνα του Kirchhoff.

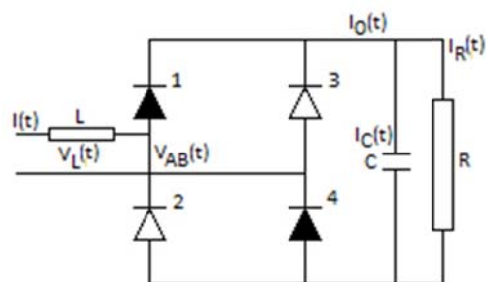
Το κύκλωμα κατά τη διάρκεια ενός κύκλου μεταβαίνει μεταξύ 3 καταστάσεων. Προκειμένου να περιγραφούν επαρκώς οι παραπάνω 3 καταστάσεις και η μετάβαση μεταξύ αυτών, απαιτούνται 2 διακοπτικές συναρτήσεις:

- Η διπολική $S_B(t)$ που περιγράφει τη λειτουργία της γέφυρας.
- Η μονοπολική $S(t)$ που περιγράφει τα διαστήματα μη αγωγής της γέφυρας, δηλαδή τα νεκρά διαστήματα της $S_B(t)$. Όταν η $S_B(t)$ είναι ίση με μηδέν, η $S(t)$ παίρνει τιμή την μονάδα.

Οι καταστάσεις του κυκλώματος είναι οι παρακάτω:

Κατάσταση I

- Οι διόδους 1 και 4 άγουν:



Σχήμα 42. Κατάσταση I κυκλώματος

Οι δίοδοι 1 και 4 άγουν και υπάρχει ροή ρεύματος μεταξύ εισόδου και εξόδου. Είναι $S_B(t)=1$ και $S(t)=0$. Η τάση $V_{AB}(t)$ είναι η τάση $V_0(t)$, ενώ το ρεύμα $I_0(t)$ στην έξοδο είναι το ρεύμα $I_{in}(t)$. Το ρεύμα εξόδου μοιράζεται μεταξύ της αντίστασης R και του πυκνωτή C . Συγκεκριμένα, η AC συνιστώσα μοιράζεται μεταξύ R και C ενώ η DC συνιστώσα του ρεύματος κινείται μέσω της αντίστασης R . Έτσι έχουμε:

$$S_B(t) = 1 \quad (5.33)$$

$$S(t) = 0 \quad (5.34)$$

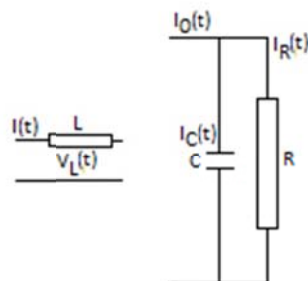
$$V_{AB}(t) = V_0(t) \quad (5.35)$$

$$I_0(t) = I_{in}(t) \quad (5.36)$$

$$I_C(t) = I_o(t) \frac{R}{\sqrt{R^2 + X_C(\omega n)^2}} \quad (5.37)$$

Κατάσταση II

- Καμία δίοδος δεν άγει:



Σχήμα 43. Κατάσταση II κυκλώματος

Στην κατάσταση II καμία από τις διόδους δεν άγει. Έτσι θα είναι $S_B(t)=0$ και $S(t)=1$. Το ρεύμα στην έξοδο της γέφυρας είναι μηδενικό, όπως και το ρεύμα στην είσοδο. Ο πυκνωτής αποφορτίζεται και το ρεύμα που δημιουργείται κινείται μέσω της αντίστασης R . Η τάση $V_{AB}(t)$ στην είσοδο της γέφυρας είναι η παρεχόμενη τάση $V_{in}(t)$.

$$S_B(t) = 0 \quad (5.38)$$

$$S(t) = 1 \quad (5.39)$$

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
 Διπλωματική Εργασία.

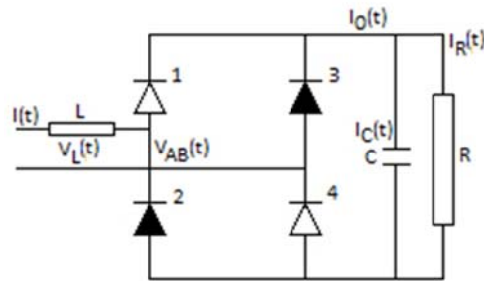
$$V_{AB}(t) = V_{in}(t) \quad (5.40)$$

$$I_0(t) = 0 \quad (5.41)$$

$$I_{in}(t) = 0 \quad (5.42)$$

Κατάσταση III

- Οι δίοδοι 2 και 3 άγουν:



Σχήμα 44. Κατάσταση III κυκλώματος

Οι δίοδοι 2 και 3 άγουν και το ρεύμα κινείται από την έξοδο αντεστραμμένο. Είναι $S_B(t)=-1$ και $S(t)=0$. Όπως και στην κατάσταση I, η AC συνιστώσα του ρεύματος μοιράζεται μεταξύ του πυκνωτή C και της αντίστασης R. Η τάση $V_{AB}(t)$ είναι η τάση $V_0(t)$ αντεστραμμένη.

$$S_B(t) = -1 \quad (5.43)$$

$$S(t) = 0 \quad (5.44)$$

$$V_{AB}(t) = -V_0(t) \quad (5.45)$$

$$I_0(t) = -I_{in}(t) \quad (5.46)$$

$$I_C(t) = I_o(t) \frac{R}{\sqrt{R^2 + X_C(\omega n)^2}} \quad (5.47)$$

Εξετάζοντας το ρεύμα στην είσοδο της γέφυρας, βλέπουμε πως η τάση $V_0(t)$ συμμετέχει στην τάση εισόδου όταν οι δίοδοι άγουν, δηλαδή στις καταστάσεις I και III, ενώ η τάση $V_{in}(t)$ συμμετέχει στην τάση εισόδου της γέφυρας στην κατάσταση II. Άρα θα έχουμε:

$$V_{AB}(t) = V_0(t)S_B(t) + V_{in}(t)S(t) \quad (5.48)$$

Το ρεύμα στην έξοδο της γέφυρας είναι ίσο με το ρεύμα στην είσοδο όταν άγουν οι δίοδοι και μηδενικό όταν δεν άγουν. Άρα μόνο η συνάρτηση $S_B(t)$ το επηρεάζει:

$$I_0(t) = I_{in}(t)S_B(t) \quad (5.49)$$

Τα κυριότερα μεγέθη έχουν ως εξής:

- Τάση στην είσοδο:

$$V_{in}(t) = V_L(t) + V_{AB}(t) \quad (5.50)$$

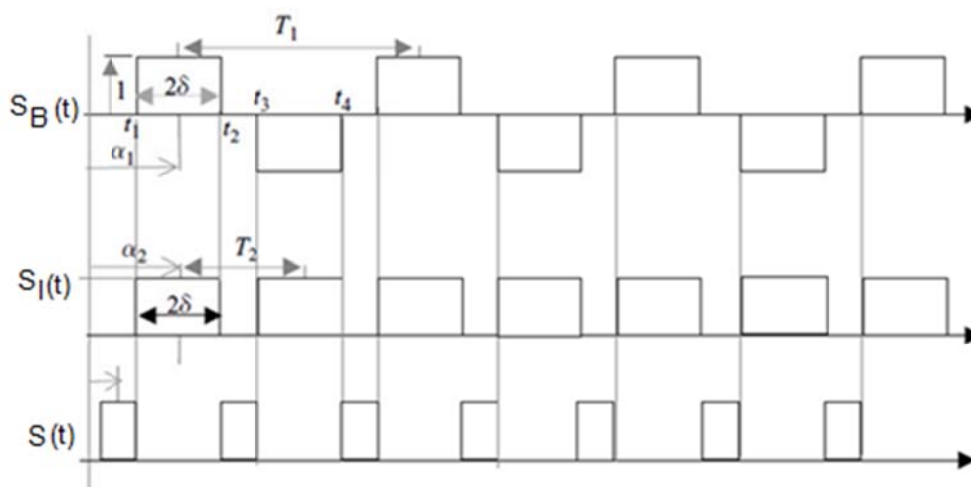
- Ρεύμα στην είσοδο:

$$I_{in}(t) = \frac{V_L(t)}{X_C(\omega n)} \quad (5.51)$$

- Συνεχής συνιστώσα του ρεύματος:

$$I_{dc}(t) = \frac{V_{dc}}{R} \quad (5.52)$$

Οι διακοπτικές συναρτήσεις αναπαριστώνται όπως δείχνει το σχήμα 45.



Σχήμα 45. Διακοπτικές συναρτήσεις $S_B(t)$, $S_I(t)$, $S(t)$ (Πηγή: [2])

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

Τα χρονικά σημεία t_1 και t_2 προκύπτουν από το ίδιο το κύκλωμα. Το πρώτο ζεύγος των διόδων αρχίζει να άγει τη χρονική στιγμή t_1 όπου η τάση στην είσοδο είναι μεγαλύτερη από την dc τάση στην έξοδο και μεταβαίνει στην κατάσταση αποκοπής τη χρονική στιγμή t_2 όπου η τάση γίνεται μικρότερη. Το άλλο ζεύγος διόδων επαναλαμβάνει τη διαδικασία με διαφορά μισής περιόδου.

Η λειτουργία των διόδων αντιστοιχεί στην διακοπτική συνάρτηση $S_B(t)$, η οποία «αντιστοιχίζει» κάποια ποσότητα από την είσοδο στην έξοδο και αντίστροφα:

$$S_B(t) = 4 \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega t - na) \quad (5.53)$$

n: ακέραιος περιττός αριθμός

$$K_n = \frac{\sin(n\delta)}{n\pi} \quad (5.54)$$

α: η διαφορά φάσης της $F_1(t)$ με την πηγή

δ: η ημιπερίοδος των διόδων

Η ON και OFF λειτουργία καθορίζεται από την τάση στην είσοδο σε σχέση με την έξοδο, όπως αναφέρθηκε παραπάνω. Όταν οι διόδοι δεν άγουν, η τάση από την είσοδο του κυκλώματος εμφανίζεται στην είσοδο της γέφυρας. Προκειμένου να καλυφθεί η κατάσταση αυτή, υιοθετήθηκε η διακοπτική συνάρτηση $S(t)$ η οποία λαμβάνει την τιμή 1 όταν η $S_B(t)$ είναι ίση με 0 και την τιμή 0 όταν η $S_B(t)$ είναι ίση με 1. Καθώς της η $S(t)$ είναι μονοπολική συνάρτηση, λαμβάνει μόνο τις τιμές 0 και 1 και δεν μπορεί να λάβει την τιμή -1, χρησιμοποιούμε μια ενδιάμεση συνάρτηση $S_I(t)$ προκειμένου να συνδέσουμε την $S(t)$ με την $S_B(t)$:

$$S(t) = 1 - S_I(t) \quad (5.55)$$

$$S_I(t) = S_B^2(t) \quad (5.56)$$

Με βάση τον ορισμό της $S_B(t)$, θα έχουμε:

$$S_I(t) = M_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} M_n \cos(2m\omega t - m\beta) \quad (5.57)$$

Όπου:

m=1,2,3...

$$M_n = \frac{\sin(n\delta_i)}{n\pi} \quad (5.58)$$

$$\beta = 2\alpha \quad (5.59)$$

$$\delta_i = 2\delta \quad (5.60)$$

$$M_0 = \frac{2\delta_i}{2\pi} \quad (5.61)$$

$$M_0 = \frac{2\delta_i}{2\pi} \quad (5.62)$$

Με τον τρόπο αυτό ορίζεται η συνάρτηση $S(t)$ ως η αντίστροφη της $S_i(t)$.

▪ **Τάση στα άκρα της επαγωγικής αντίστασης:**

Με αντικατάσταση της $S(t)$ στην σχέση 5.48 έχουμε:

$$V_{AB}(t) = V_0(t)S_B(t) + V_{in}(t)[1 - S_I(t)] \quad (5.63)$$

Και με αντικατάσταση της $V_{AB}(t)$ στην σχέση 5.50:

$$V_{in}(t) = V_L(t) + V_0(t)S_B(t) + V_{in}(t)[1 - S_I(t)] \quad (5.64)$$

Η τάση στα άκρα του πυκνωτή έχει μια DC συνιστώσα και μια AC συνιστώσα:

$$V_0(t) = V_{dc} + V_{ac}(t) \quad (5.65)$$

Έτσι προκύπτει:

$$V_{in}(t) = V_L(t) + [V_{dc} + V_{ac}(t)]S_B(t) + V_{in}(t)[1 - S_I(t)] \quad (5.66)$$

Ή

$$V_{in}(t)S_I(t) = V_L(t) + V_{dc}S_B(t) + V_{ac}(t)S_B(t) \quad (5.67)$$

Ο όρος $V_{0AC}(t)$ είναι πολύ μικρός σε σχέση με τον όρο V_{dc} και μπορεί να παραληφθεί προκειμένου να απλοποιηθεί η σχέση, χωρίς σημαντική αλλοίωση του αποτελέσματος. Άρα η τελευταία σχέση απλοποιείται ως εξής:

$$V_{in}(t)S_I(t) = V_L(t) + V_{dc}S_B(t) \quad (5.68)$$

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

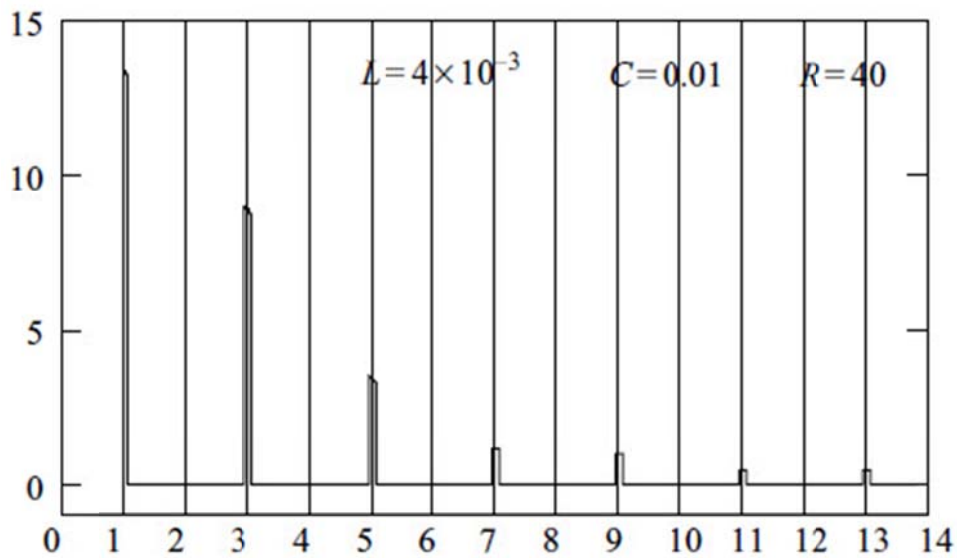
Λύνοντας ως προς την τάση $V_L(t)$ έχουμε:

$$V_L(t) = V_{in}(t)S(t) - V_{dc}S_B(t) \quad (5.69)$$

Αντικαθιστώντας τις διακοπτικές συναρτήσεις, έχουμε:

$$V_L(t) = V_p \sin(\omega t) \left[M_0 + 2 \sum_{m=1}^{\infty} M_m \cos(2m\omega t - m\beta) \right] - V_{dc} 4 \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega t - na) \quad (5.70)$$

Ενδεικτικά για $L=0,004\text{H}$ $C=0,01\text{F}$ και $R=40\Omega$, το φάσμα των αρμονικών συχνοτήτων φαίνεται στο σχήμα 46.



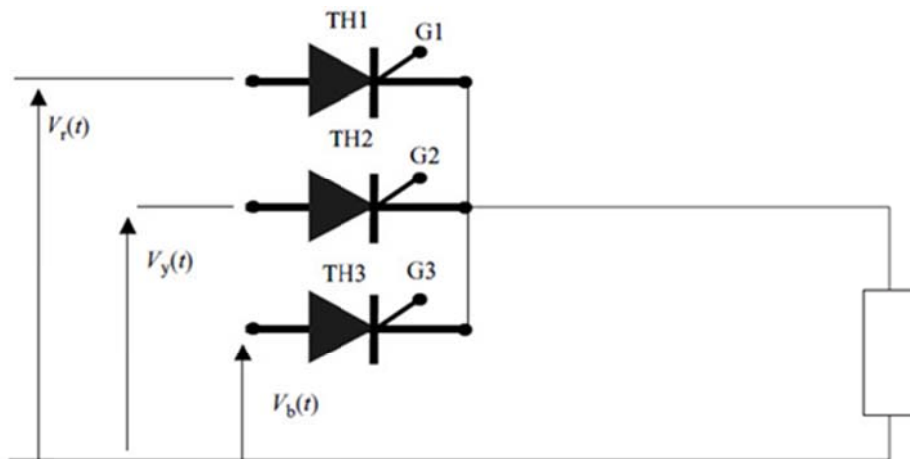
Σχήμα 46. Φάσμα αρμονικών συνιστωσών (Πηγή: [2])

Το ρεύμα υπολογίζεται από την σχέση

$$I(t) = I_1 \sin(\omega t - \phi) + \sum_3^{\infty} I_k \cos(k\omega t - \theta_k) \quad (5.71)$$

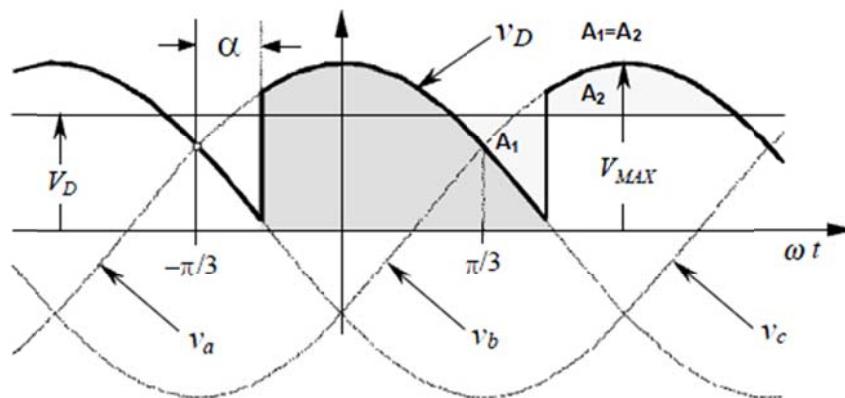
Από το φάσμα των συχνοτήτων παρατηρούμε πως η σημαντικότερη αρμονική συνιστώσα είναι η 3^η, με την τιμή της να φτάνει το 60% της θεμελιώδους.

5.3 Τριφασικός ανορθωτής ημιανόρθωσης



Σχήμα 47. Τριφασικός ανορθωτής ημιανόρθωσης (Πηγή: [2])

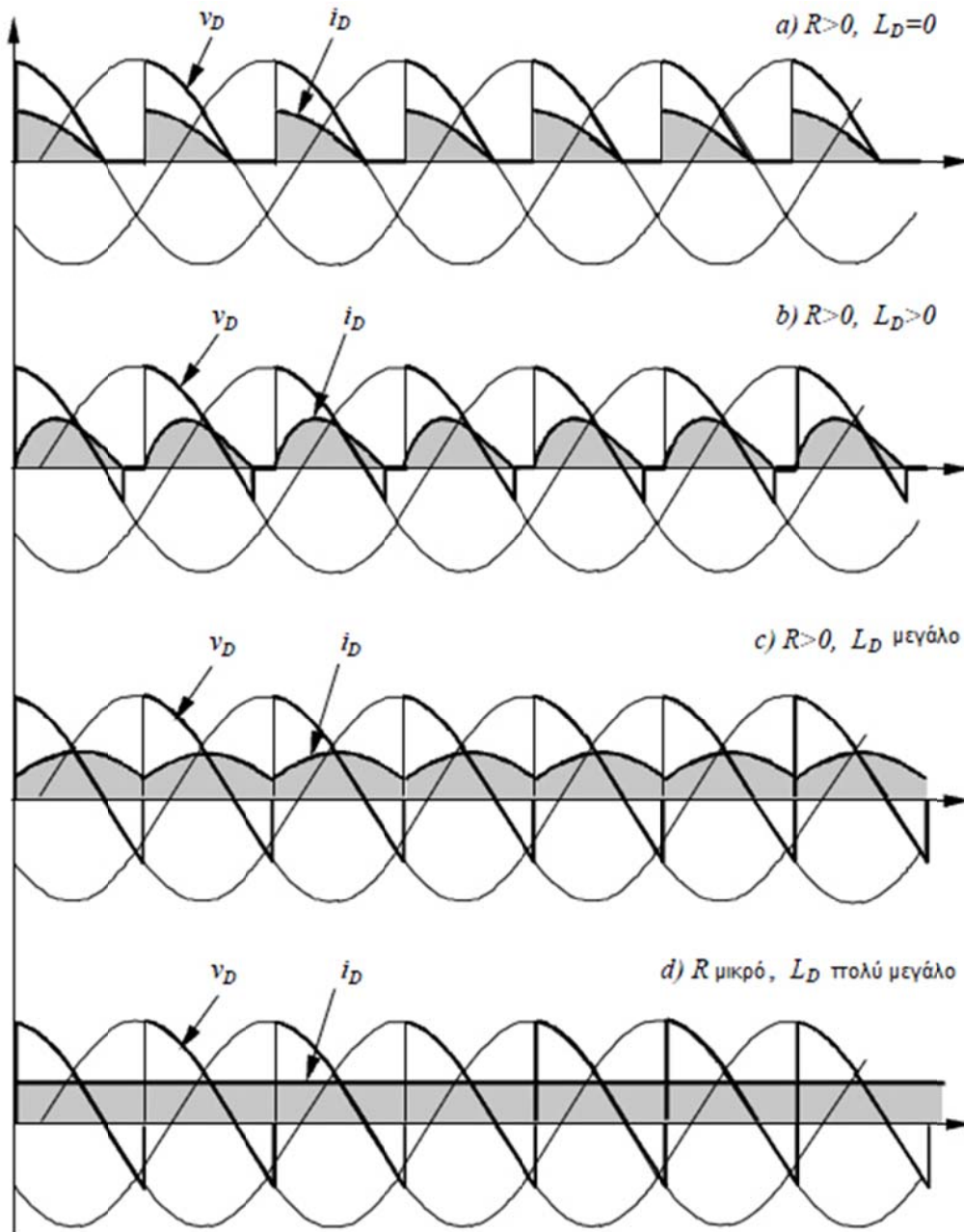
Ο ανορθωτής του σχήματος 47 αποτελείται από 3 θυρίστορ στα οποία έχουμε τη δυνατότητα ελέγχου της γωνίας έναυσης α μέσω ενός κυκλώματος ελέγχου στην πύλη, ενώ θεωρούμε πως δεν υπάρχει επικάλυψη μεταξύ τους. Η γωνία έναυσης των θυρίστορ μετράται ως υστέρηση από την τομή της φασικής τάσης της πηγής, όπως δείχνει το σχήμα 48.



Σχήμα 48. Γωνία έναυσης α των θυρίστορ (Πηγή: [5])

Το φορτίο μπορεί να είναι ωμικό ή επαγωγικό και για κάθε μια φάση (κόκκινη R, κίτρινη Y και μπλε B φάση) θα ορίσουμε την αντίστοιχη διακοπτική συνάρτηση που θα αναπαριστά τη λειτουργία του κυκλώματος κατά τη διάρκεια μιας περιόδου.

Όταν $\alpha < 30^\circ$ τότε οι καταστάσεις του κυκλώματος είναι τρεις. Όταν $\alpha > 30^\circ$ ή η επαγωγικότητα του φορτίου είναι μικρή ώστε να υπάρχει μη συνεχής αγωγή, τότε οι καταστάσεις του κυκλώματος είναι τέσσερις. Τέσσερις είναι επίσης οι καταστάσεις του κυκλώματος αν υπάρχει δίοδος ελεύθερης διέλευσης. Στο σχήμα 49 φαίνεται πως επηρεάζονται η τάση και η ένταση στην έξοδο από την τιμή των R και L. Αν το L είναι μικρό, τότε έχουμε νεκρά διαστήματα αγωγής και οι καταστάσεις του κυκλώματος είναι τέσσερις. Αν το L είναι μεγάλο, τότε έχουμε συνεχή αγωγή χωρίς νεκρά διαστήματα.



Σχήμα 49. Τάση και ένταση στην έξοδο σε συνάρτηση με την γωνία έναυσης (Πηγή: [5])

Πρέπει να σημειώσουμε πως επειδή το α μετράται από την τομή των δυο φάσεων που αντιστοιχούν στο κάθε θυρίστορ, υπάρχει πάντοτε μια υστέρηση 30° που προστίθεται στην τιμή του α .

Κατάσταση I

Το θυρίστορ TH1 θα προσανατολιστεί θετικά τη χρονική στιγμή που η μπλε και η κόκκινη φάση διασταυρώνονται, στις 30° . Εφόσον δοθεί ο παλμός έναυσης, θα παραμείνει στην αγώγιμη

κατάσταση για της επόμενες 150° εκτός κι αν το TH2 μεταβεί στην αγωγίμη κατάσταση νωρίτερα από τις 150° . Όταν το TH1 άγει το κύκλωμα βρίσκεται στην κατάσταση I.

Η σχέση της τάσης εισόδου με την τάση εξόδου δίνεται από τη σχέση

$$V_0(t) = S_r V_r(t) \quad (5.72)$$

Όπου S_r η διακοπτική συνάρτηση της κόκκινης φάσης.

Κατάσταση II

Στις 150° το TH2 θα προσανατολιστεί θετικά και θα αρχίσει να άγει μόλις σκανδαλιστεί από τον παλμό έναυσης στην πύλη του. Η γωνία έναυσης μετράται σε σχέση με το χρονικό σημείο τομής της κίτρινης και της μπλε φάσης και σε κάθε περίπτωση η υστέρηση έναυσης του θα είναι η ίδια με το TH1. Το κύκλωμα πλέον βρίσκεται στην κατάσταση II.

Η τάση εξόδου συνδέεται με την τάση εισόδου μέσω της διακοπτικής συνάρτησης $S_y(t)$:

$$V_0(t) = S_y V_y(t) \quad (5.73)$$

Κατάσταση IV

Αν $\alpha > 30^\circ$ και η επαγωγικότητα του φορτίου δεν είναι αρκετή ώστε να διατηρήσει τη ροή του ρεύματος, τότε το TH1 θα μεταβεί στην κατάσταση αποκοπής στις 180° και το ρεύμα θα είναι μηδενικό (νεκρή περίοδος) για το χρονικό διάστημα από 180° έως $150^\circ + \alpha$. Στην περίπτωση αυτή, το κύκλωμα μεταβαίνει στην κατάσταση IV, όπου στην έξοδο δεν υπάρχει τάση:

$$V_0(t) = 0 \quad (5.74)$$

Κατάσταση III

Το TH3 προσανατολίζεται θετικά στις 270° και αρχίζει να άγει στις $270^\circ + \alpha$. Το κύκλωμα βρίσκεται στην κατάσταση III και η τάση εισόδου και εξόδου συνδέονται από την σχέση:

$$V_0(t) = S_b V_b(t) \quad (5.75)$$

Όπως και προηγουμένως, το κύκλωμα μπορεί να μεταβεί σε νεκρή κατάσταση αν το ρεύμα μηδενιστεί προτού αρχίσει να άγει το TH3. Η νεκρή περίοδος διαρκεί από τις 300° έως τις $270^\circ + \alpha$.

Συνοψίζοντας τους χρόνους αγωγής των θυρίστορ και τις καταστάσεις του κυκλώματος, σχηματίζουμε τους πίνακες 2 έως 4. Ο πίνακας 2 αντιστοιχεί στην κατάσταση συνεχούς αγωγής του κυκλώματος, ο πίνακας 3 στις περιπτώσεις νεκρών διαστημάτων με ωμικό φορτίο και $\alpha > 30^\circ$ ενώ ο πίνακας 4 για RL φορτίο και $\alpha > 30^\circ$.

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

Θυρίστορ που άγει	Φάση	Κατάσταση	Χρονικό Διάστημα Αγωγής
TH1	red	I	$30^\circ + \alpha$ έως $150^\circ + \alpha$
TH2	yellow	II	$150^\circ + \alpha$ έως $270^\circ + \alpha$
TH3	blue	III	$270^\circ + \alpha$ έως $390^\circ + \alpha$

Πίνακας 2. Πίνακας αγωγής για συνεχή λειτουργία

Θυρίστορ που άγει	Φάση	Κατάσταση	Χρονικό Διάστημα Αγωγής
TH1	red	I	$30^\circ + \alpha$ έως 180°
Κανένα	-	IV	180° έως $150^\circ + \alpha$
TH2	yellow	II	$150^\circ + \alpha$ έως 300°
Κανένα	-	IV	300° έως $270^\circ + \alpha$
TH3	blue	III	$270^\circ + \alpha$ έως 420°
Κανένα	-	IV	420° έως $390^\circ + \alpha$

Πίνακας 3. Πίνακας αγωγής για ωμικό φορτίο

Θυρίστορ που άγει	Φάση	Κατάσταση	Χρονικό Διάστημα Αγωγής
TH1	red	I	$30^\circ + \alpha$ έως $180^\circ + \beta$
Κανένα	-	IV	$180^\circ + \beta$ εως $150^\circ + \alpha$
TH2	yellow	II	$150^\circ + \alpha$ έως $300^\circ + \beta$
Κανένα	-	IV	$300^\circ + \beta$ εως $270^\circ + \alpha$
TH3	blue	III	$270^\circ + \alpha$ έως $420^\circ + \beta$
Κανένα	-	IV	$420^\circ + \beta$ εως $390^\circ + \alpha$

Πίνακας 4. Πίνακας αγωγής για RL φορτίο

Αν παράλληλα με το φορτίο είναι συνδεδεμένη και διάδος ελεύθερης διέλευσης, τότε η αγωγή των θυρίστορ περιορίζεται μέχρι το χρονικό σημείο που τελειώνει το θετικό μισό του κύκλου της φασικής τάσης. Στη συνέχεια το κύκλωμα μεταβαίνει στην κατάσταση IV, για την οποία, αφού η έξοδος είναι βραχυκυκλωμένη ισχύει

$$V_0(t) = 0 \quad (5.76)$$

Οι χρόνοι αγωγής στην περίπτωση αυτή διαμορφώνονται όπως δείχνει ο πίνακας 5.

Θυρίστρο που άγει	Φάση	Κατάσταση	Χρονικό Διάστημα Αγωγής
TH1	red	I	$30^\circ + \alpha$ έως 180°
Δίοδος	-	IV	180° έως $150^\circ + \alpha$
TH2	yellow	II	$150^\circ + \alpha$ έως 300°
Δίοδος	-	IV	300° έως $270^\circ + \alpha$
TH3	blue	III	$270^\circ + \alpha$ έως 420°
Δίοδος	-	IV	420° έως $390^\circ + \alpha$

Πίνακας 5. Πίνακας αγωγής με παρουσία διόδου

Η σειρά που μεταβαίνει το κύκλωμα από τη μια κατάσταση στην άλλη παρουσιάζεται γραφικά στο σχήμα 54. Η διαδικασία επαναλαμβάνεται συνεχώς.



Σχήμα 54. Ακολουθία εναλλαγής καταστάσεων κυκλώματος

Προκειμένου να προχωρήσουμε στην μαθηματική μοντελοποίηση του κυκλώματος και την εύρεση των διακοπτικών συναρτήσεων, λαμβάνουμε υπόψη μας τα παρακάτω:

- 1) Η τάση στην έξοδο προκύπτει από τις 3 φασικές τάσεις στην είσοδο. Η συμμετοχή κάθε μιας καθορίζεται χρονικά όπως δείχνουν οι προηγούμενοι πίνακες.
- 2) Το ρεύμα στην έξοδο είναι αποτέλεσμα της τάσης εξόδου που εφαρμόζεται στα άκρα του φορτίου.
- 3) Το ρεύμα στην έξοδο κινείται και εναλλάσσεται μεταξύ των γραμμών μεταφοράς των 3 φάσεων.

Η τάση $V_{AB}(t)$ δίνεται από τη σχέση

$$V_{AB} = \begin{bmatrix} S_r & S_y & S_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_r \\ V_y \\ V_b \end{bmatrix} \Leftrightarrow \quad (5.77)$$

$$V_{AB} = V_0(t) = V_r(t)S_r(t) + V_y(t)S_y(t) + V_b(t)S_b(t) \quad (5.78)$$

Για το ρεύμα στην έξοδο ισχύει:

$$I_0(t) = \frac{V_0(t)}{Z(\omega n)} \quad (5.79)$$

Το ρεύμα εξόδου επιστρέφει στην είσοδο μέσω των γραμμών μεταφοράς σύμφωνα με τον νόμο του Kirchhoff, άρα για κάθε μια της τρεις φάσεις ισχύει:

$$I_r(t) = S_r(t)I_0(t) \quad (5.80)$$

$$I_y(t) = S_y(t)I_0(t) \quad (5.81)$$

$$I_b(t) = S_b(t)I_0(t) \quad (5.82)$$

Ή σε μορφή πινάκων:

$$\begin{bmatrix} I_r \\ I_y \\ I_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_r \\ S_y \\ S_b \end{bmatrix} I_0 \quad (5.83)$$

Για την κατασκευή των διακοπτικών συναρτήσεων, αρχικά παρατηρούμε πως δεν υπάρχει αντιστροφή της τάσης εισόδου ως προς την έξοδο, άρα οι διακοπτικές συναρτήσεις των 3 φάσεων θα είναι μονοπολικές, λαμβάνοντας τις τιμές 1 και 0, αλλά όχι την τιμή -1.

Η διακοπτική συχνότητα κάθε μιας εκ των διακοπτικών συναρτήσεων θα είναι ίδια με αυτή της εισόδου, ενώ οι χρόνοι που λαμβάνει την τιμή 1 ή την τιμή 0 προκύπτουν από το χρονικό διάστημα που κάθε ένα από τα θυρίστορ άγει.

Έτσι, η γενική μορφή της εξίσωσης θα είναι η παρακάτω:

$$S(t) = K_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega t - \theta n) \quad (5.84)$$

Όπου

N ακέραιος

K₀ ο κύκλος λειτουργίας κάθε διακόπτη

$$K_n = \frac{\sin(n\delta)}{n\pi} \quad (5.85)$$

δ η ημιπερίοδος κάθε διακόπτη, όπου για συνεχή αγωγή είναι

$$\delta = \frac{120^\circ}{2} = 60^\circ \quad (5.86)$$

ενώ για διακοπόμενη αγωγή είναι

$$\delta = \frac{120^\circ - \alpha}{2} \quad \text{ή} \quad (5.87)$$

$$\delta = \frac{120^\circ - \alpha + \beta}{2} \quad (5.88)$$

θ η διαφορά φάσης της διακοπτικής συνάρτησης ως προς την φάση που της αντιστοιχεί, ίση με

$$\theta = 30^\circ + \alpha + \delta \quad (5.89)$$

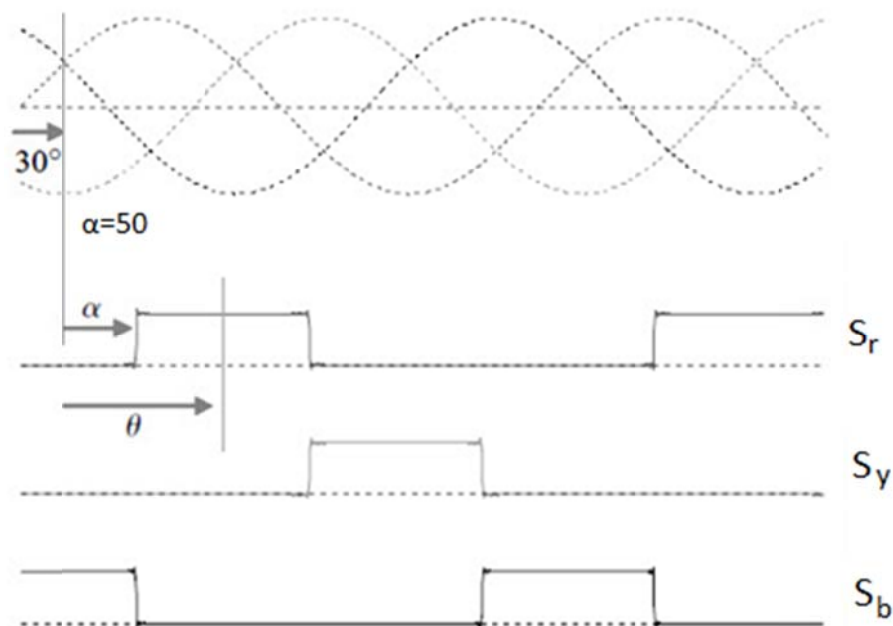
Οι διακοπτικές συναρτήσεις διαφέρουν μεταξύ τους κατά 120° , ανεξάρτητα από το είδος του φορτίου ή την γωνία α των θυρίστορ.

$$S_r(t) = K_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega t - \theta n) \quad (5.90)$$

$$S_y(t) = K_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega t - \theta n - n120^\circ) \quad (5.91)$$

$$S_b(t) = K_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega t - \theta n - n240^\circ) \quad (5.92)$$

Ενδεικτικά, για $\alpha=50^\circ$ η μορφή των διακοπτικών συναρτήσεων φαίνεται στο σχήμα 55.



Σχήμα 55. Διακοπτικές συναρτήσεις για $\alpha=50^\circ$ (Πηγή: [2])

- Η τάση εξόδου

Η τάση στην έξοδο δίνεται από τη σχέση

$$V_{AB} = V_0(t) = V_r(t)S_r(t) + V_y(t)S_y(t) + V_b(t)S_b(t) \quad (5.93)$$

Αναλύοντας τους όρους της παραπάνω σχέσης έχουμε:

$$V_r(t) = V_p \sin(\omega t) \quad (5.94)$$

$$V_y(t) = V_p \sin(\omega t - 120^\circ) \quad (5.95)$$

$$V_b(t) = V_p \sin(\omega t - 240^\circ) \quad (5.96)$$

$$\begin{aligned}
 V_0(t) = & V_p \sin(\omega t) 2 \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega t - n\theta) + \\
 & V_p \sin(\omega t - 120^\circ) 2 \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega t - n\theta - n120^\circ) + \\
 & V_p \sin(\omega t - 240^\circ) 2 \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega t - n\theta - n240^\circ)
 \end{aligned} \tag{5.97}$$

- DC συνιστώσα της τάσης εξόδου:

Η DC συνιστώσα προκύπτει από την σχέση 5.97 επιλέγοντας τους όρους μηδενικής συχνότητας. Άρα $(n-1)=0 \leftrightarrow n=1$ και η V_{0dc} θα είναι:

$$V_{dc} = 3V_p K_1 \sin \theta \tag{5.98}$$

Με

$$K_1 = \frac{\sin \delta}{\pi} \tag{5.99}$$

η τελική σχέση για την DC συνιστώσα της τάσης εξόδου είναι:

$$V_{dc} = 3V_p \frac{\sin \delta}{\pi} \sin \theta \tag{5.100}$$

- Ένταση στην έξοδο

Το ρεύμα στην έξοδο δημιουργείται από την τάση εξόδου στα άκρα του φορτίου και δίνεται από τη

$$\text{σχέση: } I_0(t) = \frac{V_0(t)}{Z(\omega n)} \tag{5.101}$$

Η σύνθετη αντίσταση $Z(n\omega)$ του φορτίου λαμβάνει 2 τιμές, για $n+1$ και $n-1$:

$$Z_{n+1} = \sqrt{R^2 + (\omega(n+1)L)^2} \tag{5.102}$$

$$\phi_{n+1} = \tan^{-1} \left(\frac{\omega(n+1)L}{R} \right) \tag{5.103}$$

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

$$Z_{n-1} = \sqrt{R^2 + (\omega(n-1)L)^2} \quad (5.104)$$

$$\phi_{n-1} = \tan^{-1}\left(\frac{\omega(n-1)L}{R}\right) \quad (5.105)$$

- Ένταση στην είσοδο

Το ρεύμα στην είσοδο είναι ίδιο με το ρεύμα στην έξοδο, όπως «αντιστοιχίζεται» μέσω των διακοπτικών συναρτήσεων κάθε φάσης:

$$I_r(t) = S_r(t)I_0(t) \quad (5.106)$$

$$I_y(t) = S_y(t)I_0(t) \quad (5.107)$$

$$I_b(t) = S_b(t)I_0(t) \quad (5.108)$$

Αν το φορτίο είναι καθαρά ωμικό, το ρεύμα πρακτικά είναι μόνο η dc συνιστώσα του ρεύματος εξόδου, δηλαδή στις σχέσεις 5.106 έως 5.108 ισχύει $I_0=I_{dc}$.

- Συντελεστής Παραμόρφωσης, Ολικής Αρμονικής Παραμόρφωσης και Ισχύος.

Ο συντελεστής THD, με την παραδοχή πως η θεμελιώδης συνιστώσα έχει σταθερή κυματομορφή, είναι ίσος με

$$\%THD = 100 \frac{\sqrt{\sum_{n=3}^X I(n)^2}}{I_1} \quad (5.109)$$

Όπου $I(n)$ είναι το μέτρο κάθε αρμονικής συνιστώσας και I_1 το μέτρο της θεμελιώδους:

$$I(n) = 2I_{dc}K_n \quad (5.110)$$

$$I_1 = 2I_{dc}K_1 \quad (5.111)$$

X είναι ο αριθμός των αρμονικών συνιστωσών που συμμετέχουν στον υπολογισμό, θεωρητικά ίσος με άπειρο, πρακτικά όμως εξετάζουμε μέχρι κάποια ορισμένη τάξη αρμονικών.

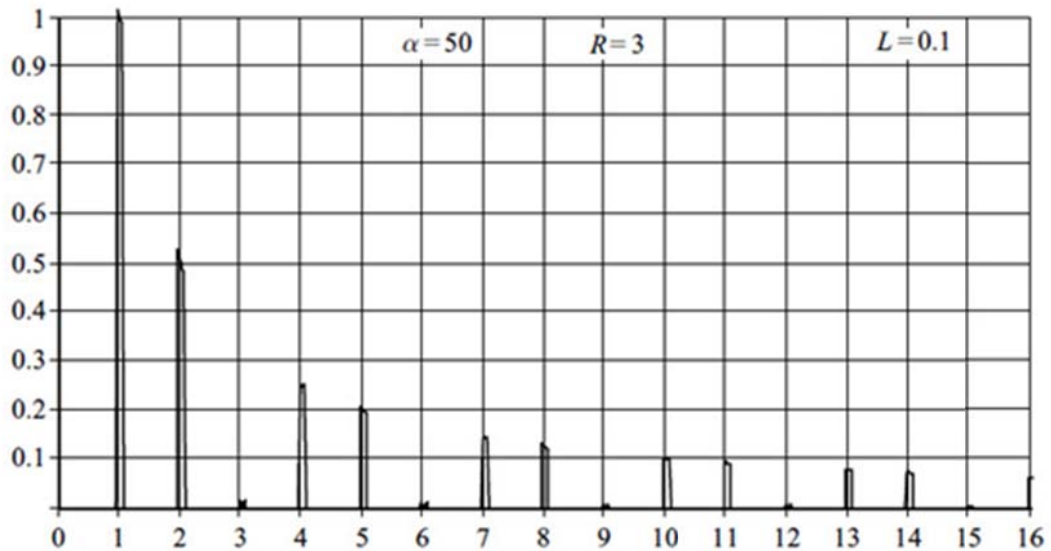
Ο συντελεστής παραμόρφωσης δίνεται από τη σχέση

$$DistF = \frac{I_1}{\sqrt{\sum_{n=1}^X I(n)^2}} \quad (5.112)$$

Και ο συντελεστής ισχύος από τη σχέση:

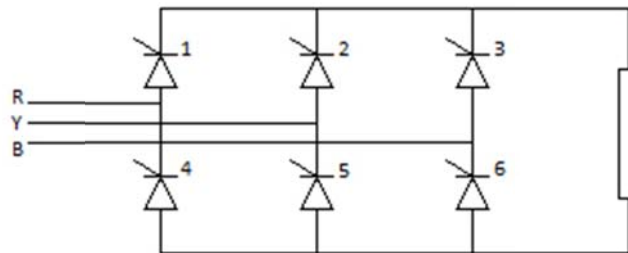
$$PF = DistF \times DPF \quad (5.113)$$

Το φάσμα των αρμονικών συνιστωσών για τον ανορθωτή που εξετάζουμε, έχει τη μορφή του σχήματος 56:



Σχήμα 56. Φάσμα αρμονικών συνιστωσών (Πηγή: [2])

5.4 Τριφασικός ανορθωτής πλήρους ανόρθωσης

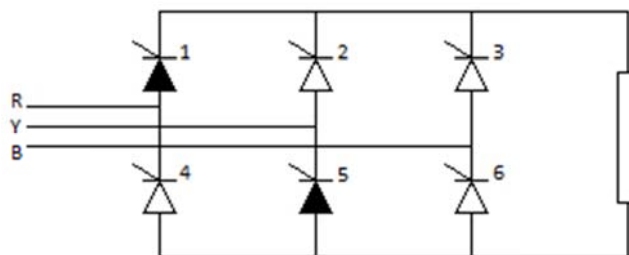


Σχήμα 57. Τριφασικός ανορθωτής

Ο τριφασικός ανορθωτής του σχήματος 57 αποτελείται από 6 θυρίστορ στα οποία έχουμε τη δυνατότητα ελέγχου της έναυσης μέσω ενός κυκλώματος ελέγχου στην πύλη, ενώ θεωρούμε πως δεν υπάρχει επικάλυψη μεταξύ τους. Το φορτίο είναι R-L (σύνθετη αντίσταση) και για κάθε μια φάση θα ορίσουμε την αντίστοιχη διακοπτική συνάρτηση που θα αναπαριστά τη λειτουργία του κυκλώματος κατά τη διάρκεια μιας περιόδου.

Σε οποιαδήποτε χρονική στιγμή της περιόδου, 2 θυρίστορ άγουν ενώ τα υπόλοιπα βρίσκονται σε κατάσταση αποκοπής. Ένα θυρίστορ από την άνω συστοιχία (TH1, TH2, TH3) και ένα από την κάτω (TH4, TH5, TH6). Τα θυρίστορ που άγουν συνδέουν 2 φάσεις από την είσοδο με το φορτίο. Άρα το κύκλωμα κατά τη διάρκεια μιας περιόδου βρίσκεται σε 6 διαφορετικές καταστάσεις.

Κατάσταση I



Σχήμα 58. Κατάσταση I κυκλώματος

Άγουν τα θυρίστορ TH1 και TH5. Το θυρίστορ TH1 συνδέει την κόκκινη φάση με το φορτίο και το θυρίστορ TH5 συνδέει την κίτρινη φάση με το φορτίο. Η φασική τάση $V_{ry}(t)$ εμφανίζεται στην έξοδο:

$$V_0(t) = V_{ry}(t) \tag{5.114}$$

Άρα για τη διακοπτική συνάρτηση της κατάστασης I θα ισχύει:

$$S_{ry}(t) = 1 \quad (5.115)$$

Η κατάσταση I διαρκεί από $30^\circ + \alpha$ έως $90^\circ + \alpha$ και το ρεύμα εισέρχεται στο φορτίο μέσω της κόκκινης γραμμής και εξέρχεται μέσω της κίτρινης. Για τα ρεύματα και τις διακοπτικές συναρτήσεις των 3 φάσεων ισχύει:

$$I_r(t) = I_0(t) \quad (5.116)$$

$$I_y(t) = -I_0(t) \quad (5.117)$$

$$I_b(t) = 0 \quad (5.118)$$

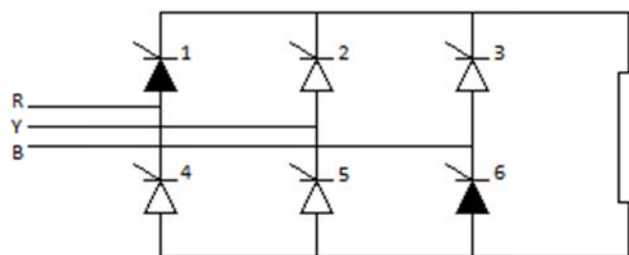
$$S_r(t) = 1 \quad (5.119)$$

$$S_y(t) = -1 \quad (5.120)$$

$$S_b(t) = 0 \quad (5.121)$$

Είναι προφανές πως οι διακοπτικές συναρτήσεις είναι διπολικές, αφού απαιτείται να λαμβάνουν και την τιμή -1.

Κατάσταση II



Σχήμα 59. Κατάσταση II κυκλώματος

Η κατάσταση II συμβαίνει με διαφορά 60° από την κατάσταση I. Άγουν τα θυρίστορ TH1 και TH6 τα οποία συνδέουν το φορτίο με την κόκκινη και τη μπλε φάση. Διαρκεί από $90^\circ + \alpha$ έως $150^\circ + \alpha$.

Η φασική τάση $V_{br}(t)$ εμφανίζεται στην έξοδο με αρνητικό πρόσημο.

$$V_0(t) = -V_{br}(t) \quad (5.122)$$

Άρα η διακοπτική συνάρτηση για την κατάσταση αυτή θα είναι η:

$$S_{br}(t) = -1 \quad (5.123)$$

Αντίστοιχα με προηγούμενως, η ένταση και οι διακοπτικές συναρτήσεις των ρευμάτων στην κατάσταση II έχουν ως εξής:

$$I_r(t) = I_0(t) \quad (5.124)$$

$$I_y(t) = 0 \quad (5.125)$$

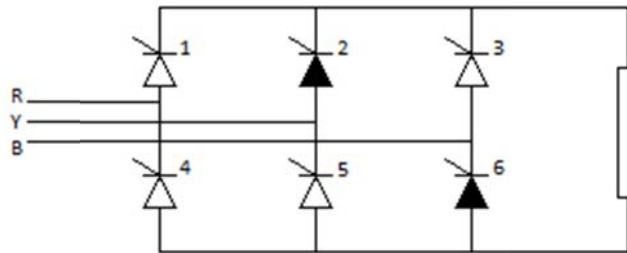
$$I_b(t) = -I_0(t) \quad (5.126)$$

$$S_r(t) = 1 \quad (5.127)$$

$$S_y(t) = 0 \quad (5.128)$$

$$S_b(t) = -1 \quad (5.129)$$

Κατάσταση III



Σχήμα 60. Κατάσταση III κυκλώματος

Συνεχίζει να άγει το TH6 και αρχίζει να άγει το TH2 που συνδέει την κίτρινη φάση με το φορτίο. Η κατάσταση III διαρκεί από $150^\circ + \alpha$ έως $210^\circ + \alpha$ και για την τάση και την ένταση ισχύουν τα εξής:

$$V_0(t) = V_{yb}(t) \quad (5.130)$$

$$S_{yb}(t) = 1 \quad (5.131)$$

$$I_r(t) = 0 \quad (5.132)$$

$$I_y(t) = I_0(t) \quad (5.133)$$

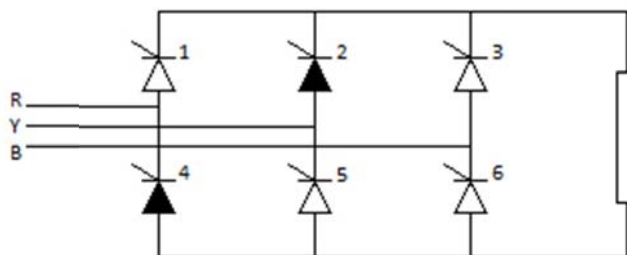
$$I_b(t) = -I_0(t) \quad (5.134)$$

$$S_b(t) = -1 \quad (5.135)$$

$$S_y(t) = 1 \quad (5.136)$$

$$S_b(t) = -1 \quad (5.137)$$

Κατάσταση IV



Σχήμα 61. Κατάσταση IV κυκλώματος

Άγουν τα θυρίστορ TH2 και TH4 για το χρονικό διάστημα από $210^\circ + \alpha$ έως $270^\circ + \alpha$. Συνδέεται η κόκκινη και η κίτρινη φάση με το φορτίο και η τάση εμφανίζεται αντεστραμμένη στην έξοδο:

$$V_0(t) = -V_{ry}(t) \quad (5.138)$$

Η διακοπτική συνάρτηση στην κατάσταση αυτή είναι η ίδια με την κατάσταση I, με αρνητικό όμως πρόσημο:

$$S_{ry}(t) = -1 \quad (5.139)$$

Το ίδιο ισχύει και για την ένταση.

$$I_r(t) = -I_0(t) \quad (5.140)$$

$$I_y(t) = I_0(t) \quad (5.141)$$

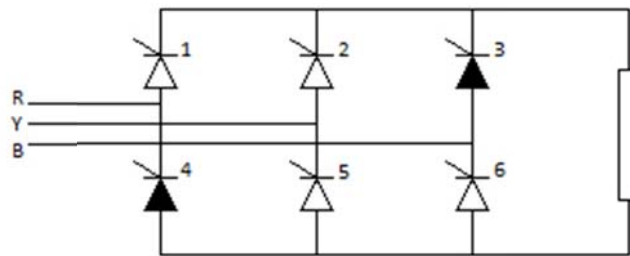
$$I_b(t) = 0 \quad (5.142)$$

$$S_r(t) = -1 \quad (5.143)$$

$$S_y(t) = 1 \quad (5.144)$$

$$S_b(t) = 0 \quad (5.145)$$

Κατάσταση V



Σχήμα 62. Κατάσταση V κυκλώματος

Από τη χρονική στιγμή $270^\circ + \alpha$ μέχρι και $330^\circ + \alpha$ άγουν τα θυρίστορ TH3 και TH4 που συνδέουν τη μπλε και την κόκκινη φάση με το φορτίο. Η τάση, η ένταση και οι διακοπτικές συναρτήσεις είναι αντίθετες από αυτές της κατάστασης II:

$$V_0(t) = -V_{br}(t) \quad (5.146)$$

$$S_{br}(t) = -1 \quad (5.147)$$

$$I_r(t) = -I_0(t) \quad (5.148)$$

$$I_y(t) = 0 \quad (5.149)$$

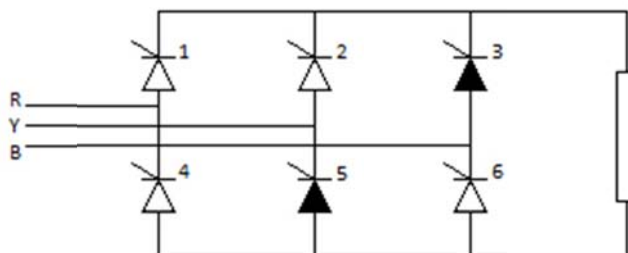
$$I_b(t) = I_0(t) \quad (5.150)$$

$$S_r(t) = -1 \quad (5.151)$$

$$S_y(t) = 0 \quad (5.152)$$

$$S_b(t) = 1 \quad (5.153)$$

Κατάσταση VI



Σχήμα 63. Κατάσταση VI κυκλώματος

Άγουν τα TH3 και TH5 από $330^\circ + \alpha$ μέχρι $390^\circ + \alpha$. Η κατάσταση VI είναι αντιστροφή της κατάστασης III, άρα ισχύει:

$$V_0(t) = -V_{yb}(t) \quad (5.154)$$

$$S_{yb}(t) = -1 \quad (5.155)$$

$$I_r(t) = 0 \quad (5.156)$$

$$I_y(t) = -I_0(t) \quad (5.157)$$

$$I_b(t) = I_0(t) \quad (5.158)$$

$$S_r(t) = 0 \quad (5.159)$$

$$S_y(t) = -1 \quad (5.160)$$

$$S_b(t) = 1 \quad (5.161)$$

Συνοψίζοντας τις καταστάσεις του κυκλώματος, σχηματίζουμε τον πίνακα 6.

Θυρίστρος που άγουν	Κατάσταση	Φάσεις συνδεδεμένες στο φορτίο	Χρονικό Διάστημα Αγωγής
1 & 5	I	red & yellow	$30^\circ + \alpha$ έως $90^\circ + \alpha$
1 & 6	II	red & blue	$90^\circ + \alpha$ έως $150^\circ + \alpha$
2 & 6	III	yellow & blue	$150^\circ + \alpha$ έως $210^\circ + \alpha$
2 & 4	IV	yellow & red	$210^\circ + \alpha$ έως $270^\circ + \alpha$
3 & 4	V	blue & red	$270^\circ + \alpha$ έως $330^\circ + \alpha$
3 & 5	VI	blue & yellow	$330^\circ + \alpha$ έως $390^\circ + \alpha$

Πίνακας 6. Καταστάσεις κυκλώματος και διαστήματα αγωγής αυτών

Η σειρά που διαδέχονται η μια κατάσταση την άλλη, παρουσιάζεται στο σχήμα 65:



Σχήμα 65. Ακολουθία εναλλαγής καταστάσεων κυκλώματος

Οι 6 καταστάσεις του κυκλώματος θεωρητικά απαιτούν 6 διαφορετικές διακοπτικές συναρτήσεις ώστε να περιγραφεί η λειτουργία της. Είδαμε όμως πως ανά δύο εμφανίζουν ίδιες τιμές ρεύματος ή τάσης, με διαφορετικό πρόσημο. Αυτό μας διευκολύνει στο να χρησιμοποιήσουμε μόνο 3 διακοπτικές συναρτήσεις, μια για κάθε ζεύγος φάσεων που συνδέονται με το φορτίο. Οι διακοπτικές συναρτήσεις θα είναι διπολικές, ώστε να λαμβάνουν της τιμές 1, 0 και -1 ανάλογα με την κατάσταση που βρίσκεται το κύκλωμα. Έτσι, η τάση στην έξοδο εξαρτάται από την κατάσταση του κυκλώματος και δίνεται από τις σχέσεις:

$$V_0(t) = V_{ry}(t)S_{ry}(t) \quad (5.162)$$

$$V_0(t) = V_{yb}(t)S_{yb}(t) \quad (5.163)$$

$$V_0(t) = V_{br}(t)S_{br}(t) \quad (5.164)$$

Με βάση το θεώρημα της επαλληλίας, ισχύει:

$$V_0(t) = V_{ry}(t)S_{ry}(t) + V_{yb}(t)S_{yb}(t) + V_{br}(t)S_{br}(t) \Leftrightarrow \quad (5.165)$$

$$V_0(t) = \begin{bmatrix} S_{ry} & S_{yb} & S_{br} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ry} \\ V_{yb} \\ V_{br} \end{bmatrix} \quad (5.166)$$

Με τον ίδιο τρόπο υπολογίζονται οι διακοπτικές συναρτήσεις για την σχέση του ρεύματος εισόδου με το ρεύμα εξόδου. Στις καταστάσεις I και II το ρεύμα κινείται προς το φορτίο μέσω της κόκκινης γραμμής, ενώ στις καταστάσεις IV και V το ρεύμα φεύγει από το φορτίο μέσω της κόκκινης γραμμής. Άρα:

$$I_r(t) = I_0(t)S_r(t) \quad (5.167)$$

Η $S_r(t)$ λαμβάνει τιμές -1, 1 και 0.

Αντίστοιχα:

$$I_y(t) = I_0(t)S_y(t) \quad (5.168)$$

$$I_b(t) = I_0(t)S_b(t) \quad (5.169)$$

Οι διακοπτικές συναρτήσεις της τάσης θα έχουν τιμή διάφορη του μηδενός για το χρονικό διάστημα που άγουν τα αντίστοιχα θυρίστορ και την τιμή μηδέν όταν δεν άγουν. Κάθε ένα από τα θυρίστορ άγει για χρονικό διάστημα 60° στο πρώτο μισό της περιόδου και για 60° στο δεύτερο μισό της περιόδου. Το χρονικό σημείο που αρχίζουν να άγουν καθορίζεται από τη γωνία α . Τέλος, τα μεγέθη του πρώτου μισού της περιόδου εμφανίζονται αντεστραμμένα κατά το δεύτερο μισό.

Από όλα τα παραπάνω διαπιστώνουμε πως η διακοπτική συνάρτηση που συνδέει την τάση εισόδου με την τάση στην έξοδο θα πρέπει να περιέχει έναν παλμό στην πρώτη ημιπερίοδο κι έναν παλμό στη δεύτερη ημιπερίοδο. Το μέτρο σε κάθε περίπτωση είναι ίσο με τη μονάδα και το πρόσημο καθορίζεται από το αν η τάση μεταφέρεται αντεστραμμένη ή όχι. Ο πρώτος παλμός εμφανίζεται τη χρονική στιγμή που το κύκλωμα μεταβαίνει στην κατάσταση που αντιστοιχεί στην διακοπτική συνάρτηση, ενώ ο δεύτερος παλμός εμφανίζεται 180° αργότερα. Οι διπολικές διακοπτικές συναρτήσεις που ικανοποιούν τις παραπάνω προϋποθέσεις είναι:

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

$$S_{ry}(t) = 4 \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega t - n\theta) \quad (5.170)$$

$$S_{br}(t) = -4 \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega t - n\theta - n60^0) \quad (5.171)$$

$$S_{yb}(t) = 4 \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega t - n\theta - n120^0) \quad (5.172)$$

Όπου

n περιττός ακέραιος

$$K_n = \frac{\sin(n\delta)}{n\pi} \quad (5.173)$$

$\delta = 30^0$, το μισό του χρόνου αγωγής

$$\theta = \alpha + \delta + 30^0 \quad (5.174)$$

Με τον ίδιο ακριβώς τρόπο υπολογίζονται οι διακοπτικές συναρτήσεις που αντιστοιχούν την ένταση μεταξύ της εισόδου και της εξόδου.

$$S_r(t) = 4 \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega t - n(a + 90^0)) \quad (5.175)$$

$$S_y(t) = 4 \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega t - n(a + 90^0 + 120^0)) \quad (5.176)$$

$$S_b(t) = 4 \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega t - n(a + 90^0 - 120^0)) \quad (5.177)$$

- Τάση στην έξοδο

Η φασική τάση δίνεται από τις σχέσεις:

$$V_{ry}(t) = \sqrt{3}V_p \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \quad (5.178)$$

$$V_{yb}(t) = \sqrt{3}V_p \sin\left(\omega t - 5\frac{\pi}{6}\right) \quad (5.179)$$

$$V_{br}(t) = \sqrt{3}V_p \sin\left(\omega t - 4\frac{\pi}{6}\right) \quad (5.180)$$

- DC συνιστώσα της τάσης εξόδου:

Η συνεχής συνιστώσα της τάσης βρίσκεται για της τιμές του n που η συχνότητα των όρων της $V_0(t)$ γίνεται μηδενική.

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi}V_p \cos \alpha \quad (5.181)$$

- Ρεύμα στην έξοδο:

Το ρεύμα στην έξοδο είναι αποτέλεσμα της τάσης στην έξοδο στα άκρα του φορτίου.

$$I_0(t) = \frac{V_0(t)}{Z(\omega n)} \quad (5.182)$$

Η τάση εξόδου περιέχει της όρους $(n+1)\omega$ και $(n-1)\omega$, άρα και η σύνθετη αντίσταση δίνεται από τις σχέσεις:

$$Z_{n+1} = \sqrt{R^2 + (\omega(n+1)L)^2} \quad (5.183)$$

$$\phi_{n+1} = \tan^{-1}\left(\frac{\omega(n+1)L}{R}\right) \quad (5.184)$$

$$Z_{n-1} = \sqrt{R^2 + (\omega(n-1)L)^2} \quad (5.185)$$

$$\phi_{n-1} = \tan^{-1}\left(\frac{\omega(n-1)L}{R}\right) \quad (5.186)$$

Από τη διαίρεση των όρων της τάσης με την αντίστοιχη σύνθετη αντίσταση υπολογίζεται η ένταση στην έξοδο. Σε περιπτώσεις τριφασικών ανορθωτών με επαγωγικό φορτίο, η ένταση στην έξοδο προσεγγίζεται ως ίση με τη θεμελιώδη συνιστώσα της.

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

$$I_0(t) = I_{dc} \quad (5.187)$$

Αυτό συμβαίνει χωρίς να αποκλίνει σημαντικά η τιμή από την πραγματική, καθώς οι ανώτερης τάξης αρμονικές συνιστώσες είναι πολύ μικρότερες σε σχέση με την θεμελιώδη.

- Συντελεστής Μετατόπισης

Με την παραδοχή πως το ρεύμα στην έξοδο είναι ίσο με τη θεμελιώδη συνιστώσα του, ισχύει:

$$I_r(t) = S_r(t)I_{dc} \quad (5.188)$$

Αντικαθιστώντας τη διακοπτική συνάρτηση προκύπτει:

$$I_r(t) = I_{dc} 4 \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega t - n(a + 90^\circ)) \quad (5.189)$$

Το μέτρο των συνιστωσών υπολογίζεται από τη σχέση

$$I(n) = I_{dc} 4K_n \quad (5.190)$$

Και με αντικατάσταση του K_n :

$$I(n) = I_{dc} 4 \frac{\sin(2n\delta)}{n\pi} \quad (5.191)$$

Για $n=1$ υπολογίζουμε την θεμελιώδη συνιστώσα:

$$I_r(t) = 4I_{dc} \frac{\sin(2\delta)}{\pi} \cos[\omega t - (a + 90^\circ)] \quad (5.192)$$

\Leftrightarrow

$$I_r(t) = 4I_{dc} \frac{\sin 2\delta}{\pi} \sin(\omega t - \alpha) \quad (5.193)$$

Άρα το μέτρο της θεμελιώδους είναι:

$$I_r = 4I_{dc} \frac{\sin 2\delta}{\pi} \quad (5.194)$$

Η διαφορά φάσης είναι α και ο συντελεστής μετατόπισης φάσης θα είναι:

$$DPF = \cos \alpha \quad (5.195)$$

- Συντελεστής Παραμόρφωσης

$$DF = \frac{I_1}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \quad (5.196)$$

- Συντελεστής Ισχύος

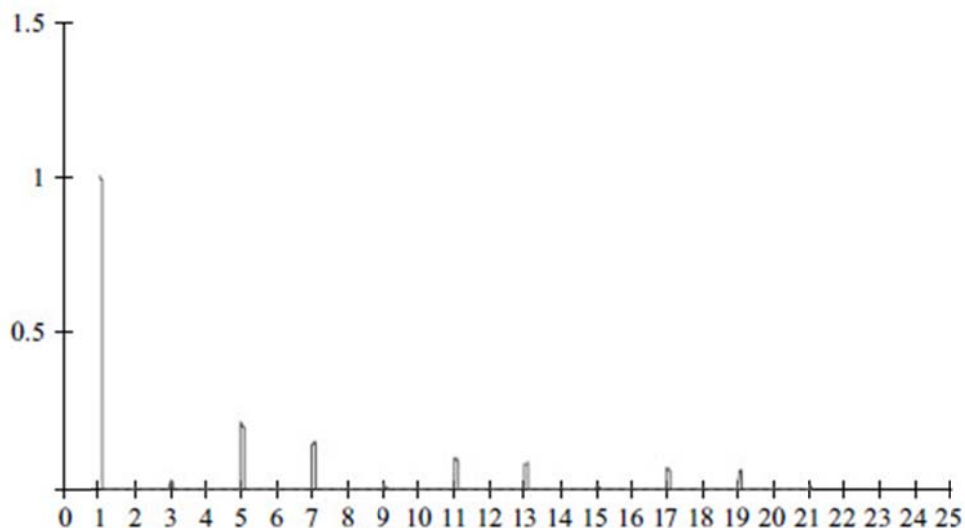
Είναι το γινόμενο του συντελεστή μετατόπισης με το συντελεστή παραμόρφωσης

$$PF = DF \times DPF \quad (5.197)$$

- Ολικός Συντελεστής Αρμονικής Παραμόρφωσης:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (5.198)$$

Στο σχήμα 66 παρουσιάζεται το φάσμα των αρμονικών συχνοτήτων για τον τριφασικό ανορθωτή που εξετάζουμε.



Σχήμα 66. Φάσμα αρμονικών συνιστωσών (Πηγή: [2])

6. Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (PWM Method)

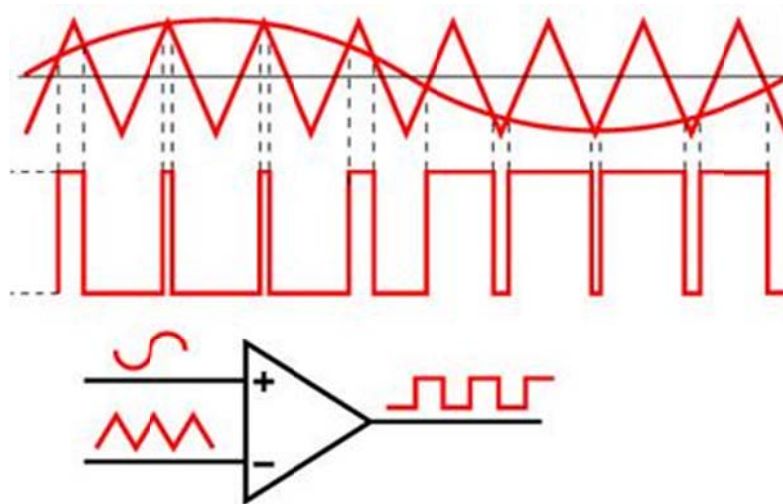
6.1 Εισαγωγή

Η μέθοδος Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (PWM) χρησιμοποιείται προκειμένου να είναι δυνατός ο έλεγχος της τάσης εξόδου σε έναν μετατροπέα. Μέσω της αυξομείωσης του εύρους των παλμών της τάσης εξόδου ρυθμίζονται τα διάφορα μεγέθη στις επιθυμητές τιμές και είναι δυνατός ο περιορισμός των κατώτερων αρμονικών συνιστωσών, οι οποίες δύσκολα εξαλείφονται με χρήση φίλτρων. Η πλέον χρησιμοποιούμενη μέθοδος είναι αυτή της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών, SPWM.

6.2 Περιγραφή της μεθόδου SPWM

Με την τεχνική SPWM παράγονται σε επίπεδο κυκλώματος ελέγχου (ασθενή σήματα) δύο κυματομορφές. Μια ημιτονοειδής που ονομάζεται κυματομορφή αναφοράς και μια τριγωνική (ή πριονωτή) που ονομάζεται κυματομορφή φορέα. Οι δυο κυματομορφές είναι συγχρονισμένες μεταξύ τους.

Στη συνέχεια, οι δυο κυματομορφές εφαρμόζονται στην είσοδο ενός συγκριτή, η έξοδος του οποίου εξαρτάται από τη μορφή και τα σημεία τομής των δύο κυματομορφών εισόδου, όπως δείχνει το σχήμα 67.



Σχήμα 67. Κυματομορφές σύγκρισης της μεθόδου PWM (Πηγή: [12])

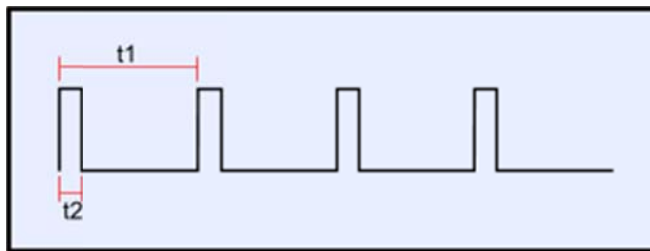
Τα κυριότερα μεγέθη κατά τη μελέτη των κυματομορφών που χρησιμοποιούνται είναι τα εξής:

- A_r : πλάτος της κυματομορφής αναφοράς
- A_c : πλάτος της κυματομορφής φορέα
- T_r : περίοδος της κυματομορφής αναφοράς
- T_c : περίοδος της κυματομορφής φορέα

- f_r : συχνότητα της κυματομορφής αναφοράς
- f_c : συχνότητα της κυματομορφής φορέα
- M_f : συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους, ίσος με A_r/A_c
- M_a : συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας, ίσος με f_r/f_c

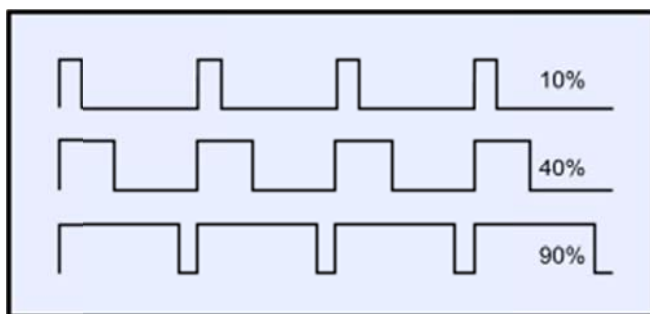
Με βάση την κυματομορφή στην έξοδο του συγκριτή, καθορίζεται ο χρόνος αγωγής των διακοπτικών στοιχείων του κυκλώματος στο οποίο εφαρμόζεται ο έλεγχος SPWM. Καθορίζεται δηλαδή το χρονικό διάστημα κατά το οποίο τα διακοπτικά στοιχεία βρίσκονται στην κατάσταση ON ή στην κατάσταση OFF. Μεταβάλλοντας το χρονικό διάστημα, μεταβάλλεται και η τάση εξόδου.

Το σήμα στην έξοδο του συγκριτή είναι ορθογωνικής μορφής, όπως δείχνει το σχήμα 68:



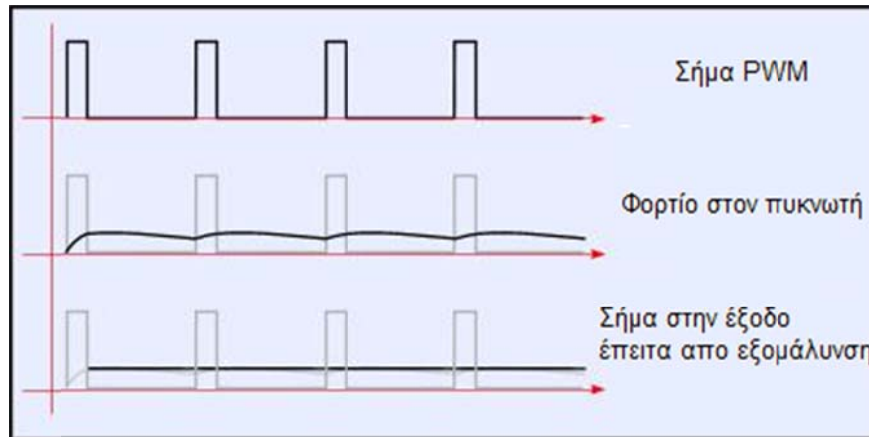
Σχήμα 68. Σήμα εξόδου συγκριτή (Πηγή: [12])

Το χρονικό διάστημα t_1 είναι η περίοδος του παλμού, ενώ το χρονικό διάστημα t_2 είναι η διάρκεια κατά την οποία η τιμή του είναι μέγιστη. Ο λόγος t_2/t_1 , δηλαδή το χρονικό διάστημα κατά το οποίο ο παλμός είναι θετικός, ως ποσοστό της συνολικής του διάρκειας, επηρεάζει άμεσα την έξοδο του κυκλώματος. Μεταβάλλοντας το χρονικό διάστημα t_2 , διατηρώντας σταθερή τη συχνότητα, όπως δείχνει το σχήμα 69, πετυχαίνουμε διαφορετικές τιμές στην έξοδο:



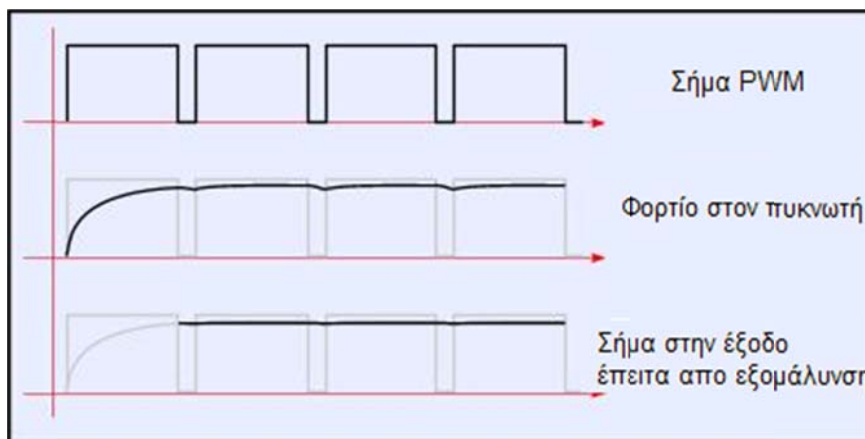
Σχήμα 69. Μεταβολή κύκλου λειτουργίας σήματος εξόδου (Πηγή: [12])

Προκειμένου να επιτύχουμε χαμηλές τιμές στην έξοδο, διαμορφώνουμε τον θετικό κύκλο του παλμού σε χαμηλά ποσοστά (σχήμα 70).



Σχήμα 70. Σήμα εξόδου για μικρές τιμές κύκλου λειτουργίας (Πηγή: [12])

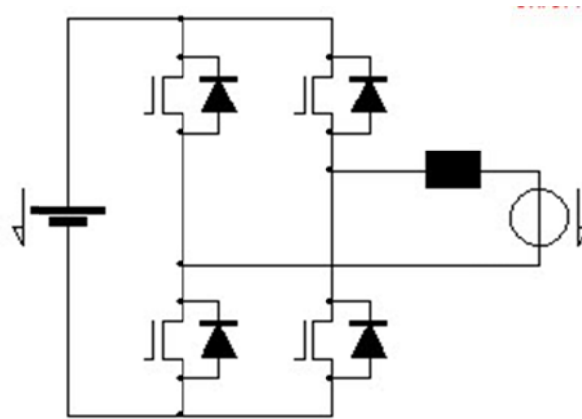
Αντιθέτως, αν επιθυμούμε τιμές εξόδου κοντά στη μέγιστη δυνατή τιμή του κυκλώματος, θα διαμορφώσουμε τον παλμό ελέγχου σε υψηλά ποσοστά (σχήμα 71).



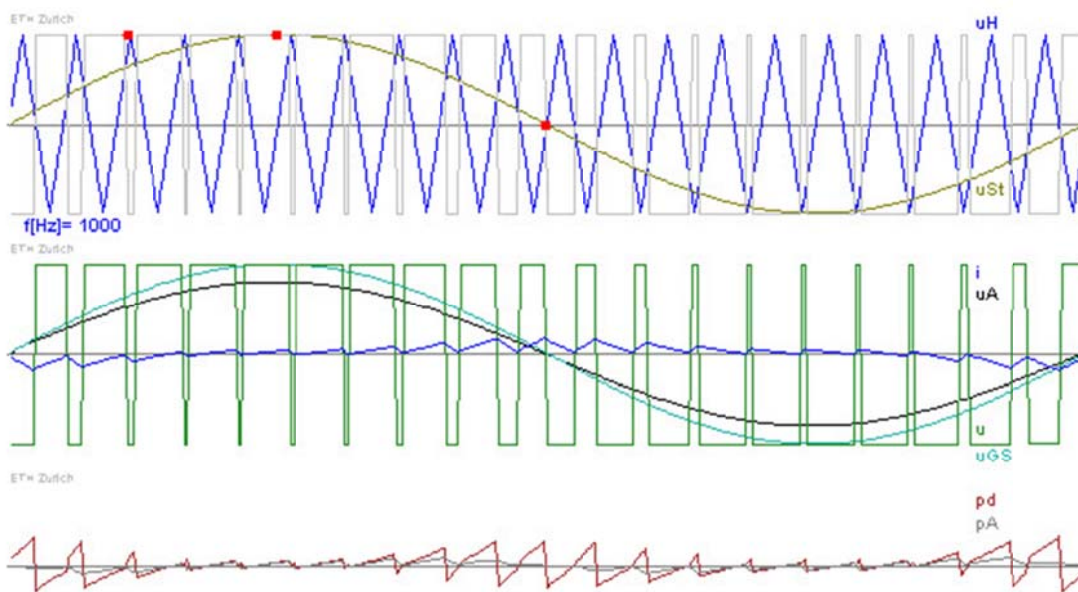
Σχήμα 71. Σήμα εξόδου για μεγάλες τιμές κύκλου λειτουργίας (Πηγή: [12])

Αν η μέθοδος PWM εφαρμοστεί σε έναν μονοφασικό αντιστροφέα γέφυρας, αποτελούμενο από τέσσερα διακοπτικά στοιχεία Q_1 , Q_2 , Q_3 και Q_4 , τότε το αρνητικό μέρος της εξόδου του συγκριτή θα καθορίζει τους παλμούς έναυσης του διακοπτικού Q_3 ενώ το αντίστροφο μέρος του θα καθορίζει τους παλμούς έναυσης του διακοπτικού Q_4 . Από την κυματομορφή αναφοράς καθορίζονται οι παλμοί έναυσης των Q_1 και Q_2 .

Στο σχήμα 72 παρουσιάζεται ένας μονοφασικός μετατροπέας και στο σχήμα 73 οι κυματομορφές εισόδου και η κυματομορφή εξόδου του συγκριτή.

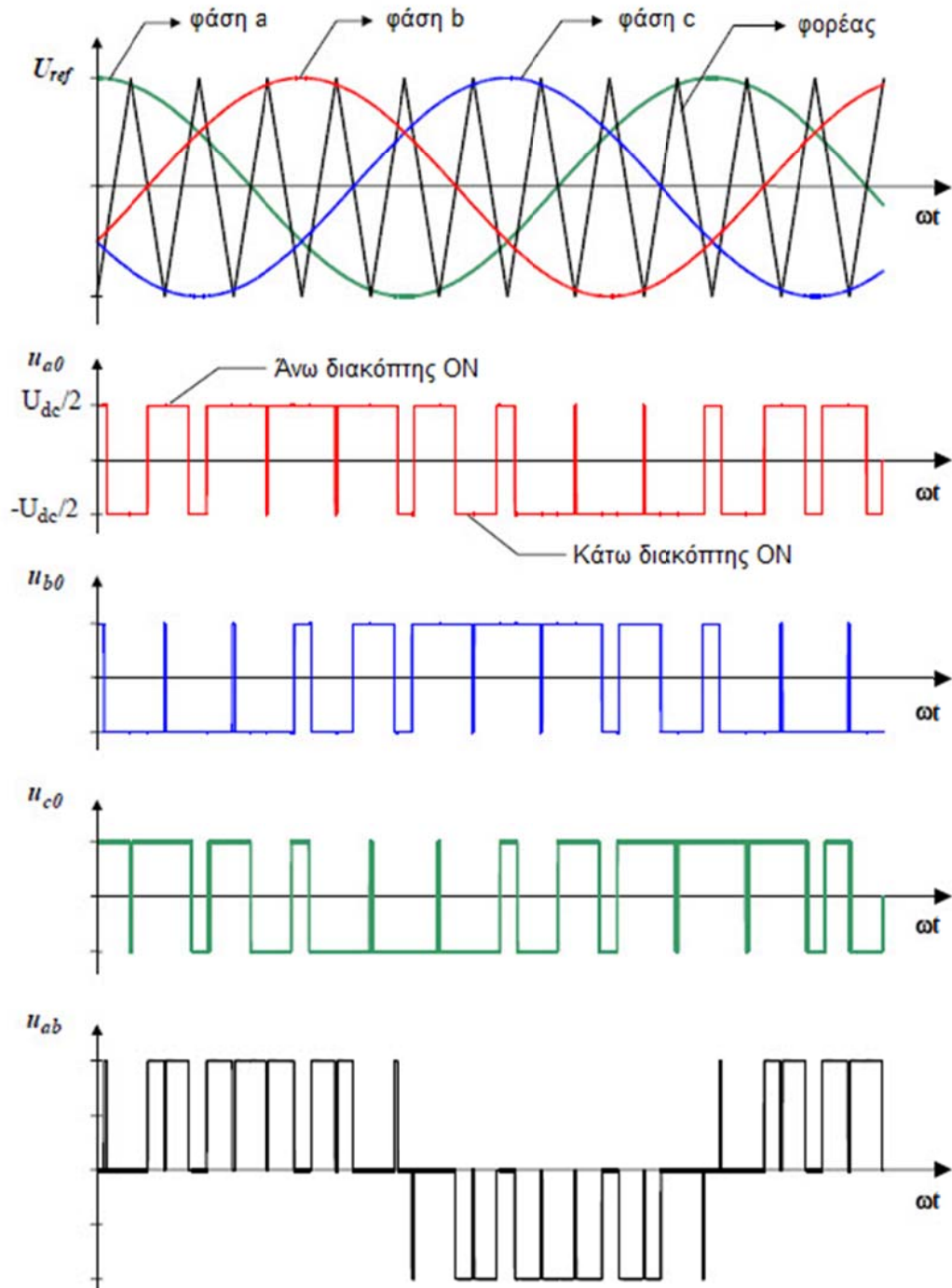


Σχήμα 72. Μονοφασικός μετατροπέας (Πηγή: [13])



Σχήμα 73. Κυματομορφές εισόδου και εξόδου (Πηγή: [13])

Αντίστοιχα, αν εφαρμόσουμε τη μέθοδο SPWM σε ένα τριφασικό κύκλωμα, τότε με τη χρήση τριών κυματομορφών αναφοράς μπορούμε να καθορίσουμε την αγωγή σε κάθε φάση ξεχωριστά, όπως δείχνει το σχήμα 74.



Σχήμα 74. Η μέθοδος PWM της τρεις φάσεις (Πηγή: [6])

6.3 Εφαρμογές

Η διαμόρφωση SPWM χρησιμοποιείται για τη μείωση κατανάλωσης ισχύος σε φορτίο, χωρίς το μέγεθος των απωλειών που θα είχαμε σε κυκλώματα τα οποία φέρουν αντιστάσεις. Αυτό είναι συνέπεια του γεγονότος πως η μέση ισχύς που παρέχεται είναι ανάλογη του κύκλου λειτουργίας της διαμόρφωσης. Με ένα αρκετά υψηλό ρυθμό διαμόρφωσης, ηλεκτρονικά παθητικά φίλτρα μπορούν να χρησιμοποιηθούν για εξομάλυνση του συρμού του παλμού και ανάκτηση μιας μέσης αναλογικής κυματομορφής.

Συστήματα ελέγχου ισχύος υψηλής συχνότητας PWM είναι εύκολα υλοποιήσιμα με τους ημιαγωγούς-διακόπτες που παρουσιάστηκαν στο πρώτο μέρος. Το μεγαλύτερο πλεονέκτημα του συστήματος είναι ότι οι διακόπτες είναι είτε OFF είτε ON, με αποτέλεσμα το παραγόμενο ρεύμα και η τάση κάθε χρονική στιγμή να καθορίζουν την ισχύ που παρέχεται από τον διακόπτη χωρίς (θεωρητικά) να γίνεται καμία κατανάλωση στο διακόπτη. Βέβαια, οι πραγματικοί διακόπτες ημιαγωγικών στοιχείων όπως MOSFET & BJTs, δεν είναι ιδανικοί διακόπτες αλλά υψηλής απόδοσης ελεγκτές αγωγής.

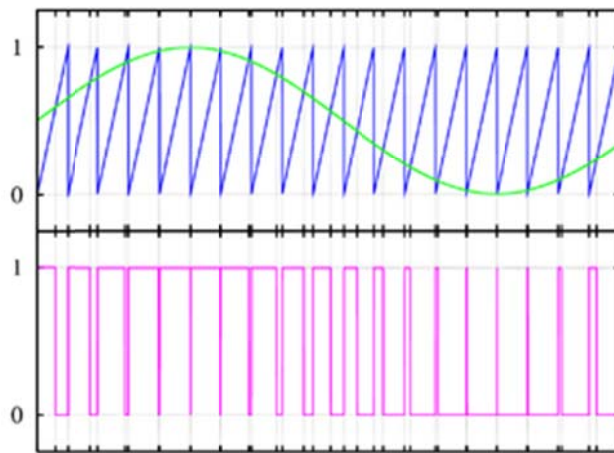
Κατά τις εναλλαγές μεταξύ των ON και OFF καταστάσεων, η ισχύς διαχέεται και στους διακόπτες, αλλά η αλλαγή της κατάστασης μεταξύ ON και OFF είναι αρκετά γρήγορη ώστε ο μέσος όρος διάχυσης ισχύος να είναι πολύ χαμηλός συγκρινόμενος με την ισχύς που καταναλώνεται.

Η μέθοδος PWM χρησιμοποιείται κυρίως στον έλεγχο παροχής ηλεκτρικής ισχύος, σε κυκλώματα ελέγχου ηλεκτροκινητήρων, στη θεμελιώδη λειτουργία ενισχυτών ήχου, ελέγχου φωτεινότητας πηγών φωτός και σε εφαρμογές ηλεκτρονικών ισχύος.

7. Η διακοπτική συνάρτηση στη Μέθοδο Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (PWM method).

7.1 Εισαγωγή

Όπως είδαμε παραπάνω, η μέθοδος διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM method) χρησιμοποιείται προκειμένου να εξαλειφθούν οι ανώτερες αρμονικές συνιστώσες που παράγονται από έναν μετατροπέα. Στην πιο απλή μορφή της, την ημιτονοειδή διαμόρφωση, γίνεται χρήση μια τριγωνικής και μια ημιτονοειδής κυματομορφής, όπου από την σύγκριση τους προκύπτει μια σειρά παλμών, σχήμα 75, που καθορίζει την έναυση και την σβέση των διακοπτικών στοιχείων του κυκλώματος.



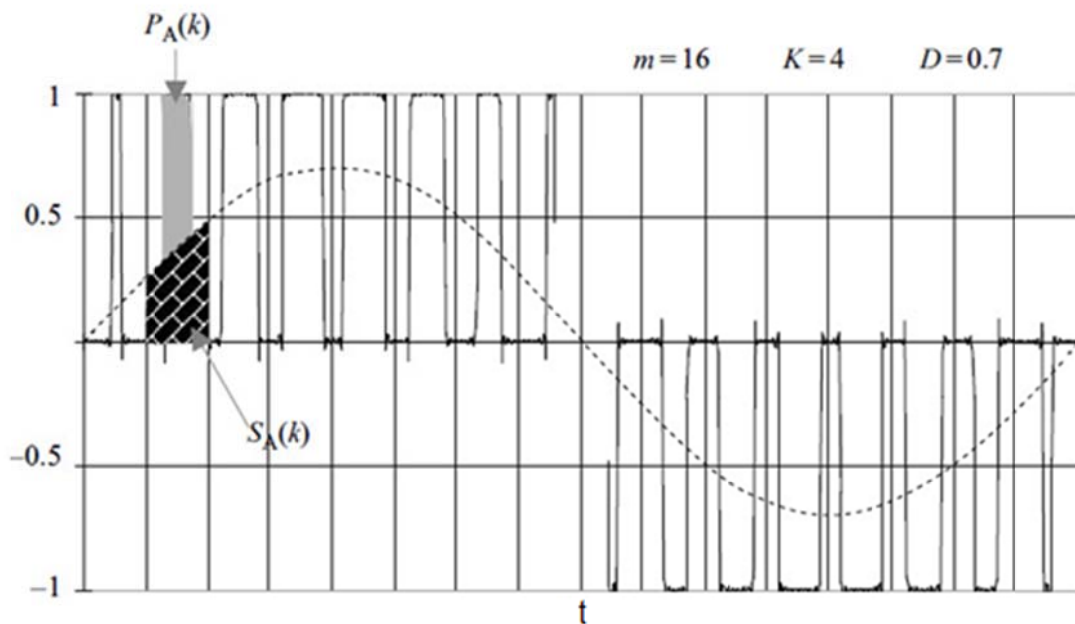
Σχήμα 75. Κυματομορφές και σειρά παλμών στην μέθοδο PWM (Πηγή: [12])

Υπενθυμίζουμε πως η κυματομορφή αναφοράς φέρει τα χαρακτηριστικά (πλάτος, συχνότητα και φάση) της επιθυμητής κυματομορφής τάσης ή έντασης. Η τριγωνική κυματομορφή έχει συνήθως αρκετά μεγαλύτερη συχνότητα. Αν με f_c συμβολίσουμε τη συχνότητα της κυματομορφής φορέα και με f_m τη συχνότητα της κυματομορφής αναφοράς, τότε ορίζεται ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους, ίσος με:

$$m = \frac{f_c}{f_m} \quad (7.1)$$

Το πλάτος κάθε παλμού που παράγεται είναι ανάλογο με το μέτρο της διαμορφωμένης κυματομορφής τη συγκεκριμένη χρονική στιγμή. Αναλυτικότερα, χωρίζοντας τον κύκλο λειτουργίας σε m τομείς, στο κέντρο κάθε τομέα έχουμε έναν παλμό μέτρου ίσου με τη μονάδα και πλάτους τέτοιου ώστε το εμβαδό $P_A(k)$ πάνω από την κυματομορφή του σήματος να είναι ανάλογο με το εμβαδό $S_A(k)$ κάτω από την κυματομορφή του σήματος.

7.2 Μονοπολικό Σήμα Ημιτονοειδώς Διαμορφωμένο (Sinusoidally modulated PWM signal – unipolar).



Σχήμα 76. Σειρά παλμών στην μέθοδο SPWM (Πηγή: [2])

Στο σχήμα 76 βλέπουμε μια διαμορφωμένη κυματομορφή 16 παλμών ($m=16$). Η διακοπτική συχνότητα είναι ίση με $m\omega$, όπου m ακέραιος αριθμός και ω η συχνότητα του σήματος που θα παραχθεί. Παρατηρούμε πως η κυματομορφή των παλμών εμφανίζει συμμετρία ημιπεριόδου καθώς και συμμετρία ως προς τον άξονα των 90° .

Η συμμετρία του άξονα 90° υποδηλώνει πως ο k -στος παλμός θα εμφανίζει ίδιο πλάτος με τον $[m/2-k]$ -στο παλμό. Η συμμετρία ημιπεριόδου υποδηλώνει πως η ίδια ακριβώς σειρά παλμών εμφανίζεται αντεστραμμένη κατά τη διάρκεια του αρνητικού μισού του κύκλου, έπειτα από 180° δηλαδή. Προκειμένου να συμπεριλάβουμε τις δύο αυτές πληροφορίες εντός της διακοπτικής συνάρτησης, ορίζουμε τη σύνθετη συνάρτηση:

$$S_C(t) = 4 \sum_{n=1}^{\infty} K_n [\cos(n\omega t - n\theta_1) - \cos(n\omega t - n\theta_2)] \quad (7.2)$$

Όπου:

n : άρτιος ακέραιος

$$\theta_1 = Tk - \frac{T}{2} \quad \text{η μετατόπιση φάσης του πρώτου παλμού} \quad (7.3)$$

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

$$\theta_2 = Tk - \frac{T}{2} + \pi \quad \text{η μετατόπιση φάσης του δεύτερου παλμού} \quad (7.4)$$

k : ακέραιος αριθμός που χρησιμοποιείται ως δείκτης της επιμέρους διακοπτικής συνάρτησης, $1 \leq k \leq K$.

$$K_n = \frac{\sin(n\delta)}{n\pi} \quad (7.5)$$

δ : το μισό του πλάτους του k-στού παλμού

m: ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας

$$T = \frac{2\pi}{m} \quad \text{η περίοδος της PWM διακοπτικής συνάρτησης} \quad (7.6)$$

Τέλος, ο αριθμός των επιμέρους διακοπτικών συναρτήσεων που απαιτούνται για να προκύψει η PWM κυματομορφή είναι ίσος με

$$K = \frac{m}{4} \quad (7.7)$$

Η σχέση απλοποιείται ως εξής:

$$S_C(t) = 8 \sum_{n=1}^{\infty} K_n \sin(n\theta_1) \sin(n\omega t) \quad (7.8)$$

Η σχέση 7.8 ισχύει για n περιττό, ενώ η διακοπτική συνάρτηση S_C επαναλαμβάνεται m/4 φορές προκειμένου να προκύψει η τελική διακοπτική συνάρτηση που περιγράφει μια πλήρη περίοδο:

$$S_{PWM}(t) = 8 \sum_{k=1}^{\frac{m}{4}} \sum_{n=1}^{\infty} K_n \sin(n\theta_1) \sin(n\omega t) \quad (7.9)$$

Το εμβαδό $P_A(k)$ είναι ίσο με το εμβαδό $S_A(k)$ και το διαμορφωμένο σήμα δίνεται από τη σχέση:

$$V_{\text{mod}}(t) = D \sin \omega t \quad (7.10)$$

Όπου το D κυμαίνεται μεταξύ 0 και 1 και είναι ο συντελεστής διαμόρφωσης.

Για το εμβαδό του k-στού τομέα θα ισχύει:

$$S_A(k) = \int_{(k-1)T}^T V_{\text{mod}}(t) d\omega t = [\cos(k-1)T - \cos(kT)]D \quad (7.11)$$

Το εμβαδό $P_A(k)$ είναι εξ ορισμού ίσο με το πλάτος επί το ύψος του παραλληλογράμμου. Το πλάτος είναι ίσο με 2δ ενώ το ύψος είναι ίσο με 1:

$$P_A(k) = 2\delta \quad (7.12)$$

Συνδυάζοντας τις παραπάνω σχέσεις, υπολογίζουμε την παράμετρο δ :

$$\delta = \frac{1}{2} [\cos((k-1)T) - \cos(kT)] 0,5D \quad (7.13)$$

Η σειρά και το μέτρο των αρμονικών συνιστωσών προκύπτει απευθείας από τη σχέση ορισμού της $S_{PWM}(t)$, ορίζοντας κάθε φορά το αντίστοιχο n . Αν και με μια πρώτη ματιά δείχνει να υπάρχουν όλες οι αρμονικές συνιστώσες, επιπλέον επεξεργασία αποδεικνύει πως πρακτικά το μέτρο όλων των αρμονικών πλην της θεμελιώδους είναι σχεδόν μηδενικό προς το τέλος του φάσματος των συχνοτήτων. Στην πράξη, για σχετικά χαμηλές διακοπτικές συχνότητες ($m > 12$), ακόμα και η 3^η αρμονική συνιστώσα είναι μόλις το 0,25% της θεμελιώδους.

Τέλος, προκειμένου να εξασφαλίζεται η συμμετρία τόσο της ημιπεριόδου, όσο και του άξονα y , η διακοπτική συχνότητα πρέπει να είναι αριθμός που να διαιρείται με το 4. Σε διαφορετική περίπτωση κάνουν την εμφάνιση τους χαμηλές αρμονικές συνιστώσες με σημαντικό μέτρο. Όσο χαμηλότερη είναι η διακοπτική συχνότητα, τόσο εντονότερη είναι η παρουσία των χαμηλών αρμονικών συνιστωσών.

8. Μετατροπή της ΣΡ σε ΕΡ – Κυκλώματα αντιστροφών

8.1 Εισαγωγή

Οι αντιστροφείς είναι ηλεκτρονικές διατάξεις που έχουν κύριο σκοπό τη μετατροπή της συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη τάση με δυνατότητα μεταβολής της συχνότητας, του εύρους και της φάσης της παραγόμενης τάσης. Αντιστροφείς χρησιμοποιούνται σε ένα μεγάλο εύρος συστημάτων όπως:

- Συστήματα ελέγχου ταχύτητας (στροφών) ηλεκτρικών μηχανών και κινητήρων.
- Συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας, ως αντισταθμιστές άεργου ισχύος ή ενεργά φίλτρα σε ευέλικτα συστήματα μεταφοράς ισχύος (FACTS).
- Συστήματα ελέγχου τάσης εξόδου αιολικών μονάδων παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας
- Συστήματα ελέγχου θερμοκρασίας με επαγωγή
- Συστήματα ήπιων μορφών ενέργειας
- Συστήματα Αδιάλειπτης Παροχής Ισχύος (UPS)

Οι αντιστροφείς κατηγοριοποιούνται ως της την πηγή τροφοδότησης τους σε:

- Αντιστροφείς πηγής τάσης (Voltage Source Inverters – VSI)
- Αντιστροφείς πηγής έντασης (Current Source Inverters – CSI)

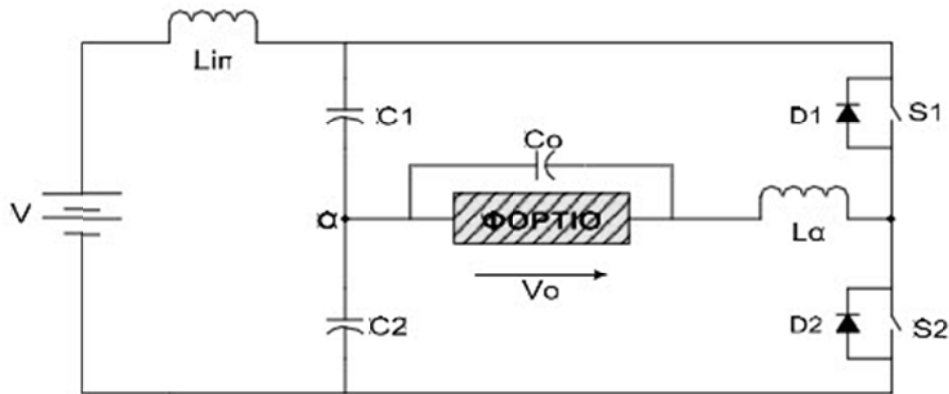
Οι αντιστροφείς VSI συμπεριφέρονται ως φυσική πηγή τάσης, κάτι που απαιτείται από της περισσότερες βιομηχανικές εφαρμογές και για τον λόγο αυτό είναι πιο διαδεδομένοι στην πράξη. Οι αντιστροφείς CSI χρησιμοποιούνται ευρέως σε βιομηχανικές εφαρμογές μέσης τάσης, όπου απαιτούνται υψηλής ποιότητας κυματομορφές ρεύματος.

Μια άλλη κατηγοριοποίηση των αντιστροφών καθορίζεται από τη διάταξη τους και είναι η παρακάτω:

- Μονοφασικοί αντιστροφείς σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας,
- Μονοφασικοί αντιστροφείς σε συνδεσμολογία γέφυρας
- Τριφασικοί αντιστροφείς σε συνδεσμολογία γέφυρας.

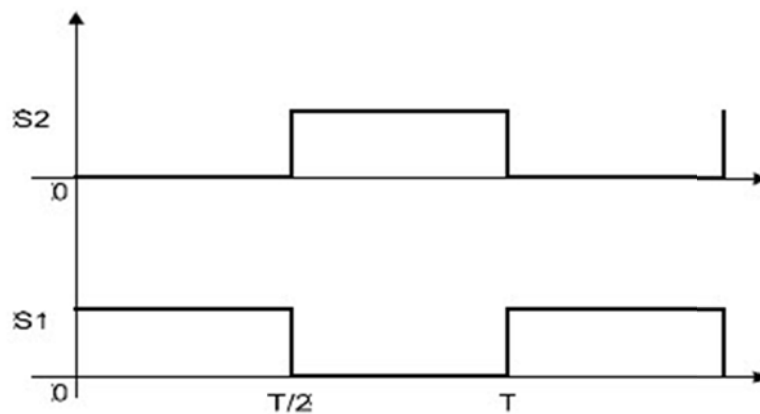
Τέλος, ανάλογα με τα επίπεδα της φασικής τάσης εξόδου, οι αντιστροφείς διαχωρίζονται σε δύο επιπέδων, τριών επιπέδων, τεσσάρων κτλ.

8.2 Μονοφασικός Αντιστροφέας Σε Συνδεσμολογία Ημιγέφυρας



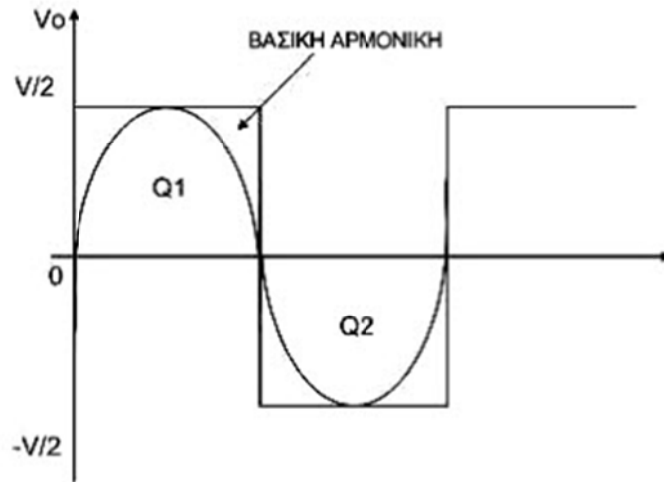
Σχήμα 77. Μονοφασικός αντιστροφέας ημιγέφυρας (Πηγή: [6])

Στο σχήμα 77 παρουσιάζεται ένας μονοφασικός αντιστροφέας σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας. Οι διακόπτες S_1 και S_2 θεωρούνται ιδανικοί, ενώ οι πυκνωτές C_1 και C_2 , μεγάλης χωρητικότητας συνδεδεμένοι σε σειρά, εξασφαλίζουν πως η αναφορά στο σημείο O θα είναι σταθερή σε σχέση με τον κόμβο της DC πηγής. Οι δύο διόδους ελεύθερης διέλευσης που βρίσκονται παράλληλα σε κάθε διακόπτη λειτουργούν στην περίπτωση που τα αντίστοιχα διακοπτικά στοιχεία βρίσκονται σε αποκοπή και το φορτίο έχει επαγωγική συμπεριφορά. Η τάση στην έξοδο (φορτίο) καθορίζεται από τη διακοπτική λειτουργία των διακοπών S_1 και S_2 . Οι διακοπτικές συναρτήσεις S_1 και S_2 παρουσιάζονται στο σχήμα 78.



Σχήμα 78. Διακοπτικές συναρτήσεις S_1 και S_2 (Πηγή: [6])

Η τάση εξόδου του αντιστροφέα φαίνεται στο σχήμα 79.



Σχήμα 79. Τάση εξόδου και θεμελιώδης αρμονική συνιστώσα (Πηγή: [6])

Η τάση εξόδου είναι ένας τετραγωνικός παλμός με πλάτος $\pm V/2$. Αν οι διακόπτες είναι ελεγχόμενα ημιαγωγικά στοιχεία, τότε μπορούμε αυξομειώνοντας τους παλμούς έναυσης των διακοπτικών στοιχείων, να ελέγξουμε την τάση εξόδου. Μειώνοντας τους χρόνους αγωγής των S1 και S2 αυξάνεται η τάση εξόδου και αντίστροφα.

Όπως έχει ήδη αναφερθεί σε προηγούμενα κεφάλαια, η τάση και η ένταση μπορούν να αναλυθούν σε άθροισμα ημιτόνων και συνημιτόνων με τη βοήθεια της ανάλυσης Fourier. Ως περιοδικό σήμα γράφονται στη μορφή

$$F(t) = a_0 + \sum_{m=1}^{\infty} a_m \cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) + \sum_{m=1}^{\infty} b_m \sin\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) \quad (8.1)$$

Είναι φανερό πως η περίοδος του τετραγωνικού παλμού είναι ίση με 2π . Άρα η τάση V_0 δίνεται από τη σχέση:

$$V_0 = \begin{cases} \frac{V}{2} & 0 \leq t \leq \pi \\ -\frac{V}{2} & \pi \leq t \leq 2\pi \end{cases} \quad (8.2)$$

Η τάση στην έξοδο συνδέεται άμεσα με την τάση στην είσοδο μέσω των διακοπτικών συναρτήσεων S_1 και S_2 . Για τον υπολογισμό των συντελεστών a_0 , a_m και b_m που περιγράφουν την τάση στην έξοδο, ισχύουν τα παρακάτω:

Ο συντελεστής a_0 αντιπροσωπεύει τη μέση τιμή της συνάρτησης $F(t)$, που είναι γνωστή και ως τιμή DC. Στη συγκεκριμένη περίπτωση, ο συντελεστής a_0 είναι ίσος με μηδέν. Αυτό σημαίνει ότι η κυματομορφή της τάσης εξόδου του μονοφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων δεν περιέχει συνεχή συνιστώσα ή ότι είναι μηδενικής μέσης τιμής. Άρα:

$$a_0 = 0 \quad (8.3)$$

Η κυματομορφή του σχήματος 79 παρουσιάζει συμμετρία ως προς το σημείο 0. Αυτό σημαίνει ότι η συνάρτηση που περιγράφει μια τέτοια κυματομορφή είναι περιττή. Σύμφωνα με τη θεωρία Fourier, όταν μια συνάρτηση είναι περιττή τότε όλοι οι συντελεστές a_m είναι μηδενικοί. Επομένως:

$$a_m = 0 \quad (8.4)$$

Οι συντελεστές b_m δίνονται από τη σχέση:

$$b_m = -\frac{V}{2\pi} \frac{1}{m} [\cos(m\pi) - \cos 0] + \frac{V}{2\pi} \frac{1}{m} [\cos(2m\pi) - \cos(m\pi)] \quad (8.5)$$

Διακρίνουμε τις εξής περιπτώσεις:

➤ Αν m =άρτιος, δηλαδή $m=2k$, τότε:

$$b_m = 0 \quad (8.6)$$

➤ Αν m =περιττός, δηλαδή $m=2k+1$, τότε:

$$b_m = \frac{2V}{m\pi} \quad (8.7)$$

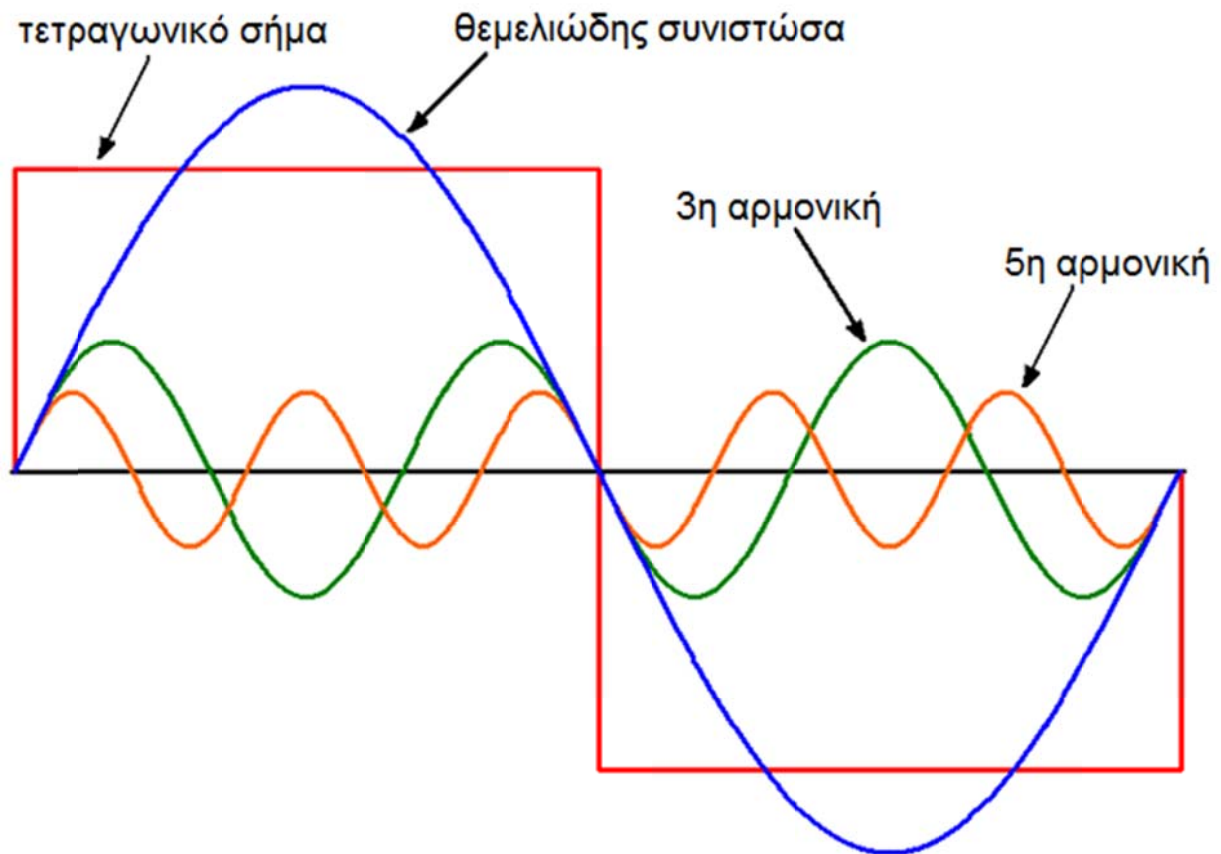
Άρα τελικά η τάση στην έξοδο δίνεται από τη σχέση:

$$V_0 = \sum_{m=1,3,5..}^{\infty} \frac{2V}{m\pi} \sin(m\omega t) \quad (8.8)$$

Το παραπάνω ανάπτυγμα Fourier αποτελεί ένα άθροισμα απείρων ημιτονοειδών συναρτήσεων, με πλάτος $2V/m\pi$. Κάθε μια από τις ημιτονοειδείς συναρτήσεις αποτελεί και μια αρμονική συνιστώσα σε συχνότητα $m\omega$.

Το ανάπτυγμα Fourier περιέχει μόνο περιττούς όρους, άρα θα έχουμε μόνο περιττές αρμονικές. Θα περίμενε κανείς το πλάτος των αρμονικών συνιστωσών να είναι της μορφής $4V/m\pi$, αλλά επειδή η τάση εξόδου του μονοφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων είναι ίση με το ήμισυ της DC τάσης εισόδου ($V=V_{in}/2$), το πλάτος των αρμονικών είναι ίσο με $2V/m\pi$.

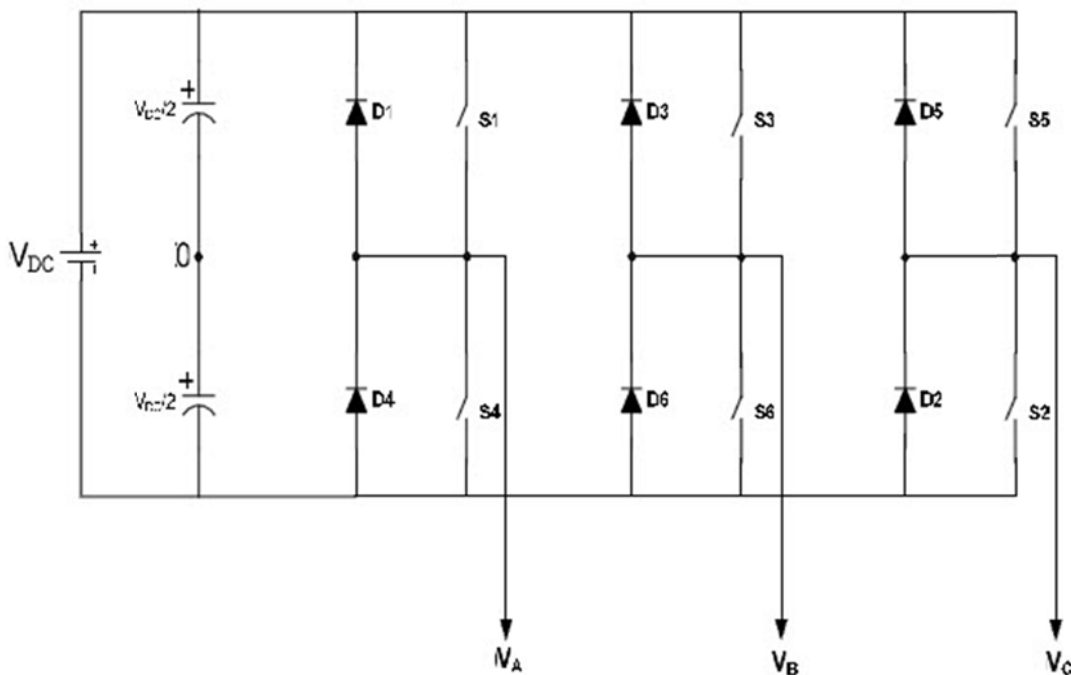
Στο σχήμα 80 παρουσιάζονται οι κυματομορφές της βασικής αρμονικής και των ανωτέρων αρμονικών της τάσης εξόδου του μονοφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων.



Σχήμα 80. Αρμονικές συνιστώσες τάσης εξόδου (Πηγή: [11])

8.3 Τριφασικός Μη Ελεγχόμενος Αντιστροφέας Με Τροφοδοσία Συνεχούς Τάσης

Στο σχήμα 81 παρουσιάζεται η συνδεσμολογία ενός τριφασικού αντιστροφέα τάσης. Ουσιαστικά πρόκειται για 3 μονοφασικούς αντιστροφέες ημιγέφυρας συνδεδεμένους παράλληλα, με αποτέλεσμα για κάθε μία από τις τρεις φάσεις να ισχύουν οι σχέσεις του μονοφασικού αντιστροφέα που περιγράφηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο.

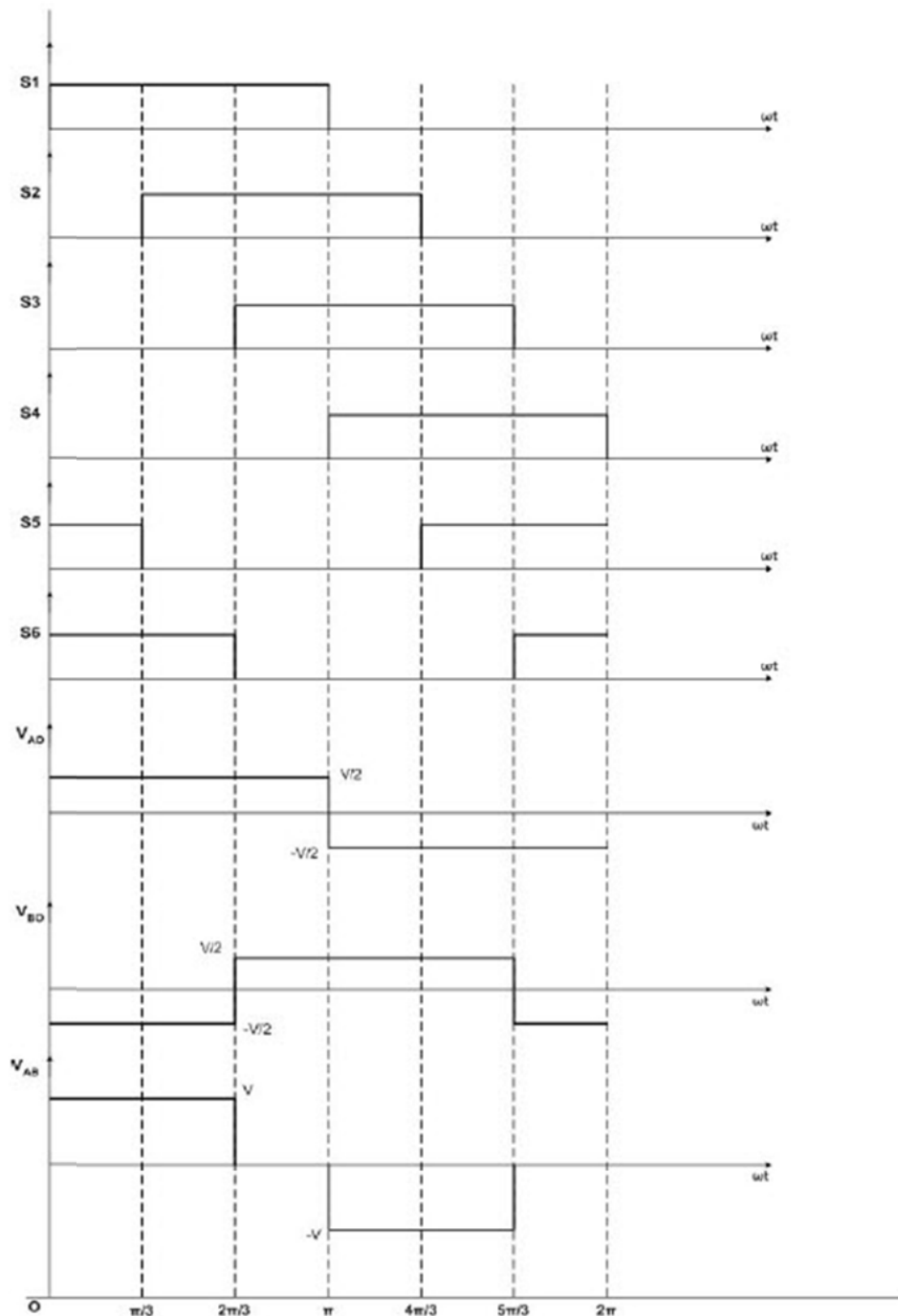


Σχήμα 81. Τριφασικός αντιστροφέας (Πηγή: [6])

Η έξοδος κάθε φάσης, δηλαδή κάθε μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας, εξαρτάται μόνο από τη dc τάση εισόδου V_{DC} και την κατάσταση αγωγής ή μη των διακοπών. Η τάση εξόδου είναι ανεξάρτητη από το ρεύμα εξόδου του φορτίου, και αυτό γιατί σε κάθε χρονική στιγμή μόνο ένας από τους δύο διακόπτες σε κάθε μονοφασικό αντιστροφέα είναι ανοιχτός.

Οι κυματομορφές της τάσης εξόδου των τριών αντιστροφέων ημιγέφυρας σε σχέση με το ουδέτερο «υποθετικό» σημείο O είναι ίδιες, με διαφορά φάσης 120° μεταξύ τους. Στο σχήμα 82 παρουσιάζονται οι διακοπτικές συναρτήσεις των διακοπών S1- S6. Κάθε δίοδος άγει για 180° , επομένως οι παλμοί των πολικών τάσεων εξόδου του αντιστροφέα $V_{AB}(\omega t)$, $V_{BC}(\omega t)$, $V_{CA}(\omega t)$ έχουν εύρος 120° . Για να λειτουργεί ομαλά ο τριφασικός αντιστροφέας δεν πρέπει να άγουν ταυτόχρονα τα ζεύγη (S1, S4), (S3, S6), (S5, S2), γιατί σε αντίθετη περίπτωση έχουμε βραχυκύκλωμα. Η τάσεις εξόδου συνδέονται με την τάση εισόδου από τη σχέση:

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (S_1 - S_4) - (S_2 - S_5) \\ (S_2 - S_5) - (S_3 - S_6) \\ (S_3 - S_6) - (S_1 - S_4) \end{bmatrix} [V_{dc}] \quad (8.9)$$



Σχήμα 82. Διακοπτικές συναρτήσεις τριφασικού αντιστροφέα (Πηγή: [6])

Η φασική τάση εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα μπορεί να γραφτεί υπό τη μορφή σειράς Fourier ως εξής:

$$V_{A0} = \sum_{m=1,3,5..}^{\infty} \frac{2V}{m\pi} \sin(m\omega t) \quad (8.10)$$

$$V_{B0} = \sum_{m=1,3,5..}^{\infty} \frac{2V}{m\pi} \sin(m\omega t - 120^\circ) \quad (8.11)$$

$$V_{C0} = \sum_{m=1,3,5..}^{\infty} \frac{2V}{m\pi} \sin(m\omega t - 240^\circ) \quad (8.12)$$

Όσον αφορά την τάση V_{AB} του τριφασικού αντιστροφέα ισχύει:

$$V_{AB} = \sum_{m=1,3,5..}^{\infty} V_{AB,n} \sin(m(\omega t + 30^\circ)) \quad (8.13)$$

Όπου $V_{AB,m}$ το πλάτος της m-οστής αρμονικής συνιστώσας της τάσης V_{AB} .

$$V_{AB_m} = \frac{4V}{\pi} \cos\left(\frac{m\pi}{6}\right) \quad (8.14)$$

Αν $m=3(2k-1)$ τότε:

$$V_{AB_m} = 0 \quad (8.15)$$

Παρατηρούμε δηλαδή πως απουσιάζουν οι τριπλές αρμονικές συνιστώσες. Άρα οι πολικές τάσεις θα δίνονται από τις σχέσεις:

$$V_{AB} = \sum_{m=1,5,7..}^{\infty} \frac{4V}{m\pi} \cos\left(\frac{m\pi}{6}\right) \sin(m(\omega t + 30^\circ)) \quad (8.16)$$

$$V_{BC} = \sum_{m=1,5,7..}^{\infty} \frac{4V}{m\pi} \cos\left(\frac{m\pi}{6}\right) \sin(m(\omega t + 30^\circ - 120^\circ)) \quad (8.17)$$

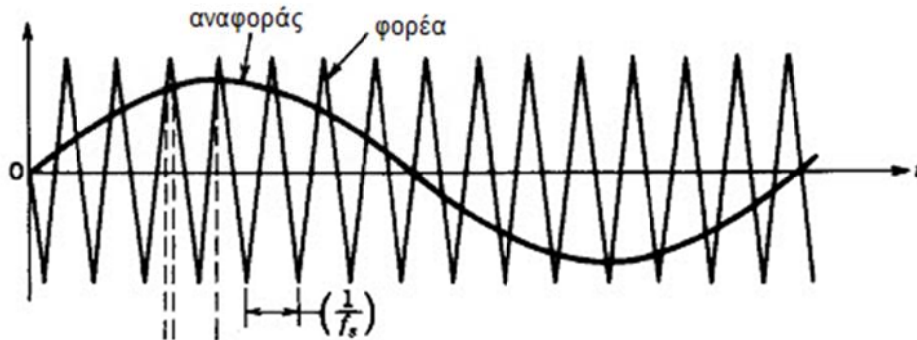
$$V_{CA} = \sum_{m=1,5,7..}^{\infty} \frac{4V}{m\pi} \cos\left(\frac{m\pi}{6}\right) \sin(m(\omega t + 30^\circ - 240^\circ)) \quad (8.18)$$

8.4 Η μέθοδος SPWM στους αντιστροφείς

Η πλέον χρησιμοποιούμενη μέθοδος ελέγχου των αντιστροφέων είναι η Μέθοδος Ημιτονοειδούς Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (SPWM). Υπενθυμίζουμε πως με την τεχνική SPWM παράγονται δύο κυματομορφές, μια ημιτονοειδής που ονομάζεται κυματομορφή αναφοράς και μια τριγωνική (ή πριονωτή) που ονομάζεται κυματομορφή φορέα, συγχρονισμένες μεταξύ τους και οι

οποίες στη συνέχεια εφαρμόζονται στην είσοδο ενός συγκριτή, από την έξοδο του οποίου καθορίζονται οι παλμοί έναυσης των διακοπτικών στοιχείων του κυκλώματος.

Στους αντιστροφείς επιθυμούμε η έξοδος να είναι ημιτονοειδής προσφέροντας μας ταυτόχρονα τη δυνατότητα ελέγχου τόσο του μέτρου όσο και της συχνότητας της παραγόμενης τάσης. Για τον λόγο αυτό η κυματομορφή αναφοράς έχει την επιθυμητή συχνότητα εξόδου ενώ η τριγωνική κυματομορφή φορέα καθορίζει την διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα. Οι δυο αυτές κυματομορφές παρουσιάζονται στο σχήμα 83.



Σχήμα 83. Κυματομορφές αναφοράς και διαμόρφωσης μεθόδου PWM (Πηγή: [1])

Αν με V_{tri} και f_s ορίσουμε το πλάτος και την συχνότητα της τριγωνικής κυματομορφής (φορέα) και με V_{cont} και f_1 το πλάτος και την συχνότητα της κυματομορφής αναφοράς, ορίζονται οι συντελεστές διαμόρφωσης πλάτους m_a και συχνότητας m_f :

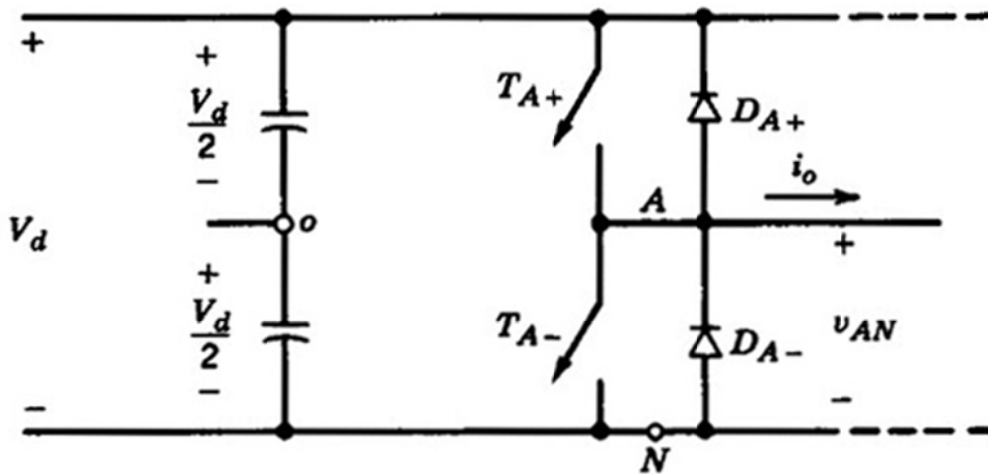
$$m_a = \frac{V_{cont}}{V_{tri}} \quad (8.19)$$

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (8.20)$$

Στη συνέχεια θεωρούμε το κύκλωμα του σχήματος 84 όπου τα διακοπτικά στοιχεία T_{A+} και T_{A-} ελέγχονται με βάση την σύγκριση των V_{tri} και V_{cont} σύμφωνα με της σχέσεις:

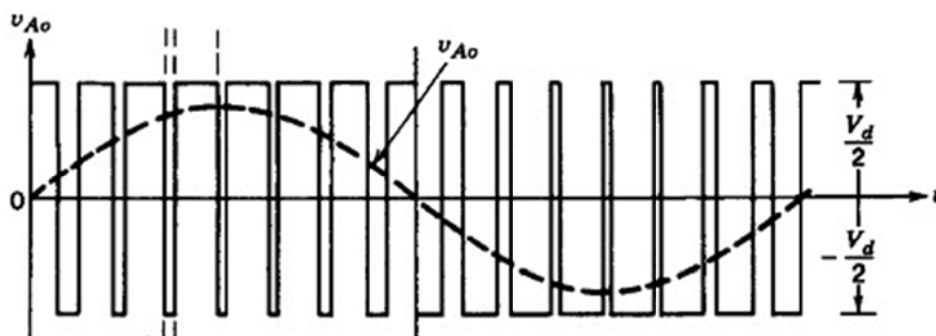
$$v_{cont} > v_{tri} \quad T_{A+} \text{ ON} \quad (8.21)$$

$$v_{cont} < v_{tri} \quad T_{A-} \text{ ON} \quad (8.22)$$



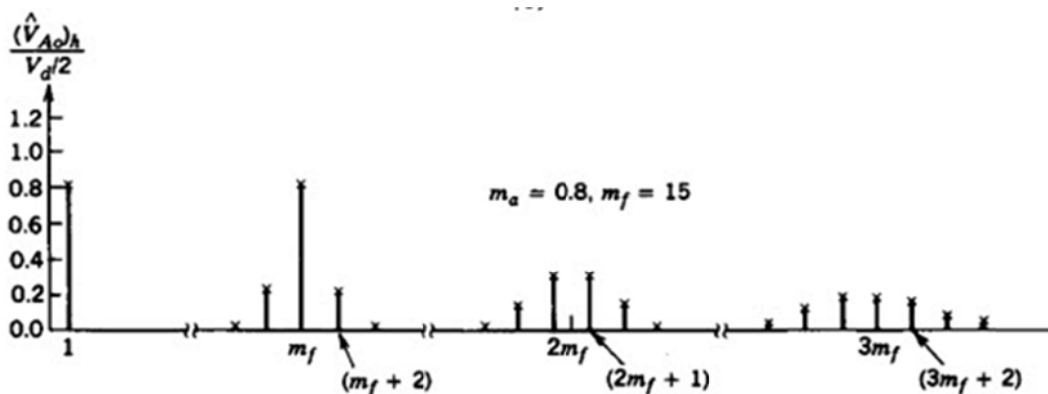
Σχήμα 84. Στοιχειώδες κύκλωμα 2 διακοπών (Πηγή: [1])

Εφόσον οι δύο διακόπτες δεν είναι καμία χρονική στιγμή ταυτόχρονα σε κατάσταση αποκοπής, η τάση v_{Ao} στην έξοδο κυμαίνεται μεταξύ των τιμών $0,5V_d$ και $-0,5V_d$. Η τάση εξόδου καθώς και η θεμελιώδης συνιστώσα της παρουσιάζονται στο σχήμα 85, το οποίο προκύπτει για $m_f=15$ και $m_a=0.8$:



Σχήμα 85. Τάση στην έξοδο και θεμελιώδης συνιστώσα της (Πηγή: [1])

Οι αρμονικές συνιστώσες για το παραπάνω κύκλωμα στο πεδίο των συχνοτήτων παρουσιάζονται στο σχήμα 86.



Σχήμα 86. Φάσμα αρμονικών συνιστωσών (Πηγή: [1])

Από το φάσμα των αρμονικών συνιστωσών προκύπτουν τα παρακάτω συμπεράσματα:

- Η μέγιστη τιμή της συνιστώσας στη θεμελιώδη συχνότητα είναι m_a φορές η τιμή $0,5V_d$.
- Οι αρμονικές συνιστώσες εμφανίζονται πλευρικά από τις συχνότητες m_f , $2m_f$, $3m_f$ κτλ. Δηλαδή γύρω από τα ακέραια πολλαπλάσια της θεμελιώδους συχνότητας. Οι συχνότητες που εμφανίζονται αρμονικές στην έξοδο του αντιστροφέα δίνονται από τη σχέση 8.23.

$$f_h = (jm_f \pm k)f_1 \quad (8.23)$$

h είναι η τάξη της αρμονικής, k η πλευρική θέση της αρμονικής και j ο συντελεστής που δείχνει πόσες φορές μεγαλύτερη είναι η συχνότητα από τον συντελεστή m_f .

Η θεμελιώδης συχνότητα δίνεται για $h=1$ ενώ για μονές τιμές του j οι αρμονικές υπάρχουν μόνο για ζυγές τιμές του k και αντίστροφα. Τα προηγούμενα ισχύουν για $m_f < 9$, κάτι που ισχύει στις περισσότερες περιπτώσεις, με εξαίρεση ιδιαίτερα μεγάλες εγκαταστάσεις ισχύος.

- Αν το m_f είναι περιττός αριθμός τότε εμφανίζεται περιττή συμμετρία καθώς και συμμετρία μισού κύματος:

$$m_f = \text{περιττός} \rightarrow$$

$$f(-t) = -f(t) \quad (8.24)$$

$$f(t) = -f\left(t + \frac{1}{2}T_1\right) \quad (8.25)$$

Άρα επιλέγοντας m_f περιττό, εξαλείφονται οι άρτιες αρμονικές και εμφανίζονται μόνο περιττές, δηλαδή οι συντελεστές των ημιτόνων στην ανάλυση Fourier είναι μη μηδενικοί.

Ένα πολύ σημαντικό στοιχείο για τη βέλτιστη λειτουργία του PWM αντιστροφέα είναι η επιλογή των συντελεστών m_f και m_a . Επειδή είναι ευκολότερο να φιλτραριστούν οι αρμονικές συνιστώσες σε υψηλές συχνότητες, αρχικά εξετάζεται η δυνατότητα λειτουργίας σε όσο το δυνατόν υψηλότερη συχνότητα. Η συχνότητα λειτουργίας εξαρτάται άμεσα από τις δυνατότητες των διακοπτικών στοιχείων και από τα ηλεκτρικά μεγέθη του κυκλώματος. Για αυτό και δεν είναι πάντα δυνατή η επιλογή υψηλής συχνότητας. Παρακάτω θα δούμε τρεις βασικές περιπτώσεις επιλογής των m_f και m_a με τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα που παρουσιάζει καθεμία.

- $M_f < 21$

Για τιμές του συντελεστή m_f κάτω του 21 είναι προτιμότερο οι δυο κυματομορφές (αναφοράς και φορέα) να είναι συγχρονισμένες μεταξύ τους. Επιλέγοντας ακέραια τιμή για το m_f δεν παρουσιάζονται υποαρμονικές συνιστώσες (subharmonics) στην έξοδο. Έτσι, αν για παράδειγμα η συχνότητα της κυματομορφής v_{cont} (άρα και η συχνότητα στην έξοδο του αντιστροφέα) είναι 65,42 Hz, τότε προκειμένου ο συντελεστής m_f να είναι ίσος με 15,00 θα πρέπει η συχνότητα του τριγωνικού

σήματος να είναι ακριβώς 981,3 Hz. Επιπλέον, όπως αναφέρθηκε ήδη, ο συντελεστής m_f επιλέγεται περιττός προκειμένου να εξαλείφονται οι άρτιες αρμονικές.

- ο $M_f > 21$

Για τιμές μεγαλύτερες του 21 οι υποαρμονικές συνιστώσες που εμφανίζονται στην περίπτωση της ασύγχρονης PWM οδήγησης του αντιστροφέα είναι σχετικά μικρές, για αυτό και μπορεί να χρησιμοποιηθεί συντελεστής m_f που δεν είναι ακέραιος. Εξάιρεση αποτελούν τα κυκλώματα αντιστροφέα που το φορτίο τους είναι ac κινητήρας, καθώς στην περίπτωση αυτή οι υποαρμονικές σε συχνότητες κοντά στο μηδέν έχουν ως αποτέλεσμα τη δημιουργία σημαντικών ρευμάτων που επιβαρύνουν τη βέλτιστη λειτουργία της μηχανής.

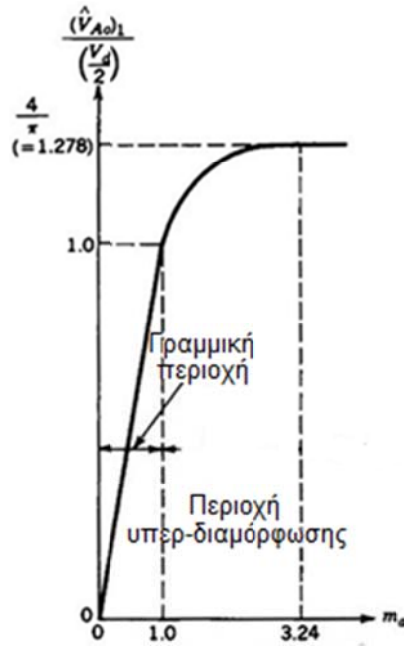
- ο $M_a > 1.0$: Υπερδιαμόρφωση (overmodulation)

Στις περιπτώσεις όπου ο συντελεστής m_a είναι μικρότερος του 1.0 η θεμελιώδης τάση στην έξοδο εξαρτάται γραμμικά από τον συντελεστή διαμόρφωσης σύμφωνα με τη σχέση

$$(V_{A0})_1 = m_a \frac{V_d}{2} \quad (8.26)$$

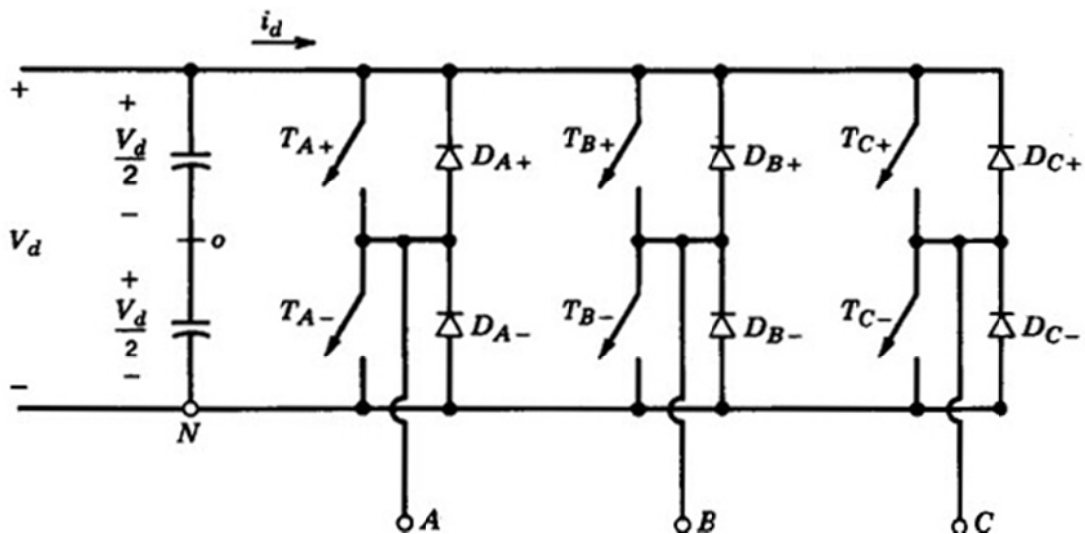
Η PWM μέθοδος για συντελεστή διαμόρφωσης μικρότερο του 1.0 οδηγεί τις αρμονικές συνιστώσες στο πεδίο των υψηλών συχνοτήτων γύρω της την διακοπτική συχνότητα και τα πολλαπλάσια της, μειώνοντας της αρνητικές επιδράσεις της. Το μειονέκτημα στην περίπτωση αυτή είναι πως το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής ίσως δεν είναι αρκετά κοντά στο επιθυμητό.

Προκειμένου να αυξηθεί ακόμα η θεμελιώδης συνιστώσα, ο συντελεστής m_a επιλέγεται μεγαλύτερος του 1,0 με αποτέλεσμα η τάση να παύει να εξαρτάται γραμμικά από τον συντελεστή m_a και να είναι ευκολότερη η αύξηση της τιμής της. Το μειονέκτημα στην περίπτωση της υπερδιαμόρφωσης είναι πως στην έξοδο έχουν έντονη παρουσία οι πλευρικές αρμονικές συνιστώσες γύρω από τη θεμελιώδη συχνότητα σε βαθμό μεγαλύτερο από ότι στην περίπτωση όπου $m_a < 1,0$. Το σχήμα 87 είναι ενδεικτικό για την μεταβολή της θεμελιώδους τάσης στην περιοχή της υπερδιαμόρφωσης. Τέλος, σε κάθε περίπτωση υπερδιαμόρφωσης, ανεξάρτητα από την τιμή του m_f , είναι προτιμότερο να επιλέγεται συγχρονισμένη PWM μέθοδος.



Σχήμα 87. Μεταβολή τάσης στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης (Πηγή: [1])

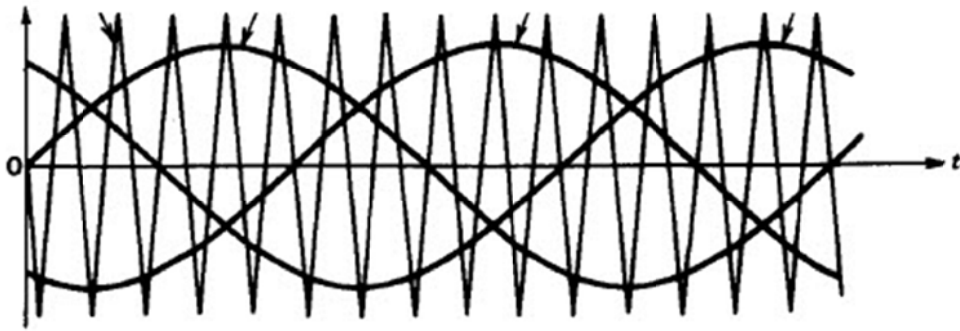
Στη συνέχεια θεωρούμε τον τριφασικό αντιστροφέα του σχήματος 88:



Σχήμα 88. Τριφασικός αντιστροφέας (Πηγή: [1])

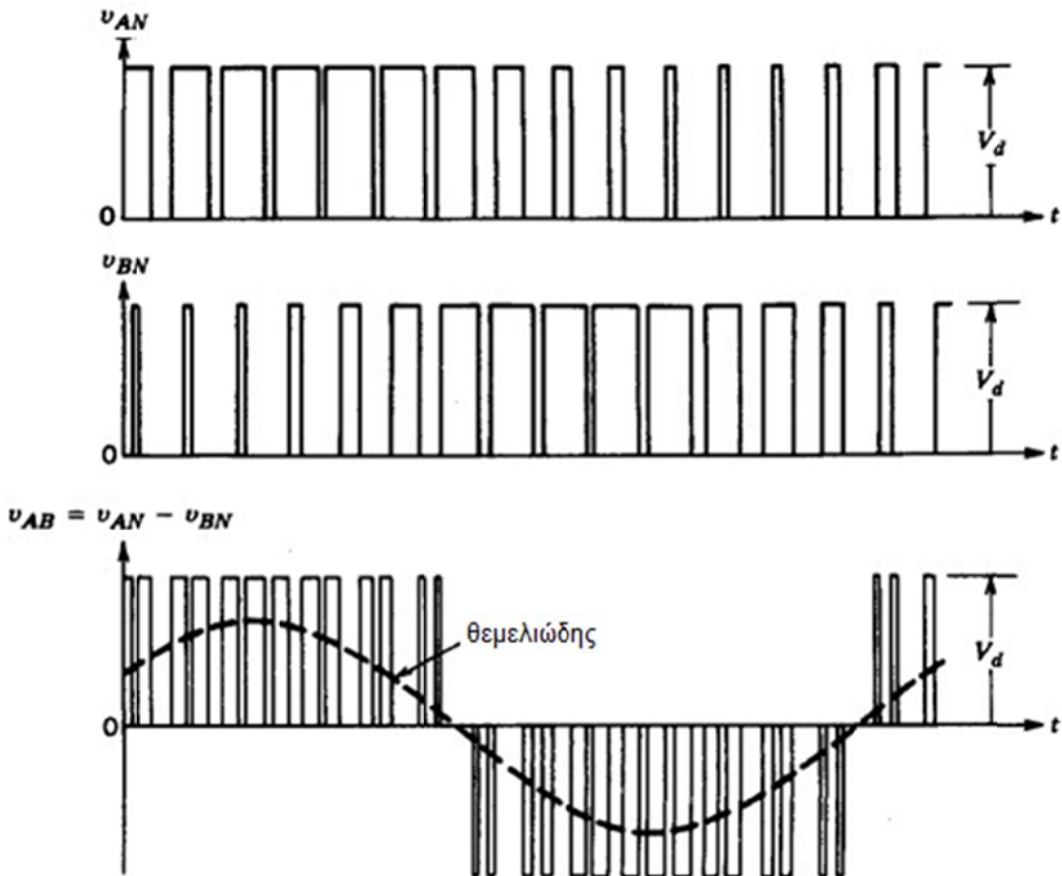
Η έξοδος κάθε φάσης εξαρτάται μόνο από την τάση V_d και την κατάσταση των διακοπτικών στοιχείων, είναι δηλαδή ανεξάρτητη από το ρεύμα στο φορτίο καθώς κάθε χρονική στιγμή μόνο ένας από τους διακόπτες είναι σε κατάσταση αγωγής.

Κατά την εφαρμογή της μεθόδου PWM σε τριφασικό ανορθωτή, στον συγκριτή εφαρμόζονται μια τριγωνική κυματομορφή και τρεις της κυματομορφές αναφοράς που διαφέρουν μεταξύ τους κατά 120° , όπως δείχνει το σχήμα 89.



Σχήμα 89. Τριγωνική κυματομορφή και κυματομορφές αναφοράς για της τρεις φάσεις (Πηγή: [1])

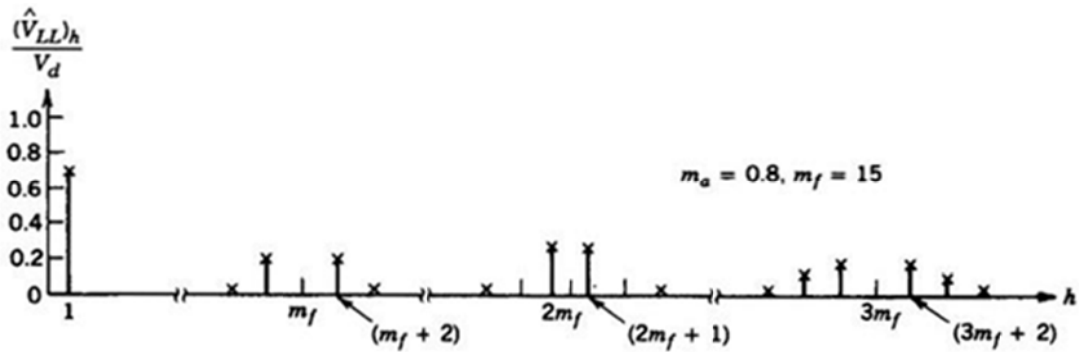
Οι μέσες DC συνιστώσες των τάσεων V_{AN} και V_{BN} (μετρούμενες ως της το αρνητικό dc τμήμα του αντιστροφέα) ακυρώνονται μεταξύ τους, καθώς εμφανίζουν ίδιο μέτρο και αντίθετο πρόσημο, σχήμα 90.



Σχήμα 90. Τάσεις V_{AN} , V_{BN} και V_{AB} (Πηγή: [1])

Έτσι, από τις φασικές τάσεις στην έξοδο του αντιστροφέα, μόνο οι αρμονικές συνιστώσες είναι παρούσες, με τρόπο αντίστοιχο με αυτόν στον μονοφασικό αντιστροφέα, δηλαδή πλευρικά από την συχνότητα m_f και τα πολλαπλάσια της, εφόσον ο συντελεστής m_f είναι περιττός. Επιπλέον, ανάμεσα στις τάσεις V_{AN} και V_{BN} οι αρμονικές συνιστώσες εμφανίζουν διαφορά φάσης ίση με $(120m_f)^\circ$. Αυτό

σημαίνει πως αν το m_f είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του 3, τότε η διαφορά φάσης μεταξύ των αρμονικών συνιστωσών είναι μηδέν. Αποτέλεσμα της μηδενικής διαφοράς φάσης είναι η αρμονικές συνιστώσες της τάσης V_{AB} στις συχνότητες m_f και τα πολλαπλάσια της να εξαλείφονται μεταξύ της. Στο σχήμα 91 παρουσιάζονται οι αρμονικές συνιστώσες στο πεδίο των συχνοτήτων για $m_a=0,8$ και $m_f=15$.



Σχήμα 91. Φάσμα αρμονικών συνιστωσών (Πηγή: [1])

- $M_a < 1,0$

Όπως και προηγουμένως, όταν ο συντελεστής m_a είναι μικρότερος του 1,0 τότε η τάση στην έξοδο εξαρτάται γραμμικά από το m_a , με τη μέγιστη τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας για την φασική τάση να είναι ίση με

$$(V_{AN})_1 = m_a \frac{V_d}{2} \quad (8.27)$$

Έτσι, η rms τιμή της φασικής τάσης για τη θεμελιώδη συνιστώσα μπορεί να γραφτεί και ως:

$$V_{LL} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} (V_{AN})_1 = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V_d = 0,612 m_a V_d \quad (8.28)$$

Στον πίνακα 7 παρουσιάζονται οι rms αρμονικές τάσεις για διάφορες τιμές του m_a και με δεδομένο πως το m_f είναι πολλαπλάσιο του 3.

$H - m_a$	0,2	0,4	0,6	0,8	1
1	0,122	0,245	0,367	0,490	0,612
$m_f \pm 2$	0,010	0,037	0,080	0,135	0,195
$m_f \pm 4$				0,005	0,011
$2m_f \pm 1$	0,116	0,200	0,227	0,192	0,111
$2m_f \pm 5$				0,008	0,020
$3m_f \pm 2$	0,027	0,085	0,124	0,108	0,038
$3m_f \pm 4$		0,007	0,029	0,064	0,096
$4m_f \pm 1$	0,100	0,096	0,005	0,064	0,042
$4m_f \pm 5$			0,021	0,051	0,073
$4m_f \pm 7$				0,010	0,030

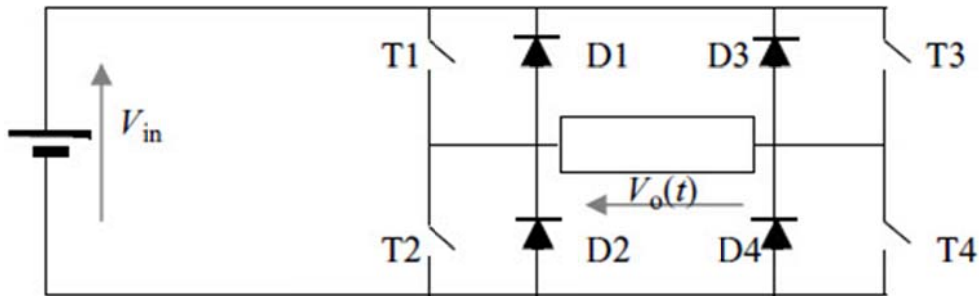
Πίνακας 7. Αρμονικές τάσεις σε συνάρτηση με τον συντελεστή m_a

- $M_a > 1,0$

Σε κατάσταση υπερδιαμόρφωσης ισχύουν όσα έχουν ήδη αναφερθεί προηγουμένως, δηλαδή η τάση στην έξοδο δεν εξαρτάται γραμμικά από τον συντελεστή m_a ενώ οι πλευρικές αρμονικές συνιστώσες είναι περισσότερες αλλά έχουν μικρότερη τιμή σε σχέση με την υπόδιαμόρφωση. Έτσι οι απώλειες ισχύος δεν είναι ιδιαίτερα μεγάλες ενώ ανάλογα με το είδος του φορτίου μπορεί να γίνουν ακόμη και μικρότερες σε σχέση με τις αντίστοιχες για $m_a < 1,0$.

8.5 Η διακοπτική συνάρτηση στους PWM αντιστροφείς

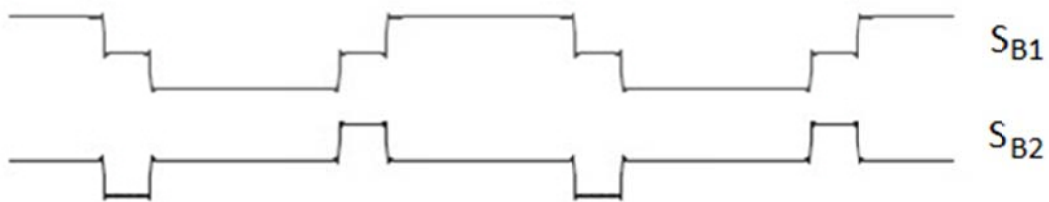
Θεωρούμε τον αντιστροφέα του σχήματος 93, όπου 4 διακόπτες είναι συνδεδεμένοι παράλληλα με 4 διόδους.



Σχήμα 93. Αντιστροφέας 4 διακοπών (Πηγή: [2])

Οι διακόπτες θεωρούνται ιδανικοί και η αγωγή τους καθορίζεται από τους παλμούς στην πύλη τους. Οι διόδους άγουν όταν είναι θετικά προσανατολισμένες. Αν από την τάση dc κάποια διάδος είναι αρνητικά προσανατολισμένη, τότε θα πρέπει το φορτίο να παρέχει τις κατάλληλες συνθήκες ώστε να αλλάξει προσανατολισμό και να μεταβεί στην αγώγιμη κατάσταση. Άρα η αγωγή των διόδων καθορίζεται τόσο της την dc τάση, όσο και από το είδος του φορτίου και το ρεύμα εξόδου.

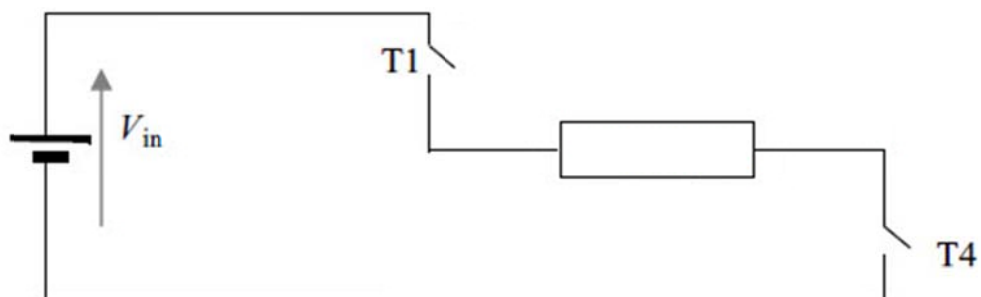
Είναι φανερό πως απαιτούνται δύο διακοπτικές συναρτήσεις, προκειμένου να περιγραφεί η κατάσταση των διακοπών και των διόδων. Αν με $S_{B1}(t)$ συμβολίσουμε τη διακοπτική συνάρτηση των διακοπών και με $S_{B2}(t)$ των διόδων, οι κυματομορφές τους θα είναι όπως στο σχήμα 94:



Σχήμα 94. Διακοπτικές συναρτήσεις S_{B1} και S_{B2} (Πηγή: [2])

Οι καταστάσεις που βρίσκεται το κύκλωμα κατά τη διάρκεια της πλήρους κύκλου είναι επτά.

Κατάσταση I



Σχήμα 95. Κατάσταση I κυκλώματος

Οι διακόπτες T1 και T4 άγουν, η τάση στο φορτίο είναι θετική και το ρεύμα αυξάνει.

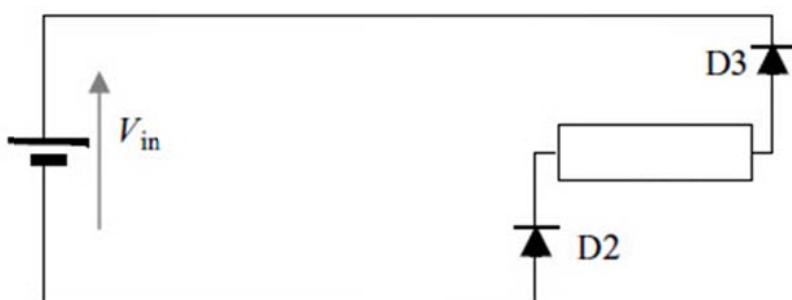
$$I_{T14}(t) = I_0(t) \quad (8.29)$$

$$V_0(t) = V_{in} \quad (8.30)$$

$$S_{B1}(t) = 1 \quad (8.31)$$

$$S_{B2}(t) = 0 \quad (8.32)$$

Κατάσταση II



Σχήμα 96. Κατάσταση II κυκλώματος

Οι δίοδοι D2 και D3 άγουν, ενώ όλοι οι διακόπτες είναι σε κατάσταση αποκοπής. Το ρεύμα μειώνεται και η τάση στα άκρα του φορτίου είναι αρνητική.

$$V_0(t) = -V_{in} \quad (8.33)$$

$$S_{B1}(t) = 0 \quad (8.34)$$

$$S_{B2}(t) = -1 \quad (8.35)$$

Κατάσταση III



Σχήμα 97. Κατάσταση III κυκλώματος

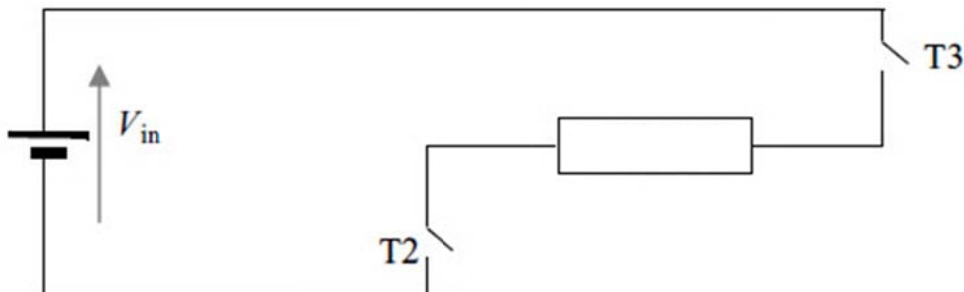
Το ρεύμα έχει πλέον μηδενιστεί και τόσο οι διακόπτες όσο και οι δίοδοι βρίσκονται σε κατάσταση OFF.

$$V_0(t) = 0 \quad (8.36)$$

$$S_{B1}(t) = 0 \quad (8.37)$$

$$S_{B2}(t) = 0 \quad (8.38)$$

Κατάσταση IV



Σχήμα 98. Κατάσταση IV κυκλώματος

Οι διακόπτες T2 και T3 άγουν, το ρεύμα αυξάνεται και η τάση στο φορτίο είναι αρνητική.

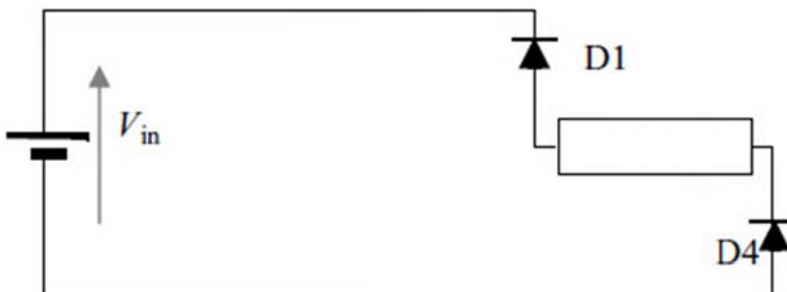
$$I_{T23}(t) = I_0(t) \quad (8.39)$$

$$V_0(t) = -V_{in} \quad (8.40)$$

$$S_{B1}(t) = -1 \quad (8.41)$$

$$S_{B2}(t) = 0 \quad (8.42)$$

Κατάσταση V



Σχήμα 99. Κατάσταση V κυκλώματος

Άγουν οι δίοδοι D1 και D4, το ρεύμα μειώνεται και η τάση στο φορτίο είναι θετική.

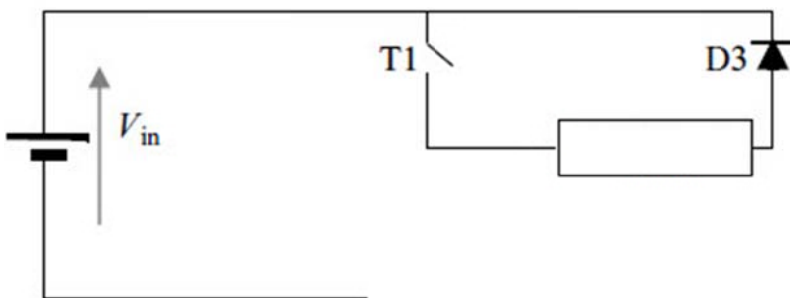
$$I_{D14}(t) = I_0(t) \quad (8.43)$$

$$V_0(t) = V_{in} \quad (8.44)$$

$$S_{B1}(t) = 0 \quad (8.45)$$

$$S_{B2}(t) = 1 \quad (8.46)$$

Κατάσταση VI



Σχήμα 100. Κατάσταση VI κυκλώματος

Οι δίοδοι D2 και D3 είναι θετικά προσανατολισμένες αλλά ταυτόχρονα άγει ο διακόπτης T1, έτσι το ρεύμα κινείται γύρω από το φορτίο μέσω των D3 και T1.

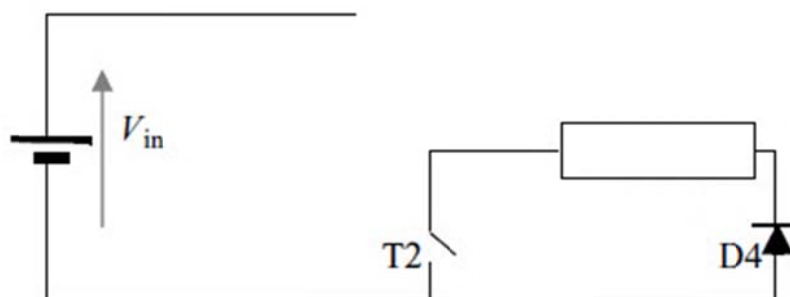
$$I_{in}(t) = 0 \quad (8.47)$$

$$V_0(t) = 0 \quad (8.48)$$

$$S_{B1}(t) = 0 \quad (8.49)$$

$$S_{B2}(t) = 0 \quad (8.50)$$

Κατάσταση VII



Σχήμα 101. Κατάσταση VII κυκλώματος

Οι δίοδοι D1 και D4 είναι θετικά προσανατολισμένες, αλλά άγει ο διακόπτης T2. Το ρεύμα κινείται γύρω από το φορτίο μέσω των T2 και D4.

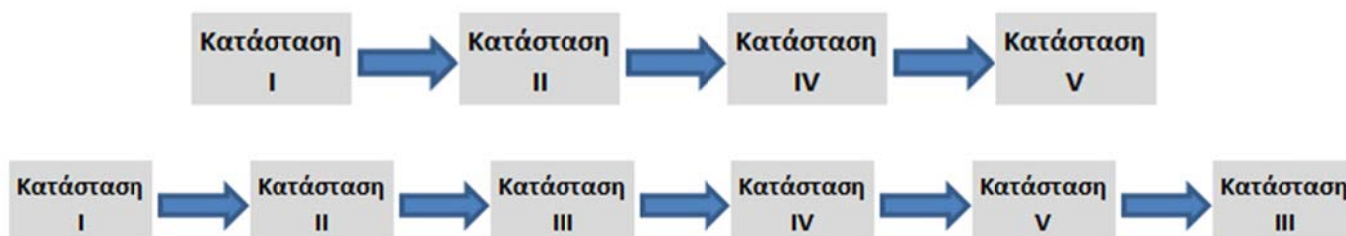
$$V_0(t) = 0 \quad (8.51)$$

$$S_{B1}(t) = 0 \quad (8.52)$$

$$S_{B2}(t) = 0 \quad (8.53)$$

Οι δύο τελευταίες καταστάσεις περιγράφουν την λειτουργία του κυκλώματος κατά τη διάρκεια της ελεύθερης διέλευσης του ρεύματος απο το φορτίο μέσω κάποιας διόδου. Προκειμένου να περιγραφούν οι καταστάσεις αυτές, είναι απαραίτητη μια νέα διακοπτική συνάρτηση, που θα περιγράφει την αγωγή των στοιχείων σε κάθε μια της δύο καταστάσεις.

Το κύκλωμα μπορεί να λειτουργήσει με δύο διαφορετικούς τρόπους. Είτε το ρεύμα κατά το χρονικό διάστημα που οι διακόπτες είναι σε κατάσταση αποκοπής να κυκλοφορεί μέσω των διόδων και να επιστρέφει στην dc πηγή (σχήμα 102), είτε να κυκλοφορεί γύρω από το φορτίο μέσω μιας διόδου και ενός διακόπτη, αποκόπτοντας πλήρως την πηγή της το φορτίο (σχήμα 103).



Σχήμα 102. Ακολουθία εναλλαγής καταστάσεων κυκλώματος χωρίς αποκοπή της πηγής

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.



Σχήμα 103. Ακολουθία εναλλαγής καταστάσεων κυκλώματος με αποκοπή της πηγής

Περίπτωση 1^η:

Το κύκλωμα μεταβαίνει από τις καταστάσεις I, II, IV και V. Κατά τη διάρκεια που οι διακόπτες βρίσκονται σε κατάσταση αποκοπής το ρεύμα κυκλοφορεί μέσω των διόδων και επιστρέφει στην πηγή, τροφοδοτώντας την με ενέργεια.

Κατάσταση I:

$$V_0(t) = V_{dc} \quad (8.54)$$

$$S_{B1}(t) = 1 \quad (8.55)$$

Κατάσταση IV:

$$V_0(t) = -V_{dc} \quad (8.56)$$

$$S_{B1}(t) = -1 \quad (8.57)$$

Η τάση καθορίζεται από τη διακοπτική συνάρτηση $S_{B1}(t)$:

$$V_0(t) = S_{B1} V_{dc} \quad (8.58)$$

Κατάσταση II:

$$V_0(t) = -V_{dc} \quad (8.59)$$

$$S_{B2}(t) = -1 \quad (8.60)$$

Κατάσταση V:

$$V_0(t) = V_{dc} \quad (8.61)$$

$$S_{B2}(t) = 1 \quad (8.62)$$

$$V_0(t) = S_{B2} V_{dc} \quad (8.63)$$

Εφαρμόζοντας την αρχή της επαλληλίας:

$$V_0(t) = S_{B1} V_{dc} + S_{B2} V_{dc} \quad (8.64)$$

Καθώς τα ζεύγη διακοπών/διόδων λειτουργούν αντιπαράλληλα και χωρίς νεκρά διαστήματα, θα είναι:

$$S_{B2}(t) = 1 - S_{B1}(t) \quad (8.65)$$

Περίπτωση 2^η:

Στην 2^η περίπτωση, οι καταστάσεις II και V αντικαθίστανται από τις καταστάσεις VI και VII, στις οποίες η τάση στην έξοδο είναι μηδενική. Επομένως η τάση εξόδου εξαρτάται μόνο από την διακοπτική συνάρτηση S_{B1} .

$$V_0(t) = S_{B1} V_{dc} \quad (8.66)$$

Περίπτωση 3^η:

Στην 3^η περίπτωση έχουμε νεκρά διαστήματα κατά τη διάρκεια της περιόδου λειτουργίας του κυκλώματος. Η τάση στην έξοδο εξακολουθεί να προκύπτει από τις διακοπτικές συναρτήσεις S_{B1} και S_{B2} όπως προηγουμένως:

$$V_0(t) = S_{B1} V_{dc} + S_{B2} V_{dc} \quad (8.67)$$

Στην περίπτωση αυτή όμως η S_{B2} πρέπει να είναι κατάλληλη ώστε να περιέχει τα νεκρά διαστήματα αγωγής. Εξετάζουμε τις διακοπτικές συναρτήσεις για κάθε μια από τις καταστάσεις που αναλύθηκαν προηγουμένως.

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

Η διακοπτική συνάρτηση που αντιστοιχεί της καταστάσεις I και IV είναι η S_{B1} όπου:

$$S_{B1}(t) = -4 \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega t) \quad (8.68)$$

με:

n περιττός

$$K_n = \frac{\sin(n\delta)}{\pi n} \quad (8.69)$$

Η διακοπτική συνάρτηση που αντιστοιχεί της καταστάσεις II και V είναι η S_{B2} όπου:

$$S_{B2}(t) = 4 \sum_{m=1}^{\infty} K_m \cos(m\omega t - m\delta - m\beta) \quad (8.70)$$

με:

m περιττός

$$K_m = \frac{\sin(m\beta)}{mn} \quad (8.71)$$

Με 2β συμβολίζουμε το χρονικό διάστημα που οι δίοδοι άγουν και για το οποίο ισχύει:

$$\beta = \frac{\pi - 2\delta}{2} \quad \text{για συνεχή αγωγή.} \quad (8.72)$$

$$\beta = \frac{\gamma}{2} \quad \text{για μη συνεχή αγωγή.} \quad (8.73)$$

Η τάση στην έξοδο δίνεται από τη σχέση:

$$V_0(t) = S_{B1} V_{dc} + S_{B2} V_{dc} \quad (8.74)$$

Αντικαθιστώντας έχουμε:

$$V_0(t) = V_{dc} 4 \sum_{n=1}^{\infty} K_n \cos(n\omega t) - V_{dc} 4 \sum_{m=1}^{\infty} K_m \cos(m\omega t - m\delta - m\beta) \quad (8.75)$$

Το ρεύμα εξόδου καθορίζεται από την τάση στην έξοδο και την σύνθετη αντίσταση $Z(\omega n)$, ενώ επηρεάζει άμεσα και το ρεύμα στην είσοδο αφού ισχύει:

$$I_{in}(t) = I_0(t)[S_{B1}(t) + S_{B2}(t)] \quad (8.76)$$

Με δεδομένο πως

$$Z(\omega n) = \sqrt{(\omega Ln)^2 + R^2} \quad (8.77)$$

$$\Phi = \tan^{-1} \frac{\omega Ln}{R} \quad (8.78)$$

το ρεύμα εξόδου θα δίνεται από τη σχέση:

$$I_0(t) = \frac{V_0(t)}{Z(\omega n)} = 4V_{dc} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{K_n}{\sqrt{(\omega Ln)^2 + R^2}} \cos(n\omega t - \Phi) - 4V_{dc} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{K_m}{\sqrt{(\omega Lm)^2 + R^2}} \cos(m\omega t - m\delta - m\beta - \Phi) \quad (8.79)$$

Το ρεύμα σε καθένα από τα ημιαγωγικά στοιχεία δίνεται από τις σχέσεις:

$$I_D(t) = I_0(t)S_{B2}(t) \quad (8.80)$$

$$I_T(t) = I_0(t)S_{B1}(t) \quad (8.81)$$

Τέλος, οι διακοπτικές συναρτήσεις για καθένα από τα διακοπτικά στοιχεία του κυκλώματος δίνονται από τις σχέσεις:

$$S_{T14}(t) = K_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\delta)}{n\pi} 2 \cos(n\omega t) \quad (8.82)$$

$$S_{T23}(t) = -K_0 - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\delta)}{n\pi} 2 \cos(n\omega t - n\pi) \quad (8.83)$$

$$S_{D14}(t) = -K_{02} - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\beta)}{n\pi} 2 \cos(n\omega t - n\beta - n\delta) \quad (8.84)$$

$$S_{D23}(t) = K_{02} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\beta)}{n\pi} 2 \cos(n\omega t - n\pi - n\beta - n\delta) \quad (8.85)$$

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

ΜΕΡΟΣ ΤΡΙΤΟ

ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΕΣ ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙΣ ΚΑΙ ΣΥΣΧΕΤΙΣΜΟΣ ΕΙΣΟΔΟΥ- ΕΞΟΔΟΥ ΣΕ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ AC/AC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ

- Οι μετατροπείς AC/AC
- Back-to-back μετατροπείς
- Μητροειδής μετατροπείς
- Κυκλομετατροπείς
- Διαγράμματα διακοπτικών συναρτήσεων

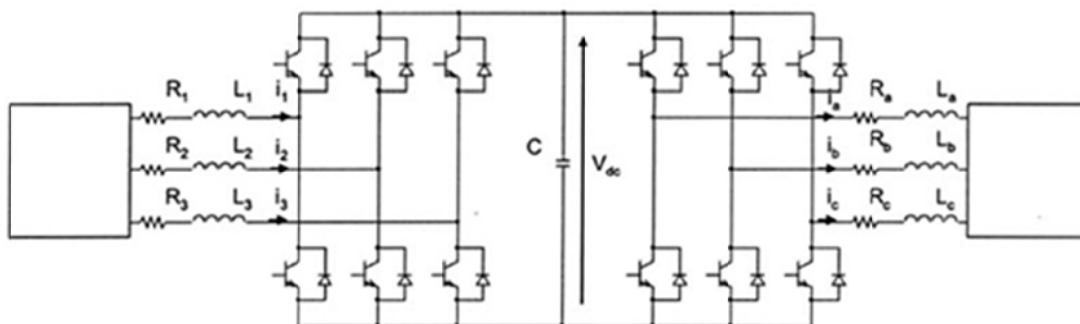
Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

9. Μετατροπή από AC σε AC.

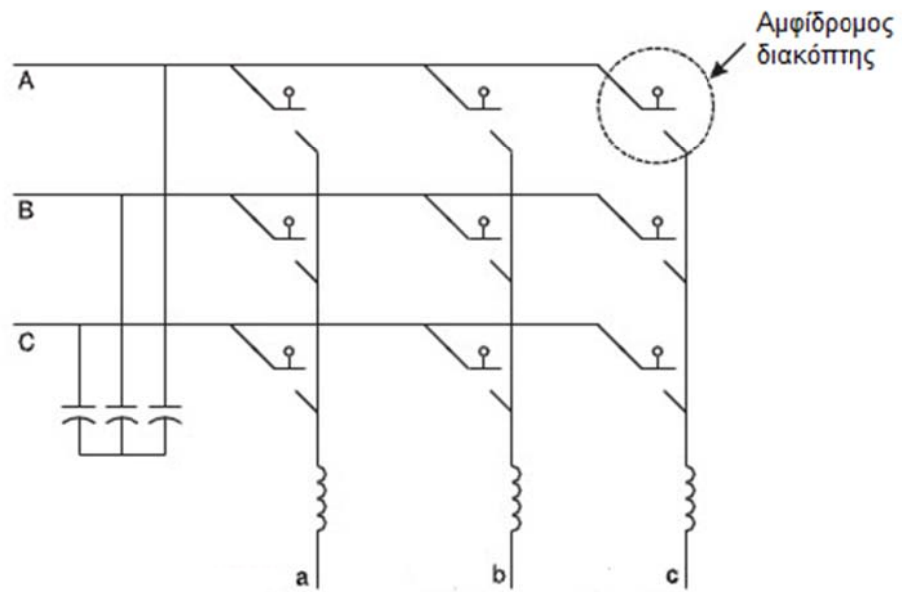
9.1 Εισαγωγή

Σε πάρα πολλές περιπτώσεις εφαρμογής κυκλωμάτων ηλεκτρονικών ισχύος απαιτείται η ρύθμιση (μετατροπή) της εναλλασσόμενης τάσης. Παρόλο που για χαμηλές τιμές ισχύος η μετατροπή αυτή μπορεί να γίνει με σχετικά απλούς τρόπους, όπως για παράδειγμα η ρύθμιση της τάσης μέσω μιας μεταβλητής αντίστασης, για μεγάλες τιμές ισχύος ή όταν απαιτείται ρύθμιση τόσο της τάσης όσο και της συχνότητας, είναι απαραίτητη η παρουσία ενός μετατροπέα που θα προσφέρει τη δυνατότητα ελέγχου της εξόδου προκειμένου να παρέχεται εναλλασσόμενη τάση με τα επιθυμητά χαρακτηριστικά.

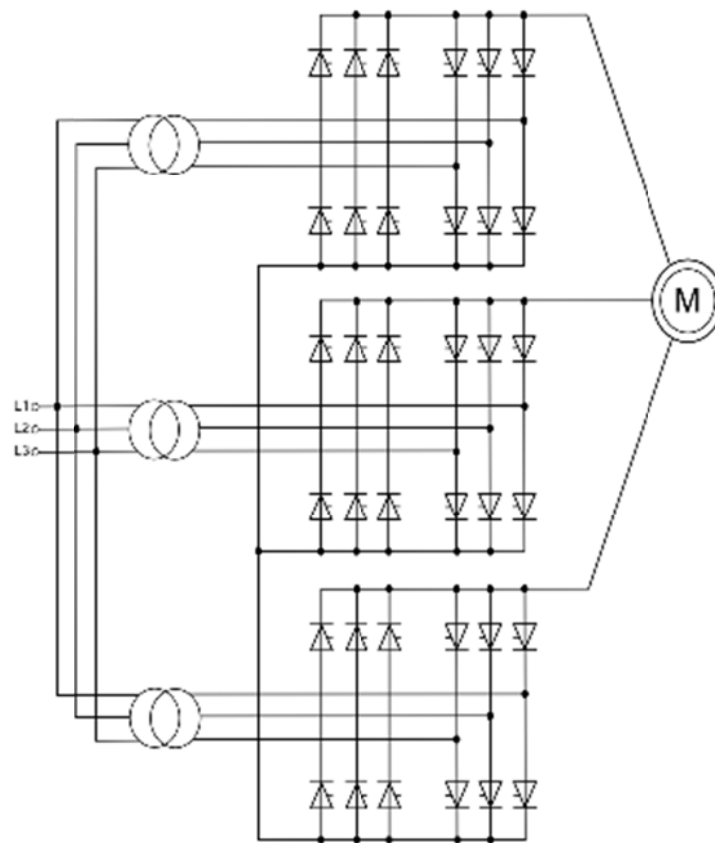
Όπως φαίνεται στο σχήμα 107, οι ac/ac μετατροπείς διαχωρίζονται σε ένα πλήθος κατηγοριών, ανάλογα με τη δομή και τη διάταξη των στοιχείων τους. Στη συνέχεια θα εξετάσουμε 3 από τις κατηγορίες αυτές, τους back-to-back μετατροπείς (σχήμα 104), που αποτελούν μια συχνά χρησιμοποιούμενη διάταξη, τους matrix μετατροπείς (σχήμα 105), που άρχισαν να αναπτύσσονται τα τελευταία χρόνια και είναι μια ιδιαίτερα υποσχόμενη διάταξη που συνεχώς βελτιώνεται και τους κυκλομετατροπείς (σχήμα 106), που αν και εμφανίζουν ομοιότητες με της μητροειδής μετατροπείς, δεν επιτρέπουν την τροφοδότηση όλων των φάσεων εξόδου από της φάσεις εισόδου, αλλά σε κάθε φάση αντιστοιχεί ένα συγκεκριμένο υποκύκλωμα, υπεύθυνο για τη μετατροπή.



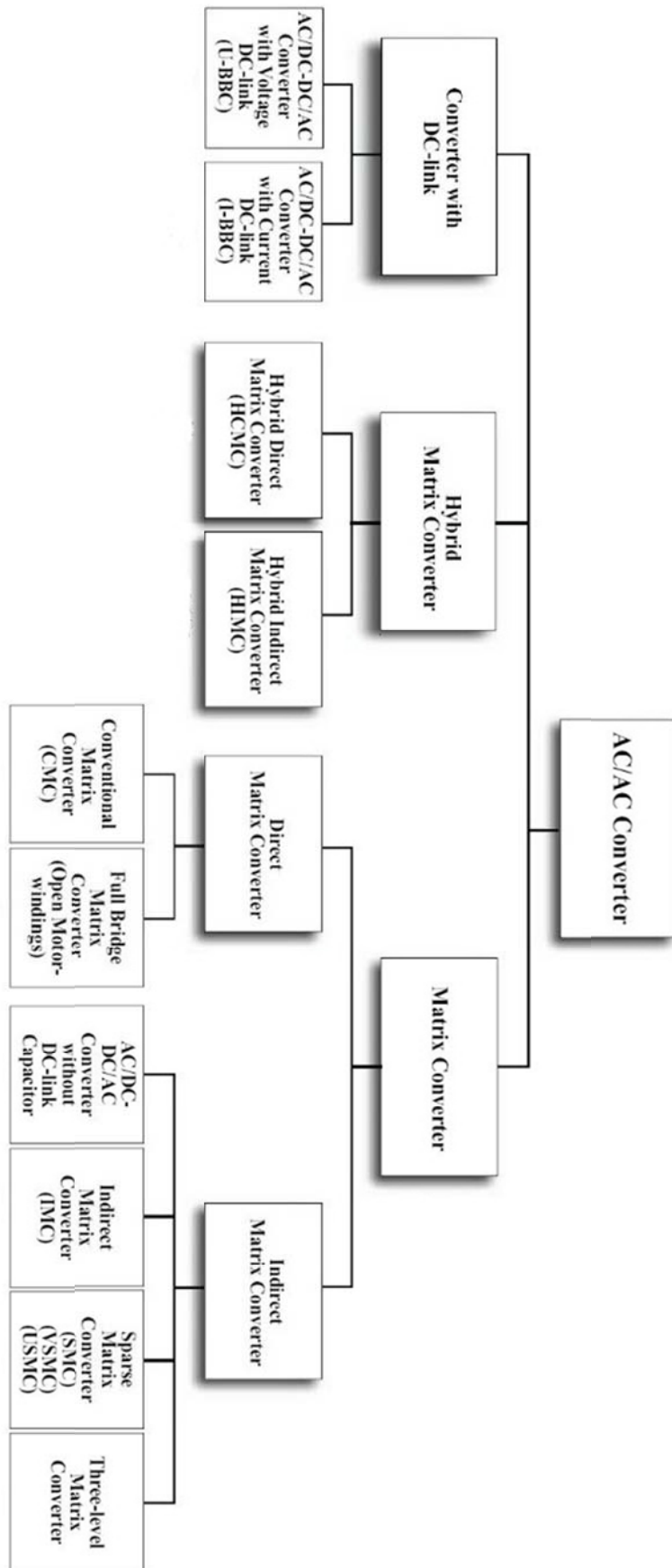
Σχήμα 104. Back to Back μετατροπέας (Πηγή: [9])



Σχήμα 105. Μητροειδής μετατροπέας (Πηγή: [7])



Σχήμα 106. Κυκλομετατροπέας (Πηγή: [11])



Σχήμα 107. Κατηγορίες μετατροπέων εναλλασσόμενης τάσης (Πηγή: [9])

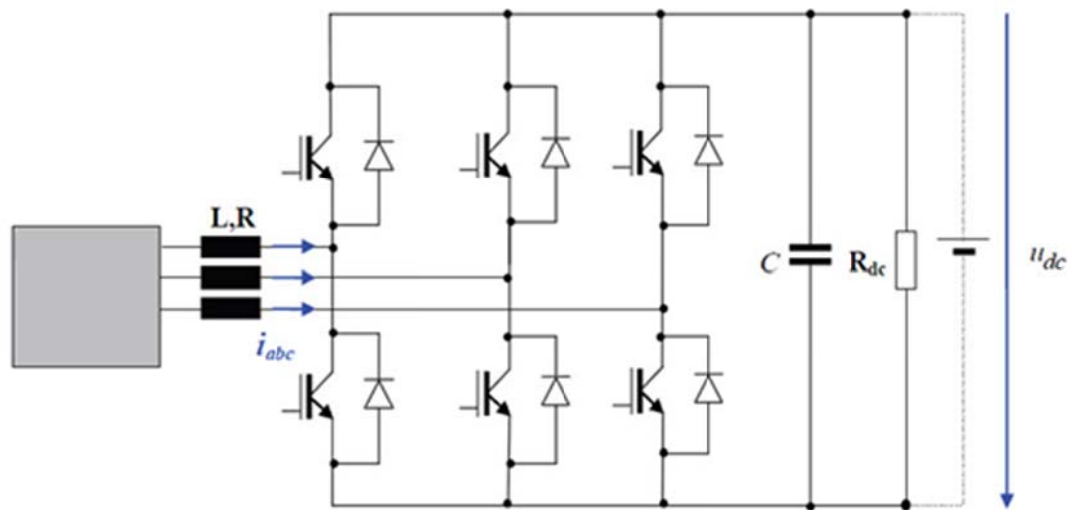
9.2 Back-To-Back Μετατροπείς

Οι back to back μετατροπείς αποτελούνται από δύο ανεξάρτητους μετατροπείς, έναν ανορθωτή κι έναν αντιστροφέα συνδεδεμένους σε έναν κοινό ζυγό συνεχούς ρεύματος. Η παρουσία του πυκνωτή σταθεροποιεί την τάση, ενώ ο μετατροπέας είναι διπλής κατεύθυνσης ισχύος, εφόσον τόσο ο ανορθωτής όσο και ο αντιστροφέας αποτελούνται από ελεγχόμενα διακοπτικά στοιχεία. Σε αρκετές περιπτώσεις ο ανορθωτής υλοποιείται με διόδους κι έτσι μόνο ο αντιστροφέας είναι ελεγχόμενος, κατά κανόνα με τη μέθοδο SPWM.

Προκειμένου να εξετάσουμε τη λειτουργία του κυκλώματος, θα αναλύσουμε τους 2 ανεξάρτητους μετατροπείς ξεχωριστά και στη συνέχεια θα εξετάσουμε την συνολική τους λειτουργία. Όσα έχουν ήδη αναφερθεί προηγουμένως για τους ανορθωτές και τους αντιστροφέες ισχύουν και εδώ, καθώς το κύκλωμα μπορεί να θεωρηθεί πως αποτελείται από 2 ανεξάρτητα επιμέρους κυκλώματα, τον ανορθωτή και τον αντιστροφέα, με την έξοδο του ανορθωτή να αποτελεί την είσοδο του αντιστροφέα.

Ανορθωτής

Εξετάζουμε το κύκλωμα του ανορθωτή, όπως δείχνει το σχήμα 108.



Σχήμα 108. Τμήμα ανόρθωσης του μετατροπέα (Πηγή: [8])

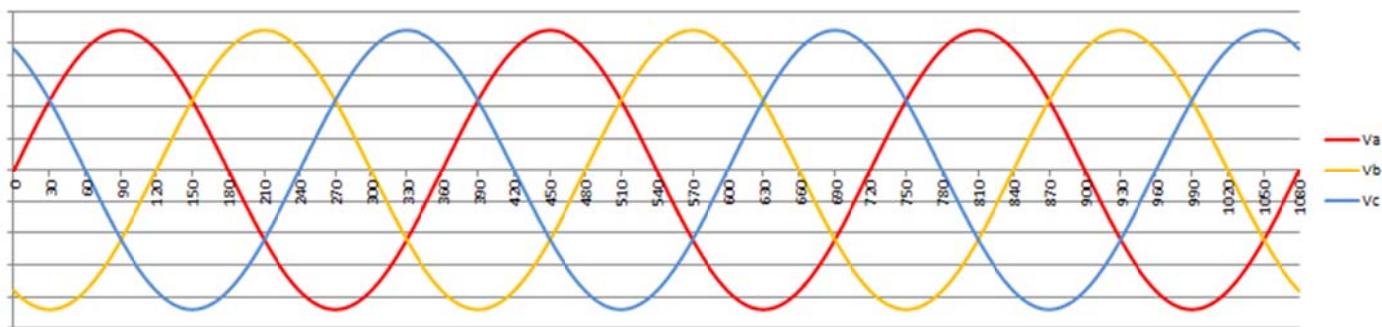
Θεωρώντας συμμετρική την πηγή, οι τάσεις στην είσοδο είναι:

$$V_a = V_0 \sin(\omega t) \quad (9.1)$$

$$V_b = V_0 \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad (9.2)$$

$$V_c = V_0 \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \quad (9.3)$$

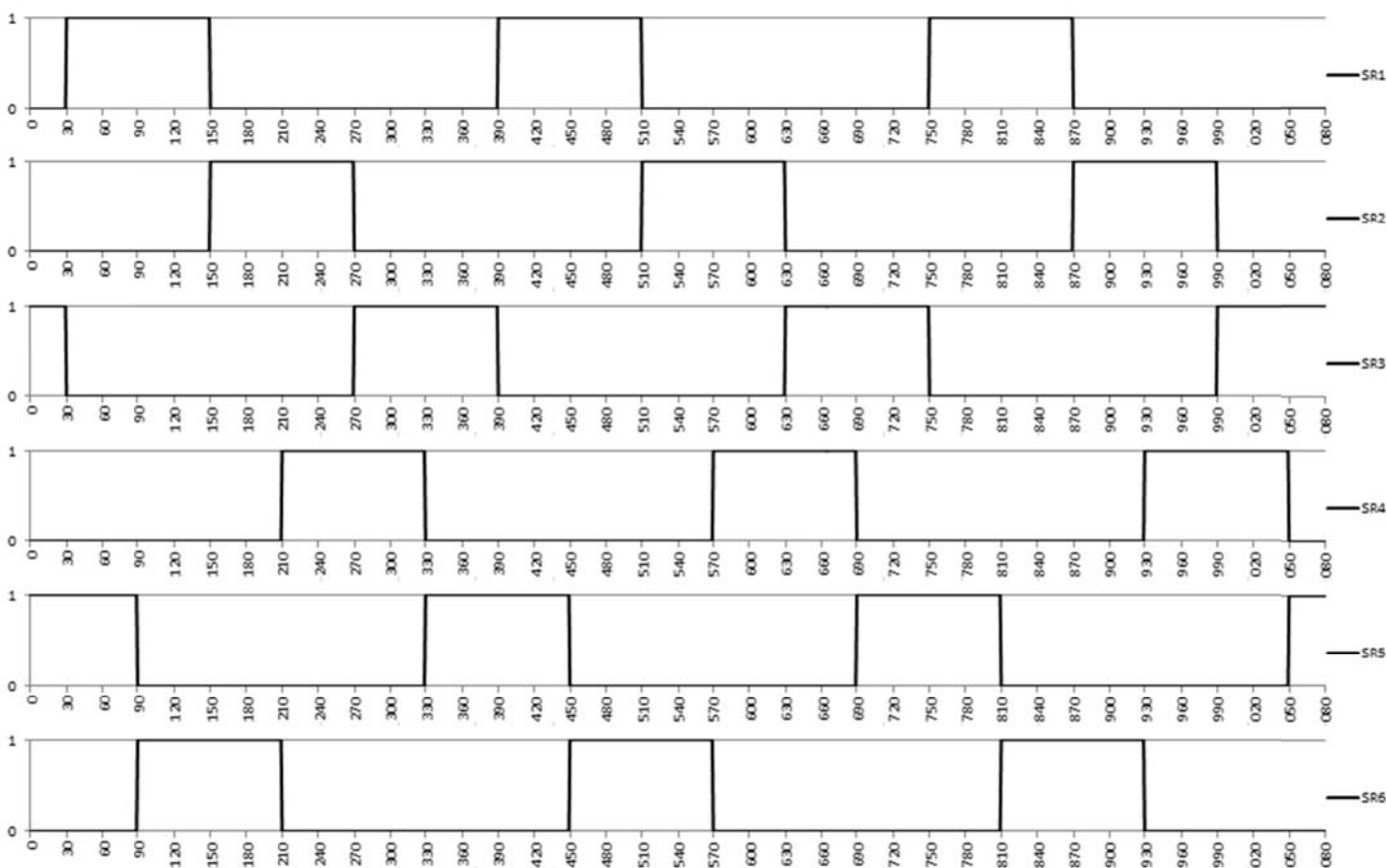
Το διάγραμμα των τάσεων στην είσοδο για τρεις κύκλους λειτουργίας φαίνεται στο σχήμα 109.



Σχήμα 109. Τάσεις εισόδου

Ο ανορθωτής είναι ήμι-ελεγχόμενος, δηλαδή τα διακοπτικά του στοιχεία είναι θυρίστορ στα οποία έχουμε τη δυνατότητα να μεταβάλλουμε τη γωνία έναυσης. Σε κάθε ένα από τα 6 θυρίστορ αντιστοιχεί μια διακοπτική συνάρτηση S_{Ri} , $i=1,2,\dots,6$. Όταν το θυρίστορ άγει η διακοπτική συνάρτηση ισούται με τη μονάδα, ενώ όταν το θυρίστορ είναι σε κατάσταση αποκοπής η S_{Ri} είναι ίση με μηδέν.

Θεωρώντας μηδενική τη γωνία έναυσης, κάθε ένα από τα θυρίστορ άγει για χρονικό διάστημα ίσο με 120° κατά τη διάρκεια ενός κύκλου λειτουργίας και οι διακοπτικές συναρτήσεις αναπαριστώνται στο σχήμα 110.



Σχήμα 110. Διακοπτικές συναρτήσεις S_1 έως S_6

Είναι εμφανές πως κάθε χρονική στιγμή μόνο ένα από τα θυρίστορ κάθε ζεύγους (1,4 – 2,5 – 3,6) άγει. Με σημείο αναφοράς την S_{R1} , οι υπόλοιπες διακοπτικές συναρτήσεις γράφονται:

$$S_{R2} = S_{R1}(\omega t - 120^\circ) \quad (9.4)$$

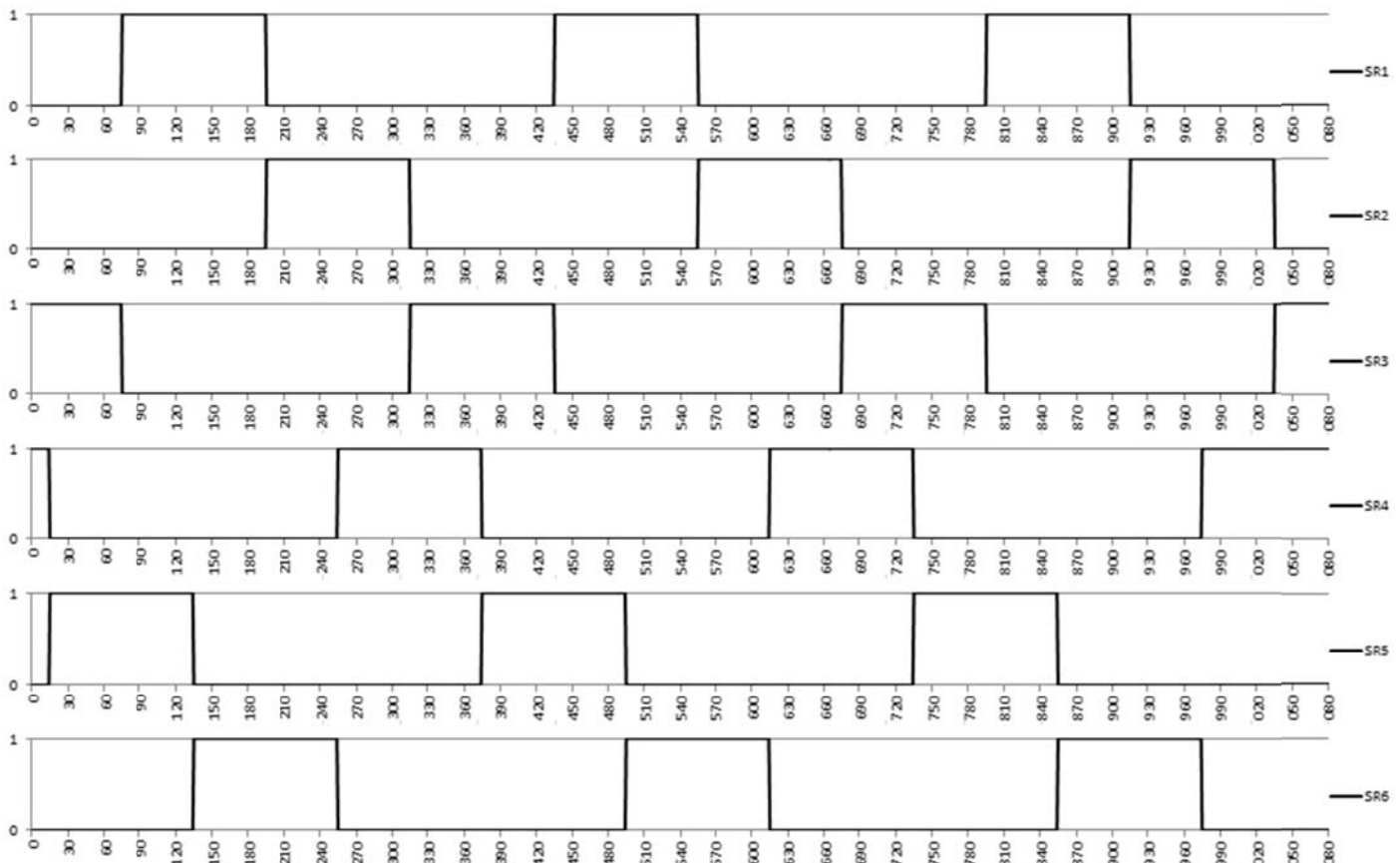
$$S_{R3} = S_{R1}(\omega t - 240^\circ) \quad (9.5)$$

$$S_{R4} = S_{R1}(\omega t - 180^\circ) \quad (9.6)$$

$$S_{R5} = S_{R2}(\omega t - 180^\circ) = S_{R1}(\omega t - 300^\circ) \quad (9.7)$$

$$S_{R6} = S_{R3}(\omega t - 180^\circ) = S_{R1}(\omega t + 60^\circ) \quad (9.8)$$

Με βάση τις παραπάνω σχέσεις, μπορούμε να αναπαραστήσουμε τις διακοπτικές συναρτήσεις για οποιαδήποτε γωνία έναυσης των θυρίστορ. Έτσι, για $\alpha=45^\circ$, η S_{R1} μετατοπίζεται προς τα δεξιά κατά 45° και αντίστοιχα προκύπτουν οι υπόλοιπες, όπως φαίνεται στο σχήμα 111.



Σχήμα 111. Μετατοπισμένες διακοπτικές συναρτήσεις για $\alpha=45^\circ$

Η τάση στην έξοδο είναι:

$$V_{dc} = \begin{bmatrix} S_{R1} - S_{R4} & S_{R2} - S_{R5} & S_{R3} - S_{R6} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a - V_b \\ V_b - V_c \\ V_c - V_a \end{bmatrix} \quad (9.9)$$

Ορίζουμε:

$$S_{RA} = S_{R1} - S_{R4} \quad (9.10)$$

$$S_{RB} = S_{R2} - S_{R5} \quad (9.11)$$

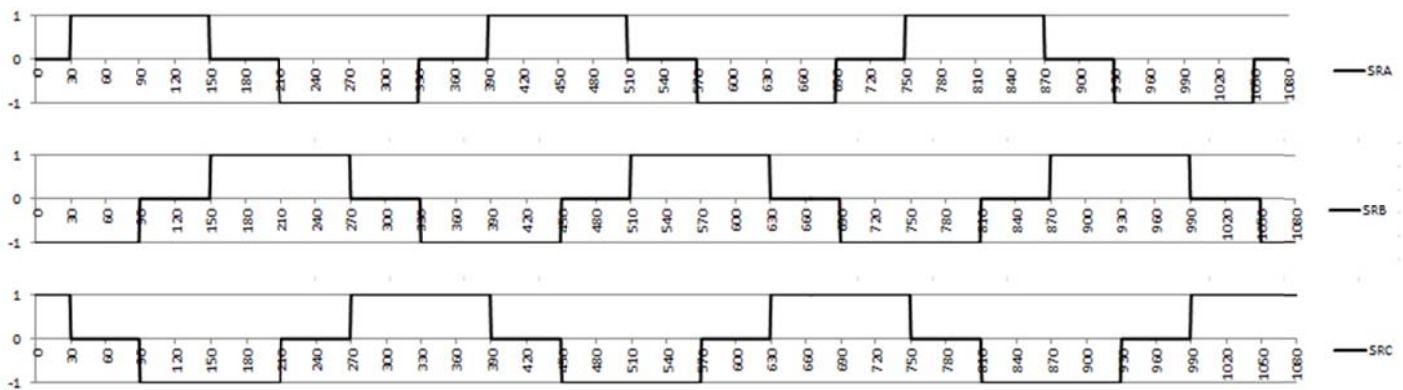
$$S_{RC} = S_{R3} - S_{R6} \quad (9.12)$$

Οι S_{RA} , S_{RB} και S_{RC} ορίζονται ως οι ισοδύναμες διακοπτικές συναρτήσεις κάθε ζεύγους θυρίστορ του κυκλώματος. Όπως είπαμε, κάθε χρονική στιγμή άγει μόνο μια από της διόδους κάθε ζεύγους, άρα θα είναι:

$$-1 \leq S_{Ri} \leq 1 \quad i = A, B, C \quad (9.13)$$

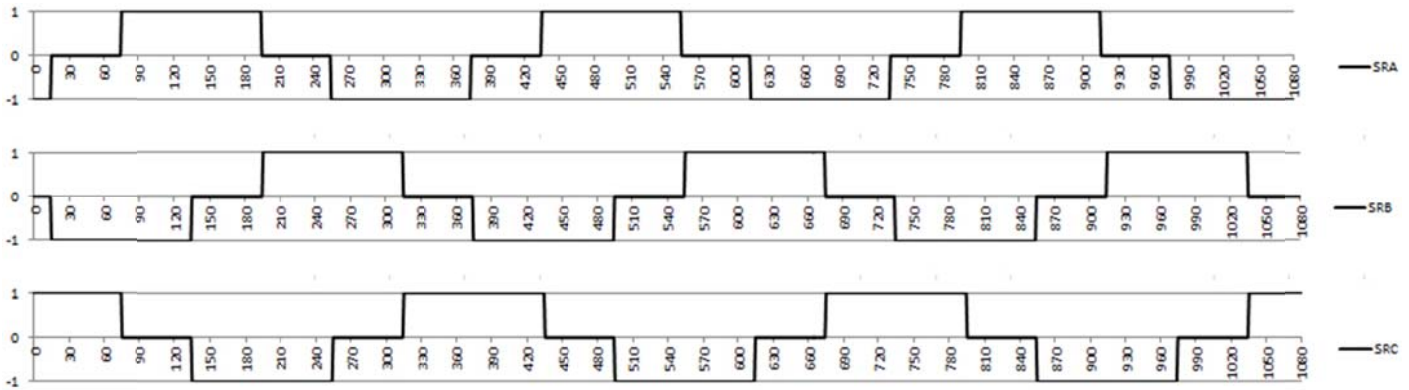
Λαμβάνουν τις τιμές -1, 0 ή 1 ανάλογα με το αν άγει το κάτω, κανένα ή το πάνω θυρίστορ αντίστοιχα και η γραφική τους παράσταση έχει τη μορφή του σχήματος 112 ($\alpha=0^\circ$) ή 113 (για $\alpha=45^\circ$).

$\alpha=0^\circ$



Σχήμα 112. Ισοδύναμες διακοπτικές συναρτήσεις για $\alpha=0^\circ$

$\alpha=45^\circ$



Σχήμα 113. Ισοδύναμες διακοπτικές συναρτήσεις για $\alpha=45^\circ$

Ακόμη είναι:

$$V_a - V_b = V_{ab} \quad (9.14)$$

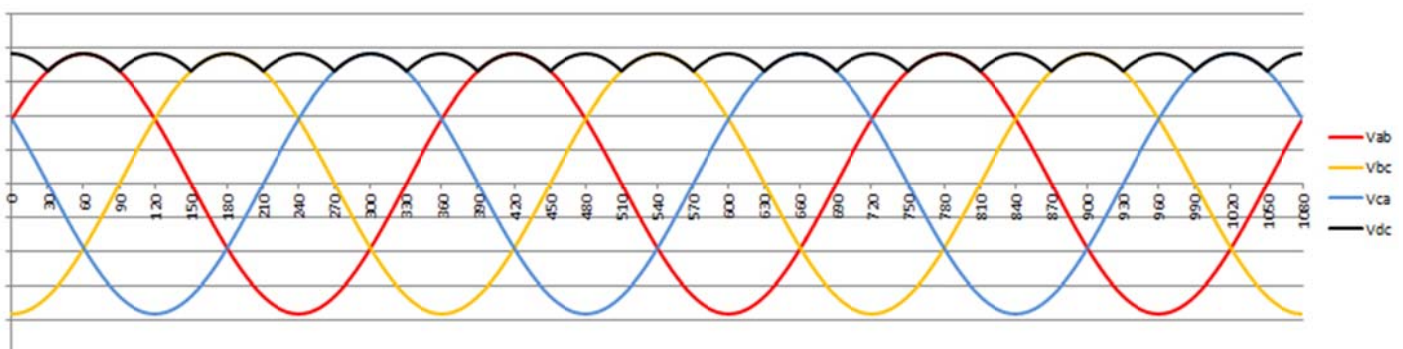
$$V_b - V_c = V_{bc} \quad (9.15)$$

$$V_c - V_a = V_{ca} \quad (9.16)$$

Με βάση τα παραπάνω, η τάση στην έξοδο γράφεται:

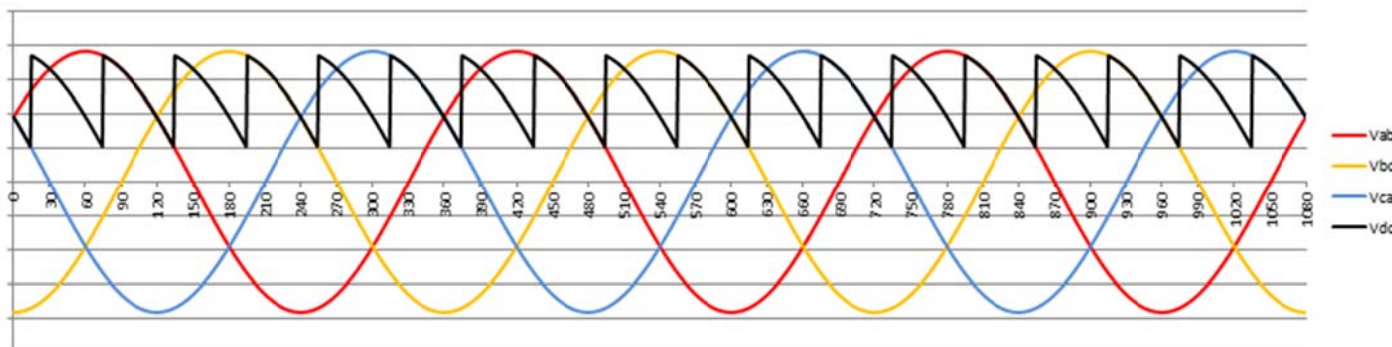
$$V_{dc} = \begin{bmatrix} S_{DA} & S_{RB} & S_{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} \quad (9.17)$$

Στο σχήμα 114 φαίνεται η τάση εξόδου σε συνδυασμό με τις φασικές τάσεις εισόδου για μηδενική γωνία έναυσης των θυρίστωρ.



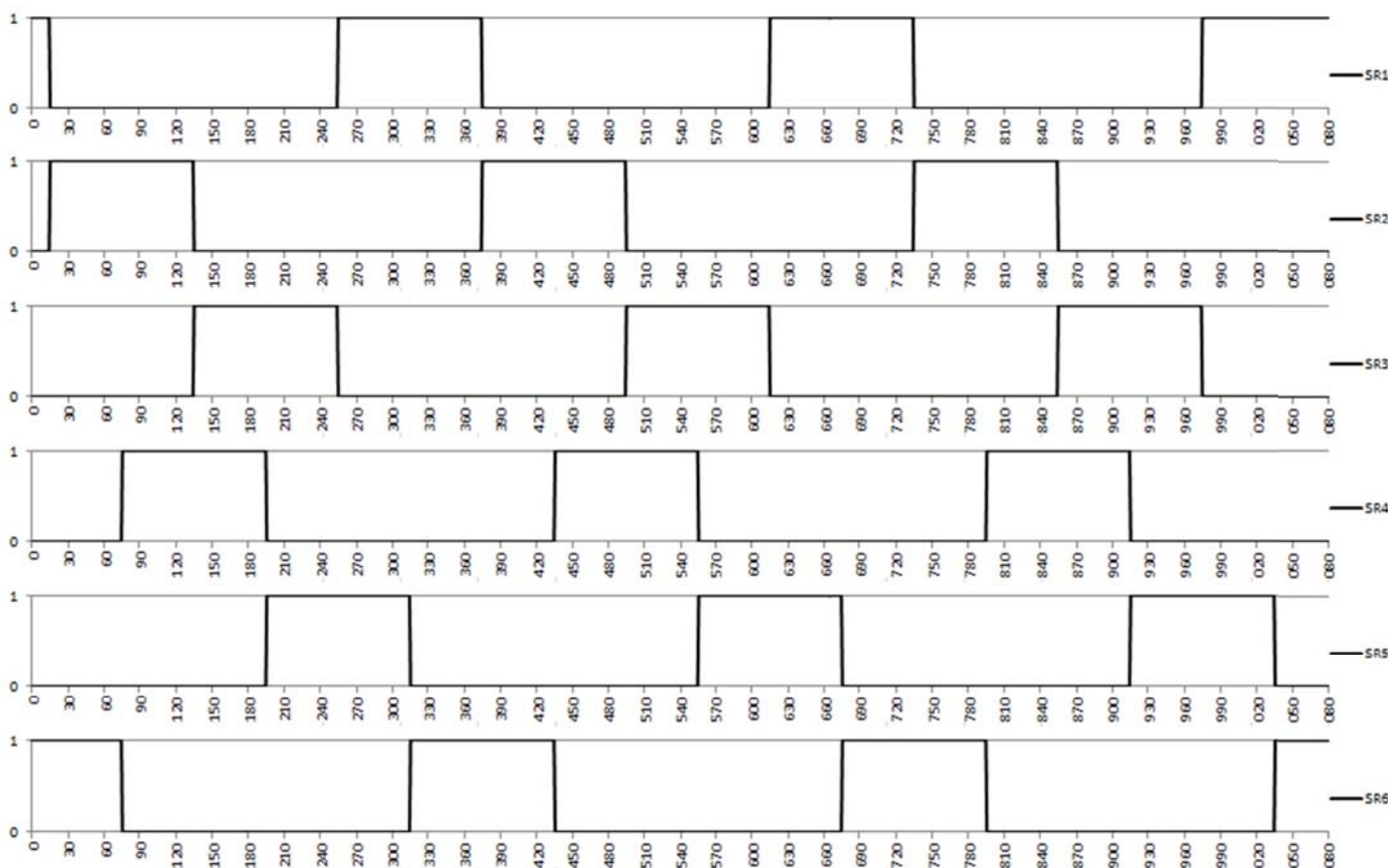
Σχήμα 114. Τάσεις εισόδου και εξόδου για $\alpha=0^\circ$

Αν η γωνία έναυσης είναι ίση με 45° , τότε οι διακοπτικές συναρτήσεις μετατοπίζονται και η τάση στην έξοδο μεταβάλλεται όπως δείχνει το σχήμα 115.

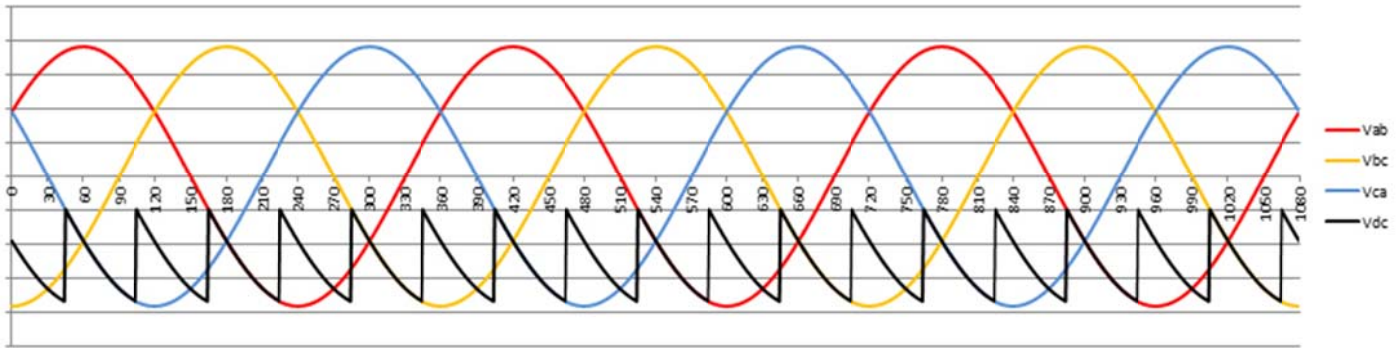


Σχήμα 115. Τάσεις εισόδου και εξόδου για $\alpha=45^\circ$

Αν η γωνία έναυσης των θυρίστωρ είναι μεγαλύτερη από 180° , τότε οι διακοπτικές συναρτήσεις κάθε ζεύγους αντιστρέφονται και η τάση εξόδου αλλάζει πρόσημο. Είδαμε προηγουμένως πως για $\alpha=45^\circ$ η S_{R1} είναι ίση με τη μονάδα στο χρονικό διάστημα 75° έως 195° και η S_{R4} στο χρονικό διάστημα 255° έως 360° και 0° έως 15° . Αν η γωνία α γίνει ίση με $\alpha=90^\circ + 45^\circ=135^\circ$ τότε οι διακοπτικές συναρτήσεις (σχήμα 116) και η τάση στην έξοδο (σχήμα 117) μεταβάλλονται.



Σχήμα 116. Διακοπτικές συναρτήσεις για $\alpha=90^\circ$



Σχήμα 117. Τάσεις εισόδου και εξόδου για $\alpha=90^\circ$

Παρατηρούμε πως πλέον η S_{R1} είναι ίση με τη μονάδα στο χρονικό διάστημα 255° έως 360° και 0° έως 15° ενώ η S_{R4} στο χρονικό διάστημα 75° έως 195° και η τάση έχει αντιστραφεί. Τέλος, τα ρεύματα στην είσοδο θα συνδέονται με το ρεύμα στην έξοδο από τη σχέση:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{RA} - S_{RC} \\ S_{RB} - S_{RA} \\ S_{RC} - S_{RB} \end{bmatrix} [I_O] \quad (9.18)$$

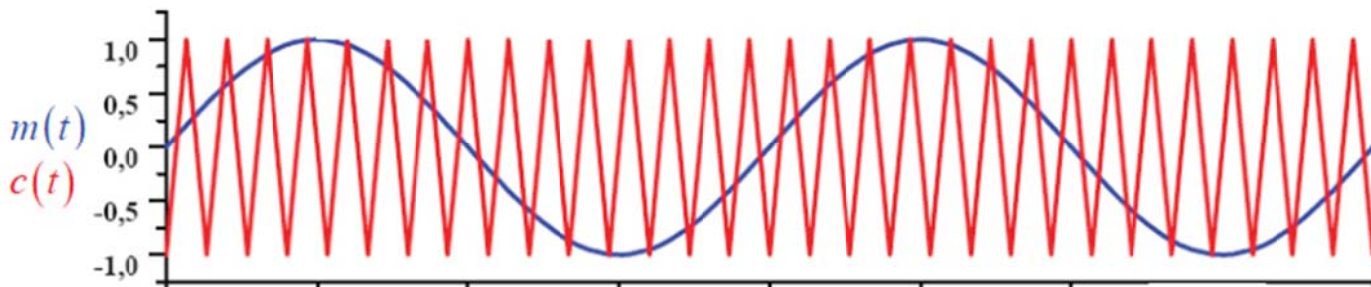
Αντιστροφείας Πηγής Τάσης

Το κύκλωμα του αντιστροφέα αποτελείται από 6 θυρίστορ που ελέγχονται μέσω ενός κυκλώματος παλμών στην πύλη τους, με τη μέθοδο SPWM. Η είσοδος του κυκλώματος είναι η τάση V_{dc} που προκύπτει από τον ανορθωτή της προηγούμενης ενότητας. Η έξοδος του αντιστροφέα θα συνδέεται με την είσοδο βάση της σχέσης:

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (S_{T1} - S_{T4}) - (S_{T2} - S_{T5}) \\ (S_{T2} - S_{T5}) - (S_{T3} - S_{T6}) \\ (S_{T3} - S_{T6}) - (S_{T1} - S_{T4}) \end{bmatrix} [V_{dc}] \quad (9.19)$$

Όπου S_{Ti} , $i=1,2...6$ είναι η διακοπτική συνάρτηση που αντιστοιχεί σε κάθε ένα από τα θυρίστορ του κυκλώματος. Τα θυρίστορ ελέγχονται με τη μέθοδο SPWM, επομένως η αγωγή τους καθορίζεται από τη σχέση του σήματος διαμόρφωσης και του σήματος φορέα, όπως προκύπτουν από το κύκλωμα του συγκριτή. Αν με $m(t)$ συμβολίσουμε το σήμα διαμόρφωσης και με $c(t)$ το σήμα φορέα (σχήμα 118), τότε η διακοπτική συνάρτηση κάθε στοιχείου είναι ίση με

$$S_{Ti}(t) = \frac{1 + \frac{|m(t) - c(t)|}{m(t) - c(t)}}{2} \quad (9.20)$$



Σχήμα 118. Κυματομορφές αναφοράς και διαμόρφωσης στη μέθοδο PWM (Πηγή: [8])

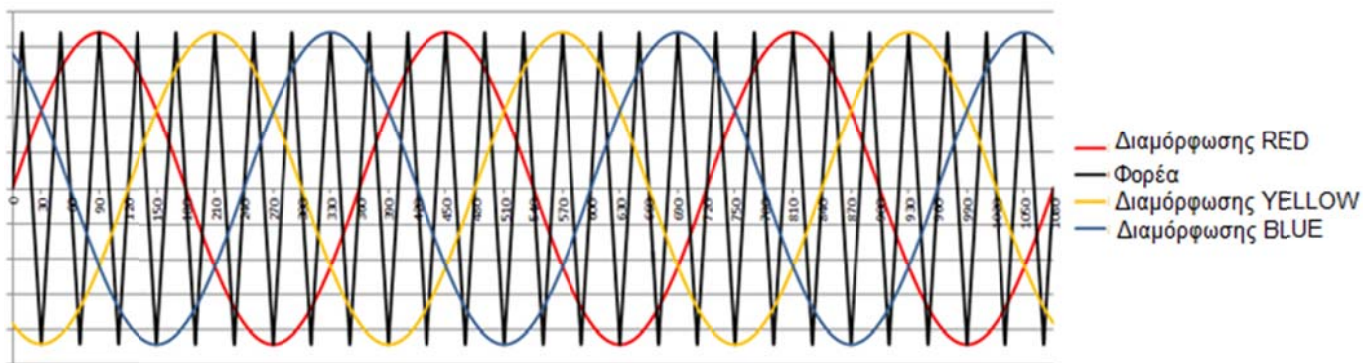
Όταν $m(t) > c(t)$ τότε θα είναι $S(t) = 1$ και το θυρίστορ άγει. Αντιθέτως, όταν $m(t) \leq c(t)$ τότε $S(t) = 0$ και το θυρίστορ δεν άγει. Ορίζουμε τα μεγέθη:

$$\text{modulation ratio} = \frac{\text{συχνότητα σήματος φορέα}}{\text{συχνότητα σήματος διαμόρφωσης}} \quad (9.21)$$

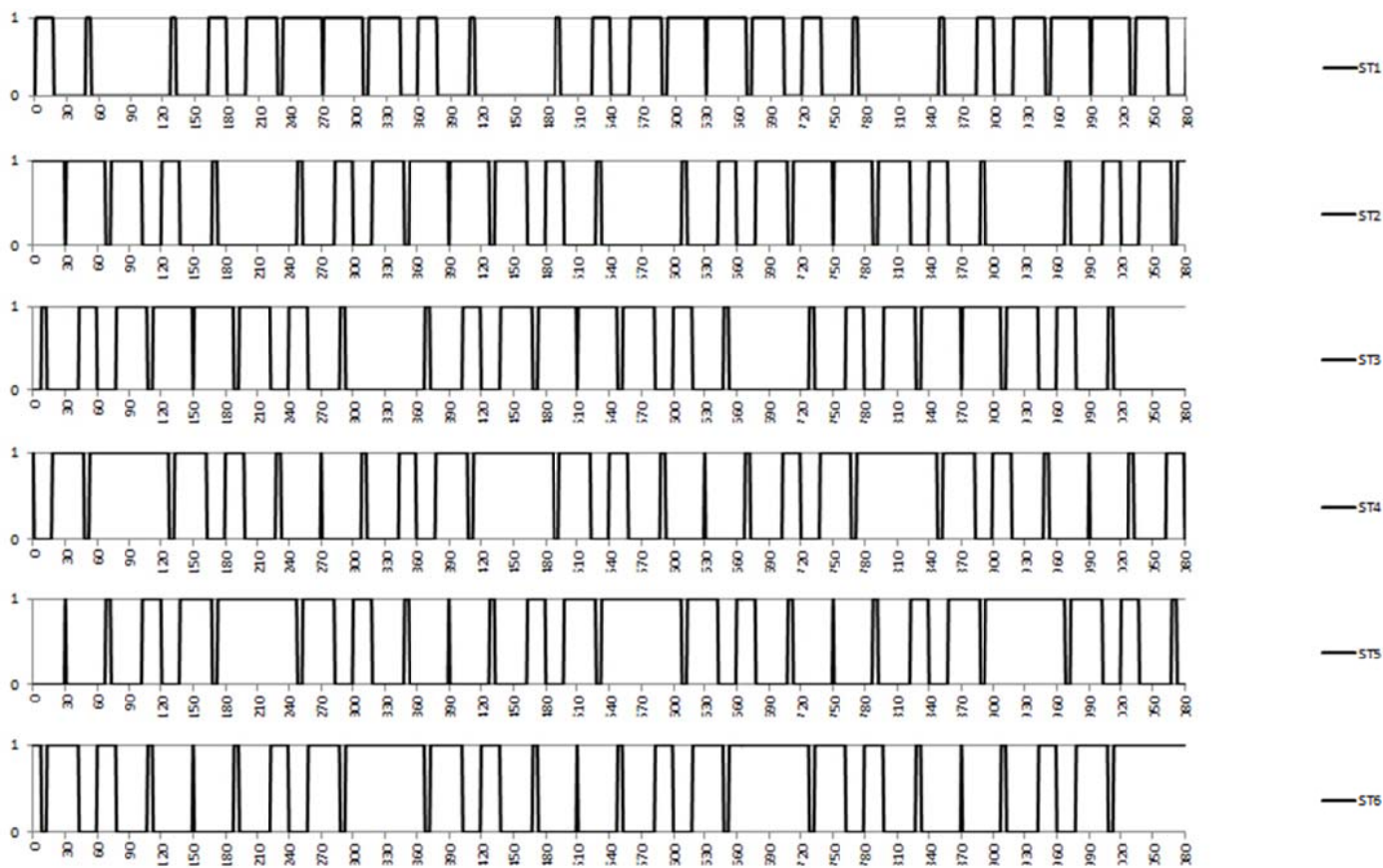
$$\text{modulation index} = \frac{\text{πλάτος σήματος διαμόρφωσης}}{\text{πλάτος σήματος φορέα}} \quad (9.22)$$

Τα modulation ratio (m_r) και modulation index (m_i) είναι πολύ σημαντικά καθώς καθορίζουν άμεσα της διακοπτικές συναρτήσεις των θυρίστορ. Οι κυματομορφές διαμόρφωσης είναι τρεις, μια για κάθε φάση, ενώ η κυματομορφή του φορέα είναι κοινή και για της τρεις φάσεις.

Έτσι, για modulation ratio = 9 και modulation index = 1,0 τα διαγράμματα των κυματομορφών και οι διακοπτικές συναρτήσεις των έξι θυρίστωρ φαίνονται στα σχήματα 119 και 120.

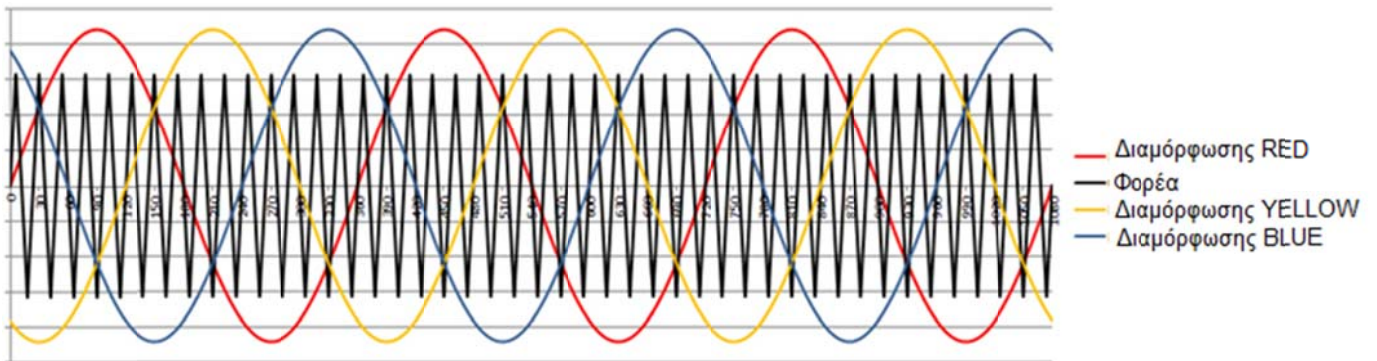


Σχήμα 119. Κυματομορφές PWM για $mr=9$ και $mi=1,0$

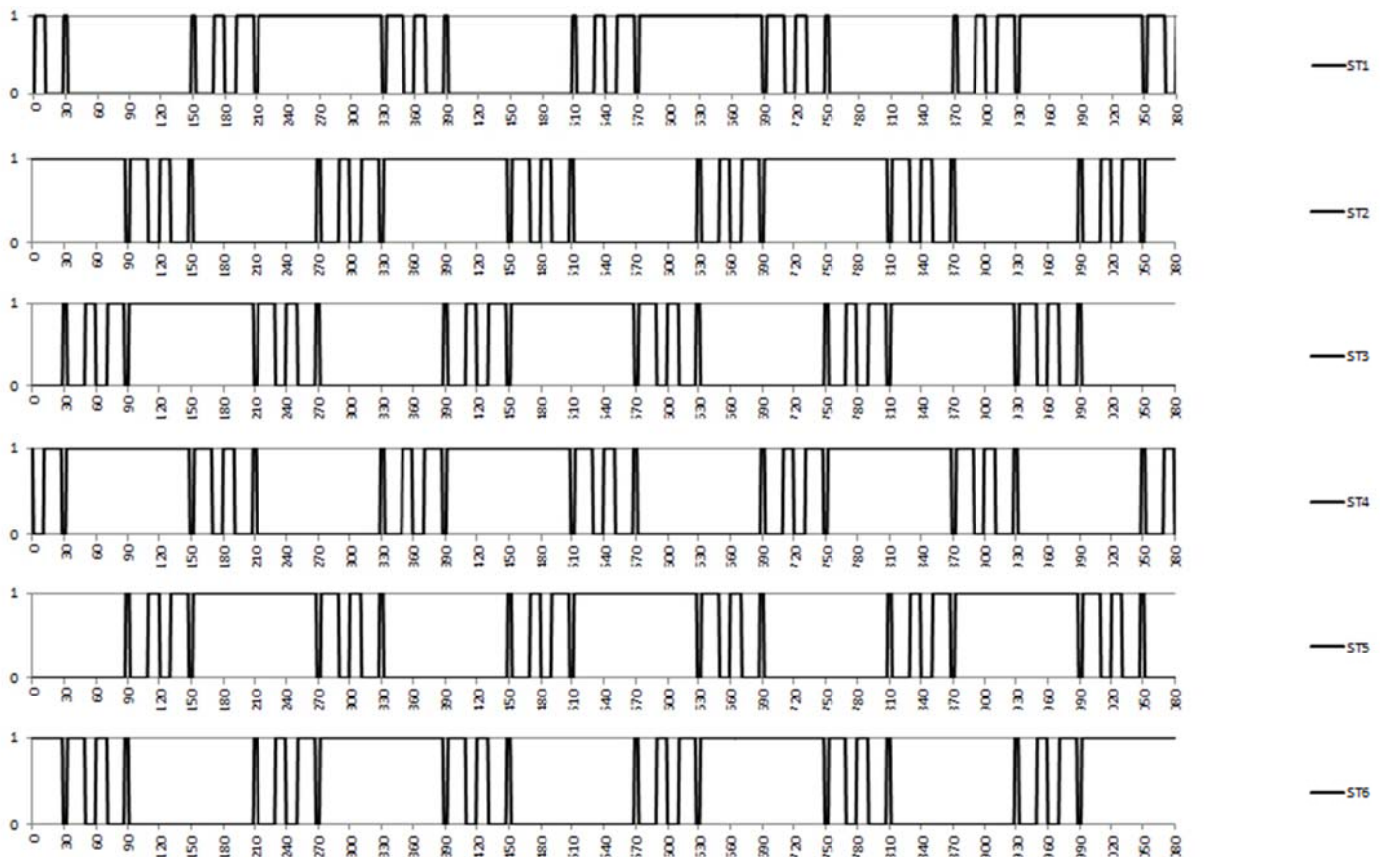


Σχήμα 120. Διακοπτικές συναρτήσεις για $mr=9$ και $mi=1,0$

Για modulation ratio = 15 και modulation index = 1,4 τα διαγράμματα των κυματομορφών σύγκρισης καθώς και οι διακοπτικές συναρτήσεις των έξι θυρίστωρ έχουν τη μορφή των σχημάτων 121 και 122.



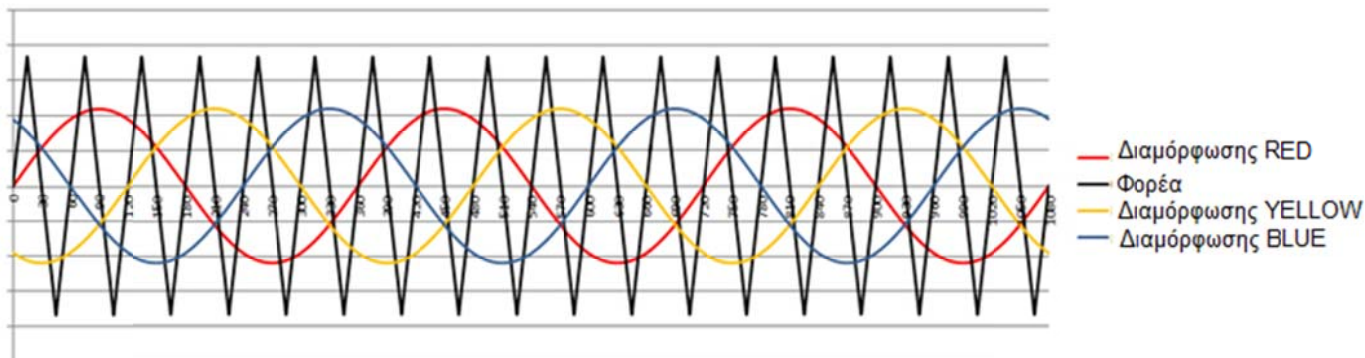
Σχήμα 121. Κυματομορφές PWM για $m_r=15$ και $m_i=1,4$



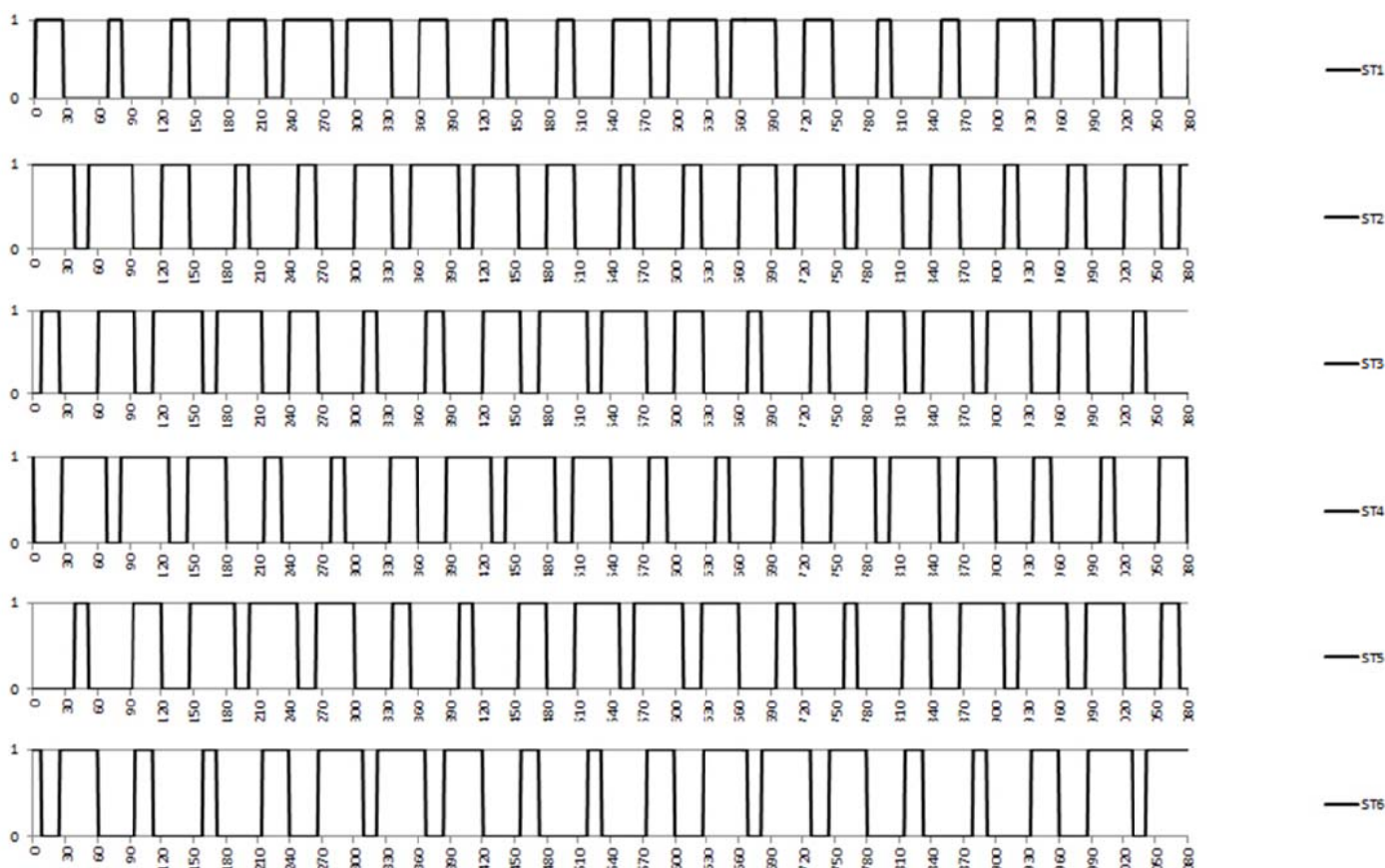
Σχήμα 122. Διακοπτικές συναρτήσεις για $m_r=15$ και $m_i=1,4$

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

Τέλος, για modulation ratio = 6 και modulation index = 0,6 οι κυματομορφές παρουσιάζονται στα σχήματα 123 και 124.



Σχήμα 123. Κυματομορφές PWM για $mr=6$ και $mi=0,6$



Σχήμα 124. Διακοπτικές συναρτήσεις για $mr=6$ και $mi=0,6$

Όπως και στην περίπτωση του ανορθωτή, ορίζουμε τις ισοδύναμες διακοπτικές συναρτήσεις για κάθε ζεύγος θυρίστωρ:

$$S_{TA} = S_{T1} - S_{T4} \quad (9.23)$$

$$S_{TB} = S_{T2} - S_{T5} \quad (9.24)$$

$$S_{TC} = S_{T3} - S_{T6} \quad (9.25)$$

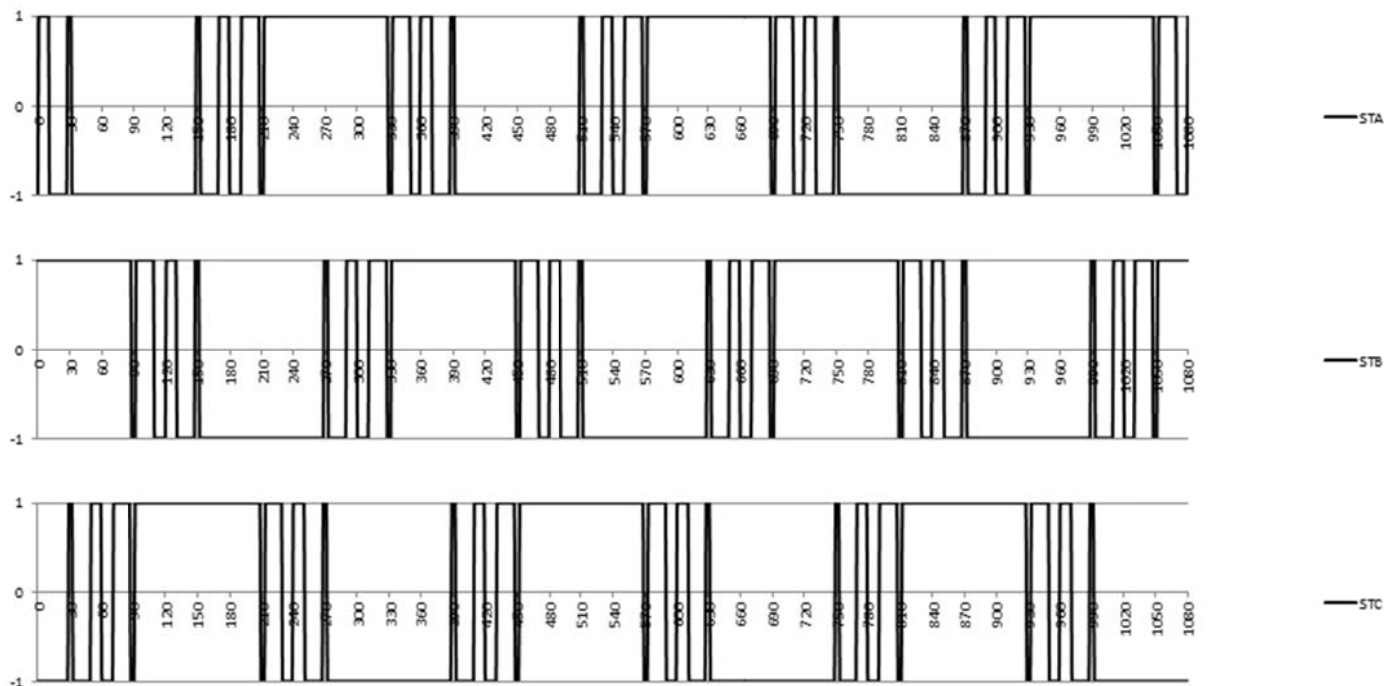
Έτσι, για $m_i=1,0$ και $m_r=9$ οι S_{TA} , S_{TB} και S_{TC} παρουσιάζονται στο σχήμα 125.



Σχήμα 125. Ισοδύναμες διακοπτικές συναρτήσεις για $m_r=9$ και $m_i=1,0$

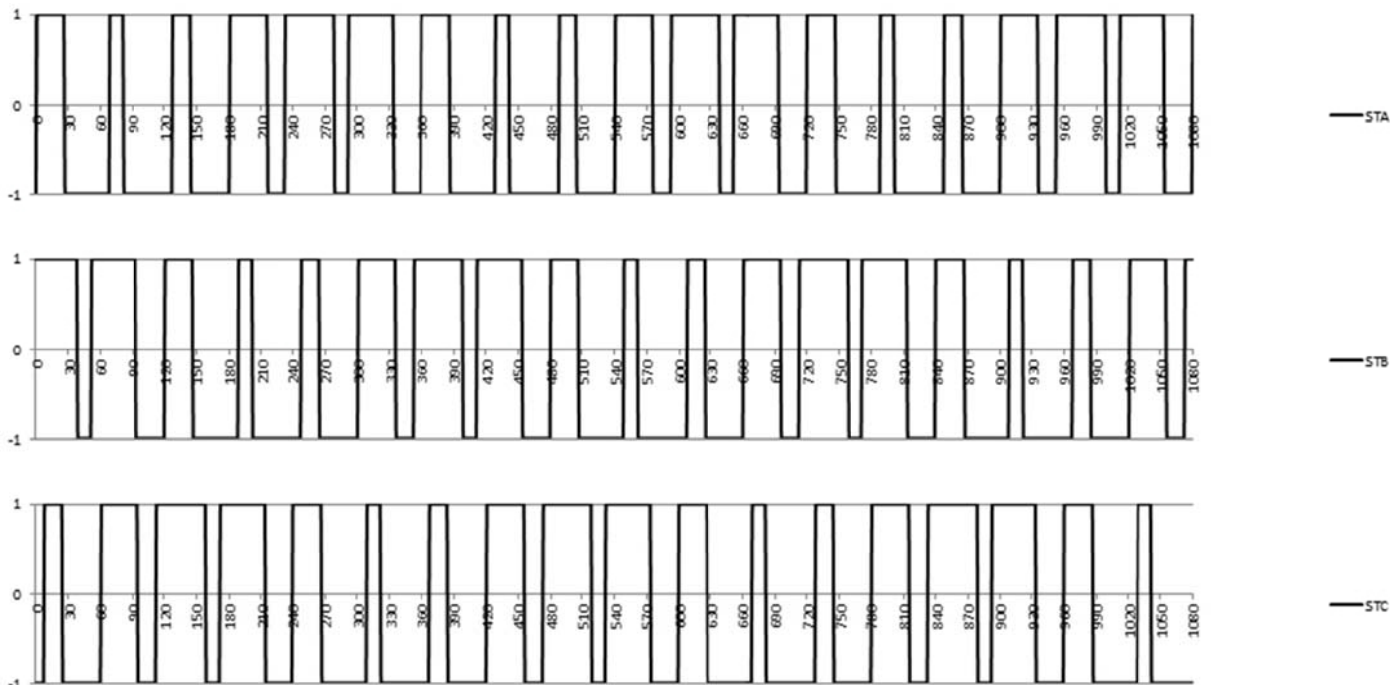
Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

Για $m_i=1,4$ και $m_r=15$ οι S_{TA} , S_{TB} και S_{TC} έχουν όπως δείχνει το σχήμα 126.



Σχήμα 126. Ισοδύναμες διακοπτικές συναρτήσεις για $m_r=15$ και $m_i=1,4$

Και για $m_i=0,6$ και $m_r=6$ παίρνουν τη μορφή του σχήματος 127.



Σχήμα 127. Ισοδύναμες διακοπτικές συναρτήσεις για $m_r=6$ και $m_i=0,6$

Με βάση τα προηγούμενα, η σχέση (4) γράφεται:

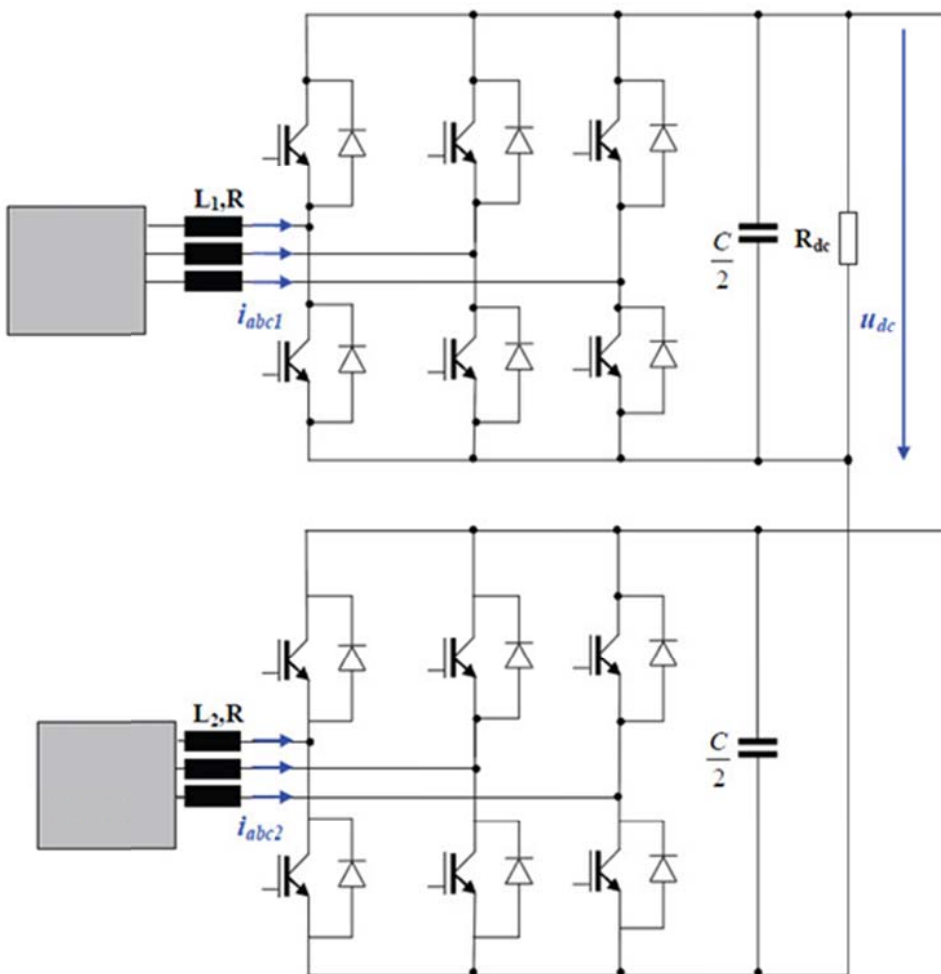
$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{TA} - S_{TB} \\ S_{TB} - S_{TC} \\ S_{TC} - S_{TA} \end{bmatrix} [V_{dc}] \quad (9.26)$$

Τέλος, για τα ρεύματα ισχύει:

$$I_0 = [S_{T1} \quad S_{T2} \quad S_{T3}] \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (9.27)$$

Μετατροπέας

Έχοντας υπολογίσει τη λύση του συστήματος για κάθε λειτουργία (ανόρθωση, αντιστροφή) του κυκλώματος, είναι δυνατός ο συνδυασμός των προηγούμενων σχέσεων προκειμένου να αποδοθεί η συνολική λειτουργία του κυκλώματος του μετατροπέα (σχήμα 128).



Σχήμα 128. Κύκλωμα μετατροπέα (Πηγή: [8])

Η έξοδος του ανορθωτή είναι:

$$[V_{dc}] = [S_{RA} \quad S_{RB} \quad S_{RC}] \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} \quad (9.28)$$

Η έξοδος του αντιστροφέα είναι:

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{TA} - S_{TB} \\ S_{TB} - S_{TC} \\ S_{TC} - S_{TA} \end{bmatrix} [V_{dc}] \quad (9.29)$$

Συνδυάζοντας τις παραπάνω σχέσεις, με δεδομένο πως η έξοδος του ανορθωτή αποτελεί την είσοδο του αντιστροφέα, έχουμε:

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{TA} - S_{TB} \\ S_{TB} - S_{TC} \\ S_{TC} - S_{TA} \end{bmatrix} [V_{dc}] = \begin{bmatrix} S_{TA} - S_{TB} \\ S_{TB} - S_{TC} \\ S_{TC} - S_{TA} \end{bmatrix} [S_{RA} \quad S_{RB} \quad S_{RC}] \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \quad (9.30)$$

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (S_{TA} - S_{TB})S_{RA} & (S_{TA} - S_{TB})S_{RB} & (S_{TA} - S_{TB})S_{RC} \\ (S_{TB} - S_{TC})S_{RA} & (S_{TB} - S_{TC})S_{RB} & (S_{TB} - S_{TC})S_{RC} \\ (S_{TC} - S_{TA})S_{RA} & (S_{TC} - S_{TA})S_{RB} & (S_{TC} - S_{TA})S_{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} \quad (9.31)$$

Αντίστοιχα για τα ρεύματα του ανορθωτή έχουμε:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{RA} - S_{RC} \\ S_{RB} - S_{RA} \\ S_{RC} - S_{RB} \end{bmatrix} [I_O] \quad (9.32)$$

Και για τον αντιστροφέα:

$$I_0 = [S_{T1} \quad S_{T2} \quad S_{T3}] \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (9.33)$$

Επομένως για το συνδυασμό τους θα ισχύει:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{RA} - S_{RC} \\ S_{RB} - S_{RA} \\ S_{RC} - S_{RB} \end{bmatrix} [I_O] = \begin{bmatrix} S_{RA} - S_{RC} \\ S_{RB} - S_{DA} \\ S_{RC} - S_{RB} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{T1} & S_{T2} & S_{T3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \Leftrightarrow \quad (9.34)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (S_{RA} - S_{RC})S_{T1} & (S_{RA} - S_{RC})S_{T2} & (S_{RA} - S_{RC})S_{T3} \\ (S_{RB} - S_{RA})S_{T1} & (S_{RB} - S_{RA})S_{T2} & (S_{RB} - S_{RA})S_{T3} \\ (S_{RC} - S_{RB})S_{T1} & (S_{RC} - S_{RB})S_{T2} & (S_{RC} - S_{RB})S_{T3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (9.35)$$

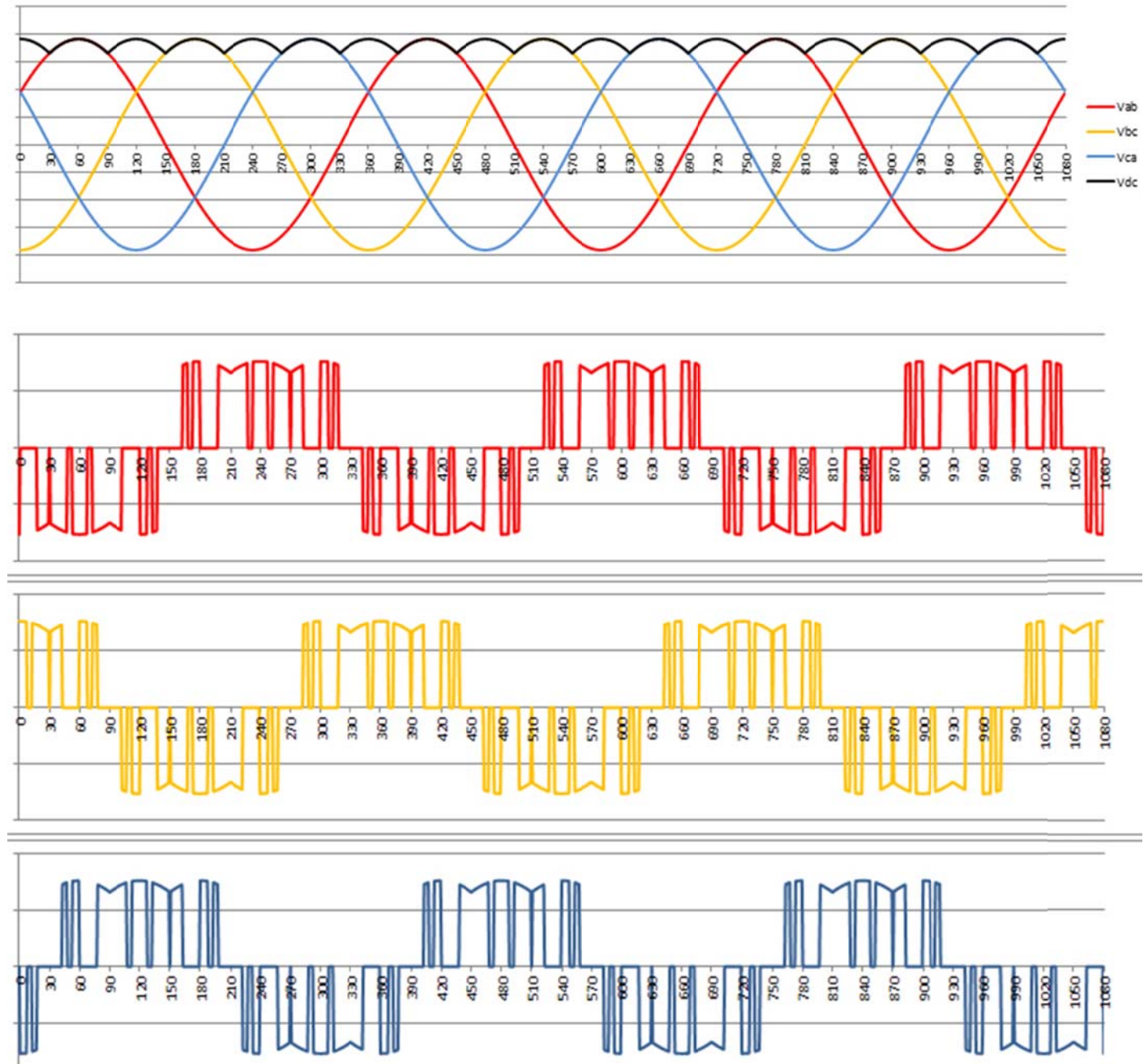
Αν στον ανορθωτή η γωνία έναυσης είναι μηδενική και στον αντιστροφέα ορίσουμε $m_i=1$ και $m_r=9$ τότε η είσοδος του ανορθωτή, η έξοδος του ανορθωτή (που ταυτόχρονα είναι η είσοδος του αντιστροφέα) και η έξοδος του αντιστροφέα παρουσιάζονται στο σχήμα 129. Μεταβάλλοντας τις τιμές των α , m_i και m_r μεταβάλλονται οι διακοπτικές συναρτήσεις και οι τάσεις, όπως δείχνουν τα σχήματα 130, 131 και 132.

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

$\alpha=0^\circ$

$m_i=1$

$m_r=9$

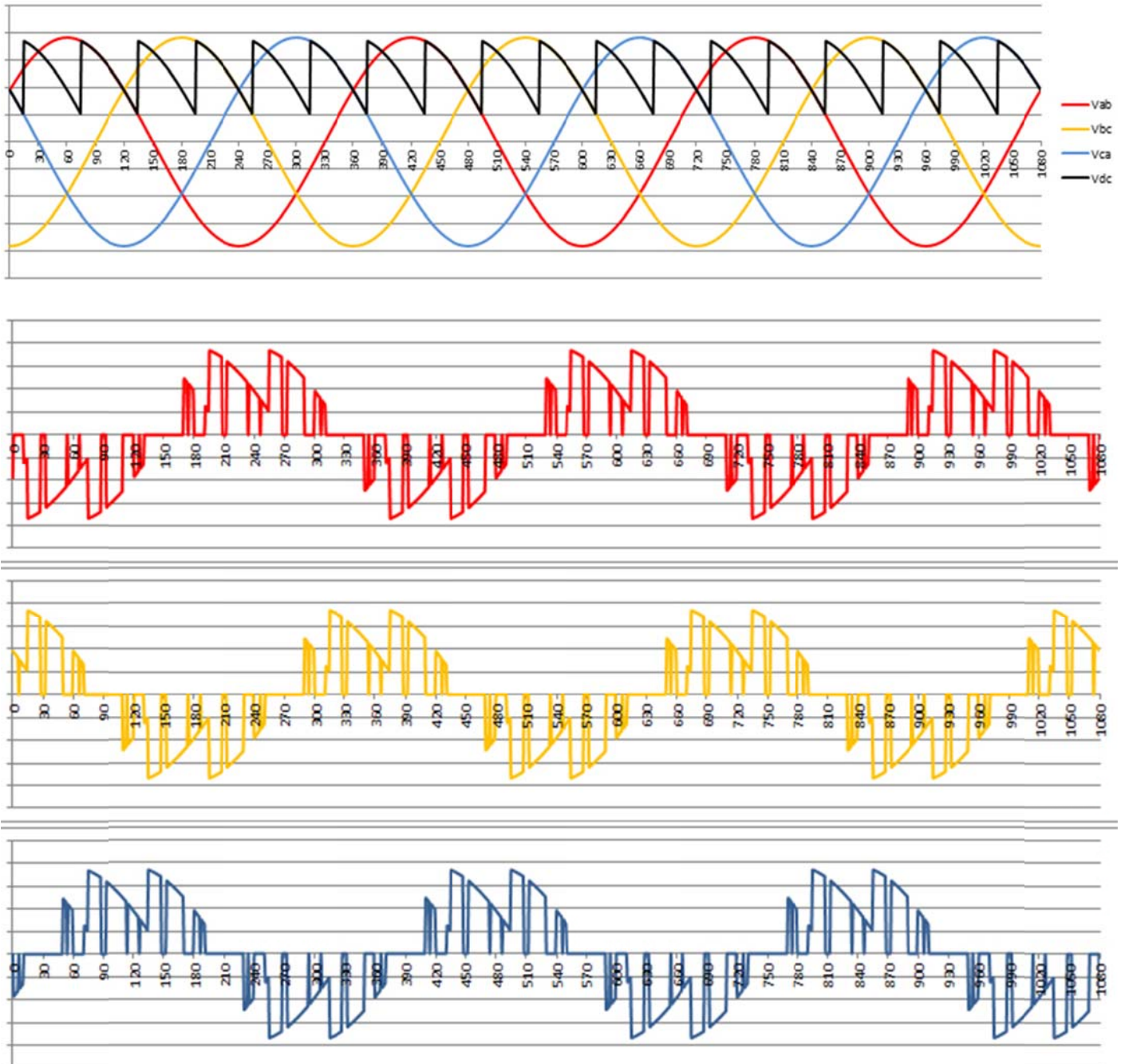


Σχήμα 129. Τάσεις εισόδου και εξόδου μετατροπέα για $\alpha=0^\circ$, $m_i=1,0$ και $m_r=9$

$\alpha=45^\circ$

$m_i=1,2$

$m_r=15$



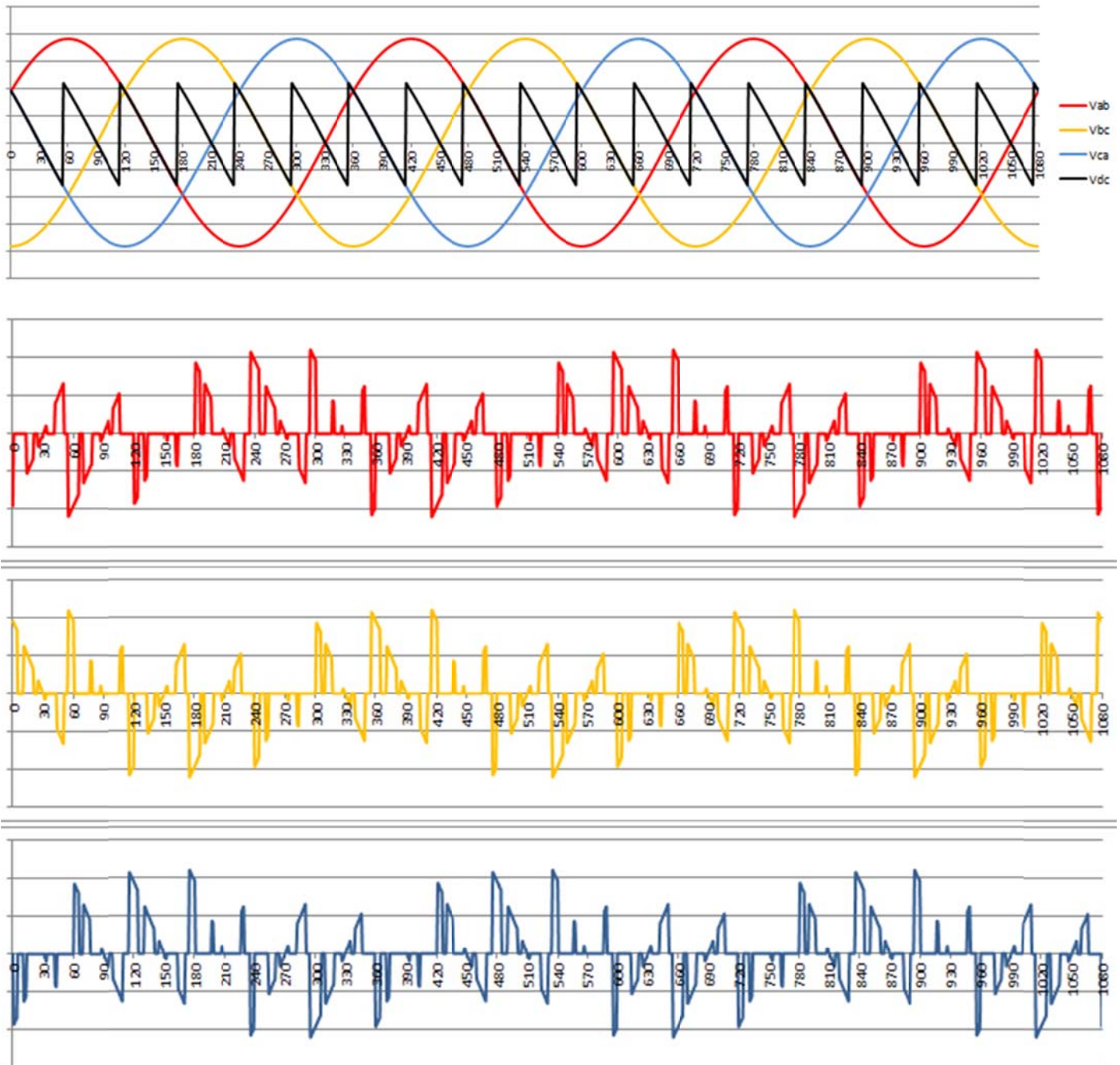
Σχήμα 130. Τάσεις εισόδου και εξόδου μετατροπέα για $\alpha=45^\circ$, $m_i=1,2$ και $m_r=15$

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

$$\alpha=85^\circ$$

$$m_i=0,8$$

$$m_r=12$$

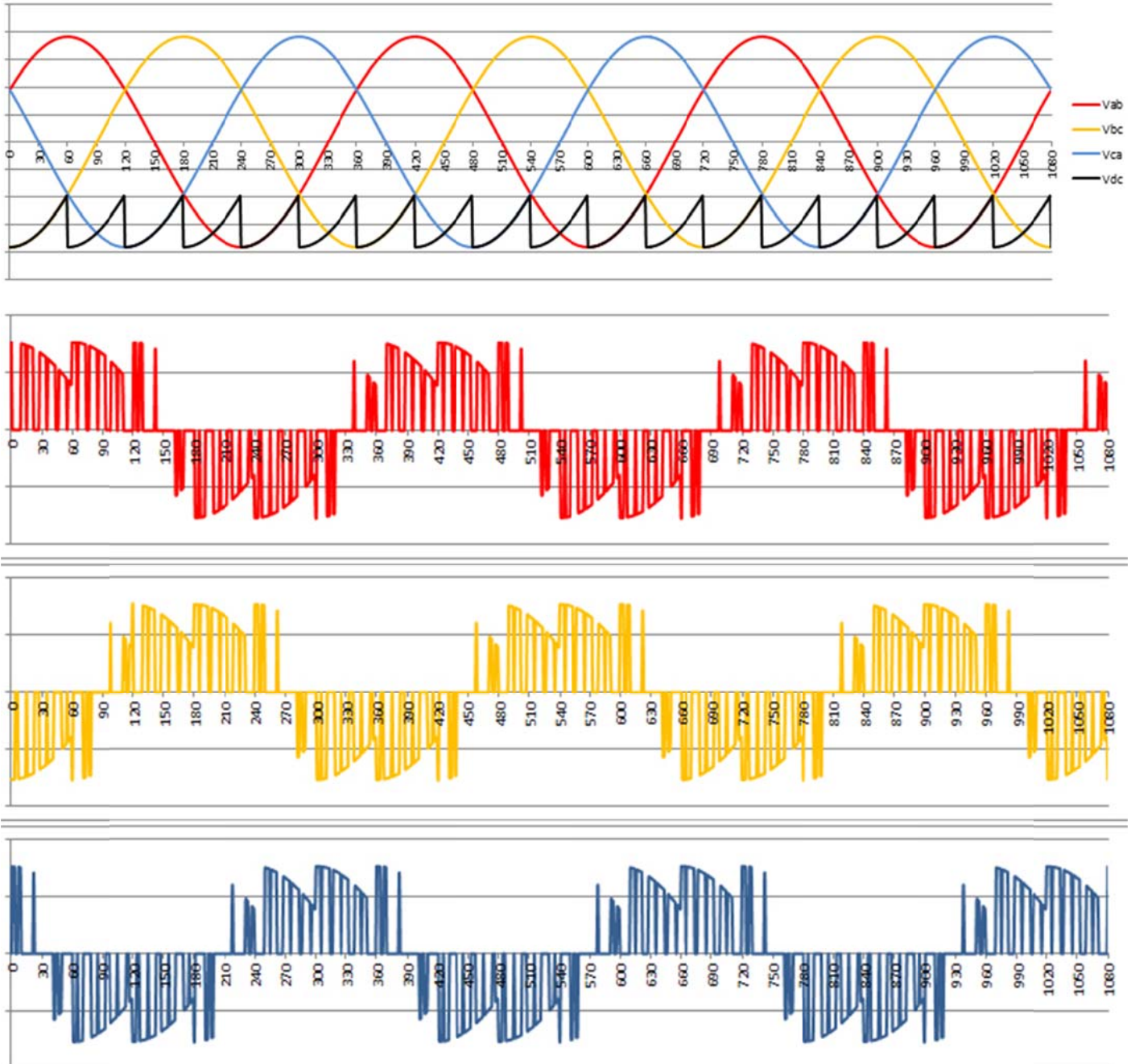


Σχήμα 131. Τάσεις εισόδου και εξόδου μετατροπέα για $\alpha=85^\circ$, $m_i=0,8$ και $m_r=12$

$\alpha=210^\circ$

$m_i=0,9$

$m_r=18$

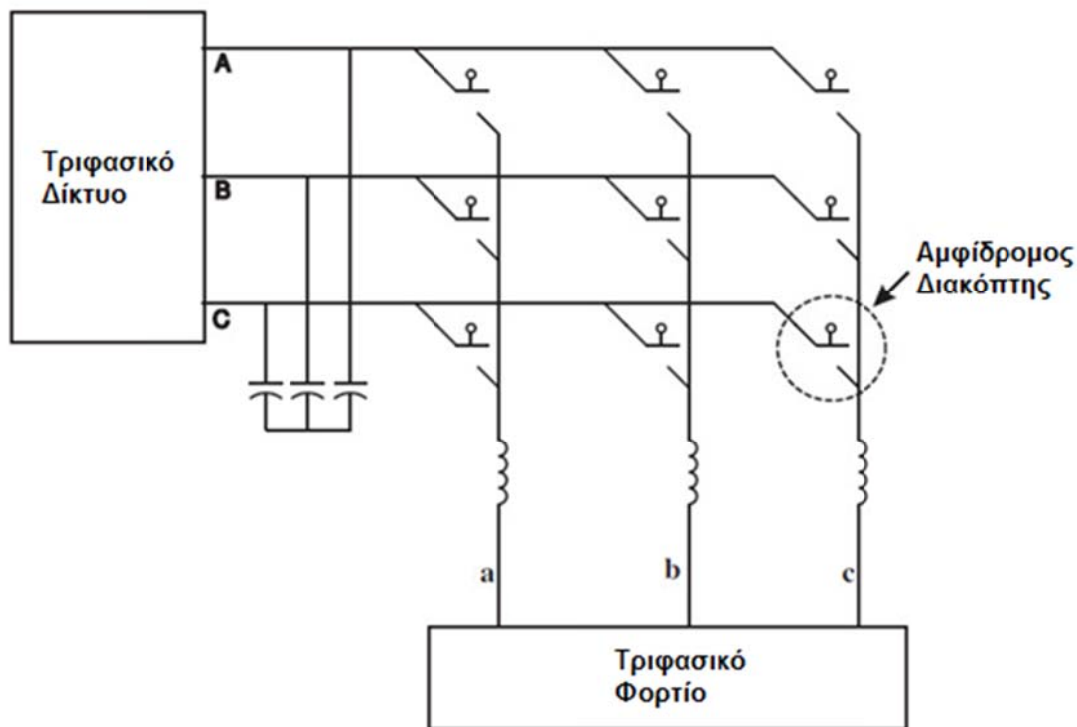


Σχήμα 132. Τάσεις εισόδου και εξόδου μετατροπέα για $\alpha=210^\circ$, $m_i=0,9$ και $m_r=18$

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

9.3 Μητροειδής Μετατροπέας

Οι μητροειδείς μετατροπείς αποτελούνται από αμφίδρομα διακοπτικά στοιχεία και προσφέρουν τη δυνατότητα στις φάσεις εξόδου να τροφοδοτηθούν απευθείας από τις φάσεις εισόδου. Ένας τριφασικός μητροειδής μετατροπέας παρουσιάζεται στο σχήμα 133.



Σχήμα 133. Μητροειδής μετατροπέας (Πηγή: [7])

Τα διακοπτικά στοιχεία ελέγχονται από το κύκλωμα ελέγχου, προσφέροντας τη δυνατότητα να καθορίσουμε τα μεγέθη στην έξοδο στις επιθυμητές τιμές. Στα πλεονεκτήματα του μητροειδούς μετατροπέα συγκαταλέγονται η απουσία του dc τμήματος, η δυνατότητα αντιστροφής της ακολουθίας των φάσεων εξόδου σε σχέση με τις φάσεις εισόδου καθώς και η τροποποίηση των γωνιακών αποκλίσεων μεταξύ των τάσεων εισόδου και εξόδου με σκοπό τη ρύθμιση των συντελεστών ισχύος και στις δύο πλευρές.

Στα μειονεκτήματα του περιλαμβάνεται το αυξημένο κόστος και η απαίτηση για εξαιρετικά ακριβές κύκλωμα οδήγησης καθώς είναι δυνατό το βραχυκύκλωμα των φάσεων αν κάποιος από τους διακόπτες δε λειτουργήσει σωστά.

Ο μετατροπέας αποτελείται από 9 διακόπτες οι οποίοι λειτουργούν ανεξάρτητα και με βάση τον περιορισμό πως για κάθε φάση μόνο ένας διακόπτης πρέπει να είναι κλειστός. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να υπάρχουν $3^3 = 27$ διακοπτικοί συνδυασμοί, όπως φαίνεται στον πίνακα 8. Οι συνδυασμοί χωρίζονται σε 3 κατηγορίες:

- 18 συνδυασμοί όπου 2 από τις φάσεις στην έξοδο είναι συνδεδεμένες σε μία κοινή φάση στην είσοδο.
- 3 συνδυασμοί που κάθε μια από τις τρεις φάσεις στην έξοδο είναι συνδεδεμένη με την ίδια φάση στην είσοδο
- 6 συνδυασμοί όπου κάθε μια από τις φάσεις στην έξοδο είναι συνδεδεμένη με κάποια από τις 2 φάσεις στην είσοδο.

Κατάσταση διακοπών	Διακοπτική συνάρτηση	u_0	α_0	i_i	β_i
+1	S_{122}	$2/3 U_{12i}$	0	$2/\sqrt{3} i_{10}$	$-\pi/6$
-1	S_{211}	$-2/3 U_{12i}$	0	$-2/\sqrt{3} i_{10}$	$-\pi/6$
+2	S_{233}	$2/3 U_{23i}$	0	$2/\sqrt{3} i_{10}$	$\pi/2$
-2	S_{322}	$-2/3 U_{23i}$	0	$-2/\sqrt{3} i_{10}$	$\pi/2$
+3	S_{311}	$2/3 U_{31i}$	0	$2/\sqrt{3} i_{10}$	$7\pi/6$
-3	S_{133}	$-2/3 U_{31i}$	0	$-2/\sqrt{3} i_{10}$	$7\pi/6$
-4	S_{212}	$2/3 U_{12i}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{20}$	$-\pi/6$
-4	S_{121}	$-2/3 U_{12i}$	$2\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_{20}$	$-\pi/6$
+5	S_{323}	$2/3 U_{23i}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{20}$	$\pi/2$
-5	S_{232}	$-2/3 U_{23i}$	$2\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_{20}$	$\pi/2$
+6	S_{131}	$2/3 U_{31i}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{20}$	$7\pi/6$
-6	S_{313}	$-2/3 U_{31i}$	$2\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_{20}$	$7\pi/6$
+7	S_{221}	$2/3 U_{12i}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{30}$	$-\pi/6$
-7	S_{112}	$-2/3 U_{12i}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_{30}$	$-\pi/6$
+8	S_{332}	$2/3 U_{23i}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{30}$	$\pi/2$
-8	S_{223}	$-2/3 U_{23i}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_{30}$	$\pi/2$
+9	S_{113}	$2/3 U_{31i}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{30}$	$7\pi/6$
-9	S_{331}	$-2/3 U_{31i}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_{30}$	$7\pi/6$
0_1	S_{122}	0	-	0	0
0_2	S_{122}	0	-	0	0
0_3	S_{122}	0	-	0	0
FR1	S_{122}	μεταβλητή	μεταβλητή	μεταβλητή	μεταβλητή
FR2	S_{122}	μεταβλητή	μεταβλητή	μεταβλητή	μεταβλητή
FR3	S_{122}	μεταβλητή	μεταβλητή	μεταβλητή	μεταβλητή
BR1	S_{122}	μεταβλητή	μεταβλητή	μεταβλητή	μεταβλητή
BR2	S_{122}	μεταβλητή	μεταβλητή	μεταβλητή	μεταβλητή
BR3	S_{122}	μεταβλητή	μεταβλητή	μεταβλητή	μεταβλητή

Πίνακας 8. Πίνακας καταστάσεων μητροειδούς μετατροπέα

Η τάση στην είσοδο γράφεται:

$$[U_{in}(t)] = \begin{bmatrix} V_{i1}(t) \\ V_{i2}(t) \\ V_{i3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_i \cos(\omega_i t) \\ V_i \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_i \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (9.36)$$

Αντίστοιχα, η τάση εξόδου είναι:

$$[U_{out}(t)] = \begin{bmatrix} V_{o1}(t) \\ V_{o2}(t) \\ V_{o3}(t) \end{bmatrix} \quad (9.37)$$

Αν με $S(t)$ συμβολίσουμε τον πίνακα των διακοπτικών συναρτήσεων του μετατροπέα, τότε ισχύει:

$$[U_{out}(t)] = [S(t)] \begin{bmatrix} V_{i1}(t) \\ V_{i2}(t) \\ V_{i3}(t) \end{bmatrix} \quad (9.38)$$

Ο πίνακας $S(t)$ περιέχει μια διακοπτική συνάρτηση για κάθε ημιαγωγικό στοιχείο του κυκλώματος. Αν με τις δεικτες A,B,C συμβολίσουμε τις φάσεις στην είσοδο και με a,b,c τις φάσεις της έξοδο, η τάση και η ένταση συνδέονται μέσω των διακοπτικών συναρτήσεων από τις παρακάτω σχέσεις:

$$\begin{bmatrix} U_a(t) \\ U_b(t) \\ U_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ba}(t) & S_{Ca}(t) \\ S_{Ab}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Cb}(t) \\ S_{Ac}(t) & S_{Bc}(t) & S_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_A(t) \\ U_B(t) \\ U_C(t) \end{bmatrix} \Rightarrow \quad (9.39)$$

$$[U_{out}(t)] = [S(t)][U_{in}(t)] \quad (9.40)$$

Αντίστοιχα, για τα ρεύματα έχουμε:

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

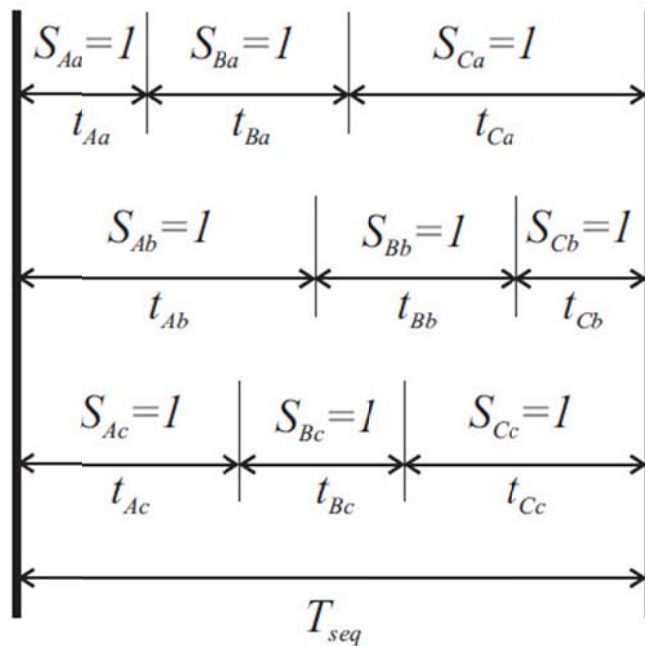
$$\begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ab}(t) & S_{Ac}(t) \\ S_{Ba}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Bc}(t) \\ S_{Ca}(t) & S_{Cb}(t) & S_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \Rightarrow \quad (9.41)$$

$$[i_{in}(t)] = [S(t)]^T [U_{out}(t)] \quad (9.42)$$

Προκειμένου να αποφευχθεί το βραχυκύκλωμα των φάσεων, πρέπει κάθε χρονική στιγμή μόνο ένας διακόπτης να είναι κλειστός σε κάθε φάση. Άρα για τις διακοπτικές συναρτήσεις ισχύει:

$$\sum_{K=A,B,C} S_{Ka}(t) = \sum_{K=A,B,C} S_{Kb}(t) = \sum_{K=A,B,C} S_{Kc}(t) = 1 \quad (9.43)$$

Η διακοπτική ακολουθία για έναν μητροειδή μετατροπέα παρουσιάζεται στο σχήμα 135.



Σχήμα 135. Διακοπτική ακολουθία μητροειδούς μετατροπέα (Πηγή: [7])

Για κάθε έναν από τους διακόπτες ορίζεται ο συντελεστής διαμόρφωσης $m_{ij}(t)$ ίσος με

$$m_{ij}(t) = \frac{t_{ij}}{T_{seq}} \quad i = A, B, C \quad j = a, b, c \quad (9.44)$$

Όπου t είναι το χρονικό διάστημα που ο διακόπτης είναι ανοιχτός και T_{seq} το συνολικό χρονικό διάστημα της ακολουθίας. Με γνωστά τα χρονικά διαστήματα αγωγής των διακοπών, η τάση και η ένταση μπορούν να γραφούν ως εξής:

$$\begin{bmatrix} U_a(t) \\ U_b(t) \\ U_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ba}(t) & m_{Ca}(t) \\ m_{Ab}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Cb}(t) \\ m_{Ac}(t) & m_{Bc}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_A(t) \\ U_B(t) \\ U_C(t) \end{bmatrix} \quad (9.45)$$

$$\begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ab}(t) & m_{Ac}(t) \\ m_{Ba}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Bc}(t) \\ m_{Ca}(t) & m_{Cb}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (9.46)$$

Αντικαθιστούμε δηλαδή την διακοπτική συνάρτηση με $S(t)$ με την συνάρτηση $m(t)$ η οποία ουσιαστικά αποτελεί τον κύκλο λειτουργίας (duty cycle) κάθε διακοπτικού στοιχείου:

$$[U_{out}(t)] = [m(t)][U_{in}(t)] \quad (9.47)$$

$$[i_{in}(t)] = [m(t)]^T [i_{out}(t)] \quad (9.48)$$

Ισχύει:

$$\sum_{K=A,B,C} m_{Ka}(t) = \sum_{K=A,B,C} m_{Kb}(t) = \sum_{K=A,B,C} m_{Kc}(t) = 1 \quad (9.49)$$

Το ζητούμενο πλέον είναι να βρεθεί ο πίνακας M που θα περιγράφει τη λειτουργία του μετατροπέα. Αρχικά, εφόσον οι φάσεις στην είσοδο και την έξοδο θεωρούνται συμμετρικές, μπορούμε να γράψουμε:

$$[U_{in}(t)] = V_i \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (9.50)$$

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

$$[i_{out}(t)] = I_o \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \phi_0) \\ \cos(\omega_o t + \phi_0 + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t + \phi_0 + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (9.51)$$

Όπου:

ω_i είναι η συχνότητα στην είσοδο

ω_o είναι η συχνότητα στην έξοδο

ϕ_o η διαφορά φάσης στην έξοδο

Αν με q συμβολίσουμε το λόγο της τάσης μεταξύ εισόδου και εξόδου:

$$q = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (9.52)$$

μπορούμε να γράψουμε:

$$[U_{out}(t)] = qV_i \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) \\ \cos(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (9.53)$$

$$[i_{in}(t)] = I_o q \frac{\cos \phi_o}{\cos \phi_i} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \phi_i) \\ \cos(\omega_i t + \phi_i + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t + \phi_i + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (9.54)$$

Με δεδομένα τα παραπάνω, ο πίνακας $M(t)$ έχει δύο λύσεις, όπως διατυπώθηκαν πρώτα από τον M. Venturini:

$$\text{Για } \omega_m = \omega_o - \omega_i \quad (9.55)$$

$$[M_1(t)] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2q \cos(\omega_m t) & 1 + 2q \cos(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_m t - \frac{4\pi}{3}) \\ 1 + 2q \cos(\omega_m t - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_m t) & 1 + 2q \cos(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}) \\ 1 + 2q \cos(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_m t - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_m t) \end{bmatrix} \quad (9.56)$$

$$\text{Για } \omega_m = \omega_o + \omega_i \quad (9.57)$$

$$[M_2(t)] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2q \cos(\omega_m t) & 1 + 2q \cos(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_m t - \frac{4\pi}{3}) \\ 1 + 2q \cos(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_m t - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_m t) \\ 1 + 2q \cos(\omega_m t - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2q \cos(\omega_m t) & 1 + 2q \cos(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (9.58)$$

Από την πρώτη λύση προκύπτει πως

$$\phi_i = \phi_o \quad (9.59)$$

Ενώ από τη δεύτερη

$$\phi_i = -\phi_o \quad (9.60)$$

Συνδυάζοντας τις δύο λύσεις προκύπτει:

$$[M(t)] = \alpha_1 [M_1(t)] + \alpha_2 [M_2(t)] \quad (9.61)$$

$$\text{Όπου } \alpha_1 + \alpha_2 = 1 \quad (9.62)$$

Μεταβάλλοντας τα α_1 και α_2 μπορούμε να επηρεάσουμε το συντελεστή μετατόπισης, ο οποίος γίνεται ίσος με τη μονάδα για $\alpha_1 = \alpha_2$ και τα στοιχεία του πίνακα M προκύπτουν από τη σχέση

$$m_{Kj} = \frac{1}{3} \left(1 + \frac{2u_K V_j}{V_i^2} \right) \quad K = A, B, C \quad j = a, b, c \quad (9.63)$$

Η παραπάνω μέθοδος μπορεί να βελτιωθεί τροποποιώντας τον πίνακα με την τάση στην έξοδο προκειμένου να περιλαμβάνονται οι αρμονικές συνιστώσες 3^{ης} τάξης:

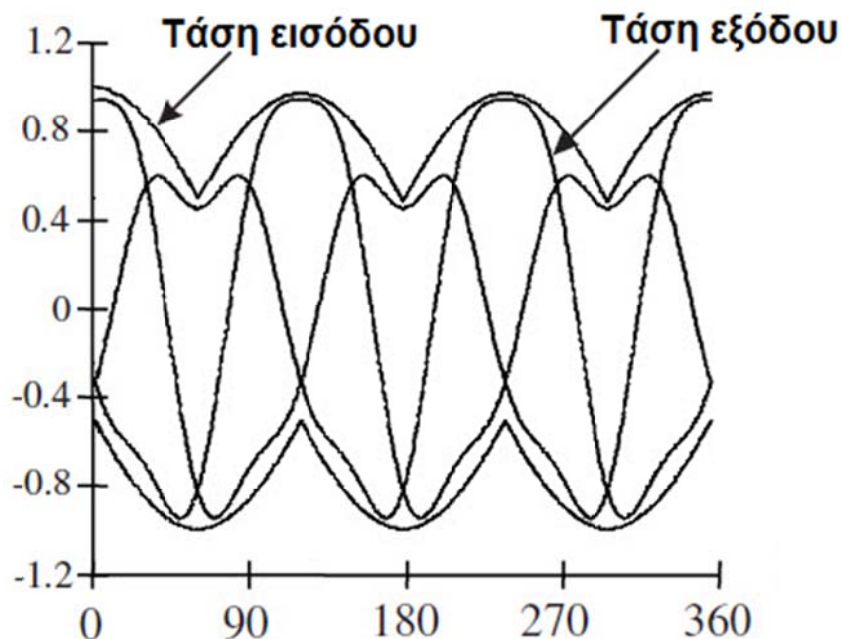
$$[U_{out}(t)] = qV_i \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_o t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \\ \cos(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_o t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \\ \cos(\omega_o t + \frac{4\pi}{3}) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_o t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \end{bmatrix} \quad (9.64)$$

Στην περίπτωση αυτή, ο λόγος της τάσης εξόδου προς την τάση εισόδου (μετρούμενος με βάση την θεμελιώδη συνιστώσα κάθε τάσης) μπορεί να φτάσει θεωρητικά μέχρι την τιμή 0.86 και η σχέση για τα στοιχεία του πίνακα M είναι η

$$m_{Kj} = \frac{1}{3} \left(1 + \frac{2u_K V_j}{V_i^2} + \frac{4q}{3\sqrt{3}} \sin(\omega_i t + \beta_k) \sin(3\omega_i t) \right) \quad (9.65)$$

Όπου $\beta_k = 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}$ για K=A,B,C αντίστοιχα. (9.66)

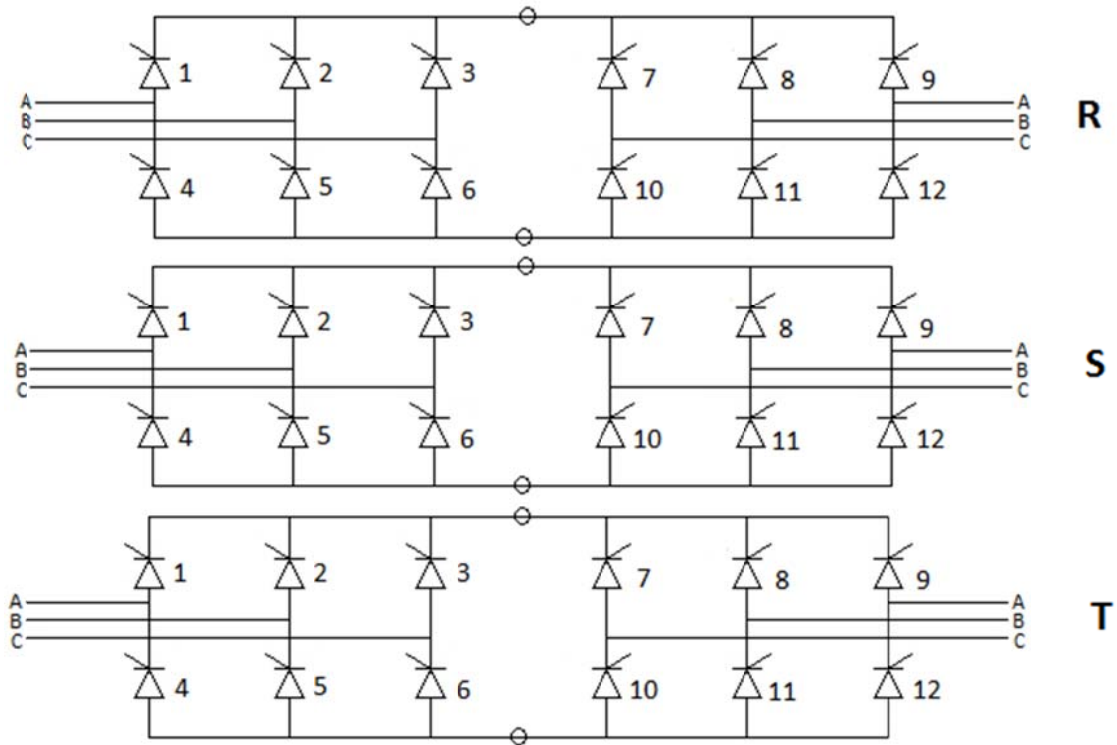
Στο σχήμα 136 παρουσιάζονται οι κυματομορφές της τάσης για q=86%.



Σχήμα 136. Κυματομορφές τάσης εισόδου και εξόδου για q=0,86 (Πηγή: [7])

9.4 Κυκλομετατροπείας

Με τις διατάξεις κυκλομετατροπέων επιτυγχάνεται απευθείας μετατροπή από μία μορφή ac ρεύματος συγκριμένου πλάτους και συχνότητας σε άλλη μορφή ac ρεύματος αλλά διαφορετικού πλάτους και συχνότητας. Η πιο απλή περίπτωση είναι ο τριφασικός εξαπαλμικός κυκλομετατροπέας του σχήματος 137.



Σχήμα 137. Κυκλομετατροπέας(πηγή [10])

Αποτελείται από δύο υποκυκλώματα (γέφυρες διακοπών), που στο σχήμα 137 η πρώτη περιέχει τους διακόπτες 1 έως 6 και η δεύτερη τους διακόπτες 7 έως 12. Συνολικά το κύκλωμα αποτελείται από 36 διακόπτες. Οι φάσεις εισόδου συμβολίζονται με τα γράμματα A,B,C και οι φάσεις εξόδου με τα γράμματα R,S,T. Σε κάθε φάση αντιστοιχούν 12 διακόπτες, 6 από κάθε γέφυρα. Η μια γέφυρα είναι υπεύθυνη για την δημιουργία της κυματομορφής εξόδου κατά την θετική ημιπερίοδο και η άλλη κατά την αρνητική ημιπερίοδο.

Αν με N συμβολίσουμε ένα ουδέτερο σημείο αναφοράς, οι τάσεις στην έξοδο δίνονται από τις σχέσεις:

$$V_{RN} = V_R - V_N = \begin{bmatrix} V_A & V_B & V_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (S_{R1} + S_{R7}) - (S_{R4} + S_{R10}) \\ (S_{R2} + S_{R8}) - (S_{R5} + S_{R11}) \\ (S_{R3} + S_{R9}) - (S_{R6} + S_{R12}) \end{bmatrix} \quad (9.67)$$

$$V_{SN} = V_S - V_N = \begin{bmatrix} V_A & V_B & V_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (S_{S1} + S_{S7}) - (S_{S4} + S_{S10}) \\ (S_{S2} + S_{S8}) - (S_{S5} + S_{S11}) \\ (S_{S3} + S_{S9}) - (S_{S6} + S_{S12}) \end{bmatrix} \quad (9.68)$$

Ανάλυση διατάξεων Ηλεκτρονικών Ισχύος με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων.
Διπλωματική Εργασία.

$$V_{TN} = V_T - V_N = [V_A \quad V_B \quad V_C] \begin{bmatrix} (S_{T1} + S_{T7}) - (S_{T4} + S_{T10}) \\ (S_{T2} + S_{T8}) - (S_{T5} + S_{T11}) \\ (S_{T3} + S_{T9}) - (S_{T6} + S_{T12}) \end{bmatrix} \quad (9.69)$$

Με βάση τα παραπάνω, μπορούμε να υπολογίσουμε τις φασικές τάσεις ως εξής:

$$\begin{aligned} V_{RS} &= V_R - V_S = V_R - V_N - (V_S - V_N) = \\ & [V_A \quad V_B \quad V_C] \begin{bmatrix} (S_{R1} + S_{R7}) - (S_{R4} + S_{R10}) \\ (S_{R2} + S_{R8}) - (S_{R5} + S_{R11}) \\ (S_{R3} + S_{R9}) - (S_{R6} + S_{R12}) \end{bmatrix} - [V_A \quad V_B \quad V_C] \begin{bmatrix} (S_{S1} + S_{S7}) - (S_{S4} + S_{S10}) \\ (S_{S2} + S_{S8}) - (S_{S5} + S_{S11}) \\ (S_{S3} + S_{S9}) - (S_{S6} + S_{S12}) \end{bmatrix} = \\ & [V_A \quad V_B \quad V_C] \begin{bmatrix} (S_{R1} + S_{R7}) - (S_{R4} + S_{R10}) - [(S_{S1} + S_{S7}) - (S_{S4} + S_{S10})] \\ (S_{R2} + S_{R8}) - (S_{R5} + S_{R11}) - [(S_{S2} + S_{S8}) - (S_{S5} + S_{S11})] \\ (S_{R3} + S_{R9}) - (S_{R6} + S_{R12}) - [(S_{S3} + S_{S9}) - (S_{S6} + S_{S12})] \end{bmatrix} = \\ & [V_A \quad V_B \quad V_C] \begin{bmatrix} S_{R1} + S_{R7} - S_{R4} - S_{R10} - S_{S1} - S_{S7} + S_{S4} + S_{S10} \\ S_{R2} + S_{R8} - S_{R5} - S_{R11} - S_{S2} - S_{S8} + S_{S5} + S_{S11} \\ S_{R3} + S_{R9} - S_{R6} - S_{R12} - S_{S3} - S_{S9} + S_{S6} + S_{S12} \end{bmatrix} \Rightarrow \end{aligned} \quad (9.70)$$

Και με αναδιάταξη των όρων σε κάθε σειρά του πίνακα των διακοπτικών συναρτήσεων τελικά προκύπτει:

$$V_{RS} = [V_A \quad V_B \quad V_C] \begin{bmatrix} S_{R1} + S_{R7} + S_{S4} + S_{S10} - S_{R4} - S_{R10} - S_{S1} - S_{S7} \\ S_{R2} + S_{R8} + S_{S5} + S_{S11} - S_{R5} - S_{R11} - S_{S2} - S_{S8} \\ S_{R3} + S_{R9} + S_{S6} + S_{S12} - S_{R6} - S_{R12} - S_{S3} - S_{S9} \end{bmatrix} \quad (9.71)$$

Αντίστοιχα για της φασικές τάσεις V_{ST} και V_{TR} ισχύει:

$$V_{ST} = [V_A \quad V_B \quad V_C] \begin{bmatrix} S_{S1} + S_{S7} + S_{T4} + S_{T10} - S_{S4} - S_{S10} - S_{T1} - S_{T7} \\ S_{S2} + S_{S8} + S_{T5} + S_{T11} - S_{S5} - S_{S11} - S_{T2} - S_{T8} \\ S_{S3} + S_{S9} + S_{T6} + S_{T12} - S_{S6} - S_{S12} - S_{T3} - S_{T9} \end{bmatrix} \quad (9.72)$$

$$V_{TR} = [V_A \quad V_B \quad V_C] \begin{bmatrix} S_{T1} + S_{T7} + S_{R4} + S_{R10} - S_{T4} - S_{T10} - S_{R1} - S_{R7} \\ S_{T2} + S_{T8} + S_{R5} + S_{R11} - S_{T5} - S_{T11} - S_{R2} - S_{R8} \\ S_{T3} + S_{T9} + S_{R6} + S_{R12} - S_{T6} - S_{T12} - S_{R3} - S_{R9} \end{bmatrix} \quad (9.73)$$

10. Συμπεράσματα.

Μπορούμε με βεβαιότητα να πούμε πως τα ηλεκτρονικά ισχύος αποτελούν αναπόσπαστο κομμάτι της σύγχρονης βιομηχανίας και η χρήση τους επεκτείνεται συνεχώς σε νέους τομείς. Τα ημιαγωγικά στοιχεία καλύπτουν ένα ευρύ φάσμα δυνατοτήτων σε τάση, συχνότητα και ένταση, καθιστώντας δυνατή σχεδόν κάθε απαίτηση μετατροπής ηλεκτρικής ισχύος, ενώ προσφέρουν σημαντικά πλεονέκτημα όπως αποδοτικότερη διαχείριση της ηλεκτρικής ενέργειας και καλύτερης ποιότητας ευστάθεια των χαρακτηριστικών.

Βρίσκουν ευρεία εφαρμογή σε περιπτώσεις παραγωγής ενέργειας από γεννήτριες άξονα, κυψέλες καυσίμου και ανανεώσιμες πηγές ενέργειας. Προσφέρουν εύκολο και γρήγορο έλεγχο στροφών στους ηλεκτρικούς κινητήρες και εξασφαλίζουν οικονομία στην κατανάλωση καυσίμου και μείωση των παραγόμενων ρύπων στην ατμόσφαιρα. Το τελευταίο είναι ιδιαίτερα σημαντικό στις μέρες μας, όπου η βιομηχανία αναζητά συνεχώς μεθόδους μείωσης της περιβαλλοντικής ρύπανσης και οι κανονισμοί γίνονται ολοένα και πιο αυστηροί. Τέλος, το πλήθος των ημιαγωγικών στοιχείων και τα ευρείας κλίμακας χαρακτηριστικά τους διευκολύνουν την υλοποίηση του πλήρους εξηλεκτρισμού ενός πλοίου, εφαρμόζοντας τα παραπάνω πλεονεκτήματα και στο θαλάσσιο περιβάλλον.

Από τη μελέτη των ημιαγωγικών στοιχείων συμπεραίνουμε πως παρά το γεγονός ότι γίνεται συνεχώς προσπάθεια για να συνδυαστεί ταχύτητα με υψηλές τιμές ισχύος, κάτι τέτοιο δεν επιτυγχάνεται πλήρως. Τα θυρίστορ SCR που διακρίνονται για τις πολύ μεγάλες τιμές τάσης κι έντασης που μπορούν να διαχειριστούν, μειονεκτούν στην διακοπτική συχνότητα. Από την άλλη, τα MOSFET που αποτελούν το γρηγορότερο ημιαγωγικό στοιχείο αυτή τη στιγμή, έχουν μειωμένες ικανότητες διαχείρισης ισχύος. Τα BJT, IGBT και MCT αναζητούν την χρυσή τομή ανάμεσα στην ισχύ και την ταχύτητα, το καθένα με διαφορετικό τρόπο. Όλα μαζί όμως προσφέρουν μια πληθώρα επιλογών στον μηχανικό/σχεδιαστή για να επιλέξει την πλέον κατάλληλη για τις απαιτήσεις του.

Η μέθοδος ανάλυσης κυκλωμάτων με χρήση διακοπτικών συναρτήσεων αναπτύσσεται με γρήγορους ρυθμούς τα τελευταία χρόνια και αποτελεί συχνά αντικείμενο ερευνών και επιστημονικών εργασιών. Το σημαντικότερο πλεονέκτημα των διακοπτικών συναρτήσεων είναι το γεγονός πως βασίζονται στη φυσική λειτουργία των διακοπών. Οι δύο διακριτές καταστάσεις στις οποίες μπορούν να βρίσκονται τα ημιαγωγικά στοιχεία, ON και OFF, επιτρέπουν τη μοντελοποίηση της λειτουργίας τους, μέσω διακοπτικών συναρτήσεων. Ο συνδυασμός των διακοπτικών συναρτήσεων κάθε στοιχείου του κυκλώματος, οδηγεί στην μαθηματική διατύπωση της συνολικής λειτουργίας του κυκλώματος. Η σύνδεση των μεγεθών εισόδου με τα μεγέθη στην έξοδο ενός κυκλώματος ηλεκτρονικών ισχύος αποτελεί ένα εξαιρετικά χρήσιμο εργαλείο στην ανάλυση και πρόβλεψη της συμπεριφοράς του κυκλώματος, προτού ακόμη αυτό υλοποιηθεί.

Στα κυκλώματα των ανορθωτών διαπιστώνουμε πως τα μεγέθη στην έξοδο επηρεάζονται άμεσα από την γωνία έναυσης α των θυρίστορ και την παρουσία επαγωγικού χαρακτήρα στο κύκλωμα. Η γωνία έναυσης α υπεισέρχεται σε όλες σχεδόν τις διακοπτικές συναρτήσεις του κυκλώματος, επηρεάζοντας σημαντικά το τελικό αποτέλεσμα. Ο επαγωγικός χαρακτήρας του φορτίου μεταβάλλει το χρονικό διάστημα που άγουν τα ημιαγωγικά στοιχεία, κάτι που οδηγεί σε σημαντική μεταβολή των μεγεθών στην έξοδο. Ακόμη, καθώς τα κυκλώματα ανορθωτών συνήθως δεν οδηγούνται από κάποια πολύπλοκη μέθοδο ελέγχου (όπως η μέθοδος PWM), σε πολλές περιπτώσεις οι διακοπτικές συναρτήσεις εμφανίζουν περιοδικότητα μισής περιόδου κάτι που οδηγεί σε απουσία αρμονικών συνιστωσών άρτιας τάξης.

Τα κυκλώματα αντιστροφών ελέγχονται κατά κανόνα με τη Μέθοδο Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (PWM method). Η μέθοδος PWM παράγει ένα σύνολο παλμών που καθορίζουν την αγωγή των στοιχείων του κυκλώματος. Παρά το γεγονός πως ως διαδικασία είναι πολύπλοκότερη από την φυσική σβέση των θυρίστορ (εξαιτίας της τάσης στα άκρα τους), οι παλμοί που παράγονται κατά την

μέθοδο PWM εξακολουθούν να είναι ένα σύνολο τιμών 0 και 1, επιτρέποντας την ανάλυση σε συναρτήσεις Fourier. Τα κυκλώματα αντιστροφέν που ελέγχονται με τη μέθοδο PWM απαιτούν ταχύτατες εναλλαγές μεταξύ της αγώγιμης κατάστασης και της κατάστασης αποκοπής, γι' αυτό είναι επιβεβλημένη η χρήση ημιαγωγικών στοιχείων όπως τα MOSFET και τα IGBT. Καίριας σημασίας στα κυκλώματα αντιστροφέν είναι οι συντελεστές διαμόρφωσης πλάτους και συχνότητας της μεθόδου PWM. Κάθε μεταβολή των συντελεστών αυτών επιρραάζει τόσο την περιοδικότητα όσο και τις τιμές της τάσης και της έντασης στην έξοδο. Ο συντελεστής συχνότητας επιλέγεται με βάση την επιθυμητή συχνότητα στην έξοδο, ενώ ο συντελεστής αναφοράς καθορίζεται κυρίως με βάση τη διακοπτική ταχύτητα των στοιχείων του κυκλώματος.

Τα κυκλώματα μετατροπέν EP μπορούν να διαχωριστούν σε δύο κύριες κατηγορίες. Τους μετατροπείς που ήδη έχουν βρει εφαρμογή σε ευρεία κλίμακα και είναι οι συμβατικοί back-to-back μετατροπείς και τους μετατροπείς που ακόμη βρίσκονται σε εξελικτικό στάδιο και είναι οι μητροειδείς μετατροπείς.

Τα κυκλώματα των back-to-back μετατροπέν συνδυάζουν ανόρθωση και αντιστροφή σε δύο βήματα και αναλύονται με αντίστοιχο τρόπο. Η έξοδος από το κύκλωμα του ανορθωτή αποτελεί την είσοδο του κυκλώματος αντιστροφής, προσφέροντας μας τη δυνατότητα να εξεταστούν ως δύο ανεξάρτητα κυκλώματα. Κομβικό σημείο είναι ο σύνδεσμος μεταξύ των κυκλωμάτων, που κατά κανόνα περιλαμβάνει κάποιον πυκνωτή ή πηνίο. Η έξοδος στις περιπτώσεις αυτές επηρεάζεται από την γωνία έναυσης του ανορθωτή και από τον συντελεστή διαμόρφωσης του αντιστροφέα. Μεταβολή ενός μόνο από τα μεγέθη αυτά οδηγεί σε μεταβολή της συχνότητας και της κυμάτωσης της τάσης εξόδου. Για τον λόγο αυτό θα πρέπει να αναζητείται ο βέλτιστος συνδυασμός που οδηγεί στην επιθυμητή έξοδο, λαμβάνοντας πάντα υπόψη και τις μεταβολές στο αρμονικό περιεχόμενο της εξόδου.

Οι μητροειδείς μετατροπείς από την άλλη, όπως και οι κυκλομετατροπείς, στοχεύουν στην απευθείας μετατροπή της εναλλασσόμενης τάσης, χωρίς να παρεμβάλλεται ανόρθωση. Τα πλεονεκτήματα είναι εμφανή, καθώς εξαλείφονται οι αρνητικές επιπτώσεις της ανόρθωσης, όμως η απευθείας σύνδεση των φάσεων μεταξύ τους απαιτούν μεγαλύτερη ακρίβεια στον έλεγχο των ημιαγωγικών στοιχείων, ενώ η παρουσία περισσότερων και ακριβότερων ημιαγωγικών στοιχείων αυξάνει το συνολικό κόστος του κυκλώματος.

Κλείνοντας, αξίζει να αναφέρουμε πως η σημαντική ενασχόληση της επιστημονικής και ερευνητικής κοινότητας με την ανάλυση κυκλωμάτων μέσω διακοπτικών συναρτήσεων υπόσχεται μελλοντικές εξελίξεις που θα κάνουν ακόμη πιο αποδοτική την εφαρμογή τους στη βελτιστοποίηση της σχεδίασης και της λειτουργίας των ηλεκτρικών κυκλωμάτων.

11. Ερευνητικές Προτάσεις.

Ο ενδιαφερόμενος ερευνητής μπορεί καταρχήν να ασχοληθεί με την περιγραφή της μόνιμης κατάστασης των ηλεκτρικών κυκλωμάτων μέσω διακοπτικών συναρτήσεων και τα πλεονεκτήματα ή μειονεκτήματα που παρουσιάζονται σε σχέση με την κλασική μέθοδο ανάλυσης. Μπορεί να διερευνήσει την ακρίβεια των διακοπτικών συναρτήσεων σε κυκλώματα με γραμμική συμπεριφορά και πως αυτή μεταβάλλεται για μη γραμμικά κυκλώματα. Οι διακοπτικές συναρτήσεις, μπορούν επίσης να υποβληθούν σε φασματική ανάλυση Fourier σύμφωνα με το θεώρημα Parseval (ενεργειακό περιεχόμενο), ώστε να αναζητηθεί η τάξη της ανώτερης αρμονικής στην οποία σταματά η ανάλυση του κυκλώματος. Τέλος, σε πολύπλοκα κυκλώματα με πλήθος ηλεκτρικών στοιχείων, μπορεί να εξεταστεί η αλληλεπίδραση των διακοπτικών συναρτήσεων και η συνεισφορά τους στην ισοδύναμη διακοπτική συνάρτηση που περιγράφει τη λειτουργία του κυκλώματος.

Βιβλιογραφία

- [1] C.C. Marouchos. *The Switching Function Analysis of power electronics circuits* The Institution of electrical engineers 2006
- [2] J. Prousalidis. *Introducing an Effective Method for Teaching Power Electronics in Marine Electrical Engineering Courses* Article 2008
- [3] Σ.Ν. Μανιάς. *Ηλεκτρονικά Ισχύος* Συμμεών 2000
- [4] Σ.Ν. Μανιάς. *Ανώτερα Κεφάλαια Ηλεκτρονικών Ισχύος* Παπασωτηρίου 1997
- [5] Ι. Προυσαλίδης *Ηλεκτρονικά Ισχύος* Εργαστήριο Ναυτικής Μηχανολογίας 2008
- [6] Denis Fewson. *Introduction to power electronics*. Oxford University Press Inc 1998
- [7] R. W. Erickson. *Fundamentals of Power Electronics* Kluwer Academic Publishers 2001
- [8] N. Mohan, T.M.Undeland, W.P.Robbins. *Power Electronics: Converters, Applications and Design* John Wiley & Sons 1995
- [9] M. Madrigal, E. Acha. *Power Systems Harmonics: Computer Modelling and Analysis* John Wiley and Sons 2001
- [10] N. R. Watson, J. Arrillaga. *Power System Harmonics* John Wiley and Sons 2003.
- [11] Mack Grady. *Understanding Power System Harmonics* University of Texas 2006
- [12] *Σημειώσεις ηλεκτρονικών ισχύος* Τμήμα Βιομηχανικής Πληροφορικής ΤΕΙ Καβάλας
- [13] N. Mohan. *Power Electronics* John Wiley & Sons 1995
- [14] Timothy L. Skvarenina. *The power electronics handbook* CRC Press LLC 2002
- [15] Bimal K. Bose. *Modern Power Electronics and AC Drives* Prentice Hall Edition 2002
- [16] Muhammad H. Rashid. *Power Electronics Handbook* Academic Press 2001
- [17] Γ. Καρογιάννης - Κ. Τζιτζιρόγλου. *Εισαγωγή στα Σήματα και Συστήματα* Παπασωτηρίου

- [18] Mustafar Kamal Hamzah - Mohamad Fadzil Saidon - Siti Zaliha Mohammad Noor. *Application of Single Phase Matrix Converter Topology in Uninterruptible Power Supply Circuit incorporating Unity Power Factor Control* IEEE Article 2006.
- [19] Sobczyk, T. *Numerical Study of Control Strategies for Frequency Conversion with a Matrix Converter* Article 1994.
- [20] Anders Carlsson. *The back to back converter control and design* Department of Industrial Electrical Engineering and Automation Lund Institute of Technology 1998
- [21] Andreja Rašić. *Performance Analysis of the Voltage Source Converter based Back-to-back Systems in Medium-voltage Networks* Erlangen - 2010
- [22] Burak Ozpineci, Leon M.Tolbert *Cycloconverters* University of Tennessee-Knoxville 2003
- [23] Ευάγγελος Καρφόπουλος *Ανάλυση και σύγκριση αντιστροφέων πηγής τάσεως πολλαπλών επιπέδων* Διπλωματική εργασία 2005
- [24] D. Maksimovic, A.M. Stankovic, V.J. Thottuvelil, G.C. Verghese. *Modeling and simulation of power electronic converters* IEEE Article 2002
- [25] M.H. Rashid *Power electronics handbook: devices, circuits, and applications* Elsevier Inc. Library of Congress Cataloging-Publication Data 2007
- [26] Grotzbach M. Bauta. *Modeling of AC/DC converters under unbalanced voltage supply using complex switching functions* IEEE Article 2003
- [27] Joos, G. *Simulation of active power filters using switching functions* IEEE Article 2002
- [28] Ngandui, E. Olivier, G. April, G.E. Oury Ba. *A Comprehensive switching functions approach to calculate harmonics produced by multipulse thyristor converters operating under unbalanced supply* IEEE Article 2002
- [29] C.C. Marouchos, C. Darwish, M.K. El-Habrouk, M. *New mathematical model for analysing three-phase controlled rectifier using switching functions* IEEE Article 2009
- [30] Salazar, L. Joos G. *PSPICE simulation of three-phase inverters by means of switching functions* IEEE Article 2002
- [31] Holtz, J. *Pulsewidth modulation for electronic power conversion* IEEE Article 2002

Πηγές κι αναφορές σχημάτων

- [1] N. Mohan, T. Underland, W. Robbins *Power Electronics Converters, Applications and Design*
Σχήματα 2, 10, 11, 13, 14, 15, 21, 83, 84, 85, 86, 87, 88, 89, 90, 91
- [2] C.C. Marouchos. *The Switching Function Analysis of power electronics circuits* 2006
Σχήματα 31, 32, 34, 37, 38, 40, 45, 46, 47, 55, 56, 66, 76, 93, 94
- [3] Muhammad H. Rashid. *Power Electronics Handbook* Academic Press 2001
Σχήματα 4, 6, 8, 9, 16, 17, 18, 19, 22, 24, 27, 28
- [4] Bimal K. Bose Prentice *Modern power electronics and ac drives* Hull 2002
Σχήματα 1, 3, 5, 7, 12, 20, 23
- [5] Juan Dixon *Three-phase controlled rectifiers* Academic Press 2001
Σχήματα 48, 49
- [6] Ευάγγελος Καρφόπουλος *Ανάλυση και σύγκριση αντιστροφέων πηγής τάσεως πολλαπλών επιπέδων*
Διπλωματική εργασία 2005
Σχήματα 74, 77, 78, 79, 81, 82
- [7] Saul Lopez Arevalo *Matrix Converter for Frequency Changing Power Supply Applications*
Σχήματα 105, 133, 135, 136
- [8] Rašić Erlangen *Performance Analysis of the Voltage Source Converter based Back-to-back Systems in Medium-voltage Networks* 2010
Σχήματα 108, 118, 128
- [9] J. W. Kolar, T. Friedli, F. Krismer, S. D. Round *The Essence of Three-Phase AC/AC Converter Systems*
Σχήματα 104, 107
- [10] Ι. Προυσαλίδης *Ηλεκτρονικά Ισχύος Εργαστήριο Ναυτικής Μηχανολογίας* 2008
Σχήμα 137
- [11] <http://en.wikipedia.org/>
Σχήμα 29, 106, 80
- [12] http://pcbheaven.com/wikipages/PWM_Modulation/
Σχήματα 67, 68, 69, 70, 71 75
- [13] <http://services.eng.uts.edu.au/>
Σχήματα 72, 73