



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

**ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ
ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΗΣ ΚΡΟΥΣΤΙΚΗΣ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ ΜΕ ΤΗ ΧΡΗΣΗ
ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ 23 ΕΠΙΠΕΔΩΝ**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΔΙΟΝΥΣΙΟΣ ΛΟΥΡΕΝΤΖΑΤΟΣ

Επιβλέπων : ΣΤΕΦΑΝΟΣ ΜΑΝΙΑΣ
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Σεπτέβριος 2012



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

ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΗΣ ΚΡΟΥΣΤΙΚΗΣ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ ΜΕ ΤΗ ΧΡΗΣΗ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ 23 ΕΠΙΠΕΔΩΝ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΔΙΟΝΥΣΙΟΣ ΛΟΥΡΕΝΤΖΑΤΟΣ

Επιβλέπων : Στέφανος Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την ...^η Σεπτεβρίου 2012.

.....
Σ. ΜΑΝΙΑΣ
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Α. ΚΛΑΔΑΣ
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Στ. ΠΑΠΑΘΑΝΑΣΙΟΥ
Επ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2012

.....
Διονύσιος Λουρεντζάτος

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

Copyright © Διονύσιος Λουρεντζάτος, 2012.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περιεχόμενα

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1	7
1. 1 Εισαγωγή.....	7
1. 2 Υψηλές Τάσεις και Δοκιμές	7
1. 2. 1 Υπερτάσεις-Αναφορά	7
1. 2. 2 Δοκιμές	9
1. 2. 3 Ορισμοί Κρουστικών Υψηλών Τάσεων.....	11
1. 2. 4 Κατάταξη υπερτάσεων	15
1. 3 Αναφορά στις Τυπικές Κρουστικές Γεννήτριες.....	18
1. 3. 1 Ανάλυση Κυκλώματος Μονοβάθμιας Κρουστικής Γεννήτριας.....	18
1. 3. 2 Πολυβάθμια Κρουστική Γεννήτρια	21
1. 4 Προστασίες Φωτοβολταϊκών Συστημάτων	24
1. 5 Προτεινόμενη Τοπολογία Ηλεκτρονικής Διακοπτικής Κρουστικής Γεννήτριας	25
1. 6 Ανακεφαλαίωση	27
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2	28
2. 1 Εισαγωγή.....	28
2. 2 Πλεονεκτήματα Αντιστροφών Πολλαπλών Επιπέδων	29
2. 3 Τοπολογίες Αντιστροφών Πολλαπλών Επιπέδων	31
2. 3. 1 Σύνδεση Αντιστροφών Γέφυρας σε Σειρά (Cascaded H-Bridges).....	31
2. 3. 2 Αντιστροφέας πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού (Diode-Clamped multilevel inverter)	33
2. 3. 3 Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές (Flying-Capacitors Multilevel Inverters).....	36
2. 4 Τεχνικές Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών για Αντιστροφείς Πολλαπλών Επιπέδων	40
2. 4. 1 Τεχνικές Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (PWM)	40
2. 4. 2 Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (SPWM).....	40
2. 4. 3 Τεχνική Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών με βάση τα Διακριτά Διανύσματα της Τάσης Εξόδου (SVPWM)	42
2. 4. 4 Τεχνική Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών με την Επιλεκτική Εξάλειψη των Αρμονικών (SHEPWM)	45
2. 4. 5 Τεχνική ελαχιστοποίησης Κυμάτωσης Ρεύματος (MRCPWM).....	49
2. 4. 6 Τεχνική Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών με Έλεγχο Ρεύματος Εντός Σταθερής Ζώνης Υστέρησης (HBCCPWM)	49
2. 5 Ανακεφαλαίωση	50

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3	51
Διαμόρφωση Εύρους Παλμών με την Επιλεκτική Εξάλειψη των Αρμονικών (SHEPWM) για τριφασικούς αντιστροφείς	51
3. 1 Εισαγωγή.....	51
3. 2 Μαθηματική Ανάλυση για 3 Επίπεδα Τάσης.....	51
3. 3 Μαθηματική Ανάλυση για s πηγές ανά φάση/ $2s+1$ Επίπεδα Τάσης.....	53
3. 4 Μαθηματική Διατύπωση του Προβλήματος της Επιλεκτικής Εξάλειψης των Αρμονικών	55
3. 5 Επίλυση του Προβλήματος της Επιλεκτικής εξάλειψης των Αρμονικών(SHEPWM).....	56
3. 6 Ταυτότητες Newton και Συμμετρικά Πολυώνυμα	60
3. 7 Τριφασικός Αντιστροφέας 3 DC Πηγών ανά φάση/7 Επιπέδων.....	65
3. 8 Τριφασικός Αντιστροφέας 4 DC Πηγών ανά φάση/9 Επιπέδων.....	69
3. 9 Τριφασικός Αντιστροφέας 5 DC Πηγών ανά φάση/11 Επιπέδων	73
3. 10 Τριφασικός Αντιστροφέας 6 DC Πηγών ανά φάση/13 Επιπέδων	77
3. 11 Ανακεφαλαίωση	82
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4	83
Προσομοίωση και Λειτουργία Τριφασικού Αντιστροφέα 11 Επιπέδων με SHEPWM	83
4. 1 Εισαγωγή.....	83
4. 2 Τοπολογία	84
4. 3 Προσομοίωση του Αντιστροφέα 11 επιπέδων Cascaded H-Bridges	86
4. 4 Σχεδίαση φίλτρου εξόδου.....	96
4. 5 Μελέτη συμπεριφοράς αντιστροφέα με φίλτρο εξόδου.....	99
4. 6 Μελέτη N-1 Βαθμίδων	106
4. 7 Μη σταθερές πηγές στην είσοδο	107
4. 9 Ανακεφαλαίωση	108
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5	109
Διαμόρφωση Εύρους Παλμών με την Επιλεκτική Εξάλειψη των Αρμονικών(SHEPWM) για Μονοφασικούς Αντιστροφείς	109
5. 1 Εισαγωγή.....	109
5. 2 Μαθηματική Διατύπωση και επίλυση του προβλήματος της SHEPWM για Μονοφασικούς Αντιστροφείς	110
5. 3 NEWTON-RAPHSON Αριθμητική Μέθοδος.....	114
5. 4 Αλγόριθμος Επίλυσης	116
5. 5 Σύγκριση των Μεθόδων	117
5. 6 7 Πηγές Τάσης/15 Επιπέδων Μονοφασικός Αντιστροφέας	118

5. 7 8 Πηγές Τάσης/17 Επιπέδων Μονοφασικός Αντιστροφείας	122
5. 8 9 Πηγές Τάσης/19 Επιπέδων Μονοφασικός Αντιστροφείας	125
5. 9 10 Πηγές Τάσης/21 Επιπέδων Μονοφασικός Αντιστροφείας	130
5. 10 11 Πηγές Τάσης/23 Επιπέδων Μονοφασικός Αντιστροφείας	134
5. 11 Ανακεφαλαίωση	139
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6	140
Σχεδιασμός Κρουστικής Γεννήτριας	140
6. 1 Εισαγωγή.....	140
6. 2 Σχεδιασμός Κυκλώματος Κρουστικής Γεννήτριας.....	141
6. 3 Προτεινόμενη Τοπολογία Κρουστικής Γεννήτριας	147
6. 4 Πηγές Τάσης Κρουστικής Γεννήτριας	148
6. 5 Ανακεφαλαίωση	149
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7	150
7. 1 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων Κρουστικής Γεννήτριας-Ιδανικές Πηγές	150
7. 2 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων Κρουστικής Γεννήτριας-Τροφοδότηση από Δίκτυο	155
7. 3 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων Κρουστικής Γεννήτριας- Βραχυκύκλωμα στην Έξοδο	164
7. 4 Σχολιασμός Αποτελεσμάτων	165
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8	166
ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ	166
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	168

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 1. 1 Τυπική Μορφή Κρουστικής Τάσης[4]	12
Σχήμα 1. 2 Εσωτερική κρουστική τάση (SI)	14
Σχήμα 1. 3 Χαρακτηριστικές Παράμετροι Κρουστικής Τάσης[4]	14
Σχήμα 1. 4 Κατάταξη Υπερτάσεων[4]	17
Σχήμα 1. 5 Κύκλωμα μονοβάθμιας κρουστικής γεννήτριας	18
Σχήμα 1. 6 Καμπύλη κρουστικής τάσεως σαν αποτέλεσμα των δυο εκθετικών τάσεων[4]	20
Σχήμα 1. 7 Αρχικό κύκλωμα Marx για διπλασιασμό της τάσεως.....	21
Σχήμα 1. 8 Τυπική Πολυβάθμια Κρουστική Γεννήτρια[4].....	22
Σχήμα 1. 9 Προστασία Φωτοβολταϊκών εγκαταστάσεων[5]	24
Σχήμα 1. 10 Διάγραμμα Ροής Λειτουργίας Κρουστικής Γεννήτριας	25
Σχήμα 1. 11 Προτεινόμενη Τοπολογία Κρουστικής Γεννήτριας.....	26

Σχήμα 2. 1 Συνδυασμοί μετατροπής Τάσης	28
Σχήμα 2. 2 Σύνδεση Αντιστροφών Γέφυρας σε σειρά (Cascaded h-Bridges).....	31
Σχήμα 2. 3 Κυματομορφή Τάσης Εξόδου Αντιστροφέα 11 Επιπέδων[11]	32
Σχήμα 2. 4 Αντιστροφέας πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού 3-επιπέδων[11].....	33
Σχήμα 2. 5 Αντιστροφέας πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού 5-επίπεδα[11].....	34
Σχήμα 2. 6 Αντιστροφέας 3 επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές[11]	36
Σχήμα 2. 7 Αντιστροφέας 5 επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές[11]	37
Σχήμα 2. 8 Κατηγοριοποίηση τεχνικών διαμόρφωσης εύρους παλμών[10].....	40
Σχήμα 2. 9 Κυματομορφές Αναφοράς-Φορέα και Τάσεως Εξόδου[10]	41
Σχήμα 2. 10 Κυματομορφές Αναφοράς-Φορέα για Αντιστροφέα 9 Επιπέδων[10]	41
Σχήμα 2. 11 Διανύσματα Αντιστροφέα 3 Επιπέδων[10].....	43
Σχήμα 2. 12 Διανύσματα Αντιστροφέα 5 Επιπέδων[10].....	43
Σχήμα 2. 13 Διανύσματα Αντιστροφέα 7 επιπέδων[10].....	44
Σχήμα 2. 14 Διπολική Διαμόρφωση Εύρους Παλμών[11]	45
Σχήμα 2. 15 Μονοπολική Διαμόρφωση Εύρους Παλμών[11]	46
Σχήμα 2. 16 Virtual Stage PWM[11]	48

Σχήμα 3. 1 Διάγραμμα Ροής Εύρεσης Κοινών Ριζών 2 πολυωνύμων.....	59
Σχήμα 3. 2 Δράγραμμα Ροής Λύσης με τη Μέθοδο των Ολοκληρωτικών Υπολοίπων για Τριφασικό Αντιστροφέα.....	64
Σχήμα 3. 3 Γωνίες Έναυσης Αντιστροφέα 7 επιπέδων	68
Σχήμα 3. 4 THD _v Αντιστροφέα 7 επιπέδων	68
Σχήμα 3. 5 Γωνίες Έναυσης Αντιστροφέα 9 Επιπέδων	72
Σχήμα 3. 6 THD _v Αντιστροφέα 9 Επιπέδων	72
Σχήμα 3. 7 Γωνίες Έναυσης Αντιστροφέα 11 Επιπέδων	76

Σχήμα 3. 8 THD _v Αντιστροφέα 11 Επιπέδων	77
Σχήμα 3. 9 Γωνίες Έναυσης Αντιστροφέα 13 Επιπέδων	80
Σχήμα 3. 10 THD _v Αντιστροφέα 13 Επιπέδων	81

Σχήμα 4. 1 Ανά φάση ισοδύναμο κύκλωμα Αντιστροφέα Cascaded –H bridges.....	84
Σχήμα 4. 2 Τριφασικός Αντιστροφέας 11 Επιπέδων-Συνδεσμολόγηση Φορτίου κατά τρίγωνο	86
Σχήμα 4. 3 Κύκλωμα Ανάκτησης Γωνιών (Look-up table).....	87
Σχήμα 4. 4 Κύκλωμα Παλμοδότησης α Φάσης και πρώτης βαθμίδας	88
Σχήμα 4. 5 Κύκλωμα Διακοπτικών Στοιχείων κάθε βαθμίδας	89
Σχήμα 4. 6 Κύκλωμα παλμοδότησης Β φάσης –Πρώτη Βαθμίδα	90
Σχήμα 4. 7 Τάση εξόδου για $m_a=0.76$	91
Σχήμα 4. 8 Τάση εξόδου για $m_a=0.76$	92
Σχήμα 4. 9 Τάση εξόδου για $m_a=0.76$	92
Σχήμα 4. 10 Φάσμα Τάσης για $m_a=0.76$	93
Σχήμα 4. 11 Πολική Τάση Εξόδου για $m_a=0.5$	94
Σχήμα 4. 12 Πολική Τάση Εξόδου για $m_a=0.5$	94
Σχήμα 4. 13 Πολική Τάση Εξόδου για $m_a=0.5$	95
Σχήμα 4. 14 Φάσμα Πολικής Τάσης Εξόδου για $m_a=0.5$	95
Σχήμα 4. 15 Βαθυπερατό Φίλτρο Εξόδου	97
Σχήμα 4. 16 Τάση Εξόδου με Φίλτρο	99
Σχήμα 4. 17 Τάση Εξόδου με Φίλτρο	100
Σχήμα 4. 18 Τάση Εξόδου με Φίλτρο	100
Σχήμα 4. 19 Φάσμα Τάσης Εξόδου	101
Σχήμα 4. 20 Τάση Εξόδου για $m_a=0.5$	102
Σχήμα 4. 21 Τάση Εξόδου για $m_a=0.5$	102
Σχήμα 4. 22 Τάση Εξόδου για $m_a=0.5$	103
Σχήμα 4. 23 Φάσμα Τάσης Εξόδου για $m_a=0.5$	103
Σχήμα 4. 24 Ρεύμα Εξόδου για $m_a=0.5$ και ωμικό φορτίο	104
Σχήμα 4. 25 Ρεύμα Εξόδου για ωμικοεπαγωγικό φορτίο και $m_a=0.5$	105

Σχήμα 5 1 Διάγραμμα Ροής Newton-Raphson	115
Σχήμα 5 2 Γωνίες Έναυσης Αντιστροφέα 15 Επιπέδων	121
Σχήμα 5 3 THD Αντιστροφέα 15 Επιπέδα.....	121
Σχήμα 5 4 Γωνίες Αντιστροφέα 17 Επιπέδων.....	124
Σχήμα 5 5 THD _v Αντιστροφέα 17 Επιπέδων	125
Σχήμα 5 6 Γωνίες Αντιστροφέα 19 Επιπέδων.....	129
Σχήμα 5 7 THD _v Αντιστροφέα 19 Επιπέδων	129
Σχήμα 5 8 Γωνίες Αντιστροφέα 21 Επιπέδων.....	133
Σχήμα 5 9 THD _v Αντιστροφέα 21 Επιπέδων	134
Σχήμα 5 10 Γωνίες Αντιστροφέα 23 Επιπέδων	138

Σχήμα 5 11 THD _v Αντιστροφέα 23 Επιπέδων	138
---	-----

Σχήμα 6. 1 Τοπολογία Σύνδεσης Αντιστροφέων σε Σειρά(Cascaded h-Bridges)	142
Σχήμα 6. 2 Κύκλωμα της κάθε γέφυρας	143
Σχήμα 6. 3 Κύκλωμα Παλμοδότησης.....	144
Σχήμα 6. 4 Κύκλωμα Ανάκτησης Γωνιών Έναυσης.....	145
Σχήμα 6. 5 Προτεινόμενη Τοπολογία Κρουστικής Γεννήτριας.....	147
Σχήμα 6. 6 Κύκλωμα Παλμοδότησης πρώτης βαθμίδας της Κρουστικής Γεννήτριας.....	148
Σχήμα 7. 1 Τάση εξόδου για $m_a=0.79$ και $V_{dc}=998V$	150
Σχήμα 7. 2 Φάσμα Τάσης εξόδου για $m_a=0.79$ και $V_{dc}=998V$	150
Σχήμα 7. 3 Τάση Εξόδου για $m_a=0.77$ και $V_{dc}=1020V$	151
Σχήμα 7. 4 Φάσμα Τάσης Εξόδου για $m_a=0.77$ και $V_{dc}=1020V$	151
Σχήμα 7. 5 Τάση Εξόδου για $m_a=0.75$ και $V_{dc}=1047V$	152
Σχήμα 7. 6 Φάσμα Τάσης Εξόδου για $m_a=0.75$ και $V_{dc}=1047V$	152
Σχήμα 7. 7 Τάση Εξόδου για $m_a=0.72$ και $V_{dc}=1095V$	153
Σχήμα 7. 8 Φάσμα Τάσης Εξόδου για $m_a=0.72$ και $V_{dc}=1095V$	153
Σχήμα 7. 9 Τάση Εξόδου για $m_a=0.65$ και $V_{dc}=1208V$	154
Σχήμα 7. 10 Φάσμα Τάσης Εξόδου για $m_a=0.65$ και $V_{dc}=1208V$	154
Σχήμα 7. 11 Τάση Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=784V$	155
Σχήμα 7. 12 Φάσμα Τάσης Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=784V$	155
Σχήμα 7. 13 Τάση Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=772V$	156
Σχήμα 7. 14 Φάσμα Τάσης Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=772V$	156
Σχήμα 7. 15 Τάση Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=760V$	157
Σχήμα 7. 16 Φάσμα Τάσης Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=760V$	157
Σχήμα 7. 17 Τάση Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=750V$	158
Σχήμα 7. 18 Φάσμα Τάσης Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=750V$	158
Σχήμα 7. 19 Τάση Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=738V$	159
Σχήμα 7. 20 Φάσμα Τάσης Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=738V$	159
Σχήμα 7. 21 Τάση Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=730V$	160
Σχήμα 7. 22 Φάσμα Τάσης Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=730V$	160
Σχήμα 7. 23 Τάση Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=720V$	161
Σχήμα 7. 24 Φάσμα Τάσης Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=720V$	161
Σχήμα 7. 25 Τάση Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=718V$	162
Σχήμα 7. 26 Φάσμα Τάσης Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=718V$	162
Σχήμα 7. 27 Τάση Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=712V$	163
Σχήμα 7. 28 Φάσμα Τάσης Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=712V$	163
Σχήμα 7. 29 Ρεύμα Εξόδου μετά τον Μετασχηματιστή.....	164
Σχήμα 7. 30 Φάσμα Ρεύματος Εξόδου	164

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ ΠΙΝΑΚΩΝ

Πίνακας 3. 1 Λύσεις για 3 πηγές τάσης/7 επίπεδα	66
Πίνακας 3. 2 Αποτελέσματα για 4 dc πηγές ανά φάση/9 επίπεδα τάσης	71
Πίνακας 3. 3 Αποτελέσματα για 5 dc τάσεις ανά φάση/11 επίπεδα τάσης	74
Πίνακας 3. 4 Αποτελέσματα για 6 dc τάσεις ανά φάση/13 επίπεδα	79
Πίνακας 4. 1 Παλμοδότηση πρώτης ημιπεριόδου	89
Πίνακας 4. 2 Παλμοδότηση δεύτερης ημιπεριόδου	89
Πίνακας 4. 3 Λύσεις Μονοφασικού Αντιστροφέα 19 Επιπέδων	127
Πίνακας 5. 1 Λύσεις Μονοφασικού Αντιστροφέα 15 Επιπέδων	119
Πίνακας 5. 2 Αποτελέσματα Αντιστροφέα 17 επιπέδων	123
Πίνακας 5. 3 Λύσεις για Αντιστροφέα 19 Επιπέδων	127
Πίνακας 5. 4 Λύσεις για Αντιστροφέα 21 Επιπέδων	131
Πίνακας 5. 5 Λύσεις Αντιστροφέα 23 επιπέδων	136

Περίληψη

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η ανάλυση, σχεδίαση και προσομοίωση μιας ηλεκτρονικής διακοπτικής κρουστικής γεννήτριας με τη χρήση αντιστροφέα 23 επιπέδων. Η ηλεκτρονική διακοπτική κρουστική γεννήτρια θα παράγει τάση με πλάτος θεμελιώδους συνιστώσας 11kV και χρόνο ημιπεριόδου 100msec. Εν συνεχεία με τη χρήση μετασχηματιστή θα τροφοδοτεί δοκίμιο για δοκιμές βραχυκύκλωσης 80kA υπό τάση 1V. Οι δοκιμές αυτές θα πραγματοποιηθούν σε προστασίες φωτοβολταϊκών συστημάτων προκειμένου να διαπιστωθεί η αξιοπιστία τους. Οι προστασίες αυτές είναι διακόπτες που απομονώνουν τα σφάλματα. Η κρουστική αυτή γεννήτρια θα σχεδιαστεί έτσι ώστε να μπορεί να τροφοδοτηθεί από το δίκτυο. Παράλληλα, αντικείμενο αυτής της διπλωματικής εργασίας είναι η εκτενής μαθηματική ανάλυση και επίλυση της διαμόρφωσης εύρους παλμών με την επιλεκτική εξάλειψη των αρμονικών. Μελετώνται οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων και οι διάφορες τοπολογίες, καθώς και η χρήση τους. Εξετάζεται η λειτουργία τους και συγκρίνονται με τους συμβατικούς αντιστροφείς. Αναφέρεται εκτεταμένα και επιλύεται η τεχνική επιλεκτικής εξάλειψης αρμονικών, καθώς ενδείκνυται για τον έλεγχο αντιστροφέν που λειτουργούν σε υψηλές τάσεις και ισχείς. Η επίλυση θα υλοποιηθεί τόσο για μονοφασικούς, όσο και για τριφασικούς αντιστροφείς. Θα δοθούν αναλυτικά όλες οι δυνατές λύσεις. Επιπροσθέτως, θα γίνει εκτενής ανάλυση των αλγορίθμων επίλυσης. .

ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ

Επιλεκτική εξάλειψη αρμονικών, Αντιστροφέας πολλαπλών, Κρουστική Γεννήτρια, Κρουστική Τάση, Κρουστικό Ρεύμα, Συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης

Abstract

The purpose of this thesis is the analysis, design and simulation of an electronic switching impulse generator through the usage of a multilevel inverter. The electronic switching impulse generator will generate a voltage with fundamental amplitude of 11kV and half-period time of 100msec. Then, through a transformer will supply the test load with 80kA and voltage 1V. The tests will take place in protections for photovoltaic systems to determine their reliability. Protections of photovoltaic systems will undergo these tests in order to have their reliability determined. The impulse generator shall be designed so that it will be possible to be supplied from independent sources of alternating voltage. Moreover, the subject of this thesis is the extensive mathematical analysis and resolution of pulse width modulation through the selective harmonic elimination. The multi-level inverters' topologies, as well as their field of usage, are being examined. Furthermore, the multi-level inverters are compared with the conventional ones. In addition the selective harmonics elimination technique is being examined when applied on inverters that are designed for high power and voltages. The solutions will be implemented at both single-phase and three-phase inverters. All possible solutions will be recorded. Lastly, an extensive analysis of the algorithms which solve our problem is presented.

Πρόλογος

Η παρούσα εργασία αποτελεί τη Διπλωματική μου Εργασία στα πλαίσια των σπουδών μου στο τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του ΕΜΠ. Η εκπόνησή της ξεκίνησε το φθινόπωρο του 2011 και τελείωσε το καλοκαίρι του 2012 υπό την επίβλεψη του κ. Στέφανου Μανιά.

Με την ευκαιρία αυτή θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου σε όσους συνέβαλαν στην προσπάθειά μου αυτή και ιδιαίτερα στον κύριο Στέφανο Μανιά που μου έδωσε κίνητρο και τη δυνατότητα να ασχοληθώ με ένα δύσκολο και καινοτόμο θέμα.

ΠΙΝΑΚΑΣ ΣΥΜΒΟΛΩΝ

v, u, e	:	Στιγμιαία τιμή τάσης
i	:	Στιγμιαία τιμή έντασης ρεύματος
V, V_{rms}	:	Ενεργός τιμή Τάσης
I, I_{RMS}	:	Ενεργός τιμή έντασης Ρεύματος
\vec{V}, \vec{E}	:	Διάνυσμα τάσης
\vec{I}	:	Διάνυσμα ρεύματος
\hat{V}, V_{max}	:	Πλάτος τάσης
\hat{I}, I_{max}	:	Πλάτος ρεύματος
V_i, V_{dc}	:	Τιμή συνεχούς Τάσης
P	:	Πραγματική Ισχύς
p	:	Στιγμιαία πραγματική Ισχύς
Q	:	Άεργος Ισχύς
S	:	Φαινομένη Ισχύς
R	:	Αντίσταση Ωμική
L	:	Συντελεστής Αυτεπαγωγής
C	:	Χωρητικότητα
f	:	Συχνότητα
ω	:	Γωνιακή συχνότητα
mf_c	:	Ακέραιο πολλαπλάσιο συχνότητας σήματος φορέα
m_a	:	Συντελεστής Διαμόρφωσης Πλάτους
s	:	Αριθμός συνεχών πηγών τάσης ανά φάση
m	:	$s \cdot m_a$
$\cos(\varphi)$:	Συντελεστής Ισχύος
t	:	Χρόνος

SHEPWM	: Διαμόρφωση εύρους παλμών με την επιλεκτική εξάλειψη των αρμονικών
Cascaded H-Bridges:	Εν σειρά σύνδεση αντιστροφών Γέφυρας
DC	: Συνεχής Τάση
AC	: Εναλλασσόμενη Τάση
HBCCPWM	: Διαμόρφωση εύρους παλμών με έλεγχο ρεύματος εντός σταθερής ζώνης υστέρησης
MRCPWM κυμάτωσης	: Διαμόρφωση εύρους παλμών με ελαχιστοποίηση ρεύματος
SPWM	: Ημιτονοειδής Διαμόρφωση εύρους παλμών
SVPWM διανύσματα	: Διαμόρφωση εύρους παλμών με βάση τα διακριτά διανύσματα
PWM	: Διαμόρφωση εύρους παλμών
IGBT	: Τρανζίστορ με απομονωμένη πύλη
IGCT	: Θυρίστορ με ενσωματωμένο κύκλωμα οδήγησης πύλης
Thd	: Συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης
HVDC	: Γραμμή υπερυψηλής συνεχούς τάσης

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

1. 1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό θα γίνει αναφορά στις υψηλές κρουστικές τάσεις. Ακόμη, θα αναφερθούμε στις τυπικές κρουστικές γεννήτριες που ήδη υπάρχουν και πως αυτές χρησιμοποιούνται για τη δοκιμή της αξιοπιστίας των προστασιών. Θα γίνει αναφορά στην προστασία που πρέπει να διαθέτουν τα φωτοβολταϊκά. Τέλος, θα παρουσιαστεί τοπολογία ηλεκτρονικής διακοπτικής κρουστικής γεννήτριας με τη χρήση ηλεκτρονικών ισχύος που θα χρησιμοποιηθεί για τη δοκιμή των προστασιών των φωτοβολταϊκών εγκαταστάσεων και θα αναλυθεί διεξοδικά σε επόμενα κεφάλαια.

1. 2 Υψηλές Τάσεις και Δοκιμές

1. 2. 1 Υπερτάσεις-Αναφορά

Με τον όρο υπερτάσεις, εννοούμε τις απότομες αυξήσεις της απόλυτης τιμής του δυναμικού, η διάρκεια των οποίων κυμαίνεται από εκατομμυριοστά του δευτερολέπτου (10^{-6} s) μέχρι κάποια χιλιοστά του δευτερολέπτου (10^{-3} s). Η αύξηση της απόλυτης τιμής του δυναμικού κυμαίνεται από μερικά Volts, μέχρι MV.

Τα αίτια δημιουργίας κρουστικών υπερτάσεων είναι είτε φυσικά, είτε τεχνητά. Φυσικές πηγές είναι οι κεραυνοί, τόσο μεταξύ νέφους και γης, όσο και μεταξύ νεφών, και οι διάφορες ηλεκτροστατικές εκφορτίσεις. Τεχνητές πηγές είναι τα ηλεκτρικά δίκτυα που αναπτύσσουν κρουστικές υπερτάσεις, είτε από χειρισμούς διακοπών, είτε από βραχυκυκλώματα.

Τα κρουστικά κύματα δημιουργούν ρεύματα με πολύ μεγάλη ένταση, ικανά να καταστρέψουν κάθε μορφής ηλεκτρολογικής εγκατάστασης και να βλάψουν την ανθρώπινη ζωή. Τα ρεύματα αυτά περνάνε μέσα στις συσκευές και στις εγκαταστάσεις διαμέσου των καλωδίων ισχύος, των τηλεφωνικών καλωδίων, των κεραιών, των γειώσεων, των δικτύων ύδρευσης, θέρμανσης, ψύξης, αερισμού κλπ.

Υπερτάσεις δημιουργούνται και από χειρισμούς διακοπών ισχύος, μαγνητική ζεύξη μετασχηματιστών ισχύος, βραχυκυκλώματα και ζεύξη-απόζευξη συστοιχιών πυκνωτών, κυρίως διότι τα ρεύματα που αναπτύσσονται κατά τη διάρκεια των φαινομένων αυτών αποκτούν κρουστική μορφή με δραματικές συνέπειες στη μονωτική ικανότητα των ηλεκτρικών και ηλεκτρονικών συσκευών. Όπως είναι γνωστό, το ρεύμα που διαρρέει έναν αγωγό δημιουργεί ένα μαγνητικό πεδίο στο οποίο αποθηκεύεται ενέργεια. Αν αυτό το ρεύμα διακοπεί ξαφνικά, η ενέργεια του μαγνητικού πεδίου απελευθερώνεται. Στην προσπάθειά της να αναλωθεί, παίρνει τη μορφή ενός κρουστικού κύματος. Όσο περισσότερη, φυσικά, είναι η αποθηκευμένη ενέργεια, τόσο μεγαλύτερο και το κύμα. Μεγάλα ρεύματα και μεγάλα μήκη αγωγών δυσχεραίνουν την κατάσταση. Αυτός είναι και ο λόγος που επαγωγικά φορτία όπως κινητήρες ή μετασχηματιστές, αποτελούν συχνά αιτίες δημιουργίας κρουστικών υπερτάσεων.

Οι ηλεκτρικές καταπονήσεις που εμφανίζονται στα δίκτυα από ατμοσφαιρικά ή εσωτερικά αίτια έχουν, κατά κανόνα, σύνθετη μορφή ενώ ο έλεγχος των μονώσεων στο εργαστήριο γίνεται με τις ομαλές διπλοεκθετικές τάσεις που παράγονται από τις κρουστικές γεννήτριες. Επειδή σκοπός των δοκιμών είναι ο έλεγχος της ικανότητας της μονώσεως να αντέχει τις πραγματικές καταπονήσεις, είναι αναγκαία η γνώση ισοδυναμίας μεταξύ πραγματικών και εργαστηριακών καταπονήσεων. Η ουσία της ισοδυναμίας αυτής είναι πως οι εργαστηριακές και πραγματικές καταπονήσεις δημιουργούν για την εξεταζόμενη μόνωση τον ίδιο κίνδυνο διασπάσεως. Για τις ατμοσφαιρικές υπερτάσεις (κεραυνού) έχει οριστεί σαν τάση δοκιμής η κρούση 1,2/50 μ s γιατί η μέση τιμή πολλών καταγραφέντων ρευμάτων κεραυνού κατέληξε σ' αυτή περίπτωση τη μορφή. Είναι φανερό όμως πως, επειδή ο κάθε κεραυνός έχει, κατά κανόνα, διαφορετική μορφή από την τυποποιημένη τάση, η καταπόνηση που αντιπροσωπεύει θα διαφέρει από αυτή της τυποποιημένης κρούσεως. Για τις υπερτάσεις χειρισμών η ισοδυναμία καθίσταται ακόμα πιο πολύπλοκη διότι εκτός από την σύνθετη μορφή τους απαιτείται μεγαλύτερη ακρίβεια στη σχεδίαση των μονώσεων.

1. 2. 2 Δοκιμές

Ο μόνος τρόπος για τη μελέτη των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών διαφόρων μονωτικών υλικών είναι η υποβολή τους-μέσα σε ένα εργαστήριο-σε ηλεκτρικές καταπονήσεις όμοιες, ή ισοδύναμες, με αυτές που πρόκειται να υποστούν κατά την λειτουργία της ηλεκτρικής εγκαταστάσεως. Η μελέτη αυτή γίνεται είτε στα υλικά αυτά, λαμβανόμενα χωρισμένα από την εγκατάσταση είτε με την εγκατάσταση πλήρως συναρμολογημένη όπως π. χ. οι διηλεκτρικές δοκιμές που υποβάλλεται ένας μετασχηματιστής, ένα καλώδιο, ένας διακόπτης, μία γεννήτρια κλπ. Η ανεξάρτητη μελέτη των υλικών αποτελεί στην ουσία «βασική έρευνα» και αποβλέπει στην διατύπωση γενικών κανόνων για την συμπεριφορά τους. Η δοκιμή μιας ολόκληρης συσκευής ή εγκατάστασης αποτελεί μια βιομηχανική δοκιμή.

Για την εκτέλεση και των δύο τύπων διηλεκτρικών δοκιμών απαιτούνται εκτεταμένες και πολυδάπανες εργαστηριακές εγκαταστάσεις για παραγωγή υψηλών εργαστηριακών τάσεων όμοιων ή ισοδύναμων μ' αυτές που εμφανίζονται στα δίκτυα και για τη μέτρηση και καταγραφή των διαφόρων χαρακτηριστικών των τάσεων αυτών καθώς και των συνεπειών όταν εφαρμόζονται στις μονώσεις.

Η ανάπτυξη, ο σχεδιασμός αλλά και ο έλεγχος της ποιότητας και της συμπεριφοράς των πάσης φύσεως μονωτικών, τυποποιημένων ή μη, πραγματοποιείται μέσω πειραμάτων και δοκιμών που γίνονται σε ειδικά εργαστήρια που μπορούν να παράγουν, να χειρισθούν και να μετρήσουν υψηλές τάσεις. Τα εργαστήρια αυτά λέγονται «εργαστήρια υψηλών τάσεων». Η «τεχνολογία του εργαστηρίου των υψηλών τάσεων» λοιπόν ασχολείται με τις μεθόδους παραγωγής και μέτρησης στο εργαστήριο των διαφόρων μορφών υψηλών τάσεων όπως άλλωστε και με τα συνεπακόλουθα προβλήματα που μπορούν να παρουσιαστούν. Τα κυριότερα προβλήματα στη μέτρηση και παραγωγή ηλεκτρικών μεγεθών σε Υ. Τ. οφείλονται στην ίδια την φύση των υψηλών τάσεων, δηλαδή αυξημένες ανάγκες μονώσεως καθώς και στις δυσκολίες που παρουσιάζονται στις διαδικασίες ανυψώσεως και υποβιβασμού της τάσεως. Οι τάσεις που παράγονται σ' ένα εργαστήριο δοκιμών Υ. Τ. έχουν σκοπό να «αναπαράγουν» όσο γίνεται τις συνθήκες της πράξεως

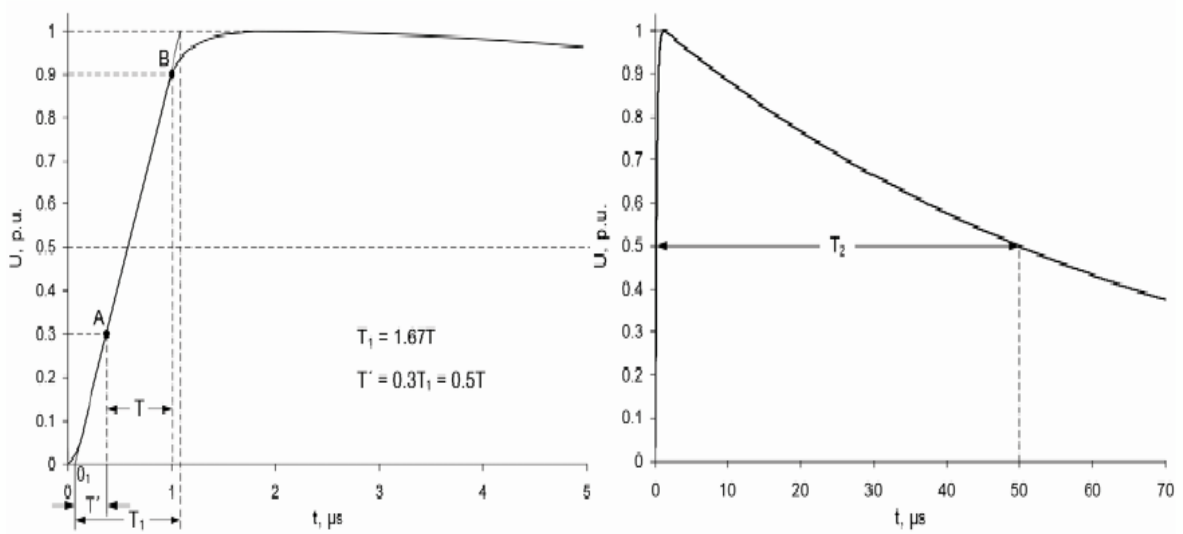
λαμβανομένης όμως υπ' όψιν και κάποιας τυποποίησης ώστε να εξασφαλίζεται το επαναλήψιμο των μετρήσεων. Γι' αυτό και οι κυριότερες «τυποποιημένες» μορφές τους είναι οι «εναλλασσόμενες» (H. V. A. C. ή E. Y. T.) , οι «συνεχείς» (H. V. D. C. ή Σ. Υ. Τ.), οι κρουστικές (H. V. Imp ή Κρ. Υ. Τ.) και οι «αποσβεννύμενες». Είναι ευνόητο ότι οι εναλλασσόμενες και οι συνεχείς τάσεις χρησιμοποιούνται για τις εργαστηριακές δοκιμές των διαφόρων συστημάτων. Οι κρουστικές και οι αποσβεννύμενες, χρησιμοποιούνται σχεδόν αποκλειστικά για τις δοκιμές αποκρίσεως σε υπερτάσεις των μονώσεων των γραμμών μεταφοράς, των στοιχείων υποσταθμών.

1. 2. 3 Ορισμοί Κρουστικών Υψηλών Τάσεων

Κρούση (impulse) θεωρείται κάθε απεριοδικός μεταβατικός παλμός τάσης ή ρεύματος που επιβάλλεται σκοπίμως, ο οποίος συνήθως αυξάνει γρήγορα μέχρι ένα μέγιστο και κατόπιν φθίνει με βραδύτερο ρυθμό προς τη μηδενική τιμή.

Οι κρουστικές υψηλές τάσεις που παράγονται στο εργαστήριο (impulse voltages) διακρίνονται σε εξωτερικές (lightning impulse voltages, LI) και εσωτερικές (switching impulse voltages, SI) ανάλογα με τη χρονική διάρκεια μετώπου της τάσης ή ισοδύναμα ανάλογα με το είδος της υπέρτασης που προορίζονται να αναπαράγουν. Κρουστικές υψηλές τάσεις με διάρκεια μετώπου μικρότερη των 20 μs ορίζονται ως εξωτερικές κρουστικές υψηλές τάσεις και προσομοιώνουν στο εργαστήριο τις εξωτερικές υπερτάσεις. Αντίστοιχα, οι κρουστικές υψηλές τάσεις με διάρκεια μετώπου μεγαλύτερη των 20 μs , και γενικότερα σημαντικά μεγαλύτερης συνολικής διάρκειας, ορίζονται ως εσωτερικές κρουστικές υψηλές τάσεις και προσομοιώνουν στο εργαστήριο τις εσωτερικές υπερτάσεις.

Οι εξωτερικές κρουστικές υψηλές τάσεις χαρακτηρίζονται από το εύρος ή την τάση κορυφής U_p , τη διάρκεια μετώπου T_1 και τη διάρκεια ημίσεως εύρους T_2 . Συχνά, ο ακριβής καθορισμός της τιμής της τάσης κορυφής και της διάρκειας μετώπου μιας παραγόμενης εξωτερικής κρουστικής τάσης είναι δύσκολος. Οι αντιδράσεις των παράσιτων αυτεπαγωγών και χωρητικότητων στα στοιχεία της διάταξης παραγωγής της τάσης ή ακόμη στα στοιχεία του συστήματος μέτρησης της τάσης γίνονται σημαντικές λόγω του μεγάλου ρυθμού μεταβολής της τάσης κατά τη διάρκεια μετώπου και επομένως επηρεάζουν την κυματομορφή της τάσης που εμπεριέχει υψηλές συχνότητες. Συνήθως στην καταγραφόμενη κυματομορφή παρατηρείται μια καμπή στην αρχή των χρόνων και ταλαντώσεις ή υπερύψωση της τάσης γύρω από το μέγιστο της κυματομορφής. Για τους λόγους αυτούς η διάρκεια μετώπου μιας εξωτερικής κρουστικής τάσης είναι μία συμβατική παράμετρος, η οποία ορίζεται μεταξύ των χρονικών στιγμών που αντιστοιχούν στο 30% και 90% της τιμής της τάσης. Για τους ίδιους λόγους, ως συμβατική αρχή των χρόνων θεωρείται η χρονική στιγμή που προηγείται κατά $0.3T$ αυτής που αντιστοιχεί στο 30% της τιμής της τάσης κορυφής[1]-[3].



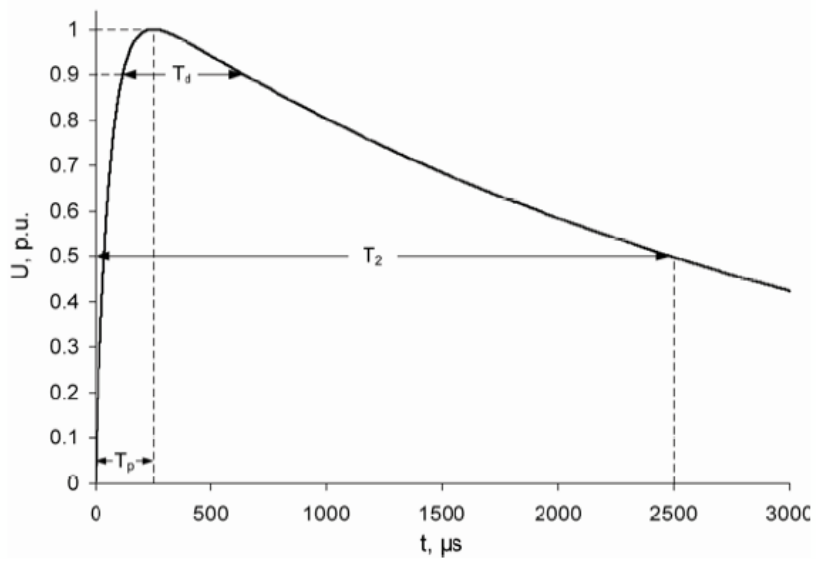
Σχήμα 1. 1 Τυπική Μορφή Κρουστικής Τάσης[4]

Η συμβατική αρχή των χρόνων μπορεί να προκύψει και από την τομή μιας ευθείας που διέρχεται από τα σημεία αναφοράς A και B με τον άξονα των χρόνων. Σημειώνεται ότι τα σημεία αναφοράς μπορούν να προσδιοριστούν με ακρίβεια εφόσον βρίσκονται χρονικά μακριά από τις όποιες διαταραχές της τάσης. Κατ' αντιστοιχία, η διάρκεια ημίσεως εύρους μιας LI είναι μία συμβατική παράμετρος, η οποία ορίζεται ως το χρονικό διάστημα από την συμβατική αρχή των χρόνων μέχρι τη χρονική στιγμή που η τάση έχει μειωθεί στο 50% της τιμής της τάσης κορυφής.

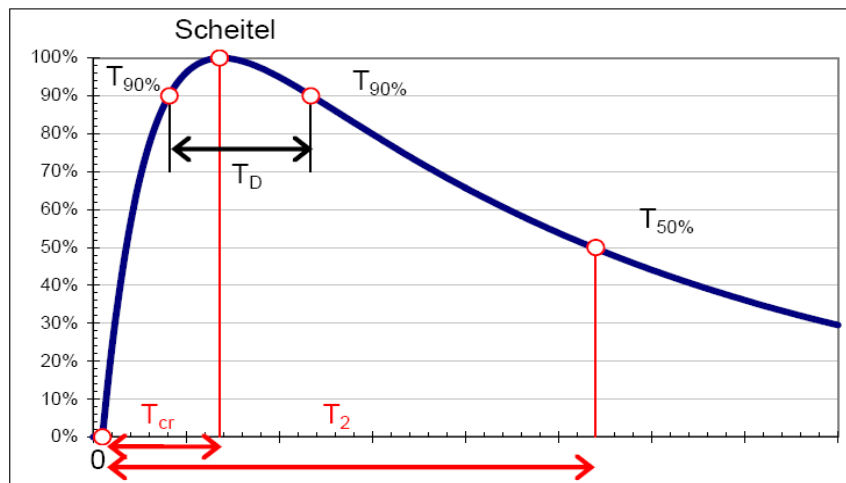
Η τάση κορυφής προσδιορίζεται εύκολα από το μέγιστο της κυματομορφής εφόσον η κυματομορφή της τάσης γύρω από το μέγιστο είναι σχετικά «ελεύθερη» από ταλαντώσεις ή υπερυψώσεις. Γενικότερα, ταλαντώσεις ή υπερύψωση της τάσης θεωρούνται «ανεκτές» διαταραχές εάν το μέγιστο στιγμιαίο εύρος τους δεν ξεπερνά το 5% της τιμής της τάσης κορυφής. Ταλαντώσεις μπορεί να παρατηρηθούν και κατά τη διάρκεια μετώπου της παραγόμενης τάσης, ωστόσο αυτές έχουν ασήμαντη επίδραση στα αποτελέσματα των δοκιμών εάν εμφανίζονται στο τμήμα της διάρκειας μετώπου κατά το οποίο η τάση δεν ξεπερνά το 90% της τάσης κορυφής.

Στις εργαστηριακές δοκιμές που αναπαράγουν τις καταπονήσεις του εξοπλισμού από εξωτερικές υπερτάσεις πρέπει να χρησιμοποιείται η «κανονική εξωτερική κρουστική τάση» (Standard *LI*) κυματομορφής 1.2/50 μ s. Μία εξωτερική κρουστική τάση καταπόνησης θεωρείται «κανονική» ή ισοδύναμα αντιπροσωπευτική των εξωτερικών υπερτάσεων εάν οι καταγραφόμενες τιμές των χαρακτηριστικών παραμέτρων της δεν διαφέρουν από τις αντίστοιχες τυπικές τιμές περισσότερο από $\pm 30\%$ για τη διάρκεια μετώπου, $\pm 20\%$ για τη διάρκεια ημίσεως εύρους και $\pm 3\%$ για την τάση κορυφής.

Οι εσωτερικές κρουστικές υψηλές τάσεις χαρακτηρίζονται από το εύρος ή την τάση κορυφής U_p , τη διάρκεια μετώπου T_p και τη διάρκεια ημίσεως εύρους T_2 . Η διάρκεια μετώπου ορίζεται ως το χρονικό διάστημα από την αρχή των χρόνων μέχρι το μέγιστο της κυματομορφής, ενώ η διάρκεια ημίσεως εύρους ορίζεται ως το χρονικό διάστημα από την αρχή των χρόνων μέχρι τη χρονική στιγμή που η τάση έχει μειωθεί στο 50% της τιμής της τάσης κορυφής. Ακόμη, χαρακτηριστική παράμετρο αποτελεί και ο χρόνος «υπέρ του 90%» T_d ο οποίος ορίζεται ως το χρονικό διάστημα κατά τη διάρκεια του οποίου η κρουστική τάση υπερβαίνει το 90% της τιμής της τάσης κορυφής. Οι εσωτερικές κρουστικές υψηλές τάσεις αναφέρονται συνήθως ως: « $U_p(\text{kV}), T_p/T_2(\mu\text{s})$ », για παράδειγμα μία από τις τάσεις δοκιμής του εξοπλισμού 420 kV αποτελεί η κανονική εσωτερική κρουστική υψηλή τάση «1050 kV, 250/2500 μ s». Ειδικότερα, στις εργαστηριακές δοκιμές που αναπαράγουν τις καταπονήσεις του εξοπλισμού από εσωτερικές υπερτάσεις, χρησιμοποιείται η «κανονική εσωτερική κρουστική τάση» (Standard *SI*) κυματομορφής 250/2500 μ s. Σε πολλές περιπτώσεις όπως κατά τις δοκιμές δοκιμίων μικρής τιμής σύνθετης αντίστασης, είναι πρακτικά δύσκολο να παραχθεί ακριβώς η κανονική εσωτερική κρουστική τάση. Ωστόσο, μία εσωτερική κρουστική τάση καταπόνησης θεωρείται «κανονική» ή ισοδύναμα αντιπροσωπευτική των εσωτερικών υπερτάσεων εάν οι καταγραφόμενες τιμές των χαρακτηριστικών παραμέτρων της δεν διαφέρουν από τις αντίστοιχες τυπικές τιμές περισσότερο από $\pm 20\%$ για τη διάρκεια μετώπου, $\pm 60\%$ για τη διάρκεια ημίσεως εύρους και $\pm 3\%$ για την τάση κορυφής.



Σχήμα 1. 2 Εσωτερική κρουστική τάση (SI)



Σχήμα 1. 3 Χαρακτηριστικές Παράμετροι Κρουστικής Τάσης[4]

1. 2. 4 Κατάταξη υπερτάσεων

Τα στοιχεία εξοπλισμού που συνιστούν ένα σύστημα παραγωγής ή μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας πρέπει να αντέχουν πέραν της συνεχούς καταπόνησης από την τάση λειτουργίας, τις καταπονήσεις από τις διάφορες υπερτάσεις που εμφανίζονται στο σύστημα. Οι υπερτάσεις κατηγοριοποιούνται ανάλογα με την προέλευσή τους σε προσωρινές, μεγάλης διάρκειας μετώπου, μικρής διάρκειας μετώπου και πολύ μικρής διάρκειας μετώπου (Σχήμα 1. 4).

-Οι προσωρινές υπερτάσεις προσομοιώνονται στο εργαστήριο κατά τις δοκιμές εξοπλισμού μέσω εναλλασσόμενων υψηλών τάσεων βιομηχανικής συχνότητας και διάρκειας 1 min. Σημειώνεται, ότι η τιμή κορυφής, η κυματομορφή και η διάρκειά των προσωρινών υπερτάσεων εξαρτώνται από την αιτία προέλευσής τους και τη σχεδίαση του συστήματος.

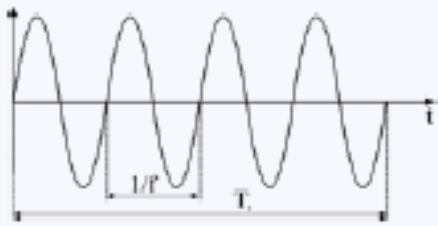
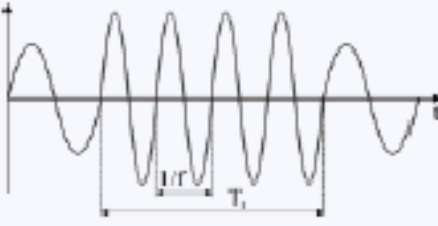
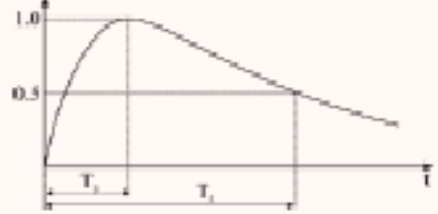

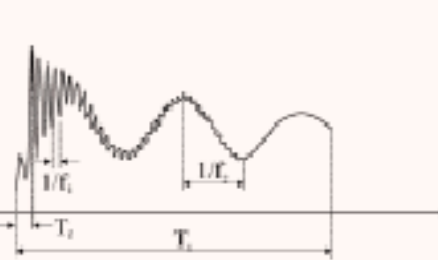
-Οι υπερτάσεις μεγάλης διάρκειας μετώπου (Slow-front overvoltages) ή εσωτερικές μπορεί να εμφανιστούν σε ένα σύστημα κυρίως λόγω χειρισμών (Switching overvoltages) ή σφαλμάτων γης ή λόγω πλήγματος κεραυνού σε αγωγό γραμμής μεταφοράς σε μεγάλη απόσταση από το σύστημα. Γενικότερα έχουν τη μορφή μιας αποσβεννύμενης ταλάντωσης με επικίνδυνο τμήμα την πρώτη ημιπερίοδο.

-Οι υπερτάσεις μικρής διάρκειας μετώπου (Fast-front overvoltages) ή εξωτερικές μπορεί να εμφανιστούν σε ένα σύστημα κυρίως λόγω άμεσου ή έμμεσου πλήγματος κεραυνού (Lightning overvoltages) ή λόγω χειρισμών ή σφαλμάτων στο σύστημα. Στις τελευταίες περιπτώσεις η τιμή τους είναι σημαντικά μικρότερη και επομένως θεωρούνται λιγότερο επικίνδυνες. Γενικότερα έχουν τη μορφή οδευόντων κυμάτων με διάρκεια μετώπου μερικών μs και διάρκεια ουράς τάξης αρκετών δεκάδων μs.

-Οι υπερτάσεις πολύ μικρής διάρκειας μετώπου (Very-fast-front overvoltages) μπορεί να εμφανιστούν λόγω διακοπτικών χειρισμών ή σφαλμάτων σε υποσταθμούς με μόνωση πεπιεσμένου αερίου (Gas insulated substations, GIS).

Η μορφή τους εξαρτάται από τη σχεδίαση του υποσταθμού και την αιτία προέλευσής τους. Γενικότερα έχουν τη μορφή υψίσυχνων αποσβεννύμενων ταλαντώσεων, συχνότητας τάξης MHz και συνολικής διάρκειας συνήθως μικρότερης των 3 ms, στις οποίες το πρώτο μέγιστο της υπέρτασης παρατηρείται σε χρόνους μικρότερους του 0.1 μs. Μέχρι σήμερα δεν έχει καθοριστεί μία αντιπροσωπευτική κυματομορφή τάσης που να προσομοιώνει εργαστηριακά τις υπερτάσεις πολύ μικρής διάρκειας.

Σύμφωνα με τα παραπάνω, τόσο το είδος όσο και οι χαρακτηριστικές παράμετροι των υπερτάσεων που μπορεί να εμφανιστούν σε ένα σύστημα εξαρτώνται από την αιτία προέλευσής τους και από τη σχεδίαση του ίδιου του συστήματος. Προκειμένου τα στοιχεία εξοπλισμού υψηλής τάσης να δοκιμάζονται πριν τη χρήση τους εργαστηριακά, ώστε να εξασφαλίζεται η αντοχή τους στις διάφορες υπερτάσεις που μπορεί να παρατηρηθούν, οι εξωτερικές και οι εσωτερικές υπερτάσεις προσομοιώνονται στο εργαστήριο μέσω των κρουστικών υψηλών τάσεων. Πέραν της χρήσης τους στις δοκιμές αντοχής εξοπλισμού στις διάφορες υπερτάσεις που εμφανίζονται στα δίκτυα και τις εγκαταστάσεις υψηλής τάσης, οι κρουστικές υψηλές τάσεις χρησιμοποιούνται εκτενώς για τη διερεύνηση της διηλεκτρικής συμπεριφοράς μονώσεων.

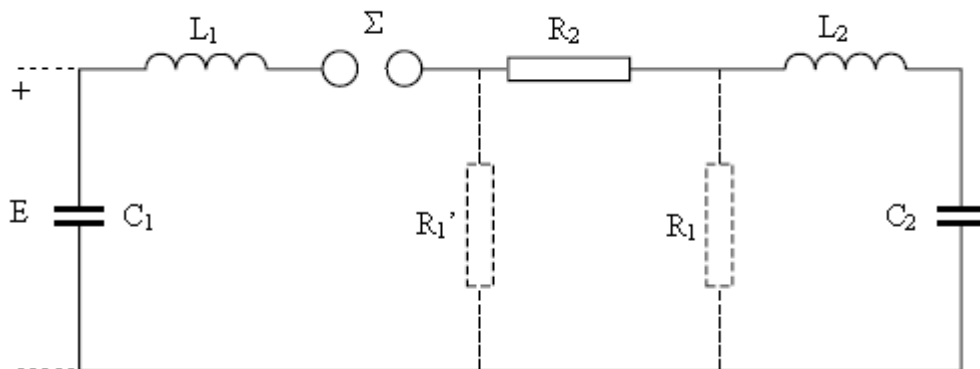
Είδος		Κυματομορφή	Εύρος χρόνου ή συχνότητα	Διάρκεια
Χαμηλής Συχνότητας	Συνεχείς		$f=50 \text{ Hz or } 60 \text{ Hz}$	$T_t \geq 3600s$
	Παροδικές		$10 \text{ Hz} < f < 500 \text{ Hz}$	$3600 \text{ s} \geq T_t \geq 0.03 \text{ s}$
Μεταβατικές	Αργού μετώπου		$5000 \mu\text{s} \geq T_p \geq 20 \mu\text{s}$ $T_2 \leq 20 \text{ ms}$	
	Γρήγορου μετώπου		$20 \mu\text{s} \geq T_1 \geq 0,1 \mu\text{s}$ $T_2 \leq 300 \mu\text{s}$	
	Πολύ γρήγορου μετώπου		$100 \text{ ns} \geq T_1 \geq 3 \text{ ns}$ $0.3 \text{ MHz} < f_1 < 100 \text{ MHz}$ $30 \text{ kHz} < f_2 < 300 \text{ kHz}$	$T_t \leq 3\text{ms}$

Σχήμα 1. 4 Κατάταξη Υπερτάσεων[4]

1.3 Αναφορά στις Τυπικές Κρουστικές Γεννήτριες

1.3.1 Ανάλυση Κυκλώματος Μονοβάθμιας Κρουστικής Γεννήτριας

Για την παραγωγή κρουστικών τάσεων και ρευμάτων στο εργαστήριο χρησιμοποιούνται μονοβάθμιες και πολυβάθμιες κρουστικές γεννήτριες των οποίων η αρχή λειτουργίας είναι η ίδια. Το απλούστερο ηλεκτρικό κύκλωμα της μονοβάθμιας κρουστικής γεννήτριας παρουσιάζεται στο Σχήμα 1.5.



Σχήμα 1.5 Κύκλωμα μονοβάθμιας κρουστικής γεννήτριας

Η αντίσταση μετώπου R_1 παρουσιάζεται για δύο δυνατές θέσεις: πλευρά γεννήτριας R_1' ή πλευρά φορτίου R_1 .

C_1 : χωρητικότητα φορτίσεως

C_2 : χωρητικότητα μετώπου

L_1 : εσωτερική αυτεπαγωγή

L_2 : εξωτερική αυτεπαγωγή

R_1 ή R_1' : αντίσταση ουράς

R_2 : αντίσταση μετώπου

Η λειτουργία της μονοβάθμιας κρουστικής γεννήτριας στηρίζεται σε μια πηγή συνεχούς τάσεως E με την οποία φορτίζεται ο πυκνωτής C_1 . Όταν ο πυκνωτής C_1 φορτιστεί στην επιθυμητή τάση E , δημιουργείται ένας σπινθήρας στον σπινθηριστή. Με τον σπινθήρα αυτό συνδέεται ο πυκνωτής C_1 στο υπόλοιπο κύκλωμα. Επειδή η αντίσταση R_2 είναι κατά κανόνα πολύ μικρότερη από την R_1 , ο πυκνωτής C_2 θα φορτιστεί δια μέσου της R_2 με μία σταθερά

χρόνου περίπου ίση προς $R_2 C_2$. Κατά την διάρκεια της φορτίσεως του C_2 σχηματίζεται το μέτωπο της κρουστικής τάσης και αυτό δικαιολογεί για τα R_2 και C_2 τα ονόματα αντίσταση μετώπου και χωρητικότητα μετώπου. Στην συνέχεια οι πυκνωτές C_1 και C_2 εκφορτίζονται μέσα στην αντίσταση R_1 με μια σταθερά χρόνου περίπου ίση με $(C_1 + C_2)R_1$. Κατά την περίοδο της εκφορτίσεως των δύο πυκνωτών σχηματίζεται η ουρά της κρουστικής τάσεως. Επειδή κατά κανόνα $C_1 \gg C_2$ και $R_1 \gg R_2$ η ουρά της κρουστικής τάσεως διαρκεί πολύ περισσότερο από το μέτωπο .

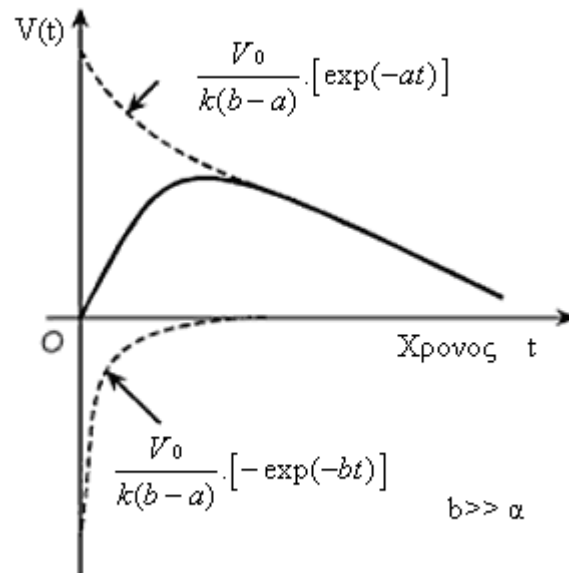
Αυτή η περιγραφή της λειτουργίας της γεννήτριας που έγινε πιο πάνω είναι απλουστευμένη. Καταρχάς, οι δύο φάσεις, φόρτιση του C_2 μέσω της R_2 και εκφόρτιση C_1 και C_2 μέσα από στην R_1 αλληλοκαλύπτονται. Έπειτα αγνοήθηκε ο ρόλος των αυτεπαγωγών L_1 και L_2 που όπως θα δούμε είναι σημαντικός

(και ενοχλητικός). Οι αυτεπαγωγές L_1 και L_2 δεν τοποθετούνται εσκεμμένα μέσα στην γεννήτρια αλλά είναι παράσιτες και κατά συνέπεια αναπόφευκτες. Η L_1 είναι αλληλένδετη με τα εσωτερικά στοιχεία της γεννήτριας και κατά συνέπεια εξαρτάται από την γεωμετρική διάταξη και της διαστάσεις αυτής. Η L_2 περιλαμβάνει την αυτεπαγωγή του εξωτερικού κυκλώματος, με το οποίο συνδέεται η γεννήτρια με το δοκίμιο και κατά συνέπεια εξαρτάται από το μήκος, τη διάταξη και τη διατομή των συνδέσεων. Επειδή όπως είπαμε η παρουσία των L_1 και L_2 είναι ενοχλητική για την λειτουργία της γεννήτριας , καταβάλλεται πάντα προσπάθεια μειώσεως τους με την χρήση αγωγών συνδέσεως μεγάλης διατομής και με την κατασκευή των μικρότερων δυνατών διαστάσεων τόσο της γεννήτριας όσο και των εξωτερικών συνδέσεων. Η αντίσταση της ουράς R_1 μπορεί να τοποθετηθεί σε μια από τις δύο θέσεις που δείχνονται στο σχήμα 1. 5 είτε προς την πλευρά της γεννήτριας R'_1 , είτε προς την πλευρά του φορτίου R_1 . Ο ακριβής καθορισμός της μεταβολής της τάσεως $V(t)$ με τον χρόνο, από την στιγμή που θα βραχυκυκλωθεί ο σπινθηριστής Σ και πέρα, μπορεί να γίνει με πολύπλοκες αναλυτικές μεθόδους στις οποίες εμπλέκονται διαφορικές εξισώσεις τετάρτης τάξεως. Αν τεθεί $L_2=0$ το κύκλωμα απλοποιείται λίγο και η πορεία του φαινομένου μπορεί να εκφραστεί απλουστευμένα.

Επιλύοντας τη διαφορική εξίσωση καταλήγουμε σε μία διπλοεκθετική συνάρτηση :

$$V(t) = \frac{V_0}{k(b-a)} [e^{-at} - e^{-bt}]$$

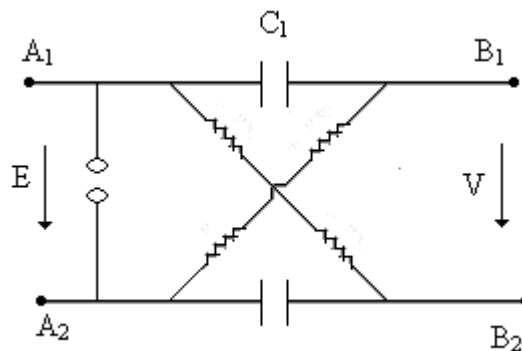
όπου ο όρος $\frac{V_0}{k(b-a)} [e^{-at}]$ εκφράζει την εκφόρτιση του πυκνωτή C_2 και ο όρος $\frac{V_0}{k(b-a)} [-e^{-bt}]$ την εκφόρτιση του πυκνωτή C_1 . Μόλις δημιουργηθεί σπινθήρας στον σπινθηριστή για χρόνο $t=0$ ο πυκνωτής C_1 φορτίζει τον πυκνωτή C_2 μέσω της αντίστασης R_2 . Σε αυτήν την περίοδο η τάση στα άκρα του C_1 μειώνεται και παράλληλα αυξάνεται η τάση στον πυκνωτή C_2 έως ότου η τάση του δεύτερου φτάσει στην μέγιστη τιμή που αντιστοιχεί στην μέγιστη τιμή της κρουστικής τάσεως . Έπειτα και οι δύο πυκνωτές εκφορτίζονται μέσα από την αντίσταση R_1 .



Σχήμα 1. 6 Καμπύλη κρουστικής τάσεως σαν αποτέλεσμα των δυο εκθετικών τάσεων[4]

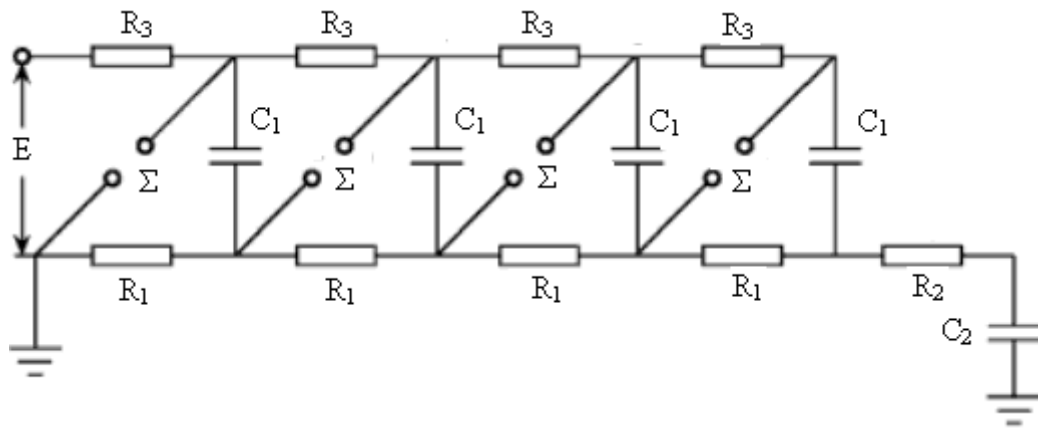
1. 3. 2 Πολυβάθμια Κρουστική Γεννήτρια

Η πολυβάθμια κρουστική γεννήτρια βασίζεται στην αρχή ότι περισσότεροι από ένας πυκνωτές μπορούν να φορτιστούν σε παράλληλη σύνδεση και να αποφορτιστούν αφού συνδεθούν σε σειρά. Ο πρώτος που χρησιμοποίησε αυτή την αρχή ήταν ο καθηγητής Erwin Marx του ινστιτούτου του Braunschweig. Πήρε μάλιστα γι'αυτήν του την εφεύρεση το περίφημο δίπλωμα ευρεσιτεχνίας το 1923. Το αρχικό κύκλωμα του Marx, που εμφανίζεται μέσα στο δίπλωμα ευρεσιτεχνίας του, φαίνεται στο Σχήμα 1. 7. Η τάση φορτίσεως E εφαρμόζεται ταυτόχρονα και στους δύο πυκνωτές C_1 και C_2 που είναι συνδεδεμένοι παράλληλα. Όταν ο σπινθηριστής Σ βραχυκυκλωθεί οι δύο πυκνωτές συνδέονται σε σειρά και οι τάσεις τους αθροίζονται και έτσι στην έξοδο $B_1 B_2$ της γεννήτριας εμφανίζεται η τάση $V \approx 2E$. Από το αρχικό αυτό κύκλωμα διπλασιασμού της τάσεως του Σχήματος 1. 7 μέχρι το κύκλωμα μιας σύγχρονης κρουστικής γεννήτριας που δείχνεται στο Σχήμα 1. 8 α,β μεσολάβησαν πολλά στάδια.

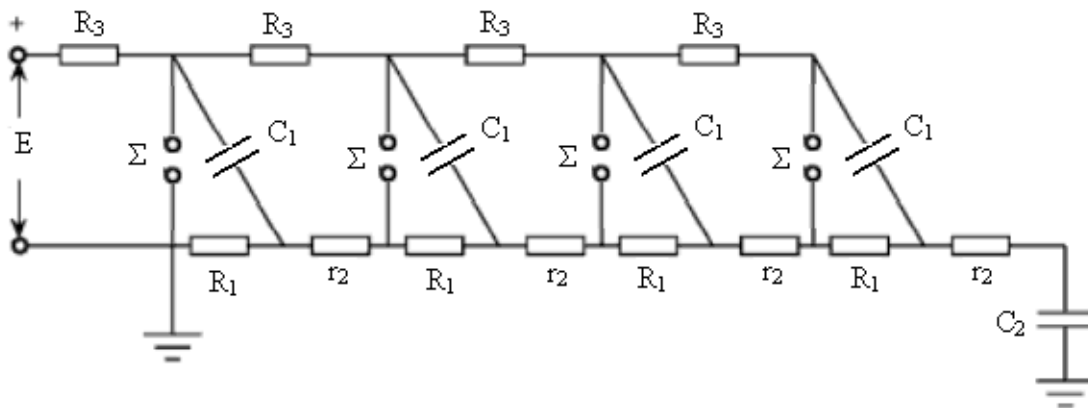


Σχήμα 1. 7 Αρχικό κύκλωμα Marx για διπλασιασμό της τάσεως

Στο κύκλωμα του Σχήματος 1. 7 οι πυκνωτές C_1 φορτίζονται παράλληλα υπό τάση E . Στη φάση φορτίσεως των πυκνωτών οι αντιστάσεις R_1 μαζί με τις R_3 χρησιμεύουν για να περιορίσουν το ρεύμα φορτίσεως και κατά συνέπεια την απαιτούμενη ισχύ του φορτιστού συνεχούς τάσεως .



α)



β)

Σχήμα 1. 8 Τυπική Πολυβάθμια Κρουστική Γεννήτρια[4]

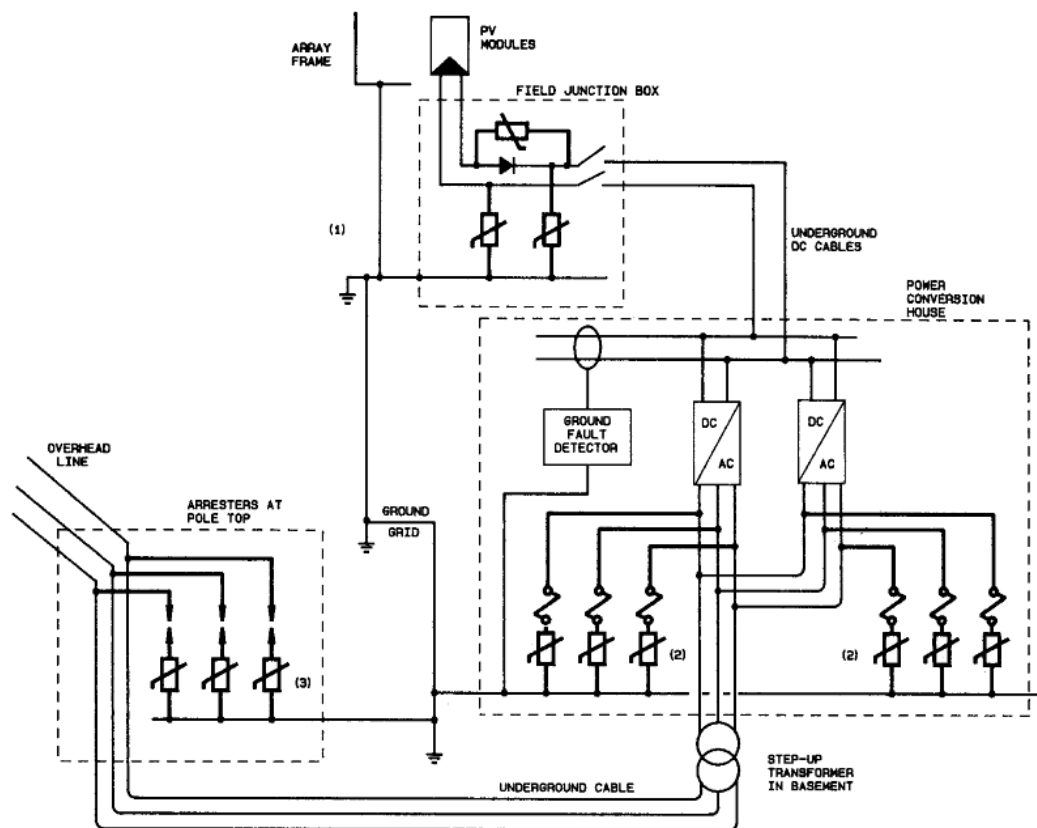
Σε αμφότερες τις συνδεσμολογίες του σχήματος 1. 8 κάθε ένα από τα επί μέρους κυκλώματα που σχηματίζονται από ένα πυκνωτή C_1 , μια αντίσταση R_1 και ένα σπινθηριστή Σ , αποτελούν μια βαθμίδα της πολυβάθμιας κρουστικής γεννήτριας. Έτσι το σχήμα παρουσιάζει δύο συνδεσμολογίες μιας κρουστικής γεννήτριας τετάρτου βαθμού. Η διαφορά ανάμεσα στις δύο συνδεσμολογίες είναι πως στην (α) η αντίσταση μετώπου R_2 , συνδέεται

ολόκληρη έξω από τη γεννήτρια, ενώ στη (β) η R_2 κατανέμεται σε όλες τις βαθμίδες κατά τμήματα r_2 . Μια ενδιάμεση λύση είναι επίσης δυνατή, δηλαδή ένα μέρος της R_2 να κατανέμεται στις βαθμίδες και το υπόλοιπο μέρος να είναι εξωτερικό όπως δείχνεται ήδη στο Σχήμα 1. 8β . Οι αντιστάσεις R_3 χρησιμεύουν, όπως είπαμε, μόνο για να περιορίζουν το ρεύμα φορτίσεως των πυκνωτών C_1 και δεν επηρεάζουν τη μορφή της τάσεως που παράγεται από τη γεννήτρια. Το ρεύμα που ρέει μέσα από την R_1 κατά το στάδιο σχηματισμού του μετώπου της κρουστικής τάσεως δεν διαρρέει την αντίσταση R_2 σε καμία από τις συνδεσμολογίες του σχήματος 1. 8 α ή β. Έτσι και στις δύο συνδεσμολογίες η R_1 κατέχει τη θέση R'_1 της μονοβάθμιας γεννήτριας, δηλαδή προς την πλευρά της γεννήτριας .

Με τις πιο πάνω παρατηρήσεις η μελέτη διαφόρων παραμέτρων μιας πολυβάθμιας κρουστικής γεννήτριας ανάγεται στη μελέτη μιας αντίστοιχης μονοβάθμιας γεννήτριας με χωρητικότητα φορτίσεως $C'_1 = \frac{C_1}{n}$, όπου C_1 χωρητικότητα αν βαθμίδα, αντίσταση ουράς $R_1 = nR_1$ χωρητικότητα μετώπου C_2 και αντίσταση μετώπου $R_2 = nr_2$. Επειδή $C_1 R_1 = \left(\frac{C_1}{n}\right) * nR_1 = C_1 R_1$, προκύπτει πως η ουρά της κρουστικής τάσεως που παράγεται από την πολυβάθμια γεννήτρια θα πλησιάζει την τιμή που αντιστοιχεί σε μια μόνο βαθμίδα[4] .

1. 4 Προστασίες Φωτοβολταϊκών Συστημάτων

Τα φωτοβολταϊκά συστήματα συνήθως καταλαμβάνουν μεγάλες εκτάσεις σε πεδιάδες και επομένως εκτίθενται σε κίνδυνο κεραυνοπληξίας. Παράλληλα, εκτίθενται και σε άλλους κινδύνους, όπως βραχυκυκλώματα του δικτύου, ή ακόμα και υπερτάσεις λόγω χειρισμών, εξαιτίας ζεύξης ή απόζευξης γραμμών ή σύνδεσης φορτίων. Είναι επομένως επιβεβλημένο σε κάθε εγκατάσταση φωτοβολταϊκών πλαισίων να υπάρχουν και οι κατάλληλες προστασίες. Κυρίως πρέπει να προστατεύεται ο dc ζυγός, όμως πρέπει να δώσουμε βαρύτητα και στον ac ζυγό για την προστασία των ηλεκτρονικών ισχύος που συνδέουν τα φωτοβολταϊκά στο δίκτυο. Έτσι λοιπόν το τυπικό κύκλωμα προστασίας περιγράφεται στο σχήμα 1. 9.



Σχήμα 1. 9 Προστασία Φωτοβολταϊκών εγκαταστάσεων[5]

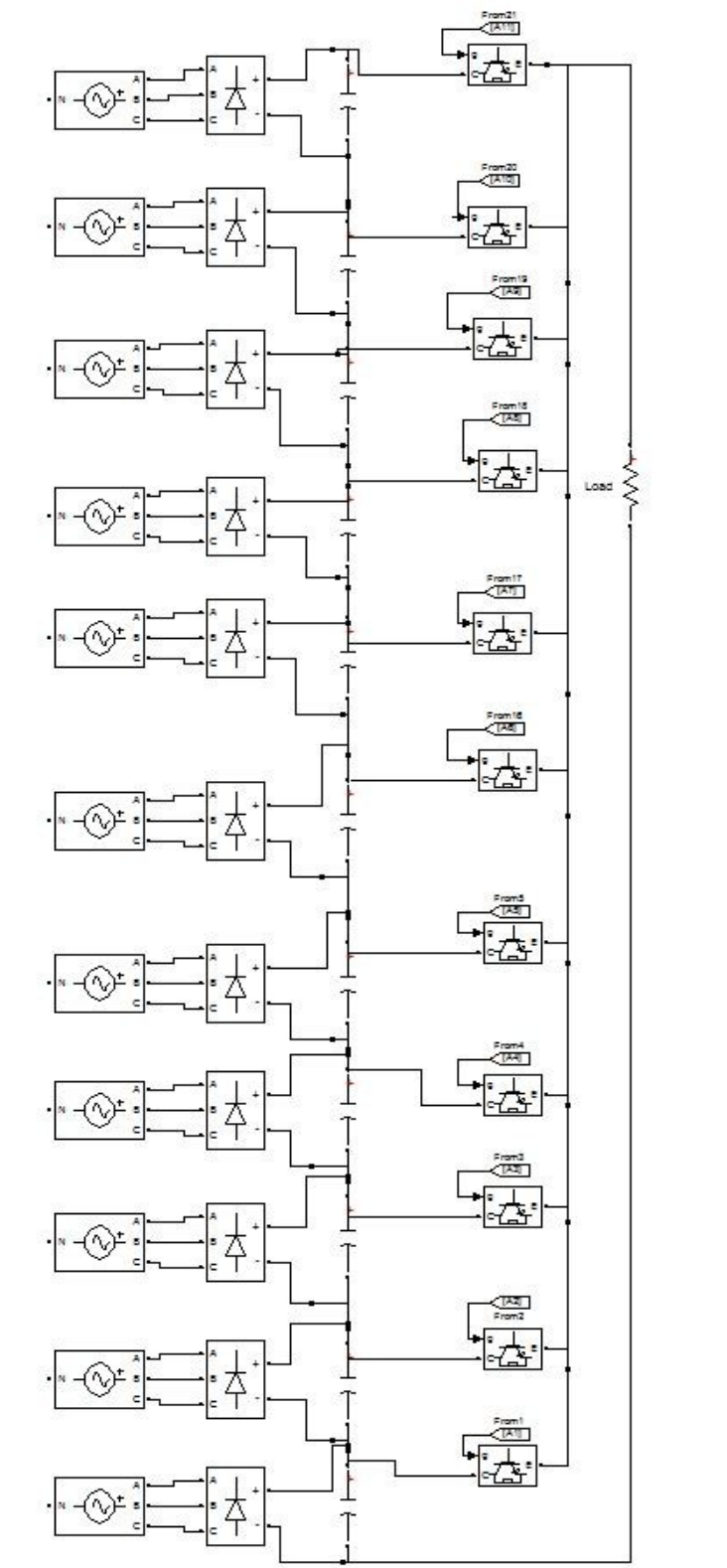
Παρατηρούμε ότι από τη μεριά του dc ζυγού έχουμε και δίοδο που προστατεύει από ανάστροφα ρεύματα, ενώ από την ac πλευρά έχουμε διακόπτη σε κάθε φάση. Αυτός ο διακόπτης αναγνωρίζει ταχύτατα το σφάλμα και ενεργοποιείται και επομένως απομονώνεται το σφάλμα από ολόκληρη την εγκατάστασή μας. Οι διακόπτες όμως αυτοί πρέπει να πληρούν τα σύγχρονα standards που τίθενται [5] .

1. 5 Προτεινόμενη Τοπολογία Ηλεκτρονικής Διακοπτικής Κρουστικής Γεννήτριας

Σε αυτή τη διπλωματική εργασία θα προταθεί τοπολογία ηλεκτρονικής διακοπτικής κρουστικής γεννήτριας με χρήση ηλεκτρονικών ισχύος και αντιστροφέα 23 επιπέδων που λειτουργεί με διαμόρφωση εύρους παλμών με την επιλεκτική εξάλειψη των αρμονικών. Η κρουστική αυτή γεννήτρια είναι ειδικά σχεδιασμένη για να δοκιμάζει την αξιοπιστία των προστασιών όπως επιβάλλουν οι προδιαγραφές που αφορούν προστασίες φωτοβολταϊκών εγκαταστάσεων και στην έξοδό της παράγει τάση με πλάτος θεμελιώδους συνιστώσας 11kV και χρόνο ημιπεριόδου 100msec. Τα 11kV θα μετασχηματιστούν σε πολύ χαμηλή τάση με τη χρήση μετασχηματιστή (περίπου 1V) και θα γίνει δοκιμή βραχυκύκλωσης στον διακόπτη (80kA υπό τάση 1V). Πρέπει να τονίσουμε ότι με αλλαγές στις ρυθμίσεις της και χωρίς να απαιτείται αντικατάσταση υλικού μπορεί να παραμετροποιηθεί ώστε να δοκιμάζει και άλλες διατάξεις. Αυτή είναι μια ευελιξία που μας προσφέρουν τα ηλεκτρονικά ισχύος, καθώς προσδίδουν ευχρηστία έναντι των συμβατικών κρουστικών γεννητριών των οποίων τα χαρακτηριστικά καθορίζονται με βάση μία προδιαγραφή. Ακολουθεί το σχηματικό διάγραμμα και το κύκλωμα της κρουστικής μας γεννήτριας.



Σχήμα 1. 10 Διάγραμμα Ροής Λειτουργίας Κρουστικής Γεννήτριας



Σχήμα 1. 11 Προτεινόμενη Τοπολογία Κρουστικής Γεννήτριας

1. 6 Ανακεφαλαίωση

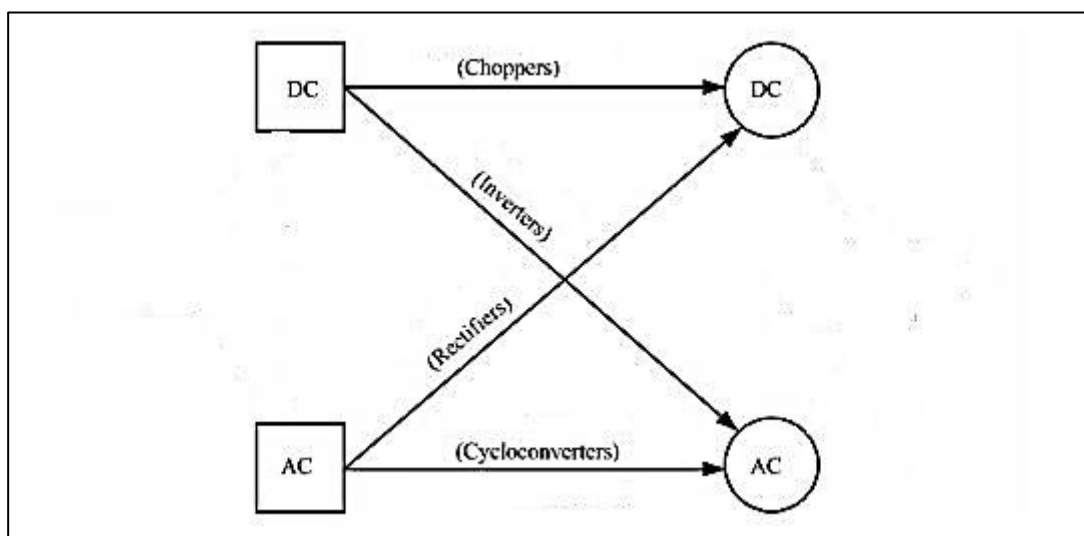
Στο κεφάλαιο αυτό έγινε εισαγωγή σε κρουστικές τάσεις και ρεύματα και τις κατηγορίες αυτών. Αναφέρθηκαν οι τυπικές τοπολογίες κρουστικών γεννητριών που παράγουν τις τάσεις αυτές. Έγινε αναφορά στις προστασίες που πρέπει να έχουν οι σύγχρονες φωτοβολταϊκές εγκαταστάσεις. Προτάθηκε νέα τοπολογία με χρήση ηλεκτρονικών ισχύος που δοκιμάζει τις προστασίες αυτές σύμφωνα με τους σύγχρονους κανονισμούς. Η τοπολογία αυτή θα αναλυθεί σε επόμενο κεφάλαιο. Ακολουθεί η αναφορά στους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

2. 1 Εισαγωγή

Τα ηλεκτρονικά ισχύος αποτελούν επανάσταση στον τομέα της ενέργειας. Είναι ένα αντικείμενο που ενδείκνυται για έρευνα και ανάπτυξη. Ανάλογα με την εφαρμογή δύνανται να προσφέρουν το επιθυμητό αποτέλεσμα με μικρό κόστος και αποτελεσματικά. Επομένως είναι πρωταρχικός στόχος του ηλεκτρολόγου μηχανικού να κατασκευάσει τέτοια ηλεκτρονικά που να οδηγήσουν στην επανάσταση της βιομηχανίας και την ικανοποίηση του καθημερινού ανθρώπου.

Αντικείμενο των ηλεκτρονικών ισχύος είναι η ελεγχόμενη μετατροπή της τάσης. Έτσι λοιπόν μας δίνεται η δυνατότητα να συνδέουμε όλα τα συστήματα σε ένα δίκτυο, να ελέγχουμε κινητήρες, να επιλέγουμε εμείς τον τρόπο λειτουργίας και διείσδυσης των ΑΠΕ και να έχουμε ένα ευσταθές και αξιόπιστο δίκτυο. Γενικά λοιπόν με τα ηλεκτρονικά ισχύος μπορούμε να μετατρέπουμε συνεχή τάση σε εναλλασσόμενη, συνεχή σε συνεχή εναλλασσόμενη σε εναλλασσόμενη και εναλλασσόμενη σε συνεχή.



Σχήμα 2. 1 Συνδυασμοί μετατροπής Τάσης

Στην παρούσα διπλωματική εργασία εξετάζονται οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με μία συγκεκριμένη τεχνική διαμόρφωσης παλμών την Διαμόρφωση Εύρους Παλμών με την Επιλεκτική Εξάλειψη των Αρμονικών

(Selective Harmonics Elimination Pulse Width Modulation). Η τεχνική αυτή ενδείκνυται για τη διασύνδεση του αντιστροφέα σε υψηλή τάση και τη διαχείριση μεγάλων ισχύων.

2. 2 Πλεονεκτήματα Αντιστροφών Πολλαπλών Επιπέδων

Οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων έχουν τα εξής πλεονεκτήματα έναντι των συμβατικών αντιστροφών:

- Ικανότητα διαχείρισης υψηλότερων τάσεων. Η τάση που διαχειρίζεται το κάθε ζεύγος διακοπτικών στοιχείων είναι τάση ενός επιπέδου, επομένως και πολύ μικρότερο σε σχέση με την συνεχή τάση που θα διαχειριζόταν το ζεύγος του συμβατικού αντιστροφέα. Συνεπώς, χρειαζόμαστε πιο οικονομικά διακοπτικά στοιχεία.
- Χαμηλότερος ρυθμός μεταβολής της τάσης $\frac{dv}{dt}$. Έχουμε δηλαδή μικρότερη καταπόνηση των ημιαγωγικών στοιχείων.
- Χαμηλή διακοπτική συχνότητα. Ειδικά με την τεχνική ελέγχου που θα χρησιμοποιηθεί σε αυτήν την εργασία θα εξετάσουμε λειτουργία σε πολύ χαμηλές διακοπτικές συχνότητες που μεταφράζεται σε πολύ χαμηλότερες απώλειες. Έτσι επιτυγχάνουμε και υψηλό βαθμό απόδοσης.
- Συμβάλουν στην ποιότητα ισχύος και στη δυναμική ευστάθεια του συστήματος. Αν για παράδειγμα τεθεί ένα επίπεδο τάσης εκτός λειτουργίας, ο αντιστροφέας μπορεί να συνεχίσει τη λειτουργία του, ενώ ο συμβατικός αντιστροφέας θα είχε τεθεί εκτός λειτουργίας.
- Αποτελούν την ιδανική λύση για τη σύνδεση των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας στο δίκτυο και ιδιαίτερα για τις φωτοβολταϊκές εγκαταστάσεις.
- Συμβάλουν στη μείωση της ηλεκτρομαγνητικής παρενόχλησης EMI.

- Εξασφαλίζουν τάση εξόδου και ρεύμα εισόδου με χαμηλό συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης (THD).
- Επιτυγχάνεται μικρότερη καταπόνηση των μονώσεων του κινητήρα επειδή ο ρυθμός μεταβολής της τάσης στο στάτη του κινητήρα είναι πολύ μικρότερος.
- Μπορούμε να εξαλείψουμε με ορισμένες τεχνικές τη συνιστώσα μηδενικής ακολουθίας της τάσης και έτσι προστατεύουμε τα φορτία και ειδικότερα τους κινητήρες που είναι συνδεδεμένοι σε αστέρα.

Από την άλλη πλευρά όμως έχουν ορισμένα μειονεκτήματα όπως:

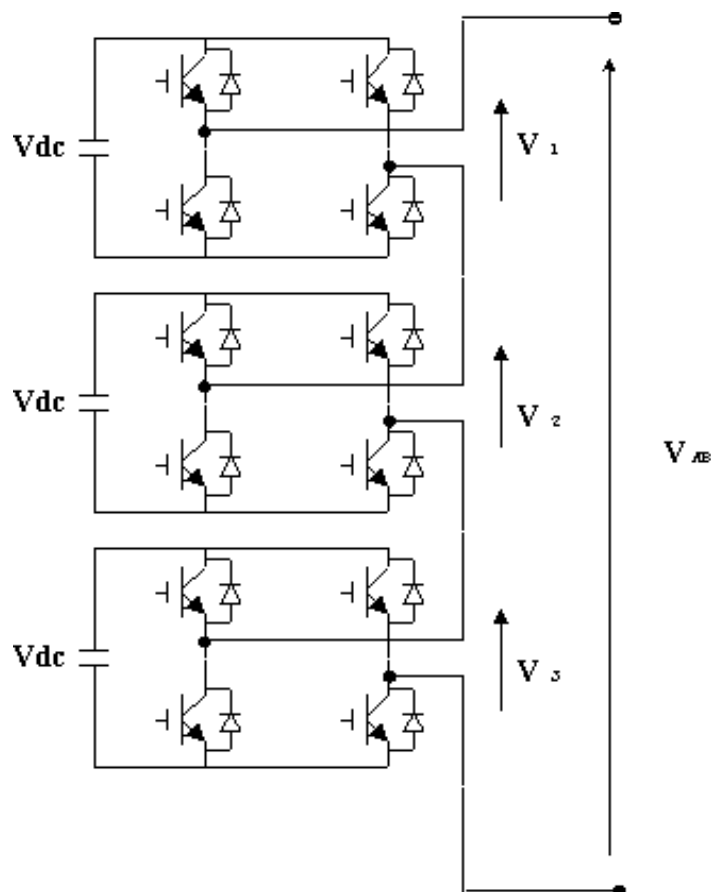
- Χρησιμοποίηση περισσότερων διακοπτικών στοιχείων που οδηγεί στο αυξημένο κόστος κατασκευής.
- Πολυπλοκότερες τεχνικές ελέγχου.

Ορισμένες γνωστές εφαρμογές των αντιστροφών πολλαπλών επιπέδων είναι η οδήγηση κινητήρων που συνδέονται σε μέση τάση, όπως για παράδειγμα βιομηχανικών μονάδων, η αντιστάθμιση αέργου ισχύος, η χρήση τους ως ενεργά φίλτρα, η διασύνδεση με Ανανεώσιμες Μορφές Ενέργειας και η χρήση τους στη διασύνδεση των υποβρυχίων HVDC γραμμών στο δίκτυο[6]-[10].

2. 3 Τοπολογίες Αντιστροφέν Πολλαπλών Επιπέδων

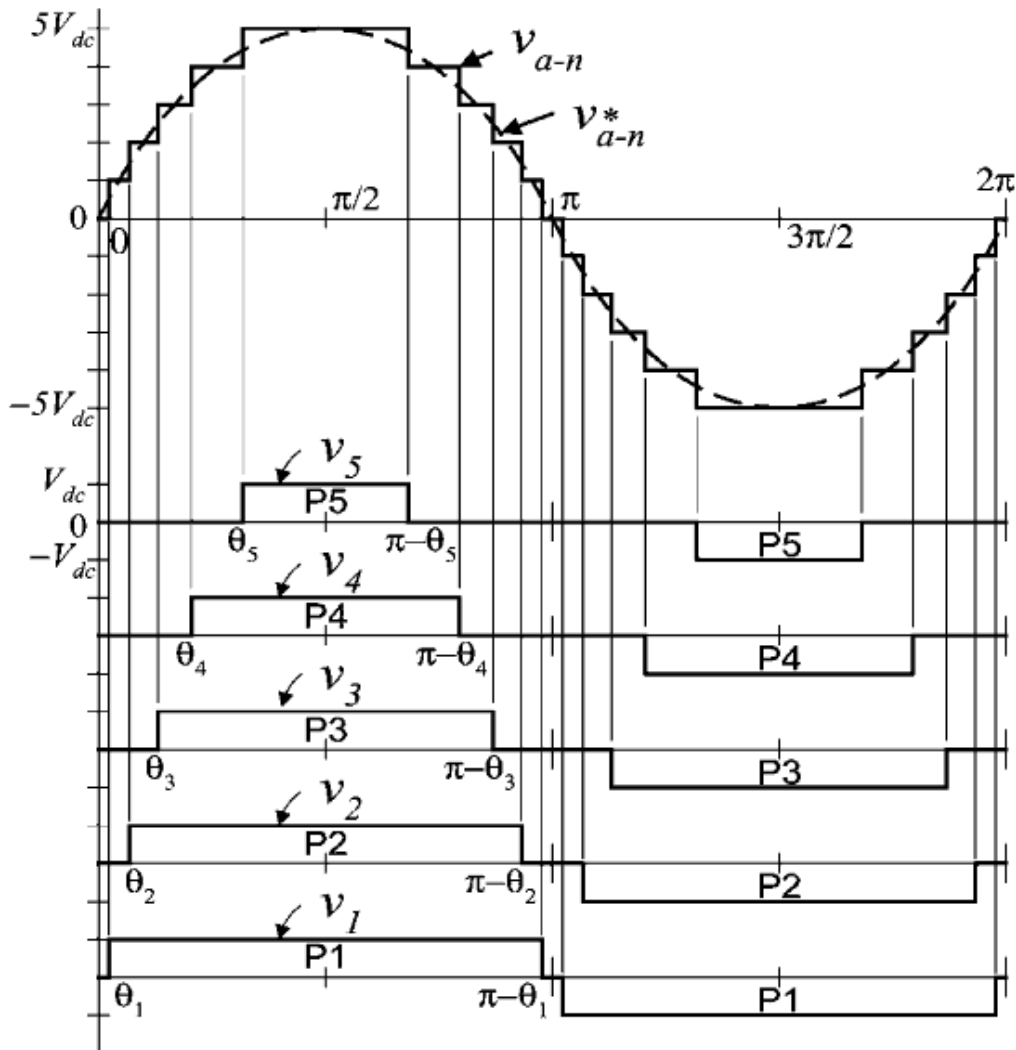
2. 3. 1 Σύνδεση Αντιστροφέν Γέφυρας σε Σειρά (Cascaded H-Bridges)

Η τοπολογία είναι η ακόλουθη για 3 πηγές τάσης στην είσοδο:



Σχήμα 2. 2 Σύνδεση Αντιστροφέν Γέφυρας σε σειρά (Cascaded h-Bridges)

Η είσοδος αποτελείται από s ξεχωριστές DC πηγές. Η τάση εξόδου ενός τέτοιου αντιστροφέα αποτελείται από $2s+1$ επίπεδα τάσης και με την κατάλληλη επεξεργασία αξιοποιούμε τη θεμελιώδη συνιστώσα. Η τάση εξόδου για 5 πηγές εισόδου περιγράφεται στο σχήμα 2. 3

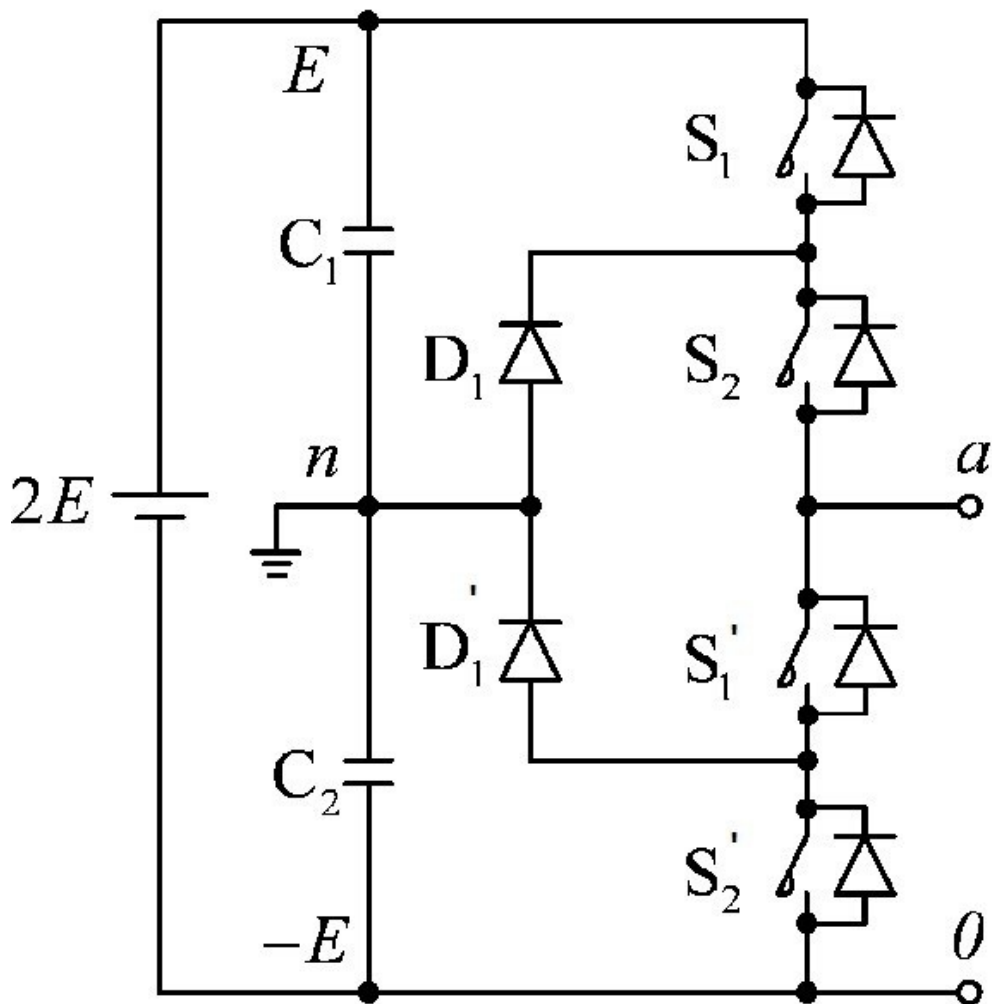


Σχήμα 2. 3 Κυματομορφή Τάσης Εξόδου Αντιστροφέα 11 Επιπέδων[11]

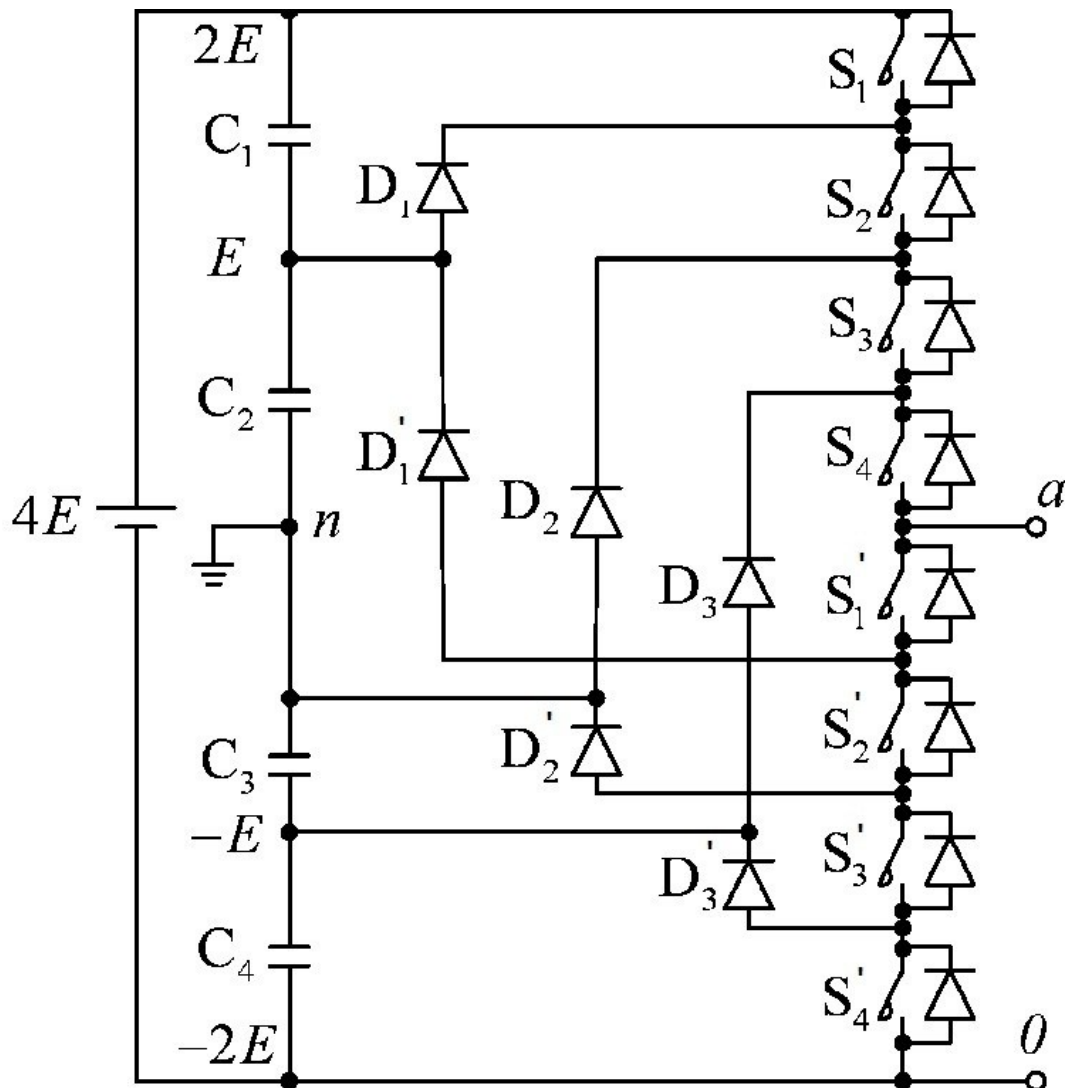
Η κάθε βαθμίδα μπορεί να παράγει $+V_{dc}$, $-V_{dc}$, ή 0 στη μονοπολική λειτουργία. Πρέπει να σημειωθεί ότι αυτή η τοπολογία έχει πολύ χαμηλά ποσοστά EMI (Electromagnetic Interference). Ακόμη, δεν αντιμετωπίζει προβλήματα αστάθειας τάσης. Ενδείκνυται για φωτοβολταϊκές εγκαταστάσεις και οδήγηση μεγάλων κινητήρων, για παράδειγμα σε ηλεκτρικά τρένα. Είναι και η τοπολογία που θα μας απασχολήσει περισσότερο στην εκπόνηση της διπλωματικής αυτής εργασίας[10].

2. 3. 2 Αντιστροφέας πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού (Diode-Clamped multilevel inverter)

Η τοπολογία για τάση 3 επιπέδων φαίνεται στο σχήμα 2. 4 , ενώ για τάση 5 επιπέδων στο σχήμα 2. 5



Σχήμα 2. 4 Αντιστροφέας πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού 3-επιπέδων[11]



Σχήμα 2. 5 Αντιστροφέας πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού 5-επίπεδα[11]

Παρατηρούμε ότι η διαφορά δυναμικού μεταξύ του κάθε πυκνωτή είναι $\frac{V_{dc}}{4}$. Για να παράγουμε N επίπεδα τάσης εξόδου χρειαζόμαστε N-1 πυκνωτές. Άρα μπορούμε να δημιουργήσουμε πολλά επίπεδα τάσης εξόδου σε συνδυασμό είτε με το σημείο μηδενικού δυναμικού, είτε με οποιοδήποτε άλλο επίπεδο. Απαιτεί όμως υψηλό κόστος κατασκευής εξαιτίας των πολλών διακοπτικών στοιχείων και υπάρχει πρόβλημα αστάθειας καθώς αν το σημείο μηδενικού δυναμικού αποκτήσει δυναμικό εξαιτίας της μη τέλειαις διαίρεσης τάσης, τότε θα έχουμε σημαντική διακύμανση τάσης στην έξοδο.

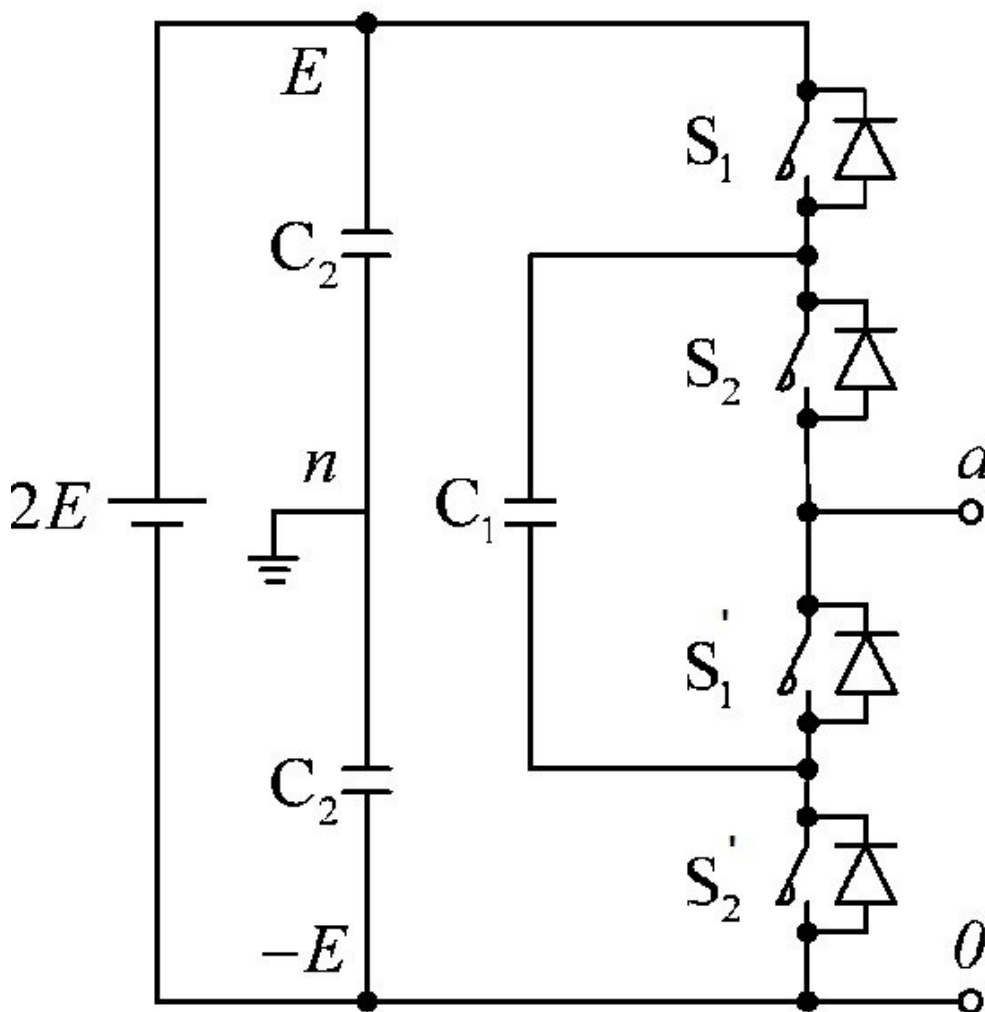
Ας εξετάσουμε τώρα το κύκλωμα 3 επιπέδων. Η τάση V_{an} μπορεί να πάρει τις τιμές $\frac{V_{dc}}{2}, -\frac{V_{dc}}{2}, 0$. Για να πάρουμε τάση $\frac{V_{dc}}{2}$ στην έξοδο πρέπει να ενεργοποιηθούν οι διακόπτες S_1, S_2 . Για $-\frac{V_{dc}}{2}$ πρέπει να ενεργοποιηθούν οι S_1', S_2' , ενώ για $V_{an}=0$ οι S_1', S_2 . Όταν είναι ενεργοποιημένοι οι διακόπτες S_1 και S_2 η τάση ανάμεσα στο a και το 0 είναι V_{dc} ($V_{a0}=V_{dc}$). Σε αυτήν την περίπτωση η δίοδος D_1' εξισορροπεί την τάση μεταξύ S_1' και S_2' με τον S_1' να μπλοκάρει την τάση από τον C_1 και τον S_2' να μπλοκάρει την τάση από τον C_2 που είναι $\frac{V_{dc}}{2}$. Παρατηρούμε ακόμη ότι αν παίρναμε ως έξοδο την V_{a0} , τότε το κύκλωμά μας θα ήταν ένας dc/dc μετατροπέας με τάση εξόδου $\frac{V_{dc}}{2}, -\frac{V_{dc}}{2}, 0$. Για να περιγραφεί πιο κατανοητά η λειτουργία του θα εξετάσουμε τι συμβαίνει στον αντιστροφέα των 5 επιπέδων με την ενεργοποίηση διαφόρων διακοπών:

- Για τάση εξόδου $V_{an} = \frac{V_{dc}}{2}$ πρέπει να ενεργοποιηθούν οι διακόπτες S_1-S_4 .
- Για τάση εξόδου $V_{an} = \frac{V_{dc}}{4}$ πρέπει να ενεργοποιηθούν οι S_1-S_4 και ο S_1' .
- Για τάση εξόδου $V_{an}=0$ πρέπει να ενεργοποιηθούν οι S_3 και S_4 και οι S_1' και S_2' .
- Για τάση εξόδου $V_{an} = -\frac{V_{dc}}{4}$ πρέπει να ενεργοποιηθούν οι S_4 και $S_1'-S_3'$.
- Για τάση εξόδου $V_{an} = -\frac{V_{dc}}{2}$ πρέπει να ενεργοποιηθούν οι $S_1'-S_4'$.

Όπως παρατηρούμε υπάρχουν 4 συμπληρωματικά ζευγάρια διακοπτικών στοιχείων. Ακόμη τα διακοπτικά στοιχεία πρέπει να είναι ικανά να αντέξουν τάση $\frac{V_{dc}}{N-1}$. Οι δίοδοι όμως πρέπει να αντέξουν πολύ μεγαλύτερη τάση. Για παράδειγμα με ενεργοποιημένους τους $S_2'-S_4'$ η D_1' πρέπει να μπλοκάρει την τάση 3 πυκνωτών, δηλαδή τάση $\frac{3V_{dc}}{4}$. Για να αντέξουν οι δίοδοι τοποθετούμε περισσότερες από μία σε σειρά για τον ισοκαταμερισμό της τάσης. Για έναν αντιστροφέα λοιπόν N επιπέδων χρειαζόμαστε $(N-1)(N-2)$ δίοδους ανά φάση. Γίνεται αντιληπτό ότι όσο αυξάνουμε επίπεδα και για υψηλές τάσεις γίνεται απαγορευτική η χρήση αυτής της διάταξης, καθώς υπάρχει τόσο το

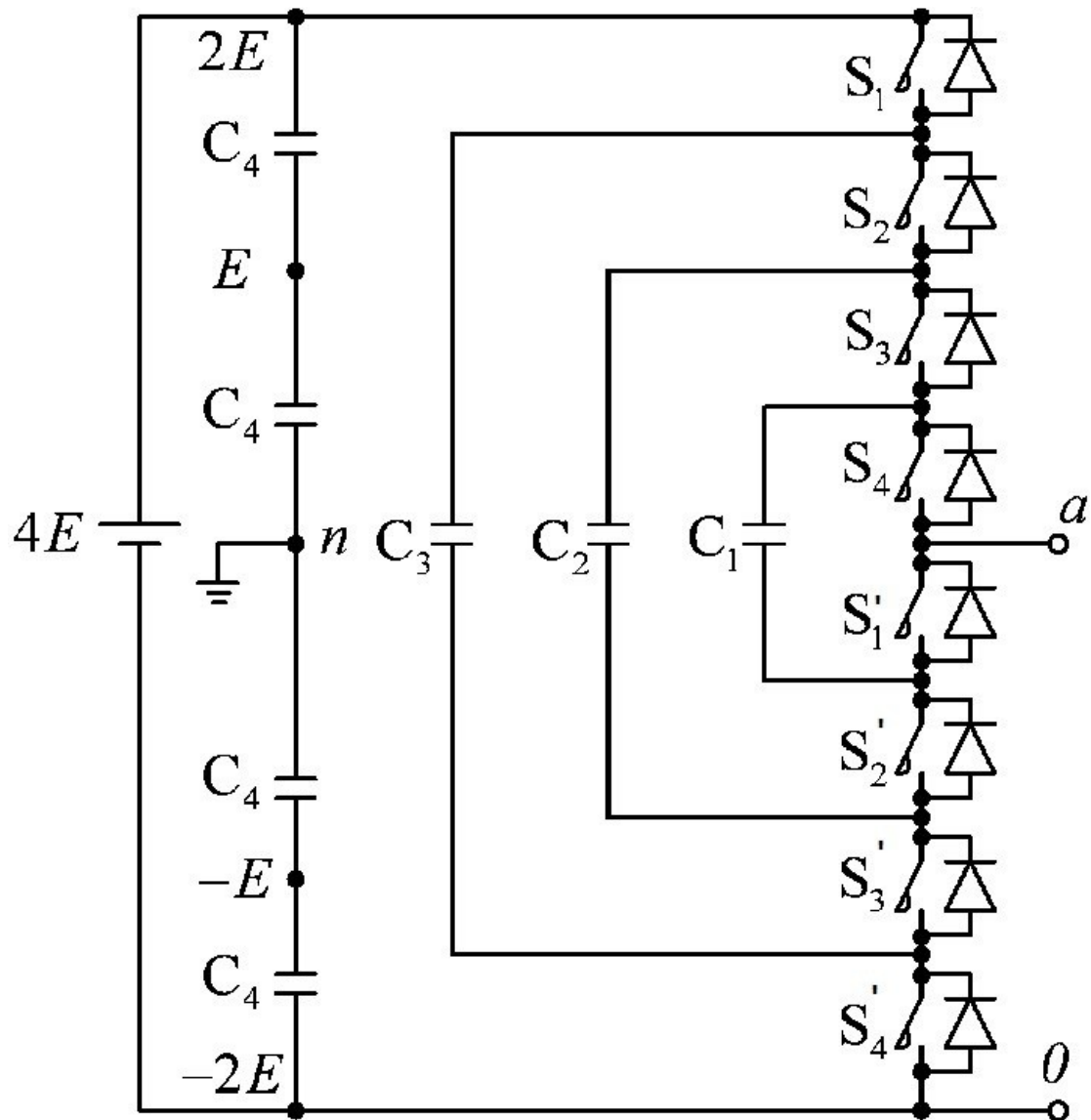
σχεδιαστικό πρόβλημα με τις διόδους, όσο και το πρόβλημα της αστάθειας τάσης με το ουδέτερο σημείο[10].

2. 3. 3 Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές (Flying-Capacitors Multilevel Inverters)



Σχήμα 2. 6 Αντιστροφέας 3 επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές[11]

Η τοπολογία για 3 επίπεδα τάσης φαίνεται στο σχήμα 2. 6, ενώ για 5 επίπεδα τάσης στο σχήμα 2. 7.



Σχήμα 2. 7 Αντιστροφέας 5 επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές[11]

Οι πυκνωτές που είναι παράλληλα στην είσοδο και σε σειρά μεταξύ τους είναι υπεύθυνοι για τον ισοκαταμερισμό της τάσης. Οι άλλοι πυκνωτές καλούνται πυκνωτές εσωτερικού βρόχου.

Και σε αυτήν την τοπολογία συναντούμε το πρόβλημα με το σημείο μηδενικού δυναμικού σε ακραίες καταστάσεις λειτουργίας.

Στον αντιστροφέα 3 επιπέδων για να έχουμε στην έξοδο επίπεδο $\frac{V_{dc}}{2}$ πρέπει να είναι ενεργοποιημένοι οι διακόπτες S_1 και S_2 . Για να έχουμε $-\frac{V_{dc}}{2}$ πρέπει να είναι ενεργοποιημένοι οι διακόπτες S_1' και S_2' , ενώ για να είναι 0 πρέπει να είναι ενεργοποιημένοι οι S_1, S_1' ή οι S_2, S_2' . Οι πυκνωτές εσωτερικού βρόχου φορτίζονται όταν οι S_1 και S_1' είναι ενεργοποιημένοι και εκφορτίζονται όταν όταν οι S_2 και S_2' είναι ενεργοποιημένοι.

Η διαμόρφωση της τάσης εξόδου παρουσιάζει πολύ μεγαλύτερη ευελιξία από ότι στη διάταξη με τις διόδους περιορισμού. Ας εξετάσουμε τώρα τον αντιστροφέα 5 επιπέδων. Η τάση V_{an} μπορεί να καθοριστεί ως εξής:

- Για τάση εξόδου $V_{an} = \frac{V_{dc}}{2}$ ενεργοποιούμε τους S_1-S_4
- Για τάση εξόδου $V_{an} = \frac{V_{dc}}{4}$ υπάρχουν 3 συνδυασμοί κλειστών διακοπών:
 - S_1, S_2, S_3, S_1'
 - S_2, S_3, S_4, S_4'
 - S_1, S_3, S_4, S_3'
- Για τάση εξόδου $V_{an}=0$ υπάρχουν 6 συνδυασμοί κλειστών διακοπών:
 - S_1, S_2, S_1', S_2'
 - S_3, S_4, S_3', S_4'
 - S_1, S_3, S_1', S_3'
 - S_1, S_4, S_2', S_3'
 - S_2, S_4, S_2', S_4'
 - S_2, S_3, S_1', S_4'

- Για τάση εξόδου $V_{an} = -\frac{V_{dc}}{4}$ υπάρχουν 3 συνδυασμοί κλειστών διακοπών:

$$-S_1, S_1', S_2', S_3'$$

$$-S_4, S_2', S_3', S_4'$$

$$-S_3, S_1', S_3', S_4'$$

- Για τάση εξόδου $V_{an} = -\frac{V_{dc}}{2}$ ενεργοποιούμε τους:

$$S_1'-S_4'$$

Με τη σωστή επιλογή των πυκνωτών είναι πιθανό να ισορροπίσουμε τη φόρτισή τους. Χρειαζόμαστε $N-1$ πυκνωτές για τη διαίρεση τάσης και

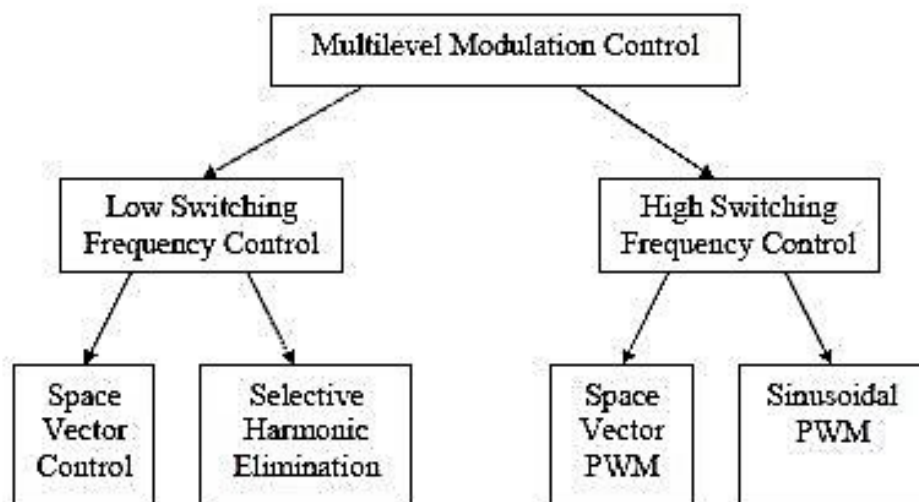
$$(N - 1) * \frac{N-2}{2} \text{ πυκνωτές εσωτερικού βρόχου.}$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι υπάρχουν και υβριδικές τοπολογίες αντιστροφών ανάλογα με τις εκάστοτε ανάγκες και εφαρμογές. Σε αυτό το σημείο θα αναφερθούμε περιληπτικά στους τρόπους ελέγχου των αντιστροφών αυτών.

2. 4 Τεχνικές Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών για Αντιστροφείς Πολλαπλών Επιπέδων

2. 4. 1 Τεχνικές Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (PWM)

Οι τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών χωρίζονται σε δύο κατηγορίες: στη διαμόρφωση με υψηλή διακοπτική συχνότητα και στη διαμόρφωση με χαμηλή διακοπτική συχνότητα.



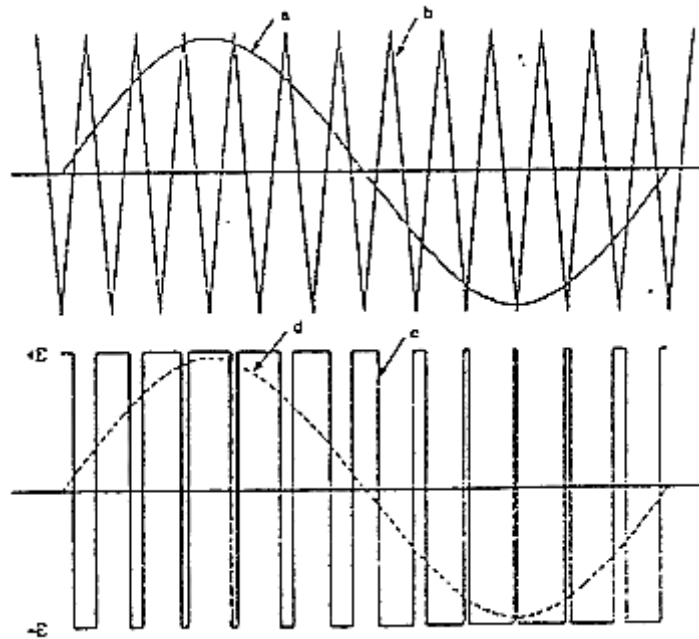
Σχήμα 2. 8 Κατηγοριοποίηση τεχνικών διαμόρφωσης εύρους παλμών[10]

Οι υποκατηγορίες αναλύονται στη συνέχεια.

2. 4. 2 Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (SPWM)

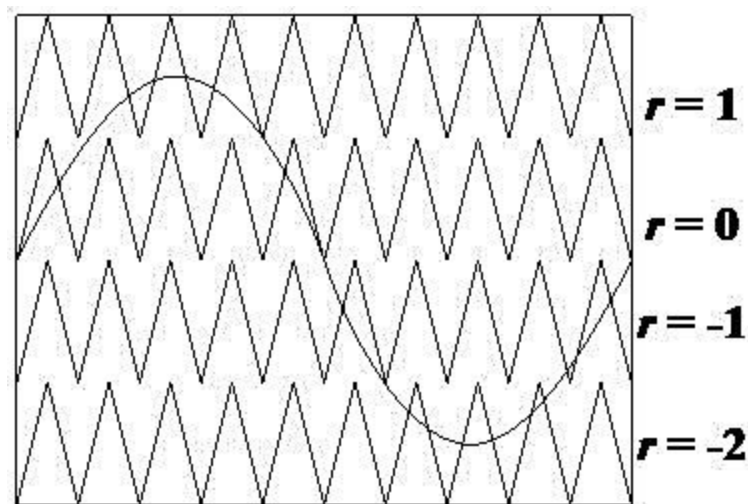
Με αυτήν την τεχνική ο αντιστροφέας λειτουργεί σε υψηλή διακοπτική συχνότητα. Παράγεται ένα ημιτονικό σήμα αναφοράς μεταβλητού πλάτους και συχνότητας και μία τριγωνική κυματομορφή φορέα. Η συχνότητα της αναφοράς ρυθμίζει τη συχνότητα της θεμελιώδους συνιστώσας της κυματομορφής της τάσης εξόδου. Η συχνότητα του φορέα ρυθμίζει τη διακοπτική συχνότητα όπου για εφαρμογές υψηλών τάσεων κειμένεται από 2Khz μέχρι 5Khz καθώς μετά οι απώλειες είναι ασύμφορες. Η πρώτη αρμονική εξαλείφεται με ένα φίλτρο μικρών διαστάσεων καθώς σχεδιάζεται για

να καταστέλει αρμονικές σε υψηλές συχνότητες. Οι δύο κυματομορφές παρουσιάζονται στο σχήμα 2. 9 . Όταν η αναφορά είναι πάνω από τον φορέα η τάση εξόδου είναι high, ενώ όταν η αναφορά είναι κάτω από τον φορέα η τάση εξόδου είναι Low.



Σχήμα 2. 9 Κυματομορφές Αναφοράς-Φορέα και Τάσεως Εξόδου[10]

Για αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων τα σήματα που συγκρίνονται έχουν ως εξής:



Σχήμα 2. 10 Κυματομορφές Αναφοράς-Φορέα για Αντιστροφή 9 Επιπέδων[10]

Παρατηρούμε δηλαδή ότι έχουμε περισσότερους φορείς και 1 σήμα αναφοράς. Το κάθε σήμα φορέα μας καθορίζει αν η έξοδος θα είναι high ή low για το συγκεκριμένο επίπεδο. Στη συγκεκριμένη περίπτωση έχουμε 4 ανεξάρτητες dc πηγές που γεννούν 9 επίπεδα τάσης εξόδου.

Η τεχνική αυτή είναι από τις πιο διαδεδομένες αλλά δε συνίσταται για πολύ υψηλές τάσεις και ισχύς, καθώς θα προκύψουν αρκετές απώλειες εξαιτίας της υψηλής σχετικά διακοπτικής συχνότητας. Είναι όμως η πιο απλή σε επίπεδο υλοποίησης και κατασκευής.

2. 4. 3 Τεχνική Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών με βάση τα Διακριτά Διανύσματα της Τάσης Εξόδου (SVPWM)

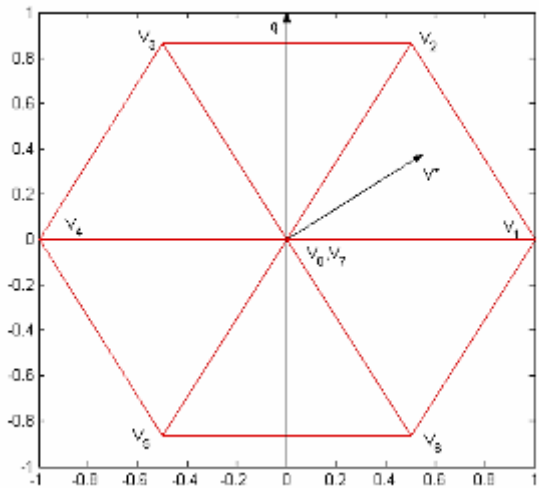
Τα τελευταία χρόνια η τεχνική αυτή είναι ιδιαίτερα διαδεδομένη στους ηλεκτρονικούς μετατροπείς ισχύος. Αρχικά η έννοια των διακριτών ή χωρικών διανυσμάτων (space vector) χρησιμοποιήθηκε για την αποτελεσματική οδήγηση κινητήρα. Η αρχή στην οποία στηρίχθηκε η ανάπτυξη αυτής της τεχνικής είναι η δυνατότητα να εκφραστούν οι τάσεις εξόδου του αντιστροφέα ως σταθερά διακριτά διανύσματα στο επίπεδο d-q. Τα διανύσματα αυτά ονομάζονται και χωρικά και βρίσκονται στο μιγαδικό επίπεδο αφού οι τάσεις είναι συμμετρικές και συνεχείς και μπορούμε ιδιαίτερα στους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων να μηδενίσουμε τη συνιστώσα μηδενικής ακολουθίας. Έτσι με 2 διανύσματα μπορούμε να ελέγξουμε την τάση.

Έπειτα επεκτάθηκε στους μετατροπείς που έχουν μεταβλητής συχνότητας τάση εξόδου. Είναι ιδιαίτερα πολύπλοκη στην υλοποίησή της τόσο από άποψη υπολογιστικού φόρτου, ειδικά όσο ο αριθμός των dc πηγών ανεβαίνει και τότε η πολυπλοκότητα είναι δραματική, όσο και από επίπεδο hardware καθώς απαιτεί πολύ καλά μετρητικά ρεύματος. Βέβαια με την ανάπτυξη των μικροεπεξεργαστών (DSP) γίνεται ευρεία χρήση αυτής της τεχνικής. Η τεχνική αυτή είναι ιδιαίτερα αποτελεσματική για τάση μεταβλητής συχνότητας.

Για πολυεπίπεδους αντιστροφείς υπολογίζεται το duty cycle του διανύσματος από τον ακόλουθο τύπο

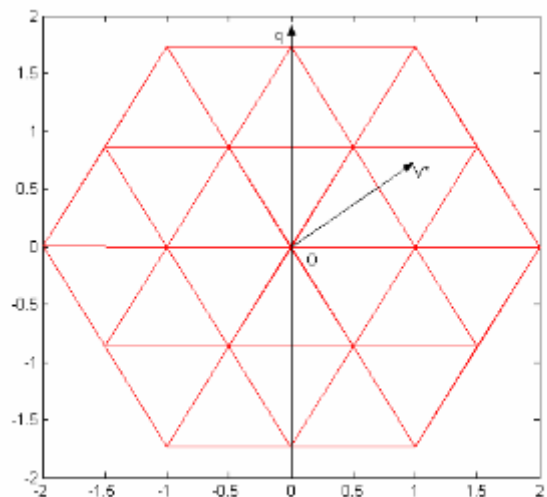
$$\vec{V}^* = \frac{T_j \vec{V}_j + T_{j+1} \vec{V}_{j+1} + T_{j+2} \vec{V}_{j+2}}{T}$$

Θα παρουσιάσουμε τα διανύσματα για αντιστροφή 3 επιπέδων:



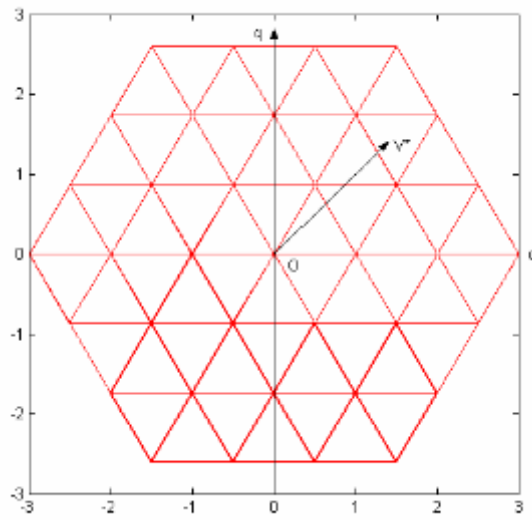
Σχήμα 2. 11 Διανύσματα Αντιστροφέα 3 Επιπέδων[10]

Για αντιστροφή 5 επιπέδων είναι:



Σχήμα 2. 12 Διανύσματα Αντιστροφέα 5 Επιπέδων[10]

Και τέλος για αντιστροφή 7 επιπέδων είναι:



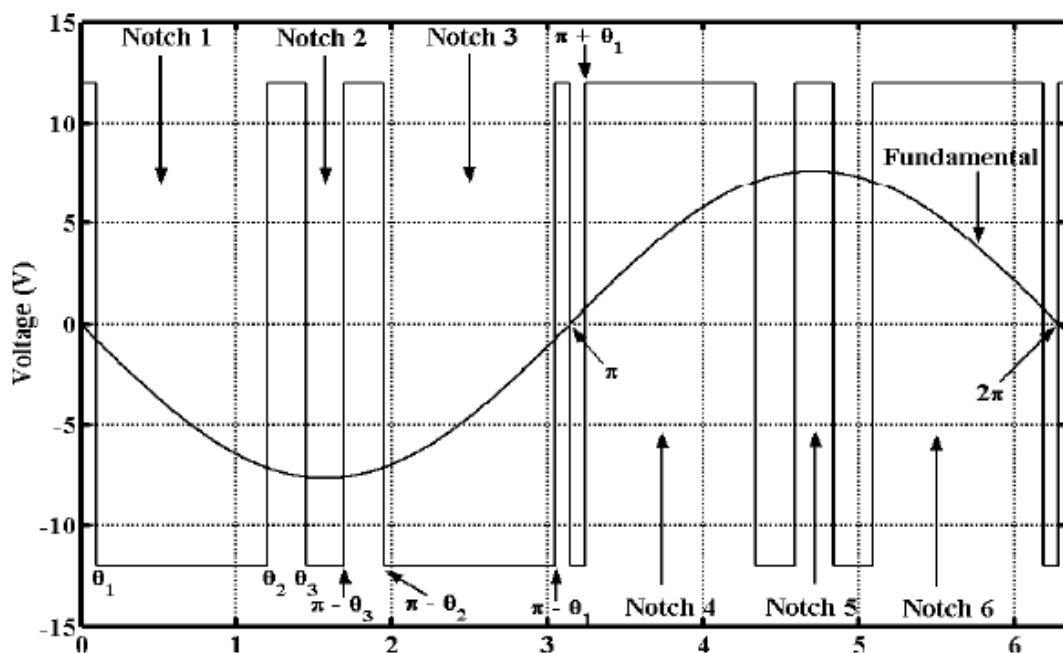
Σχήμα 2. 13 Διανύσματα Αντιστροφέα 7 επιπέδων[10]

2. 4. 4 Τεχνική Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών με την Επιλεκτική Εξάλειψη των Αρμονικών (SHEPWM)

Η τεχνική αυτή διαμόρφωσης παλμών λειτουργεί σε πολύ χαμηλή διακοπτική συχνότητα. Ουσιαστικά έχοντας υπολογίσει και αποθηκεύσει στο μικροεπεξεργαστή τους χρόνους έναυσης των διακοπτικών στοιχείων, τους επιβάλουμε να σχηματίσουν μια τάση απαλλαγμένη από αρμονικές χαμηλής τάξης. Τις ανώτερες αρμονικές μπορούμε να τις εξαλείψουμε μετά με ένα φίλτρο . Ετσι περιορίζουμε και τα ποσοστά EMI του αντιστροφέα μας. Ειδικά για αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων είναι ιδιαίτερα αποτελεσματική τεχνική. Ας αναφερθούμε όμως στην τεχνική αυτή με το συμβατικό αντιστροφέα , ώστε να γίνει καλύτερα αντιληπτή.

ΔΙΠΟΛΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ (BIPOLAR PWM)

Στη διπολική PWM τεχνική η τάση εξόδου είναι είτε $+V_{dc}$ είτε $-V_{dc}$. Στο ακόλουθο παράδειγμα έχουμε dc τάση 12V.



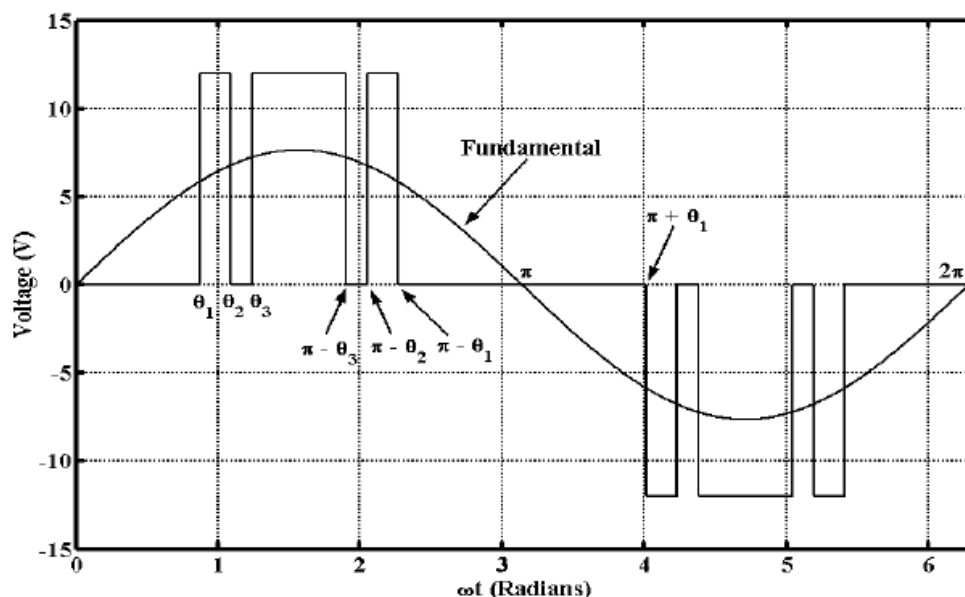
Σχήμα 2. 14 Διπολική Διαμόρφωση Εύρους Παλμών[11]

Έχουμε λοιπόν κάποιες προκαθορισμένες τιμές θ_i που δημιουργούν κάποιες εγκοπές στην τάση εξόδου. Οι εγκοπές αυτές είναι σε πλήθος διπλάσιες από τις γωνίες έναυσης. Χρησιμοποιώντας τις σειρές Fourier, αναλύουμε την τάση αυτή σε σειρά Fourier και καθορίζουμε τις γωνίες θ_i ώστε να ρυθμίζουμε τη

θεμελιώδη συνιστώσα της τάσης και να περιορίζουμε σημαντικά N-1 αρμονικές, αν N είναι το πλήθος των γωνιών έναυσης. Για παράδειγμα με 3 γωνίες έναυσης μπορούμε να καταστείουμε 2 αρμονικές με ελεγχόμενη τάση εξόδου. Το θετικό με αυτή την τεχνική είναι ότι ανταποκρίνεται πολύ ικανοποιητικά σε υψηλούς συντελεστές διαμόρφωσης πλάτους και αυτό θα αποδειχθεί και στη συνέχεια. Επίσης είναι πολύ εύκολη τεχνική ως προς την υλοποίηση και την παραγωγή παλμών. Έχει όμως 2 μειονεκτήματα. Έχει σημαντικά ποσοστά ηλεκτρομαγνητικής παρενόχλησης EMI. Αυτό συμβαίνει επειδή διαχειρίζεται τάσεις επιπέδου $2V_{dc}$. Επίσης, έχει υψηλή αρμονική παραμόρφωση για χαμηλούς συντελεστές διαμόρφωσης πλάτους.

ΜΟΝΟΠΟΛΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ (UNIPOLAR PWM)

Είναι μία διαφορετική τεχνική που χρησιμοποιείται στην επιλεκτική εξάλειψη αρμονικών. Εδώ η τάση εξόδου είναι $+V_{dc}$, $-V_{dc}$ ή 0. Επίσης η τάση αλλάζει από επίπεδο V_{dc} στο 0 και μετά πηγαίνει πάλι σε επίπεδο V_{dc} θετικό ή αρνητικό. Η κυματομορφή της τάσης εξόδου στη μονοπολική είναι ως εξής:

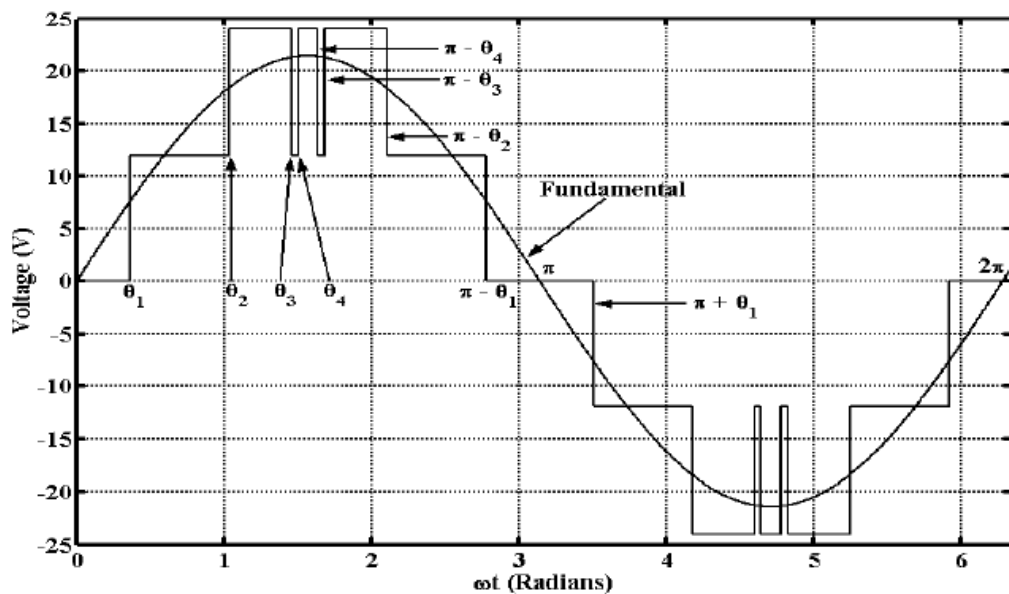


Σχήμα 2. 15 Μονοπολική Διαμόρφωση Εύρους Παλμών[11]

Πρέπει να σημειώσουμε ότι οι γωνίες είναι συμμετρικές ως προς το $\frac{1}{4}$ της περιόδου, αλλά και ως προς το μισό της περιόδου. Και σε αυτή την περίπτωση θα χρησιμοποιήσουμε τις σειρές fourier. Οι παλμοί είναι διπλάσιοι των χρόνων έναυσης των διακοπτικών. Ως προς την επίλυση, η μονοπολική τεχνική φέρει κάποιες λιγότερες σταθερές, είναι επομένως ευκολότερο να επιλυθεί. Η μονοπολική τεχνική ανταποκρίνεται τόσο σε χαμηλούς συντελεστές διαμόρφωσης πλάτους, όσο και σε υψηλές τιμές αυτών. Μοιράζεται δηλαδή θετικά στοιχεία της διπολικής. Ακόμα η μονοπολική τεχνική δημιουργεί μικρότερη εκπομπή EMI επειδή η μετάβαση είναι της τάξης του ενός DC επιπέδου[11].

VIRTUAL STAGE PWM

Πρόκειται για μία νέα τεχνική εξάλειψης αρμονικών. Όταν χρησιμοποιούμε μονοπολική τεχνική συνήθως έχουμε 1 dc πηγή και 1 συγκεκριμένη αλληλουχία ανοιγοκλεισίματος των διακοπών. Στη διπολική αντίστοιχα παίρνουν μέρος όλες οι πηγές ταυτόχρονα. Στη virtual PWM όμως παίρνουν μέρος μόνο οι πηγές που εμείς χρειαζόμαστε για να εξάγουμε την κατάλληλη τάση στην έξοδο. Στο ακόλουθο παράδειγμα έχουμε 2 dc πηγές ,αλλά 4 γωνίες έναυσης.



Σχήμα 2. 16 Virtual Stage PWM[11]

Η τρίτη και τέταρτη γωνία έναυσης θα παράγουν μηδενική τάση εξόδου για τόσο χρόνο ώστε να εξαλείψουμε παραπάνω αρμονικές. Είναι μία τεχνική που μας οδηγεί σε πολύ χαμηλές τιμές THD_v. Αξίζει να τονίσουμε ότι αυτή η τεχνική μπορεί να λειτουργήσει αποδοτικά τόσο για χαμηλές τιμές του συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους, όσο και για υψηλές τιμές[11].

2. 4. 5 Τεχνική ελαχιστοποίησης Κυμάτωσης Ρεύματος (MRCPWM)

Είναι μία υποπερίπτωση της Επιλεκτικής Εξάλειψης των Αρμονικών. Με τη μέθοδο αυτή εξαλείφουμε τις χαμηλότερες αρμονικές του ρεύματος, ενισχύονται όμως οι υψηλότερες. Όμως στα βιομηχανικά φορτία και ειδικότερα στους κινητήρες οι απώλειες λόγω αρμονικών καθορίζονται από την ενεργό τιμή της κυμάτωσης του ρεύματος της μηχανής και αυτό είναι το μέγεθος που μας ενδιαφέρει και που πρέπει να ελαχιστοποιείται και όχι η εξάλειψη των επιμέρους αρμονικών συνιστωσών.

2. 4. 6 Τεχνική Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών με Έλεγχο Ρεύματος Εντός Σταθερής Ζώνης Υστέρησης (HBCCPWM)

Είναι μία μέθοδος ελέγχου με συνεχή και στιγμιαία ανάδραση ρεύματος όπου το πραγματικό ρεύμα φορτίου ακολουθεί την κυματομορφή του ρεύματος αναφοράς εντός της προκαθορισμένης ζώνης υστέρησης. Το κύκλωμα ελέγχου παράγει την κυματομορφή του επιθυμητού ρεύματος με το κατάλληλο πλάτος και την κατάλληλη συχνότητα. Το πραγματικό ρεύμα της κάθε φάσης συγκρίνεται με την ιδανική κυματομορφή και αν το ξεπεράσει η τάση εξόδου από high γίνεται low. Στην αντίστροφη περίπτωση όπου το ρεύμα πέσει κάτω από την επιθυμητή τιμή τη τάση εξόδου θα δώσει high προκειμένου να αντισταθμίσει την πτώση αυτή. Έτσι το ρεύμα υστέρησης θα έχει μια συνεχή τριγωνική μορφή που θα προσεγγίζει ημίτονο. Η κυμάτωση του ρεύματος και η διακοπτική συχνότητα καθορίζονται από το εύρος της ζώνης υστέρησης. Όσο μειώνεται δηλαδή το εύρος της ζώνης υστέρησης τόσο αυξάνεται η διακοπτική συχνότητα και μειώνεται η κυμάτωση του ρεύματος. Πρόκειται για μία απλοϊκή διάταξη που μένει ανεπηρέαστη από τυχόν κυματώσεις της dc τάσης και της ταχύτατης απόκρισης του συστήματος. Το μειονέκτημα είναι ότι έχει μεταβαλλόμενη διακοπτική συχνότητα που εξαρτάται από το εύρος της ζώνης υστέρησης.

2. 5 Ανακεφαλαίωση

Στο κεφάλαιο αυτό αναφερθήκαμε στα πλεονεκτήματα των αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων, καθώς και στις εφαρμογές που ενδείκνυται η χρήση τους. Αναφερθήκαμε στις πιο διαδεδομένες τοπολογίες, καθώς και στον έλεγχο αυτών. Ακολουθεί ανάλυση και επίλυση της διαμόρφωσης εύρους παλμών με την επιλεκτική εξάλειψη των αρμονικών για τριφασικούς αντιστροφείς.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

Διαμόρφωση Εύρους Παλμών με την Επιλεκτική Εξάλειψη των Αρμονικών (SHEPWM) για τριφασικούς αντιστροφείς

3. 1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο θα αναλυθεί η τεχνική της επιλεκτικής εξάλειψης αρμονικών και θα επιλυθεί για όλες τις τιμές του συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους για αντιστροφέα τριφασικό. Οι τιμές που προκύπτουν για μονοφασικό και τριφασικό σύστημα είναι διαφορετικές και οφείλεται στο γεγονός ότι στον τριφασικό αντιστροφέα δεν υπολογίζουμε στις εξισώσεις τις τριπλές αρμονικές, καθώς τον συνδεσμοποιούμε σε τρίγωνο και αυτές καταστέλλονται.

3. 2 Μαθηματική Ανάλυση για 3 Επίπεδα Τάσης

Ο τετραγωνικός περιοδικός παλμός που απεικονίζει την τάση εξόδου έχει περιττή συμμετρία και συμμετρία τετάρτου κύματος, δηλαδή ισχύει :

$$f(t) = -f(T - t) \text{ και ακόμη } f(t) = f\left(\frac{T}{2} - t\right) \quad (3. 1)$$

όπου T η περίοδος του κύματος f(t).

Η αναλυτική έκφραση της σειράς Fourier είναι

$$f(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{k=1}^{+\infty} \{A_k * \sin(k\omega_0 t) + B_k \cos(k\omega_0 t)\} \quad (3. 2)$$

όπου A_0 η συνεχής συνιστώσα της f(t) και ω_0 η θεμελιώδης κυκλική συχνότητα.

Εξαιτίας της περιττής συμμετρίας:

$$A_0 = B_n = 0$$

Δηλαδή η περιπτή συμμετρία μηδενίζει τους συντελεστές B_n καθώς και τη συνεχή συνιστώσα. Η συμμετρία τετάρτου κύματος μηδενίζει τις άρτιες αρμονικές και έτσι λοιπόν έχουμε $A_{2k} = 0$.

Άρα τα πλάτη των αρμονικών που απομένουν έχουν τα εξής πλάτη αν είχαμε μόνο 3 επίπεδα τάσης:

$$A_{2k+1} = \frac{4*V_{dc}}{(2k+1)\pi} \cos[(2k + 1)\omega_0 t_1] \quad (3. 3)$$

t_1 =firing time,δηλαδή ο χρόνος έναυσης των Igbts, V_{dc} η συνεχής τάση εισόδου, ω_0 η θεμελιώδης κυκλική συχνότητα.

Άρα το σήμα μας είναι το:

$$f(t)=\sum_{k=0}^{+\infty} A_{2k+1} \sin[(2k + 1)\omega_0 t] \quad (3. 4)$$

και θα έχει συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης της τάσης

$$\begin{aligned} THD_V &= \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{+\infty} A_{2k+1}^2}{A_1^2}} \\ &= \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{+\infty} \left\{ \frac{(\cos[(2k + 1)\omega_0 t_1])^2}{(2k + 1)^2} \right\}}{A_1^2}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{+\infty} \left\{ \frac{(\cos[(2k + 1)\omega_0 t_1])^2}{(2k + 1)} \right\}}{[\cos(\omega_0 t_1)]^2}} \\ &= \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{+\infty} \left\{ \frac{(\cos[(2k+1)\omega_0 t_1])^2}{(2k+1)^2} \right\}}{[\cos(\omega_0 t_1)]^2}} \Leftrightarrow \\ THD_V &= \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{+\infty} \left\{ \frac{(\cos[(2k+1)\omega_0 t_1])^2}{(2k+1)^2} \right\}}{[\cos(\omega_0 t_1)]^2}} \quad (3. 5) \end{aligned}$$

Η θεμελιώδης συνιστώσα έχει πλάτος :

$$A_1 = \frac{4 \cdot V_{dc}}{\pi} * \cos(\omega_0 t_1) \quad (3.6)$$

όπου V_{dc} το πλάτος της συνεχούς τάσης εισόδου και ω_0 η θεμελιώδης κυκλική συχνότητα.

3.3 Μαθηματική Ανάλυση για s πηγές ανά φάση/2s+1 Επίπεδα Τάσης

Η συνάρτηση που περιγράφει την τάση εξόδου για s πηγές τάσης και 2s+1 επίπεδα τάσης είναι η:

$$f_s(t) = \sum_{m=1}^s f_m(t)$$

,όπου η f_m είναι η συνάρτηση τετραγωνικού παλμού του m επιπέδου. Αναλύοντάς τη κατά σειρά fourier:

$$\begin{aligned} f_s(t) &= \sum_{m=1}^s f_m(t) = \\ &= \sum_{m=1}^s \sum_{k=1}^{+\infty} \frac{4 \cdot V_{dc}}{(2k-1)\pi} \cos((2k-1)\omega_0 t_m) \sin((2k-1)\omega_0 t) = \\ &= \sum_{k=1}^{+\infty} \left\{ \sum_{m=1}^s \frac{4 \cdot V_{dc}}{(2k-1)\pi} \cos((2k-1)\omega_0 t_m) \right\} \sin((2k-1)\omega_0 t) \\ &\Rightarrow A_{s,2k-1} = \sum_{m=1}^s \frac{4 \cdot V_{dc}}{(2k-1)\pi} \cos((2k-1)\omega_0 t_m) \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow A_{s,2k-1} = \frac{4 \cdot V_{dc}}{(2k-1)\pi} * \sum_{m=1}^s \cos((2k-1)\omega_0 t_m) \quad (3.7) \end{aligned}$$

$$f_s(t) = \sum_{k=1}^{+\infty} A_{s,2k-1} \sin((2k-1)\omega_0 t) \quad (3.8)$$

Θέτω

$$m = \sum_{m=1}^s \cos(\omega_0 t_m) = s * m_a \quad (3.9)$$

m_a ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους.

Αρα προκύπτει ότι

$$A_{s,1} = \frac{4 * V_{dc}}{\pi} m = \frac{4 * V_{dc}}{\pi} s m_a \quad (3.10)$$

,όπου $A_{s,1}$ το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας, V_{dc} η dc τάση της μίας βαθμίδας, s ο αριθμός των βαθμίδων και m_a ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους.

Ο συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης της τάσης εξόδου είναι :

$$THD_V = \sqrt{\frac{\sum_{k=2}^{+\infty} A_{s,2k-1}^2}{A_1^2}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=2}^{+\infty} \left\{ \frac{(\sum_{w=1}^s \cos[(2k-1)\omega_0 t_w])^2}{(2k-1)^2} \right\}}{m^2}}$$

,όπου m από (3.9) και t_w η γωνία έναυσης της w βαθμίδας (3.11)

Επιλέγοντας κατάλληλα τους χρόνους έναυσης των διακοπτικών στοιχείων θα αποσβέσουμε τις αρμονικές που βρίσκονται κοντά στη θεμελιώδη. Τις ανώτερες αρμονικές μπορούμε να τις αποσβέσουμε με ένα παθητικό βαθυπερατό φίλτρο LC εφόσον η εφαρμογή μας έχει να κάνει με σταθερή συχνότητα τάσης εξόδου. Είναι γεγονός ότι όσα περισσότερα επίπεδα τάσης έχουμε, τόσες περισσότερες αρμονικές μπορούμε να εξαλείψουμε και τόσο καλύτερη ποιότητα τάσης εξόδου θα έχουμε[11]. Είναι προφανές ότι για τις τιμές έναυσης των διακοπτικών πρέπει να ισχύει $0 < t_i < \frac{T}{4}$

3. 4 Μαθηματική Διατύπωση του Προβλήματος της Επιλεκτικής Εξάλειψης των Αρμονικών

Επιλέγουμε τους χρόνους έναυσης t_w έτσι ώστε να μηδενίζονται τα πλάτη των αρμονικών και να ελέγχουμε το πλάτος της θεμελιώδους. Για $2s+1$ επίπεδα τάσης έχουμε τη δυνατότητα να εξαλείψουμε $s-1$ αρμονικές και να ελέγξουμε το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας. Το πλεονέκτημα που θα έχουμε αν επιλέξουμε τριφασικό αντιστροφέα είναι ότι οι τριπλές αρμονικές της θεμελιώδους εξαλείφονται από μόνες τους όταν έχουμε πολική τάση στην έξοδο, δηλαδή συνδεσμολόγηση κατά τρίγωνο. Επομένως αυτές οι $s-1$ αρμονικές που επιλέγουμε να εξαλείψουμε δεν είναι τριπλές και έτσι έχουμε τη δυνατότητα να περιορίσουμε αρκετά περισσότερες αρμονικές από ότι αν είχαμε μονοφασικό αντιστροφέα. Το πρόβλημα επομένως που έχουμε να επιλύσουμε για τριφασικό αντιστροφέα 5 πηγών τάσης είναι από εξίσωση 3. 7 και 3.10:

$$\cos(\omega_0 t_1) + \cos(\omega_0 t_2) + \cos(\omega_0 t_3) + \cos(\omega_0 t_4) + \cos(\omega_0 t_5) = m$$

$$\cos(5\omega_0 t_1) + \cos(5\omega_0 t_2) + \cos(5\omega_0 t_3) + \cos(5\omega_0 t_4) + \cos(5\omega_0 t_5) = 0$$

$$\cos(7\omega_0 t_1) + \cos(7\omega_0 t_2) + \cos(7\omega_0 t_3) + \cos(7\omega_0 t_4) + \cos(7\omega_0 t_5) = 0$$

$$\cos(11\omega_0 t_1) + \cos(11\omega_0 t_2) + \cos(11\omega_0 t_3) + \cos(11\omega_0 t_4) + \cos(11\omega_0 t_5) = 0$$

$$\cos(13\omega_0 t_1) + \cos(13\omega_0 t_2) + \cos(13\omega_0 t_3) + \cos(13\omega_0 t_4) + \cos(13\omega_0 t_5) = 0$$

(3. 12)

Προφανώς πρόκειται για ένα μη γραμμικό σύστημα που πρέπει να λύσουμε με αριθμητικές μεθόδους. Η πρώτη εξίσωση μας επιτρέπει να ελέγξουμε το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας. Να υπενθυμίσουμε ότι από την εξίσωση 3. 9 , $m=5m_a$, αφού εδώ $s=5$.

3. 5 Επίλυση του Προβλήματος της Επιλεκτικής εξάλειψης των Αρμονικών(SHEPWM)

ΟΛΟΚΛΗΡΩΤΙΚΟΙ ΠΙΝΑΚΕΣ SYLVESTER

ΘΕΩΡΗΜΑ 1

Έστω k ένα χωρίο $\in R$. Ένα πολυώνυμο $f \in k[x_1, \dots, x_n]$ δεν έχει ρίζα στο k αν δεν είναι σταθερό και δε μπορεί να μετατραπεί σε γινόμενο παραγόντων.

ΠΡΟΤΑΣΗ 1

Κάθε μη σταθερό πολυώνυμο $f \in k[x_1, \dots, x_n]$ μπορεί να γραφεί ως γινόμενο πολυωνύμων που είναι μη παραγοντοποιήσιμα στο k .

ΠΡΟΤΑΣΗ 2

Το πολυώνυμο $f \in k[x_1, \dots, x_n]$ είναι μη παραγοντοποιήσιμο στο k και το f διαιρεί το γινόμενο $g \cdot h$, για $g, h \in k[x_1, \dots, x_n]$. Τότε το f διαιρεί ή το g ή το h .

ΠΡΟΤΑΣΗ 3

Έστω $f, g \in k[x]$ πολυώνυμα βαθμού $l > 0$ και $m > 0$, αντίστοιχα. Τότε τα f και g έχουν κοινή ρίζα αν και μόνον αν υπάρχουν πολυώνυμα $A, B \in k[x]$, τέτοια ώστε

- i. A και B δεν είναι ταυτόχρονα μηδενικά.
- ii. Το A έχει βαθμό το πολύ $m-1$ και το B έχει βαθμό το πολύ $l-1$
- iii. $Af + Bg = 0$

Οι 3 προτάσεις που διατυπώθηκαν προκύπτουν από το άνωθεν θεώρημα.

Ας υποθέσουμε ότι υπάρχουν τέτοια πολυώνυμα A και B τα οποία είναι:

$$A = c_0 x^{m-1} + \dots + c_{m-1}$$

$$B = d_0 x^{l-1} + \dots + d_{l-1}$$

Τώρα ας θεωρήσουμε $l+m$ συντελεστές $c_0, \dots, c_{m-1}, d_0, \dots, d_{l-1}$ ως άγνωστες μεταβλητές. Θέλουμε λοιπόν να βρούμε τα $c_i, d_j \in k$ τέτοια ώστε $Af + Bg = 0$, όπως στην πρόταση 3.

$$f = a_0 x^l + \dots + a_l$$

$$g = b_0 x^m + \dots + b_m$$

Όπου $a_i, b_j \in k$.

Πρέπει λοιπόν $Af + Bg = 0$ και αντικαθιστούμε . Το αποτέλεσμα είναι ένα μεγάλο πολυώνυμο που θα πρέπει να είναι μηδενικό. Γνωρίζουμε ότι για να είναι ένα πολυώνυμο μηδενικό , πρέπει όλοι οι συντελεστές του να είναι 0.

Έτσι λοιπόν θα πρέπει :

$$a_0c_0 + b_0d_0 = 0 \text{ συντελεστές του } x^{l+m-1}$$

$$a_1c_0 + a_0c_1 + b_1d_0 + b_0d_1 = 0 \text{ ο συντελεστής του } x^{l+m-2}$$

.....

.....

$$a_l c_{m-1} + b_m d_{l-1} = 0 \text{ ο συντελεστής του } x^0$$

Εχουμε μετατρέψει το αρχικό μας πρόβλημα στην επίλυση ενός $l+m$ εξισώσεων με $l+m$ αγνώστους γραμμικό σύστημα.

ΟΡΙΣΜΟΣ

Δοσμένων των πολυωνύμων $f, g \in k[x]$,θετικού βαθμού, τα γράφουμε στη μορφή

$$f = a_0x^l + \dots + a_l \quad , a_0 \neq 0$$

$$g = b_0x^m + \dots + b_m \quad , b_0 \neq 0$$

Τότε ο πίνακας Sylvester των f, g ως προς x θα είναι ο τετραγωνικός πίνακας $(l+m) \times (l+m)$ των συντελεστών όπως παρουσιάζεται ακολούθως:

$$\text{Syl}(f, g, x) = \begin{pmatrix} a_0 & 0 & \cdots & 0 & b_0 & 0 & \cdots & 0 \\ a_1 & a_0 & \ddots & \vdots & b_1 & b_0 & \ddots & \vdots \\ a_2 & a_1 & \ddots & 0 & b_2 & b_1 & \ddots & 0 \\ \vdots & & \ddots & a_0 & \vdots & & \ddots & b_0 \\ & \vdots & & a_1 & & \vdots & & b_1 \\ a_{l-1} & & & & b_{m-1} & & & \\ a_l & a_{l-1} & & \vdots & b_m & b_{m-1} & & \vdots \\ 0 & a_l & \ddots & & 0 & b_m & \ddots & \\ \vdots & \ddots & \ddots & a_{l-1} & \vdots & \ddots & \ddots & b_{m-1} \\ 0 & \cdots & 0 & a_l & 0 & \cdots & 0 & b_m \end{pmatrix}$$

$$\text{Res}(f, g, x) = \det(\text{Syl}(f, g, x))$$

ΠΡΟΤΑΣΗ 4

Δοσμένων των πολυωνύμων $f, g \in k[x]$ θετικού βαθμού, τα f, g έχουν κοινή ρίζα αν και μόνον αν $\text{Res}(f, g, x) = 0$

ΑΡΙΘΜΗΤΙΚΟ ΑΠΛΟΥΣΤΕΥΜΕΝΟ ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ

$$f = x^2y - 3xy^2 + x^2 - 3xy$$

$$g = x^3y + x^3 - 4y^2 - 3y + 1$$

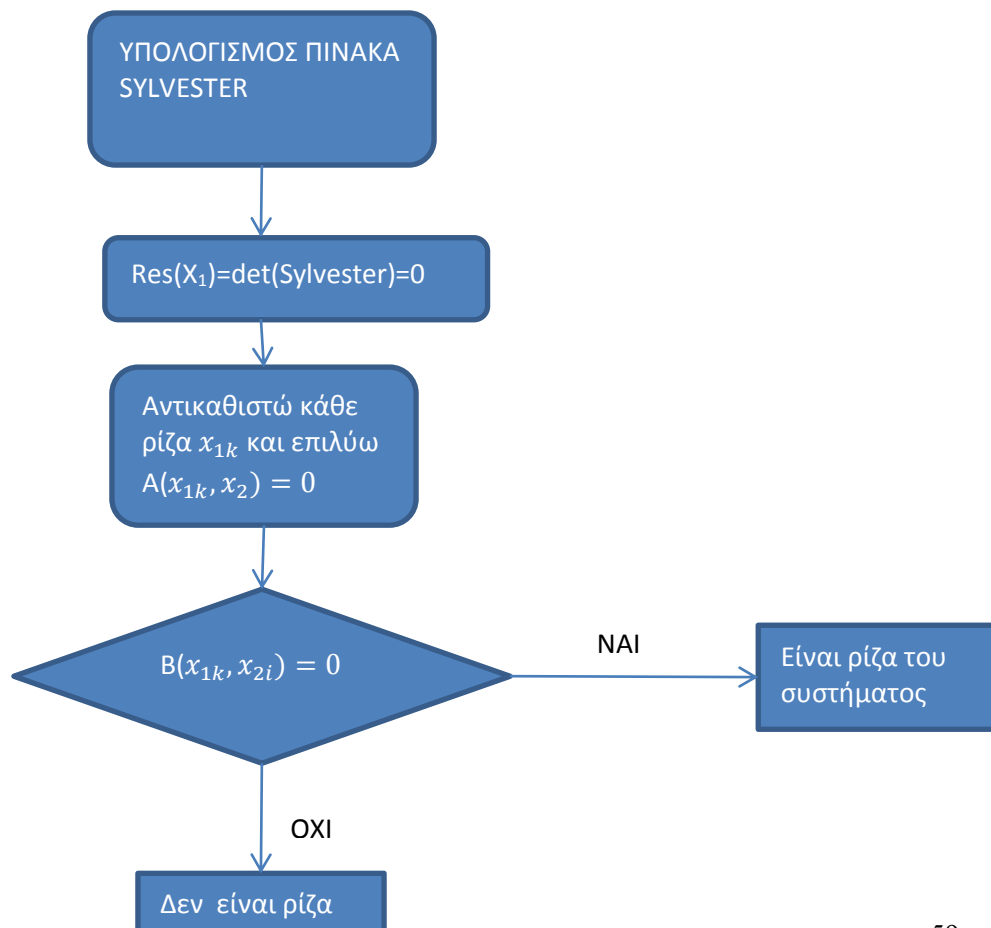
$$\text{sylvester} = \begin{bmatrix} y+1 & 0 & -3y^2-3y & 0 & 0 \\ 0 & y+1 & 0 & -3y^2-3y & 0 \\ 0 & 0 & y+1 & 0 & -3y^2-3y \\ y+1 & 0 & 0 & -4y^2-3y+1 & 0 \\ 0 & y+1 & 0 & 0 & -4y^2-3y+1 \end{bmatrix}$$

$$\text{Res}(y) = \det(\text{Sylvester}(y)) = 0 \Leftrightarrow y = -1$$

Οπότε και το σύστημα επαληθεύεται για όλα τα x .

Συνοψίζοντας λοιπόν για να εξετάσουμε αν δύο πολυώνυμα $A(x_1, x_2)$ και $B(x_1, x_2)$ έχουν κοινές ρίζες μεταξύ τους πραγματοποιούμε 6 βήματα:

1. Υπολογίζω τον πίνακα Sylvester των 2 πολυωνύμων.
2. Υπολογίζω την ορίζουσά του που είναι το ολοκληρωτικό πολυώνυμο.
3. Υπολογίζουμε τις ρίζες x_{1k} $k=0, 1, \dots, n_R$ όπου n_R είναι ο βαθμός του ολοκληρωτικού υπολοίπου $R(x_1)$
4. Αντικαθιστώ την κάθε λύση στο $A(x_1, x_2)$
5. Για $k=0, 1, \dots, n_R$ λύνω την εξίσωση $A(x_{1k}, x_2)$ για να πάρω τις ρίζες x_{2ki} $i=0, 1, \dots, n_a$ όπου n_a είναι ο βαθμός του πολυωνύμου $A(x_1, x_2)$ ως προς x_2 .
6. Τα κοινά μηδενικά των $A(x_1, x_2)$ και $B(x_1, x_2)$ είναι οι τιμές (x_{1k}, x_{2ki}) που ικανοποιούν την εξίσωση $B(x_{1k}, x_{2ki})=0$.



Σχήμα 3. 1 Διάγραμμα Ροής Εύρεσης Κοινών Ριζών 2 πολυωνύμων

3. 6 Ταυτότητες Newton και Συμμετρικά Πολυώνυμα

Όταν έχουμε ένα συμμετρικό πολυώνυμο με μεταβλητές $x_i, i=1,2,\dots,n$ τότε σύμφωνα με το θεώρημα του Newton μπορούμε να κάνουμε τον εξής μετασχηματισμό ώστε να υποβιβάσουμε την τάξη του:

$$s_k = \sum_{1 \leq i_1 \leq i_2 \leq \dots \leq i_k \leq n} x_{i_1} x_{i_2} \dots x_{i_k}$$

για $k=1,2,\dots,n$.

$$\text{Θέτουμε } p_k = \sum_{i=1}^n (x_i)^k, k=1,2,\dots,n \quad (3. 13)$$

Οι ταυτότητες Newton είναι:

$$p_k + \sum_{i=1}^{k-1} (-1)^i p_{k-i} s_i + (-1)^k k s_k = 0 \text{ για } 1 \leq k \leq n \quad (3. 14)$$

Ακόμα για $k > n$ ισχύει

$$p_k + \sum_{i=1}^n (-1)^i p_{k-i} s_i = 0 \quad (3. 15)$$

Πλέον λοιπόν με βάση τις εξισώσεις αυτές θα μετασχηματίσουμε το αρχικό μας πρόβλημα σε ένα πρόβλημα χαμηλότερης τάξης, ώστε να είναι απλούστερη η λύση του [11]-[23].

ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΠΡΟΣ ΕΠΙΛΥΣΗ

Ας θεωρήσουμε σε αυτό το σημείο ότι έχουμε αντιστροφέα 3 ανεξάρτητων dc πηγών ανά φάση, δηλαδή έχουμε να υπολογίσουμε 3 χρόνους έναυσης.

Το πρόβλημα έχει ως εξής από εξίσωση 3.7 και 3.10:

$$\cos(\omega_0 t_1) + \cos(\omega_0 t_2) + \cos(\omega_0 t_3) = m$$

$$\cos(5\omega_0 t_1) + \cos(5\omega_0 t_2) + \cos(5\omega_0 t_3) = 0$$

$$\cos(7\omega_0 t_1) + \cos(7\omega_0 t_2) + \cos(7\omega_0 t_3) = 0$$

(3.16)

Στόχος μας είναι να μετατρέψουμε το πρόβλημα αυτό σε πολυωνυμικό σύστημα και μετά χρησιμοποιώντας τη θεωρία των ολοκληρωτικών υπολοίπων να το επιλύσουμε.

Θέτουμε λοιπόν:

$$x_1 = \cos(\theta_1)$$

$$x_2 = \cos(\theta_2)$$

$$x_3 = \cos(\theta_3)$$

$$\text{Ισχύει ότι: } \cos(5\theta) = 5\cos(\theta) - 20\cos^3(\theta) + 16\cos^5(\theta)$$

$$\cos(7\theta) = -7\cos(\theta) + 56\cos^3(\theta) - 112\cos^5(\theta) + 64\cos^7(\theta)$$

Αντικαθιστώντας τώρα τις ταυτότητες αυτές στο σύστημα 3.16, το σύστημα μετατρέπεται σε αλγεβρικό:

$$p_1(x_1, x_2, x_3) = x_1 + x_2 + x_3 - m = 0$$

$$p_5(x_1, x_2, x_3) = \sum_{n=1}^3 [5x_n - 20x_n^3 + 16x_n^5] = 0$$

$$p_7(x_1, x_2, x_3) = \sum_{n=1}^3 [-7x_n + 56x_n^3 - 112x_n^5 + 64x_n^7] = 0$$

(3.17)

Οι χρόνοι έναυσης πρέπει να ικανοποιούν τη συνθήκη

$$0 \leq \theta_1 \leq \theta_2 \leq \theta_3 \leq \frac{\pi}{2}$$

Σε αυτό το σημείο θα μετασχηματίσουμε το πολυωνυμικό μας σύστημα κατά Newton για να το απλοποιήσουμε.

Από τους μετασχηματισμούς Newton θα έχουμε από εξίσωση 3. 13:

$$t_1 = x_1 + x_2 + x_3$$

$$t_2 = x_1^2 + x_2^2 + x_3^2$$

$$t_3 = x_1^3 + x_2^3 + x_3^3$$

$$t_4 = x_1^4 + x_2^4 + x_3^4$$

$$t_5 = x_1^5 + x_2^5 + x_3^5$$

$$t_6 = x_1^6 + x_2^6 + x_3^6$$

$$t_7 = x_1^7 + x_2^7 + x_3^7$$

(3. 18)

Από την εξίσωση Newton 3. 14 υπολογίζουμε τα s_1, s_2, s_3 και τα αντικαθιστούμε στην εξίσωση Newton 3. 15, οπότε παίρνουμε ότι:

$$t_5 = \frac{t_1^5 - 5t_1^3t_2 + 5t_1^2t_3 + 5t_2t_3}{6}$$

$$t_7 = \frac{t_1^7 - 21t_1^3t_2^2 + 7t_1^4t_3 + 21t_2^2t_3 + 28t_1t_3^2}{36}$$

Γνωρίζουμε ότι $t_1 = m$ από εξισώσεις 3. 17 και 3. 18

Επομένως το πολυωνυμικό σύστημα 3. 17 υποβιβάζεται ως εξής:

$$p_5(t_1, t_2, t_3) = \frac{15m + 8m^5 - 40m^3t_2 - 60t_3 + 40m^2t_3 + 40t_2t_3}{3}$$

$$p_7(t_1, t_2, t_3) =$$

$$\frac{-63m - 168m^5 + 16m^7 + 840m^3t_2 - 336m^3t_2^2 + 504t_3 - 840m^2t_3 + 112m^4t_3 - 840t_2t_3 + 336t_2^2t_3 + 448mt_3^2}{9}$$

(3. 19)

Με τη χρήση του προγράμματος Matlab υπολογίζουμε το ολοκληρωτικό πολυώνυμο και θα έχουμε:

$$\begin{aligned} res(t_3) = & -4725m^4 + 25200m^6 - 5040m^8 + 256m^{12} \\ & + (4725m - 12600m^3 - 95760m^5 + 20160m^7 - 4096^9)t_3 \\ & + (-12600 + 100800m^2 + 80640m^4 + 3840m^6)t_3^2 + 44800t_3^4 \end{aligned}$$

(3. 20)

Οπότε για $m_\alpha \in (0, 1, 1) \Rightarrow m \in (0, 3, 3, 0)$

Επομένως για όλες τις τιμές του m πραγματοποιώ τα ακόλουθα βήματα:

1. Επιλύω την 3. 20 και βρίσκω t_{3k} όπου k ο αριθμός των ριζών της
2. Επιλύω την $p_5(m, t_2, t_{3j})$ και βρίσκω τα t_{2n} για $j=1, \dots, k$ (από εξισώσεις 3. 19)
3. Αν $p_7(m, t_{2i}, t_{3j}) \approx 0$ ισχύει τότε βρήκαμε λύση (από εξισώσεις 3. 19)
4. Εφαρμόζω αντίστροφο μετασχηματισμό Newton (από εξισώσεις 3. 18)

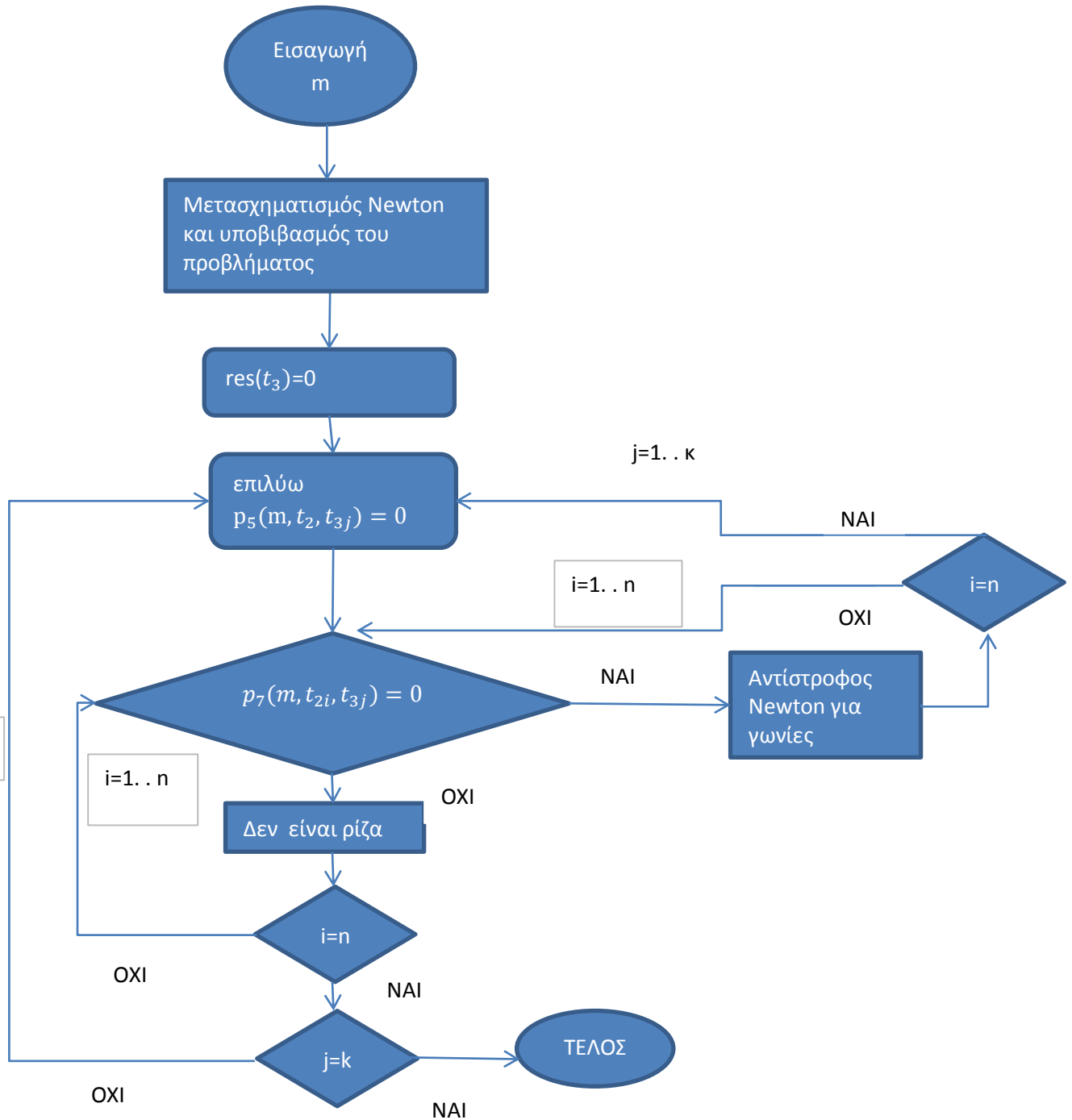
$$m = x_1 + x_2 + x_3$$

$$t_{2i} = x_1^2 + x_2^2 + x_3^2$$

$$t_{3j} = x_1^3 + x_2^3 + x_3^3$$

5. $\theta_1 = \arccos(x_1)$, $\theta_2 = \arccos(x_2)$, $\theta_3 = \arccos(x_3)$

ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΡΟΗΣ ΕΠΙΛΥΣΗΣ



Σχήμα 3. 2 Δράγραμμα Ροής Λύσης με τη Μέθοδο των Ολοκληρωτικών Υπολοίπων για Τριφασικό Αντίστροφέα

3. 7 Τριφασικός Αντιστροφέας 3 DC Πηγών ανά φάση/7 Επιπέδων

Οι εξισώσεις που τον περιγράφουν είναι οι 3. 16 όπως αποδείξαμε άνωθεν:

$$\cos(\theta_1)+\cos(\theta_2)+\cos(\theta_3)=m$$

$$\cos(5\theta_1)+\cos(5\theta_2)+\cos(5\theta_3)=0$$

$$\cos(7\theta_1)+\cos(7\theta_2)+\cos(7\theta_3)=0$$

,όπου εδώ $m=3m_a$

Οι πολυωνυμικές εξισώσεις είναι οι 3. 17:

$$p_1(x_1,x_2,x_3)=\sum_{n=1}^3 x_n - m = 0$$

$$p_5(x_1,x_2,x_3)=\sum_{n=1}^3 (5x_n - 20x_n^3 + 16x_n^5) = 0$$

$$p_7(x_1,x_2,x_3)=\sum_{n=1}^3 (-7x_n + 56x_n^3 - 112x_n^5 + 64x_n^7)=0$$

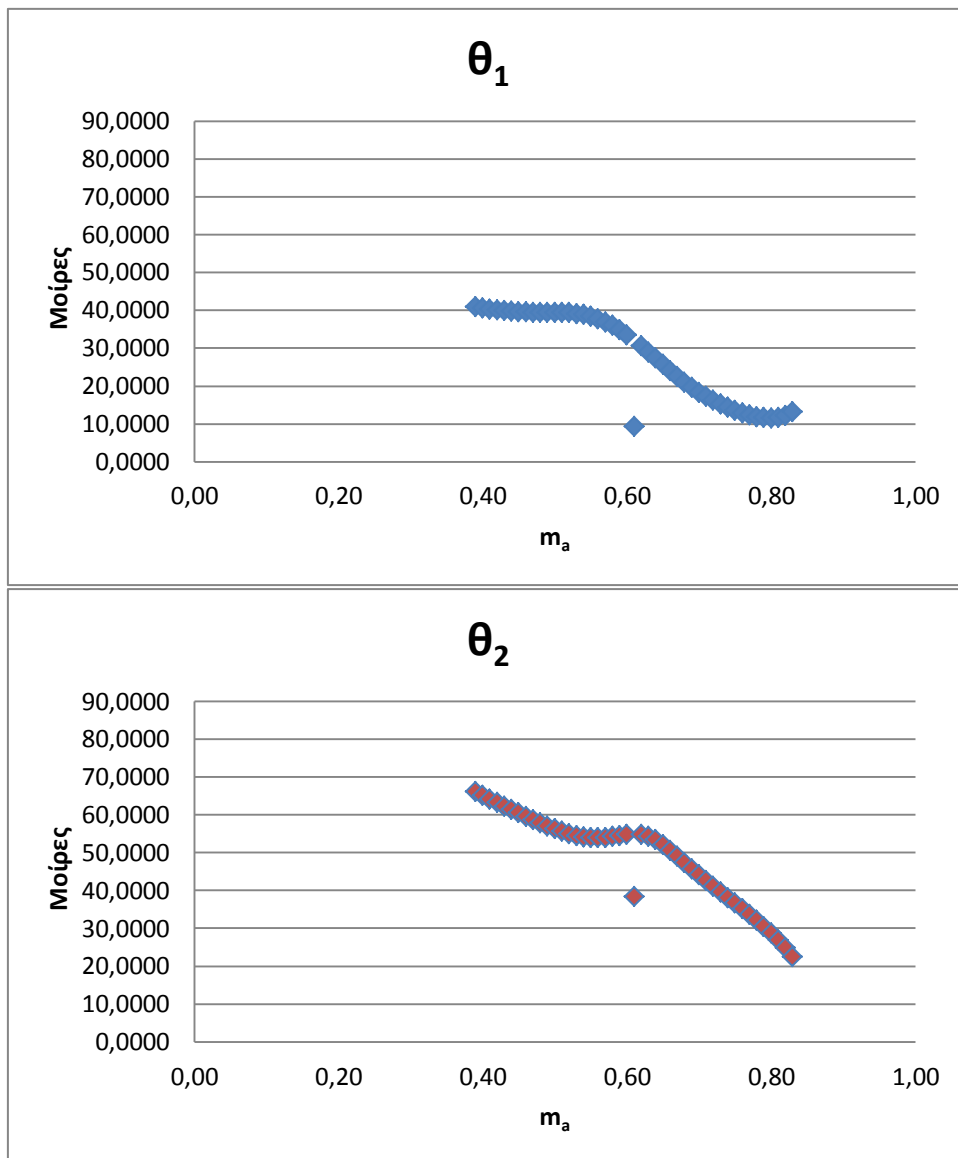
Οι βέλτιστες λύσεις είναι οι εξής:

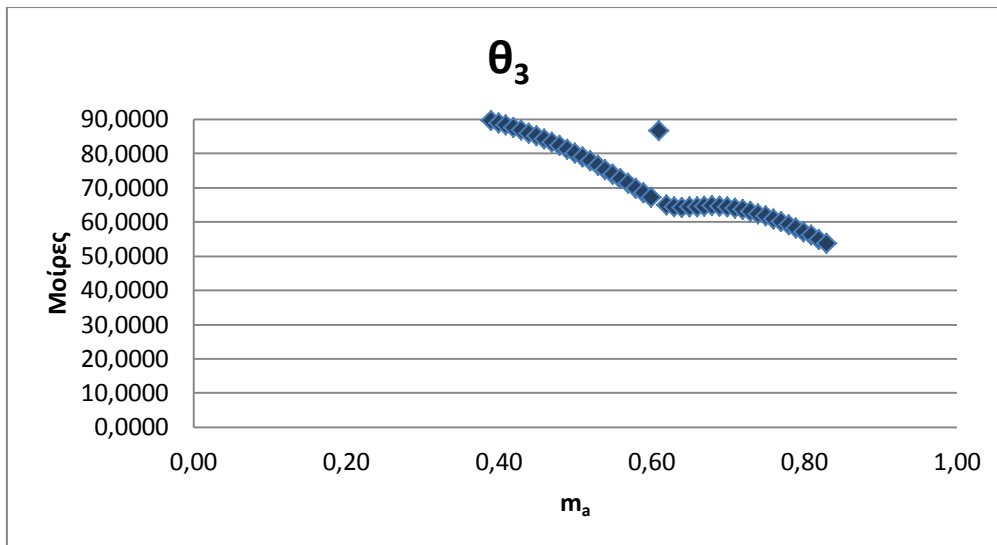
m_a	Γωνίες σε Μοίρες			Thd _v
0,39	40,90	66,06	89,52	16,8%
0,40	40,57	65,10	88,89	16,6%
0,41	40,29	64,16	88,21	16,4%
0,42	40,04	63,22	87,48	16,1%
0,43	39,84	62,29	86,72	15,3%
0,44	39,68	61,37	85,91	14,0%
0,45	39,54	60,47	85,07	12,5%
0,46	39,47	59,57	84,17	11,4%
0,47	39,44	58,69	83,22	10,9%
0,48	39,43	57,83	82,23	10,9%
0,49	39,43	57,01	81,19	11,0%
0,50	39,43	56,25	80,10	11,0%
0,51	39,39	55,55	78,96	10,9%
0,52	39,30	54,95	77,77	11,1%
0,53	39,11	54,47	76,53	11,6%
0,54	38,81	54,12	75,25	11,9%
0,55	38,34	53,92	73,93	11,8%
0,56	37,71	53,89	72,57	11,2%

0,57	36,90	53,99	71,19	10,5%
0,58	35,92	54,21	69,79	10,1%
0,59	34,79	54,49	68,41	9,8%
0,60	33,50	54,76	67,10	9,7%
0,61	9,21	38,29	86,68	8,6%
0,62	30,57	54,81	64,99	10,5%
0,63	28,96	54,33	64,41	10,1%
0,64	27,30	53,41	64,20	8,9%
0,65	25,62	52,12	64,26	8,2%
0,66	23,97	50,61	64,43	8,2%
0,67	22,40	48,99	64,58	8,5%
0,68	20,92	47,34	64,64	9,0%
0,69	19,55	45,71	64,57	10,1%
0,70	18,30	44,12	64,36	11,1%
0,71	17,16	42,57	64,01	11,3%
0,72	16,12	41,06	63,56	10,6%
0,73	15,17	39,57	63,00	9,3%
0,74	14,30	38,10	62,35	8,1%
0,75	13,53	36,62	61,63	7,2%
0,76	12,85	35,13	60,85	6,6%
0,77	12,28	33,61	60,00	6,3%
0,78	11,85	32,05	59,09	6,6%
0,79	11,58	30,42	58,13	7,1%
0,80	11,50	28,72	57,11	7,2%
0,81	11,68	26,89	56,03	6,9%
0,82	12,18	24,86	54,89	7,0%
0,83	13,18	22,47	53,68	7,7%

Πίνακας 3. 1 Λύσεις για 3 πηγές τάσης/7 επίπεδα

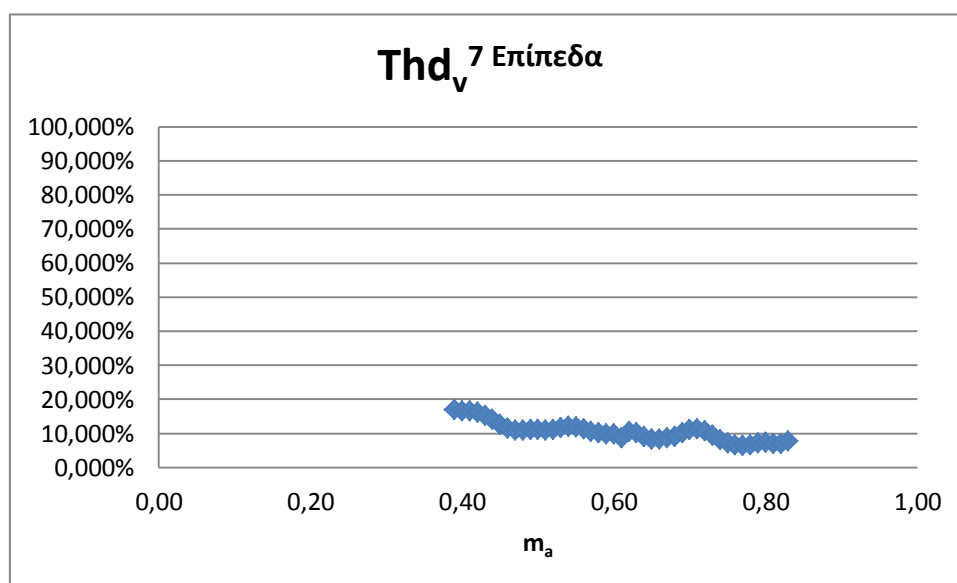
Τα σχηματικά διαγράμματα των γωνιών παρουσιάζουν την κατανομή των λύσεων.





Σχήμα 3. 3 Γωνίες Έναυσης Αντιστροφέα 7 επιπέδων

Γενικά δεν παρατηρούμε καλές τιμές για τον συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης για όλο το φάσμα των συσχετιστών διαμόρφωσης. Αυτό που πρέπει να τονίσουμε είναι ότι οι γωνίες παρουσιάζουν μια ομαλή συμπεριφορά όσο αυξάνεται ο συντελεστής διαμόρφωσης και δε συμπεριφέρονται άτακτα. Βέβαια με τη χρήση φίλτρου αλλάζει άρδην η συμπεριφορά του thd_v . Χωρίς φίλτρο όμως δε συνίσταται η χρήση του.



Σχήμα 3. 4 THD_v Αντιστροφέα 7 επιπέδων

3. 8 Τριφασικός Αντιστροφέας 4 DC Πηγών ανά φάση/9 Επιπέδων

Οι εξισώσεις που τον περιγράφουν είναι σύμφωνα με την εξίσωση 3. 7 και 3.10:

$$\cos(\theta_1)+\cos(\theta_2)+\cos(\theta_3)+\cos(\theta_4)=m$$

$$\cos(5\theta_1)+\cos(5\theta_2)+\cos(5\theta_3)+\cos(5\theta_4)=0$$

$$\cos(7\theta_1)+\cos(7\theta_2)+\cos(7\theta_3)+\cos(7\theta_4)=0$$

$$\cos(11\theta_1)+\cos(11\theta_2)+\cos(11\theta_3)+\cos(11\theta_4)=0$$

,όπου $m=4m_a$

Οι πολυωνυμικές εξισώσεις είναι σύμφωνα με το παράδειγμα 3. 17:

$$p_1(x_1,x_2,x_3,x_4)=\sum_{n=1}^4 x_n - m = 0$$

$$p_5(x_1,x_2,x_3,x_4)=\sum_{n=1}^4 (5x_n - 20x_n^3 + 16x_n^5) = 0$$

$$p_7(x_1,x_2,x_3,x_4)=\sum_{n=1}^4 (-7x_n + 56x_n^3 - 112x_n^5 + 64x_n^7)=0$$

$$p_{11}(x_1,x_2,x_3,x_4)=\sum_{n=1}^4 (-11x_n + 220x_n^3 - 1232x_n^5 + 2816x_n^7 - 2816x_n^9 + 1024x_n^{11})=0$$

Οι βέλτιστες λύσεις είναι οι εξής:

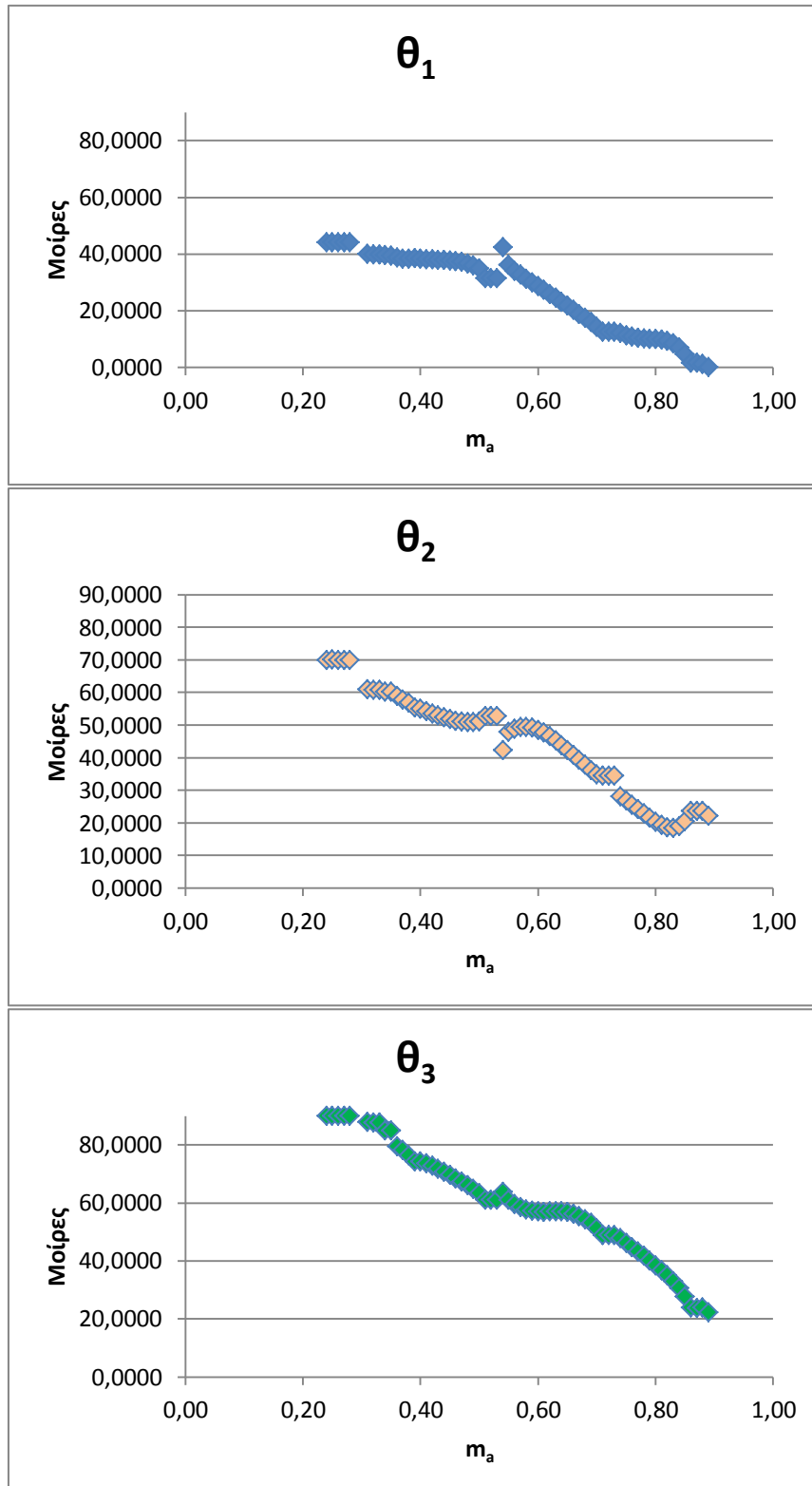
m_a	Γωνίες σε Μοίρες				thd_v
0,26	44,13	69,96	90,00	90,00	17,7%
0,27	44,07	70,06	90,00	90,00	17,0%
0,28	44,09	69,98	90,00	90,00	16,4%
0,32	39,85	60,92	87,74	87,74	18,5%
0,33	39,70	60,77	87,72	87,72	17,8%
0,34	39,50	60,34	84,96	90,00	12,3%
0,35	39,39	60,23	84,90	90,00	11,8%
0,36	38,64	58,91	79,57	90,00	10,3%
0,37	38,20	57,78	78,14	90,00	11,0%
0,38	38,28	56,85	76,36	90,00	11,8%
0,39	38,51	55,39	74,22	90,00	12,5%
0,40	38,23	55,11	74,25	90,00	12,2%

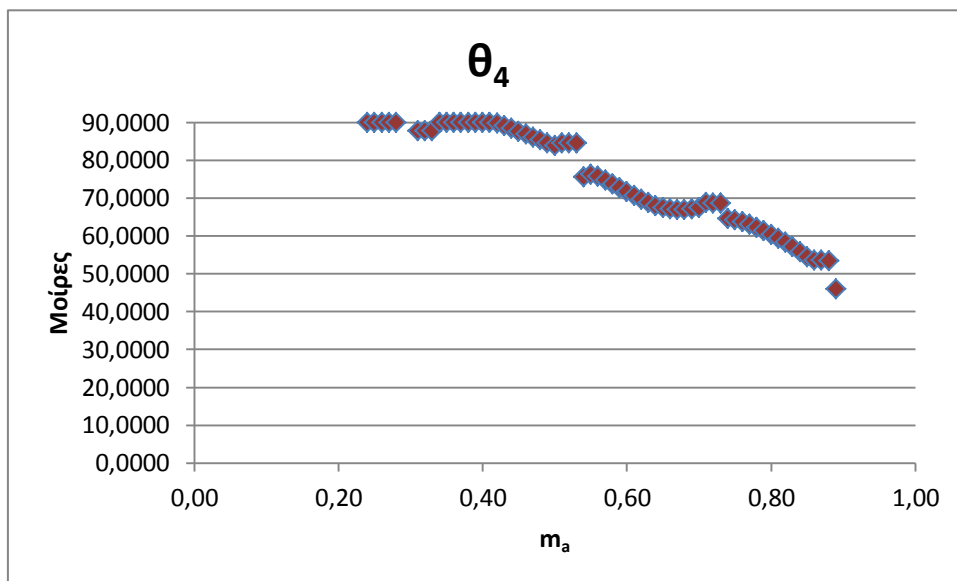
0,41	38,12	54,31	73,55	90,00	11,8%
0,42	37,98	53,64	72,84	89,78	11,1%
0,43	37,88	52,97	71,75	89,12	10,0%
0,44	37,76	52,36	70,66	88,42	9,0%
0,45	37,61	51,82	69,56	87,68	8,2%
0,46	37,39	51,38	68,45	86,90	7,8%
0,47	37,08	51,05	67,30	86,11	7,8%
0,48	36,63	50,87	66,12	85,32	8,0%
0,49	35,97	50,89	64,85	84,56	8,2%
0,50	34,91	51,21	63,40	83,93	8,2%
0,51	31,40	52,80	60,96	84,60	11,1%
0,52	31,42	52,80	60,94	84,55	10,9%
0,53	31,45	52,79	60,93	84,51	10,6%
0,54	42,41	42,41	63,65	75,63	11,6%
0,55	36,06	47,92	61,03	76,29	7,5%
0,56	34,05	48,98	59,49	75,67	7,7%
0,57	32,57	49,41	58,40	74,77	8,2%
0,58	31,21	49,48	57,62	73,77	8,5%
0,59	29,89	49,21	57,12	72,73	8,3%
0,60	28,56	48,60	56,91	71,67	7,3%
0,61	27,22	47,70	56,90	70,63	6,3%
0,62	25,86	46,58	56,98	69,64	6,0%
0,63	24,46	45,31	57,05	68,75	6,3%
0,64	23,05	43,92	56,99	68,00	6,8%
0,65	21,62	42,44	56,72	67,44	7,4%
0,66	20,19	40,91	56,18	67,10	7,7%
0,67	18,76	39,34	55,36	66,96	7,1%
0,68	17,34	37,77	54,29	66,97	5,7%
0,69	15,91	36,23	52,96	67,09	4,6%
0,70	14,31	34,82	51,16	67,48	5,6%
0,71	12,47	34,57	48,81	68,84	8,1%
0,72	12,53	34,53	48,83	68,73	7,9%
0,73	12,59	34,49	48,85	68,65	7,8%
0,74	12,02	28,22	47,71	64,67	7,4%
0,75	11,29	26,87	46,13	64,26	6,9%
0,76	10,75	25,51	44,62	63,69	6,0%
0,77	10,37	24,16	43,11	63,01	5,4%
0,78	10,11	22,84	41,59	62,23	5,2%
0,79	9,95	21,56	40,03	61,36	5,1%
0,80	9,84	20,38	38,41	60,42	4,7%
0,81	9,67	19,38	36,70	59,40	4,0%
0,82	9,29	18,69	34,88	58,30	3,5%
0,83	8,47	18,52	32,88	57,12	4,3%
0,84	7,01	19,03	30,59	55,86	5,9%
0,85	4,53	20,56	27,62	54,49	6,5%

0,86	1,48	23,69	23,78	53,57	8,5%
0,87	1,47	23,73	23,73	53,59	8,4%
0,88	1,06	23,67	23,78	53,44	8,4%
0,89	0,00	22,12	22,19	45,92	7,7%

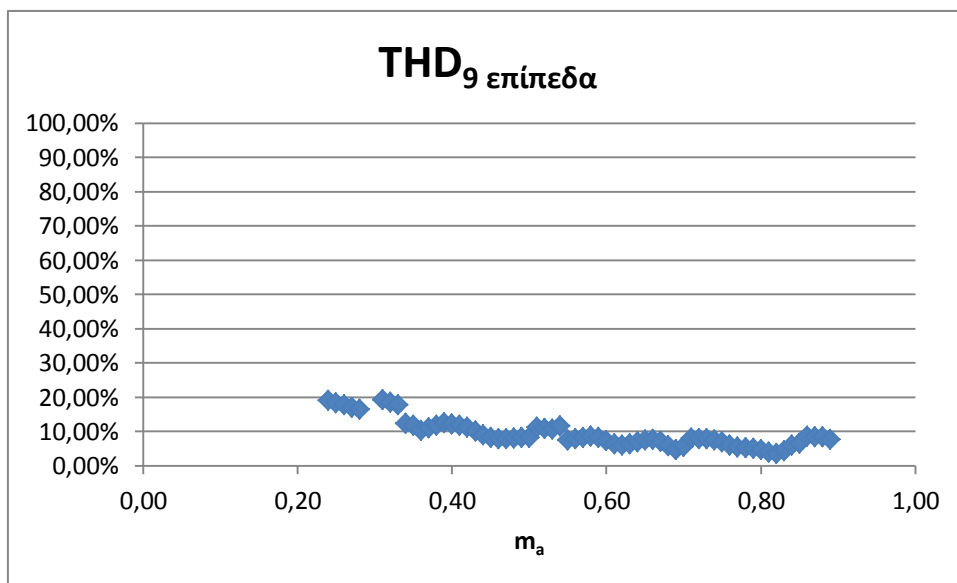
Πίνακας 3. 2 Αποτελέσματα για 4 dc πηγές ανά φάση/9 επίπεδα τάσης

Οι λύσεις παρουσιάζουν και πάλι ομοιομορφία όπως φαίνεται στο σχήμα 3.5.





Σχήμα 3. 5 Γωνίες Έναυσης Αντιστροφέα 9 Επιπέδων



Σχήμα 3. 6 THD_v Αντιστροφέα 9 Επιπέδων

Αυτός ο αντιστροφέας παρουσιάζει αποδεκτό THD_v για όλο το φάσμα των συντελεστών διαμόρφωσης.

3. 9 Τριφασικός Αντιστροφέας 5 DC Πηγών ανά φάση/11 Επιπέδων

Οι εξισώσεις που τον περιγράφουν είναι από εξίσωση 3. 7 και 3.10 :

$$\cos(\theta_1)+\cos(\theta_2)+\cos(\theta_3)+\cos(\theta_4)+\cos(\theta_5)=m$$

$$\cos(5\theta_1)+\cos(5\theta_2)+\cos(5\theta_3)+\cos(5\theta_4)+\cos(5\theta_5)=0$$

$$\cos(7\theta_1)+\cos(7\theta_2)+\cos(7\theta_3)+\cos(7\theta_4)+\cos(7\theta_5)=0$$

$$\cos(11\theta_1)+\cos(11\theta_2)+\cos(11\theta_3)+\cos(11\theta_4)+\cos(11\theta_5)=0$$

$$\cos(13\theta_1)+\cos(13\theta_2)+\cos(13\theta_3)+\cos(13\theta_4)+\cos(13\theta_5)=0$$

Οι πολυωνυμικές εξισώσεις είναι σύμφωνα με το παράδειγμα 3. 17:

$$p_1(x_1,x_2,x_3,x_4,x_5)=\sum_{n=1}^5 x_n - m = 0$$

$$p_5(x_1,x_2,x_3,x_4,x_5)=\sum_{n=1}^5 (5x_n - 20x_n^3 + 16x_n^5) = 0$$

$$p_7(x_1,x_2,x_3,x_4,x_5)=\sum_{n=1}^5 (-7x_n + 56x_n^3 - 112x_n^5 + 64x_n^7)=0$$

$$p_{11}(x_1,x_2,x_3,x_4,x_5)=\sum_{n=1}^5 (-11x_n + 220x_n^3 - 1232x_n^5 + 2816x_n^7 - 2816x_n^9 + 1024x_n^{11})=0$$

$$p_{13}(x_1,x_2,x_3,x_4,x_5)=\sum_{n=1}^5 (13x_n - 364x_n^3 + 2912x_n^5 - 9984x_n^7 + 16640x_n^9 - 13312x_n^{11} + 4096x_n^{13})=0$$

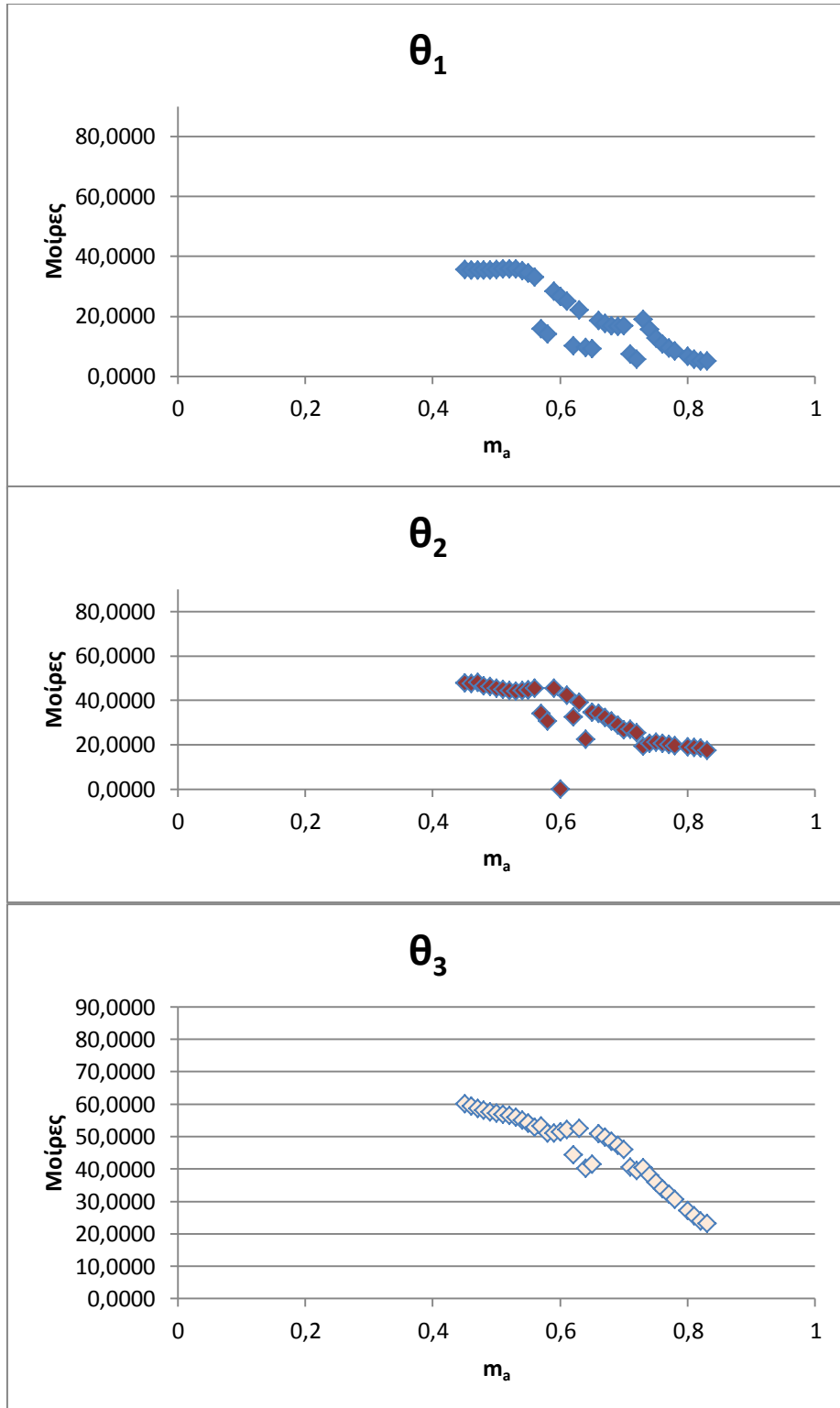
Οι βέλτιστες λύσεις είναι οι εξής:

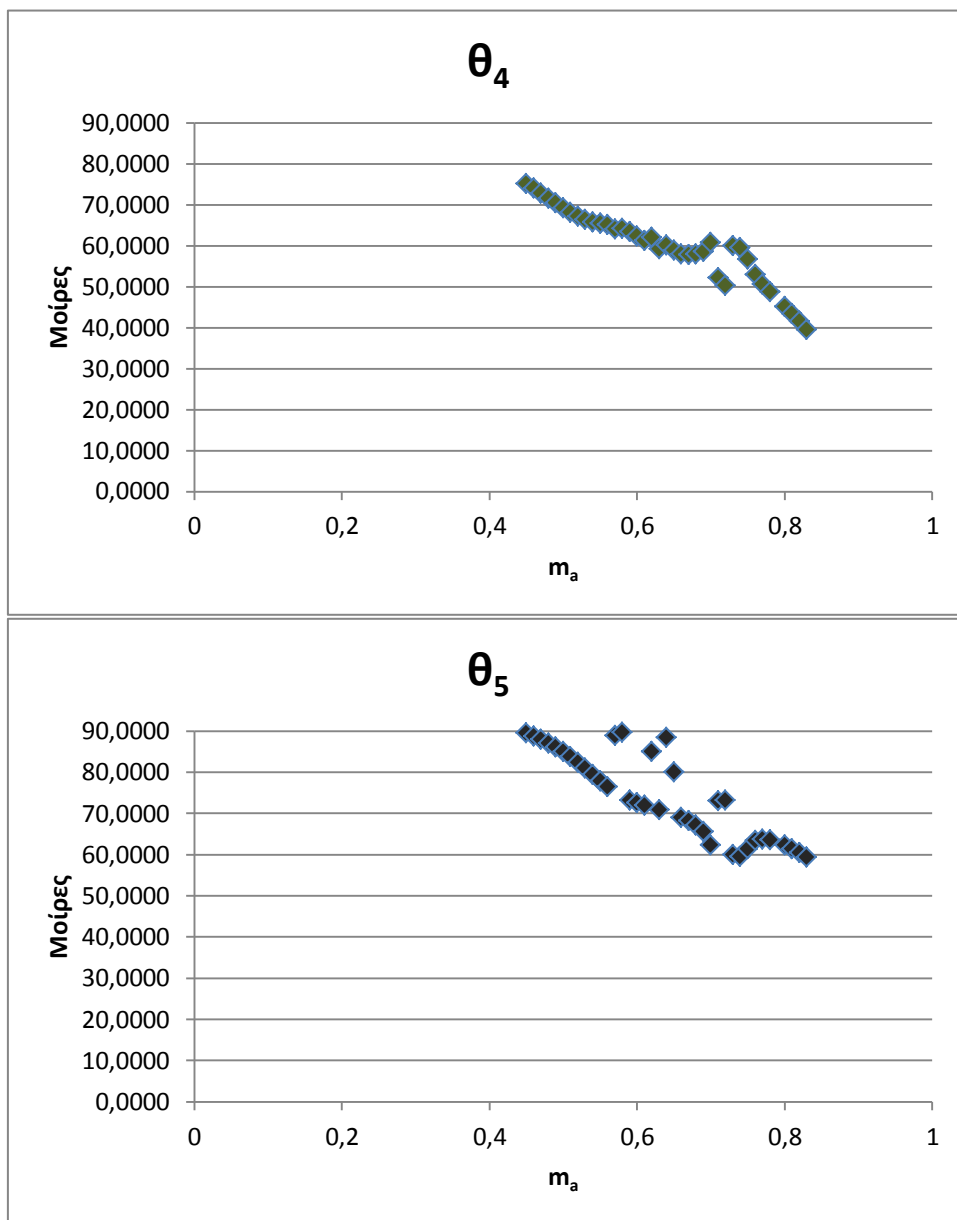
m_a	Γωνίες σε Μοίρες					thd_v
0,45	35,62	47,75	60,08	75,15	89,43	6,3%
0,46	35,46	47,39	59,33	73,96	88,73	5,4%
0,47	35,35	47,99	58,67	72,76	87,95	6,7%
0,48	35,32	46,56	58,08	71,56	87,05	5,5%
0,49	35,39	46,06	57,62	70,37	86,05	7,0%
0,50	35,53	45,49	57,21	69,20	84,92	6,3%
0,51	35,72	44,92	56,87	68,11	83,69	7,1%

0,52	35,84	44,42	56,43	67,12	82,33	6,9%
0,53	35,74	44,13	55,95	66,33	80,90	6,7%
0,54	35,26	44,24	55,14	65,74	79,41	6,1%
0,55	34,35	44,63	54,12	65,37	77,88	4,0%
0,55	34,34	44,61	54,11	65,37	77,78	5,6%
0,56	33,10	45,29	52,93	65,09	76,42	5,6%
0,57	15,79	34,05	53,17	63,95	88,82	5,0%
0,58	14,02	30,54	51,06	64,21	89,72	7,0%
0,59	28,32	45,29	51,03	63,43	73,17	6,2%
0,6	26,67	43,93	51,53	62,29	72,51	5,9%
0,61	25,05	42,33	52,12	61,25	71,95	5,8%
0,62	10,10	32,34	44,35	61,99	85,07	5,5%
0,63	22,09	39,06	52,58	59,25	70,86	6,0%
0,64	9,53	22,56	40,25	60,07	88,39	5,4%
0,65	9,12	34,57	41,54	58,87	80,00	3,0%
0,66	18,47	34,00	50,84	57,88	68,97	4,8%
0,67	17,53	32,29	49,74	57,80	68,16	3,3%
0,68	16,87	30,54	48,56	57,94	67,10	4,0%
0,69	16,58	28,68	47,34	58,48	65,58	5,5%
0,70	16,73	26,64	46,00	60,69	62,34	6,1%
0,71	7,34	27,05	40,53	52,09	72,96	5,7%
0,72	5,65	25,36	39,56	50,20	73,13	4,5%
0,73	19,02	19,32	40,41	60,02	60,02	8,2%
0,74	15,68	20,57	38,04	59,55	59,55	6,3%
0,75	12,79	21,02	35,82	56,60	61,32	4,0%
0,76	10,76	20,73	33,93	52,89	63,31	3,3%
0,77	9,40	20,16	32,22	50,56	63,68	4,3%
0,78	8,37	19,61	30,56	48,64	63,46	4,6%
0,80	6,57	18,94	27,18	45,14	62,24	4,0%
0,81	5,74	18,78	25,51	43,36	61,40	4,2%
0,82	5,08	18,53	24,03	41,50	60,43	5,0%
0,83	5,05	17,52	23,25	39,49	59,35	4,9%

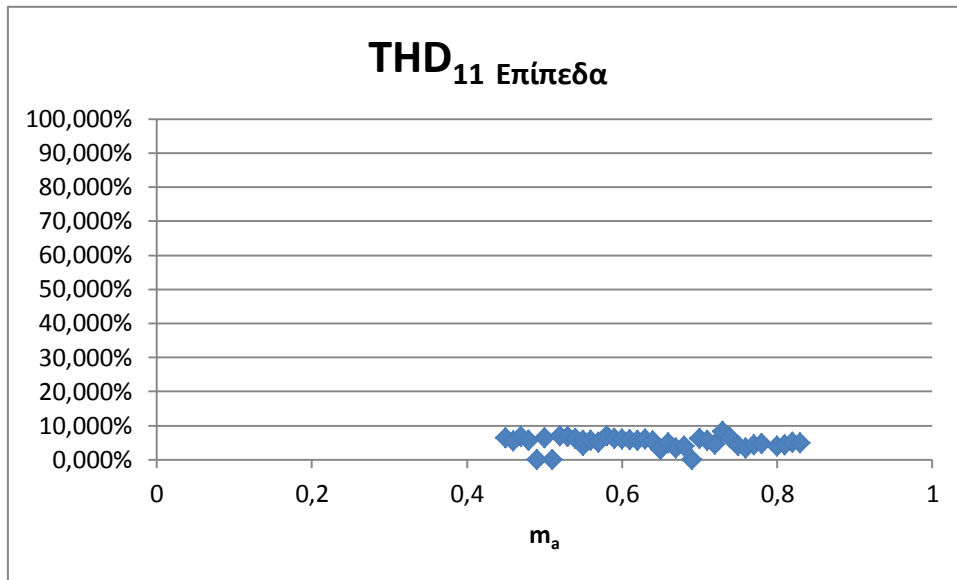
Πίνακας 3. 3 Αποτελέσματα για 5 dc τάσεις ανά φάση/11 επίπεδα τάσης

Στο σχήμα 3.7 παρουσιάζεται η κατανομή των γωνιών έναυσης.





Σχήμα 3. 7 Γωνίες Έναυσης Αντιστροφή 11 Επιπέδων



Σχήμα 3. 8 THD, Αντιστροφέα 11 Επιπέδων

Ο αντιστροφέας αυτός έχει πολύ ικανοποιητική ποιότητα τάσης εξόδου για όλο το φάσμα των συντελεστών διαμόρφωσης. Και οι γωνίες του έχουν ομαλή συμπεριφορά.

3. 10 Τριφασικός Αντιστροφέας 6 DC Πηγών ανά φάση/13 Επιπέδων

Οι εξισώσεις που τον περιγράφουν είναι από την εξίσωση 3. 7 και 3.10:

$$\cos(\theta_1)+\cos(\theta_2)+\cos(\theta_3)+\cos(\theta_4)+\cos(\theta_5)+\cos(\theta_6)=m$$

$$\cos(5\theta_1)+\cos(5\theta_2)+\cos(5\theta_3)+\cos(5\theta_4)+\cos(5\theta_5)+\cos(5\theta_6)=0$$

$$\cos(7\theta_1)+\cos(7\theta_2)+\cos(7\theta_3)+\cos(7\theta_4)+\cos(7\theta_5)+\cos(7\theta_6)=0$$

$$\cos(11\theta_1)+\cos(11\theta_2)+\cos(11\theta_3)+\cos(11\theta_4)+\cos(11\theta_5)+\cos(11\theta_6)=0$$

$$\cos(13\theta_1)+\cos(13\theta_2)+\cos(13\theta_3)+\cos(13\theta_4)+\cos(13\theta_5)+\cos(13\theta_6)=0$$

$$\cos(17\theta_1)+\cos(17\theta_2)+\cos(17\theta_3)+\cos(17\theta_4)+\cos(17\theta_5)+\cos(17\theta_6)=0$$

,όπου $m=6m_a$

Οι πολυωνυμικές εξισώσεις είναι σύμφωνα με το παράδειγμα 3. 17:

$$\rho_1(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6) = \sum_{n=1}^6 x_n - m = 0$$

$$\rho_5(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6) = \sum_{n=1}^6 (5x_n - 20x_n^3 + 16x_n^5) = 0$$

$$\rho_7(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6) = \sum_{n=1}^6 (-7x_n + 56x_n^3 - 112x_n^5 + 64x_n^7) = 0$$

$$\rho_{11}(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6) = \sum_{n=1}^6 (-11x_n + 220x_n^3 - 1232x_n^5 + 2816x_n^7 - 2816x_n^9 + 1024x_n^{11}) = 0$$

$$\rho_{13}(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6) = \sum_{n=1}^6 (13x_n - 364x_n^3 + 2912x_n^5 - 9984x_n^7 + 16640x_n^9 - 13312x_n^{11} + 4096x_n^{13}) = 0$$

$$\rho_{17}(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6) = \sum_{n=1}^6 (17x_n - 816x_n^3 + 11424x_n^5 - 71808x_n^7 + 239360x_n^9 - 452608x_n^{11} + 487424x_n^{13} - 278528x_n^{15} + 65536x_n^{17}) = 0$$

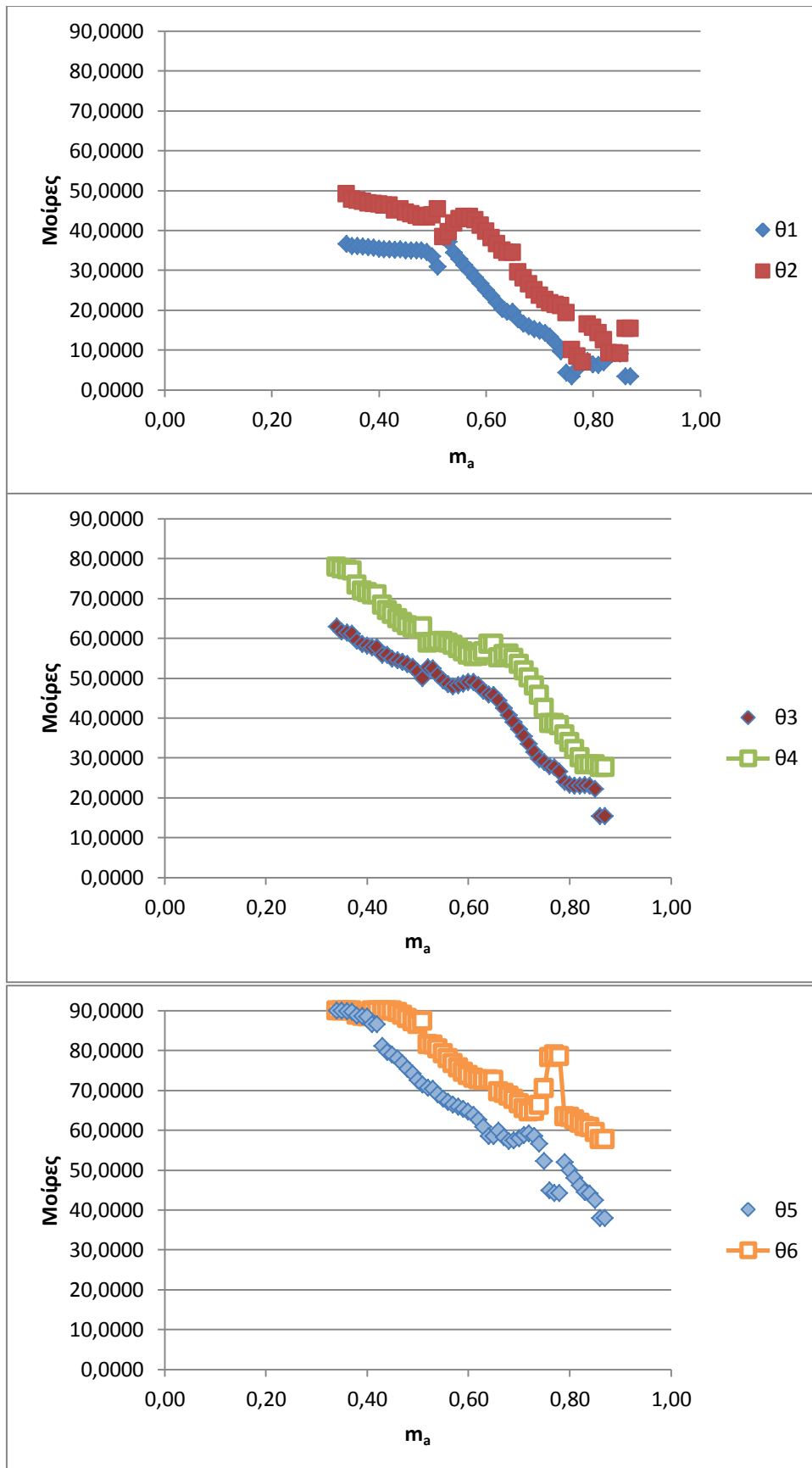
Οι βέλτιστες λύσεις είναι οι εξής:

m_a	Γωνίες σε Μοίρες						thd_v
0,36	36,00	47,49	61,32	77,16	89,89	89,96	7,5%
0,37	35,97	47,24	61,07	76,85	89,69	89,98	6,9%
0,38	35,80	46,81	59,39	73,37	88,77	88,87	5,7%
0,39	35,58	46,70	58,57	71,93	88,55	88,59	5,8%
0,40	35,39	46,48	58,10	71,39	88,48	88,50	5,9%
0,41	35,28	46,29	57,74	70,92	86,59	90,00	5,7%
0,42	35,25	46,24	57,69	70,90	86,57	90,00	5,6%
0,43	35,09	44,99	55,76	68,38	81,07	90,00	6,7%
0,44	35,23	45,32	55,83	66,97	79,57	90,00	5,5%
0,45	34,93	44,45	54,85	65,94	78,98	90,00	4,3%
0,46	34,93	44,07	54,43	64,92	77,95	89,58	3,1%
0,47	34,95	43,64	53,98	63,99	76,71	88,84	3,0%
0,48	34,90	43,30	53,48	63,17	75,44	88,03	3,8%
0,49	34,61	43,21	52,82	62,55	74,11	87,20	4,0%

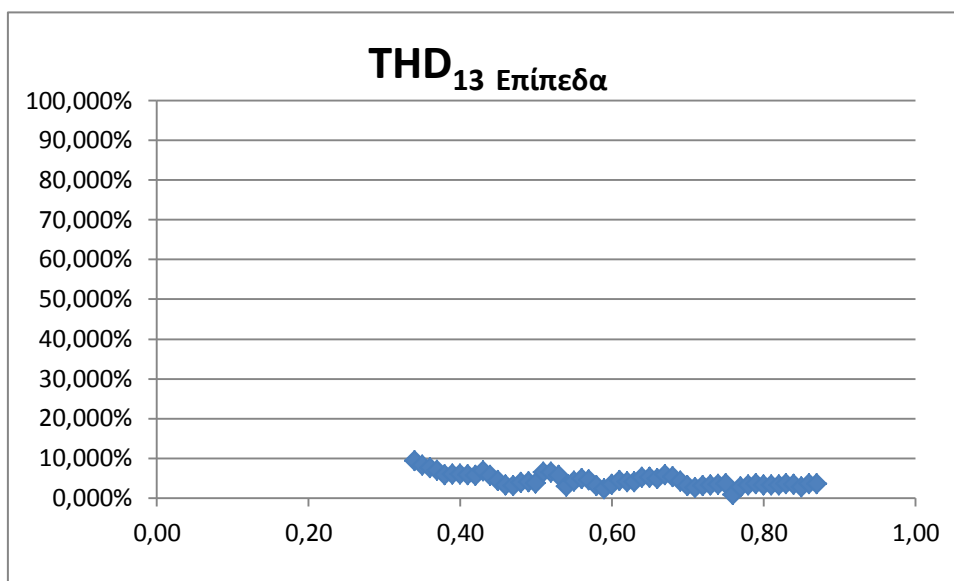
0,50	33,46	43,85	51,60	62,36	72,53	86,60	3,7%
0,51	30,88	45,36	49,99	62,88	71,45	87,36	6,4%
0,52	38,38	38,38	52,67	58,85	70,69	81,51	6,3%
0,53	37,11	39,58	52,38	58,90	70,43	81,39	5,5%
0,54	34,42	41,78	50,70	59,22	69,06	80,40	2,9%
0,55	32,77	42,82	49,40	59,14	67,97	79,23	4,1%
0,56	31,25	43,44	48,38	58,81	67,10	78,01	4,9%
0,57	29,73	43,40	47,92	58,23	66,42	76,80	4,4%
0,58	28,19	42,57	48,13	57,44	65,88	75,64	3,0%
0,59	26,63	41,26	48,64	56,55	65,35	74,61	2,2%
0,60	25,06	39,75	49,03	55,76	64,70	73,76	3,3%
0,61	23,50	38,15	48,95	55,37	63,83	73,12	4,2%
0,62	21,94	36,53	48,21	55,59	62,63	72,69	3,9%
0,63	20,32	34,99	46,76	56,67	60,78	72,53	4,0%
0,64	19,60	34,47	45,87	58,57	58,57	72,62	5,1%
0,65	19,58	34,42	45,78	58,53	58,53	72,57	5,1%
0,66	17,73	29,49	44,37	55,06	59,91	69,62	4,8%
0,67	16,64	28,03	42,41	55,86	58,26	69,29	5,8%
0,68	15,85	26,54	40,66	56,01	57,23	68,62	5,2%
0,69	15,26	25,07	38,92	54,98	57,41	67,73	4,1%
0,70	14,79	23,69	37,16	53,53	58,02	66,64	3,0%
0,71	14,25	22,52	35,32	51,90	58,74	65,47	2,6%
0,72	13,36	21,71	33,42	50,07	59,20	64,58	3,1%
0,73	11,86	21,31	31,47	48,02	58,58	64,75	3,1%
0,74	9,58	21,03	29,64	45,73	56,60	66,24	3,4%
0,75	4,30	19,24	28,90	42,49	52,20	70,56	3,5%
0,76	3,39	10,06	27,89	38,66	44,85	78,26	0,8%
0,77	5,32	8,46	27,55	38,57	44,26	78,91	2,6%
0,78	6,77	6,86	26,56	38,08	44,18	78,55	3,1%
0,79	7,14	16,50	23,98	35,75	51,95	63,43	3,4%
0,80	6,38	15,61	23,25	33,93	49,89	63,23	3,2%
0,81	6,25	14,32	22,92	32,04	48,02	62,65	3,1%
0,82	6,87	12,51	22,94	30,06	46,17	61,83	3,2%
0,83	9,26	9,27	23,14	28,31	44,46	60,96	3,6%
0,84	9,22	9,26	23,00	28,36	44,14	60,68	3,3%
0,85	9,03	9,04	22,11	28,25	42,45	59,51	2,7%
0,86	3,35	15,32	15,34	27,54	37,97	57,65	3,5%
0,87	3,36	15,30	15,36	27,60	38,01	57,66	3,4%

Πίνακας 3. 4 Αποτελέσματα για 6 dc τάσεις ανά φάση/13 επίπεδα

Ακολουθούν τα διαγράμματα με τις γωνίες έναυσης στο σχήμα 3.9.



Σχήμα 3. 9 Γωνίες Έναυσης Αντιστροφεία 13 Επιπέδων



Σχήμα 3. 10 THD_v Αντιστροφέα 13 Επιπέδων

Και αυτός ο αντιστροφέας είναι πολύ αποτελεσματικός στον περιορισμό των ανώτερων αρμονικών. Τα διαγράμματα με τις λύσεις επαληθεύουν λοιπόν την αρχική μας εικασία, ότι δηλαδή όσο αυξάνουν οι ανεξάρτητες πηγές και συνεπώς τα επίπεδα των τάσεων, βελτιώνεται η τάση εξόδου και πέφτει ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης της τάσης. Αξίζει να επισημάνουμε ότι οι τιμές αυτές του THD_v μετρήθηκαν χωρίς βαθυπερατό φίλτρο στην έξοδο. Με τη συνεισφορά κάποιου φίλτρου αναμένεται ακόμα καλύτερη τάση εξόδου. Παρόλα ταύτα η πολύ καλή τάση εξόδου του αντιστροφέα 13 επιπέδων σε συνδυασμό με την πληθώρα των λύσεων που έχουμε μας δίνει τη δυνατότητα να τον χρησιμοποιήσουμε σε εφαρμογές χωρίς τη χρήση φίλτρου, όπως για παράδειγμα στην οδήγηση ενός ογκώδους αυτοκινήτου.

3. 11 Ανακεφαλαίωση

Στο κεφάλαιο αυτό αναπτύχθηκε και επιλύθηκε η διαμόρφωση εύρους παλμών με την επιλεκτική εξάλειψη των αρμονικών για τριφασικούς αντιστροφείς (SHEPWM για αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων). Για την επίλυση χρησιμοποιήσαμε τη μέθοδο των ολοκληρωτικών υπολοίπων σε συνδυασμό με τις ταυτότητες Newton προκειμένου να υποβιβάσουμε το σύστημα για να είναι υπολογιστικά επιλύσιμο. Οι τριπλές αρμονικές δεν ελήφθησαν υπόψιν καθώς η συνδεσμολογία τριγώνου τις καταστέλλει. Στο επόμενο κεφάλαιο εξετάζεται η λειτουργία του τριφασικού αντιστροφέα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

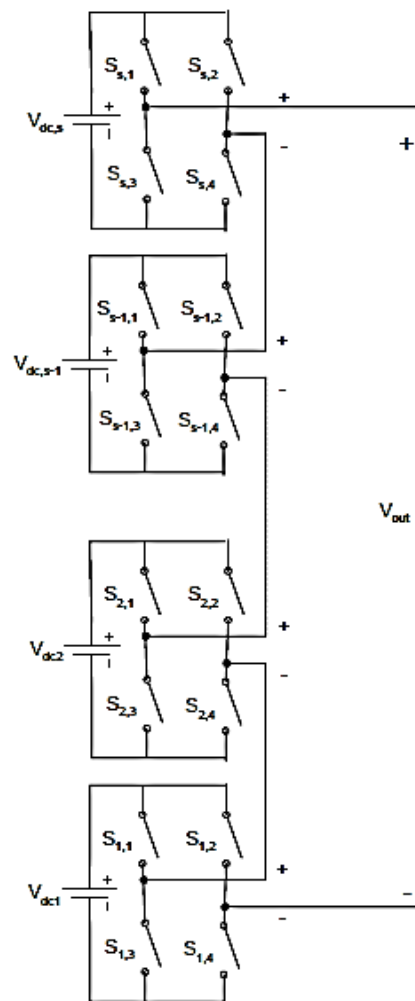
Προσομοίωση και Λειτουργία Τριφασικού Αντιστροφέα 11 Επιπέδων με SHEPWM

4. 1 Εισαγωγή

Στο προηγούμενο κεφάλαιο λύσαμε το πρόβλημα της τεχνικής διαμόρφωσης εύρους παλμών με την επιλεκτική εξάλειψη των αρμονικών (SHEPWM) για τριφασικούς αντιστροφείς από 3 μέχρι και 6 dc πηγές ανά φάση. Σε αυτό το κεφάλαιο θα προσομοιώσουμε και θα εξετάσουμε τη συμπεριφορά ενός τριφασικού αντιστροφέα 5 dc τάσεων ανά φάση στην είσοδο, ή αλλιώς 11 επιπέδων. Επίσης, θα εξετάσουμε τη συμπεριφορά του για διάφορα είδη φορτίων.

4. 2 Τοπολογία

Θα χρησιμοποιήσουμε την τοπολογία αντιστροφέα που αποτελείται από εν σειρά συνδεδεμένους αντιστροφείς γέφυρας (Cascaded H-Bridges). Για διακοπτικά στοιχεία θα χρησιμοποιήσουμε Igbts καθώς είναι ταχύτατα αποκρίσιμα, δε χρειάζονται βοηθητικά κυκλώματα snubbers και είναι σε θέση να διαχειριστούν μεγάλη ισχύ. Πρόκειται για μια τοπολογία που είναι ιδιαίτερα αξιόπιστη, έχει μικρά ποσοστά EMI, μπορεί να λύσει το θέμα βραχυκύκλωσης μιας πηγής, είναι ιδιαίτερα ευσταθής, δεν έχει απαιτητικό hardware και άρα πολύπλοκη κατασκευή και το πιο σημαντικό είναι ότι δεν επηρεάζεται η τάση από το σημείο μηδενικού δυναμικού ώστε να προκληθούν θέματα ευστάθειας όπως στην τοπολογία Clamping diodes ή flying capacitors. Το αρνητικό της



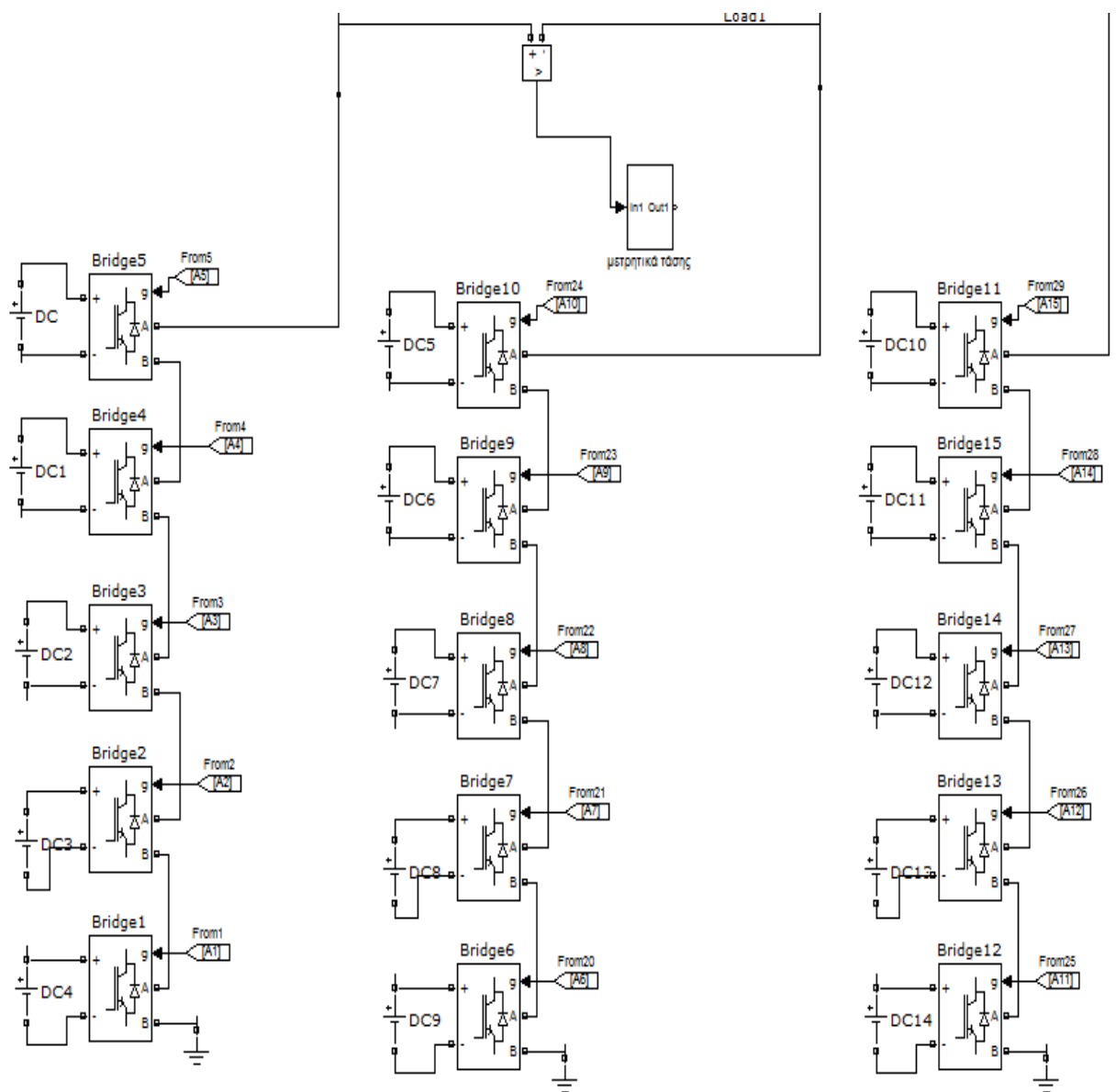
Σχήμα 4. 1 Ανά φάση ισοδύναμο κύκλωμα Αντιστροφέα Cascaded –H bridges

στοιχείο είναι ότι χρειάζεται ξεχωριστές πηγές τάσης στην είσοδο. Άρα είναι μια ιδανική τοπολογία για φωτοβολταϊκές εγκαταστάσεις, ή γενικά απομακρυσμένων ΑΠΕ, για οδήγηση κινητήρα όπου οι εισοδοί είναι μικρές συστοιχίες μπαταριών. Η τοπολογία με 5 ανεξάρτητες πηγές ανά φάση αποτελεί τη χρυσή τομή μεταξύ πολύπλοκου Hardware και ικανοποιητικής τάσης εξόδου. Όπως έχουμε ήδη τονίσει για SHEPWM βολεύει σημαντικά να χρησιμοποιήσουμε τριφασικό αντιστροφέα, καθώς συνδεσμολογούμε το φορτίο μας κατά τρίγωνο ώστε να πάρουμε πολική τάση στην έξοδο και να μην έχουμε τριπλές αρμονικές της θεμελιώδους συχνότητας στην έξοδο. Έτσι λοιπόν με λιγότερες γωνίες έναυσης και κατ' επέκταση μικρότερη διακοπτική συχνότητα μπορούμε να ελαχιστοποιήσουμε το συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης της τάσης και με ένα μικρό φίλτρο στην έξοδο, ο αντιστροφέας μας να πληροί το πρότυπο που θέτει η IEEE για $THD_V < 5\%$.

Ακολουθεί ο σχεδιασμός του τριφασικού μας αντιστροφέα στο πρόγραμμα Matlab Simulink 2012a

4. 3 Προσομοίωση του Αντιστροφέα 11 επιπέδων Cascaded H-Bridges

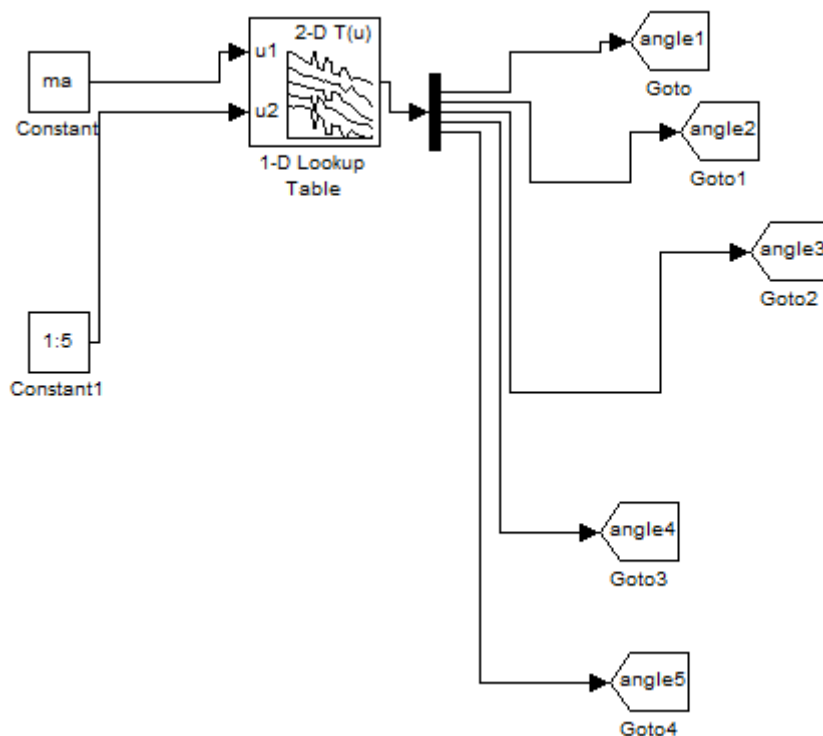
Το κύκλωμα με τα διακοπτικά στοιχεία φαίνεται στο σχήμα 4. 2. Προς την πάνω πλευρά είναι το φορτίο συνδεσμοποιημένο κατά τρίγωνο και έχουμε και τα μετρητικά μας σε ένα block όπου μετράμε RMS τιμή της πολικής τάσης εξόδου και παράλληλα την αναλύουμε κατά Fourier ώστε να μετρήσουμε το πλάτος της θεμελιώδους. Τέλος, μετράμε και το THD_v της τάσης , μια που αυτό είναι που μας ενδιαφέρει ,αφού το THD του ρεύματος εξαρτάται από το φορτίο. Όπως φαίνεται από το σχήμα δεν έχουμε εισάγει ακόμα κάποιο



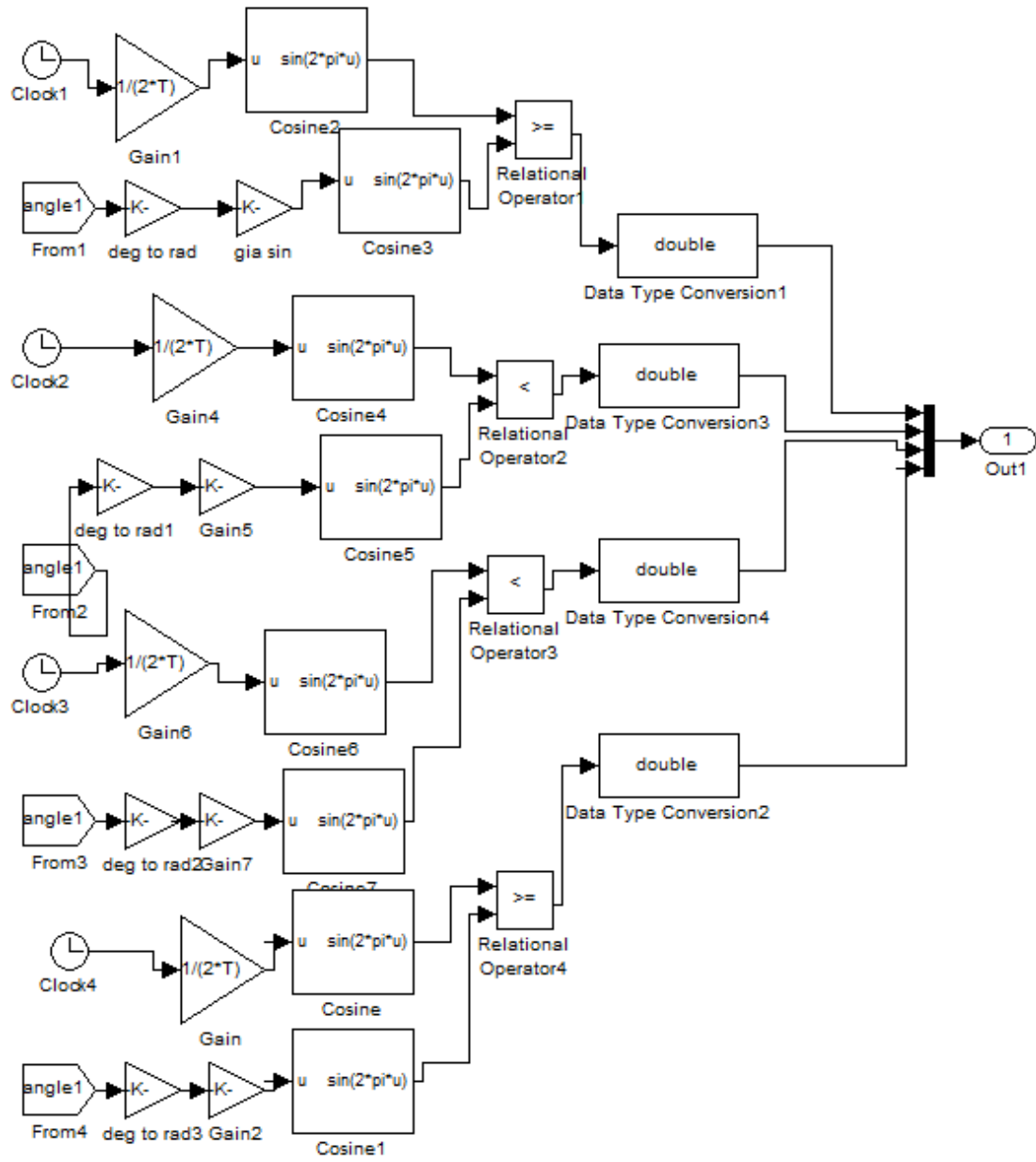
Σχήμα 4. 2 Τριφασικός Αντιστροφέας 11 Επιπέδων-Συνδεσμοποίηση Φορτίου κατά τρίγωνο

βαθυπερατό φίλτρο καταστολής των αρμονικών. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον όμως παρουσιάζει το κύκλωμα ελέγχου που υλοποιεί τη διαμόρφωση εύρους παλμών με την επιλεκτική εξάλειψη των αρμονικών (SHEPWM) και στέλνει τους παλμούς έναυσης.

Έχοντας λύσει το πρόβλημα στο προηγούμενο κεφάλαιο έχουμε σώσει σε ένα πίνακα (look up table) τις κατάλληλες γωνίες έναυσης των διακοπτικών στοιχείων για κάθε τιμή του συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους. Έτσι λοιπόν ο χρήστης εισάγει τον επιθυμητό συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους και το πρόγραμμα αυτόματα ανακτά τις τιμές και τις στέλνει στο κύκλωμα παλμοδότησης. Το block που συνεργάζεται με το Look up table παρουσιάζεται στο σχήμα 4. 3. Έτσι λοιπόν επιλέγονται οι γωνίες έναυσης και αποστέλλονται στο κύκλωμα παλμοδότησης των IGBTs με αντιπαράλληλες διόδους.



Σχήμα 4. 3 Κύκλωμα Ανάκτησης Γωνιών (Look-up table)

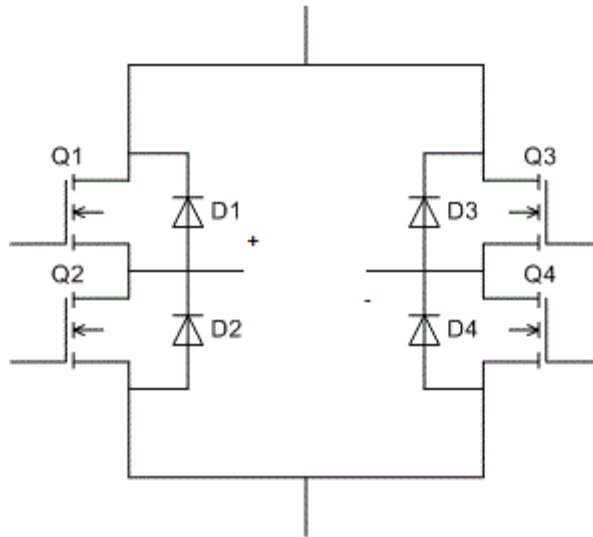


Σχήμα 4. 4 Κύκλωμα Παλμοδότησης α Φάσης και πρώτης βαθμίδας

Ετσι λοιπόν την πρώτη φάση και το πρώτο επίπεδο παλμοδοτεί το κύκλωμα που φαίνεται στο σχήμα 4. 4.

Ο τρόπος με τον οποίο λειτουργεί είναι ότι έχουμε έναν ημιτονικό φορέα και το συγκρίνουμε συνεχώς με το ημίτονο της γωνίας έναυσης.

Ας ονομάσουμε τον φορέα $\text{Sin}(car)$ και το ημίτονο της γωνίας $\text{Sin}(\text{Angle})$



Σχήμα 4. 5 Κύκλωμα Διακοπτικών Στοιχείων κάθε βαθμίδας

Το κύκλωμα της γέφυρας (H-bridge) φαίνεται στο σχήμα 4. 5

Αν λοιπόν $\sin(\alpha) > \sin(\theta)$ τότε δίνονται οι εξής παλμοί

Q1	Q2	Q3	Q4
1	0	0	1

Πίνακας 4. 1 Παλμοδότηση πρώτης ημπεριόδου

Οπότε έχουμε $+V_{dc}$ στην έξοδο

Αν όμως $\sin(\alpha) < -\sin(\theta)$ τότε δίνονται οι παλμοί

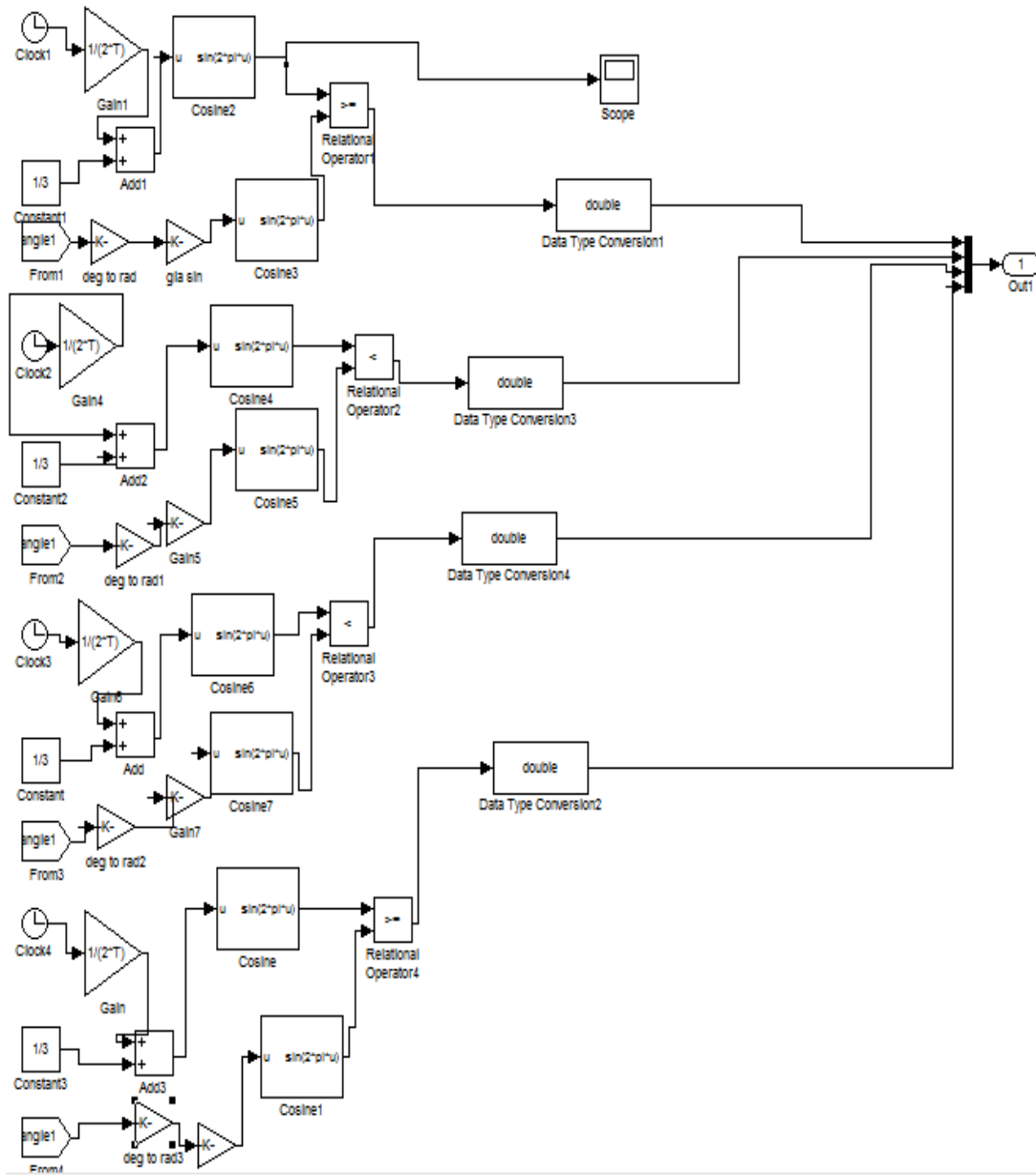
Q1	Q2	Q3	Q4
0	1	1	0

Πίνακας 4. 2 Παλμοδότηση δεύτερης ημπεριόδου

Οπότε στην έξοδο αυτής της γέφυρας θα έχουμε τάση $-V_{dc}$

Τέλος αν δεν ισχύει καμία από τις 2 συνθήκες όλοι οι παλμοί θα είναι 0 που σημαίνει ότι το ρεύμα θα ρέει μέσω των διόδων από αυτό το στάδιο.

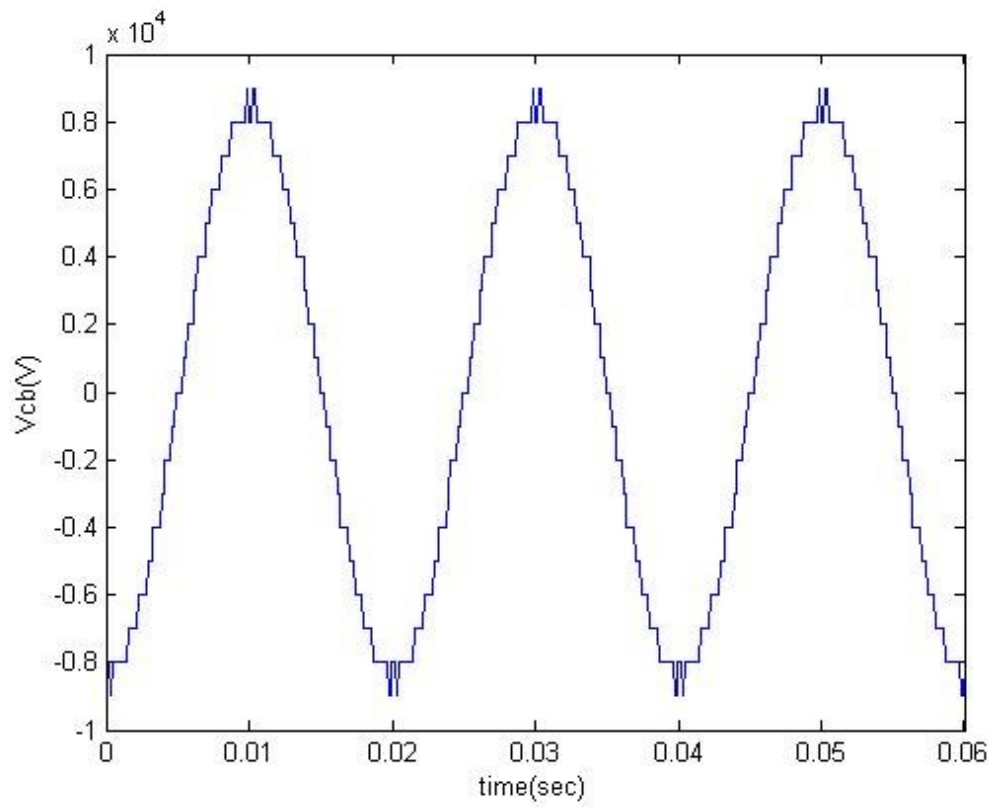
Αντίστοιχο είναι το κύκλωμα τροφοδότησης για τις υπόλοιπες γέφυρες (H-bridges). Για τη φάση b αυτό που αλλάζει είναι ότι το ημίτονο αναφοράς είναι μετατοπισμένο κατά 120 μοίρες, ενώ για τη φάση c είναι μετατοπισμένο κατά 240 μοίρες ως προς την a. Θα παρουσιάσουμε το block διάγραμμα για το πρώτο επίπεδο της b φάσης:



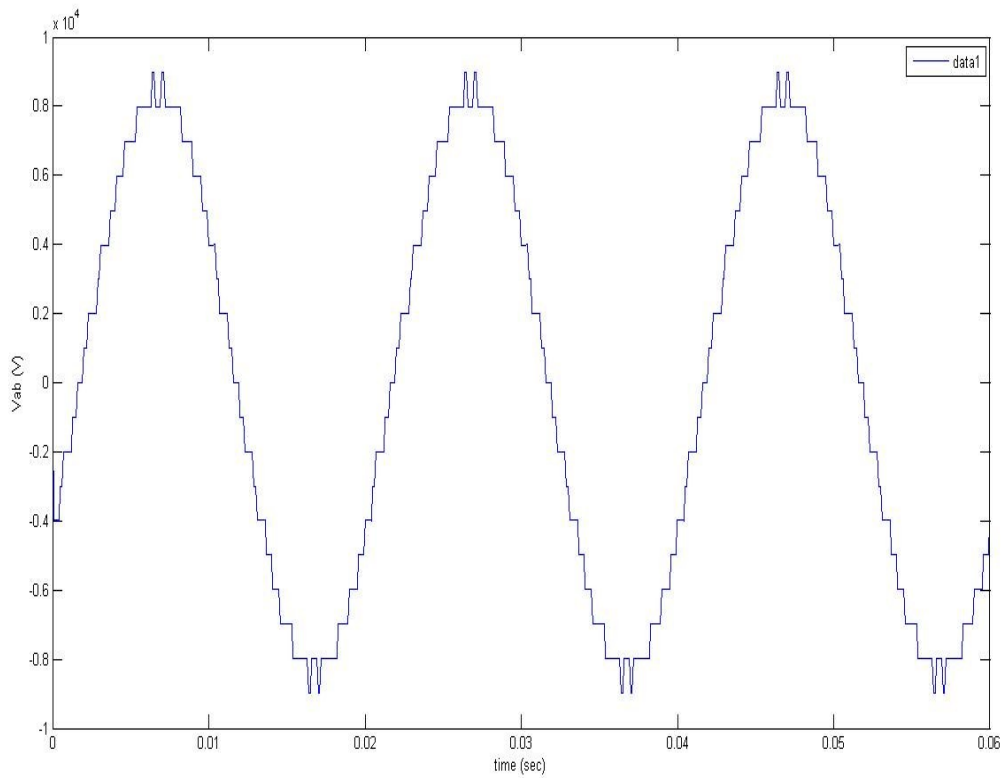
Σχήμα 4. 6 Κύκλωμα παλμοδότησης B φάσης –Πρώτη Βαθμίδα

Θα τοποθετήσουμε τώρα στην έξοδο ένα ωμικό φορτίο 10Ω και θα δούμε τη συμπεριφορά του. Στην είσοδο το κάθε dc επίπεδο θα έχει $V_{dc}=1000V$ γιατί άλλωστε το νόημα του αντιστροφέα αυτού είναι να έχει συνολικά υψηλή τάση εισόδου, και θα λειτουργήσει σε συχνότητα $50Hz$. Τέλος δε θα χρησιμοποιούσε για αρχή φίλτρο στη έξοδό του. Σύμφωνα με την ανάλυση που έχει προηγηθεί αναμένουμε για συντελεστή διαμόρφωσης $m_a=0,73$ να είναι ο THD_v γύρω στο $4,3\%$. Θέτουμε λοιπόν $m_a=0.76$ και τρέχουμε την προσομείωση.

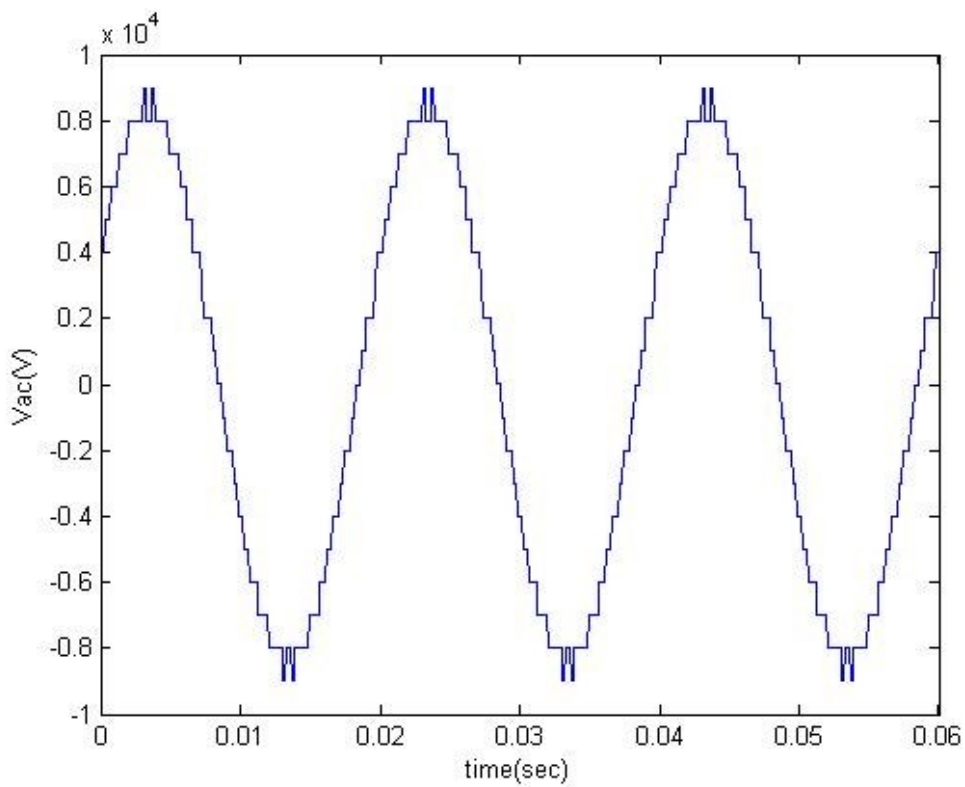
Οι πολικές τάσεις εξόδου φαίνονται στα σχήματα 4.7-4.9.



Σχήμα 4. 7 Τάση εξόδου για $m_a=0.76$

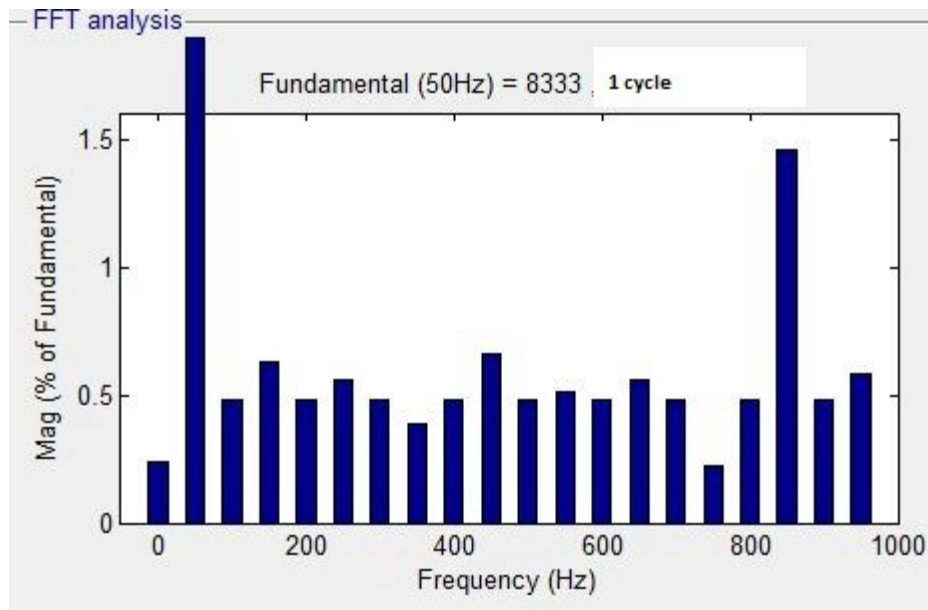


Σχήμα 4. 8 Τάση εξόδου για $m_a=0.76$



Σχήμα 4. 9 Τάση εξόδου για $m_a=0.76$

Το THD_v της τάσης είναι όπως αναμέναμε πολύ χαμηλό 4,8% χωρίς τη χρήση φίλτρου. Φαίνεται και προσεγγιστικά όμως ότι η τάση πλησιάζει το ημίτονο.

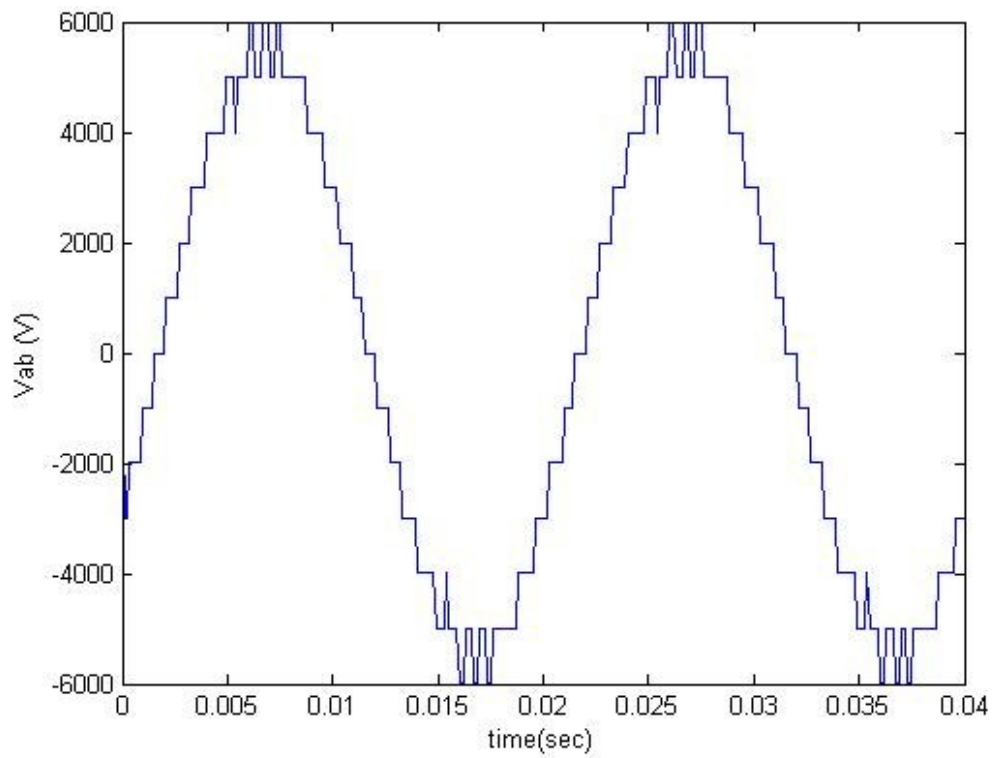


Σχήμα 4. 10 Φάσμα Τάσης για $m_a=0.76$

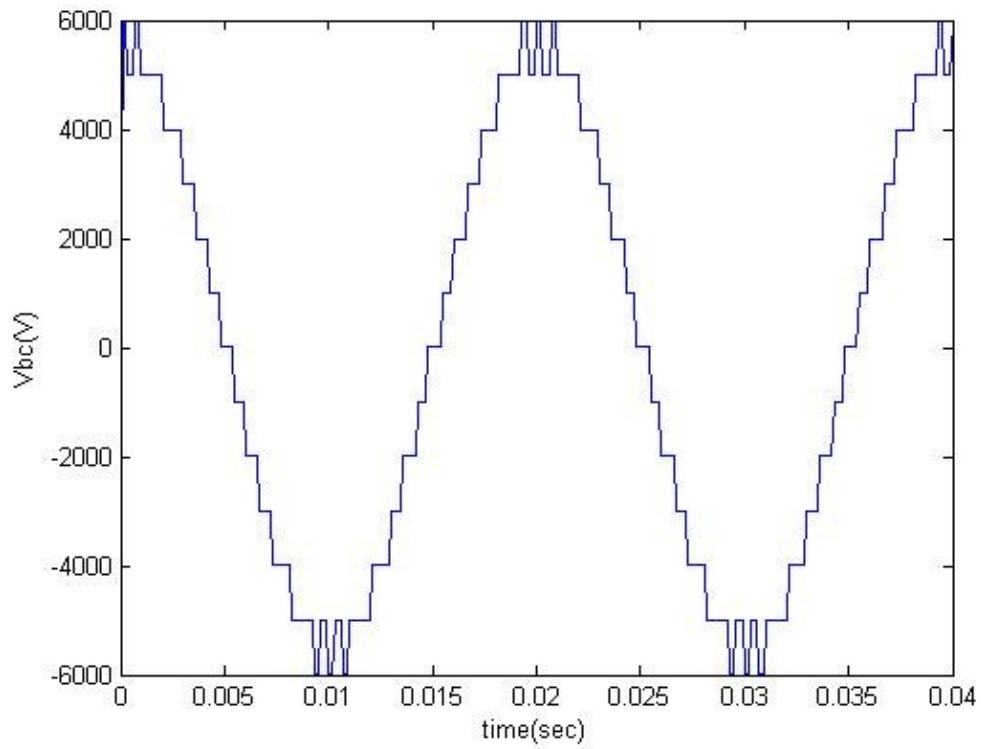
Παρακολουθώντας το φάσμα εξάγεται το συμπέρασμα ότι η πρώτη αρμονική βρίσκεται μετά τα 800 hz. Ένα μικρό φίλτρο στην έξοδο θα μας οδηγήσει λοιπόν σε μια πάρα πολύ καλή ποιότητα τάσης εξόδου.

Ας εξετάσουμε όμως και τη χειρότερη περίπτωση για το συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους. Από την ανάλυση που έχουμε πραγματοποιήσει προκύπτει ότι για $m_a=0.5$ θα έχουμε το χειρότερο THD_v. Ας τρέξουμε λοιπόν την προσομοίωση με $m_a=0.5$ για να δούμε τα αποτελέσματα.

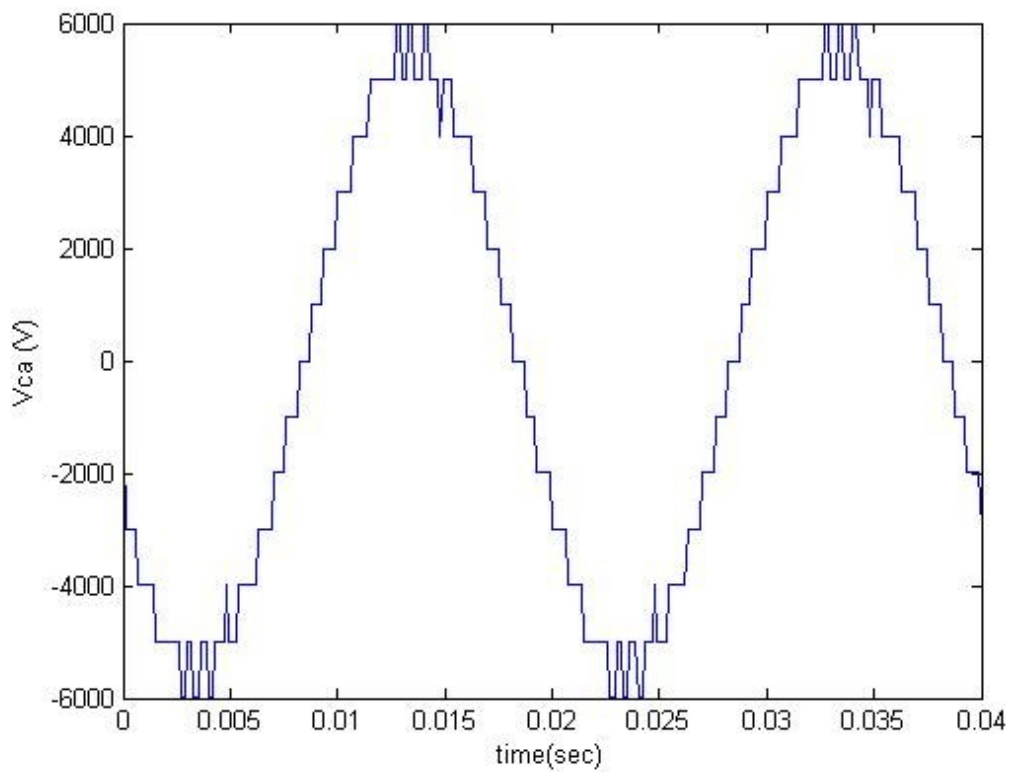
Χρησιμοποιούμε τα ίδια χαρακτηριστικά όπως στην προηγούμενη προσομοίωση. Οι τάσεις εξόδου φαίνονται στα σχήματα 4.11-4.13.



Σχήμα 4. 11 Πολική Τάση Εξόδου για $m_a=0.5$

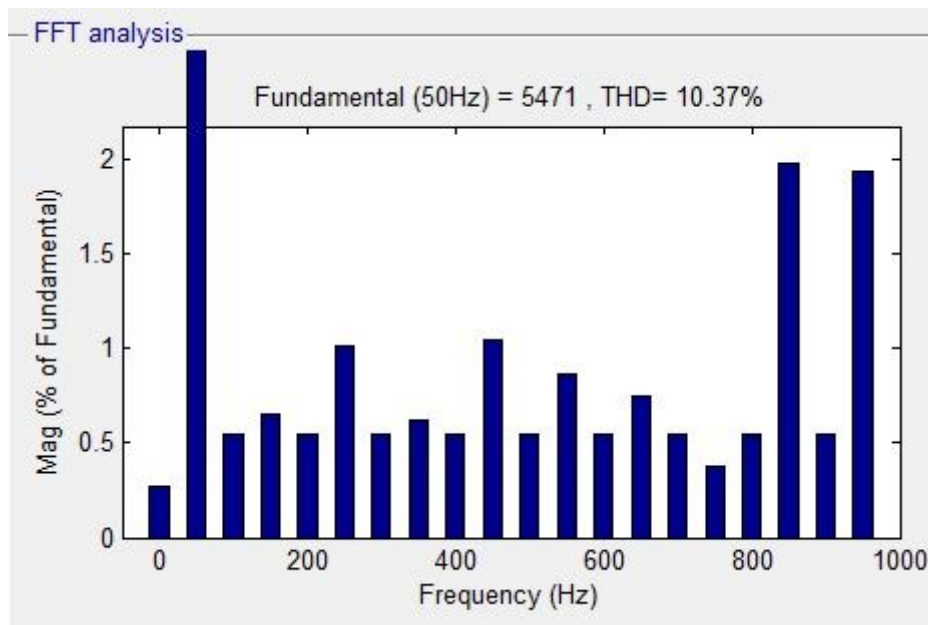


Σχήμα 4. 12 Πολική Τάση Εξόδου για $m_a=0.5$



Σχήμα 4. 13 Πολική Τάση Εξόδου για $m_a=0.5$

Θα αναλύσουμε τώρα το σήμα κατά Fourier για να δούμε το φάσμα του:



Σχήμα 4. 14 Φάσμα Πολικής Τάσης Εξόδου για $m_a=0.5$

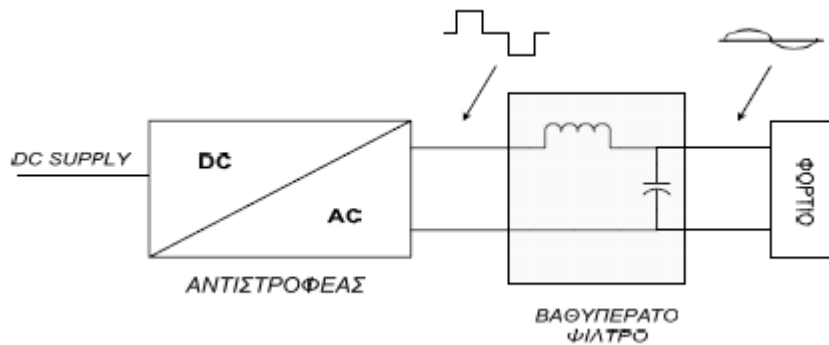
Το Matlab υπολόγισε το THD_v στο 10,37%. Όπως βλέπουμε στο φάσμα επιδρούν σημαντικά οι υψίσυχνες αρμονικές, οπότε με την προσθήκη φίλτρου αναμένεται να μην έχουμε προβλήματα αρμονικής παραμόρφωσης. Ακόμα και έτσι όμως παρατηρούμε ότι ο αντιστροφέας μας ξεφεύγει λίγο από τα αποδεκτά όρια.

4. 4 Σχεδίαση φίλτρου εξόδου

Σε αυτό το σημείο θα αναφέρουμε ορισμένα στοιχεία για τα φίλτρα που χρησιμοποιούμε στα ηλεκτρονικά ισχύος. Χωρίζονται σε 3 κατηγορίες. Σε ενεργά φίλτρα, παθητικά φίλτρα και διακοπτικά φίλτρα. Διακοπτικά φίλτρα χρησιμοποιούμε κυρίως όταν η συχνότητα της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης μεταβάλλεται και έτσι πρέπει να προσαρμόζεται κατάλληλα η λειτουργία του φίλτρου, αποτελεσματικά και με καλή ακρίβεια. Αυτά υλοποιούνται μέσω μικροεπεξεργαστή. Συνήθως εφαρμόζουν μέθοδο PWM και η συνάρτηση μεταφοράς τους καθορίζεται ανάλογα με τα χαρακτηριστικά του συστήματος. Ένα τέτοιο φίλτρο είναι το φίλτρο Kalman.

Μια άλλη κατηγορία φίλτρων είναι τα ενεργά φίλτρα. Αυτή χρησιμοποιούν ενισχυτή τάσης και προσπαθούμε κάποιο τρόπο να προβλέψουν το σήμα εξόδου. Αποτελούνται από αναλογικά ηλεκτρονικά. Ο τελεστικός ενισχυτής που χρησιμοποιείται εμποδίζει τα χαρακτηριστικά του φορτίου να επηρεάσουν τη συμπεριφορά του φίλτρου. Ένα ενεργό φίλτρο μπορεί να έχει μιγαδικούς πόλους και μηδενικά χωρίς να χρησιμοποιηθεί κάποιο μεγάλο πηνίο. Η συχνότητα αποκοπής αλλάζει μέσω κάποιας μεταβλητής αντίστασης που εμπεριέχεται στο φίλτρο (ποτενσιόμετρο). Παράδειγμα τέτοιου φίλτρου είναι τα φίλτρα Chebyshev.

Η τρίτη κατηγορία φίλτρων που είναι και αυτή που θα χρησιμοποιήσουμε είναι τα παθητικά φίλτρα. Στο σχήμα 4.15 παρουσιάζεται ένα βαθυπερατό φίλτρο εξόδου αντιστροφέα. Ας υποθέσουμε ότι η σύνθετη αντίσταση που παρουσιάζει το φορτίο είναι Z_L .



Σχήμα 4. 15 Βαθυπερατό Φίλτρο Εξόδου

Εφαρμόζοντας το Νόμο τάσεων Kirchhoff για την έξοδο του αντιστροφέα θα πάρουμε την παρακάτω συνάρτηση μεταφοράς:

$$\frac{U_0}{U_f} = \frac{1}{1 + i\omega L_f \left(\frac{1}{Z_L} + i\omega C_f \right)} \Leftrightarrow \frac{U_0}{U_f} = \frac{1}{1 - \omega^2 L_f C_f + \frac{i\omega L_f}{Z_L}}$$

Z_L η αντίσταση φορτίου, L_f η αυτεπαγωγή του φίλτρου, C_f η χωρητικότητα του φίλτρου, ω η κυκλική συχνότητα, U_0 η τάση εξόδου, U_f η τάση πριν το φίλτρο.

(4. 1)

Ετσι για την n-οστή αρμονική συνιστώσα της τάσης εξόδου θα ισχύει:

$$\frac{\widehat{U_{0,n}}}{\widehat{U_{f,n}}} = \frac{1}{1 - n^2 \omega^2 L_f C_f + \frac{i n \omega L_f}{Z_L}} \quad (4. 2)$$

Κρατώντας αμετάβλητες τις τιμές της χωρητικότητας και της αυτεπαγωγής και για εν κενώ λειτουργία ο άνωθεν λόγος παίρνει τη μεγαλύτερη δυνατή τιμή και έτσι έχουμε τη χειρότερη περίπτωση όσον αφορά στις αρμονικές. Άρα θέτω $\frac{1}{Z_{L,n}} = 0$ για να επιλύσω το φίλτρο μου για τη χειρότερη δυνατή κατάσταση.

Αποδεικνύεται ότι εάν η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα μειωθεί στο 3% της βασικής αρμονικής συνιστώσας από το φίλτρο εξόδου, τότε επιτυγχάνεται συντελεστής THD_v μικρότερος του 5% για λειτουργία εν κενώ που αποτελεί και τη χειρότερη περίπτωση λειτουργίας. Αν θελήσουμε να μελετήσουμε τα φίλτρα εξόδου των

τριφασικών αντιστροφών με μία διαφορετική προσέγγιση, ιδιαίτερο βάρος έχει η παρατήρηση ότι η έξοδος στο πεδίο της συχνότητας αποτελείται από:

- Ανώτερες αρμονικές που βρίσκονται σε συχνότητες πολλαπλάσιες της συχνότητας φορέα, περιπτής τάξης
- Πλευρικές αρμονικές γύρω από το κάθε πολλαπλάσιο της φέρουσας συχνότητας, με απόσταση πολλαπλάσια της θεμελιώδους συχνότητας.

Συνεπώς η θέση κάθε αρμονικής στον άξονα των συχνοτήτων, f_h , δίνεται από τη σχέση:

$$f_h = n * f_c \pm q * f_r, \text{ όπου } n, q \text{ ακέραια}$$

f_c η συχνότητα φορέα, f_r η θεμελιώδης συχνότητα

Οι κυριαρχούσες αρμονικές παρατηρούνται στη συχνότητα φορέα f_c και στις πλευρικές συχνότητες $f_h = f_c \pm 2f_r$. Ως εκ τούτου, απαιτείται φίλτρο εξόδου που να έχει συχνότητα συντονισμού $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$, η οποία να ικανοποιεί τον περιορισμό: $f_r < f_0 < f_s - 2f_r$

Βασικό κριτήριο για την απόδοση του φίλτρου είναι η ελαχιστοποίηση της κυμάτωσης της τάσης εξόδου. Η κυμάτωση δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

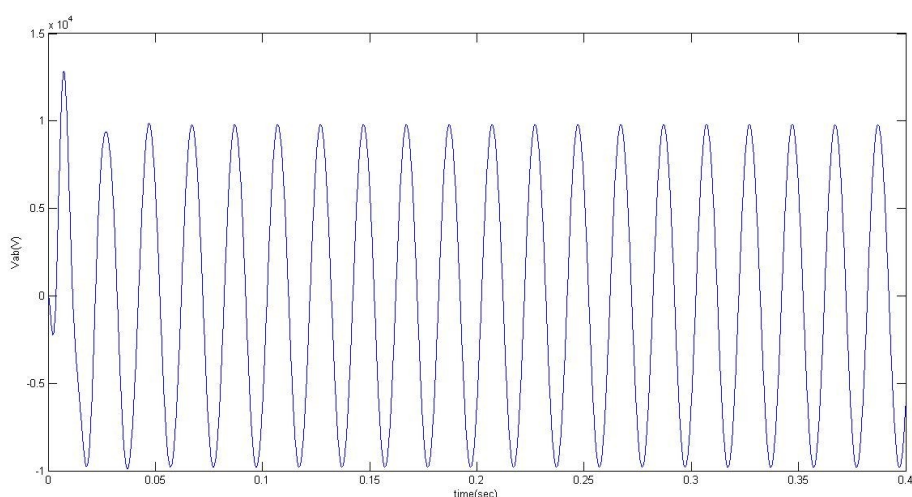
$$k_R = \sqrt{\left(\frac{\sum_{n=1}^{+\infty} \widehat{V}_{R,n}^2 - \widehat{V}_{R,1}^2}{\sum_{n=1}^{+\infty} \widehat{V}_{R,n}^2} \right)} \text{ και } \widehat{V}_{R,1}^2 = \frac{m_a V_{dc}}{2}$$

Στο σχήμα παρουσιάζεται η κυμάτωση συναρτήσει του λόγου συχνοτήτων $\frac{f_c}{f_0}$.

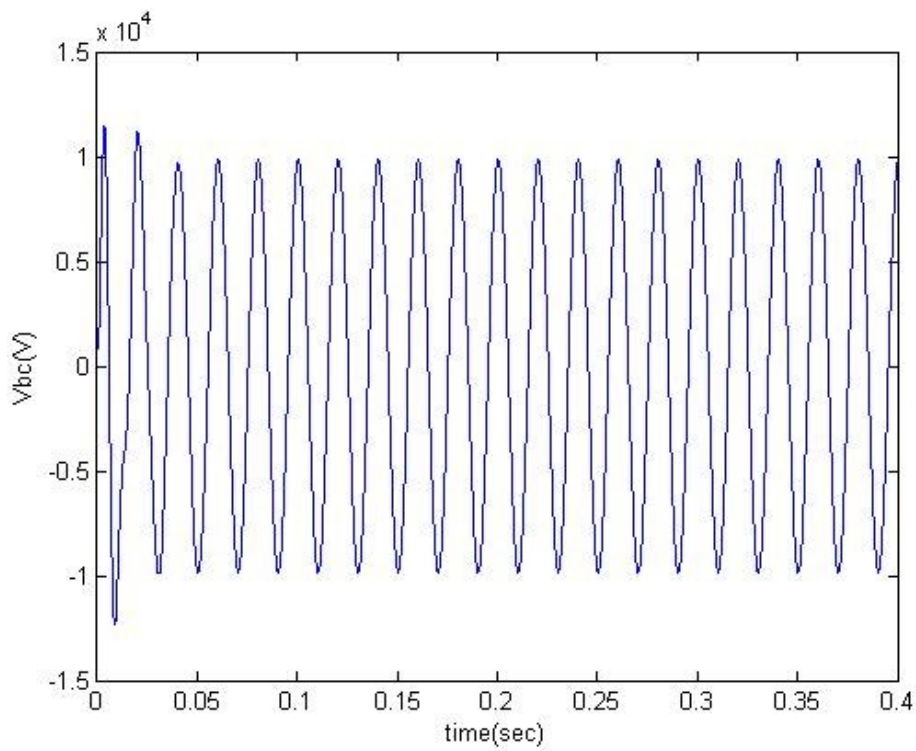
Με δεδομένο ότι επιδιώκουμε συνήθως υψηλό δείκτη διαμόρφωσης, η μικρότερη κυμάτωση προκύπτει για $f_c = 15.5f_0$. Δηλαδή αν ο αντιστροφέας λειτουργεί με διακοπτική συχνότητα 6Hz, τότε το φίλτρο εξόδου θα έχει συχνότητα συντονισμού περίπου 413,8Hz[24].

4. 5 Μελέτη συμπεριφοράς αντιστροφέα με φίλτρο εξόδου

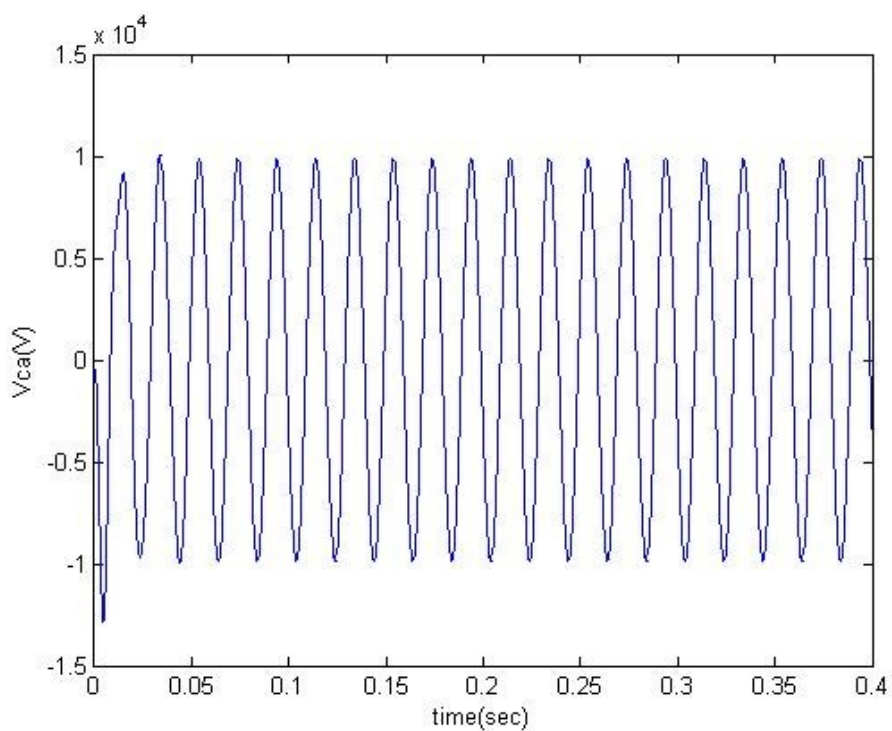
Σύμφωνα με την προηγούμενη ανάλυση επιλέγουμε να τοποθετήσουμε παθητικό βαθυπερατό φίλτρο στην έξοδο. Το φίλτρο θα είναι LC και όχι RC για να μην έχουμε απώλειες. Έτσι λοιπόν επιλέγουμε φίλτρο με χαρακτηριστικά λειτουργίας $L=0.001\text{Henry}$ και πυκνωτή $C=1,6\text{mF}$ ώστε να έχουμε συχνότητα αποκοπής (cut-off frequency) τα 126Hz . Εφόσον η θεμελιώδης αρμονική βρίσκεται στα 50Hz , τα 126Hz είναι η χρυσή τομή ενός οικονομικού και αποτελεσματικού φίλτρου. Εγκαθιστώντας λοιπόν αυτό το φίλτρο ως ξαναμελετήσουμε τη συμπεριφορά του αντιστροφέα μας για το καλύτερο και το χειρότερο THD. Οι τάσεις εξόδου για κάθε φάση φαίνονται στα σχήματα 4.16-4.18.



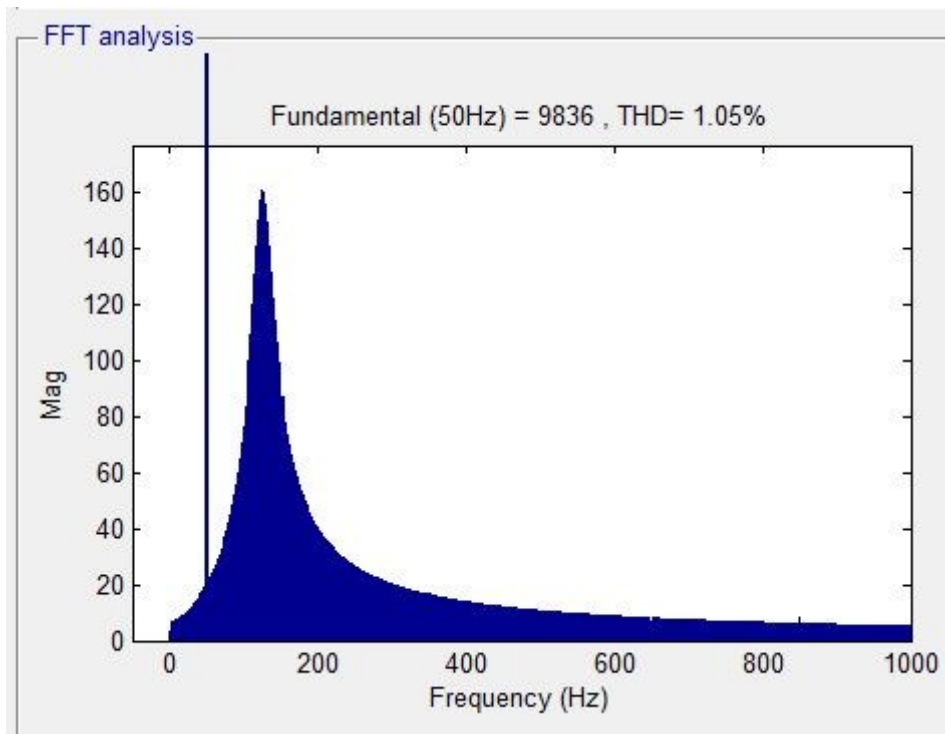
Σχήμα 4. 16 Τάση Εξόδου με Φίλτρο



Σχήμα 4. 17 Τάση Εξόδου με Φίλτρο



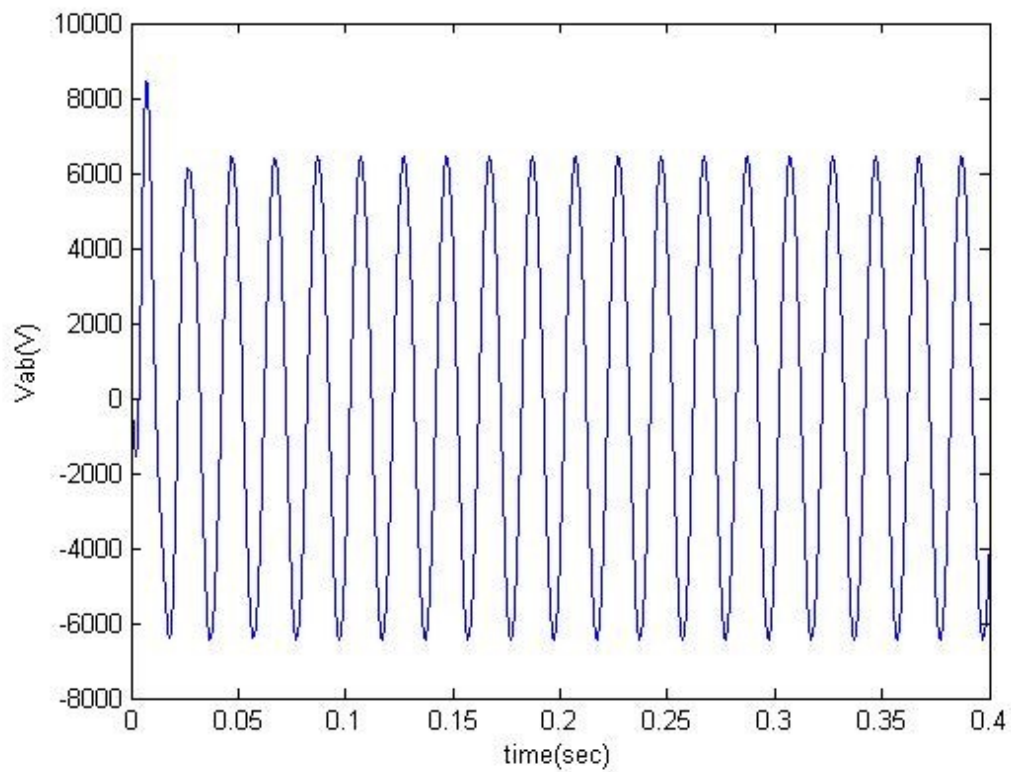
Σχήμα 4. 18 Τάση Εξόδου με Φίλτρο



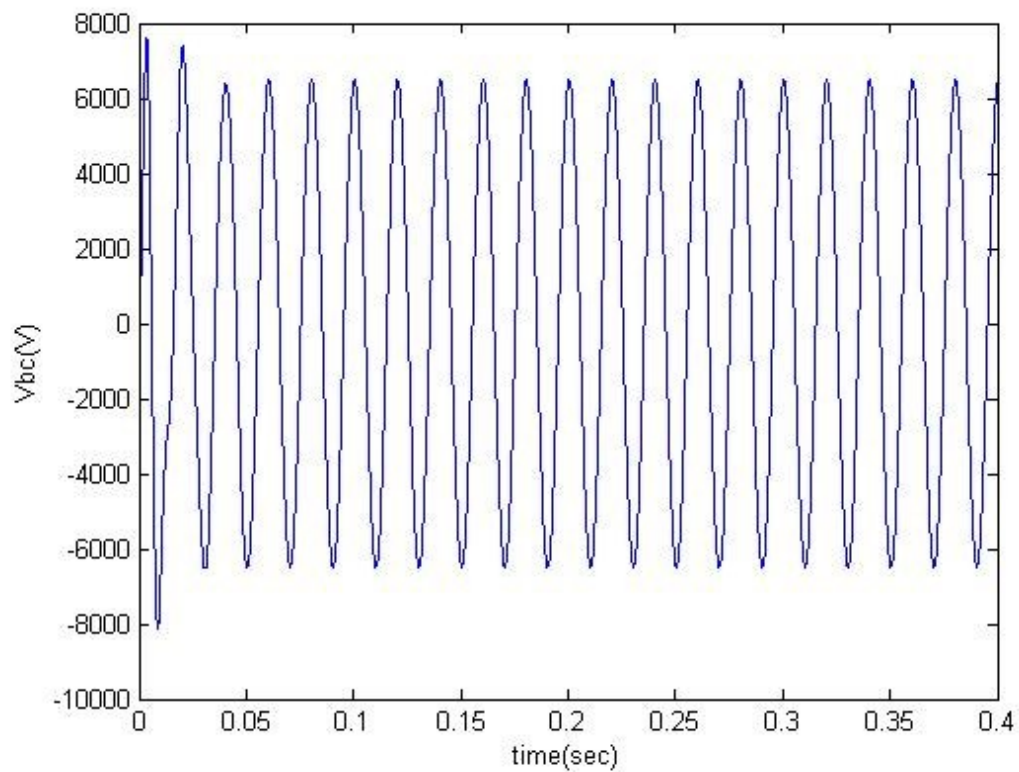
Σχήμα 4. 19 Φάσμα Τάσης Εξόδου

Από ότι παρατηρούμε η ποιότητα της τάσης εξόδου έχει βελτιωθεί πολύ σημαντικά και προσεγγίζει σε πολύ μεγάλο βαθμό την ημιτονική μορφή. Ας εξετάσουμε και το φάσμα της όπως φαίνεται στο σχήμα 4. 19.

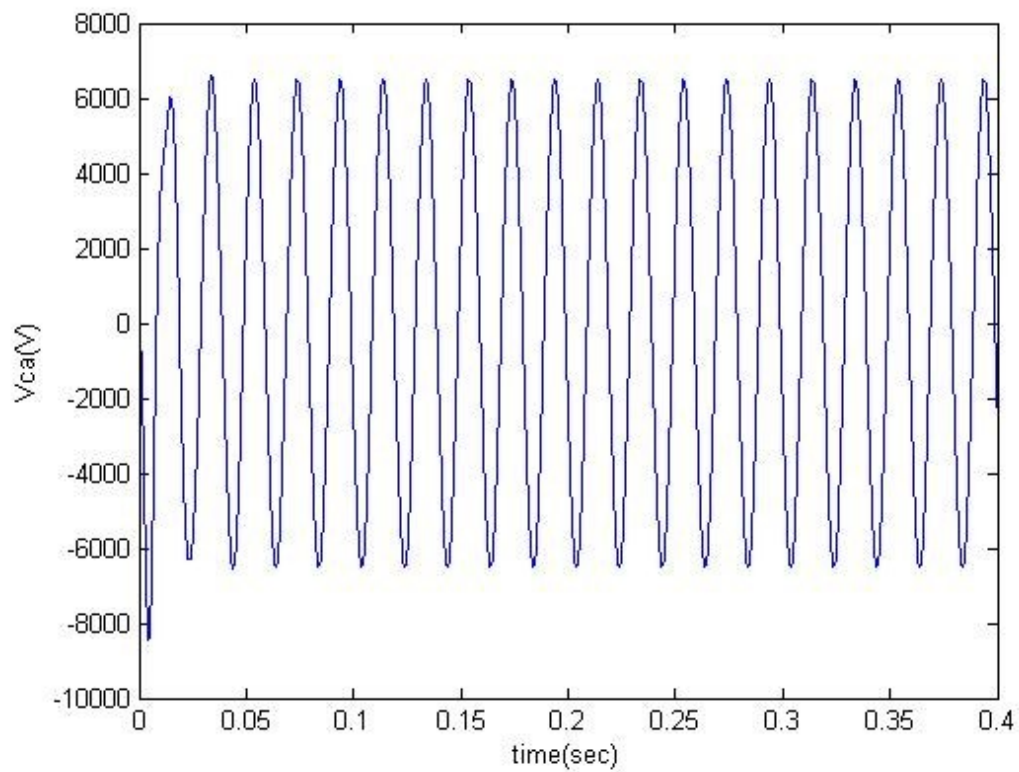
Τα αποτελέσματα με την τοποθέτηση του φίλτρου επομένως έχουν βελτιωθεί αισθητά. Ο συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης είναι πλέον πολύ μικρός $THD_v=1\%$. Ας επανεξετάσουμε όμως τις τάσεις και το συντελεστή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης για $m_a=0.5$ που είχαμε συντελεστή ολικής παραμόρφωσης 10% χωρίς το φίλτρο. Ακολουθούν οι κυματομορφές της τάσης στα σχήματα 4.20-4.22.



Σχήμα 4. 20 Τάση Εξόδου για $m_a=0.5$

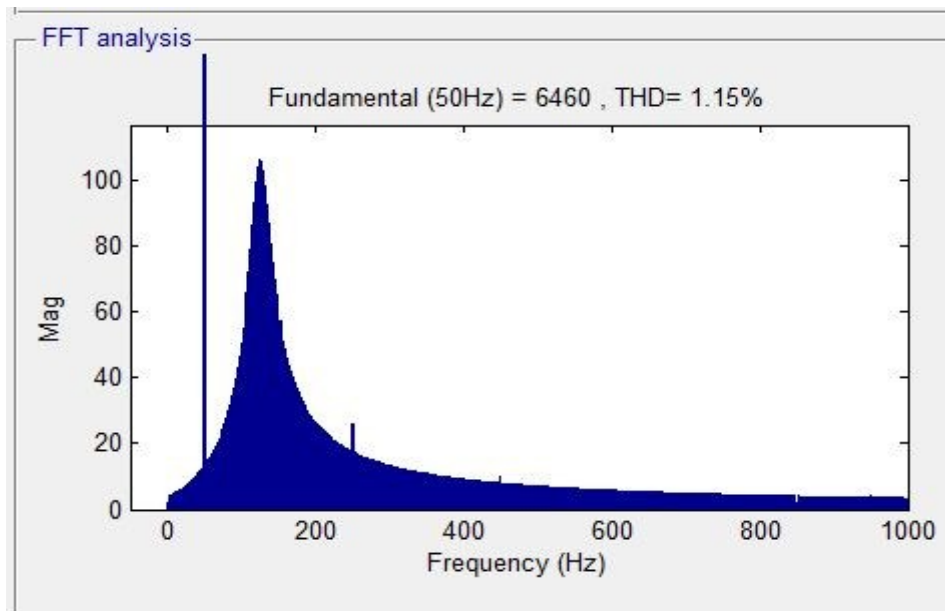


Σχήμα 4. 21 Τάση Εξόδου για $m_a=0.5$



Σχήμα 4. 22 Τάση Εξόδου για $m_a=0.5$

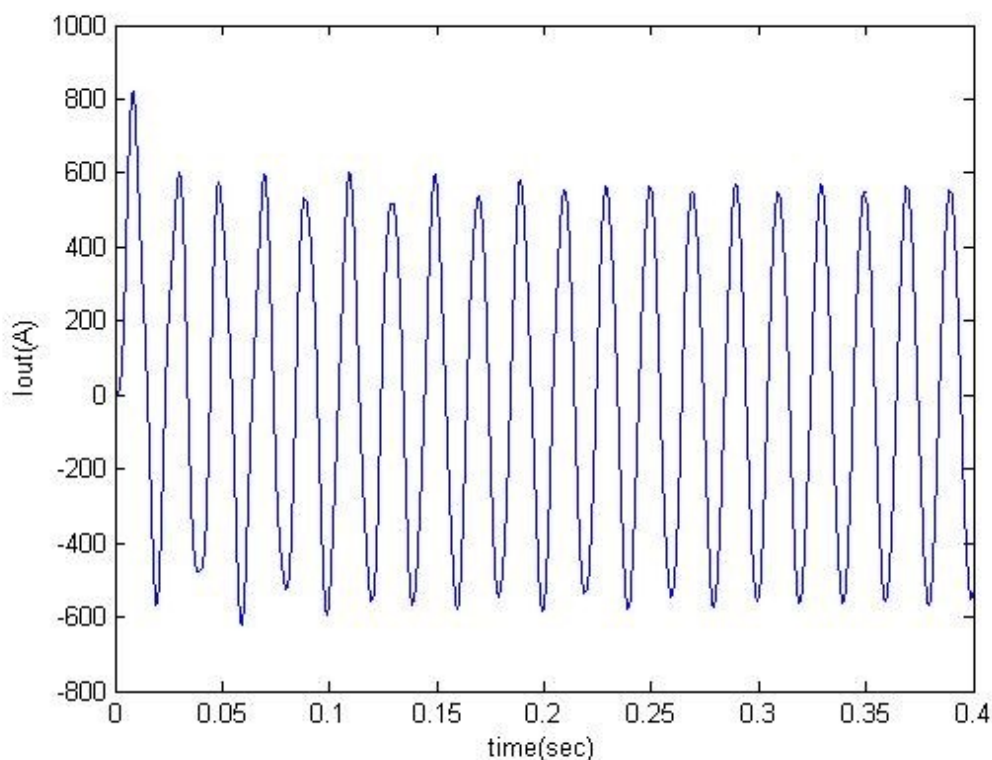
Και πάλι οι κυματομορφές της τάσης προσεγγίζουν το ημίτονο. Το φάσμα παρουσιάζεται στο σχήμα 4. 23.



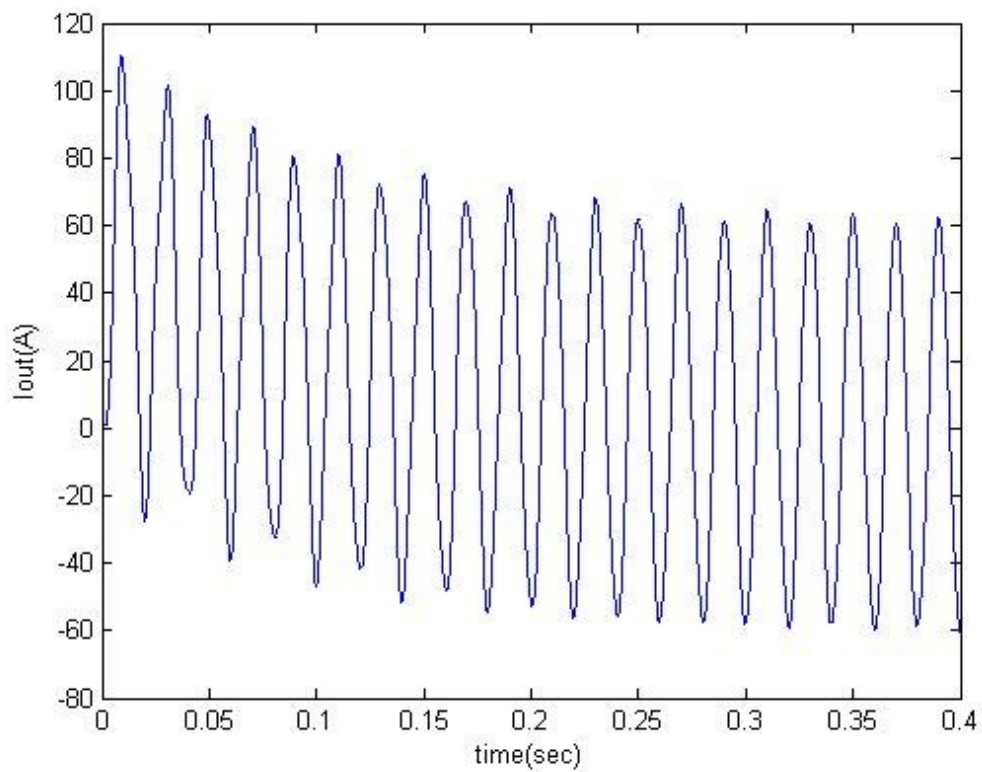
Σχήμα 4. 23 Φάσμα Τάσης Εξόδου για $m_a=0.5$

Ο συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης κειμένεται και πάλι σε πολύ ικανοποιητικά επίπεδα $THD_v=1.15\%$. Συμπερασματικά λοιπόν, με την τοποθέτηση του φίλτρου στην έξοδο η συμπεριφορά του αντιστροφέα βελτιώθηκε αισθητά και το THD_v δεν ξεπερνά σε καμία περίπτωση το 1,2%. Έχουμε καταφέρει επομένως μια υψηλή τάση εξόδου χωρίς αρμονικό περιεχόμενο και πολύ μικρές απώλειες μετατροπής.

Όσον αφορά στο ρεύμα με το χειρότερο m_a ως προς την ποιότητα τάσης εξόδου και με ωμικο-επαγωγικό φορτίο συμπεριφέρεται αρκετά ικανοποιητικά και με πολύ μικρή αρμονική παραμόρφωση. Ειδικότερα, για πηνίο 0,5Henry και αντίσταση 10Ω παίρνουμε το ρεύμα του σχήματος 4. 24.



Σχήμα 4. 24 Ρεύμα Εξόδου για $m_a=0.5$ και ωμικό φορτίο



Σχήμα 4. 25 Ρεύμα Εξόδου για ωμικοεπαγωγικό φορτίο και $m_a=0.5$

Για την ίδια αντίσταση και πηνίο 1,5 henry παίρνουμε το ρεύμα του σχήματος 4. 25. Παρατηρούμε επομένως ότι και το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα μας δεν έχει παρασιτικό αρμονικό περιεχόμενο.

4. 6 Μελέτη N-1 Βαθμίδων

Το θετικό στοιχείο αυτής της τοπολογίας είναι ότι σε περίπτωση βραχυκυκλώματος μιας πηγής, το οποίο μπορεί να οφείλεται στην πτώση της εσωτερικής αντίστασης μιας μπαταρίας, στη συντήρηση μιας ανεμογεννήτριας, ή βραχυκυκλώματος ενός φωτοβολταϊκού, ο αντιστροφέας μπορεί να προγραμματιστεί ώστε να λειτουργήσει με 4 πηγές τάσης ανά φάση εν προκειμένω για όλες τις φάσεις. Μετρώντας δηλαδή τις τάσεις εισόδου, ο μικροεπεξεργαστής μπορεί να κάνει συνεχώς έλεγχο και σε περίπτωση σφάλματος, όπου δηλαδή η τάση θα πέσει κάτω από ένα συγκεκριμένο επίπεδο, να βγάζει εκτός λειτουργίας τη συγκεκριμένη πηγή και να αυξάνει το συντελεστή διαμόρφωσης του πλάτους της τάσης. Έτσι θα εξασφαλίσουμε συνεχή λειτουργία και δε θα βγαίνει το κύκλωμα εκτός λειτουργίας. Πρόκειται δηλαδή για ένα σοβαρό πλεονέκτημα αυτό της αξιοπιστίας, έναντι του συμβατικού αντιστροφέα.

4. 7 Μη σταθερές πηγές στην είσοδο

Η μέθοδος που εξετάσαμε μέχρι στιγμής καλείται off-line sherpwm. Αυτό σημαίνει ότι φορτώνουμε στη μνήμη του μικροεπεξεργαστή μας τον πίνακα με τις γωνίες έναυσης των διακοπτικών στοιχείων και ανάλογα με την απαίτηση του πλάτους της τάσης στην έξοδο χρησιμοποιούμε τις αντίστοιχες γωνίες. Η διαδικασία αυτή όμως αυτή απαιτεί να έχουμε ως δεδομένο ότι η είσοδος αποτελείται από πηγές τάσης που παράγουν σταθερή τάση. Πολύ συχνά όμως χρησιμοποιούμε πηγές που παρουσιάζουν κάποια κυμάτωση στην έξοδο, όπως για παράδειγμα οι κυψέλες καυσίμου που η τάση τους εξαρτάται από παράγοντες όπως η θερμοκρασία και η υγρασία. Ακόμα είναι φυσιολογικό από την υπερβολική χρήση να έχει καμφθεί η εσωτερική αντίσταση μιας μπαταρίας. Για την αποτελεσματική αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος θα χρησιμοποιηθεί η μέθοδος της επίλυσης του συστήματος σε ζωντανό χρόνο(online sherpwm). Ουσιαστικά απλοποιούμε το σύστημα και καταστρώνουμε πολυώνυμα που έχουν ως ανεξάρτητη μεταβλητή το συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους και ως εξαρτημένη μεταβλητή τη γωνία έναυσης. Αυτή η μέθοδος θα εισάγει σφάλμα στη λύση , καθώς είναι αδύνατο να κατασκευαστούν πολυώνυμα που να προσεγγίζουν ακριβώς τις λύσεις. Όμως η επίλυση θα είναι ταχύτατη , καθώς θα απαιτεί απλούς υπολογισμούς από το μικροεπεξεργαστή που υλοποιούνται με απλό τρόπο και σε πολύ μικρό χρόνο. Ακόμη , θα καλύψει τις κενές λύσεις που δημιουργούν μη γραμμικότητες και συνεπώς προβλήματα στον έλεγχο.

4. 9 Ανακεφαλαίωση

Σε αυτό το κεφάλαιο προσομοιώσαμε τον τριφασικό αντιστροφέα 11 επιπέδων και εξετάσαμε τη συμπεριφορά του. Παρουσιάστηκε το κύκλωμα λειτουργίας του. Ακόμη παρουσιάστηκαν οι κυματομορφές εξόδου. Η λειτουργία του είναι αποδεκτή και χωρίς φίλτρο στην έξοδο. Η προσθήκη όμως φίλτρου βελτιώνει σημαντικά τη λειτουργία του, καθώς καταστέλλονται και οι υψίσυχνες αρμονικές. Τέλος, αναφερθήκαμε στην περίπτωση μη σταθερών πηγών τάσεων στην είσοδο που λύνεται με τη μέθοδο της online shepwm.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

Διαμόρφωση Εύρους Παλμών με την Επιλεκτική Εξάλειψη των Αρμονικών(SHEPWM) για Μονοφασικούς Αντιστροφείς

5. 1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο θα αναλυθεί η τεχνική της επιλεκτικής εξάλειψης των αρμονικών και θα επιλυθεί για όλες τις τιμές του συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους για μονοφασικό αντιστροφέα. Το πρόβλημα θα επιλυθεί για μονοφασικό αντιστροφέα από 7 πηγές τάσης (15 επίπεδα τάσης στην έξοδο) μέχρι και 11 πηγές τάσης στην είσοδο(23 επίπεδα τάσης στην έξοδο). Πλέον πρέπει να συμπεριλάβουμε και τις τριπλές αρμονικές στην επίλυση. Το πρόβλημα αυτό δε μπορεί να επιλυθεί με τη θεωρία που αναπτύξαμε στο κεφάλαιο 3, δηλαδή τη θεωρία των ολοκληρωτικών υπολοίπων, καθώς το πρόβλημα της εύρεσης του ολοκληρωτικού πολυωνύμου καθίσταται μη δυνατό από ηλεκτρονικό υπολογιστή για τόσο υψηλά συστήματα. Ο αλγόριθμος των ολοκληρωτικών υπολοίπων έχει πολυπλοκότητα $O(n^2)$,δηλαδή πολυωνυμική. Πρέπει επομένως να αναπτύξουμε έναν αλγόριθμο με μικρότερη πολυπλοκότητα.

$$\Theta\acute{\epsilon}\tau\omicron\upsilon\mu\epsilon \ T_{2k-1}(x) = \sum_{m=1}^k c_{k,m} x^{2m-1}$$

Και αντικαθιστούμε στο σύστημα 5. 2, οπότε προκύπτει:

$$\sum_{i=1}^s c_{1,i} x_i = m$$

$$\sum_{i=1}^s \sum_{m=2}^k c_{k,m} x_i^{2m-1} = 0 \quad \text{για } k=2 \dots s-1$$

,όπου s ο αριθμός των βαθμίδων

(5. 3)

Αν χρησιμοποιήσουμε το μετασχηματισμό Newton 3. 13, το σύστημα 5. 3

μετατρέπεται ως εξής:

$$t_1 = m$$

$$\sum_{m=2}^k c_{k,m} t_{2m-1} = 0 \quad \text{για } k=2 \dots s-1$$

Ισοδύναμα δηλαδή ισχύει:

$$t_1 = m$$

$$x_1^3 + x_2^3 + \dots + x_s^3 = t_3$$

$$x_1^{2s-1} + x_2^{2s-1} + \dots + x_s^{2s-1} = t_{2s-1}$$

(5. 4)

$$\text{Όπου } t_{2k+1} = \frac{t_1}{2^{2k}} \binom{2k+1}{k} \quad (5. 5)$$

ΑΠΟΔΕΙΞΗ

$$x_k = \cos(\omega t_k) = \frac{e^{i\omega t} + e^{-i\omega t}}{2} = \frac{z_k + \frac{1}{z_k}}{2}$$

Όπου $z_k = e^{i\omega t_k}$

$$\cos(n\omega t_k) = \frac{e^{in\omega t} + e^{-in\omega t}}{2} = \frac{z_k^n + \frac{1}{z_k^n}}{2} \quad (5.6)$$

Επομένως οι εξισώσεις 5. 1 γράφονται ως εξής:

$$t_1 = m$$

$$\sum_{m=1}^s \left(z_m^{2k+1} + \frac{1}{z_m^{2k+1}} \right) = 0 \quad (5.7)$$

Για $k=1, \dots, s-1$

Σύμφωνα με το δυωνιμικό θεώρημα:

$$(x + y)^k = \sum_{n=0}^k \binom{k}{n} x^{k-n} y^n$$

$$\left(z_m + \frac{1}{z_m} \right)^{2k+1} = \sum_{n=0}^{2k+1} \binom{2k+1}{n} z_m^{2k+1-n} \left(\frac{1}{z_m} \right)^n =$$

$$= \sum_{n=0}^{2k+1} \binom{2k+1}{n} z_m^{2k+1-2n}$$

$$\Leftrightarrow \left(z_m + \frac{1}{z_m} \right)^{2k+1} = \binom{2k+1}{0} \left(z_m^{2k+1} + \frac{1}{z_m^{2k+1}} \right) + \binom{2k+1}{1} \left(z_m^{2k-1} + \frac{1}{z_m^{2k-1}} \right) + \dots + \binom{2k+1}{k} \left(z_m + \frac{1}{z_m} \right) \quad (5.8)$$

$$\sum_{m=1}^s \left(z_m + \frac{1}{z_m}\right)^{2k+1} = \sum_{m=1}^s \left(\binom{2k+1}{0} \left(z_m^{2k+1} + \frac{1}{z_m^{2k+1}}\right) + \binom{2k+1}{1} \left(z_m^{2k-1} + \frac{1}{z_m^{2k-1}}\right) + \dots + \binom{2k+1}{sk} \left(z_m + \frac{1}{z_m}\right) \right)$$

Και επομένως θα έχουμε:

$$\sum_{m=1}^s \left(z_m + \frac{1}{z_m}\right)^{2k+1} = \sum_{m=1}^s \binom{2k+1}{k} \left(z_m + \frac{1}{z_m}\right) \quad (5.9)$$

Όμως από προηγούμενως έχουμε ότι $\left(z_m + \frac{1}{z_m}\right) = \cos(\omega t_m)$, άρα αντικαθιστώντας στην 5. 9:

$$\sum_{m=1}^s (2 \cos(\omega t_m))^{2k+1} = \binom{2k+1}{k} \sum_{m=1}^s 2 \cos(\omega t_m)$$

⇔

$$\sum_{m=1}^s (\cos(\omega t_m))^{2k+1} = \frac{1}{2^{2k}} \binom{2k+1}{k} \sum_{m=1}^s \cos(\omega t_m)$$

$$\Leftrightarrow \mathbf{t}_{2k+1} = \frac{1}{2^{2k}} \binom{2k+1}{k} \mathbf{t}_1 = \frac{1}{2^{2k}} \binom{2k+1}{k} \mathbf{m} = \frac{1}{2^{2k}} \binom{2k+1}{k} \mathbf{s} \mathbf{m}_a$$

Έχουμε επομένως απλοποιήσει σε πολύ σημαντικό βαθμό την επίλυση του αρχικού συστήματος. Πλέον δηλαδή λύνοντας το σύστημα 5. 4 σε συνδυασμό με την εξίσωση 5. 5 επιλύθηκε το πρόβλημα[25]-[32]. Το σύστημα 5. 4 είναι και πάλι όμως μη γραμμικό και για 11 πηγές τάσης στην είσοδο δεν επιλύεται. Επομένως πρέπει να ευρεθεί ένας τρόπος επίλυσης του συστήματος αυτού.

5. 3 NEWTON-RAPHSON Αριθμητική Μέθοδος

Εστω ότι $\bar{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T$ είναι το διάνυσμα που θέλουμε να υπολογίσουμε και $F(\bar{x})$ είναι το σύστημα των μη γραμμικών εξισώσεων που επιθυμούμε να επιλύσουμε. Επιλέγουμε μία αρχική τιμή για το διάνυσμα \bar{x} που θεωρούμε ότι είναι σχετικά κοντά με την τιμή που περιμένουμε να προκύψει, την $\bar{x}^0 = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T$

Υπολογίζουμε τον Ιακωβιανό πίνακα που είναι ο πίνακας των πρώτων μερικών παραγώγων:

$$J = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \frac{\partial f_1}{\partial x_3} & \dots \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \frac{\partial f_2}{\partial x_3} & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots \end{bmatrix}$$

Λύνουμε το γραμμικό σύστημα $-F(\bar{x}^i) = Jd\bar{x}$.

Το διάνυσμα \bar{x} ανανεώνεται ως εξής: $\bar{x}^{i+1} = \bar{x}^i + d\bar{x}$

Η μέθοδος τελειώνει όταν $\bar{x}^{i+1} - \bar{x}^i \leq error$, όπου error είναι το σφάλμα σύγκλισης που εμείς ανεχόμαστε και το εισάγει ο χρήστης.

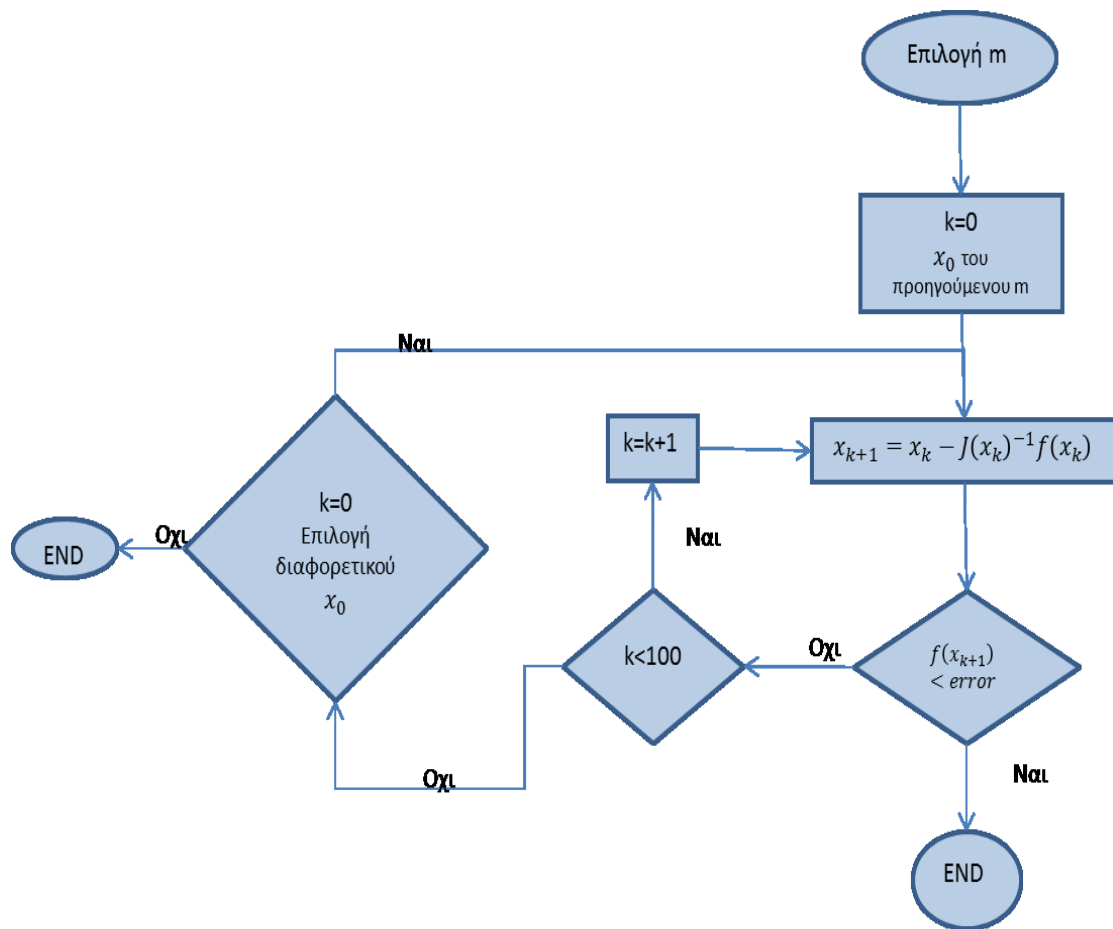
Το πρόβλημά 5. 4 μετατρέπεται ως εξής:

$$f = \begin{bmatrix} x_1 + x_2 + x_3 + \dots + x_s - m \\ x_1^3 + x_2^3 + x_3^3 + \dots + x_s^3 - t_3 \\ \dots \dots \dots \dots \dots \\ x_1^{2s-1} + x_2^{2s-1} + x_3^{2s-1} + \dots + x_s^{2s-1} - t_{2s-1} \end{bmatrix} \quad (5. 10)$$

$$J = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 3x_1^2 & 3x_2^2 & \dots & 3x_s^2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ (2s-1)x_1^{2s-2} & (2s-1)x_2^{2s-2} & \dots & (2s-1)x_s^{2s-2} \end{bmatrix}$$

Επομένως για κάθε βήμα n: $\mathbf{x}_{n+1} = \mathbf{x}_n - \mathbf{J}^{-1}\mathbf{f}$

ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΡΟΗΣ ΤΗΣ ΕΠΙΛΥΣΗΣ ΜΕ NEWTON-RAPHSON



Σχήμα 5 1 Διάγραμμα Ροής Newton-Raphson

5. 4 Αλγόριθμος Επίλυσης

1. Για τα $m_a \in (0.2, 1.0) \Rightarrow$ Υπολογίζουμε τα t_{2k+1} της εξίσωσης 5. 5
2. Υπολογίζουμε το νέο πίνακα f (εξίσωση 5. 10) της Newton-Raphson
3. Χρησιμοποιώντας την προηγούμενη λύση ως αρχικό διάνυσμα για την επόμενη εκτελούμε τη Newton-Raphson.
4. Αν δε συγκλίνει χρησιμοποιούμε αρχικά διανύσματα που εκκινούν από 0 έως 1(αύξοντα) με βήμα 0.2 και ισοκατανέμονται σε s ίσα διαστήματα
5. Αν δε συγκλίνει χρησιμοποιούμε αρχικά διανύσματα που εκκινούν από 1 έως 0(φθίνοντα) με βήμα 0.2 και ισοκατανέμονται σε s ίσα διαστήματα
6. $\theta_1 = \text{acos}(x_1), \theta_2 = \text{acos}(x_2), \dots, \theta_s = \text{acos}(x_s)$

5. 5 Σύγκριση των Μεθόδων

Ο αλγόριθμος που αναπτύξαμε στο παρόν κεφάλαιο έχει πολυπλοκότητα $O(n \log n)$, σημαντικά μικρότερη της πολυωνυμικής πολυπλοκότητας που έχει η θεωρία των ολοκληρωτικών υπολοίπων που επιλύσαμε για την εύρεση των γωνιών του τριφασικού αντιστροφέα. Με αυτή τη θεωρία όμως δε θα μπορούσαμε να λύσουμε το τριφασικό πρόβλημα, καθώς είναι σχεδιασμένη για να περιέχει όλες τις περιπτές δυνάμεις, ενώ στον τριφασικό αντιστροφέα παραλείπουμε να συμπεριλάβουμε τις τριπλές αρμονικές. Επιπροσθέτως, ένα σημαντικό πλεονέκτημα της θεωρίας των ολοκληρωτικών υπολοίπων σε σχέση με αυτή τη θεωρία είναι ότι μας εξασφαλίζει την εύρεση όλων των λύσεων, ενώ η μέθοδος Newton Raphson μας οδηγεί σε ένα ικανοποιητικό για την εφαρμογή μας αποτέλεσμα, που όμως δε μας κατοχυρώνει μαθηματικά ότι έχουν υπολογιστεί όλες οι λύσεις. Τέλος, να υπενθυμίσουμε ότι η μέθοδος των ολοκληρωτικών υπολοίπων δε μπορεί να εφαρμοσθεί για υψηλό αριθμό επιπέδων και μεγάλο αριθμό εξισώσεων, εξαιτίας της υψηλής της πολυπλοκότητας, επομένως για αυτό το λόγο αναπτύχθηκε αυτή η μέθοδος.

5. 6 7 Πηγές Τάσης/15 Επιπέδων Μονοφασικός Αντιστροφείας

Οι εξισώσεις που τον περιγράφουν είναι σύμφωνα με το σύστημα 5. 1:

$$\begin{aligned}\sum_{i=1}^7 \cos(\omega_0 t_i) &= m \\ \sum_{i=1}^7 \cos((2k-1)\omega_0 t_i) &= 0 \text{ για } k=2, \dots, 6\end{aligned}\tag{5. 11}$$

Οι πολυωνυμικές εξισώσεις είναι σύμφωνα με το 3. 17:

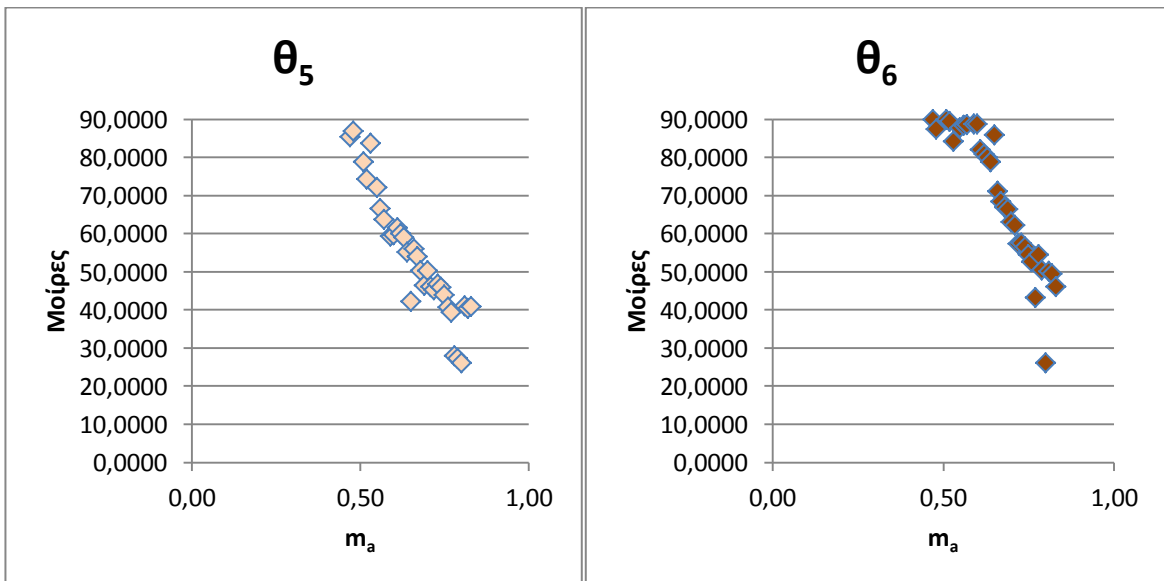
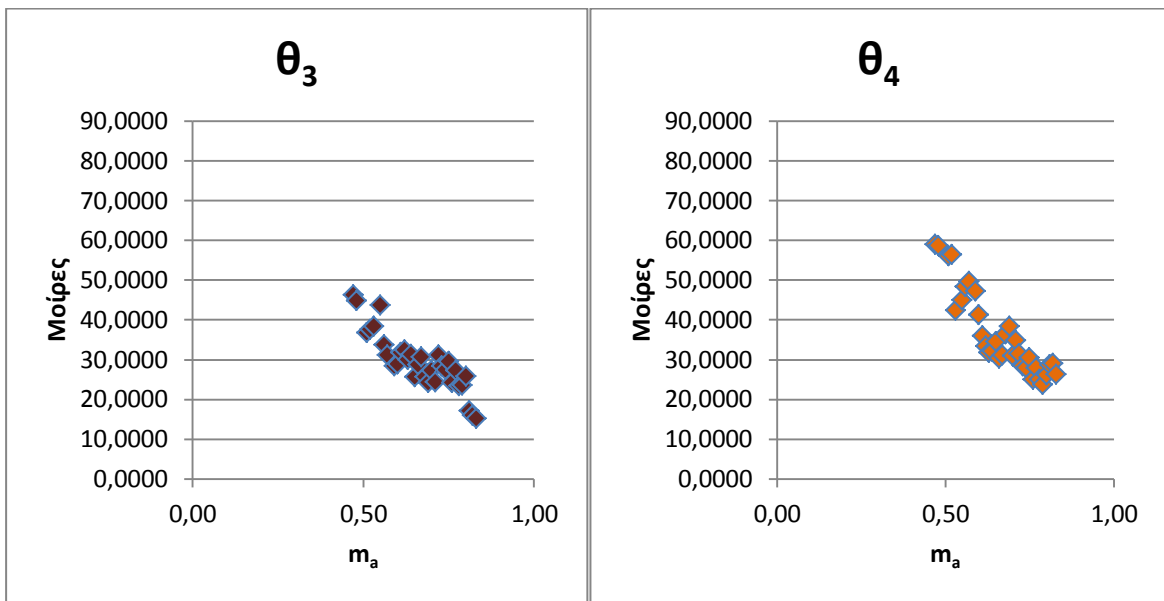
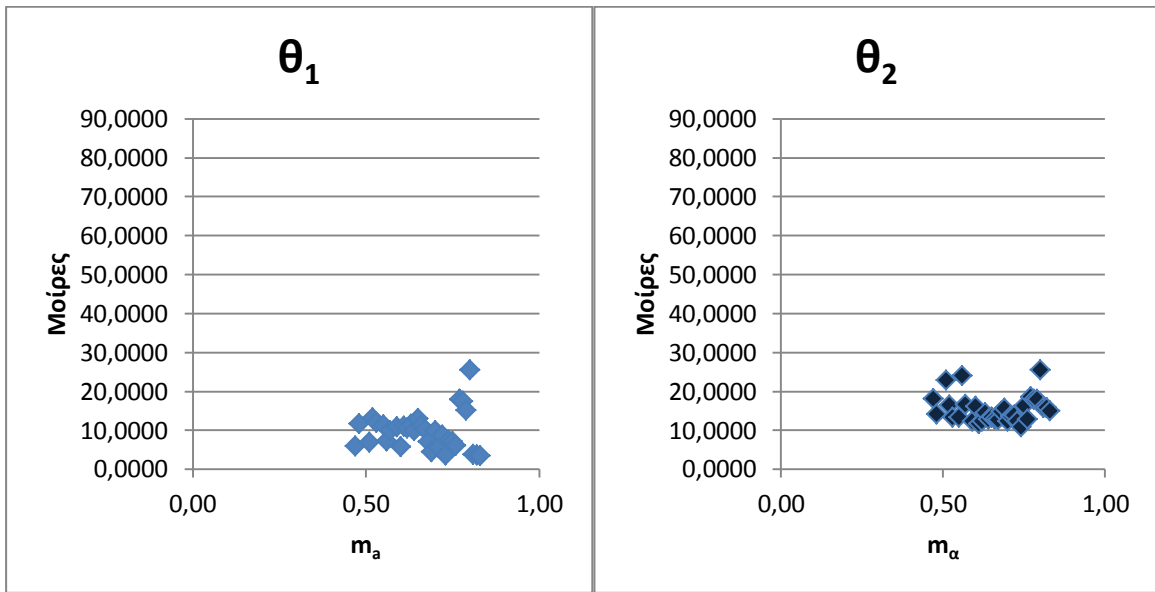
$$\begin{aligned}p_1(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7) &= \sum_{n=1}^7 x_n - m = 0 \\ p_3(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7) &= \sum_{n=1}^7 -3 * x_n + 4 * x_n^3 = 0 \\ p_5(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7) &= \sum_{n=1}^7 (5x_n - 20x_n^3 + 16x_n^5) = 0 \\ p_7(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7) &= \sum_{n=1}^7 (-7x_n + 56x_n^3 - 112x_n^5 + 64x_n^7) = 0 \\ p_9(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7) &= \sum_{n=1}^7 (9 * x_n - 120 * x_n^3 + 432 * x_n^5 - 576 * x_n^7 + 256 * x_n^9) = 0 \\ p_{11}(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7) &= \sum_{n=1}^7 (-11x_n + 220x_n^3 - 1232x_n^5 + 2816x_n^7 - 2816x_n^9 + \\ & \quad 1024x_n^{11}) = 0 \\ p_{13}(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7) &= \sum_{n=1}^7 (13x_n - 364x_n^3 + 2912x_n^5 - 9984x_n^7 + 16640x_n^9 - \\ & \quad 13312x_n^{11} + 4096x_n^{13}) = 0\end{aligned}\tag{5. 12}$$

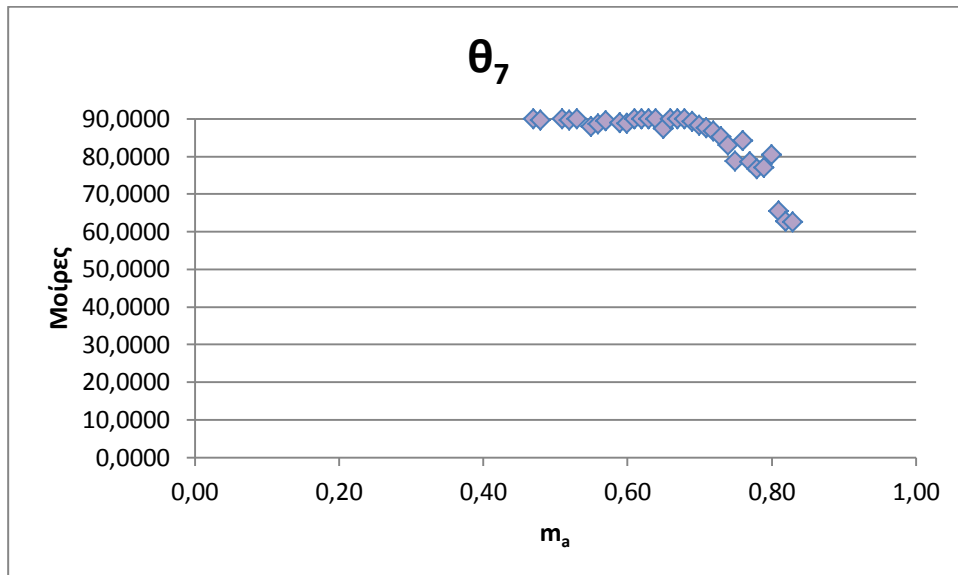
Οι λύσεις είναι

m_a	Γωνίες σε Μοίρες							thd7
0,47	5,89	18,09	46,19	58,87	85,38	90,00	90,00	11,3%
0,48	11,70	14,14	44,76	58,52	86,93	87,39	89,66	13,7%
0,51	6,96	22,88	36,68	55,96	78,85	90,00	90,00	7,8%
0,52	13,24	16,53	37,47	56,31	74,33	89,43	89,71	11,4%
0,53	12,06	13,39	38,30	42,31	83,74	84,27	89,99	15,0%
0,55	11,45	13,39	43,59	44,97	72,11	87,86	87,99	13,8%
0,56	7,27	24,00	33,66	48,35	66,67	88,49	88,61	8,0%
0,57	9,89	16,64	31,06	49,52	63,78	88,59	89,47	6,5%
0,59	10,80	12,34	28,29	47,21	59,31	88,79	88,97	6,4%
0,60	5,82	16,17	28,87	41,15	59,74	88,79	88,79	3,7%
0,61	11,11	11,73	31,74	35,80	61,64	81,99	90,00	9,8%
0,62	10,53	12,36	32,38	33,36	60,00	80,98	90,00	9,9%
0,63	11,57	14,52	29,94	31,72	59,06	79,98	89,98	9,7%
0,64	9,88	12,78	31,28	32,08	55,24	78,96	90,00	9,1%
0,65	13,07	13,34	25,53	34,43	42,32	85,87	87,47	11,1%
0,66	11,25	12,78	28,60	30,29	55,98	71,19	90,00	8,7%
0,67	10,27	12,75	30,48	31,04	53,94	68,45	90,00	7,7%
0,68	7,03	14,90	25,59	36,30	50,26	66,97	90,00	3,0%
0,69	4,49	15,58	24,05	38,21	46,40	66,45	89,32	4,2%
0,70	9,86	12,44	27,25	30,82	50,30	63,14	88,19	5,1%
0,71	5,62	13,63	24,29	34,79	46,17	62,28	87,56	2,4%
0,72	8,71	13,84	30,99	31,32	45,30	57,35	86,77	6,4%
0,73	3,59	12,40	28,24	28,26	46,87	57,49	85,28	4,8%
0,74	7,46	10,84	27,41	27,78	46,00	56,54	83,07	4,8%
0,75	7,10	16,37	29,49	30,35	43,86	54,56	78,82	6,6%
0,76	6,10	12,86	24,13	24,99	40,81	52,67	84,20	5,8%
0,77	17,89	18,63	27,25	27,89	39,45	43,34	78,64	13,7%
0,78	17,53	17,95	23,37	24,99	28,02	54,45	76,66	14,7%
0,79	15,22	17,88	23,44	23,62	27,32	50,53	76,97	14,1%
0,80	25,54	25,59	25,69	26,12	26,21	26,21	80,44	24,3%
0,81	3,78	15,84	17,03	28,60	41,11	50,07	65,53	3,0%
0,82	3,70	15,74	15,94	29,01	40,41	49,51	62,70	3,0%
0,83	3,40	15,02	15,11	26,26	40,88	46,15	62,54	4,5%

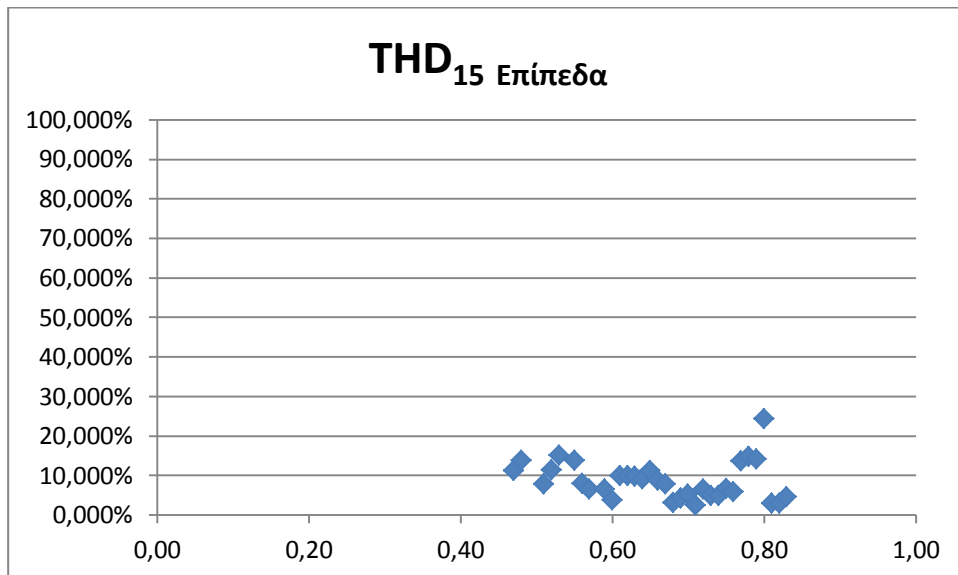
Πίνακας 5. 1 Λύσεις Μονοφασικού Αντιστροφέα 15 Επιπέδων

Τα διαγράμματα των γωνιών έναυσης παρουσιάζονται στο σχήμα 5.2.





Σχήμα 5 2 Γωνίες Έναυσης Αντιστροφεία 15 Επιπέδων



Σχήμα 5 3 THD Αντιστροφεία 15 Επίπεδα

Όπως αναμέναμε η συμπεριφορά της ολικής αρμονικής παραμόρφωσης της τάσης έγινε χειρότερη και αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι συμπεριλάβαμε τις τρίτες αρμονικές. Και πάλι με προσθήκη φίλτρου τα επίπεδα τάσης θα είναι αποδεκτά.

5.7 8 Πηγές Τάσης/17 Επιπέδων Μονοφασικός Αντιστροφείας

Οι εξισώσεις που τον περιγράφουν είναι σύμφωνα με το σύστημα 5. 1:

$$\begin{aligned}\sum_{i=1}^8 \cos(\omega_0 t_i) &= m \\ \sum_{i=1}^8 \cos((2k-1)\omega_0 t_i) &= 0 \text{ για } k=2..7\end{aligned}\tag{5. 13}$$

Οι πολυωνυμικές εξισώσεις είναι σύμφωνα με το 3. 17:

$$\begin{aligned}p_1(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8) &= \sum_{n=1}^8 x_n - m = 0 \\ p_3(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8) &= \sum_{n=1}^8 -3 * x_n + 4 * x_n^3 = 0 \\ p_5(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8) &= \sum_{n=1}^8 (5x_n - 20x_n^3 + 16x_n^5) = 0 \\ p_7(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8) &= \sum_{n=1}^8 (-7x_n + 56x_n^3 - 112x_n^5 + 64x_n^7) = 0 \\ p_9(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8) &= \sum_{n=1}^8 (9 * x_n - 120 * x_n^3 + 432 * x_n^5 - 576 * x_n^7 + 256 * \\ & \quad x_n^9) = 0 \\ p_{11}(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8) &= \sum_{n=1}^8 (-11x_n + 220x_n^3 - 1232x_n^5 + 2816x_n^7 - 2816x_n^9 + \\ & \quad 1024x_n^{11}) = 0 \\ p_{13}(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8) &= \sum_{n=1}^8 (13x_n - 364x_n^3 + 2912x_n^5 - 9984x_n^7 + 16640x_n^9 - \\ & \quad 13312x_n^{11} + 4096x_n^{13}) = 0\end{aligned}$$

$$p_{15}(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8) = \sum_{n=1}^8 (-15x_n + 560x_n^3 - 6048x_n^5 + 28800x_n^7 - 70400x_n^9 + 92160x_n^{11} - 61440x_n^{13} + 16384x_n^{15}) = 0$$

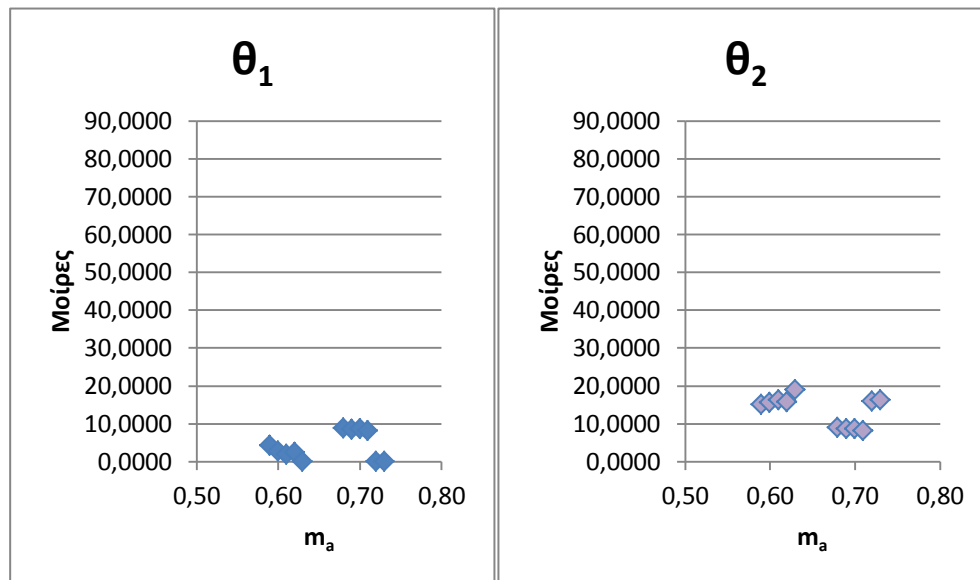
(5. 14)

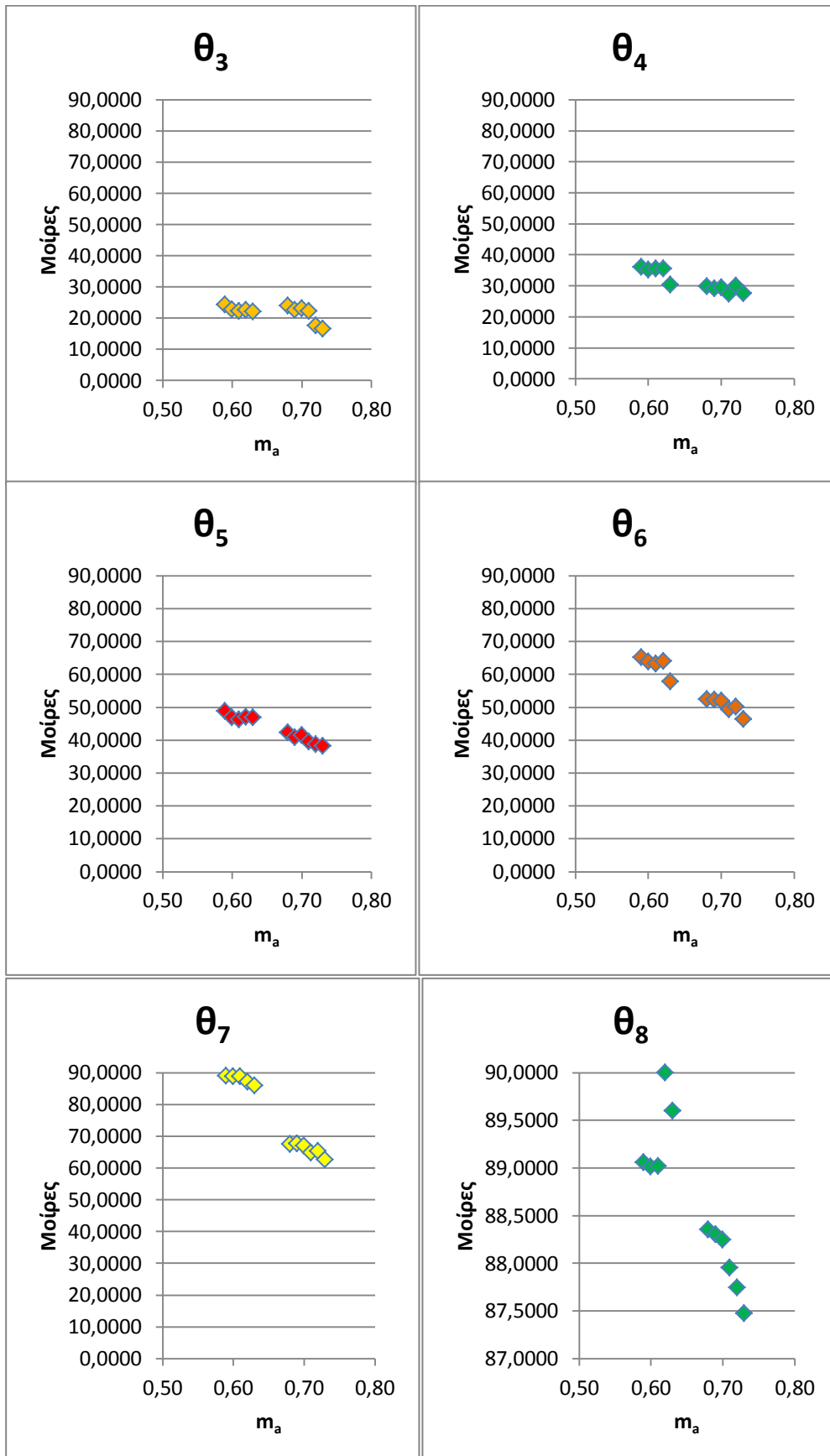
Οι λύσεις είναι:

m_a	Γωνίες σε Μοίρες								thd _v
0,59	4,13	15,05	24,36	36,07	48,77	65,20	88,95	89,06	2,7%
0,60	2,71	15,55	22,78	35,26	46,87	63,84	88,86	89,01	3,6%
0,61	1,78	16,14	22,27	35,49	46,22	63,21	88,84	89,02	4,2%
0,62	2,37	15,77	22,67	35,53	46,99	63,99	87,03	90,00	4,0%
0,68	8,69	8,99	23,95	29,90	42,21	52,41	67,41	88,35	2,9%
0,69	8,47	8,55	22,69	29,18	40,73	52,16	67,56	88,30	1,9%
0,70	8,52	8,67	23,18	29,42	41,37	51,94	67,01	88,25	2,1%
0,71	8,03	8,14	22,25	27,48	39,50	49,20	64,84	87,95	1,0%
0,72	0,00	15,84	17,62	30,07	38,72	50,15	65,25	87,74	2,2%
0,73	0,00	16,27	16,54	27,66	38,20	46,26	62,56	87,47	3,7%
0,63	0,00	18,97	22,04	30,38	46,82	57,72	85,88	89,60	6,7%

Πίνακας 5. 2 Αποτελέσματα Αντιστροφή 17 επιπέδων

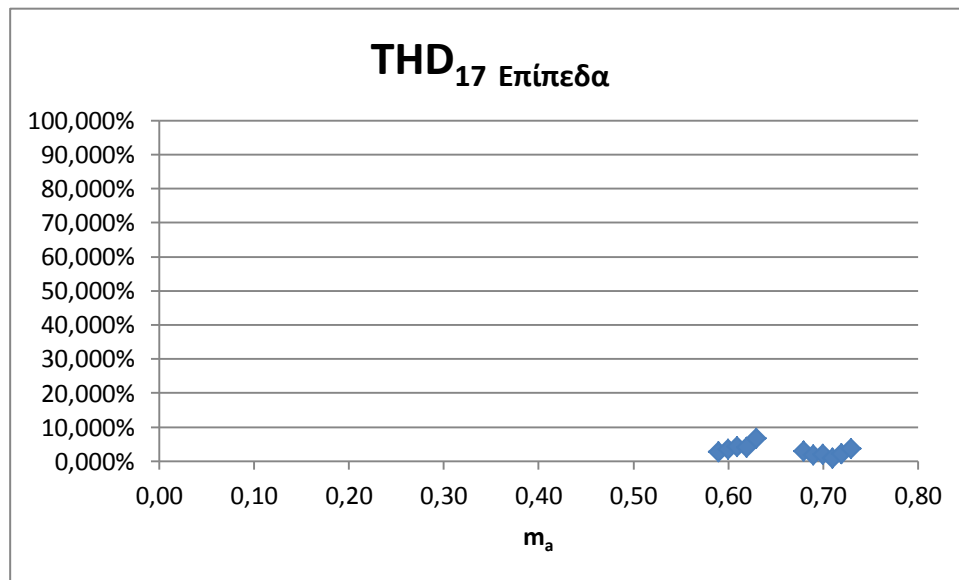
Οι γωνίες έναυσης παρουσιάζονται στο σχήμα 5.4.





Σχήμα 5 4 Γωνίες Αντιστροφεία 17 Επιπέδων

Ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης τάσης κειμένεται σε χαμηλά επίπεδα.



Σχήμα 5 5 THD_v Αντιστροφή 17 Επιπέδων

5. 8 9 Πηγές Τάσης/19 Επιπέδων Μονοφασικός Αντιστροφείας

Οι εξισώσεις που τον περιγράφουν είναι σύμφωνα με το σύστημα 5. 1:

$$\sum_{i=1}^9 \cos(\omega_0 t_i) = m$$

$$\sum_{i=1}^9 \cos((2k - 1)\omega_0 t_i) = 0 \text{ για } k=2 \dots 8$$

(5. 15)

Οι πολυωνυμικές εξισώσεις είναι σύμφωνα με το 3. 17:

$$p_1(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9) = \sum_{n=1}^9 x_n - m = 0$$

$$p_3(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9) = \sum_{n=1}^9 -3 * x_n + 4 * x_n^3 = 0$$

$$p_5(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9) = \sum_{n=1}^9 (5x_n - 20x_n^3 + 16x_n^5) = 0$$

$$p_7(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9) = \sum_{n=1}^9 (-7x_n + 56x_n^3 - 112x_n^5 + 64x_n^7) = 0$$

$$p_9(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9) = \sum_{n=1}^9 (9 * x_n - 120 * x_n^3 + 432 * x_n^5 - 576 * x_n^7 + 256 * x_n^9) = 0$$

$$p_{11}(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9) = \sum_{n=1}^9 (-11x_n + 220x_n^3 - 1232x_n^5 + 2816x_n^7 - 2816x_n^9 + 1024x_n^{11}) = 0$$

$$p_{13}(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9) = \sum_{n=1}^9 (13x_n - 364x_n^3 + 2912x_n^5 - 9984x_n^7 + 16640x_n^9 - 13312x_n^{11} + 4096x_n^{13}) = 0$$

$$p_{15}(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9) = \sum_{n=1}^9 (-15x_n + 560x_n^3 - 6048x_n^5 + 28800x_n^7 - 70400x_n^9 + 92160x_n^{11} - 61440x_n^{13} + 16384x_n^{15}) = 0$$

$$p_{17}(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9) = \sum_{n=1}^9 (17x_n - 816x_n^3 + 11424x_n^5 - 71808x_n^7 + 239360x_n^9 - 452608x_n^{11} + 487424x_n^{13} - 278528x_n^{15} + 65536x_n^{17}) = 0$$

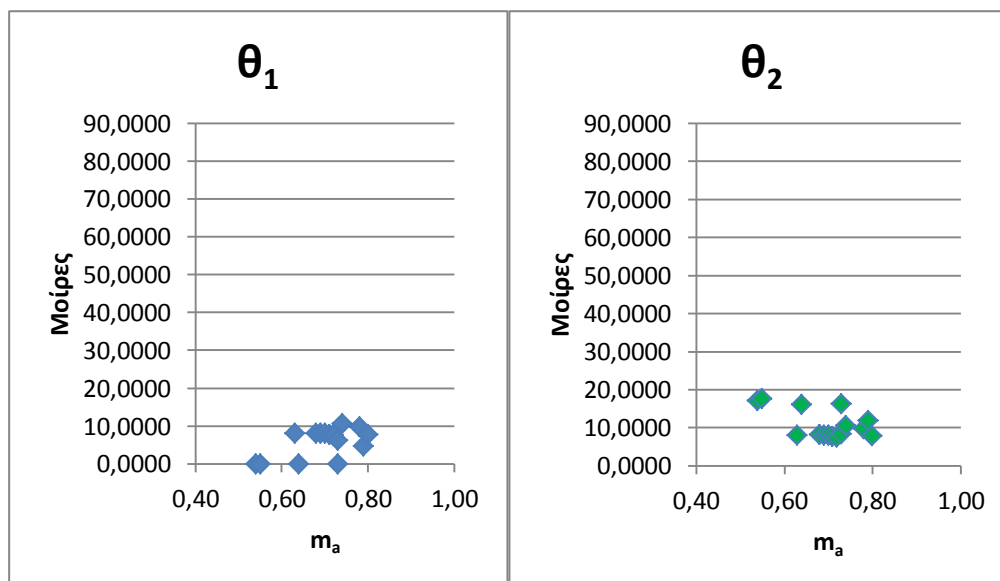
(5. 16)

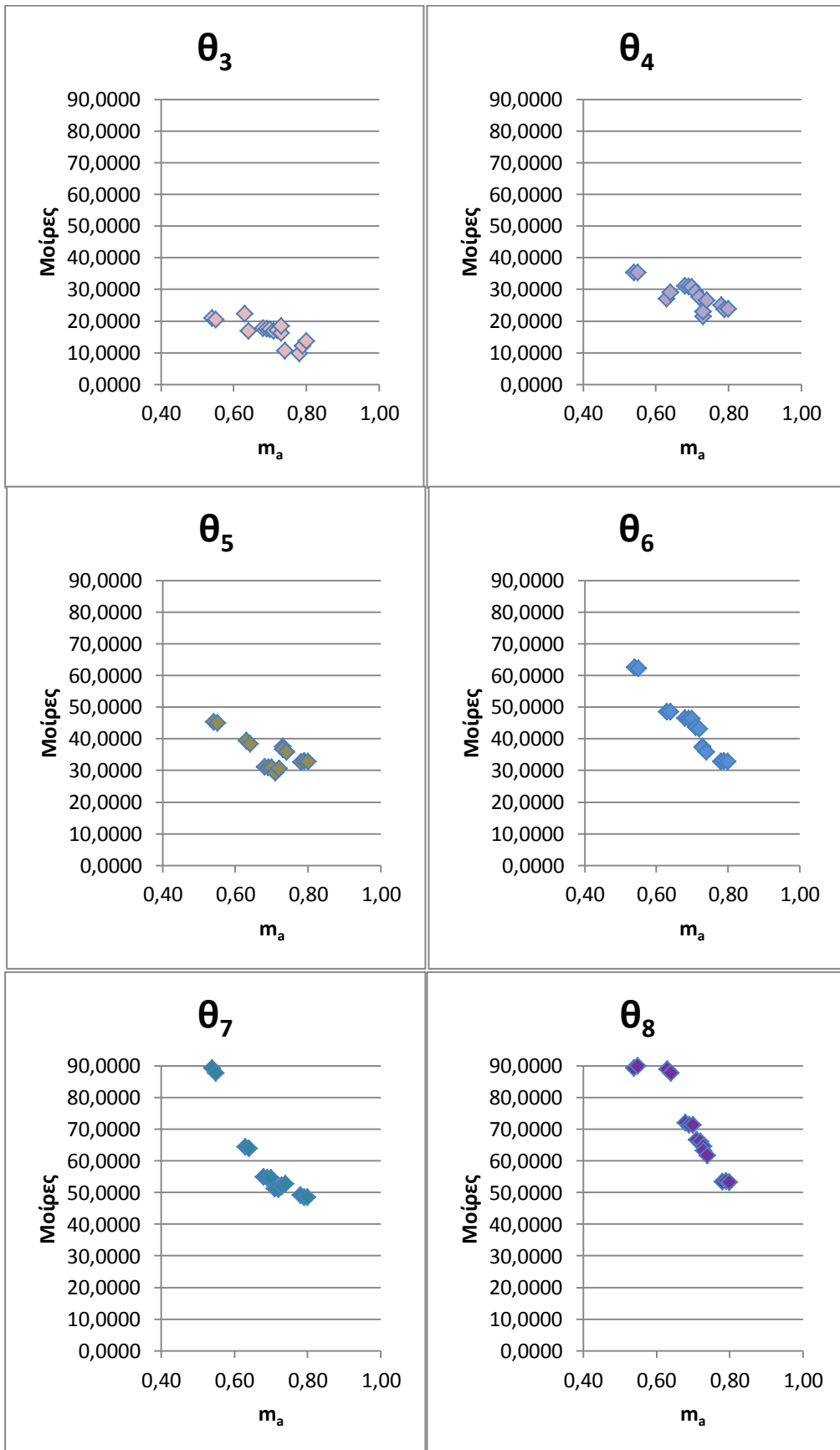
Οι λύσεις θα είναι:

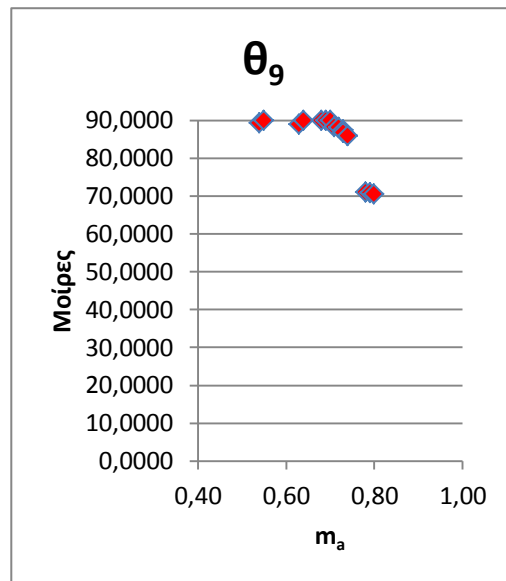
m_a	Γωνίες σε Μοίρες									thd_v
0,54	0,00	17,11	20,97	35,41	45,24	62,48	89,28	89,29	89,29	5,0%
0,55	0,00	17,57	20,36	35,33	44,94	62,26	87,79	90,00	90,00	5,0%
0,63	8,01	8,01	22,30	27,10	39,39	48,59	64,36	88,98	88,99	1,3%
0,64	0,00	16,15	16,89	29,10	38,40	48,59	63,92	87,79	90,00	2,6%
0,68	8,14	8,14	17,69	31,03	31,03	46,50	54,96	71,99	90,00	4,3%
0,69	8,12	8,12	17,49	30,90	30,94	46,36	54,68	71,43	89,98	4,1%
0,70	8,11	8,11	17,43	30,83	30,92	46,29	54,64	71,36	90,00	4,1%
0,71	7,70	7,71	16,82	29,26	29,26	43,61	51,22	66,54	88,30	1,2%
0,72	7,55	7,55	17,05	27,47	30,65	43,17	51,04	66,17	88,19	0,7%
0,73	0,00	16,26	16,26	21,44	37,55	37,55	51,94	64,54	87,43	3,7%
0,73	6,24	8,37	18,42	22,98	36,74	37,12	52,21	63,32	86,75	2,7%
0,74	10,55	10,55	10,55	26,48	35,78	35,79	52,75	61,68	85,97	6,0%
0,78	9,77	9,78	9,78	25,04	32,69	32,74	49,17	53,46	71,06	5,5%
0,79	4,66	11,94	12,09	23,69	32,91	32,97	48,47	53,58	70,77	3,8%
0,80	7,69	7,86	13,61	23,76	32,73	32,74	48,45	53,24	70,59	4,0%

Πίνακας 5. 3 Λύσεις για Αντιστροφή 19 Επιπέδων

Οι γωνίες έναυσης παρουσιάζονται στο σχήμα 5.6.

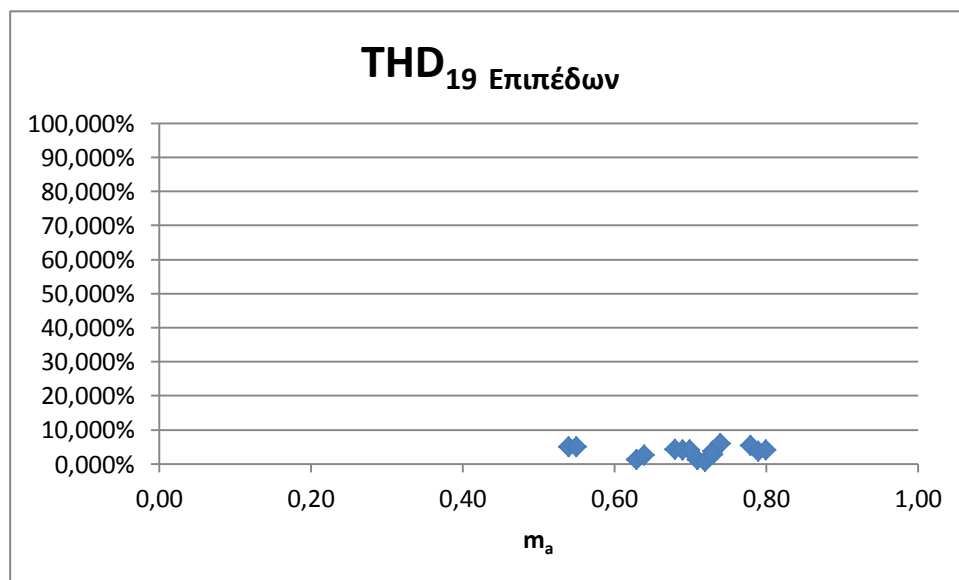






Σχήμα 5 6 Γωνίες Αντιστροφεία 19 Επιπέδων

Ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης τάσης των λύσεων κειμένεται σε ικανοποιητικά επίπεδα.



Σχήμα 5 7 THD_v Αντιστροφεία 19 Επιπέδων

5. 9 10 Πηγές Τάσης/21 Επιπέδων Μονοφασικός Αντιστροφείας

Οι εξισώσεις που τον περιγράφουν είναι σύμφωνα με το σύστημα 5. 1:

$$\begin{aligned}\sum_{i=1}^{10} \cos(\omega_0 t_i) &= m \\ \sum_{i=1}^{10} \cos((2k-1)\omega_0 t_i) &= 0 \text{ για } k=2..9\end{aligned}\tag{5. 17}$$

Οι πολυωνυμικές εξισώσεις είναι από 3. 17:

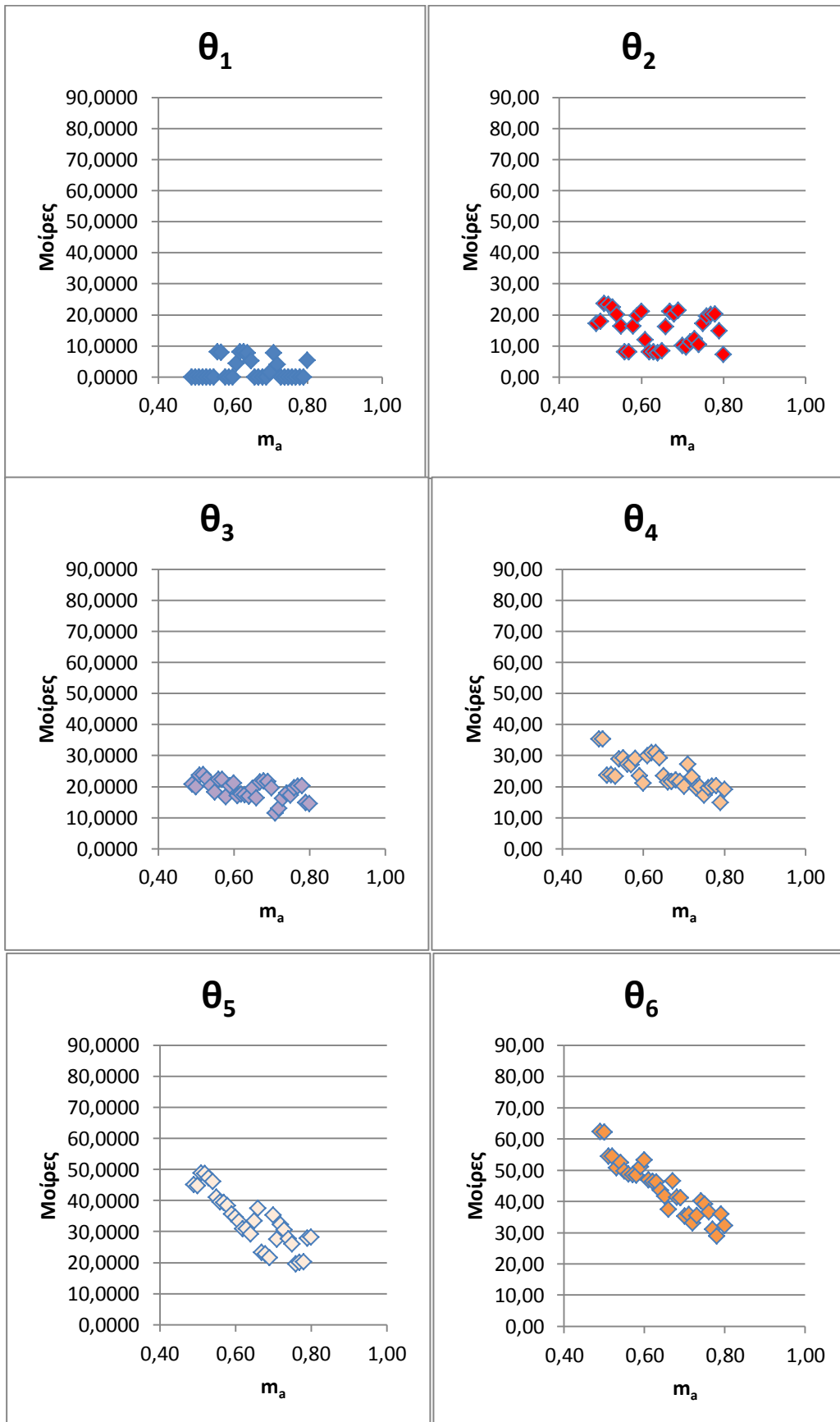
$$\begin{aligned}p_1(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9, x_{10}) &= \sum_{n=1}^{10} x_n - m = 0 \\ p_3(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9, x_{10}) &= \sum_{n=1}^{10} -3 * x_n + 4 * x_n^3 = 0 \\ p_5(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9, x_{10}) &= \sum_{n=1}^{10} (5x_n - 20x_n^3 + 16x_n^5) = 0 \\ p_7(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9, x_{10}) &= \sum_{n=1}^{10} (-7x_n + 56x_n^3 - 112x_n^5 + 64x_n^7) = 0 \\ p_9(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9, x_{10}) &= \sum_{n=1}^{10} (9 * x_n - 120 * x_n^3 + 432 * x_n^5 - 576 * x_n^7 + \\ & 256 * x_n^9) = 0 \\ p_{11}(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9, x_{10}) &= \sum_{n=1}^{10} (-11x_n + 220x_n^3 - 1232x_n^5 + 2816x_n^7 - \\ & 2816x_n^9 + 1024x_n^{11}) = 0 \\ p_{13}(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9, x_{10}) &= \sum_{n=1}^{10} (13x_n - 364x_n^3 + 2912x_n^5 - 9984x_n^7 + \\ & 16640x_n^9 - 13312x_n^{11} + 4096x_n^{13}) = 0 \\ p_{15}(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9, x_{10}) &= \sum_{n=1}^{10} (-15x_n + 560x_n^3 - 6048x_n^5 + 28800x_n^7 - \\ & 70400x_n^9 + 92160x_n^{11} - 61440x_n^{13} + 16384x_n^{15}) = 0 \\ p_{17}(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9, x_{10}) &= \sum_{n=1}^{10} (17x_n - 816x_n^3 + 11424x_n^5 - 71808x_n^7 + \\ & 239360x_n^9 - 452608x_n^{11} + 487424x_n^{13} - 278528x_n^{15} + 65536x_n^{17}) = 0 \\ p_{19}(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9, x_{10}) &= \sum_{n=1}^{10} (-19x_n + 11140x_n^3 - 20064x_n^5 + 160512x_n^7 - \\ & 695552x_n^9 + 1770496x_n^{11} - 2723840x_n^{13} + 2490368x_n^{15} - 1245184x_n^{17} + \\ & 262144x_n^{19}) = 0\end{aligned}\tag{5. 18}$$

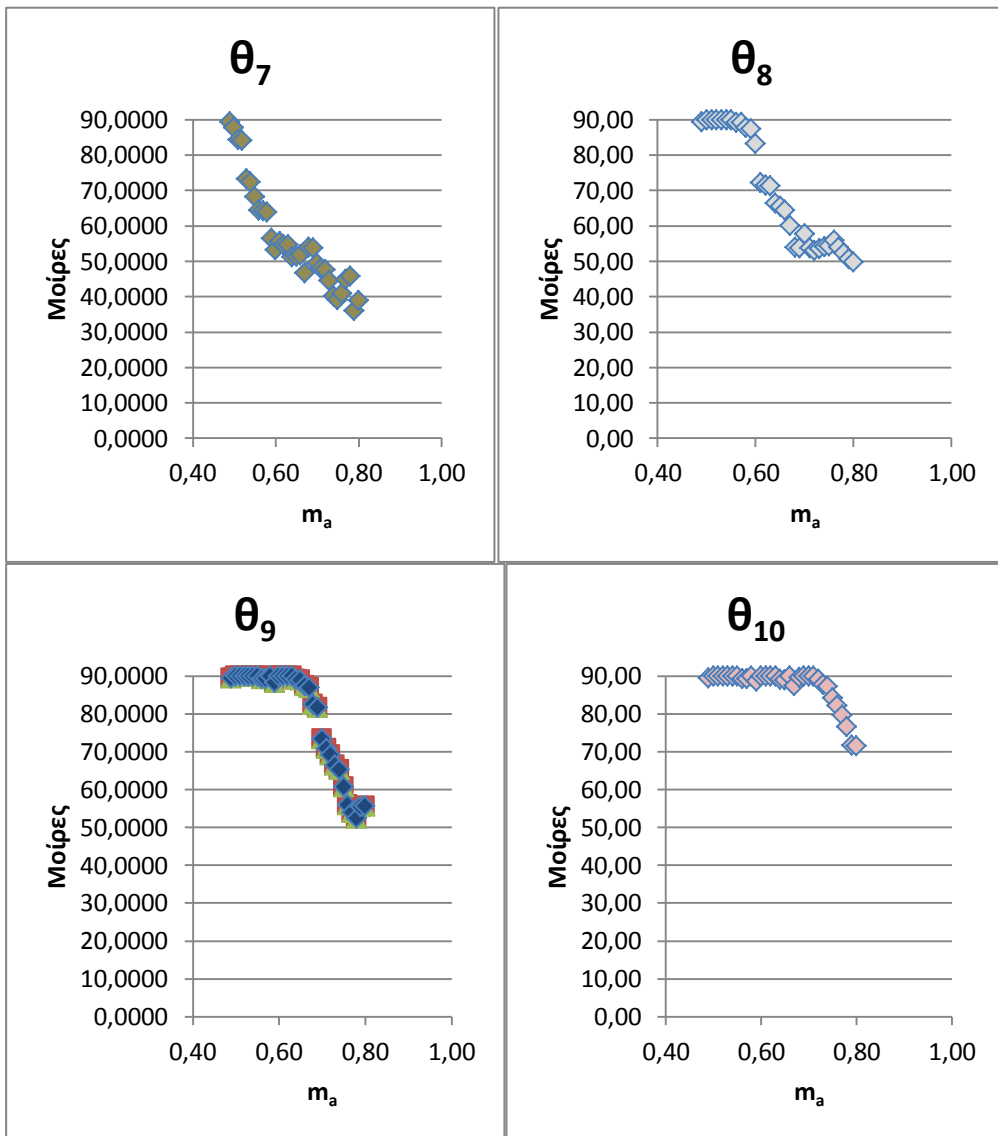
Οι λύσεις θα είναι:

m_α	Γωνίες σε Μοίρες										thd_v
0,49	0,00	17,30	20,72	35,38	45,12	62,40	89,46	89,46	89,46	89,47	5,0%
0,50	0,00	17,98	19,87	35,30	44,78	62,17	87,78	90,00	90,00	90,00	5,1%
0,51	0,00	23,62	23,63	23,73	48,87	54,47	84,34	89,96	89,96	89,96	10,7%
0,52	0,00	23,36	23,74	23,75	48,72	54,51	84,17	90,00	90,00	90,00	10,5%
0,53	0,00	22,49	22,54	23,35	47,29	50,85	73,35	90,00	90,00	90,00	10,1%
0,54	0,00	20,13	20,23	28,84	46,13	52,42	72,36	90,00	90,00	90,00	7,2%
0,55	0,00	16,44	18,30	29,25	41,06	49,80	68,22	89,98	89,99	90,00	3,5%
0,56	8,04	8,06	22,33	27,27	39,49	48,79	64,50	89,33	89,33	89,33	1,2%
0,57	7,95	8,04	22,29	27,03	39,35	48,51	64,31	89,31	89,32	89,33	1,3%
0,58	0,00	16,34	16,66	29,02	38,35	48,48	63,86	87,79	90,00	90,00	2,6%
0,59	0,00	19,69	20,18	23,46	35,64	51,07	56,57	87,52	88,21	88,68	7,5%
0,60	0,00	21,10	21,10	21,16	34,67	53,24	53,24	83,21	90,00	90,00	7,6%
0,61	4,29	11,91	17,09	29,83	33,24	46,95	55,67	72,20	90,00	90,00	3,7%
0,62	8,12	8,12	17,50	30,89	30,97	46,37	54,70	71,48	89,96	90,00	4,2%
0,63	8,11	8,11	17,43	30,87	30,88	46,29	54,64	71,36	90,00	90,00	4,1%
0,64	7,69	7,70	16,81	29,25	29,25	43,60	51,20	66,53	89,16	89,17	1,2%
0,65	5,27	8,47	19,47	23,47	33,49	41,62	51,50	65,52	88,94	88,96	1,3%
0,66	0,00	16,24	16,29	21,38	37,51	37,52	51,89	64,51	87,43	90,00	3,7%
0,67	0,00	21,04	21,41	21,58	23,35	46,62	46,72	60,16	86,92	87,41	10,2%
0,68	0,00	20,19	21,72	22,06	22,80	41,36	53,91	53,99	82,57	89,57	9,2%
0,69	0,00	21,47	21,67	21,67	21,67	41,20	53,71	53,75	81,62	90,00	9,0%
0,70	1,53	10,05	19,54	20,06	35,34	35,36	49,53	57,82	73,31	89,99	1,8%
0,71	7,82	9,62	11,50	27,27	27,47	35,78	48,05	53,84	70,77	90,00	4,3%
0,72	4,06	11,23	13,00	23,12	32,25	33,12	47,58	53,08	69,21	89,19	2,7%
0,73	0,00	12,30	16,27	19,60	30,63	35,46	44,53	53,66	66,52	87,79	1,5%
0,74	0,00	10,45	17,91	19,94	27,74	40,13	40,26	54,22	65,34	87,26	2,9%
0,75	0,00	17,22	17,22	17,23	26,08	39,18	39,18	54,27	60,66	84,27	5,0%
0,76	0,00	19,57	19,57	19,57	19,59	36,64	40,94	55,99	56,00	82,12	6,5%
0,77	0,00	20,11	20,11	20,11	20,11	31,08	44,95	53,91	53,91	79,62	7,8%
0,78	0,00	20,25	20,25	20,25	20,25	28,87	45,77	52,39	52,39	76,65	8,7%
0,79	0,00	14,90	14,91	14,93	27,83	36,01	36,04	50,70	55,47	71,74	2,9%
0,80	5,31	7,27	14,54	19,10	28,18	32,28	38,94	49,73	55,63	71,48	2,3%

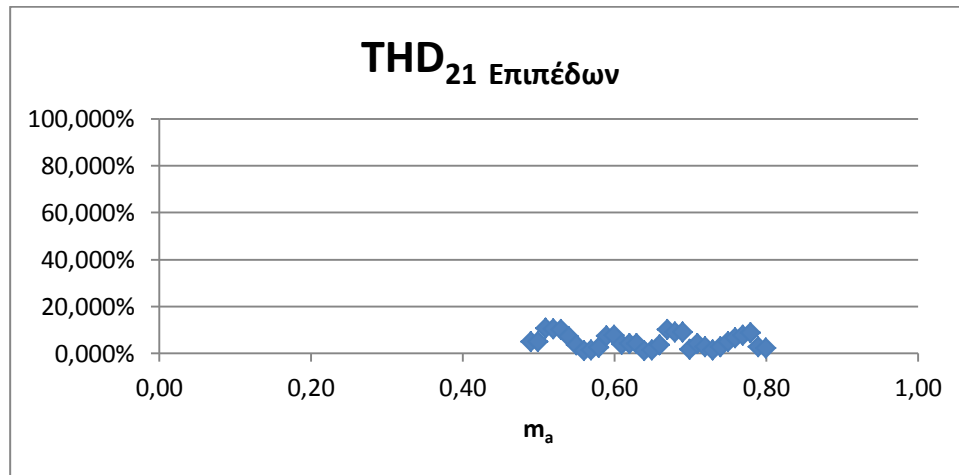
Πίνακας 5. 4 Λύσεις για Αντιστροφή 21 Επιπέδων

Οι γωνίες έναυσης παρουσιάζονται στο σχήμα 5.8.





Σχήμα 5 8 Γωνίες Αντιστροφεία 21 Επιπέδων



Σχήμα 5 9 THD_v Αντιστροφή 21 Επιπέδων

5. 10 11 Πηγές Τάσης/23 Επιπέδων Μονοφασικής Αντιστροφείας

Οι εξισώσεις που τον περιγράφουν είναι σύμφωνα με το σύστημα 5. 1:

$$\sum_{i=1}^{11} \cos(\omega_0 t_i) = m$$

$$\sum_{i=1}^{11} \cos((2k - 1)\omega_0 t_i) = 0 \text{ για } k=2. . 10$$

(5. 19)

Οι πολυωνυμικές εξισώσεις είναι από 3. 17:

$$p_1(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9, x_{10}, x_{11}) = \sum_{n=1}^{11} x_n - m = 0$$

$$p_3(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9, x_{10}, x_{11}) = \sum_{n=1}^{11} -3 * x_n + 4 * x_n^3 = 0$$

$$p_5(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9, x_{10}, x_{11}) = \sum_{n=1}^{11} (5x_n - 20x_n^3 + 16x_n^5) = 0$$

$$p_7(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9, x_{10}, x_{11}) = \sum_{n=1}^{11} (-7x_n + 56x_n^3 - 112x_n^5 + 64x_n^7) = 0$$

$$p_9(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9, x_{10}, x_{11}) = \sum_{n=1}^{11} (9 * x_n - 120 * x_n^3 + 432 * x_n^5 - 576 * x_n^7 + 256 * x_n^9) = 0$$

$$p_{11}(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9, x_{10}, x_{11}) = \sum_{n=1}^{11} (-11x_n + 220x_n^3 - 1232x_n^5 + 2816x_n^7 - 2816x_n^9 + 1024x_n^{11}) = 0$$

$$p_{13}(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9, x_{10}, x_{11}) = \sum_{n=1}^{11} (13x_n - 364x_n^3 + 2912x_n^5 - 9984x_n^7 + 16640x_n^9 - 13312x_n^{11} + 4096x_n^{13}) = 0$$

$$p_{15}(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9, x_{10}, x_{11}) = \sum_{n=1}^{11} (-15x_n + 560x_n^3 - 6048x_n^5 + 28800x_n^7 - 70400x_n^9 + 92160x_n^{11} - 61440x_n^{13} + 16384x_n^{15}) = 0$$

$$p_{17}(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9, x_{10}, x_{11}) = \sum_{n=1}^{11} (17x_n - 816x_n^3 + 11424x_n^5 - 71808x_n^7 + 239360x_n^9 - 452608x_n^{11} + 487424x_n^{13} - 278528x_n^{15} + 65536x_n^{17}) = 0$$

$$p_{19}(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9, x_{10}, x_{11}) = \sum_{n=1}^{11} (-19x_n + 11140x_n^3 - 20064x_n^5 + 160512x_n^7 - 695552x_n^9 + 1770496x_n^{11} - 2723840x_n^{13} + 2490368x_n^{15} - 1245184x_n^{17} + 262144x_n^{19}) = 0$$

$$p_{21}(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9, x_{10}, x_{11}) = \sum_{n=1}^{11} (21x_n - 1540x_n^3 + 33264x_n^5 - 329472x_n^7 + 1793792x_n^9 - 5870592x_n^{11} + 12042240x_n^{13} - 15597568x_n^{15} + 12386304x_n^{17} - 5505024x_n^{19} + 1048576x_n^{21}) = 0$$

(5. 20)

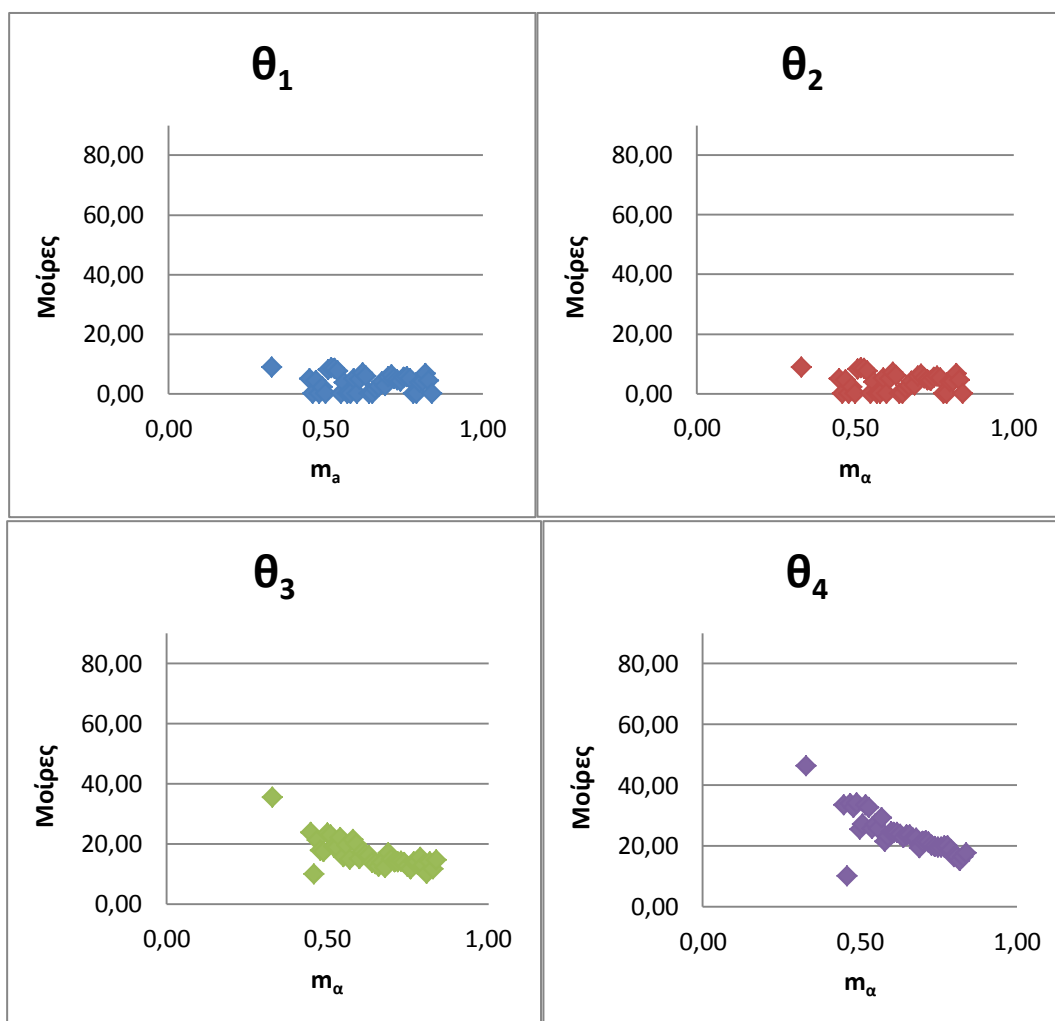
Οι λύσεις θα είναι:

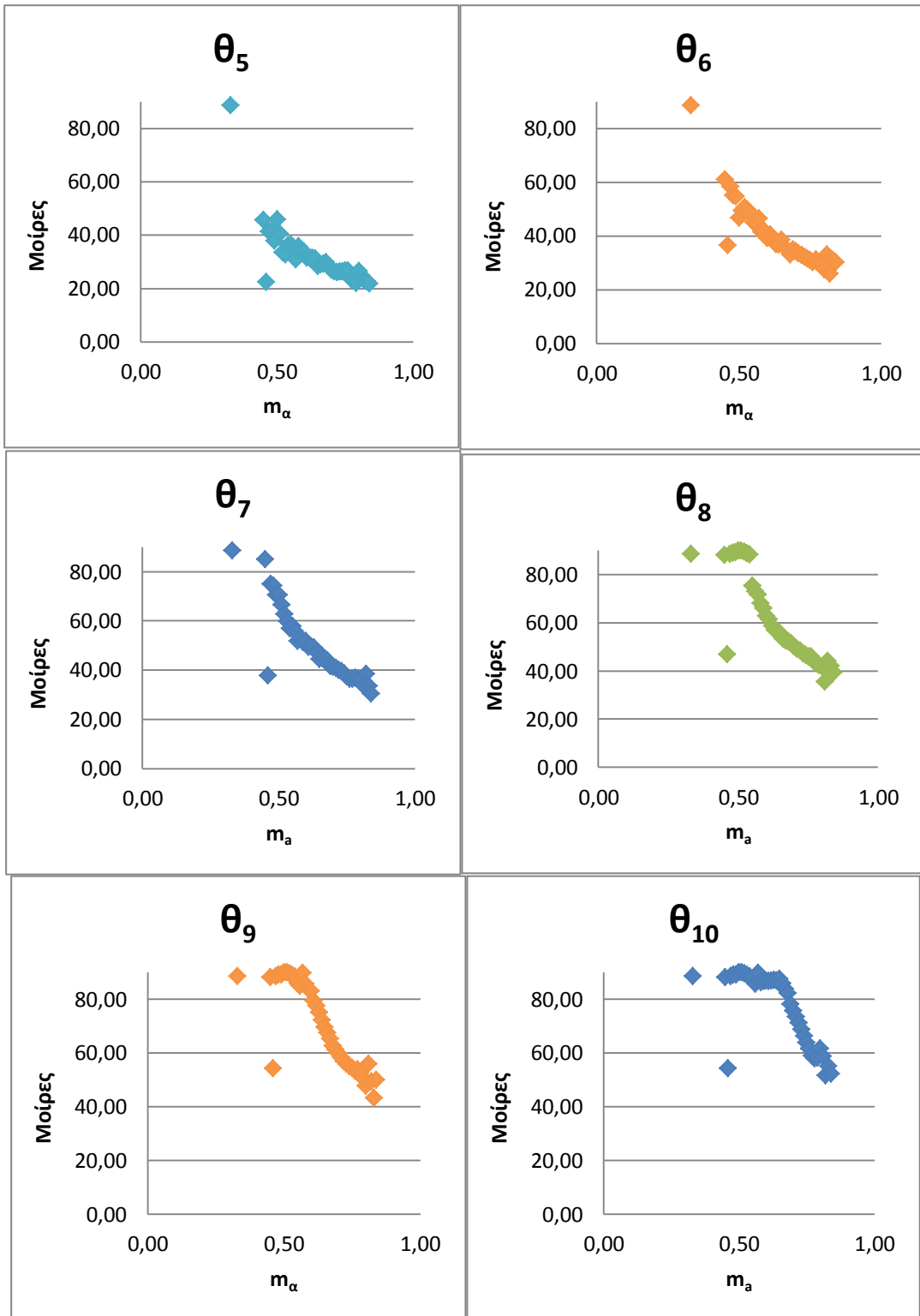
m_a	Γωνίες σε Μοίρες											thd_v
0,33	8,82	16,31	35,40	46,33	88,56	88,56	88,56	88,56	88,56	88,56	88,56	12,8%
0,45	4,93	13,40	23,69	33,50	45,64	61,00	85,04	88,07	88,07	88,07	88,13	12,7%
0,47	4,37	13,68	21,23	33,84	41,28	58,36	74,99	88,62	88,62	88,62	88,62	10,7%
0,48	0,00	17,72	17,72	32,52	41,46	55,09	74,27	89,08	89,11	89,12	89,12	9,1%
0,49	2,10	16,34	17,27	34,17	37,83	54,64	70,51	89,23	89,23	89,23	89,23	8,5%
0,50	0,00	14,00	23,60	25,52	45,71	46,64	70,60	89,88	89,88	89,88	89,88	8,0%
0,51	8,09	8,09	23,01	27,10	40,38	49,34	66,63	89,87	89,87	89,87	89,87	5,9%
0,52	8,60	8,71	19,07	33,43	33,48	50,53	62,85	89,47	89,47	89,47	89,47	7,2%
0,53	8,40	8,42	18,90	32,62	32,63	49,82	59,91	88,93	88,93	88,93	88,93	8,2%
0,54	7,48	7,48	22,00	25,73	36,14	48,57	57,05	88,34	88,34	88,34	88,34	9,1%
0,55	0,00	15,75	15,77	27,05	36,29	45,04	57,91	75,34	85,96	87,62	87,96	11,0%
0,56	3,73	10,59	19,45	25,66	35,44	44,42	55,87	73,10	84,82	85,67	88,23	10,3%
0,57	0,00	14,76	14,76	29,20	30,71	46,58	51,88	71,85	89,70	89,70	89,80	6,4%
0,58	0,00	11,30	21,33	21,33	35,73	41,41	53,21	68,20	85,72	86,33	89,58	8,5%
0,59	5,06	8,56	19,86	23,13	33,62	41,74	51,49	66,01	83,84	86,66	89,30	7,7%
0,60	0,00	13,27	15,10	24,59	33,78	39,15	51,77	62,85	82,94	86,97	89,97	6,9%
0,61	4,87	8,95	17,30	24,45	31,36	40,32	49,44	61,60	79,32	86,65	89,52	6,0%
0,62	6,97	7,35	16,46	24,42	31,37	38,29	49,70	58,86	77,61	86,91	89,85	5,7%
0,63	5,90	8,22	16,09	23,82	31,34	37,04	49,08	57,00	75,08	87,04	89,31	5,5%
0,64	0,00	13,61	13,66	22,68	31,12	36,78	47,32	56,15	72,29	87,00	88,39	6,0%
0,65	0,00	13,33	13,36	23,51	28,33	38,56	44,59	55,66	69,61	87,49	87,60	5,9%
0,66	1,64	12,43	12,44	23,50	28,97	35,68	45,76	53,41	67,63	85,98	87,63	5,8%
0,67	2,45	10,68	13,76	22,55	29,22	34,69	44,74	52,65	65,19	83,88	87,43	5,2%
0,68	3,93	11,25	11,96	22,46	29,76	33,04	43,86	52,24	62,59	82,26	87,94	5,2%
0,69	2,72	8,24	17,00	19,39	28,25	34,92	41,65	51,51	61,28	78,06	86,80	5,0%
0,70	5,69	6,65	14,91	21,39	26,94	34,21	41,40	50,19	59,86	75,67	87,46	4,2%

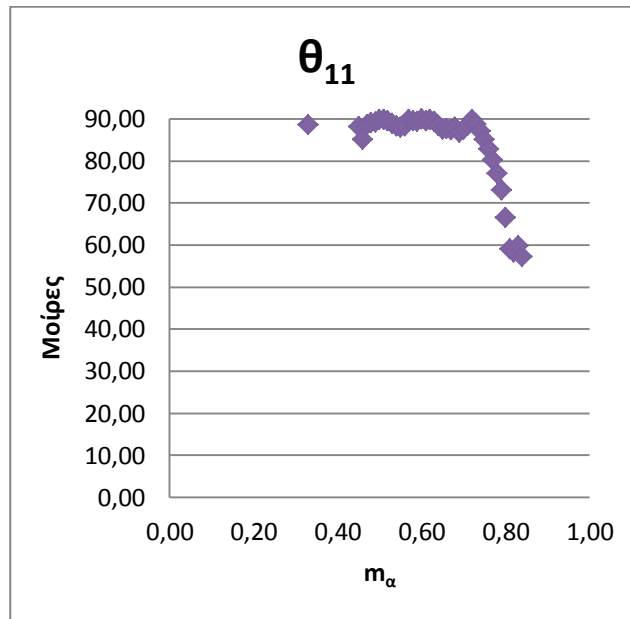
0,71	6,31	6,32	14,06	21,68	26,37	33,46	40,85	49,27	58,31	73,48	88,51	3,6%
0,72	5,07	7,22	13,96	21,16	26,11	32,95	40,07	48,47	56,94	71,23	89,78	2,8%
0,73	4,53	7,27	14,23	20,14	26,33	32,19	39,49	47,50	55,90	68,85	88,76	2,6%
0,74	4,22	7,63	13,81	19,66	26,30	31,66	38,64	46,66	55,11	66,37	87,08	2,8%
0,75	5,35	7,68	12,55	19,44	26,66	31,03	37,44	46,13	54,54	63,77	85,15	3,4%
0,76	5,63	7,83	11,68	19,44	26,65	30,25	36,51	45,93	53,49	61,60	82,85	3,8%
0,77	5,01	5,54	13,87	19,91	23,57	31,17	36,57	44,02	53,94	59,01	80,24	3,6%
0,78	0,00	7,63	14,01	19,92	22,93	30,00	36,94	43,13	52,68	57,86	77,09	3,0%
0,79	0,00	6,92	15,49	18,75	22,06	30,09	36,52	42,40	50,66	58,16	73,15	2,8%
0,80	3,77	8,25	12,80	16,36	26,53	27,56	35,96	42,02	47,76	61,70	66,55	3,6%
0,81	4,06	10,12	10,15	16,38	24,62	32,97	33,74	35,67	55,98	58,79	59,13	6,7%
0,82	6,69	7,17	13,88	15,09	22,93	25,86	38,44	44,12	49,46	51,53	58,37	6,0%
0,83	4,38	8,08	11,55	16,25	22,55	30,96	33,57	42,06	43,20	55,09	59,84	4,6%
0,84	0,00	5,11	14,68	17,62	21,76	30,15	30,41	39,42	49,95	52,23	57,23	4,4%

Πίνακας 5. 5 Λύσεις Αντιστροφή 23 επιπέδων

Οι γωνίες έναυσης παρουσιάζονται στο σχήμα 5.10.

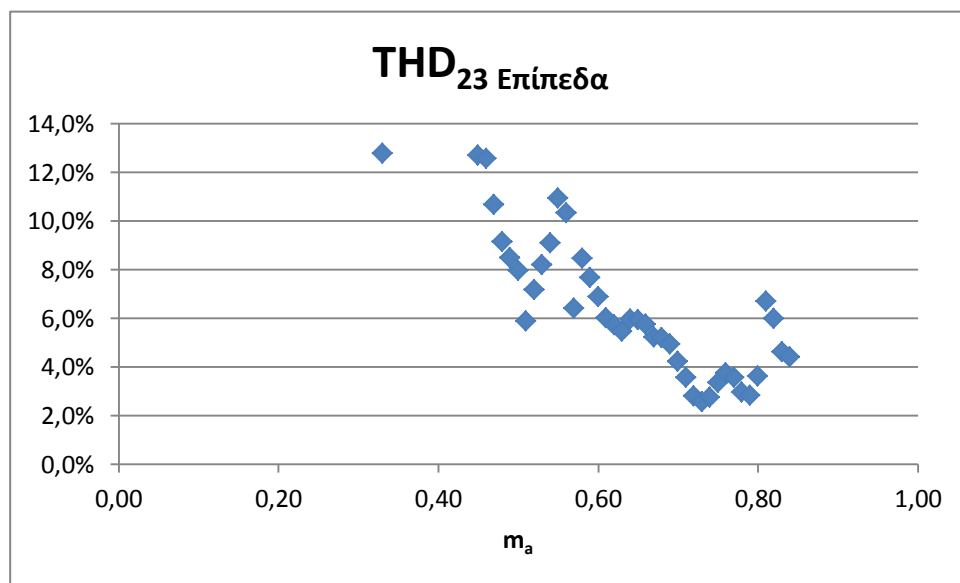






Σχήμα 5 10 Γωνίες Αντιστροφή 23 Επιπέδων

Ο συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης θα είναι:



Σχήμα 5 11 THD_v Αντιστροφή 23 Επιπέδων

5. 11 Ανακεφαλαίωση

Σε αυτό το κεφάλαιο επιλύθηκε η επιλεκτική εξάλειψη των αρμονικών για μονοφασικό αντιστροφέα. Αυτό σημαίνει ότι συμπεριλάβαμε και τις τρίτες αρμονικές στο σύστημά μας. Παρατηρήσαμε ότι σε σχέση με τον τριφασικό αντιστροφέα αυξήθηκε ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης της τάσης εξόδου. Αυτό είναι λογικό εφόσον πλέον πρέπει να καταστείλουμε περισσότερες αρμονικές. Ακολουθεί στο επόμενο κεφάλαιο ο σχεδιασμός της κρουστικής γεννήτριας.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

Σχεδιασμός Κρουστικής Γεννήτριας

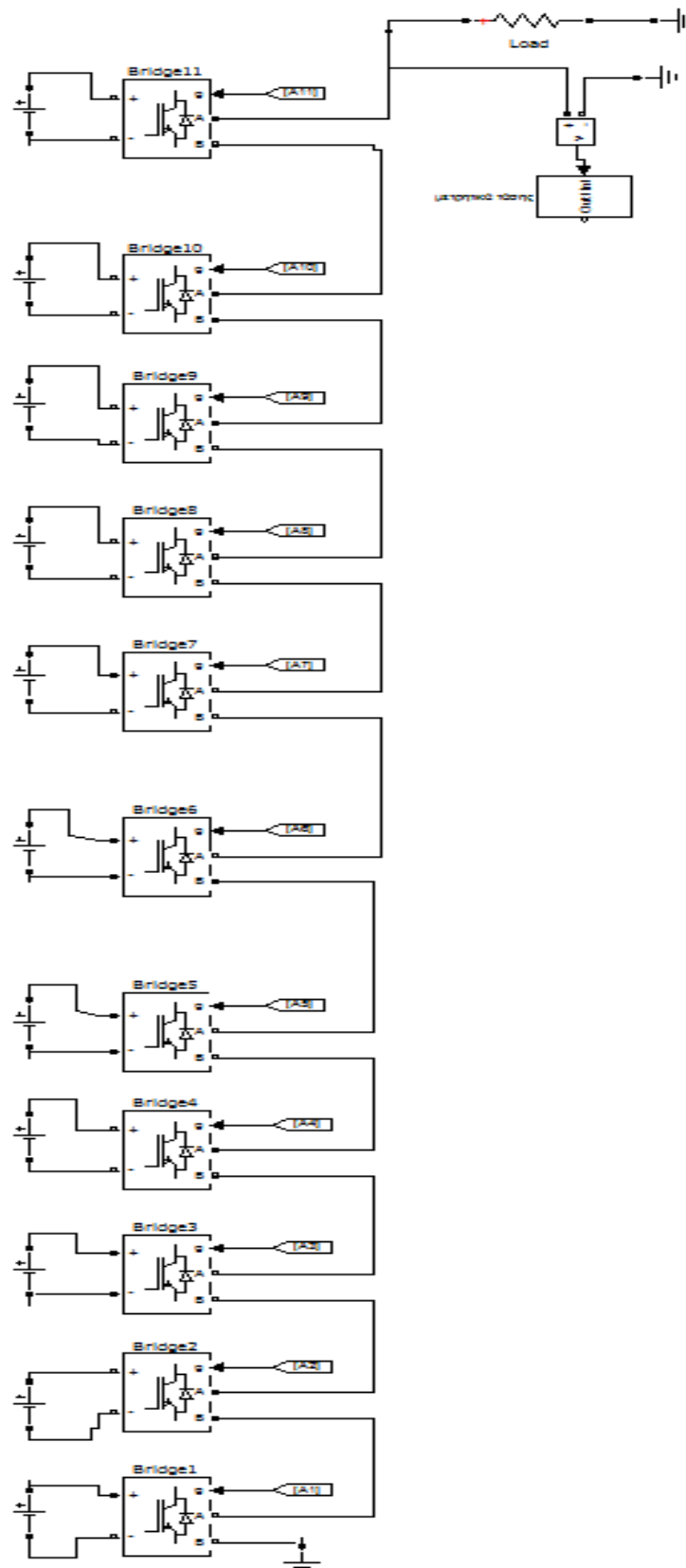
6. 1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο θα προσομοιώσουμε μια ηλεκτρονική διακοπτική κρουστική γεννήτρια με τη χρήση της θεωρίας του αντιστροφέα που αναπτύξαμε στα προηγούμενα κεφάλαια. Ειδικότερα, θα σχεδιάσουμε μία κρουστική γεννήτρια με πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου 11kV και χρόνο ημιπεριόδου $T=100\text{msec}$ με τη χρήση μονοφασικού αντιστροφέα 23 επιπέδων. Έπειτα, τοποθετώντας μετασχηματιστή στην έξοδο, θα δημιουργηθεί τεχνητό βραχυκύκλωμα με πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας του ρεύματος 80kA, υπό τάση 1V και χρόνο ημιπεριόδου 100msec. Άρα επρόκειτο για μια κρουστική γεννήτρια ισχύος 80kW. Στόχος μας είναι να ελέγξουμε αν οι προστασίες των φωτοβολταϊκών πλαισίων πληρούν τις προδιαγραφές. Οι προστασίες είναι διακόπτες και πρέπει να είναι σε θέση να απομονώσουν από τη φωτοβολταϊκή εγκατάσταση το τεχνητό βραχυκύκλωμα που θα δημιουργήσουμε. Η κρουστική αυτή γεννήτρια τροφοδοτείται από το δίκτυο.

6. 2 Σχεδιασμός Κυκλώματος Κρουστικής Γεννήτριας

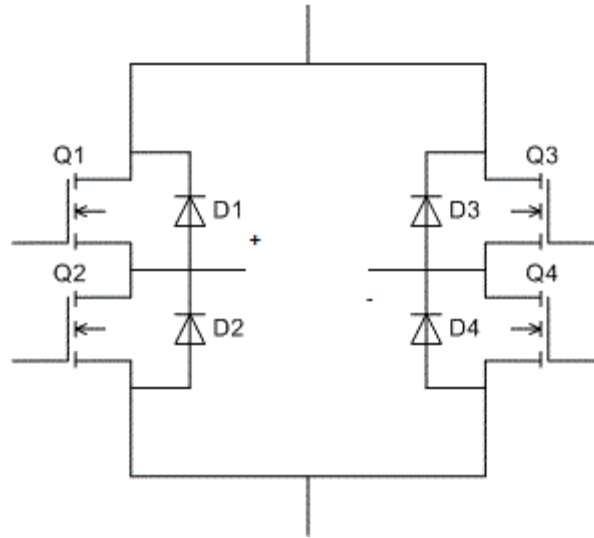
Η κρουστική αυτή γεννήτρια θα είναι στην ουσία ένας μονοφασικός αντιστροφέας 23 επιπέδων ή αλλιώς 11 πηγών τάσης εισόδου. Θα παράγεται μια υπέρταση με χρόνο ημιπεριόδου $T=100\text{msec}$ και πλάτος θεμελιώδους συνιστώσας $V_1=11\text{kV}$. Η τεχνική διαμόρφωσης παλμών θα είναι η επιλεκτική εξάλειψη των αρμονικών (SHEPWM) καθώς η κρουστική γεννήτρια θα χρησιμοποιείται μόνο για 100msec , επομένως συμφέρει λειτουργικά. Η προφανής λύση είναι να σχεδιαστεί σύμφωνα με τον υψηλότερο δυνατό συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους για να έχουμε τις μικρότερες δυνατές dc τάσεις στην είσοδο. Η σχεδίαση θα γίνει με διακοπτικά στοιχεία IGBT.

ΚΡΟΥΣΤΙΚΗ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ ΣΕ ΣΕΙΡΑ



Σχήμα 6. 1 Τοπολογία Σύνδεσης Αντιστροφών σε Σειρά(Cascaded h-Bridges)

Η κάθε βαθμίδα αποτελείται από μία γέφυρα διακοπτικών στοιχείων IGBT και πρέπει να τροφοδοτείται από τάση V_{dc} . Το κύκλωμα της κάθε γέφυρας παρουσιάζεται στο σχήμα 6. 2:

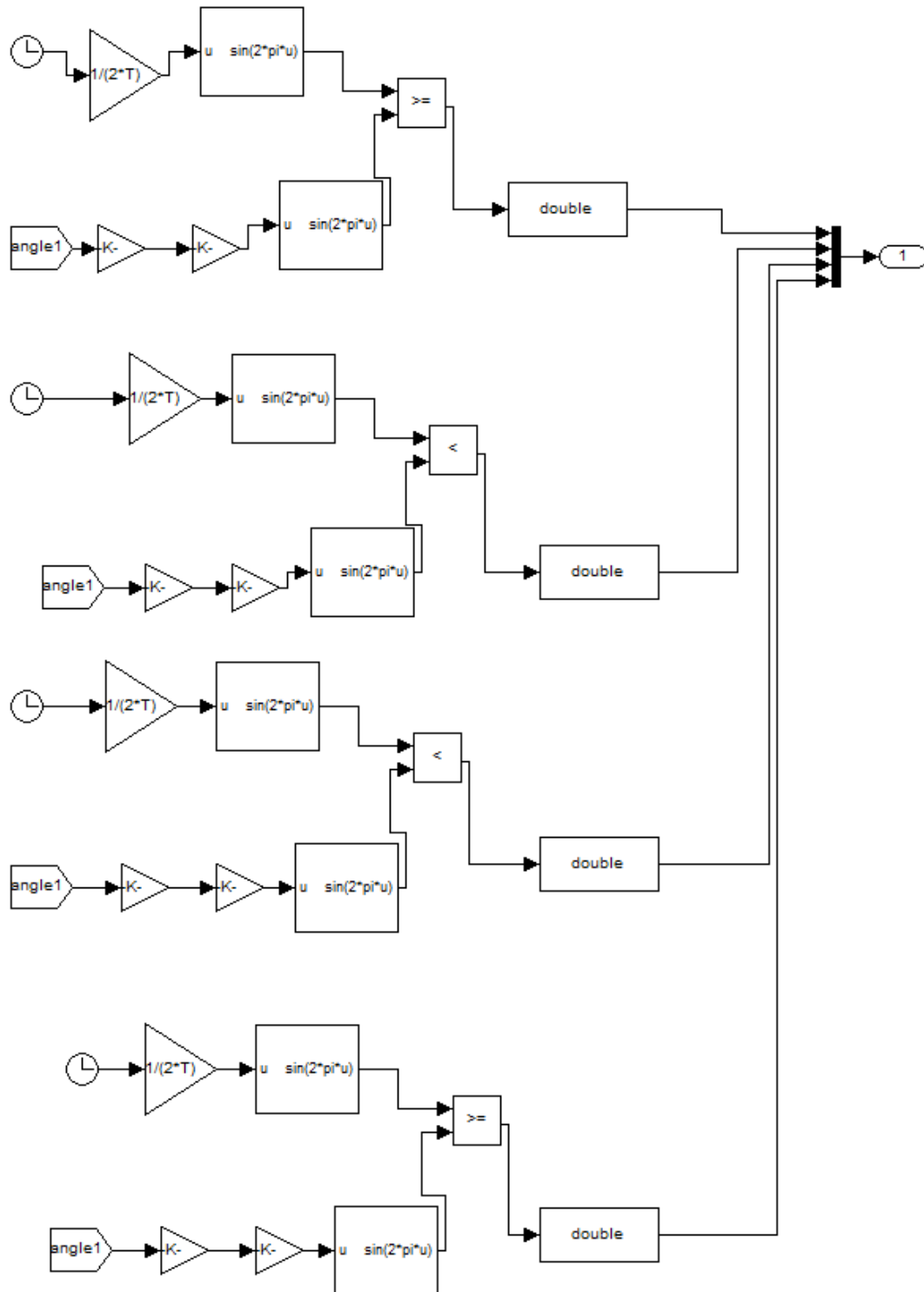


Σχήμα 6. 2 Κύκλωμα της κάθε γέφυρας

Στην περίπτωση όπου άγουν τα Q_1 και Q_4 από τη βαθμίδα αυτή η τάση θα είναι στην έξοδο $+V_{dc}$. Διαφορετικά η τάση θα είναι 0.

Για τη λειτουργία της κρουστικής αυτής γεννήτριας θα υπάρχει ένα ημιτονικό σήμα αναφοράς που θα συγκρίνεται συνεχώς με το ημίτονο της γωνίας που αντιστοιχεί στην κάθε βαθμίδα. Προφανώς το σήμα αναφοράς είναι κοινό για όλες τις βαθμίδες.

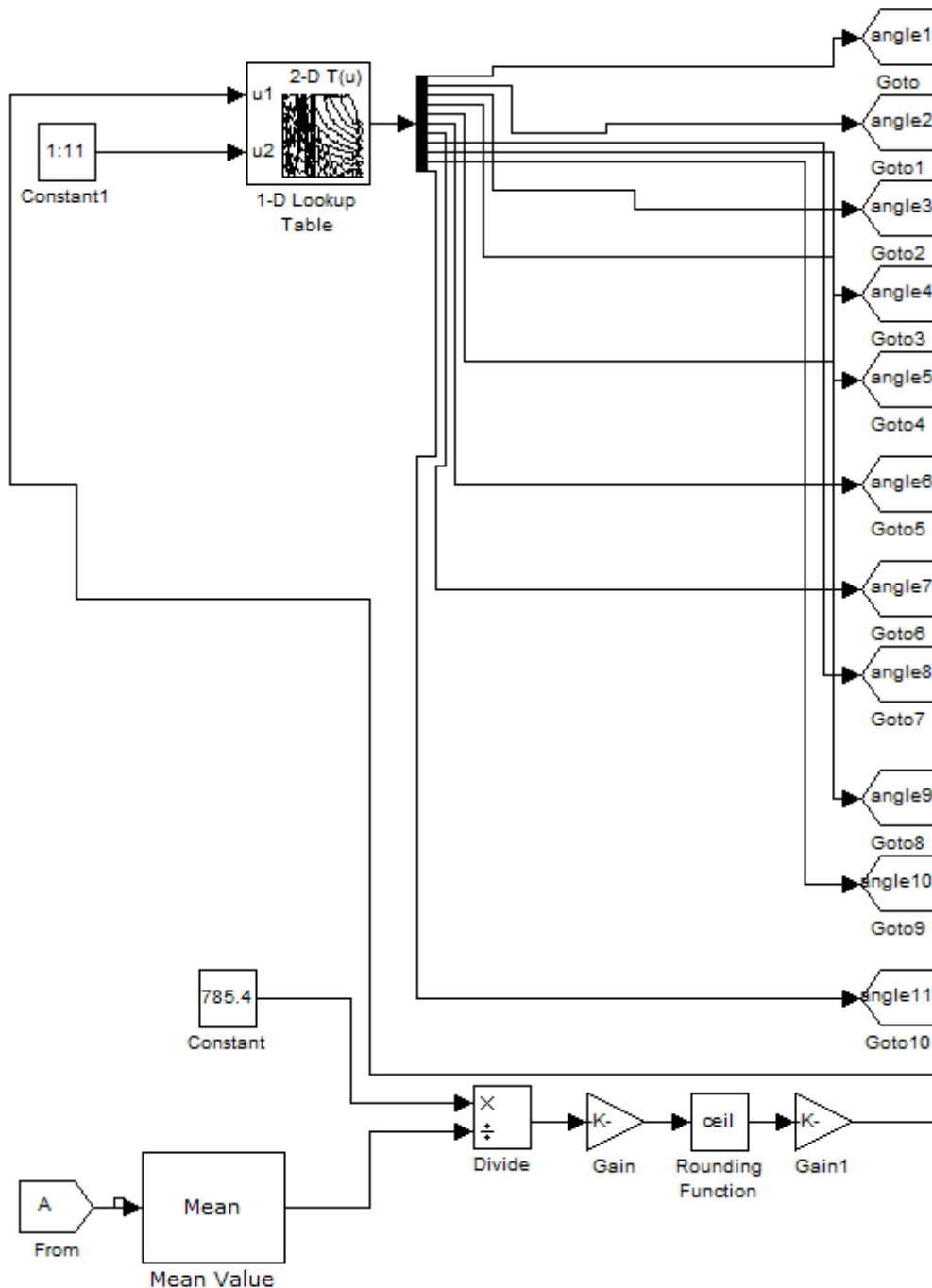
Στο σχήμα 6. 3 φαίνεται το κύκλωμα παλμοδότησης.



Σχήμα 6. 3 Κύκλωμα Παλμοδότησης

Ο πολυπλέκτης δέχεται τέσσερις εισόδους. Η πρώτη και η τέταρτη παλμοδοτούν αντίστοιχα το πρώτο και το τέταρτο διακοπτικό στοιχείο και το δεύτερο και το τρίτο διακοπτικό στοιχείο παλμοδοτούνται από τις αντίστοιχες εισόδους του πολυπλέκτη. Κάθε φορά συγκρίνεται το ημίτονο του σήματος αναφοράς με το ημίτονο της γωνίας και αντίστοιχα γίνεται η παλμοδότηση για

την κάθε βαθμίδα. Πρέπει να τονίσουμε ότι η κρουστική γεννήτρια θα λειτουργήσει μόνο για μια ημιπερίοδο, επομένως μόνο τα Q_1 και Q_4 θα προλάβουν να παλμοδοτηθούν. Οι γωνίες αυτές αντλούνται από ένα πίνακα (look up table).



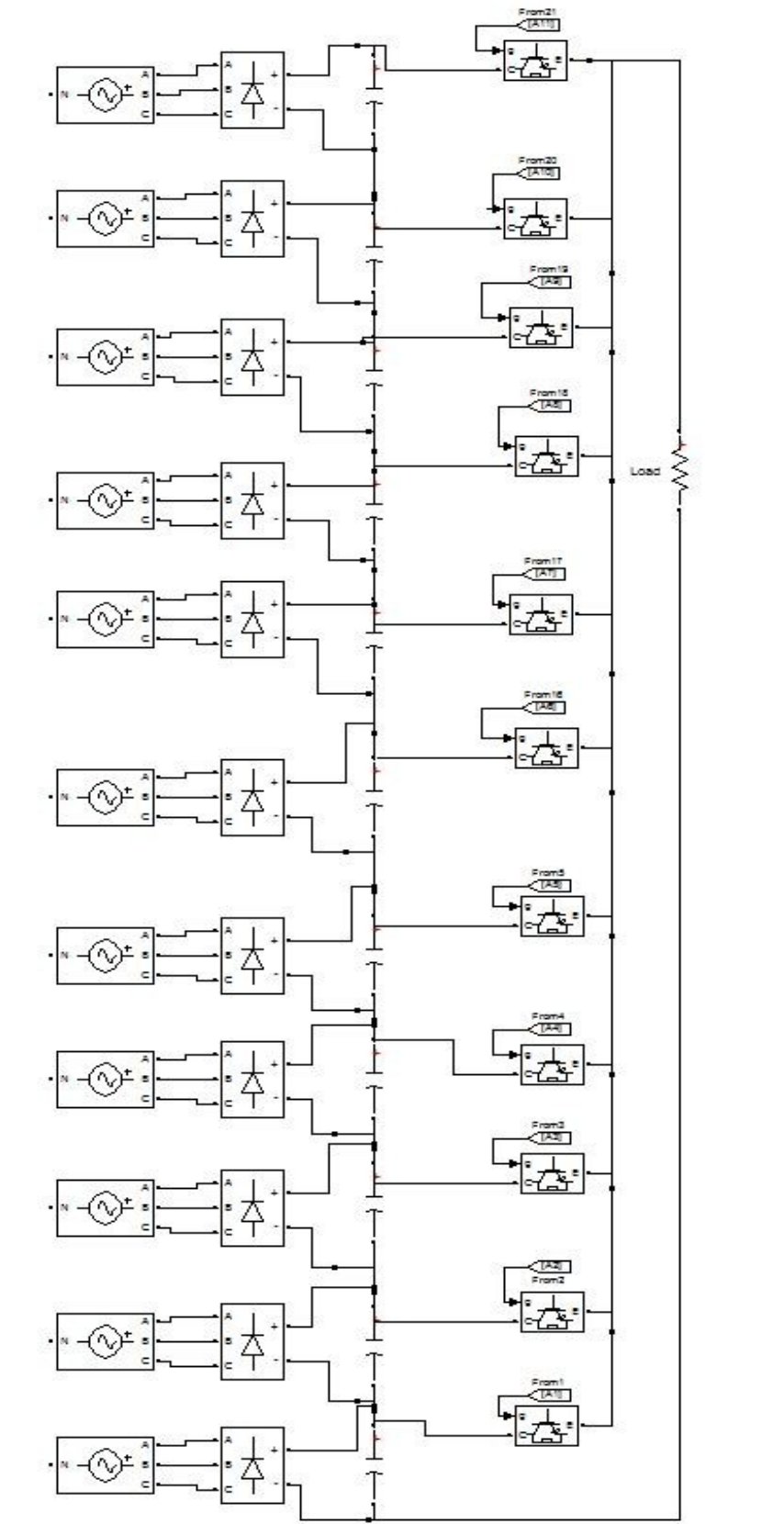
Σχήμα 6. 4 Κύκλωμα Ανάκτησης Γωνιών Έναυσης

Εισάγουμε λοιπόν τον πίνακα με τις λύσεις μας στο κύκλωμα και ειδικότερα στο block 1-D Lookup Table. Σύμφωνα με την εξίσωση 3. 10 διατηρώντας σταθερό το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου στα 11kV λαμβάνουμε την ακόλουθη σχέση για το συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους σε σχέση με την dc τάση στην είσοδο $m_a = \frac{785.4}{V_{dc}}$. Τροποποιούμε δηλαδή το κύκλωμά μας, ώστε να διαβάζει ο μικροεπεξεργαστής τη dc τάση εισόδου της μίας βαθμίδας και να γεννάει μόνος του τους παλμούς χωρίς να χρειάζεται κάποιος υπολογισμός από τον χρήστη.

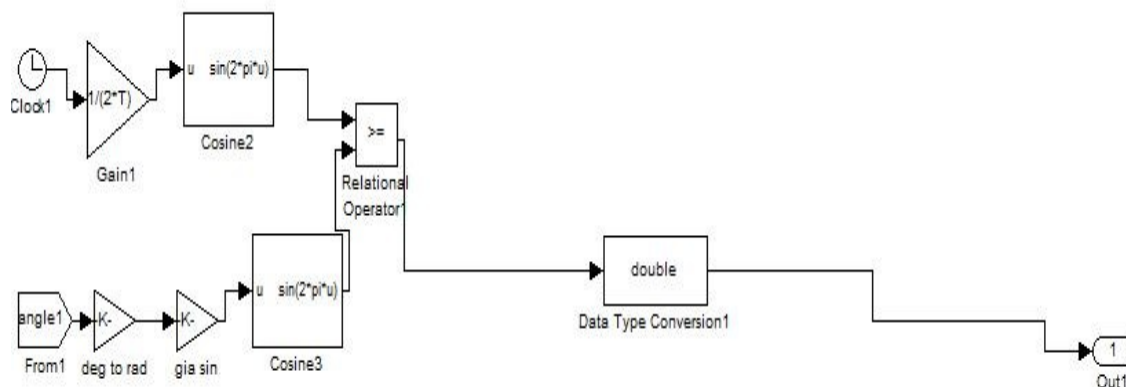
Η dc τάση εισόδου προφανώς πρέπει να κυμαίνεται στο εξής διάστημα $V_{dc} \in (935, 1700)$ Volts.

Επίσης, επειδή η dc τάση στην είσοδο θα παρουσιάζει λογικά κάποια διακύμανση που αυτή πρέπει να είναι κάτω από 3% , προκειμένου να μην έχουμε αυξομειώσεις στο κύκλωμα παλμοδότησης, χρησιμοποιούμε ως αναφορά τη μέση τιμή της dc τάσης. Έχοντας πραγματοποιήσει τη διαίρεση του σταθερού όρου με τη μέση τιμή της τάσης εισόδου, πολλαπλασιάζουμε το λόγο αυτό επί 100, στρογγυλοποιούμε για να μην υπάρχουν δεκαδικά ψηφία και στη συνέχεια διαιρούμε με 100. Αυτό συμβαίνει διότι οι τιμές που έχουμε αποθηκεύσει στον πίνακα για το συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους χρησιμοποιούν 2 δεκαδικά ψηφία ακριβώς.

6. 3 Προτεινόμενη Τοπολογία Κρουστικής Γεννήτριας



Σχήμα 6. 5 Προτεινόμενη Τοπολογία Κρουστικής Γεννήτριας



Σχήμα 6. 6 Κύκλωμα Παλμοδότησης πρώτης βαθμίδας της Κρουστικής Γεννήτριας

Η κάθε βαθμίδα περιλαμβάνει μόνο 1 IGCT. Ουσιαστικά δηλαδή για να κατασκευάσουμε την τοπολογία χρειαζόμαστε 11 IGCTs και τις ανορθωτικές διατάξεις. Πρέπει να τονίσουμε ότι εδώ δεν έχουμε αντιπαράλληλες διόδους. Τα διακοπτικά στοιχεία είναι προτιμότερο να είναι IGCT καθώς αντέχουν περισσότερη ισχύ από τα IGBTs και εφόσον το κάθε level έχει μόνο 1 διακοπτικό στοιχείο, ο διακόπτης αυτός πρέπει να αντέχει διπλάσια τάση. Για αυτή τη διάταξη απλοποιείται και το κύκλωμα παλμοδότησης, όπως φαίνεται και στο σχήμα 6.6. Το κύκλωμα ανάκτησης γωνιών έναυσης (look-up table block) είναι το σχήμα 6.4 και περιγράφεται στο κεφάλαιο 6.2. Ο μετασχηματιστής που θα συνδεθεί στην έξοδο της γεννήτριας θα είναι συχνότητας 5Hz.

6. 4 Πηγές Τάσης Κρουστικής Γεννήτριας

Τροφοδοτούμε από το δίκτυο και μετά με την ανορθωτική διάταξη με διόδους παράγεται η συνεχής σταθερή τάση με μέση τιμή που πρέπει να κυμαίνεται στο επιτρεπτό διάστημα $V_{dc} \in (935, 1700)V$. Έπειτα χρησιμοποιούμε πυκνωτή για να τη σταθεροποιήσουμε. Όσο μεγαλύτερη χωρητικότητα έχει ο πυκνωτής

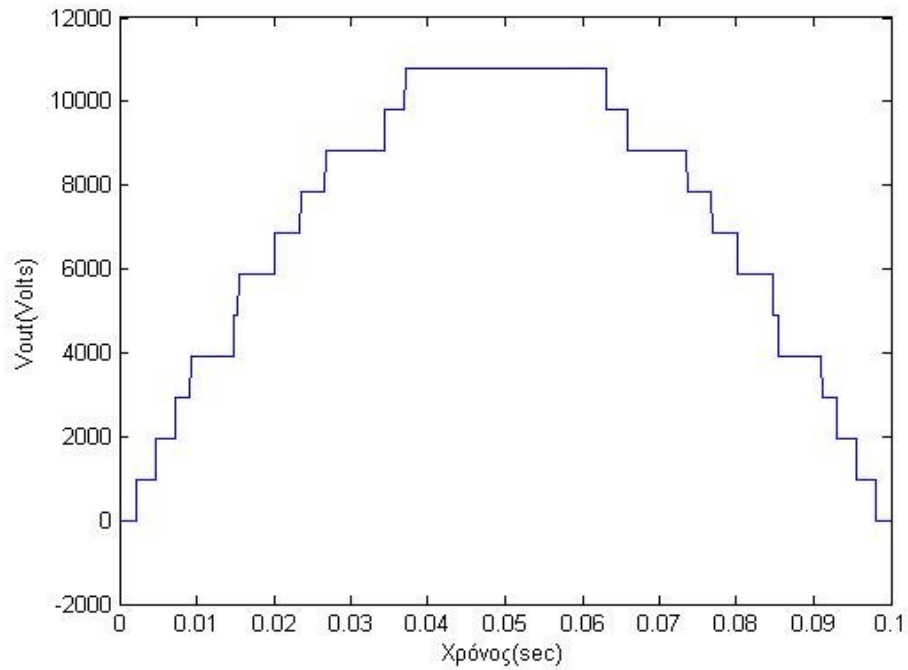
, τόσο το καλύτερο για τη διάταξή μας, καθώς η τάση εισόδου θα είναι περισσότερο σταθερή. Για τις προσομοιώσεις χρησιμοποιήσαμε πυκνωτές 1mF. Η τριφασική ανορθωτική διάταξη έχει κέρδος τάσης 2.34. Άρα η ενεργός τιμή της (πολικής) τάσης εισόδου πρέπει να κειμένεται στο διάστημα $V_{ac} \in (693,1258)V$. Για αυτό μεταξύ δικτύου και ανορθωτικής διάταξης παρεμβάλουμε αυτομετασχηματιστή προκειμένου η εναλλασσόμενη τάση εισόδου να κειμένεται στα κατάλληλα επίπεδα. Όσον αφορά στις προσομοιώσεις, πραγματοποιήθηκαν επιλέγοντας διάφορες τιμές για την ενεργό τιμή της εναλλασσόμενης τάσης εισόδου που προκύπτει από τις διαφορετικές ρυθμίσεις του λόγου μετασχηματισμού του αυτομετασχηματιστή. **Πρέπει να τονισθεί ότι αυτή η ανορθωτική διάταξη δεν επηρεάζεται από τη φύση του δοκιμίου και έτσι μπορεί να χρησιμοποιηθεί και ως κρουστική γεννήτρια τάσης και ως κρουστική γεννήτρια ρεύματος.**

6. 5 Ανακεφαλαίωση

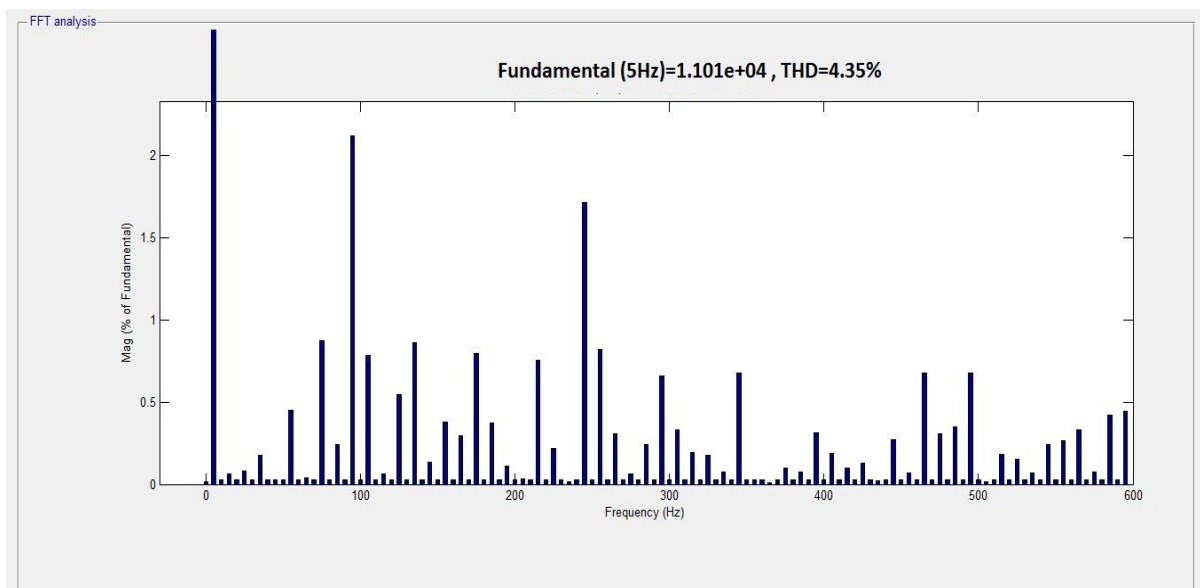
Στο κεφάλαιο αυτό σχεδιάσαμε κρουστική γεννήτρια με χρήση της λογικής αντιστροφεία 23 επιπέδων. Προτάθηκε μια απλοποιημένη τοπολογία για την κατασκευή αυτής. Επίσης, σχεδιάστηκε και τρόπος τροφοδότησης της από το δίκτυο. Η κρουστική αυτή γεννήτρια παράγει 11kV πλάτος θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης με χρόνο ημιπεριόδου 100msec. Στην έξοδο της κρουστικής γεννήτριας θα δημιουργείται τεχνητό βραχυκύκλωμα 80kA πλάτος θεμελιώδους συνιστώσας του ρεύματος. Ακολουθούν οι προσομοιώσεις για διάφορες τιμές για την ενεργό τιμή της εναλλασσόμενης τάσης εισόδου που προκύπτει από τις διαφορετικές ρυθμίσεις του λόγου μετασχηματισμού του αυτομετασχηματιστή. Παρουσιάζεται και η προσομοίωση του βραχυκυκλώματος.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

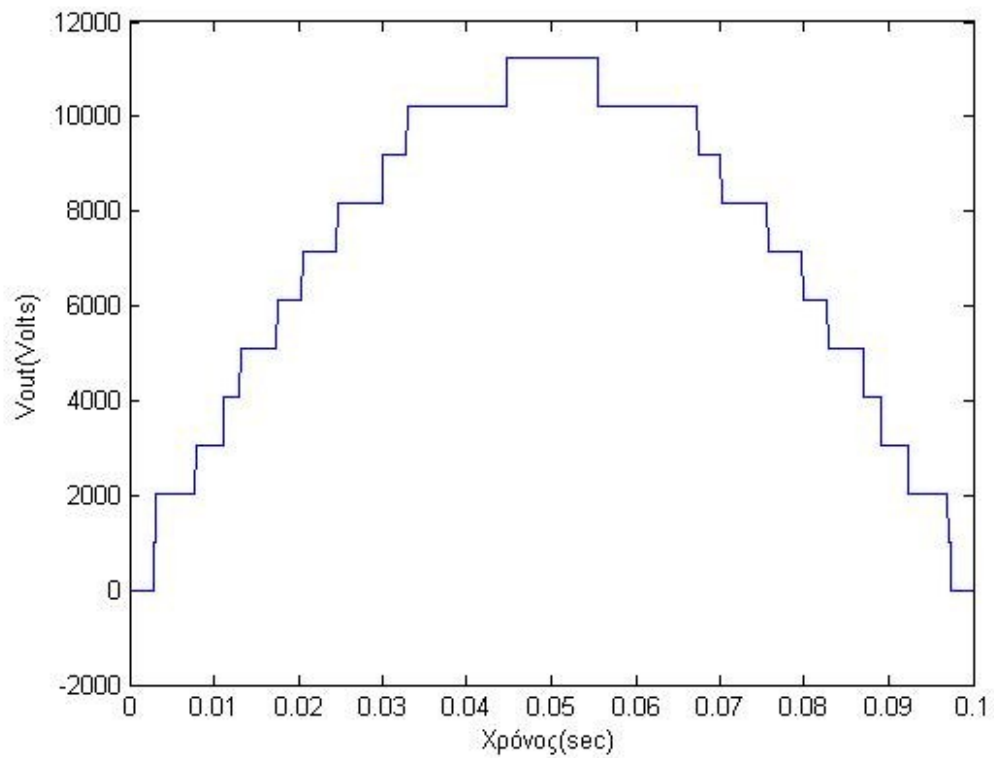
7. 1 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων Κρουστικής Γεννήτριας-Ιδανικές Πηγές



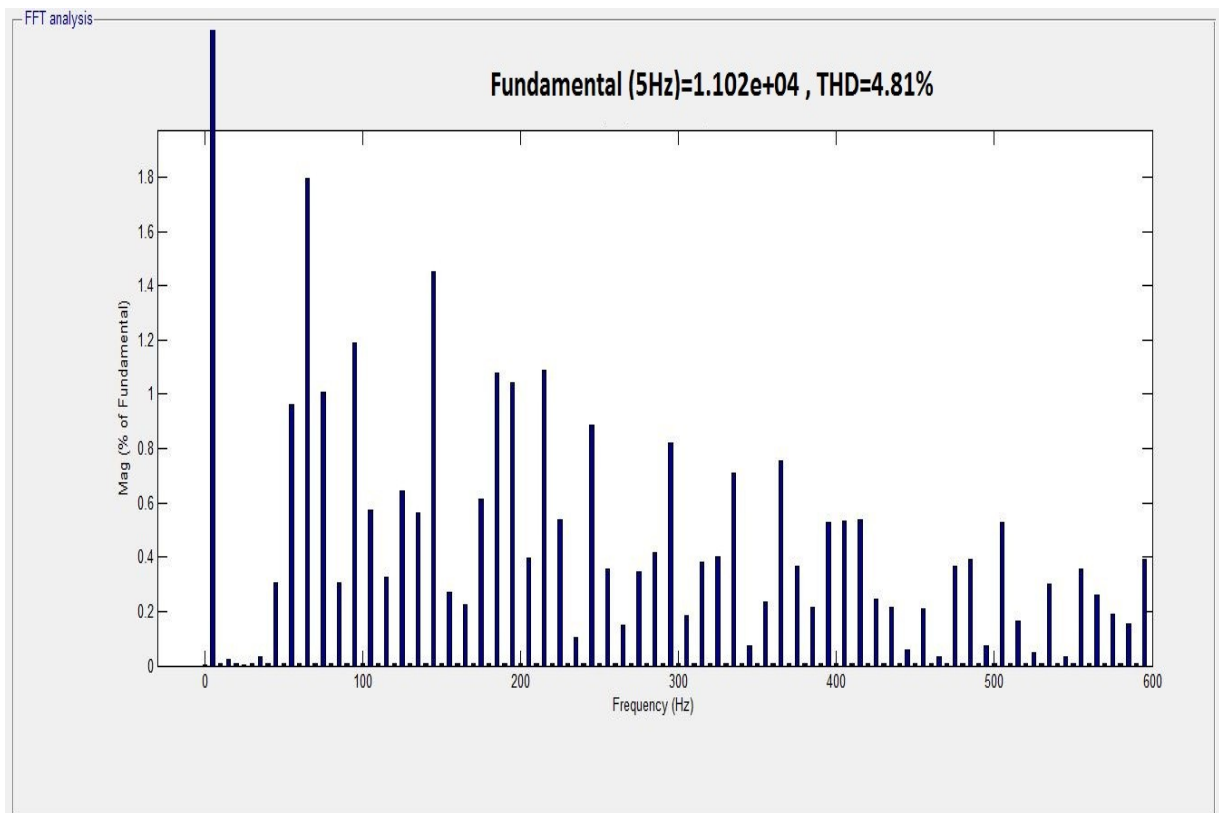
Σχήμα 7. 1 Τάση εξόδου για $m_a=0.79$ και $V_{dc}=998V$



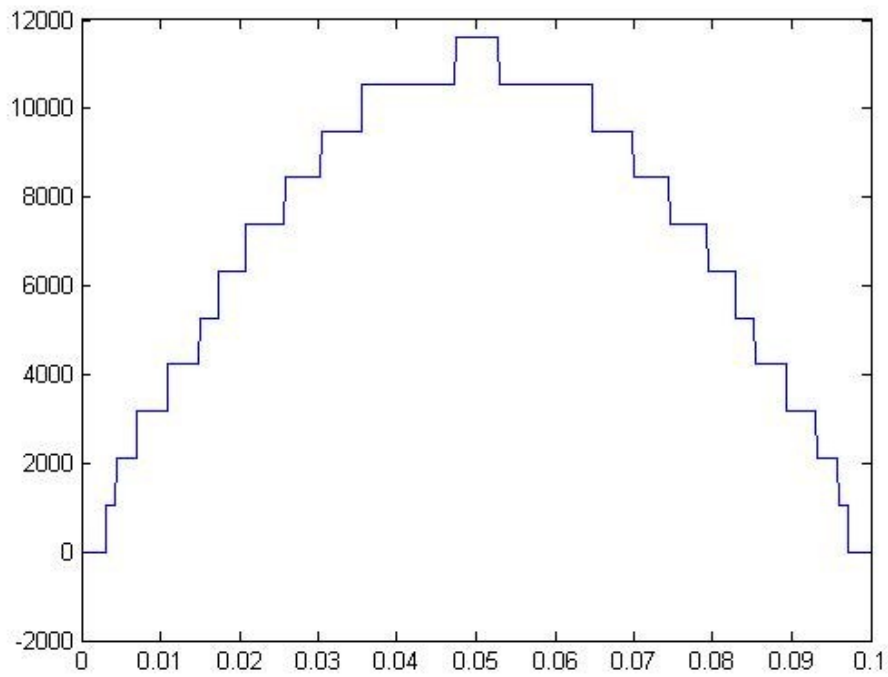
Σχήμα 7. 2 Φάσμα Τάσης εξόδου για $m_a=0.79$ και $V_{dc}=998V$



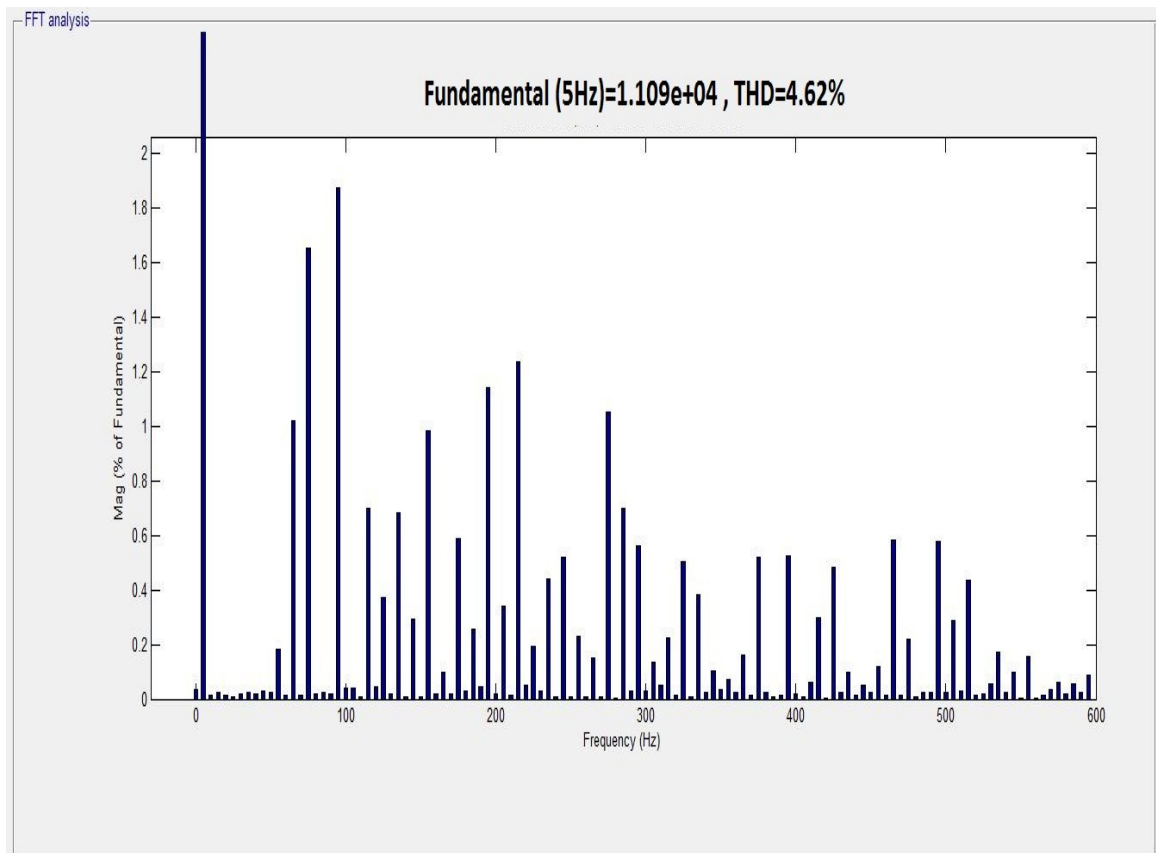
Σχήμα 7. 3 Τάση Εξόδου για $m_a=0.77$ και $V_{dc}=1020V$



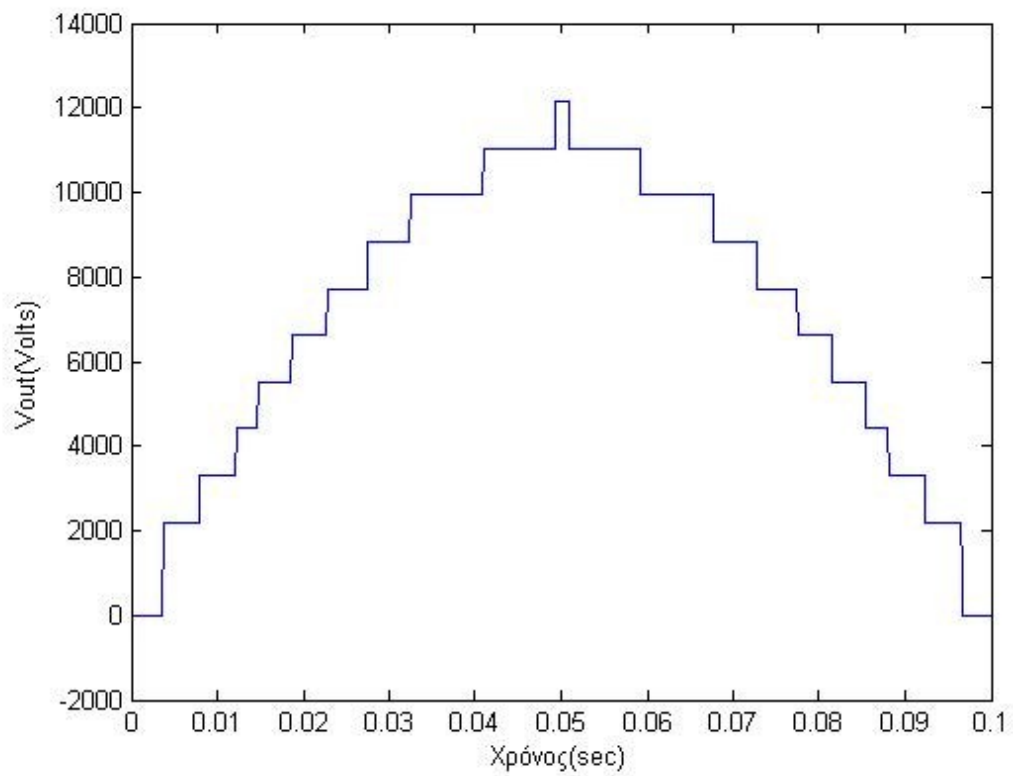
Σχήμα 7. 4 Φάσμα Τάσης Εξόδου για $m_a=0.77$ και $V_{dc}=1020V$



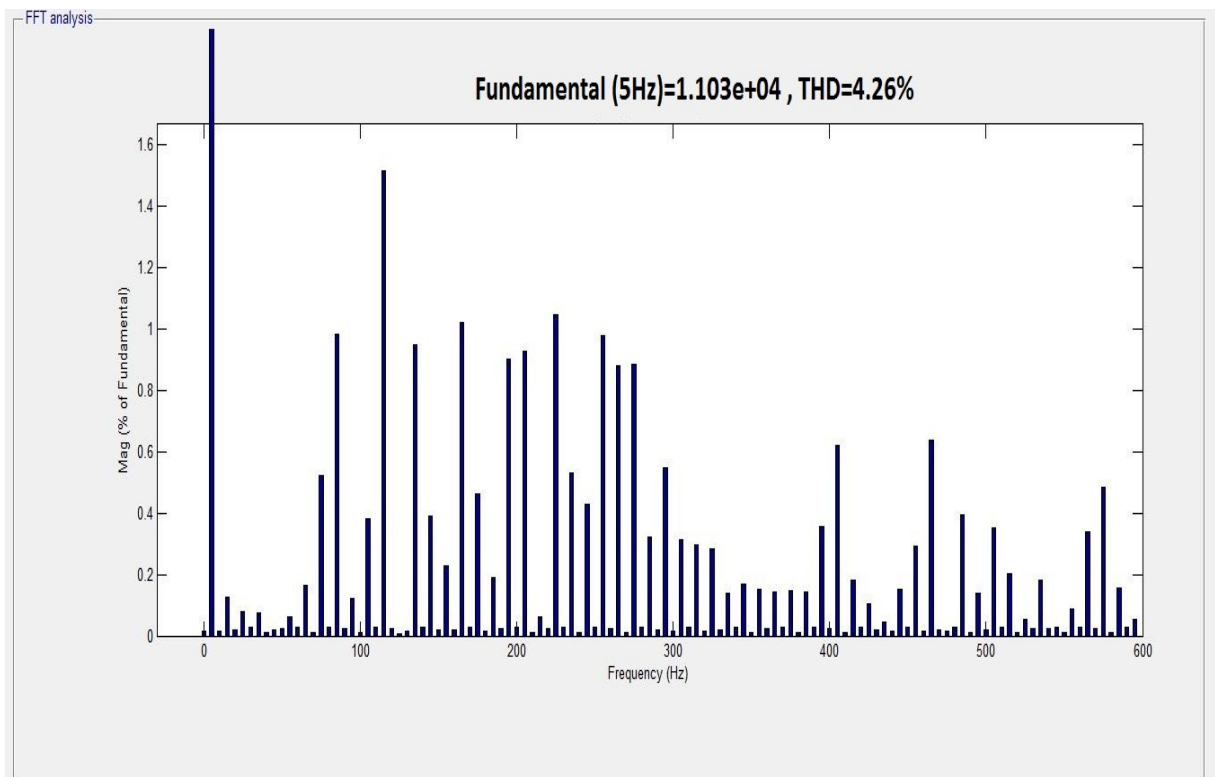
Σχήμα 7. 5 Τάση Εξόδου για $m_a=0.75$ και $V_{dc}=1047V$



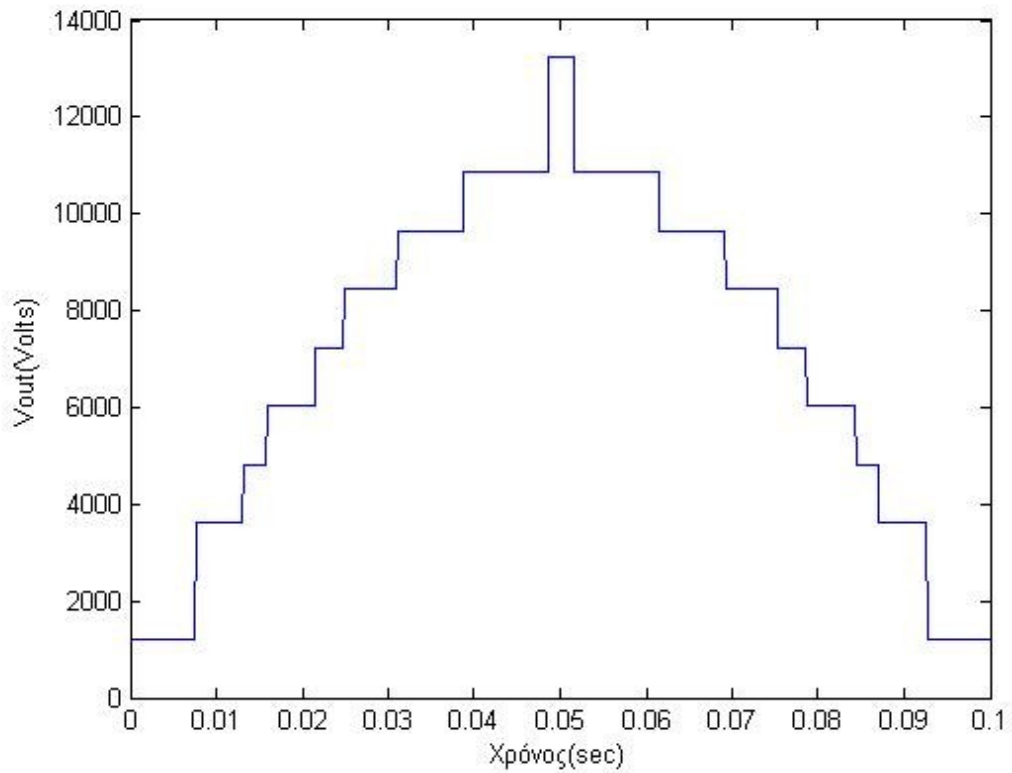
Σχήμα 7. 6 Φάσμα Τάσης Εξόδου για $m_a=0.75$ και $V_{dc}=1047V$



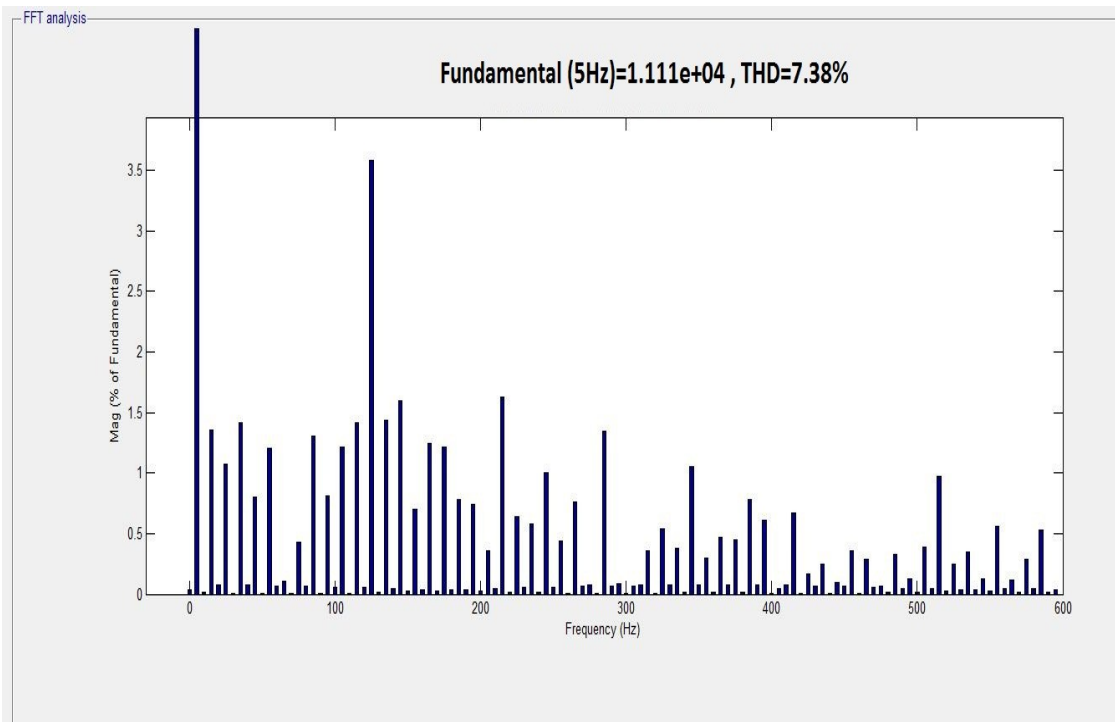
Σχήμα 7. 7 Τάση Εξόδου για $m_a=0.72$ και $V_{dc}=1095V$



Σχήμα 7. 8 Φάσμα Τάσης Εξόδου για $m_a=0.72$ και $V_{dc}=1095V$

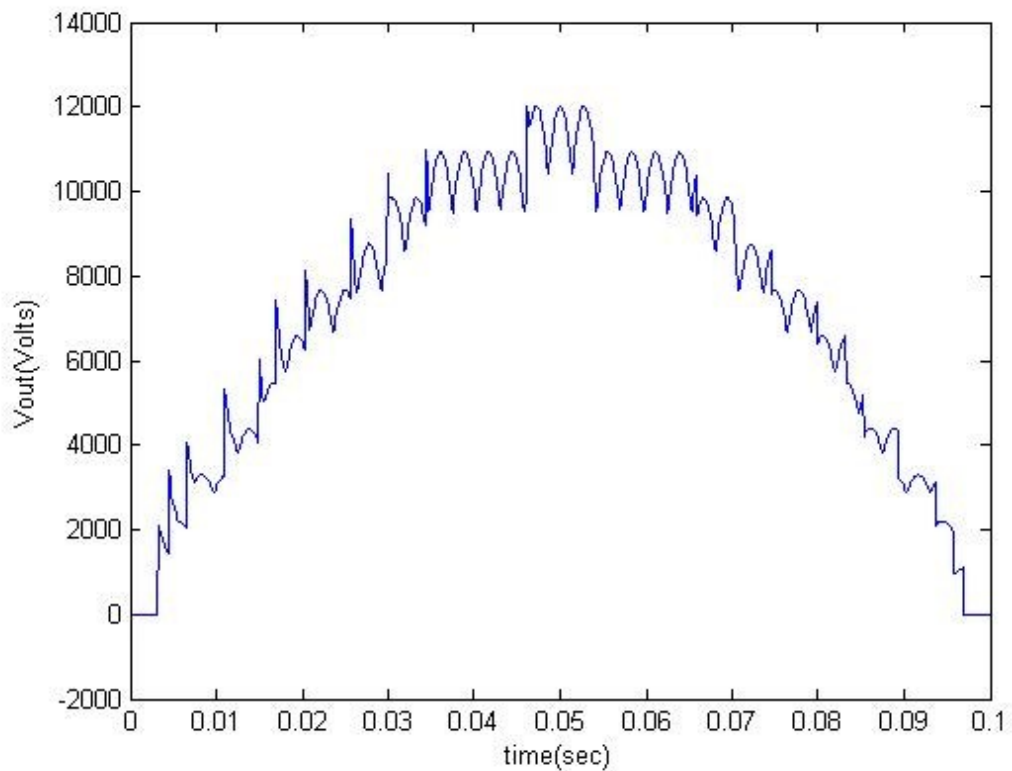


Σχήμα 7. 9 Τάση Εξόδου για $m_a=0.65$ και $V_{dc}=1208V$

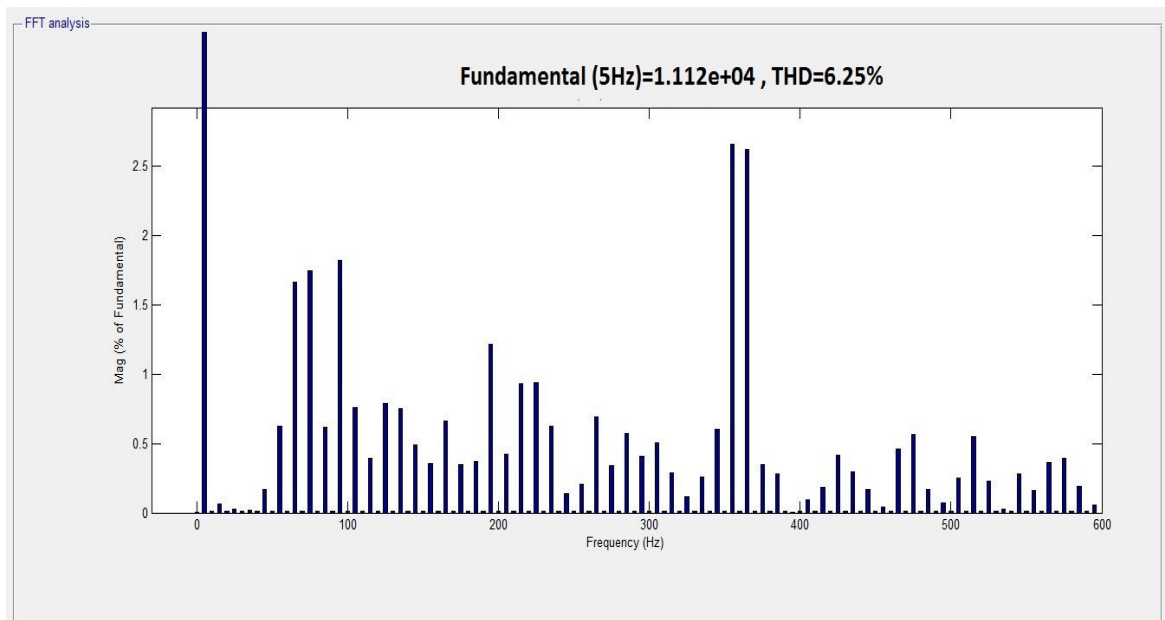


Σχήμα 7. 10 Φάσμα Τάσης Εξόδου για $m_a=0.65$ και $V_{dc}=1208V$

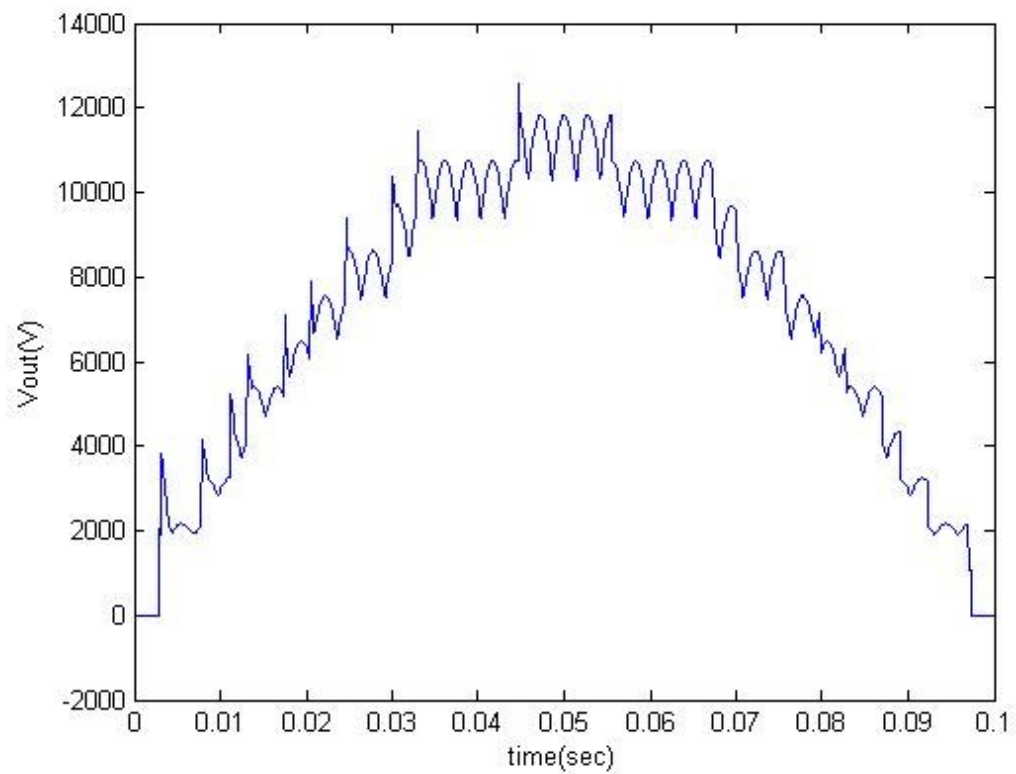
7. 2 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων Κρουστικής Γεννήτριας- Τροφοδότηση από Δίκτυο



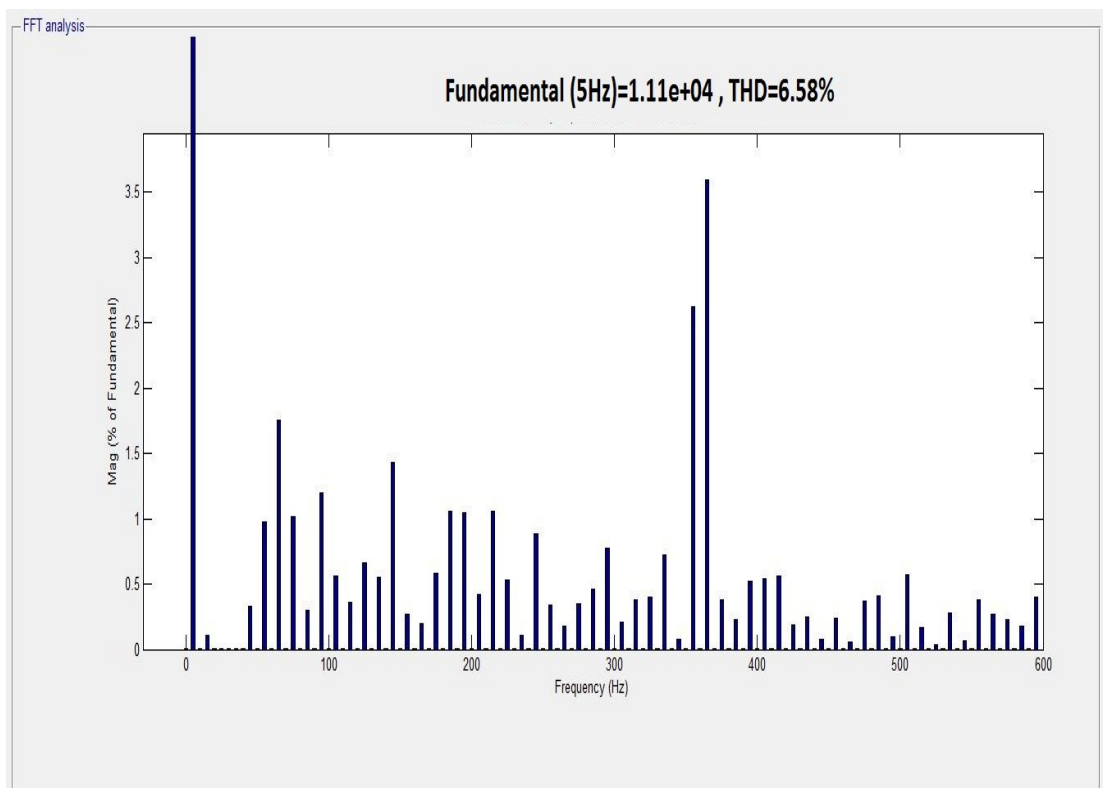
Σχήμα 7. 11 Τάση Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=784V$



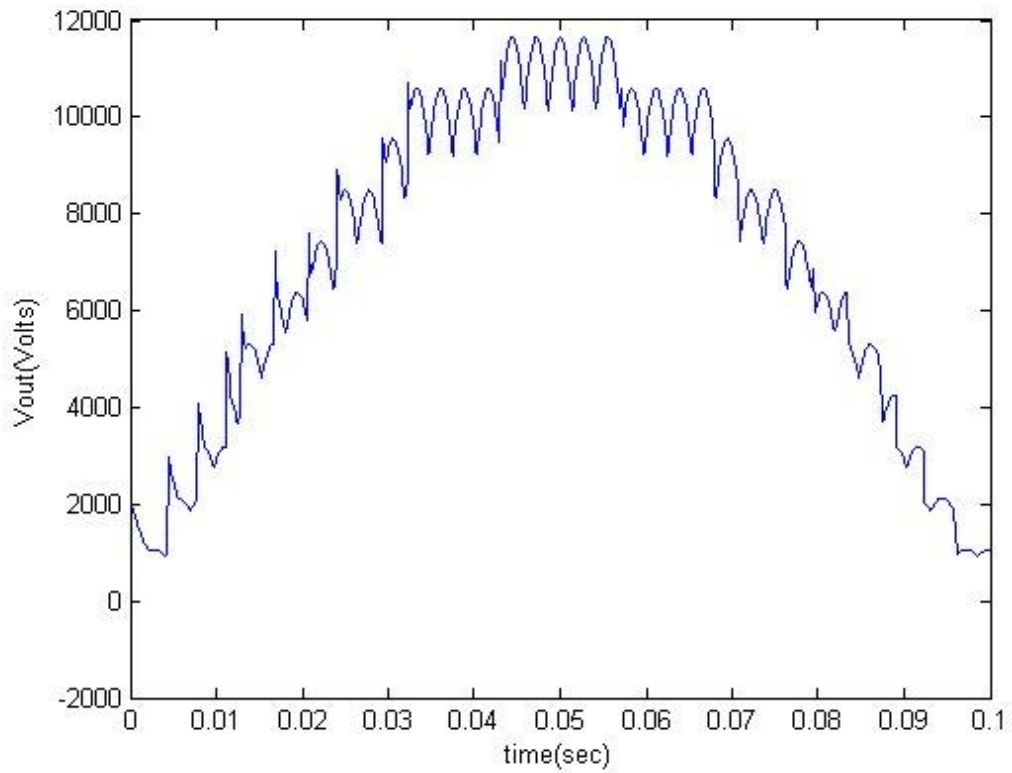
Σχήμα 7. 12 Φάσμα Τάσης Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=784V$



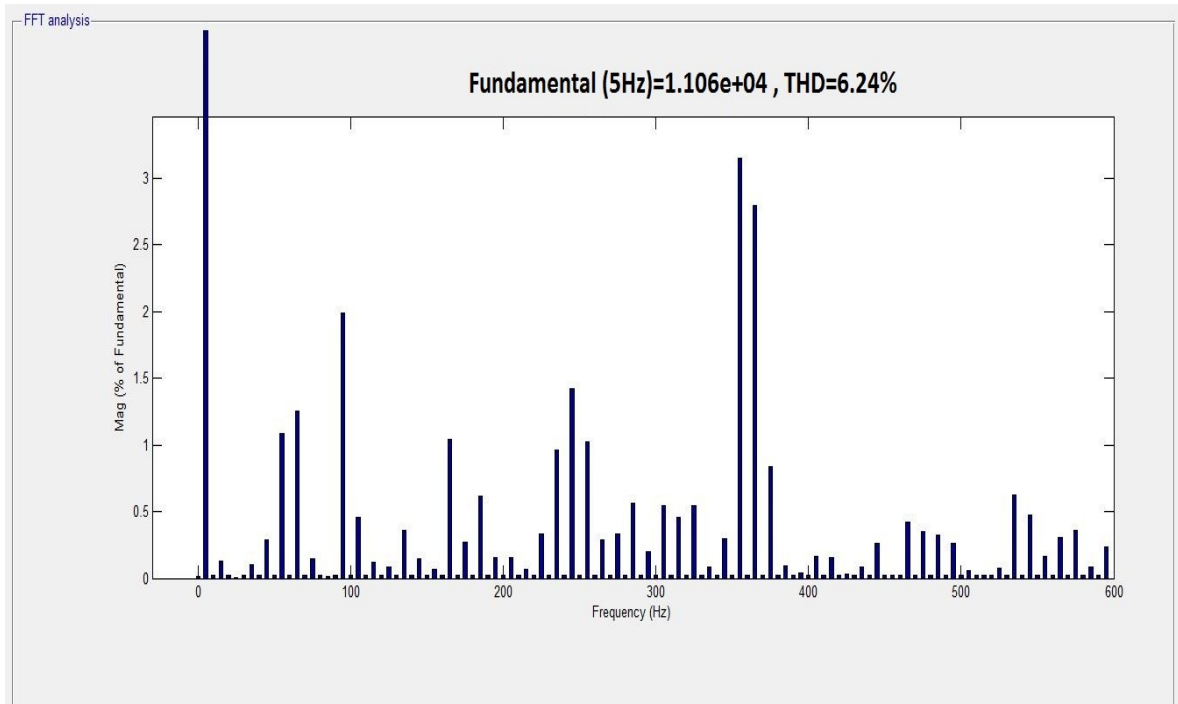
Σχήμα 7. 13 Τάση Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=772V$



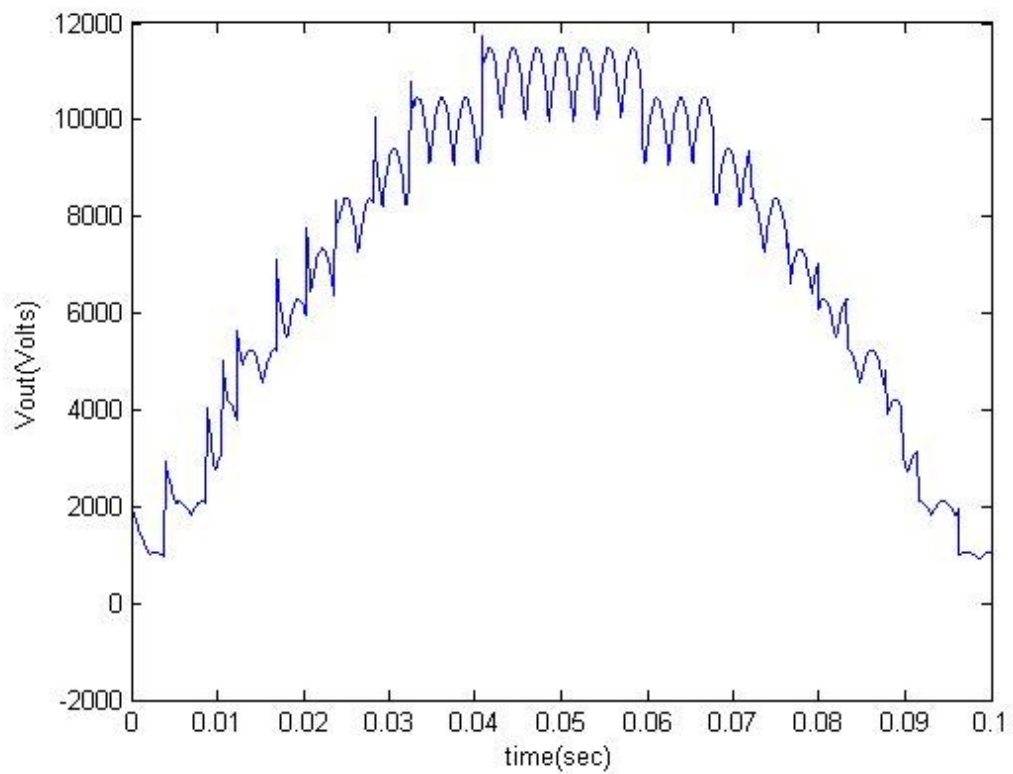
Σχήμα 7. 14 Φάσμα Τάσης Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=772V$



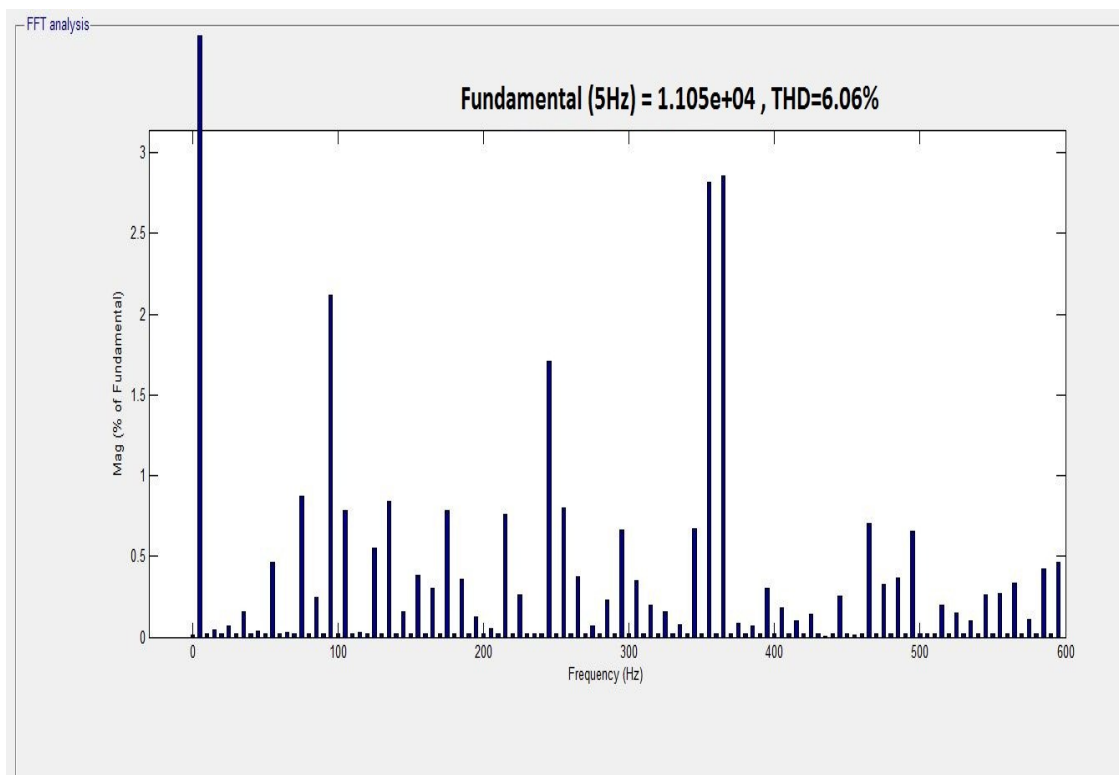
Σχήμα 7. 15 Τάση Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=760V$



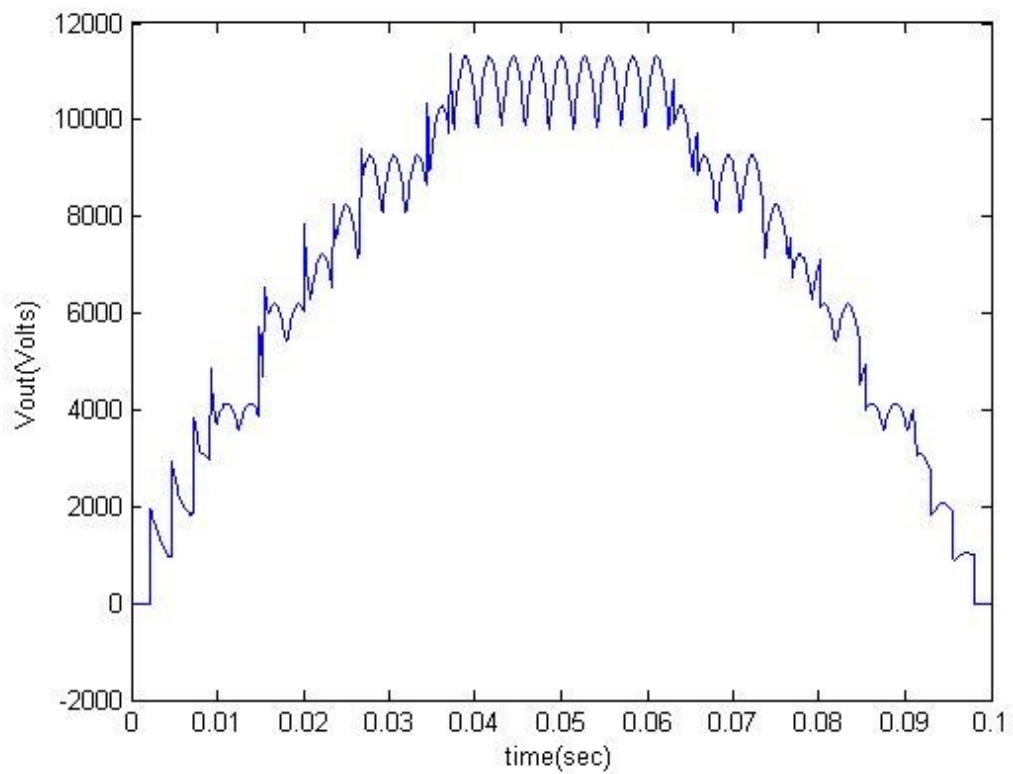
Σχήμα 7. 16 Φάσμα Τάσης Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=760V$



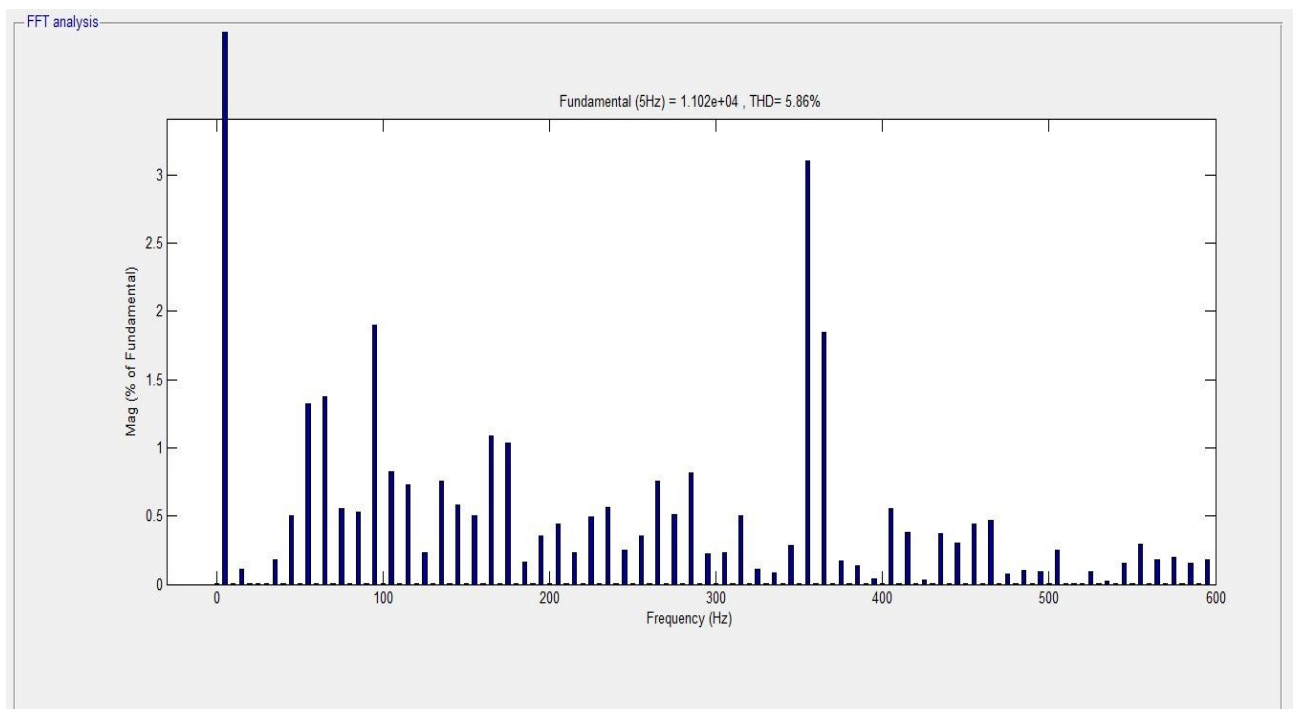
Σχήμα 7. 17 Τάση Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=750V$



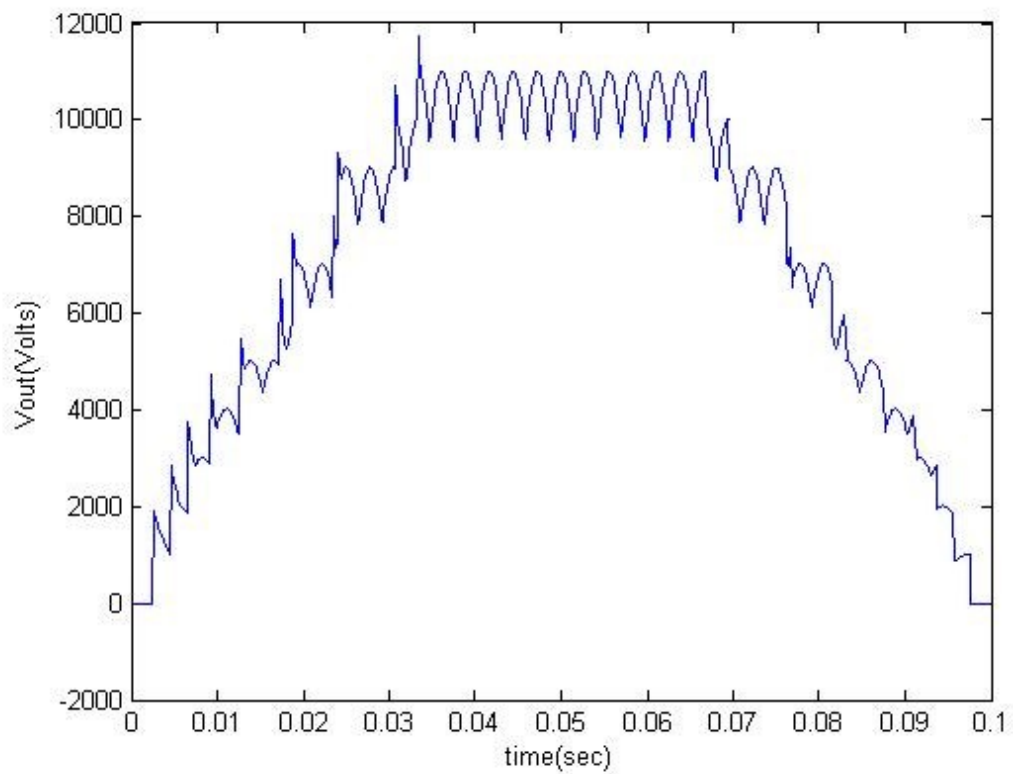
Σχήμα 7. 18 Φάσμα Τάσης Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=750V$



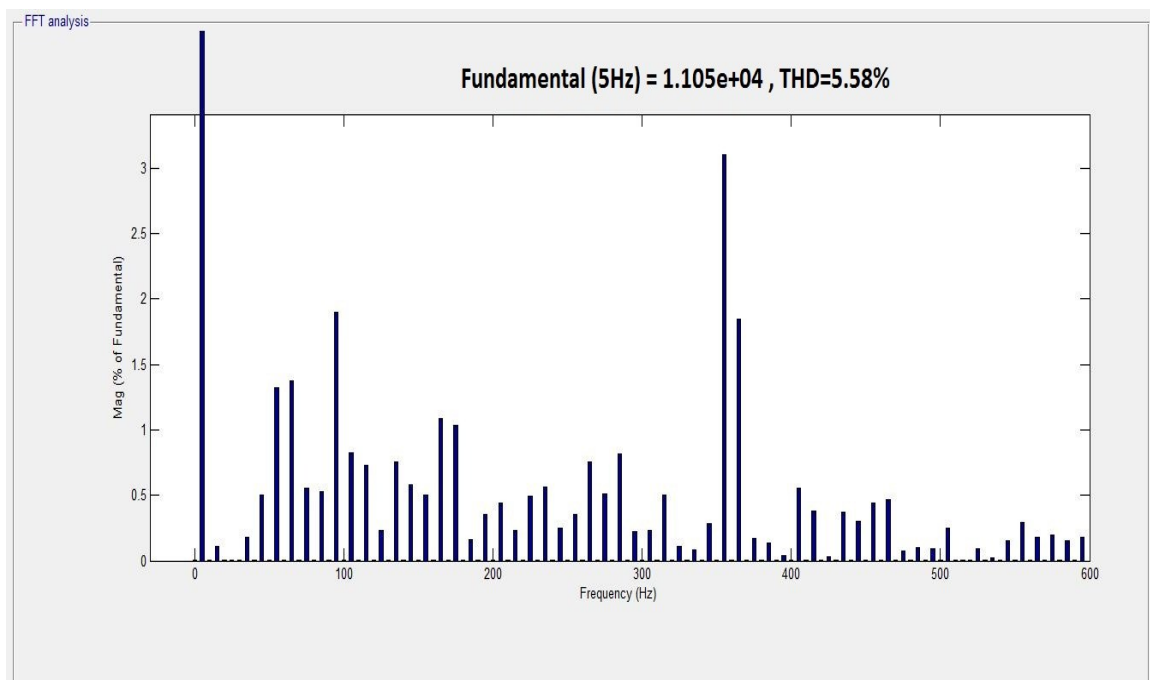
Σχήμα 7. 19 Τάση Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=738V$



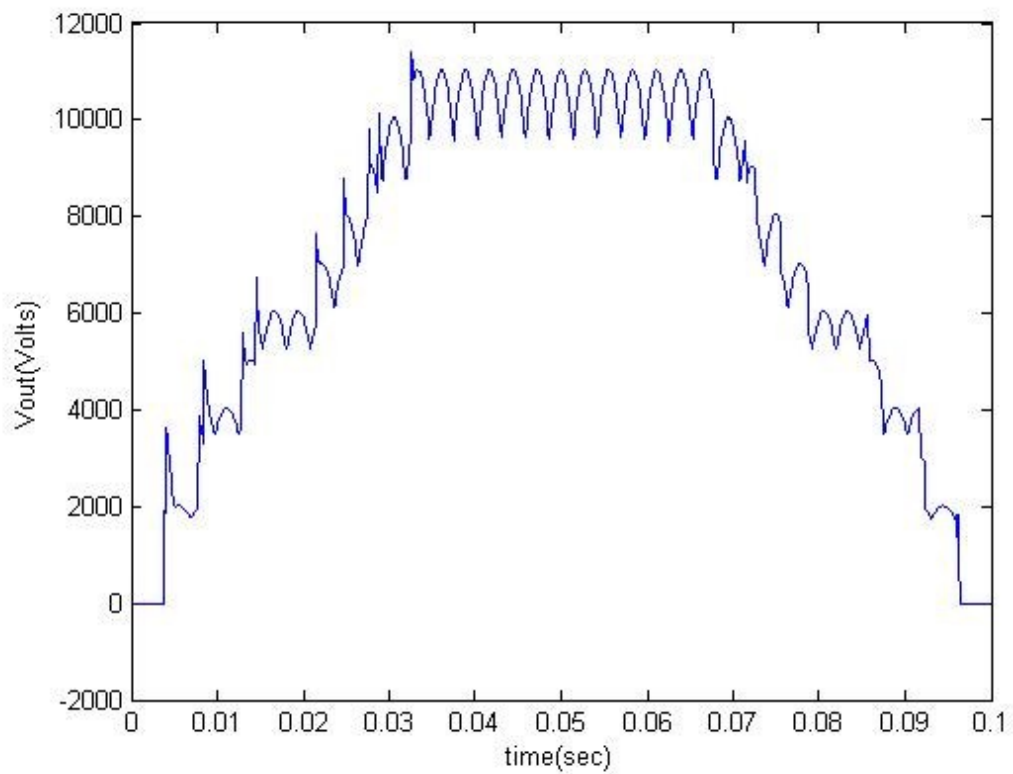
Σχήμα 7. 20 Φάσμα Τάσης Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=738V$



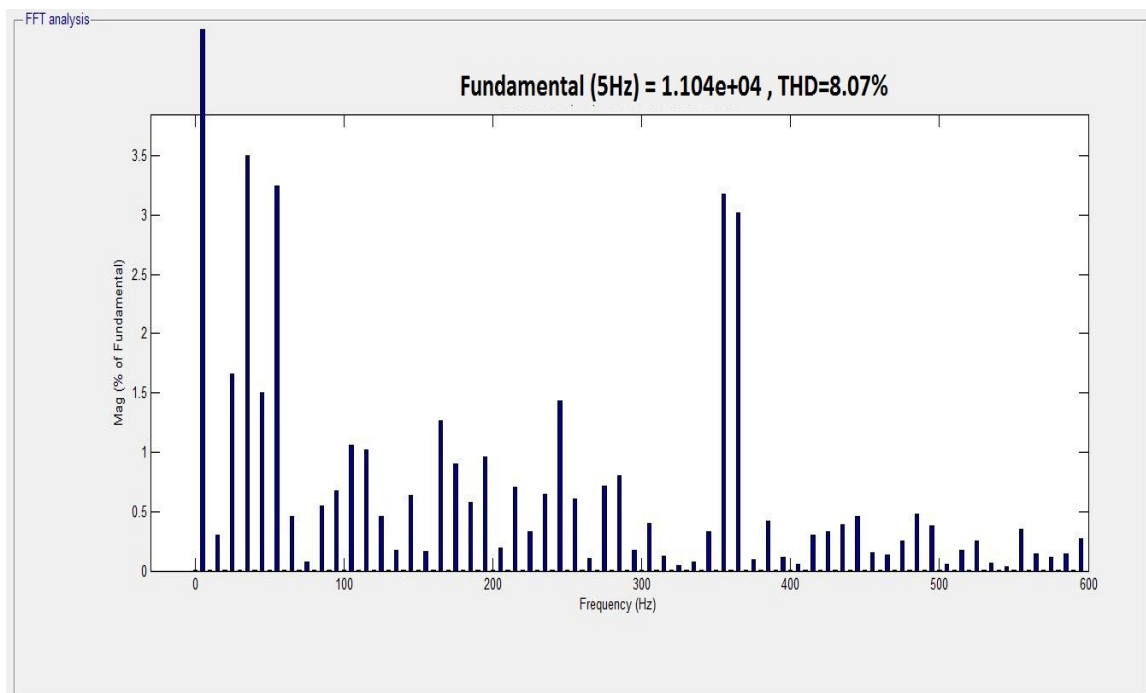
Σχήμα 7. 21 Τάση Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=730V$



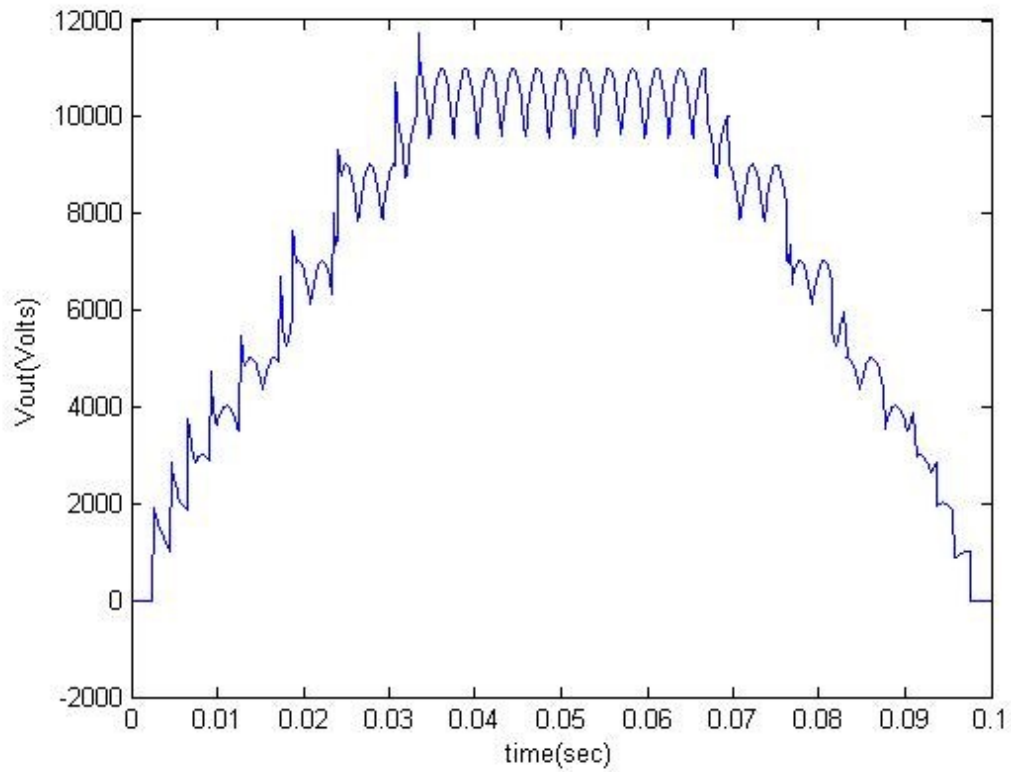
Σχήμα 7. 22 Φάσμα Τάσης Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=730V$



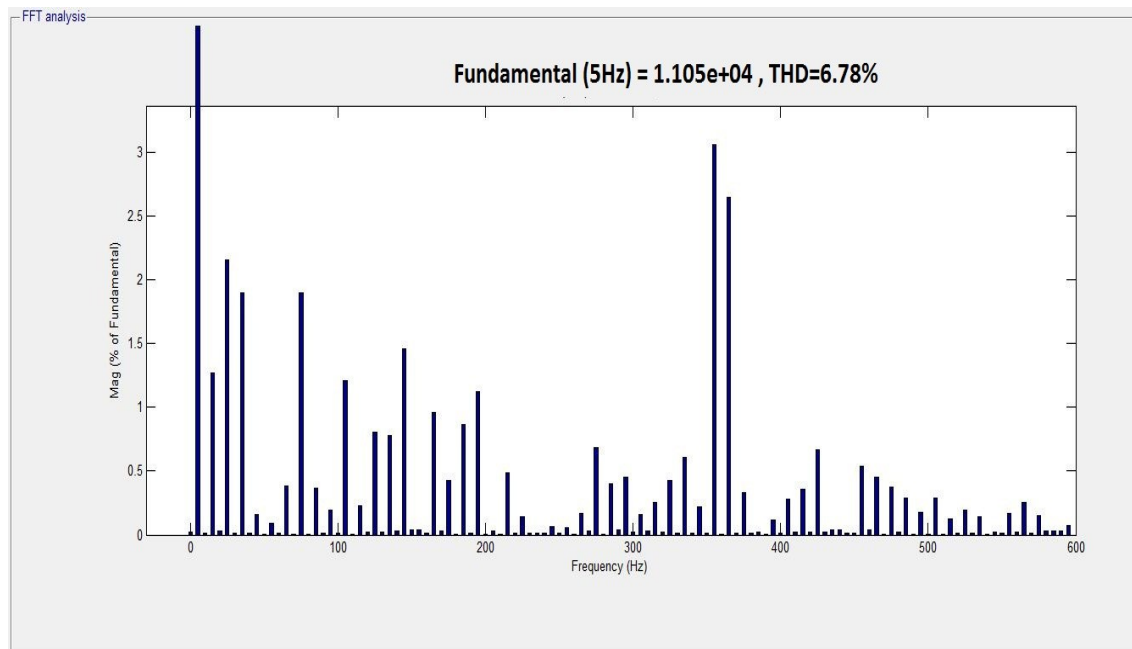
Σχήμα 7. 23 Τάση Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=720V$



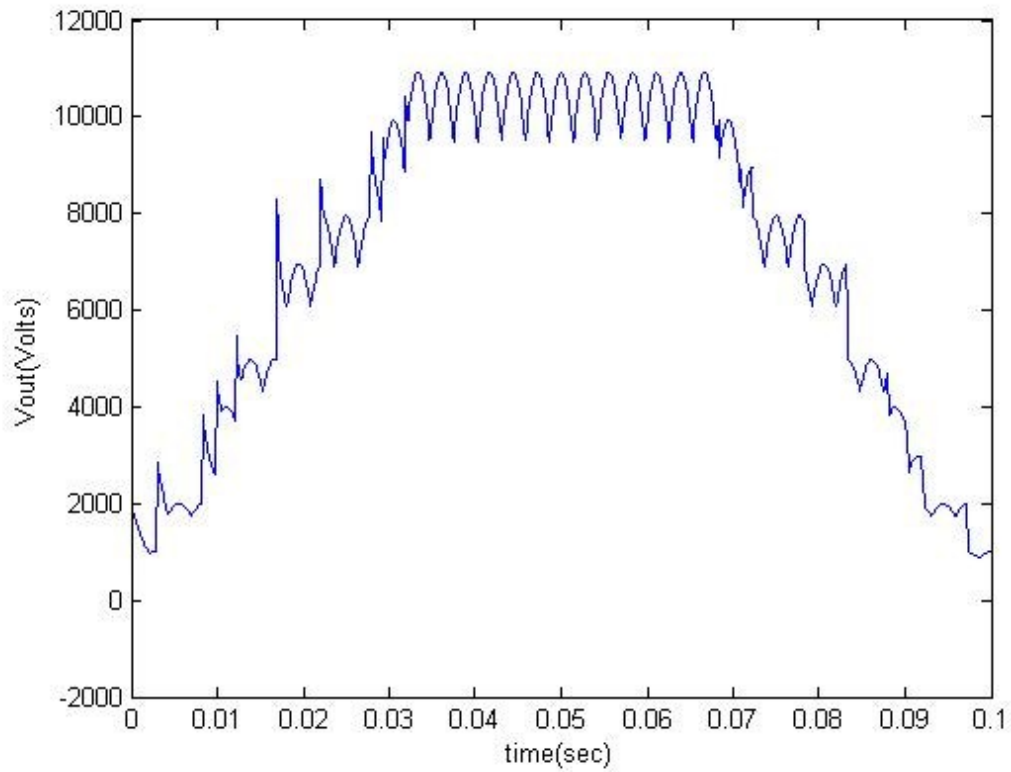
Σχήμα 7. 24 Φάσμα Τάσης Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=720V$



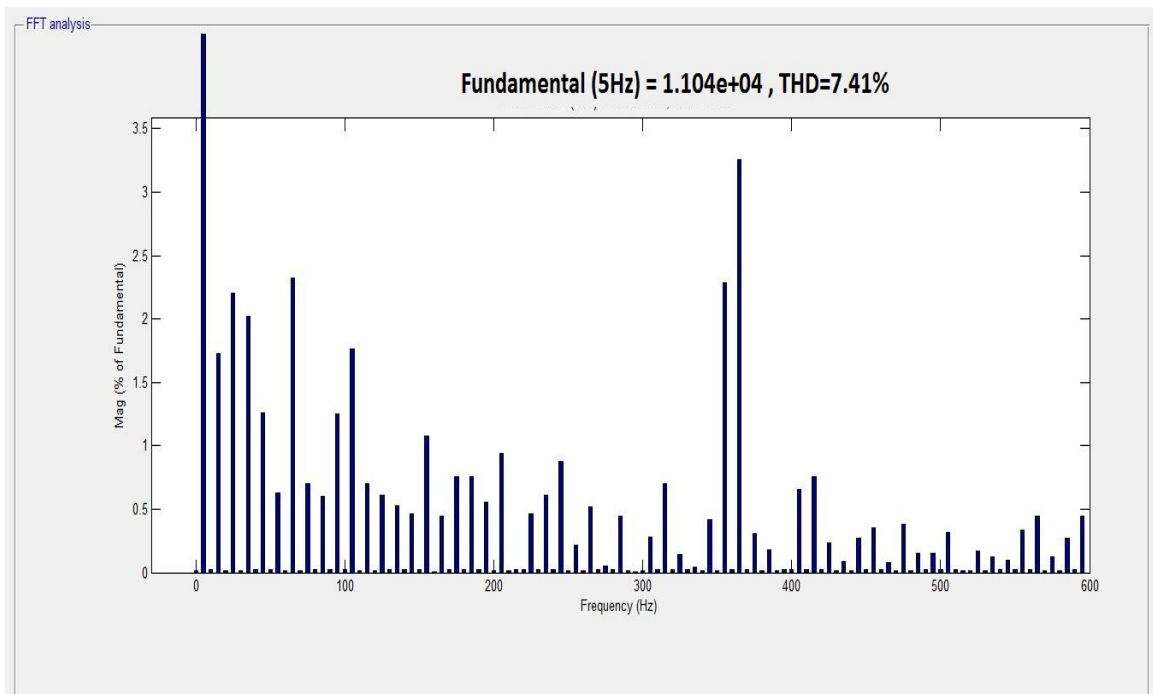
Σχήμα 7. 25 Τάση Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=718V$



Σχήμα 7. 26 Φάσμα Τάσης Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=718V$

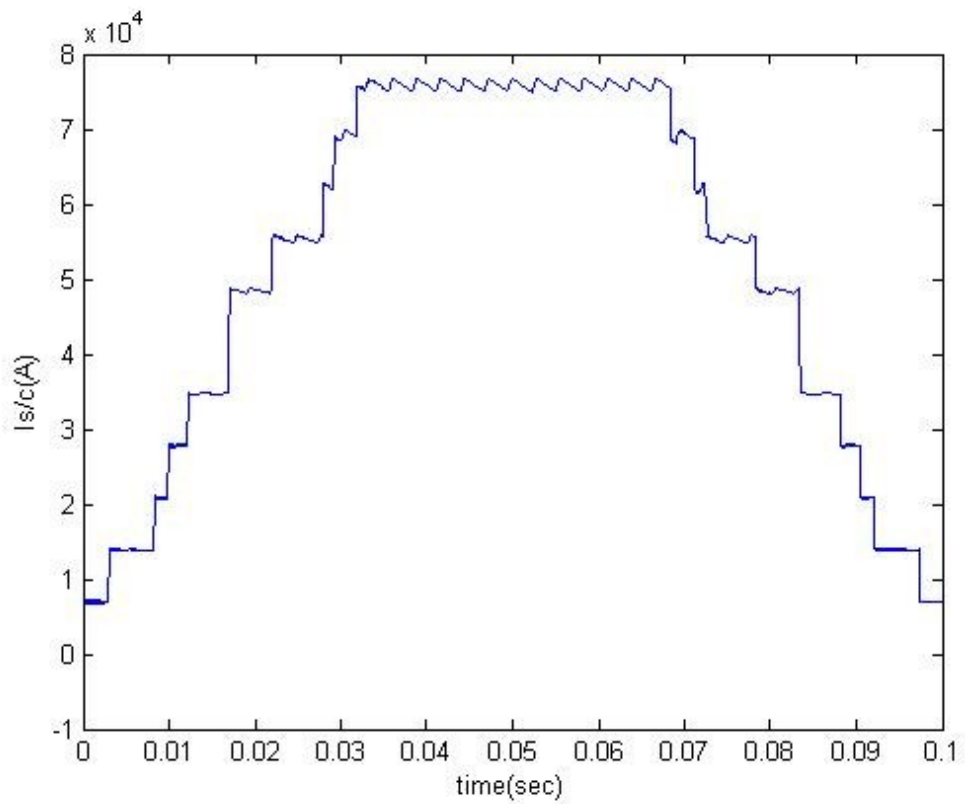


Σχήμα 7. 27 Τάση Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=712V$

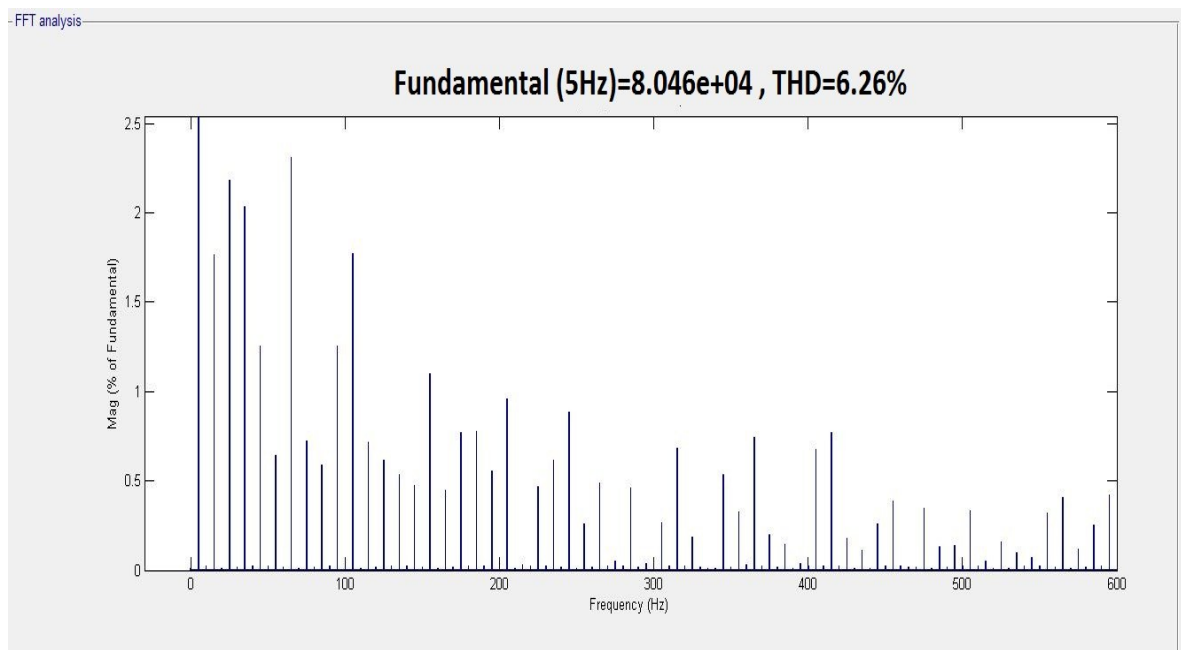


Σχήμα 7. 28 Φάσμα Τάσης Εξόδου για Τάση Εισόδου $V_{RMS}=712V$

7. 3 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων Κρουστικής Γεννήτριας-Βραχυκύκλωμα στην Έξοδο



Σχήμα 7. 29 Ρεύμα Εξόδου μετά τον Μετασχηματιστή



Σχήμα 7. 30 Φάσμα Ρεύματος Εξόδου

7. 4 Σχολιασμός Αποτελεσμάτων

Στις προσομοιώσεις με ιδανικές πηγές τάσης, ο δείκτης της ολικής αρμονικής παραμόρφωσης της τάσης είναι κυρίως στο 4%-5%. Οι προσομοιώσεις με ιδανικές πηγές dc τάσης υλοποιήθηκαν για να συγκριθούν με τις προσομοιώσεις της κρουστικής γεννήτριας με ανόρθωση από το δίκτυο, ώστε να εξετασθεί η αρμονική παραμόρφωση που εισάγει η ανόρθωση από το δίκτυο. Από ότι φαίνεται συγκρίνοντας τις δύο προσομοιώσεις, η ανόρθωση από το δίκτυο εισάγει 1%-2% επιπλέον παραμόρφωση στην τάση εξόδου. Αυτό προκύπτει επειδή η συνεχής ανορθωμένη τάση έχει κυμάτωση. Η κυμάτωση αυτή θα μπορούσε να μειωθεί περαιτέρω με τη χρήση μεγαλύτερων πυκνωτών, όμως η αρμονική παραμόρφωση της τάσης εξόδου κρίνεται ικανοποιητική για λειτουργία κρουστικής γεννήτριας και επομένως η λειτουργία της ανορθωτικής διάταξης είναι ικανοποιητική.

Τα επίπεδα που κειμένεται ο συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης της τάσης διαμορφώνονται από τις ανώτερες αρμονικές. Όπως προκύπτει από τα αποτελέσματα οι αρμονικές χαμηλής τάξης είναι εξασθενημένες. Φίλτρο δε θα χρησιμοποιηθεί για να μην υπάρξει αλληλεπίδραση με το δοκίμιο.

Παρατηρούμε ότι η καλύτερη ποιότητα τάσης εξόδου προκύπτει για $m_a \in (0.7, 0.8)$. Όσο αυξάνεται ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους βελτιώνεται και η παραμόρφωση της τάσης εξόδου. Η λειτουργία της κρουστικής γεννήτριας με τον υψηλότερο δυνατό συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους είναι και πιο λειτουργική καθώς χρειαζόμαστε χαμηλότερη dc τάση στην είσοδο. Έτσι η κατασκευή της κρουστικής γεννήτριας θα απαιτεί μικρότερη μόνωση. Για αυτό επομένως παρουσιάζονται και περισσότερα αποτελέσματα σε αυτήν την περιοχή.

Σε κάθε περίπτωση, όπως προκύπτει από τις προσομοιώσεις, η κρουστική γεννήτρια θα έχει στην έξοδό της τάση με πλάτος θεμελιώδους συνιστώσας 11kV και χρόνο ημιπεριόδου 100msec και με τη χρήση μετασχηματιστή θα δημιουργείται στην έξοδο τεχνητό βραχυκύκλωμα (Σχήμα 7.29). Το βραχυκύκλωμα αυτό έχει πλάτος θεμελιώδους αρμονικής 80kA. Το ρεύμα αυτό θα επιβληθεί στους διακόπτες που προορίζονται για προστασίες φωτοβολταϊκών εγκαταστάσεων για να διαπιστευθεί η αξιοπιστία τους.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Καταρχάς, σχεδιάστηκε κρουστική γεννήτρια που παράγει τεχνητά βραχυκυκλώματα. Η θεμελιώδης συνιστώσα της τάσης εξόδου έχει πλάτος 11kV και χρόνο ημιπεριόδου 100msec, διατηρώντας μόνο την πρώτη ημιπερίοδο. Έπειτα, με τη χρήση μετασχηματιστή η τάση υποβιβάζεται στο 1V και το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας του ρεύματος εξόδου είναι 80kA. Φίλτρο δε θα χρησιμοποιηθεί, καθώς το αρμονικό περιεχόμενο είναι ήδη χαμηλό. Η γεννήτρια αυτή τροφοδοτείται από το δίκτυο με τη χρήση αυτομετασχηματιστή. Η ανόρθωση με διόδους της τριφασικής εναλλασσόμενης τάσης δεν εισάγει σημαντική παραμόρφωση στην τάση εξόδου. Για το αποδεκτό εύρος της ενεργού τιμής της εναλλασσόμενης τάσης εισόδου ο μικροεπεξεργαστής παράγει τους κατάλληλους παλμούς ώστε η τάση στην έξοδο να έχει πλάτος θεμελιώδους συνιστώσας τα 11kV.

Η γεννήτρια αυτή είναι σχεδιασμένη για να δοκιμάζει την ικανότητα των προστασιών των φωτοβολταϊκών εγκαταστάσεων να απομονώνουν το σφάλμα. Θα μπορούσε βέβαια με απλές αλλαγές να τροποποιηθεί η λειτουργία της και για άλλες δοκιμές. Θα μπορούσε δηλαδή να χρησιμοποιηθεί ως κρουστική γεννήτρια τάσης πραγματοποιώντας δοκιμές στη διηλεκτρική αντοχή των μονώσεων. Αυτό προκύπτει από την ευελιξία που μας προσφέρουν τα ηλεκτρονικά ισχύος.

Ακόμη, επιλύθηκε το πρόβλημα της διαμόρφωσης εύρους παλμών με την επιλεκτική εξάλειψη των αρμονικών για τριφασικό αντιστροφέα και εξήχθησαν αρκετές λύσεις για αρκετά επίπεδα τάσης. Οι λύσεις αυτές είχαν αποδεκτή αρμονική παραμόρφωση. Όσο αυξανόταν ο αριθμός των βαθμίδων και συνεπώς των επιπέδων τάσης εξόδου βελτιωνόταν και ο συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης της τάσης. Η θεωρία που εφαρμόστηκε για τις λύσεις του τριφασικού αντιστροφέα μας εξασφαλίζει μαθηματικά την εύρεση όλων των δυνατών λύσεων.

Η επίλυση του συστήματος για μονοφασικό αντιστροφέα είναι ταχύτερη και με μικρότερη πολυπλοκότητα, δεν εξασφαλίζει όμως την εύρεση όλων των λύσεων. Εξήχθησαν αρκετές λύσεις για μονοφασικούς αντιστροφείς από 7 πηγές τάσης στην είσοδο μέχρι και 11 πηγές τάσης. Παρατηρήθηκε σημαντική αύξηση της ολικής αρμονικής παραμόρφωσης της τάσης κατά τη μετάβαση από τριφασικό αντιστροφέα σε μονοφασικό που ήταν αναμενόμενη, καθώς στο μονοφασικό αντιστροφέα πρέπει οι τριπλές αρμονικές να συμπεριληφθούν στο σύστημα επίλυσης. Απεναντίας, στον τριφασικό αντιστροφέα η συνδεσμολόγηση κατά τρίγωνο οδηγεί στην εξάλειψη αυτών των αρμονικών.

Οι τριφασικοί αντιστροφείς 11 επιπέδων και 13 επιπέδων έχουν λύσεις για όλο το εύρος των συντελεστών διαμόρφωσης πλάτους, γεγονός που εξασφαλίζει τη γραμμικότητα στον έλεγχο τους. Επιπροσθέτως, η παραμόρφωση της τάσης εξόδου κυμαίνεται σε αποδεκτά επίπεδα σύμφωνα με το πρότυπο της IEEE και επομένως μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε σύστημα χωρίς τη χρήση κάποιου φίλτρου. Επομένως, αυτοί οι δύο αντιστροφείς προτείνονται ιδιαίτερα, καθώς η έλλειψη φίλτρου στην έξοδο είναι ένα σημαντικό πλεονέκτημα σε συνδυασμό με τη μη πολύπλοκη υλοποίησή τους, εφόσον δεν αυξάνεται σημαντικά η πολυπλοκότητα του κυκλώματος από άποψη υλικού. Είναι η ιδανική λύση για την οδήγηση ενός κινητήρα υψηλής ισχύος, όπως για παράδειγμα ενός ηλεκτρικού λεωφορείου ή ενός βιομηχανικού κινητήρα.

ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΠΕΡΑΙΤΕΡΩ ΕΡΕΥΝΑ

Είναι αρκετά σημαντικό να πραγματοποιηθεί μια οικονομοτεχνική μελέτη, ώστε ο σχεδιασμός της κρουστικής αυτής γεννήτριας να γίνει με τον πιο οικονομικό τρόπο. Η χρήση των ηλεκτρονικών ισχύος, άλλωστε, μας προσφέρει μια σημαντική ευελιξία. Μπορούμε επομένως με το σχεδιασμό ενός κυκλώματος να κατασκευάσουμε μία κρουστική γεννήτρια που να μας καλύπτει τις ανάγκες για πολλών ειδών δοκιμές που θα χρειαζόμασταν ισάριθμες συμβατικές κρουστικές γεννήτριες. Σημαντικό κρίνεται ακόμη να πραγματοποιηθεί έρευνα ως προς τη μόνωση που πρέπει να έχει η κάθε μονάδα της κρουστικής γεννήτριας, προκειμένου να μην υπάρξει κίνδυνος.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Ι. Α. Σταθόπουλος, Καθηγητής Ε.Μ.Π., Προστασία Τεχνικών Εγκαταστάσεων έναντι Υπερτάσεων , Εκδόσεις Συμείων
- [2] Λάμπρος Οικονόμου, Γεώργιος Φώτης ,Εισαγωγή στις Υψηλές Τάσεις, Εκδόσεις Τζιόλα
- [3] Μακρής Πέτρος , Παπακωστόπουλος Σεραφείμ , Τριανταφυλλόπουλος Δημήτριος ,Ελεγχόμενη Έναυση Γεννήτριας Κρουστικών Υψηλών Τάσεων με Χρήση Θυρίστορ , Διπλωματική Εργασία Τ.Η.Μ.Μ.Υ. Α.Π.Θ.(2011)
- [4] Μαυρόπουλος Ιωάννης, Μελέτη Γεννήτριας Κρουστικών Ρευμάτων, Διπλωματική Εργασία Η.Μ.Μ.Υ. Ε.Μ.Π.(2011)
- [5] FrancoisD . Martzloff, Lightning and Surge Protection of Photovoltaic Installations , Sandia National Laboratories Albuquerque,National Institute of Standards and Technology, June 1989
- [6] Σ. Ν. Μανιάς ,Καθηγητής Ε.Μ.Π., Ηλεκτρονικά Ισχύος,Συμείων,2000
- [7] Σ. Ν. Μανιάς ,Καθηγητής Ε.Μ.Π.,Αθ. Καλετσάνος ,Βιομηχανικά Ηλεκτρονικά,Συμείων,2001
- [8] Bimal K. Bose,Modern Power Electronics and AC Drives,Prentice Hall Ptr, 2006
- [9] Muhammad H. Rashid,Power Electronics Handbook,Academic Press,2001
- [10] Γεώργιος Σ. Περαντζάκης,Ανάλυση και Σχεδίαση μιας Νέας Τοπολογίας Υβριδικού Αντιστροφέα Πολλαπλών Επιπέδων με Πηγή Τάσης, Διδακτορική Διατριβή, Μάρτιος 2007
- [11]Zhong Du,Active Harmonic Elimination in Multilevel Converters, Dissertation, The University of Tennessee, Knoxville,May 2005
- [12]Μπαλουκτσής Αθανάσιος,On attaining the Multiple Solutions of Selective Harmonic Elimination PWM Three-Level Waveforms Through Function Minimization,University of Sydney,IEEE Transactions,March 2008
- [13] Damoun Ahmadi and Jin Wang, Full Study of a Precise and Practical Harmonic Elimination Method for Multilevel Inverters, Ohio State University, Applied Power electronics Conference and Exposition, 2009

- [14] Keith Jeremy McKenzie, Eliminating Harmonics in a Cascaded H-Bridges Multilevel Inverter Using Resultant Theory, and Power Sums, Thesis, The University of Tennessee, Knoxville, May 2004,
- [15] Bowes, S. R., A novel harmonic elimination PWM strategy, Bristol University, Electric Power Applications-IEEE Proceedings, Sep 1999
- [16] Enjeti P. ,Solving nonlinear equation of harmonic elimination PWM in power control, Concordia University, Department of Electrical Engineering, Montreal, Canada , June 1987
- [17] Jiang, Q. ,A method for learning optimal PWM switching strategies to enable their computation on-line in real time., Dept. of Electr. & Comput. Syst. Eng. , Monash Univ. , Melbourne, Vic. , Australia , Conference Record of the 1991 IEEE
- [18] Dariusz Czarkowski ,Member IEEE, Solving a linear and incomplete equation system for a programmed PWM, IEEE Transactions Vol.49 , No.4, April 2002
- [19] Jose Rodriguez, Multilevel Inverters:A Survey of Topologies , Controls, and Applications , IEEE Transactions, Dept. de Electronica, Univ. Tecnica Federico Santa Maria, Valparaiso, August 2002
- [20] Sun, J. ,DSP based real time harmonic elimination of PWM inverters, Power Electronics Specialists Conference, PESC '94 Record., 25th Annual IEEE
- [21] Lee, J. X. ,Solving nonlinear cost function for optimal PWM strategy, Dept. of Electr. & Comput. Syst. Eng., Monash Univ., Clayton, Vic., Power Electronics and Drive Systems, 1995., Proceedings of 1995 International Conference on
- [22] Jian Sun, optimal PWM based on real time solution of harmonic elimination equations, Inst. for Power Electron. & Electr. Drives, Paderborn Univ., Power Electronics, IEEE Transactions on, July 1996
- [23] Chen, J. W., A novel algorithm in solving nonlinear equations for programmed PWM inverter to eliminate harmonics, Dept. of Electr. Eng., Kaohsiung Polytech. Inst., Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1997. IECON 97. 23rd International Conference on
- [24] Ηρακλής Γ. Δημόπουλος, Ενεργά και Παθητικά Φίλτρα, Νοέμβριος 2008

- [25] Dariusz Czarkowski, Solving the Optimal PWM Problem for Single-Phase Inverters , Dept. of Electr. & Comput. Eng., Polytech. Univ. Brooklyn, NY, IEEE Transactions, April 2002
- [26] Petr Kujan, Complete fast Analytical Solution of the Optimal Odd Single-phase Multilevel Problem, Dept. of Control Eng., Czech Tech. Univ. in Prague, Prague, Czech Republic, IEEE Transactions, July 2010
- [27] Li Li, member of IEEE, Dariusz Czarkowski and Yaguang Liu, Members of IEEE, Pragasen Pillay, senior member of IEEE, Multilevel Selective Harmonic Elimination PWM Technique in Series-connected Voltage Inverters, IEEE Transactions , February 2000
- [28] Richard P. Brent , Parallel Algorithms for Toeplitz Systems, Australian National University, Canberra, Australia
- [29] Sun, J. , Solving nonlinear equations for selective harmonic eliminated PWM using predicted initial values, Inst. for Power Electron. & Electr. Drives, Paderborn Univ. , This paper appears in: Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation. Power Electronics and Motion Control., Proceedings of the 1992 International Conference on, 1992
- [39] Pindado, R. , Robust method for optimal PWM harmonic elimination based on the Chebyshev functions, Dept. of Electron. Eng., Univ. Politecnica de Catalunya, Harmonics and Quality of Power Proceedings, 1998. Proceedings. 8th International Conference On
- [31] Maswood, A. I., Optimal online algorithm derivation for PWM-SHE switching, Sch. of Electr. & Electron. Eng., Nanyang Technol. Inst., IEEE Electronic Letters, 1998
- [32] Li Li, Suppression of harmonics in multilevel series-connected PWM inverters, Dept. of Electr. Eng., Polytech. Univ., Brooklyn, NY, Industry Applications, IEEE Transactions on, Jan/Feb 2000

