



ΑΛΕΞΑΝΔΡΕΙΟ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ
ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗΣ
ΤΜΗΜΑ ΑΥΤΟΜΑΤΙΣΜΟΥ

ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΠΡΟΦΕΑΣ
ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

Πτυχιακή Εργασία

Του

Μπουραζέλη Απόστολου (Α.Μ. 07/2408)

Επιβλέπων : Δρ. Κιζήρογλου Μιχαήλ

Θεσσαλονίκη , Οκτώβριος 2013

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΕΡΙΛΗΨΗ	6
ΜΕΤΑΦΡΑΣΗ ΠΕΡΙΛΗΨΗΣ	7
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 : ΑΝΑΦΟΡΑ ΤΩΝ ΔΙΑΦΟΡΩΝ ΕΙΔΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΗΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ	8
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 : ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΤΑΣΗΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ (DC-DC)	11
• 2.1 DC-DC μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού (Neutral- point dc-dc multilevel converter - NPMLC).....	12
• 2.2 DC-DC μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές (Flying- capacitor dc-dc multilevel converter - FCMLC)	13
• 2.3 Γενικευμένος DC-DC μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων (Generalized dc-dc multilevel converter - GMLC).....	14
• 2.4 Αμφίπλευρος DC-DC μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων (Bidirectional dc-dc multilevel converter - BMLC).....	15
• 2.5 DC-DC μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων με εν σειρά σύνδεση μετατροπέων (Cascaded cell dc-dc converter - CCC)	16

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 : ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ (DC-AC)	17
• 3.1 ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΔΥΟ ΕΠΙΠΕΔΩΝ.....	18
• 3.2 ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ.....	30
➤ 3.2.1 Αντιστροφέας πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού (Diode-Clamped or Neutral Point Clamped Multilevel Inverter - NPCMLI).....	31
➤ 3.2.2 Αντιστροφέας πολλαπλών επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές (Flying Capacitor Multilevel Inverter - FCMLI).....	35
➤ 3.2.3 Αντιστροφέας πολλαπλών επιπέδων με εν σειρά σύνδεση μετατροπέων (Cascaded Cell Multilevel Inverter - CCMLI).....	38
➤ 3.2.4 Γενικευμένος Αντιστροφέας πολλαπλών επιπέδων (Generalized Multilevel Inverter Topology - GMLIT).....	40

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 : ΤΕΧΙΚΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΠΑΛΜΩΝ.....42

- 4.1 Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation , SPWM , ή Subharmonic Natural Pulse Width Modulation).43
- 4.2 Διαμόρφωση εύρους παλμών με επιλεκτική εξάλειψη αρμονικών (Selective Harmonic Eliminated Pulse Width Modulation , SHEPWM).....45
- 4.3 PWM διαμόρφωση με χωριστά διανύσματα (Space Vector Pulse Width Modulation , SVPWM).....47
- 4.4 Διαμόρφωση << Δ >> (Delta Modulation.....50

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 : ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ.....52

- 5.1 Μονοφασική πλήρης γέφυρα53
- 5.2 Κύκλωμα οδήγησης.....54
- 5.3 παλμός ρολογιού58
- 5.4 Μετρητής 8 διαστημάτων.....61
- 5.5 Γεννήτρια παλμών.....65
- 5.6 Τελικό κύκλωμα68

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 : ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΥ	
ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ	73
• 6.1 Παλμός ρολογιού.....	74
• 6.2 Κύκλωμα οδήγησης.....	77
• 6.3 Μονοφασική πλήρης γέφυρα.....	80
 Συνολικό κύκλωμα αντιστροφέα	82
 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΕΙΑ.....	83
ΦΥΛΛΑΔΙΑ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ (DATASHEET).....	84
• 1)NE555N.....	84
• 2)74LS107.....	88
• 3)HD74LS08P.....	92
• 4)SN7486N	97
• 5)MOSFET IZRF44N.....	100
• 6)ΔΙΟΔΟΣ IN4006.....	105

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη , προσομοίωση και θεωρητική κατασκευή ενός , νέου είδους , αντιστροφέα ηλεκτρικής ισχύος. Η ανάγκη για παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας με νέους τρόπους έχει γίνει εντονότερη τα τελευταία χρόνια , εξαιτίας των πολλών μειονεκτημάτων που εμφανίζουν οι κλασικές μέθοδοι παραγωγής της. Έτσι , με την δημιουργία των Ανανεώσιμων Πηγών καταφέραμε την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας μέσω μιας πηγής που είναι ανεξάντλητης , χωρίς να ρυπαίνουμε το περιβάλλον και με αρκετά συμφέρουσες οικονομικές απολαβές. Μια κατηγορία των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας είναι αυτή που παράγεται από φωτοβολταϊκά πλαίσια. Εδώ γίνεται φανερό και η χρήση του αντιστροφέα , μιας και το ρεύμα που παράγεται στο φωτοβολταϊκό πλαίσιο είναι σε συνεχείς μορφή , και μέσου αυτού μετατρέπεται σε εναλλασσόμενη με συγκεκριμένη συχνότητα. Λόγω των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων που χρησιμοποιούμε για την κατασκευή του , η διάταξη μας δέχεται σαν είσοδο ενέργεια μικρής ισχύος. Στο πρώτο κεφάλαιο την εργασίας γίνεται λόγος για τα διάφορα είδη μετατροπής ηλεκτρικής ενέργειας. Στο δεύτερο και στο τρίτο αναλύονται τα δύο από τα μεγαλύτερα παραπάνω είδη , ενώ στο τέταρτο κεφάλαιο περιγράφονται οι τεχνικές διαμόρφωσης παλμών. Στο πέμπτο κεφάλαιο γίνεται η ανάλυση των διαφόρων τμημάτων του αντιστροφέα , και στο έκτο η επεξήγηση της κατασκευής του κάθε ένα από αυτά και η τελική μορφή του κυκλώματος μας. Η προσομοίωση των διάφορων τμημάτων και συνολικού κυκλώματος έγινε στο ηλεκτρονικό πρόγραμμα Pspice , ενώ η σχεδίαση των κυκλωμάτων πραγματοποιήθηκε και στο ηλεκτρονικό πρόγραμμα Multisim .

ABSTRACT

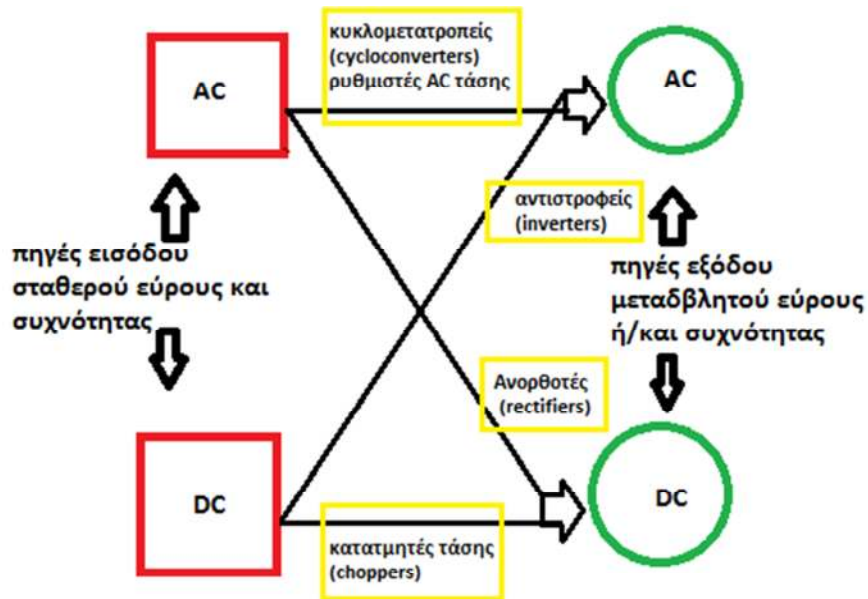
The purpose of this thesis is the design, simulation and theoretical construction of, a new kind, inverter of electric energy. The need for electricity generation in new ways has been accentuated in recent years , because of the many disadvantages inherent in the conventional methods of production . So , with creation of Renewable Sources we managed produce electricity through a source that is inexhaustible , without polluting the environment , and pretty profitable financial rewards. A category of renewable energy sources is that produced by photovoltaic panels. Here is evident and the usage of the inverter, because the current generated in photovoltaic panel is in direct form , and through that is converted into alternative with a specific frequency. The device accepts as input energy low power because of the integrated circuit used for the construction .

The first chapter of thesis refers to the various types of electric energy conversion. The second and third analyzed the two of the above larger species, and the fourth section describes the pulse modulation techniques. The fifth chapter is the analysis of various parts of the inverter, and in the sixth the explanation of construction of each one of them and the final form of our circuit. The simulation of various sections and total circuit became in electronic program Pspice, and the design of the circuits became in electronic program Multisim.

ΑΝΑΦΟΡΑ ΤΩΝ ΔΙΑΦΟΡΩΝ ΕΙΔΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΗΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

Οι μετατροπείς , ως κλάδος των ηλεκτρονικών Ισχύος , μετασχηματίζουν την ηλεκτρική ενέργεια στην εκάστοτε μορφή (εναλλασσόμενο ή συνεχές ρεύμα) που είναι χρήσιμη για τις ανάγκες μας. Για την υλοποίηση αυτών των κυκλωμάτων χρησιμοποιούνται ηλεκτρονικά στοιχεία, σαν ημιαγωγική διακόπτες ισχύος, όπως IGBT, MOSFET, GTO, MCT, BJT, θυρίστορ, και η επιλογή του κατάλληλου προκύπτει σύμφωνα με τις απαιτήσεις της εξόδου σε ισχύ και διακοπτική συχνότητα. Χάρη στα τεχνολογικά άλματα και την ανάπτυξη των ψηφιακών ηλεκτρονικών τα τελευταία χρόνια , έχουμε ως αποτέλεσμα την παραγωγή πιο αξιόπιστων συσκευών (κυρίως από θέμα απόδοσης, σχεδόν της τάξης του 90-95 %) αυξάνοντας έτσι κατά πολύ την χρήση τους σε όλους του τομείς της ενέργειας , όπως παραγωγή , μεταφορά και αποθήκευση αυτής.

Ανάλογα με τη κατάσταση του ρεύματος που δέχεται στη είσοδο αλλά κ έχει ως έξοδο ο μετατροπέας ισχύος χωρίζεται σε τέσσερις κατηγορίες , όπως απεικονίζεται και στο σχήμα 1.1.



Τα 4 είδη μετατροπέα ηλεκτρικής ενέργειας

Οι τέσσερις κατηγορίες είναι οι εξής :

- **Καταμητές (DC choppers) ή μετατροπείς συνεχούς τάσης (DC-DC converters).** Μετατρέπουν στην συνεχή και μιας ορισμένης τιμής και πολικότητας τάση, στην είσοδο, σε συνεχή τάση άλλης τιμής και κατά περίπτωση πολικότητας στην έξοδο.
- **Αντιστροφείς (DC-AC inverters).** Μετατρέπουν την συνεχή τάση εισόδου σε εναλλασσόμενη τάση εξόδου με σταθερό η μεταβλητό πλάτος και συχνότητα.
- **Ανορθωτές (AC-DC rectifiers).** Μετατρέπουν την εναλλασσόμενη τάση εισόδου σε συνεχής τάση εξόδου.

- **Κυκλομετατροπείς (cycloconverters) ή ρυθμιστές εναλλασσόμενης τάσης (AC-AC).**

Μετατρέπουν την εναλλασσόμενη τάση εισόδου συγκεκριμένης τιμής , συχνότητας και αριθμού φάσεων σε εναλλασσόμενη διαφορετικής τιμής , συχνότητας , και αν είναι επιθυμητό, άλλου αριθμού φάσεων στην έξοδο.

Όπως γίνεται αντιληπτό κ από το παραπάνω σχήμα, με το κατάλληλο κύκλωμα του δεν μετατρέπεται μόνο η τάση εισόδου του συστήματος σε μια άλλη μορφή τάσης στην έξοδο του , αλλά τροποποιεί ανάλογα και τα χαρακτηριστικά της τάσης εξόδου (πλάτος και συχνότητα). Η ρύθμιση της τάσης εξόδου γίνεται με τον διαμορφωτή εύρους πλάτους (PWM) , ο οποίος λειτουργεί συγκρίνοντας την προηγούμενη έξοδο του μετατροπέα με το σήμα αναφοράς κ έπειτα από αυτή την διαδικασία ανάδρασης ρυθμίζει τα σήματα για την λειτουργία στις διατάξεις των ημιαγωγών ισχύος του μετατροπέα. Σε επόμενο κεφάλαιο ακολουθεί εκτενέστερη περιγραφή του διαμορφωτή εύρους παλμών και της λειτουργίας του.

Στο κεφάλαιο αυτό θα ασχοληθούμε και θα αναλύσουμε τους δύο από τους 4 τύπους μετατροπέα και τις διάφορες τεχνολογίες αυτών.

Συγκεκριμένα θα εξετάσουμε : **i) Μετατροπείς συνεχούς τάσης πολλαπλών επιπέδων(DC-DC).**

ii) Αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων(DC-AC).

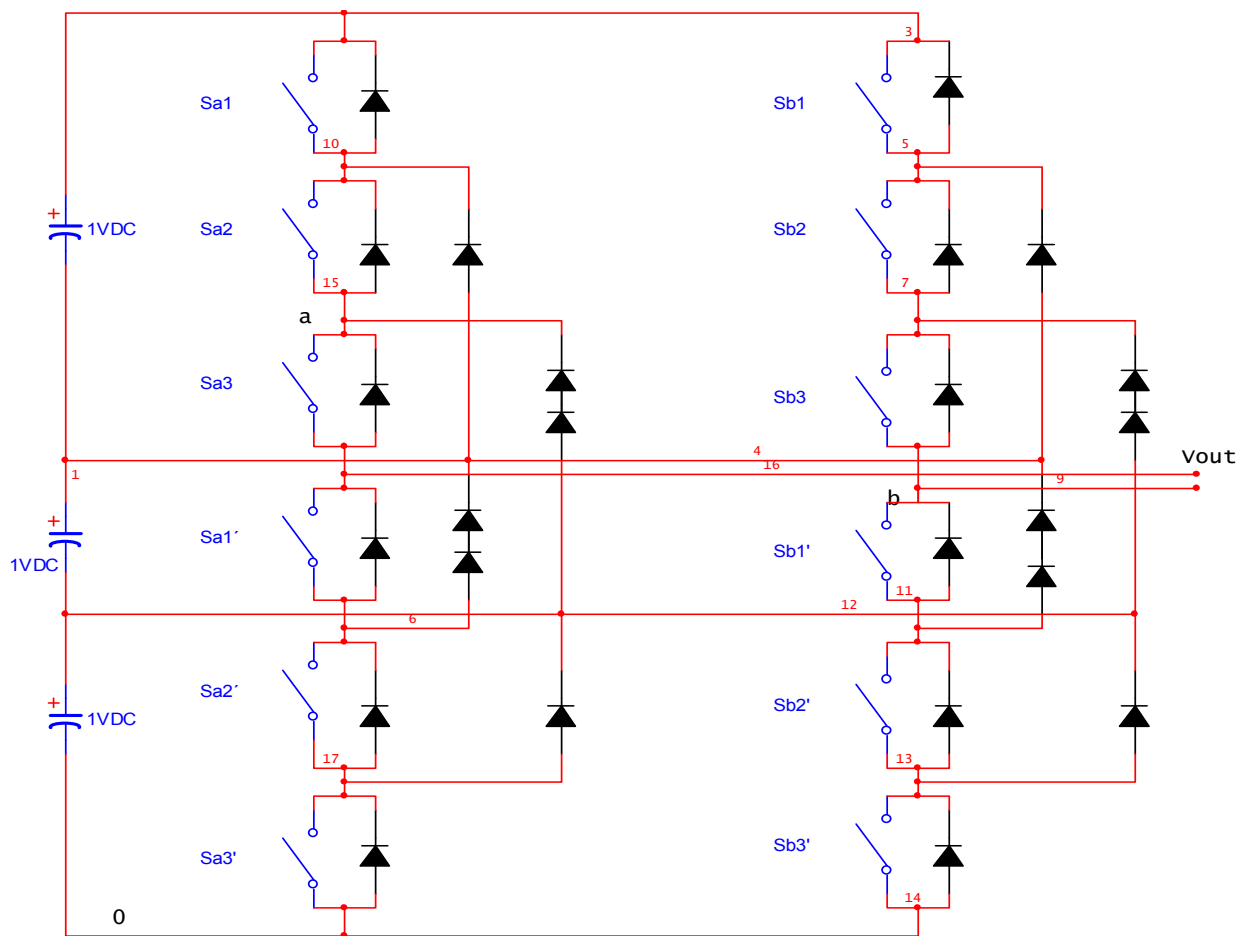
ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΤΑΣΗΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ (DC-DC)

Πολλές φορές χρειάζεται να μετατρέψουμε μια υψηλή συνεχής τάση που έχουμε σαν είσοδο σε μια συνεχής τάση εξόδου διαφορετικής τιμής , που απαιτείται σε ποικίλες εφαρμογές , όπως στα φωτοβολταϊκά συστήματα(για την ανύψωση ή τον υποβιβασμό την τάσης εισόδου του αντιστροφέα ώστε να χρησιμοποιηθεί κατάλληλα για ένα AC φορτίο) , σε συστήματα για την οδήγηση κινητήρων συνεχούς ρεύματος (όπου χρειάζεται υψηλή τάση) , και στα συστήματα μεταφοράς υψηλού συνεχής τάση. Λόγω της υψηλής τάσης και της υψηλής ισχύος που απαιτούνται σε αυτά τα συστήματα , υπάρχουν πέντε τεχνολογίες μετατροπέα ισχύος (DC-DC) που μπορούν να χρησιμοποιηθούν και είναι οι ακόλουθες :

- 1. DC-DC μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού (Neutral-point dc-dc multilevel converter - NPMLC) .**
- 2. DC-DC μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές (Flying- capacitor dc-dc multilevel converter - FCMLC) .**
- 3. Γενικευμένος DC-DC μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων (Generalized dc-dc multilevel converter - GMLC) .**
- 4. Αμφίπλευρος DC-DC μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων (Bidirectional dc-dc multilevel converter - BMLC) .**
- 5. DC-DC μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων με εν σειρά σύνδεση μετατροπέων (Cascaded cell dc-dc converter - CCC) .**

2.1) DC-DC ΜΕΤΕΤΡΟΠΕΑΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΔΙΟΔΟΥΣ ΠΕΡΙΟΡΙΣΜΟΥ (NEUTRAL - POINT DC-DC MULTILEVEL –NPMLC).

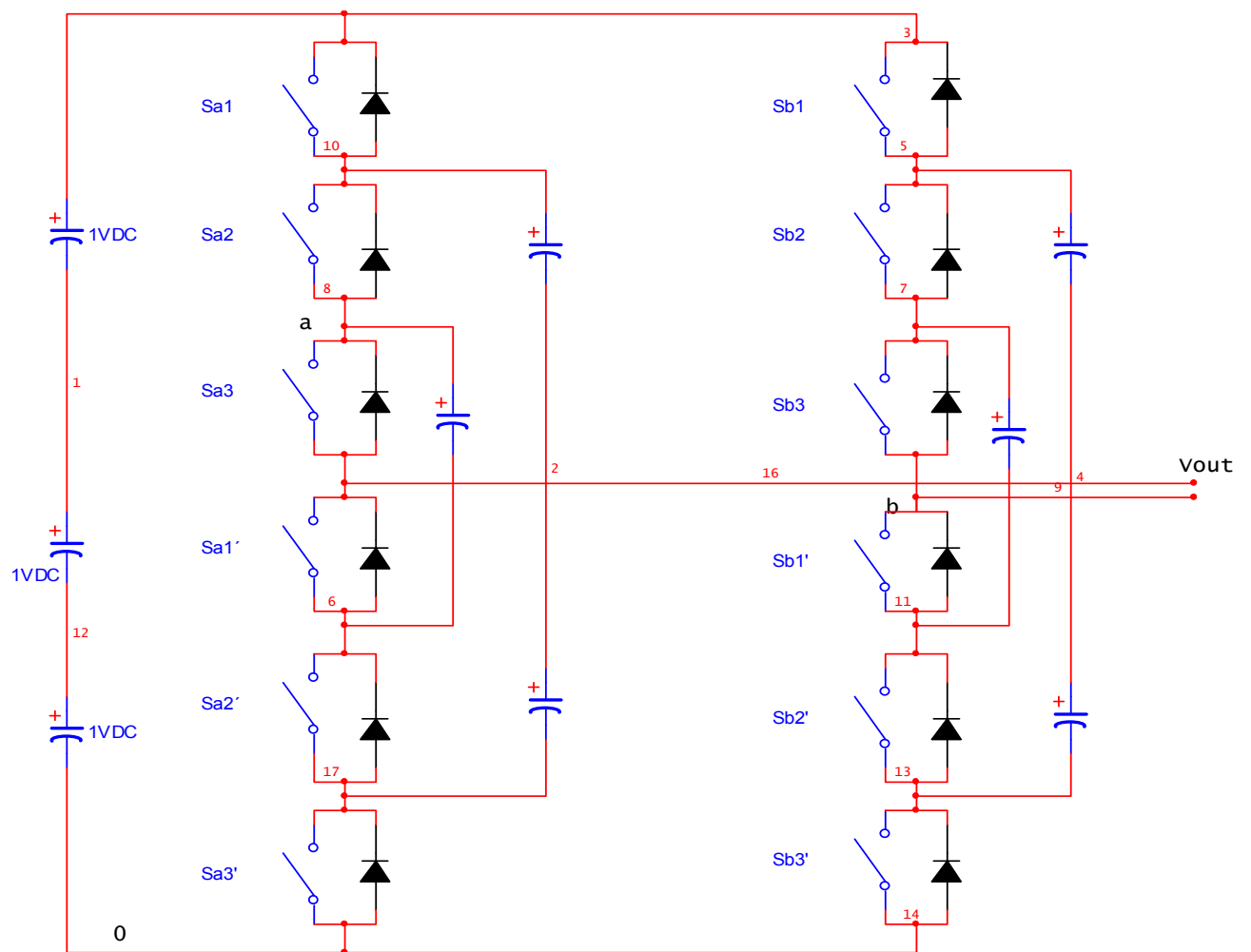
2.1.1



Μετατροπέας τεσσάρων επιπέδων με διόδους περιορισμού

2.2) DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΑΙΩΡΟΥΜΕΝΟΥΣ ΠΥΚΝΩΤΕΣ (FLYING CAPACITOR DC-DC MULTILEVEL CONVERTER - FCMLC)

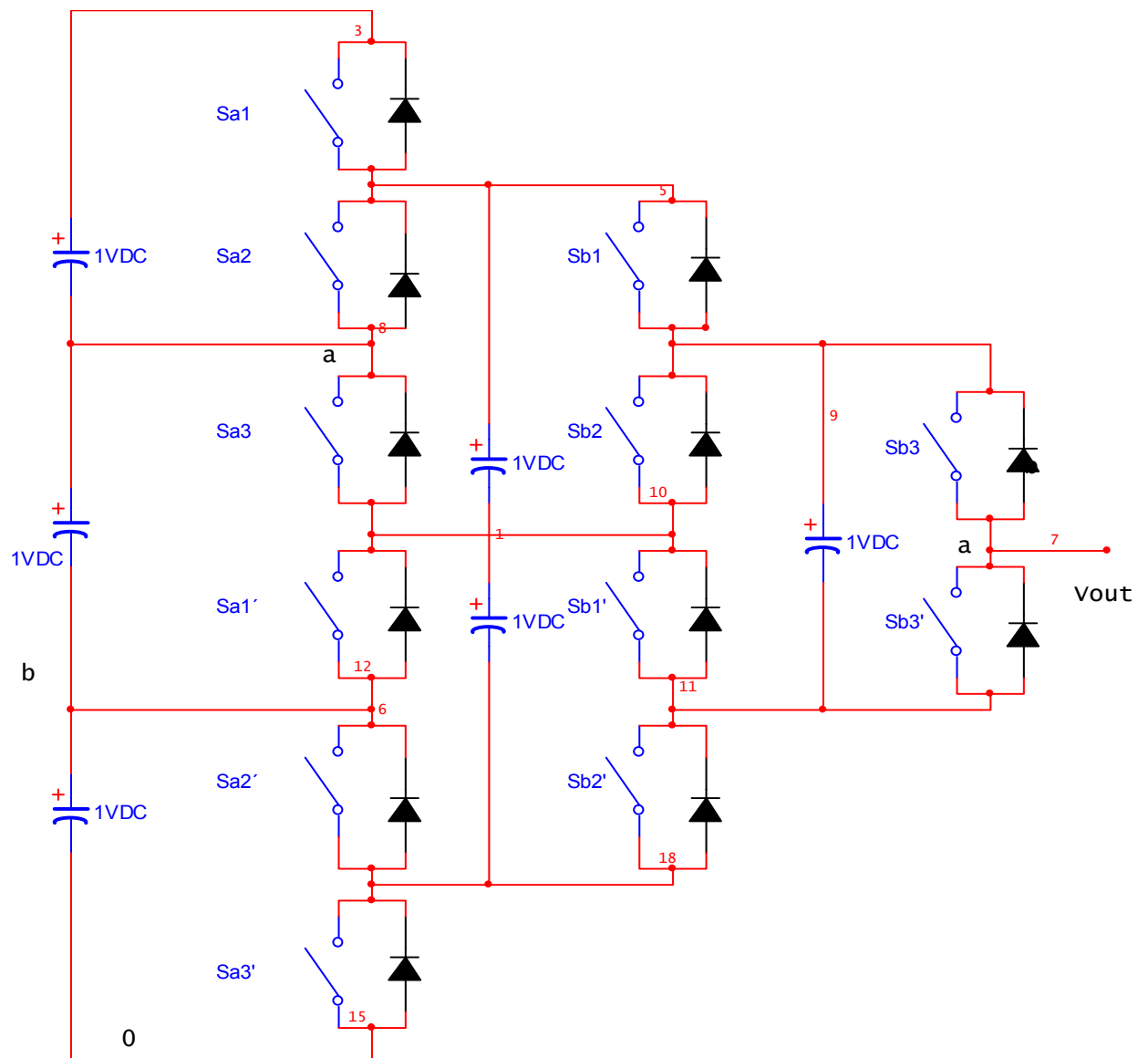
2.2.1



μετατροπέας τεσσάρων επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές

2.3) ΓΕΝΙΚΕΥΜΕΝΟΣ DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ (GENERALIZED DC-DC MULTILEVEL CONVERTER - GMLC)

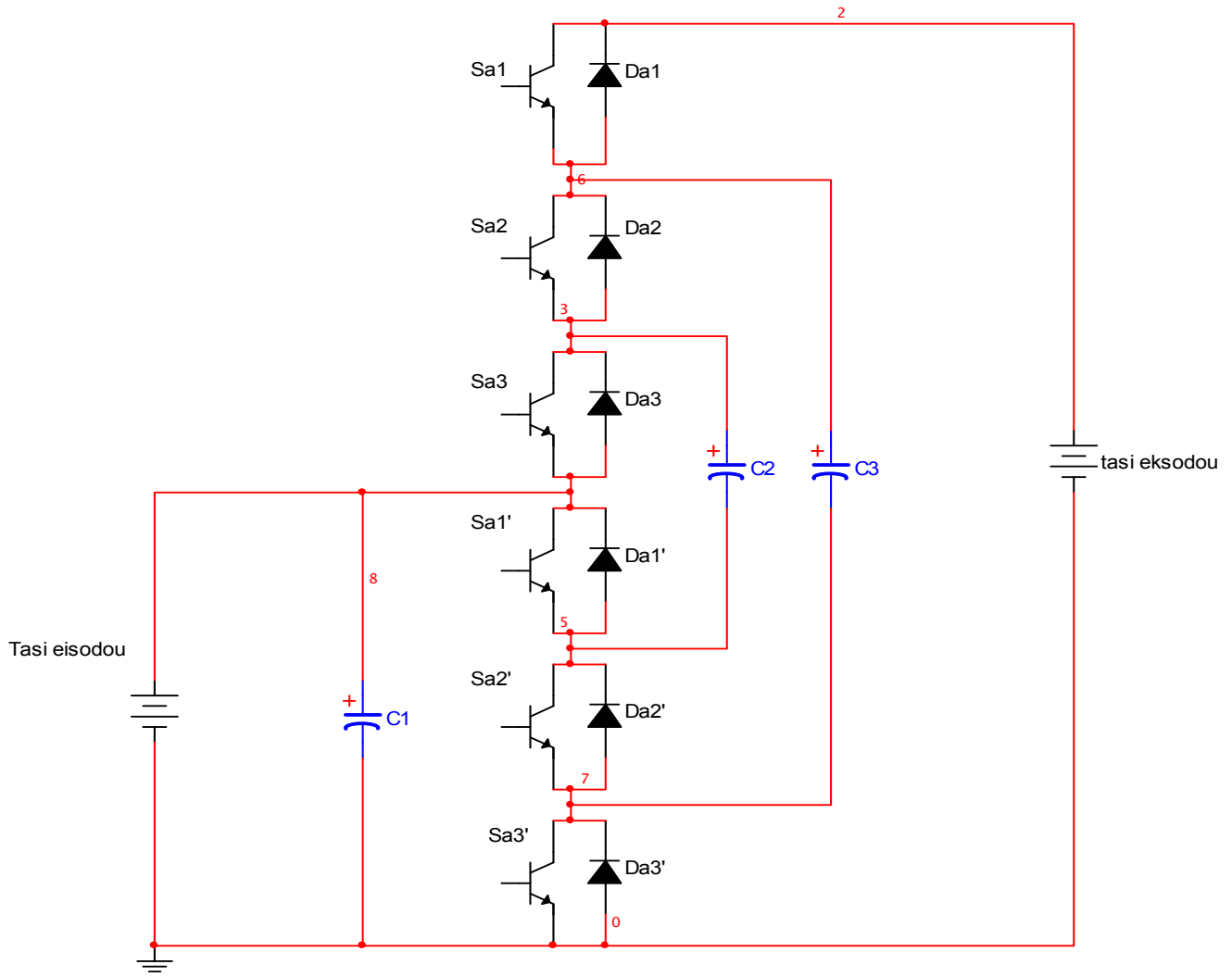
2.3.1



γενικευμένος μετατροπέας υποβιβασμού τεσσάρων επιπέδων

2.4) ΑΜΦΙΠΛΕΥΡΟΣ DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ (BIDIRECTIONAL DC-DC MULTILEVEL CONVERTER - BMLC)

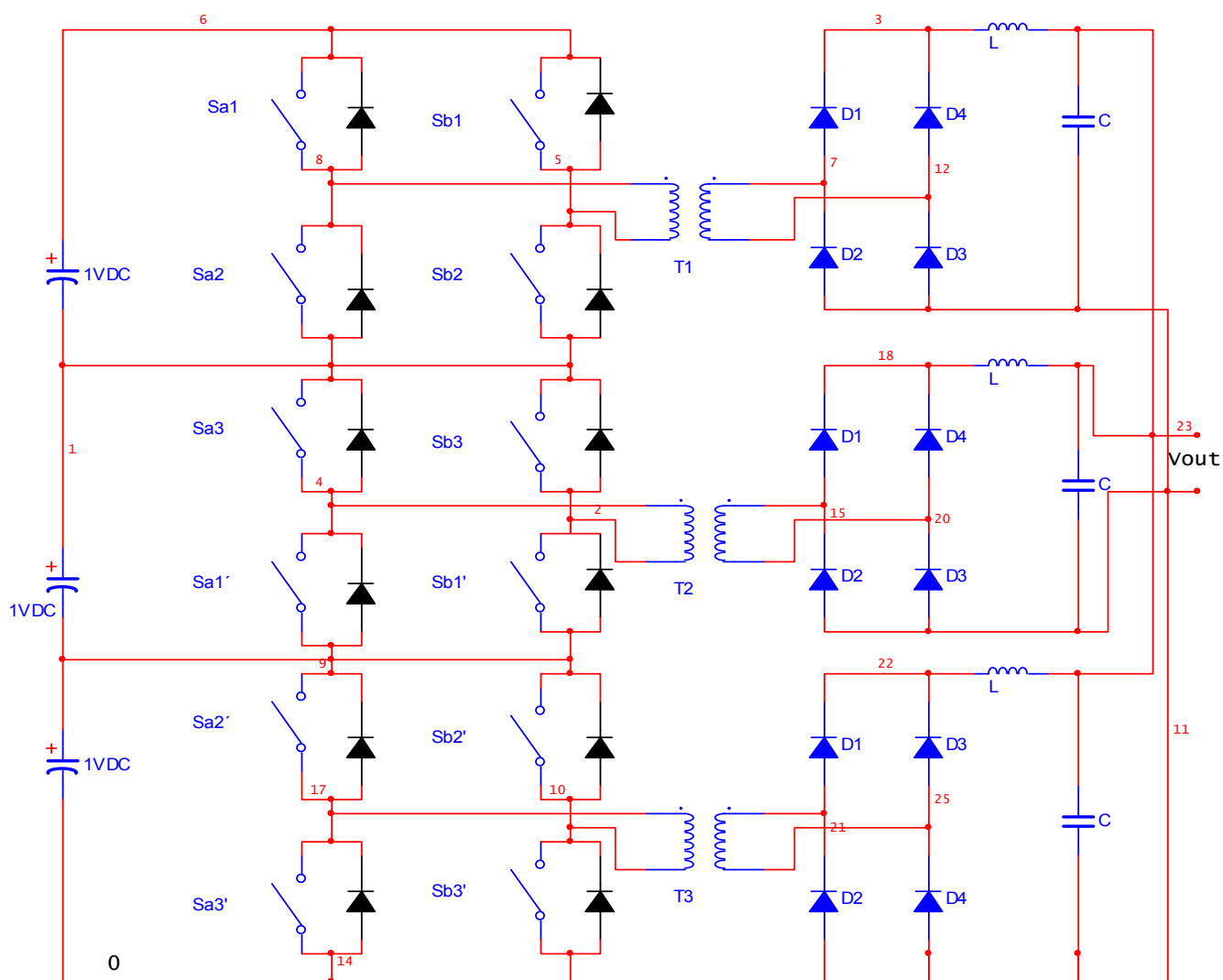
2.4.1



αμφίπλευρος μετατροπέας τεσσάρων επιπέδων

2.5) DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΕΝ ΣΕΙΡΑ ΣΥΝΔΕΣΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ (CASCADED CELL DC-DC MULTILEVEL CONVERTER - CCC) ΜΕ ΕΝ ΣΕΙΡΑ ΣΥΝΔΕΣΗ ΚΛΑΔΩΝ ΣΤΗΝ DC ΕΙΣΟΔΟ ΚΑΙ ΠΑΡΑΛΛΗΛΗ ΣΤΗΝΔΕΣΗ ΚΛΑΔΩΝ ΣΤΗΝ DC ΕΞΟΔΟ.

2.5.1



μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων με εν σειρά σύνδεση μετατροπέων

ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ (DC- AC)

Οι αντιστροφείς είναι ηλεκτρονικές διατάξεις ισχύος που χρησιμοποιούνται σε πλήθος εφαρμογών όπως : α) την διασύνδεση πηγών σταθερής τάσης στο δίκτυο ρυθμίζοντας την ενεργό και τη άεργο ισχύ.

β) την τοποθέτηση τους σαν ενεργά φίλτρα. Όταν συνδεθεί σε σειρά με το δίκτυο είναι δυνατόν να ελέγξει τις διαταραχές τάσεις, ενώ όταν συνδεθεί παράλληλα με μια πηγή αρμονικών ρευμάτων μπορεί να τις αντισταθμίσει .

γ) την μεταφορά ισχύος σε γραμμές συνεχούς υψηλής τάσης , στη μεταφορά ενεργού ισχύος σε αποθηκευτικά στοιχεία και στην αδιάλειπτη παροχή ισχύος.

δ) συστήματα οδήγησης κινητήρων εναλλασσόμενου ρεύματος , με σκοπό τον έλεγχο ταχύτητας , θέσης , επιτάχυνσης και ροπής με μεγάλη ακρίβεια.

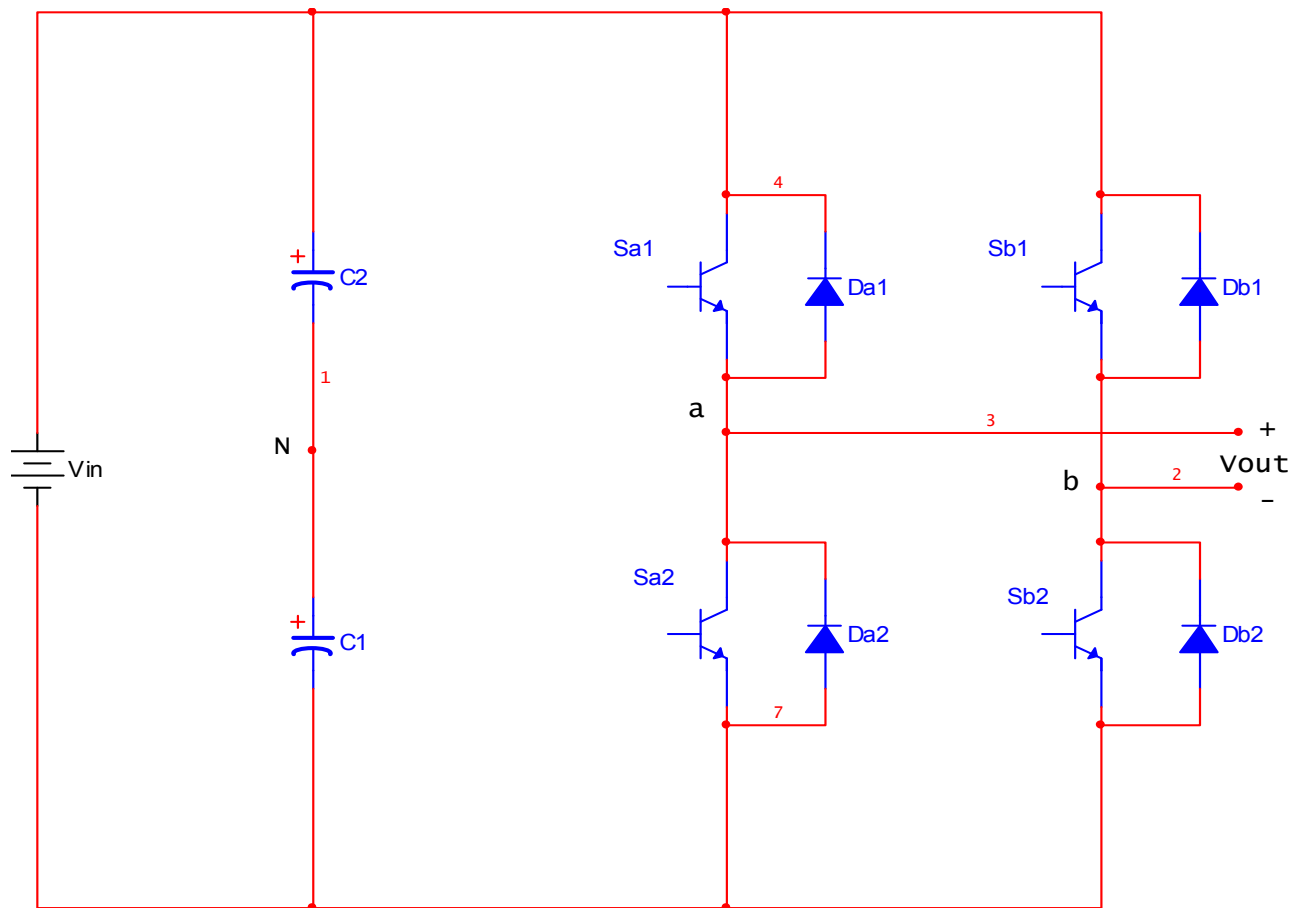
ε) Συστήματα Αδιάλειπτης Παροχής Ισχύος.

Υπάρχουν δύο κατηγορίες αντιστροφέων ισχύος : i) οι αντιστροφείς πηγής τάσης , που έχουν σαν είσοδο μια συνεχής πηγή τάσης ii)οι αντιστροφείς πηγής ρεύματος που έχουν σαν είσοδο τους μια συνεχής πηγή ρεύματος . Οι περισσότεροι αντιστροφείς είναι πηγής τάσης και αυτή την κατηγορία θα αναλύσουμε. Η αντιστροφείς αυτοί χωρίζονται σε δύο ακόμα υποκατηγορίες : 1) αντιστροφείς δύο επιπέδων 2) αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων. Η βασική αρχή λειτουργίας του αντιστροφέα είναι να παράγει στην έξοδο του εναλλασσόμενη τάση που η μορφή της να μοιάζει όσο γίνεται περισσότερο σε αυτή του απόλυτου ημιτόνου. Ο αριθμός των πυκνωτών στην είσοδο διαμορφώνει τα επίπεδα της συνεχούς τάσης και την αρμονική παραμόρφωση στη τάση εξόδου αλλά και στο ρεύμα εισόδου. Επίσης αντιστροφείς που πολλαπλών επιπέδων μπορούν να παράγουν πολύ υψηλές τιμές τάσης και ισχύος χωρίς την χρήση μετασχηματιστή.

3.1) ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΔΥΟ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

Στο παρακάτω σχήμα (3.1.1) παρουσιάζεται το κύκλωμα ενός μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας. Στην συγκεκριμένη εφαρμογή έχουμε χρησιμοποιήσει IGBT, ως ημιαγωγικούς διακόπτες, αλλά γενικά ανάλογα με τις απαιτήσεις του φορτίου σε ισχύς θα μπορούσαμε να τοποθετήσουμε αντί αυτού οποιοδήποτε άλλο είδος ημιαγωγικού διακόπτη όπως MOSFET ή BJT. Η αρχή λειτουργίας του είναι η εξής: τοποθετούνται οι δύο πυκνωτές στη είσοδο για να δημιουργήσουν το ουδέτερο σημείο. Ο αντιστροφέας, για την πλήρη λειτουργία του, δουλεύει σε δύο καταστάσεις. Η πρώτη είναι που παράγεται η φασική τάση V_{aN} , και η δεύτερη που παράγεται η φασική τάση V_{bN} . Όπως είναι φυσικό, η τάση εξόδου προκύπτει σαν την διαφορά των δύο φασικών τάσεων ($V_{out} = V_{aN} - V_{bN}$). Την στιγμή που άγει ένας από τους δύο επάνω ημιαγωγικούς διακόπτες (S_{a1}, S_{b1}), δημιουργείται ένας παλμός θετικής τάσης ανάμεσα στο σημείο a ή b και στο ουδέτερο σημείο N , που το πλάτος του είναι ίσο με το μισό της τάσης εισόδου ($V_{in}/2$) και η συχνότητα του είναι ίση με τον χρόνο που άγει ο διακόπτης. Ανάλογα, όταν άγει ένας εκ των κάτω διακοπτών (S_{a2}, S_{b2}) παράγεται και ο παλμός αρνητικής τάσης, με την ίδια λογική. Όπως φαίνεται και από τον τρόπο που είναι τοποθετημένα τα στοιχεία του κυκλώματος, όταν η ενέργεια ακολουθεί την διαδρομή από το φορτίο προς την είσοδο του αντιστροφέα, τότε περνάει από ένα εκ των δύο ζευγών διόδων δηλαδή D_{a1}, D_{b2} ή D_{a2}, D_{b1} , ενώ όταν ακολουθεί την διαδρομή από την είσοδο προς το φορτίο τότε περνάει από ένα εκ των δύο ζευγών διακοπτών S_{a1}, S_{b2} ή S_{a2}, S_{b1} . Όταν άγουν μαζί οι διακόπτες S_{a1}, S_{b1} και δεν άγουν οι S_{a2}, S_{b2} και αντίστροφα έχουμε μηδενική τάση στην έξοδο μας.

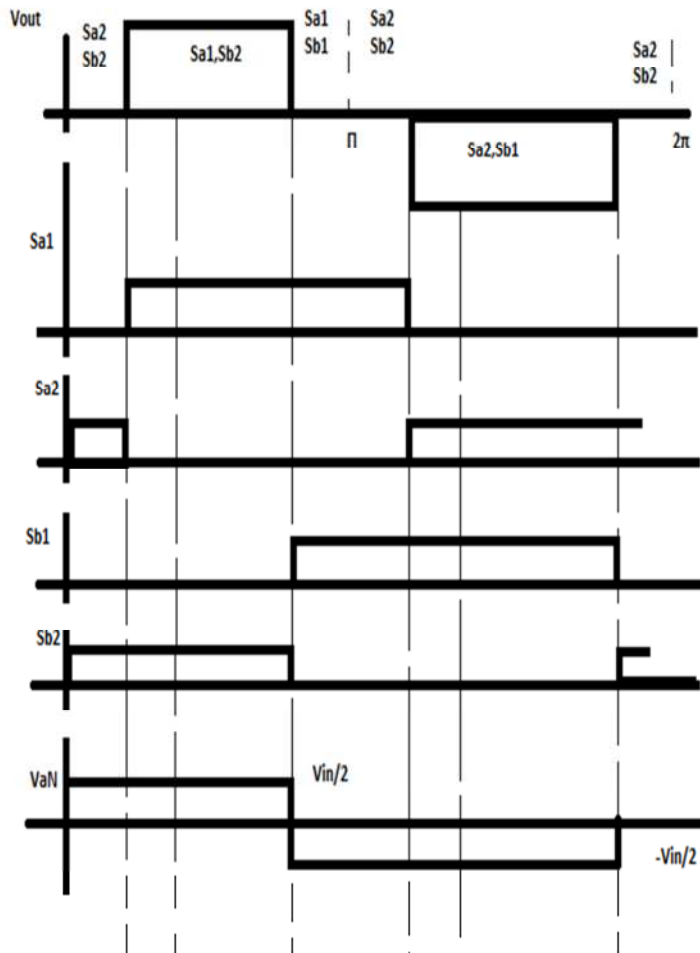
3.1.1



μονοφασικός αντιστροφέας πλήρους γέφυρας

Στο παρακάτω διάγραμμα (3.1.2) παρουσιάζονται οι κυματομορφές της τάσης εξόδου , των διακοπών και της φυσικής τάσεως V_{aN} , συναρτήσει του χρόνου .

3.1.2



κυματομορφές της τάσης εξόδου , των διακοπών και της φασικής τάσεως V_{aN} , συναρτήσει του χρόνου

Εξίσου αναλυτικά παρουσιάζονται και οι πληροφορίες αυτές στον πίνακα που ακολουθεί (3.1.3).Υπενθύμιση ($V_{out}= V_{aN}-V_{bN}$).

3.1.3

Κατάσταση διακοπών	Κατάσταση λειτουργίας	V_{aN}	V_{bN}	V_{out}
Άγουν : Sa2, Sb2 Δεν Άγουν : Sa1, Sb1	1	$V_{in}/2$	$V_{in}/2$	0
Άγουν: Sa1, Sb2 Δεν Άγουν : Sa2, Sb1	2	$V_{in}/2$	$-V_{in}/2$	V_{in}
Άγουν : Sa1, Sb1 Δεν Άγουν : Sa2, Sb2	3	$-V_{in}/2$	$-V_{in}/2$	0
Άγουν : Sa2, Sb1 Δεν Άγουν : Sa1, Sb2	4	$-V_{in}/2$	$V_{in}/2$	$-V_{in}$

Παρατηρούμε ότι η τάση εξόδου του αντιστροφέα έχει τετραγωνική μορφή , ενώ η επιθυμητή θα ήταν η ημιτονοειδής και για αυτό περιέχει αρμονικές χαμηλής και υψηλής τάσης. Οι αρμονικές συνιστώσες της φασικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα

δίνονται από την ακόλουθη σχέση: $v_{aN} = a_o + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \cos\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) + \sum_{m=1}^{\infty} b_m \cdot \sin\left(\frac{2\pi mt}{T}\right)$

(3.1.4)

Όπου n είναι η τάξη της αρμονικής συνιστώσας, και:

$$a_o = \frac{1}{T} \int_{\tau_o}^{\tau_o+T} F(t) dt$$

$$a_m = \frac{2}{T} \int_{\tau_o}^{\tau_o+T} F(t) \cdot \cos\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt$$

$$b_m = \frac{2}{T} \int_{\tau_o}^{\tau_o+T} F(t) \cdot \sin\left(\frac{2\pi mt}{T}\right) dt$$

$$F(t) = v_{aN} = \begin{cases} V_i/2, & 0 \leq t \leq \pi \\ -V_i/2, & \pi < t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.1.5)$$

Από τις παραπάνω σχέσεις παίρνουμε:

$$\begin{aligned} \rightarrow \\ a_o &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{aN} \cdot dt & a_o &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (V_i/2) dt + \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} (-V_i/2) dt \\ & & a_o &= 0 \end{aligned} \quad (3.1.6)$$

$$\begin{aligned} \rightarrow \\ a_n &= \frac{2}{T} \int_0^{\pi} (V_i/2) \cdot \cos(n\omega t) d\omega t + \frac{2}{T} \int_{\pi}^{2\pi} (-V_i/2) \cdot \cos(n\omega t) d\omega t \\ a_n &= \frac{V_i}{T} \cdot \frac{1}{n} \cdot \sin(n\omega t) \Big|_0^{\pi} - \frac{V_i}{T} \cdot \frac{1}{n} \cdot \sin(n\omega t) \Big|_{\pi}^{2\pi} \\ a_n &= \frac{V_i}{T} \cdot \frac{1}{n} \cdot [\sin(n\pi) - \sin(0)] - \frac{V_i}{T} \cdot \frac{1}{n} \cdot [\sin(2n\pi) - \sin(n\pi)] \\ & a_n = 0 \end{aligned}$$

(3.1.7)

$$\begin{aligned} \rightarrow \\ b_n &= \frac{2}{T} \int_0^{\pi} (V_i/2) \cdot \sin(n\omega t) d\omega t + \frac{2}{T} \int_{\pi}^{2\pi} (-V_i/2) \cdot \sin(n\omega t) d\omega t \\ b_n &= -\frac{V_i}{T} \cdot \frac{1}{n} \cdot \cos(n\omega t) \Big|_0^{\pi} + \frac{V_i}{T} \cdot \frac{1}{n} \cdot \cos(n\omega t) \Big|_{\pi}^{2\pi} \end{aligned} \quad (3.1.8)$$

$$b_n = -\frac{V_i}{2\pi} \cdot \frac{1}{n} \cdot [\cos(n\pi) - \cos(0)] + \frac{V_i}{2\pi} \cdot \frac{1}{n} \cdot [\cos(2n\pi) - \cos(n\pi)]$$

Στην εξίσωση (3.1.8) αν ο n είναι άρτιος, τότε $b_n = 0$. Επομένως, η v_{aN} δεν περιέχει άρτιες αρμονικές συνιστώσες. Αν ο n είναι περιττός, τότε το b_n δίνεται από τη σχέση:

$$b_n = -\frac{V_i}{2\pi} \cdot \frac{1}{n} \cdot [-1 - 1] + \frac{V_i}{2\pi} \cdot \frac{1}{n} \cdot [1 - (-1)]$$

$$b_n = \frac{2V_i}{n\pi}$$

(3.1.9)

Από τις παραπάνω εξισώσεις(3.1.6 , 3.1.7 , 3.1.9) προκύπτει ότι οι αρμονικές συνιστώσες της τάσης εξόδου είναι:

$$v_{aN} = a_o + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \cos\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cdot \sin\left(\frac{2\pi nt}{T}\right)$$

$$= 0 + 0 + \sum_{n=1,3,5,7}^{\infty} \frac{2V_i}{n\pi} \cdot \sin(n\omega t)$$

$$= \sum_{n=1,3,5,7}^{\infty} \frac{2V_i}{n\pi} \cdot \sin(n\omega t)$$

(3.1.10)

Από την εξίσωση (3.1.10) βρίσκουμε την **βασική αρμονική(n=1) και την πρώτη (n=3,κυριαρχούσα) ανώτερη αρμονική:**

$$v_{aN,1}(\omega t) = \frac{2V_i}{\pi} \sin(\omega t) = 1.273(V_i / 2) \sin(\omega t)$$

(3.1.11)

$$v_{aN,3}(\omega t) = \frac{2V_i}{3\pi} \cdot \sin(3\omega t) = 0.424(V / 2) \cdot \sin(3\omega t)$$

(3.1.12)

Η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική είναι η πρώτη αρμονική μετά την βασική και πρέπει να γνωρίζουμε την τάξη και το πλάτος αυτής, έτσι ώστε να τοποθετήσουμε το κατάλληλο φίλτρο εξόδου για την απαλοιφή της . Για την τετραγωνική τάση εξόδου μας η κυριαρχούσα αρμονική είναι η τρίτη και το πλάτος της είναι το 1/3 της βασικής. Κατά την εξέταση της ποιότητας της φασικής τάσης εξόδου τετραγωνικής μορφής, θα χρησιμοποιήσουμε τους εξής όρους:

➤ RMS τιμή της φασικής τάσης εξόδου =

$$V_{aN(RMS)} = \sqrt{\left(\frac{\hat{V}_{aN,1}}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{\hat{V}_{aN,3}}{\sqrt{2}}\right)^2 + \dots} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\sum_{n=1,3,5}^{\infty} \hat{V}_{aN,n}^2 \right] \quad (3.1.13)$$

➤ Συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης της φασικής τάσης εξόδου =

$$THD\% = \frac{\sqrt{\left(\frac{\hat{V}_{aN,3}}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{\hat{V}_{aN,5}}{\sqrt{2}}\right)^2 + \dots}}{\frac{\hat{V}_{aN,1}}{\sqrt{2}}} \times 100 = \frac{\left[\sum_{n=3,5,7}^{\infty} \tilde{V}_{aN,n}^2 \right]}{\hat{V}_{aN,1}} \times 100 \quad (3.1.14)$$

➤ Αρμονικός συντελεστής =

$$HF = \frac{\sqrt{\left(\frac{\hat{V}_{aN,1}}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{\hat{V}_{aN,3}}{\sqrt{2}}\right)^2 + \dots}}{\frac{\hat{V}_{aN,1}}{\sqrt{2}}} = \frac{\left[\sum_{n=1,5,7}^{\infty} \tilde{V}_{aN,n}^2 \right]}{\tilde{V}_{aN,1}} \quad (3.1.15)$$

$$\text{➤ } D_n\% = \text{Distortion Factor} = 100 \left(\frac{\hat{V}_{aN,n}}{n^2} \right) \quad (3.1.16)$$

Ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης THD% της τάσης εξόδου ενός αντιστροφέα πρέπει να είναι μικρότερος ή ίσος με 5%. Η τιμή αυτή μπορεί να επιτευχθεί όταν στη τάση εξόδου υπάρχουν ανώτερες αρμονικές συνιστώσες μικρού πλάτους και τοποθετώντας ένα φίλτρο LC(πυκνωτή- πηνίου) μεταξύ της εξόδου και του φορτίου. Η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου , που δίνεται από την σχέση :

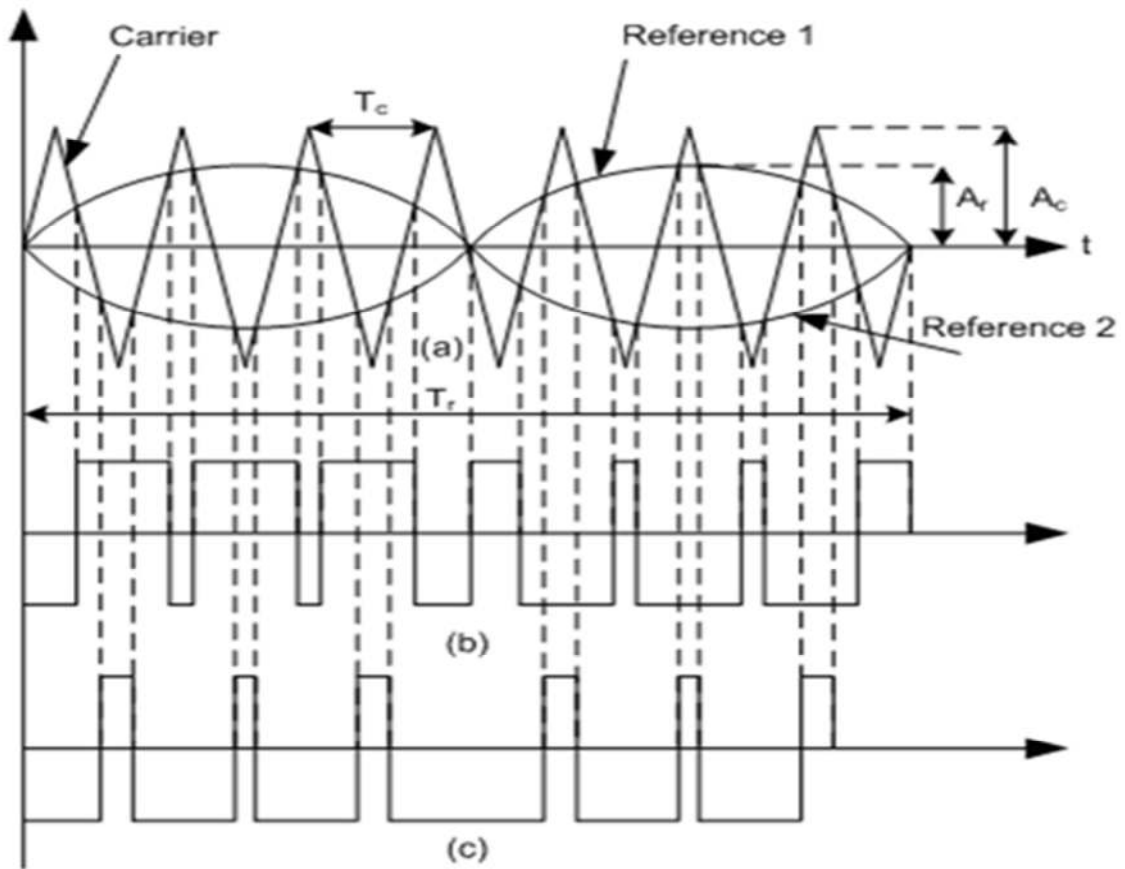
$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, είναι πολύ κοντά σε αυτή της κυριαρχούσας αρμονικής , που

σημαίνει ότι αν η κυριαρχούσα της φασικής τάσης εξόδου έχει πολύ χαμηλή συχνότητα και μεγάλο πλάτος ,σε σχέση με την βασική αρμονική , δεν θα είναι πλέον καθόλου πρακτικό για εμάς στη κατασκευή του ένα τέτοιο μεγάλο φίλτρο, από οικονομικής και αισθητικής πλευράς.

Γενικότερα , η τεχνική που περισσότερο χρησιμοποιείται σήμερα για την εξάλειψη των αρμονικών είναι η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (SPWM). Η λειτουργία της τεχνικής αυτής είναι να δημιουργεί τους κατάλληλους παλμούς στους ημιαγωγικούς διακόπτες , έτσι ώστε να μην έχουμε μία έξοδο τετραγωνικής μορφής αλλά να δημιουργηθεί μια σειρά από τετραγωνικούς παλμούς ανά ημιπερίοδο . Έτσι, αυτή η σειρά από τετραγωνικούς παλμούς κατάλληλου εύρους, είναι πιο κοντά στην ημιτονοειδής μορφή της εξόδου που επιθυμούμε, σχετικά και με την απόλυτα τετραγωνική μορφή ,εξαλείφοντας έτσι τις αρμονικές.

Στο Σχήμα (3.1.17) απεικονίζεται η τεχνική SPWM για έναν μονοφασικό αντιστροφέα πλήρους γέφυρας δύο επιπέδων. Αρχικά υπάρχουν η ημιτονική κυματομορφή αναφοράς και η τριγωνική κυματομορφή του φορέα που έχουν ως ρόλο , μέσα από την διαδικασία που να εξηγήσουμε παρακάτω , να δημιουργήσουν τους κατάλληλους παλμούς για την αγωγή των διακοπών και κατά συνέπεια την παραγωγή της τάσης εξόδου. Έτσι , τα δύο αυτά σήματα εξετάζονται από έναν συγκριτή (στην ουσία δημιουργείται από τα σημεία που τέμνονται οι δύο κυματομορφές) και η έξοδος του είναι το σήμα έναυσης των διακοπών. Στην συνέχεια το σήμα αυτό στέλνεται στον επάνω διακόπτη της πρώτης φάσης , ενώ στον κάτω διακόπτη της φάσης αυτής στέλνεται αντεστραμμένο. Στην συνέχεια , οι παλμοί SPWM παράγονται με τον ίδιο ακριβώς τρόπο , μόνο που αυτή την φορά το ημιτονικό σήμα αναφοράς έχει διαφορά φάσης 180° σε σχέση με το ημιτονικό σήμα που χρησιμοποιήθηκε πριν . Στο τέλος βλέπουμε ότι η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα είναι η ίδια με τους παλμούς του SPWM. Γενικά ο μονοφασικός και ο τριφασικός αντιστροφέας SPWM χρησιμοποιούν μία μόνο τριγωνική κυματομορφή φορέα για κάθε φάση λειτουργίας τους.

3.1.17



τεχνική SPWM για έναν μονοφασικό αντιστροφέα πλήρους γέφυρας δύο επιπέδων

Για τον μονοφασικό SPWM αντιστροφέα πλήρους γέφυρας δύο επιπέδων, ισχύουν οι σχέσεις :

$$\text{➤ } M_f = \text{Συντελεστής διαμόρφωσης} = \frac{A_r}{A_c} \quad 0 < M_f \leq 1 \quad (3.1.18)$$

$$\text{➤ } F_{nc} = \text{ανηγμένη συχνότητα φορέα} = \frac{F_c}{F_r} \quad (3.1.19)$$

Για την φασική τάση εξόδου:

$$\text{➤ } \widehat{V}_{aN,1} = \frac{V_i}{2} M_f \quad (3.1.20)$$

$$\text{➤ } d = \text{τάξη κυριαρχούσας αρμονικής της φασικής τάσης εξόδου} = F_{nc} - 2 \quad (3.1.21)$$

Για την πολική τάση εξόδου:

$$\text{➤ } \widehat{V}_{ab,1} = 2\widehat{V}_{aN,1} = V_i M_f \quad (3.1.22)$$

$$\text{➤ } \widetilde{V}_{ab,1} = \text{RMS τιμή της βασικής συνιστώσας της } v_{ab} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_i M_f \quad (3.1.23)$$

$$\text{➤ } d = 2F_{nc} - 1 \quad (3.1.24)$$

$$\text{➤ } \widehat{V}_{ab,d(\max)} = \text{πλάτος κυριαρχούσας αρμονικής} = 0.370V \quad \text{για } M_f=0.6 \quad (3.1.25)$$

A_r = Πλάτος αναφοράς

A_c = Πλάτος φορέα

T_c = $1/F_c$ = Περίοδος φορέα

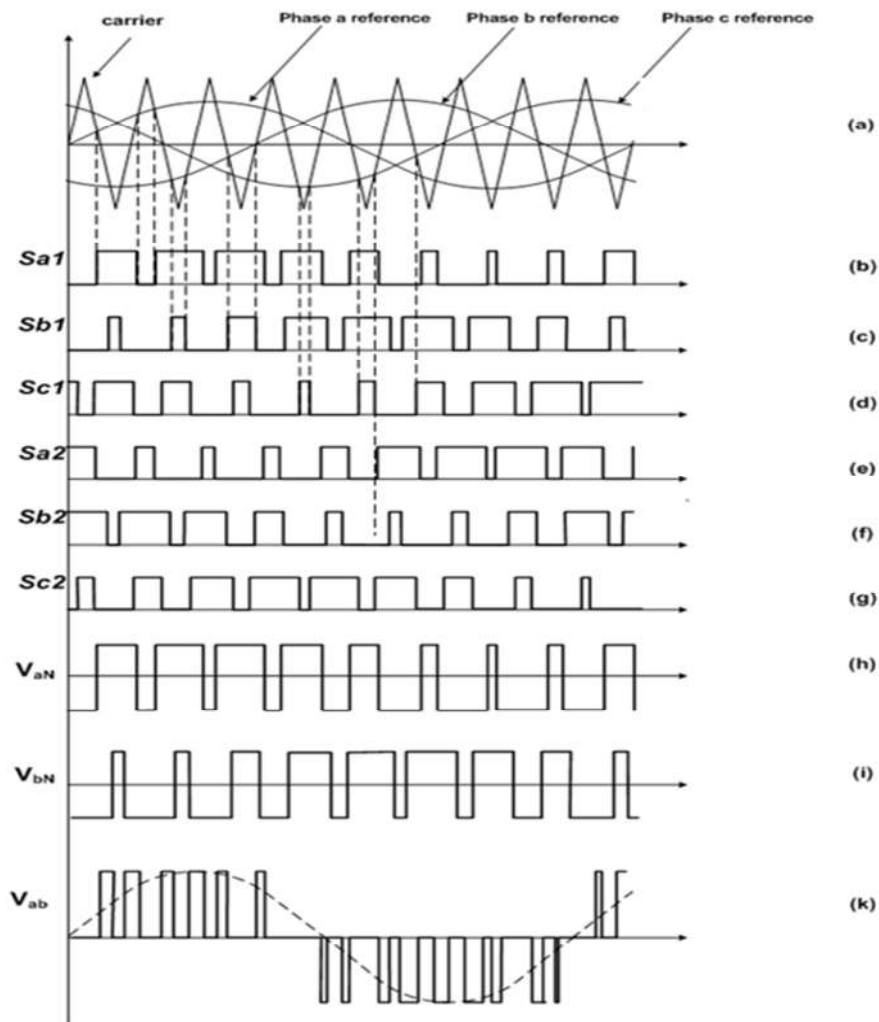
T_r = $1/F_r$ = Περίοδος αναφοράς

$V_i = DC$ τάση εισόδου

Στο Σχήμα (3.1.26) απεικονίζεται η τεχνική SPWM για έναν τριφασικό αντιστροφέα πλήρους γέφυρας δύο επιπέδων με τις αντίστοιχες κυματομορφές της κατάστασης των διακοπών, τις 2 φασικές τάσεις και της τάσης εξόδου και ισχύουν οι σχέσεις :

- $\hat{V}_{ab,1} = \frac{\sqrt{3}}{2} V M_f$
- $d = F_{nc} - 2$
- $\hat{V}_{(ab,d)\max} = 0.27V$ για $M_f = 1$

3.1.26



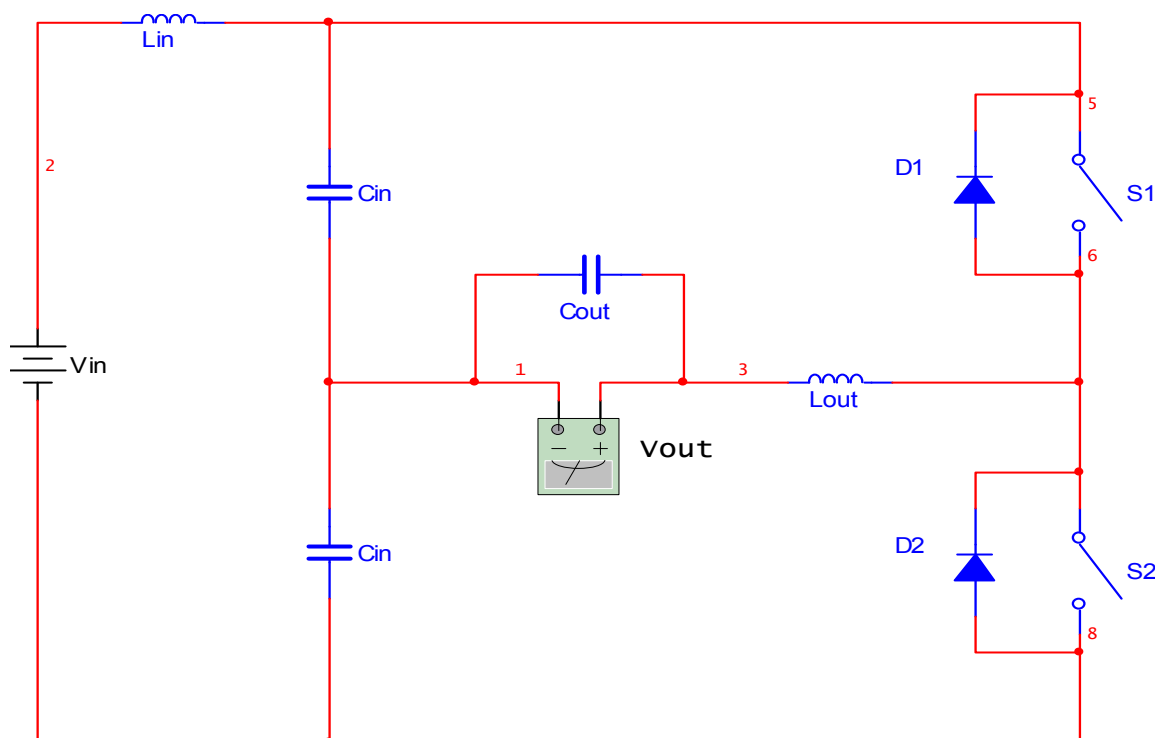
τεχνική SPWM για έναν τριφασικό αντιστροφέα πλήρους γέφυρας δύο επιπέδων

Στο παρακάτω σχήμα (3.1.27) παρουσιάζεται το κύκλωμα ενός μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας. Στην συγκεκριμένη εφαρμογή έχουμε χρησιμοποιήσει απλούς διακόπτες, ως ημιαγωγικούς διακόπτες, αλλά γενικά ανάλογα με τις απαιτήσεις του φορτίου σε ισχύς θα μπορούσαμε να τοποθετήσουμε αντί αυτού οποιοδήποτε άλλο είδος ημιαγωγικού διακόπτη όπως MOSFET ή BJT.

Η αρχή λειτουργίας του είναι η ίδια με αυτή που αναφέραμε και νωρίτερα για τον μονοφασικό αντιστροφέα πλήρους γέφυρας. Ο συγκεκριμένου τύπου αντιστροφέας παρουσιάζει τα εξής μειονεκτήματα σε σχέση με τον αντιστροφέα πλήρους γέφυρας:

- i) Το πλάτος της τάσης εξόδου έχει την μισή τιμή του πλάτους της τάσης εισόδου.
- ii) Για την κατασκευή του χρειάζονται δυο πυκνωτές μεσαίας λήψης.
- iii) Δεν μπορεί να δημιουργήσει τάση εξόδου με διαστήματα μηδενικής τάσης για μη ωμικά φορτία.

3.1.27



μονοφασικού αντιστροφέα ημιγέφυρας

3.2) ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

Οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων είναι διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος που χρησιμοποιούνται ευρέως σε εφαρμογές μέσης και υψηλής τάσης όπως συστήματα παροχής ισχύος και συστήματα οδήγησης κινητήρων εναλλασσόμενου ρεύματος. Με την χρήση αυτής της μεθόδου καταφέρνουμε την ελάττωση των αρμονικών στην κυματομορφή εξόδου χωρίς την μείωση της ισχύος εξόδου του αντιστροφέα ή την αύξηση της συχνότητας αγωγής των διακοπτικών στοιχείων του. Η DC τάση στην είσοδο, διαιρείται από τους πυκνωτές που βρίσκονται εκεί έχοντας ως αποτέλεσμα η κυματομορφή εξόδου να αποτελείται από ένα σύνολο επιπέδων τάσης. Όσο μεγαλύτερος είναι ο αριθμός των επιπέδων αυτών μειώνει τον συντελεστή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης της φασικής τάσης εξόδου (THD). Βέβαια υπάρχει και ένα όριο στον αριθμό των επιπέδων τάσης στην κυματομορφή εξόδου γιατί υπάρχει το ενδεχόμενο το κύκλωμα μας να πέσει σε αστάθεια. Οι βασικότεροι τύποι αντιστροφέα πολλαπλών επιπέδων είναι οι ακόλουθοι :

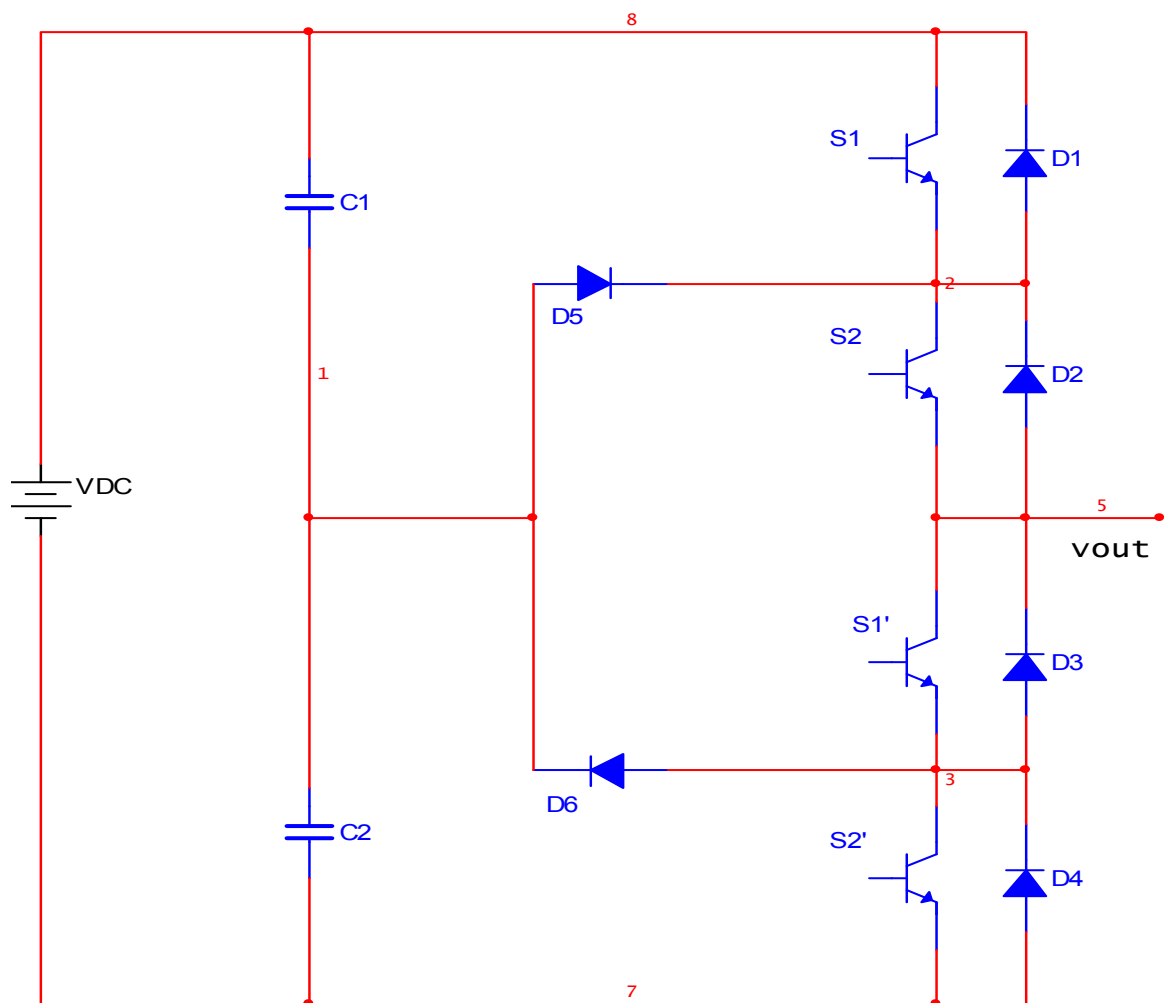
1. Αντιστροφέας πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού (Diode-Clamped or Neutral Point Clamped Multilevel Inverter - NPCMLI)
2. Αντιστροφέας πολλαπλών επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές (Flying Capacitor Multilevel Inverter - FCMLI)
3. Αντιστροφέας πολλαπλών επιπέδων με εν σειρά σύνδεση μετατροπέων (Cascaded Cell Multilevel Inverter - CCMLI)
4. Γενικευμένος Αντιστροφέας πολλαπλών επιπέδων (Generalized Multilevel Inverter Topology - GMLIT)

3.2.1) ΑΝΤΙΣΤΑΦΕΙΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΔΙΟΔΟΥΣ ΠΕΡΙΟΡΙΣΜΟΥ (Diode-Clamped or Neutral Point Clamped Multilevel Inverter - NPCMLI)

Στο Σχήμα (3.2.1.1) απεικονίζεται η τοπολογία ενός μονοφασικού αντιστροφέα με διόδους περιορισμού τριών επιπέδων. Η τεχνική που χρησιμοποιείται εδώ είναι η σύνδεση σε σειρά, ενός συγκεκριμένου αριθμού ημιαγωγικών διακοπών, για την παραγωγή της κυματομορφής πολλαπλών επιπέδων της τάσης εξόδου. Όπως παρατηρούμε η φασική τάση εξόδου είναι $V_{DC}/2$ όταν άγουν οι διακόπτες S_1 , S_2 ή οι διόδοι ελεύθερης διέλευσης D_1 , D_2 . Αντίθετα, η τάση εξόδου είναι $-V_{DC}/2$ όταν άγουν οι διακόπτες S_1' , S_2' ή οι διόδοι ελεύθερης διέλευσης D_3 , D_4 . Η τάση εξόδου είναι μηδενική όταν άγουν ταυτόχρονα S_2 , S_1' , D_5 , D_6 .

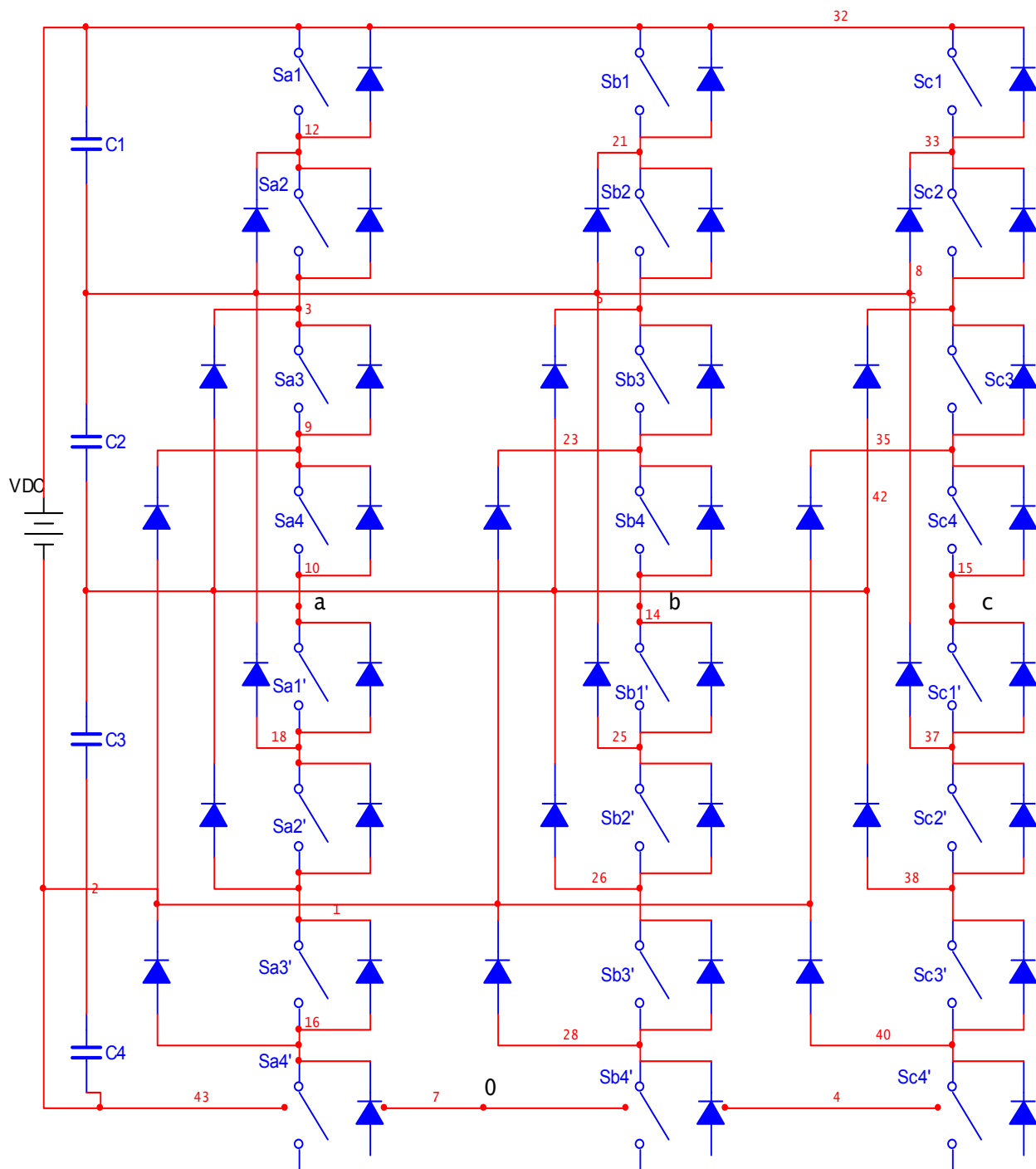
Στο πιο κάτω σχήμα (3.2.1.2) περιγράφεται η λειτουργία ενός τριφασικού αντιστροφέα πέντε επιπέδων με διόδους περιορισμού. Όπως προαναφέραμε, χρησιμοποιούνται μια σειρά από πυκνωτές για να διαιρέσουν την DC τάση εισόδου σε ένα σύνολο επιπέδων τάσης. Για να έχουμε n (5 εδώ) επίπεδα φασικής τάσης εξόδου πρέπει να χρησιμοποιήσουμε $n-1$ (5-1) πυκνωτές στην είσοδο. Επίσης τοποθετούνται $(n-1)$ ζεύγη διακοπτικών στοιχείων, συμπληρωματικών μεταξύ τους. Κάθε ένας από τους 4 πυκνωτές είναι οπλισμένος με το $1/4$ της συνεχούς τάσης εισόδου V_{DC} . Το σημείο 0 στο κύκλωμα μας είναι ένα ουδέτερο σημείο αναφοράς για την φασική τάση εξόδου. Μεταξύ των σημείων a και 0 υπάρχουν 5 διαφορετικά επίπεδα φασικής τάσης εξόδου, μέσω των 5 διακοπτικών συνδυασμών που δημιουργούνται και όλα αυτά παρουσιάζονται στον πίνακα που ακολουθεί (3.2.1.3).

3.2.1.1



μονοφασικός αντιστροφέας με διόδους περιορισμού τριών επιπέδων

3.2.1.2



τριφασικός αντιστροφείας πέντε επιπέδων με διόδους περιορισμού

3.2.1.3

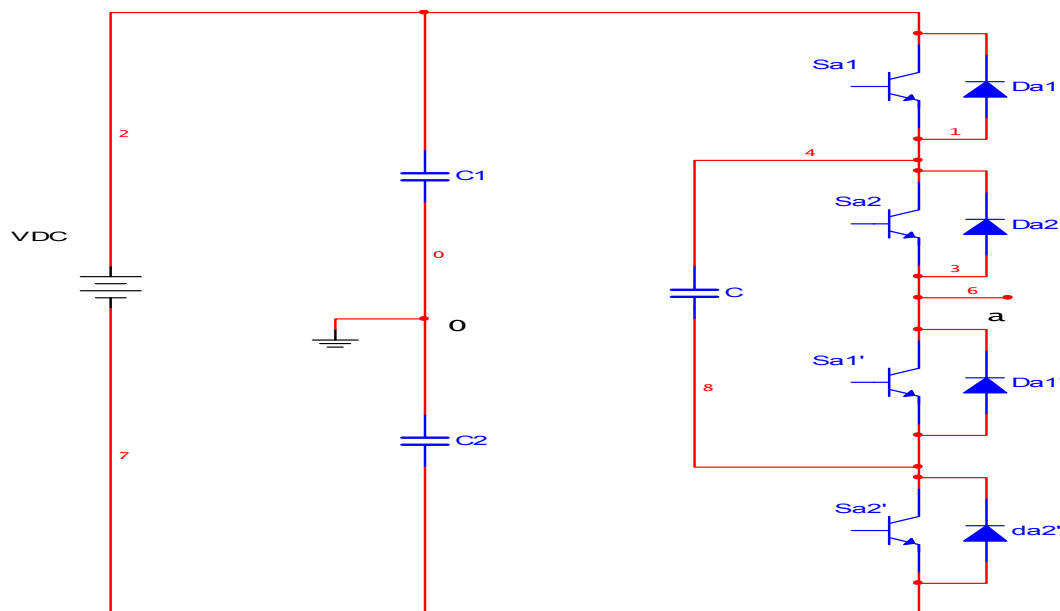
	Διακοπτική κατάσταση							
	Sa1	Sa2	Sa3	Sa4	Sa1'	Sa2'	Sa3'	Sa4'
-VDC/4	0	0	0	1	1	1	1	0
-VDC/2	0	0	0	0	1	1	1	1
0	0	0	1	1	1	1	0	0
VDC/4	0	1	1	1	1	0	0	0
VDC/2	1	1	1	1	0	0	0	0

Φασική τάση εξόδου V_{a0}

3.2.2) ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΑΙΩΡΟΥΜΕΝΟΥΣ ΠΥΚΝΩΤΕΣ (FLYING CAPACITOR MULTILEVEL INVERTER - FCMLI)

Στο Σχήμα (3.2.2.1) απεικονίζεται η τοπολογία ενός αντιστροφέα τριών επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές. Όπως έχουμε αναφέρει και για την προηγούμενη κατηγορία αντιστροφέων, για να δημιουργήσουμε τα n επίπεδα της φασικής τάσης εξόδου τοποθετούμε και εδώ στην εισόδου $n-1$ πυκνωτές σαν διαιρέτες τάσεις (πυκνωτές τροφοδοσίας), με την διαφορά ότι εδώ τα επίπεδα τάσης περιορίζονται από πυκνωτές και όχι διόδους (πυκνωτές εξισορρόπησης εσωτερικού βρόγχου ή αιωρούμενοι πυκνωτές). Η τιμή της μεταβολής της διαφοράς δυναμικού μεταξύ δύο διαδοχικών αιωρούμενων πυκνωτών καθορίζει την τιμή των επιπέδων τάσης στην κυματομορφή εξόδου. Η φασική τάση εξόδου εξαρτάται από το αλγεβρικό άθροισμα των τάσεων στα άκρα των αιωρούμενων πυκνωτών και των τάσεων στα άκρα των πυκνωτών στην είσοδο. Όπως παρατηρούμε η φασική τάση εξόδου είναι $V_{DC}/2$ όταν άγουν οι διακόπτες S_{a1} και S_{a2} . Αντίθετα, η τάση εξόδου είναι $-V_{DC}/2$ όταν άγουν οι διακόπτες $S_{a1'}$ και $S_{a2'}$. Η τάση εξόδου είναι μηδενική όταν άγουν οι διακόπτες S_{a1} και $S_{a1'}$ (σε αυτή την περίπτωση ο αιωρούμενος πυκνωτής C είναι εκφορτισμένος) ή οι διακόπτες S_{a2} και $S_{a2'}$ (σε αυτή την περίπτωση ο αιωρούμενος πυκνωτής C είναι φορτισμένος). Η επιλογή της κάθε διακοπτικής κατάστασης ελέγχει την τάση στα άκρα του αιωρούμενου πυκνωτή.

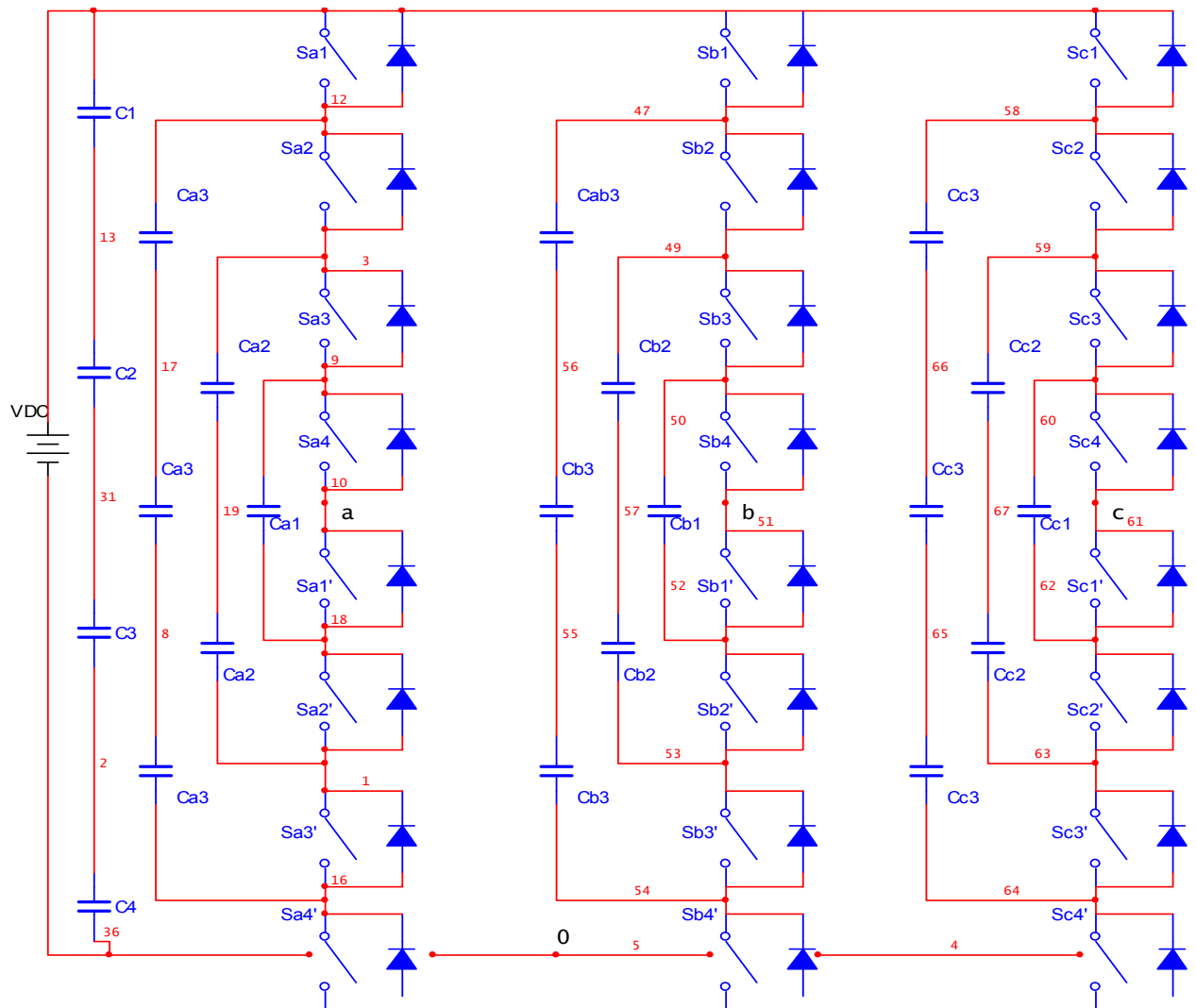
3.2.2.1



αντιστροφέας τριών επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές

Στο σχήμα(3.2.2.2) που ακολουθεί απεικονίζεται ένας τριφασικός ανιστροφέας πέντε επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές και ο πίνακας(3.2.2.3) των πέντε τιμών της φασικής τάσης εξόδου V_{a0} με τις διακοπτικές καταστάσεις αυτών.

3.2.2.2



τριφασικός ανιστροφέας πέντε επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές

3.2.2.3

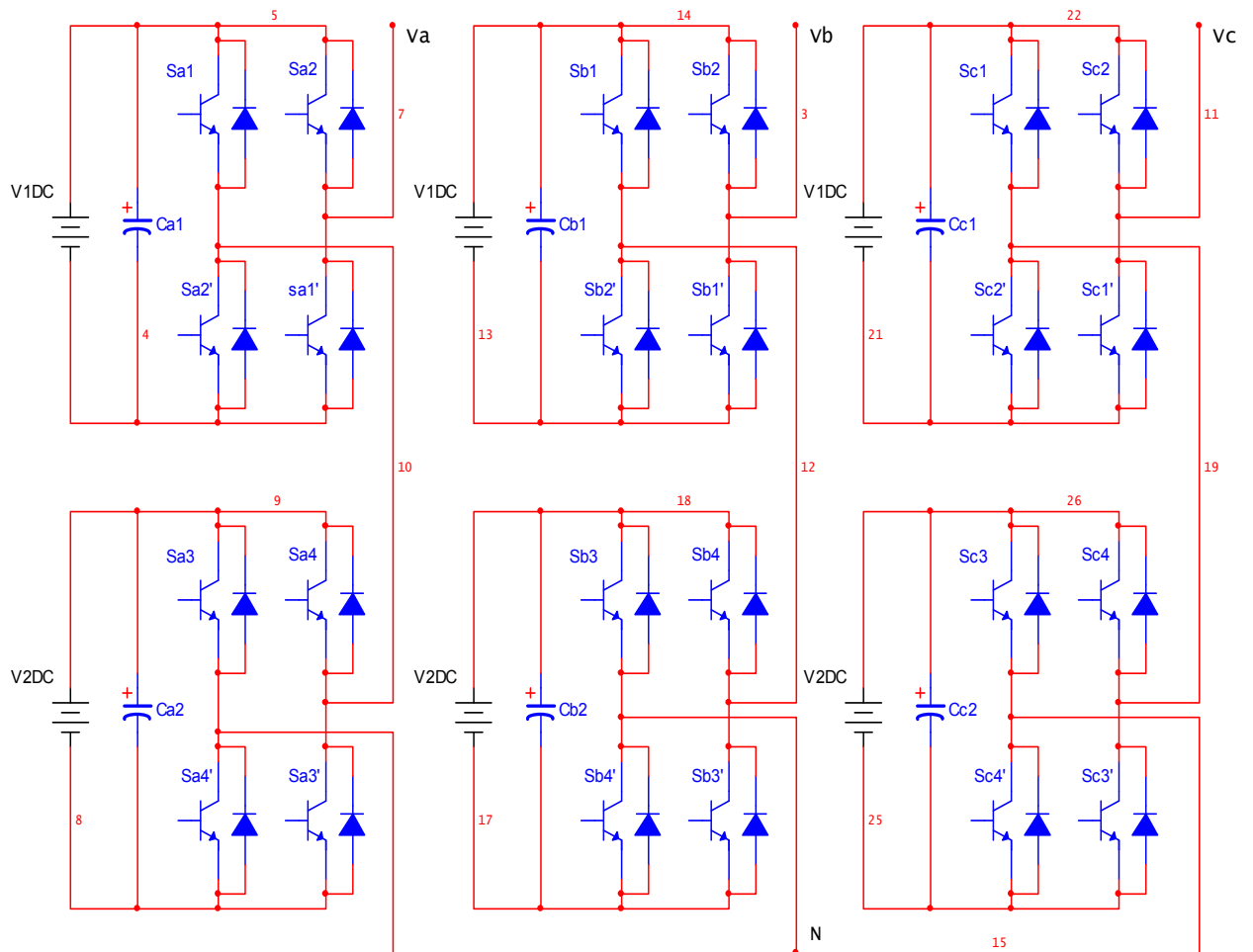
	Διακοπτική κατάσταση							
	Sa1	Sa2	Sa3	Sa4	Sa1'	Sa2'	Sa3'	Sa4'
-VDC/4	1	0	0	0	1	1	1	0
	0	0	0	1	0	1	1	1
	0	0	1	0	1	0	1	1
-VDC/2	0	0	0	0	1	1	1	1
0	1	1	0	0	1	1	0	0
	0	0	1	1	0	0	1	1
	1	0	1	0	1	0	1	0
	1	0	0	1	0	1	1	0
	0	1	0	1	0	1	1	0
	0	1	1	0	0	1	0	1
VDC/4	1	1	1	0	1	0	0	0
	0	1	1	1	0	0	0	1
	1	0	1	1	0	0	1	0
VDC/2	1	1	1	1	0	0	0	0

Παρατηρούμε ότι σχετικά με τον αντιστροφέα με διόδους περιορισμού, στην μέθοδο του αντιστροφέα με αιωρούμενους πυκνωτές υπάρχουν περισσότεροι διακοπτικοί συνδυασμοί για τα ίδια επίπεδα φασικής τάσης εξόδου. Έτσι έχουμε το πλεονέκτημα ότι μπορούμε να εξισορροπούμε καλύτερα τις τάσεις στα άκρα των πυκνωτών, υπάρχουν όμως και τα πλεονεκτήματα όπως το ρεύμα εκκίνησης των αιωρούμενων πυκνωτών και επίσης ότι πρέπει αυτοί να μπορούν να διαρρέονται από ρεύμα πλήρους φορτίου.

3.2.3)ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΕΝ ΣΕΙΡΑ ΣΥΝΔΕΣΗ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ (CASCADED CELL MULTILEVEL INVERTER - CCMLI)

Η συγκεκριμένη τοπολογία αντιστροφέα αποτελείται από μια εν σειρά σύνδεση των AC ακροδεκτών εξόδου ξεχωριστών μοναφασικών (πλήρους γέφυρας) ή τριφασικών αντιστροφέων. Κάθε υπομονάδα του συστήματος απαιτεί μια ξεχωριστή πηγή DC τάσης και αυτές μπορεί να είναι είτε μπαταρίες , είτε κυψέλες υδρογόνου και φωτοβολταικά στοιχεία. Η φασική τάση εξόδου , όπως είναι φυσικό λόγω της σύνδεσης σε σειρά, είναι το άθροισμα των πολικών τάσεων των αντιστροφέων πλήρους γέφυρας του συστήματος. Στο παρακάτω κύκλωμα (3.2.3.1) παρουσιάζεται ένας τριφασικός αντιστροφέας με εν σειρά σύνδεση αντιστροφέων πέντε επιπέδων. Κάθε υπομονάδα του αντιστροφέα πλήρους γέφυρας πάρει τρία επίπεδα τάσης εξόδου (-VDC , 0 , VDC) ανάλογα με τους διακοπτικούς συνδυασμούς των τεσσάρων διακοπτικών του στοιχείων S_{x1} , S_{x2} $S_{x1'}$, $S_{x2'}$. Αν N_s συμβολίζεται ο αριθμός των διαφόρων DC πηγών εισόδου ανά φάση , τότε ο αριθμός των επιπέδων της φασικής τάσης δίνεται από τον τύπο $n= 2N_s + 1$.

3.2.3.1



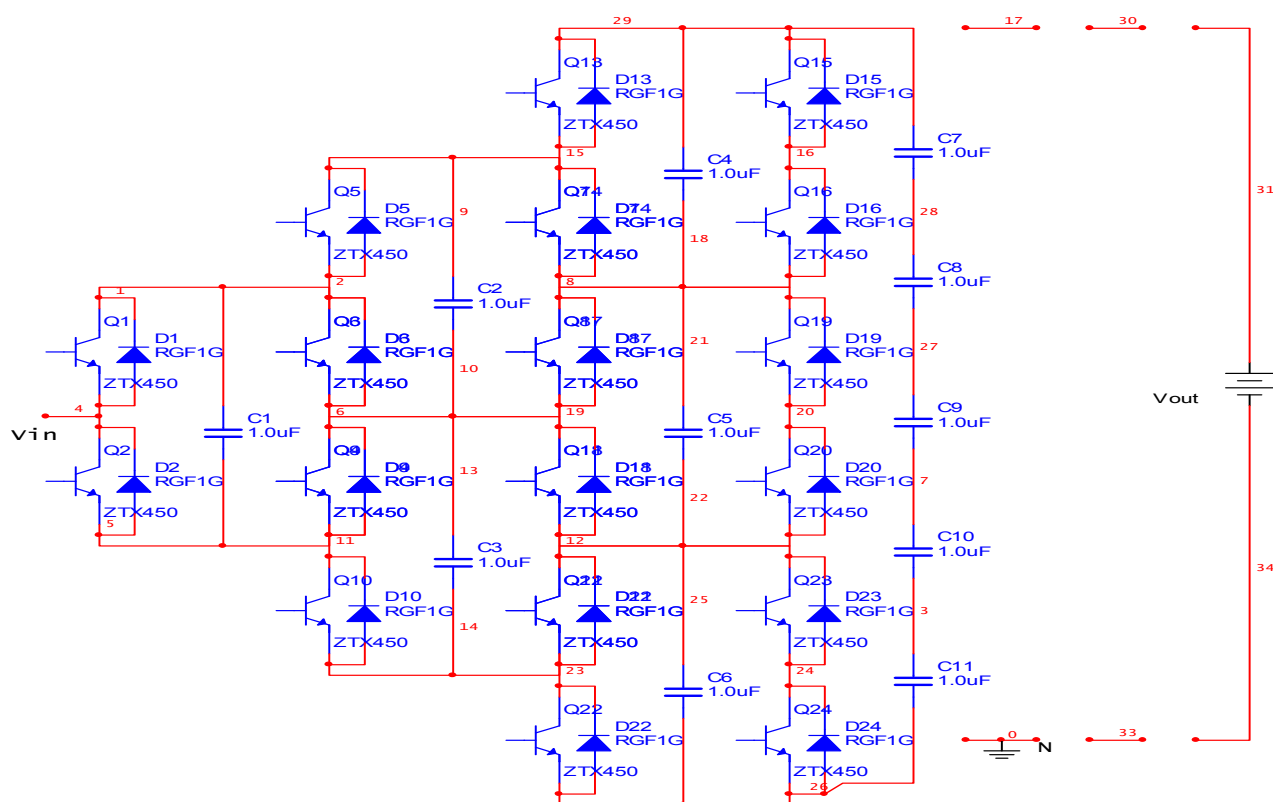
τριφασικός αντιστροφέας με εν σειρά σύνδεση αντιστροφέων πέντε επιπέδων

Παρατηρούμε την μεγάλη ευελιξία στην πραγματοποίηση του κυκλώματος, επειδή κάθε δομικό στοιχείο του έχει την ίδια κατασκευή και έτσι ο αριθμός των επιπέδων τάσης εξόδου αλλάζει απλά προσθέτοντας ή αφαιρώντας τις υπομονάδες πλήρους γέφυρας. Σχετικά με τον έλεγχο της τάσης εξόδου είναι αναμενόμενο ότι, επειδή η τοπολογία αυτή χρησιμοποιεί περισσότερες από μια υπομονάδες ανά φάση, χρειαζόμαστε παραπάνω από ένα σήματα φορέα ανά φάση για την δημιουργία των κατάλληλων σημάτων έναυση των διακοπτικών στοιχείων. Έτσι χρησιμοποιείται η τεχνική Phase-Shifted SPWM. Η διαφορά αυτής, σχετικά με την τεχνική διαμόρφωσης SPWM που έχουμε ήδη αναλύσει, είναι ότι χρησιμοποιεί περισσότερα από ένα σήματα φορέα (ο αριθμός των σημάτων φορέα ανά φάση είναι ίσος με τον αριθμό των υπομονάδων ανά φάση λειτουργίας) και τα σήματα αυτά είναι φυσικά μετατοπισμένα μεταξύ τους κατά $\Phi = (180 / N_s)^\circ$.

3.2.4) ΓΕΝΙΚΕΥΜΕΝΗ ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ (GENERALIZED MULTILEVEL INVERTER TOPOLOGY - GMLIT)

Στο Σχήμα (3.2.4.1) απεικονίζεται ένα κύκλωμα της γενικευμένης τοπολογίας αντιστροφέα πολλαπλών επιπέδων. Στην ουσία πρόκειται για τον κλασικό αντιστροφέα δύο επιπέδων που αναπτύσσεται οριζόντια παίρνοντας την γεωμετρική μορφή πυραμίδας. Έτσι η τάση στα άκρα κάθε ημιαγωγικής διάταξης (διακόπτη ή διόδου) με την τάση στα άκρα κάθε πυκνωτή, δεν ξεπερνά την τιμή $V_{DC}/(n-1)$, όπου n ο αριθμός των επιπέδων τάσης εξόδου και για αυτόν τον λόγο μας δίνεται η δυνατότητα εξισορρόπησης της τάσης χωρίς την χρησιμοποίηση πρόσθετου κυκλώματος ελέγχου. Αντίθετα, υπάρχει το πλεονέκτημα ότι το κύκλωμα γίνεται ιδιαίτερα δαπανηρό και πολύπλοκο με την προσθήκη τόσο μεγάλου αριθμού πυκνωτών και ημιαγωγικών στοιχείων σχετικά με τις προηγούμενες τρεις κατηγορίες αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων.

3.2.4.1



γενικευμένης τοπολογίας αντιστροφέα πολλαπλών επιπέδων

Συμπεράσματα

Μετά το τέλος της ανάλυσης των τεχνολογιών των αντιστροφεία τάσης πολλαπλών επιπέδων οδηγούμαστε στα δύο εξής συμπεράσματα :

- Στην τοπολογία αντιστροφεία με αιωρούμενους πυκνωτές , το κύκλωμα ελέγχου είναι το πιο περίπλοκο γιατί χρησιμοποιεί τους περισσότερους ηλεκτρολυτικούς πυκνωτές, των οποίων η τάση θα πρέπει να είναι σταθερή. Αντίθετα η τοπολογία του αντιστροφεία με εν σειρά σύνδεση αντιστροφείων έχει το ευκολότερο κύκλωμα ελέγχου διότι χρησιμοποιεί μόνο τον αντιστροφεία πλήρους γέφυρας.
- Εκτός της μεθόδου αντιστροφεία με διόδους περιορισμού (που χρησιμοποιεί $(n-1)$ $(n-2)$ διόδους περιορισμού) οι υπόλοιπες τοπολογίες χρησιμοποιούν τον ίδιο αριθμό ημιαγωγικών διακοπών ανά φάση . Επίσης , επειδή η τοπολογία του αντιστροφεία με εν σειρά σύνδεση αντιστροφείων χρησιμοποιεί τον μικρότερο αριθμό ημιαγωγικών διατάξεων, υπολογίζουμε πως το κόστος κατασκευής αυτής της τοπολογίας θα είναι το πιο χαμηλό.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΠΑΛΜΩΝ

Όπως έχουμε προαναφέρει , είναι απαραίτητη η χρήση μιας τεχνικής διαμόρφωσης παλμών για διάφορους λόγους όπως τον έλεγχο την τάση εξόδου , την μείωση ή ακόμα και εξάλειψη των ανεπιθύμητων (ανωτέρων) αρμονικών και την ελαχιστοποίηση των απωλειών ισχύος .Οι κυριότερες τεχνικές διαμόρφωσης , οι οποίες αποτελούν την βάση των διακοπτικών στρατηγικών οδήγησης των αντιστροφέων είναι οι εξής :

1. Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation , SPWM , ή Subharmonic Natural Pulse Width Modulation). Με αυτή την τεχνική επιτυγχάνεται επίσης και έλεγχος της τάση εξόδου.
2. Διαμόρφωση εύρους παλμών με επιλεκτική εξάλειψη αρμονικών (Selective Harmonic Eliminated Pulse Width Modulation , SHEPWM).
3. PWM διαμόρφωση με χωριστά διανύσματα (Space Vector Pulse Width Modulation , SVPWM).
4. Διαμόρφωση << Δ >> (Delta Modulation).

Από τις τέσσερις αυτές τεχνικές , οι πιο πολλές πραγματοποιούν μόνο τον περιορισμό των αρμονικών ενώ κάποιες καταφέρνουν να συνδυάσουν περισσότερους από ένα στόχους. Ακολουθεί ανάλυση των τεσσάρων τεχνικών.

4.1) Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation , SPWM , ή Subharmonic Natural Pulse Width Modulation). Με αυτή την τεχνική επιτυγχάνεται επίσης και έλεγχος της τάσης εξόδου.

Η μέθοδος SPWM αποτελεί την πιο συνηθισμένη και ίσως πιο χρήσιμη από τις μεθόδους διαμόρφωσης των διακοπτικών παλμών . Η συγκεκριμένη τεχνική έχει τα εξής πλεονεκτήματα :

- Προσφέρει απόλυτο έλεγχο της RMS τιμής της τάσης εξόδου.
- Η μορφή της κυματομορφής εξόδου πλησιάζει την επιθυμητή ημιτονοειδή μορφή.
- Περιορίζει την αρμονική παραμόρφωση της εξόδου.
- Όταν χρησιμοποιείται ο αντιστροφέας για την οδήγηση ηλεκτρικών μηχανών , η αύξηση της θερμοκρασίας και η παρασιτική ροπή είναι πολύ χαμηλές.

Για την κατανόηση της λειτουργίας του θεωρούμε ότι έχουμε ένα τριφασικό αντιστροφέα. Αρχικά , υπάρχει μια τριγωνική κυματομορφή φορέα (με συχνότητα F_c και πλάτος A_c) και τρεις ημιτονικές κυματομορφές αναφοράς (μία για κάθε φάση του αντιστροφέα , με διαφορά φάσης 120° μεταξύ τους και ίση συχνότητα F_r και πλάτος A_r). Οι κυματομορφές αυτές παράγονται από συγχρονισμένες γεννήτριες κυματομορφών , που αποτελούν το κύκλωμα ελέγχου του αντιστροφέα. Στην μέθοδο αυτή μας ενδιαφέρουν δύο συντελεστές :

α) ο λόγος $F_{nc}=F_c/F_r$, που ονομάζεται ανηγμένη συχνότητα φορέα (frequency ratio).

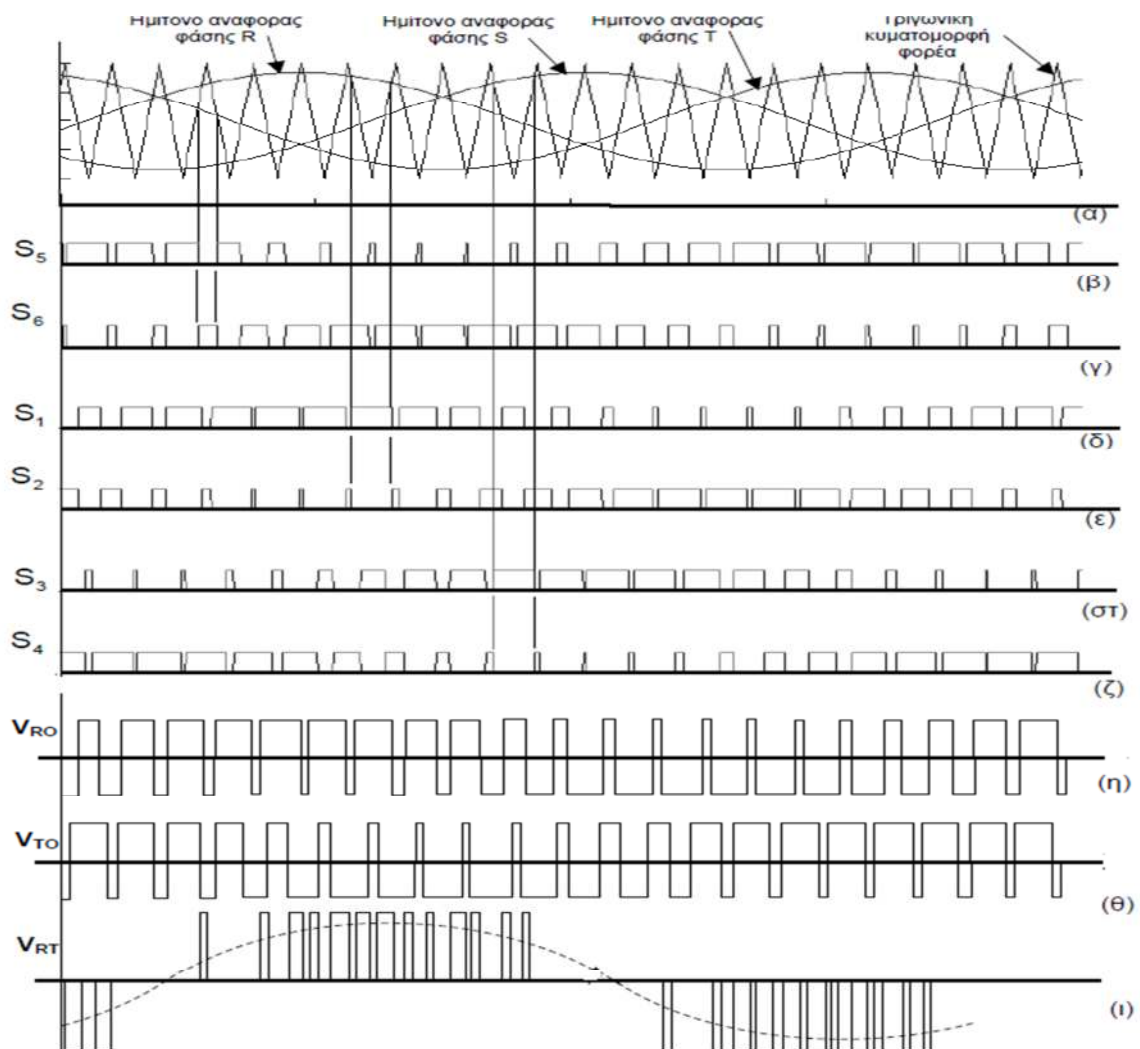
β) ο λόγος $M=A_r/A_c$, που ονομάζεται δείκτης διαμόρφωσης(modulation index) .

Στην είσοδο του κάθε συγκριτή (τρεις συνολικά) που χρησιμοποιούνται , εφαρμόζεται το σήμα φορέα και κάθε ένα από τα τρία σήματα αναφοράς.

Η έξοδος αυτού είναι ένας παλμός δύο καταστάσεων (διαμορφωμένοι κατά SPWM παλμοί) και προκύπτει ανάλογα με τα σημεία τομής των δύο αυτών κυματομορφών και τα σημεία αυτά καθορίζονται από την τιμή του δείκτη διαμόρφωσης .

Η μορφή αυτών των παλμοσειρών καθορίζει τις φασικές και πολικές εξόδους του αντιστροφέα. Στο πιο κάτω σχήμα (4.1.1) παρουσιάζονται οι κυματομορφές αναφοράς και φορέα (α) , οι παλμοσειρές των διακοπτικών στοιχείων διαμορφωμένες κατά SPWM (β- ζ) που βλέπουμε ότι οι διακόπτες είναι ζευγάρια και είναι συμπληρωματικοί μεταξύ τους , οι φασικές τάσεις των φάσεων R (εκ των παλμών στους διακόπτες S1 ,S2) (η) και T (εκ των παλμών στους διακόπτες S5, S6) (θ) και η πολική τάση $V_{RT} = V_{R0} - V_{T0}$ (ι).

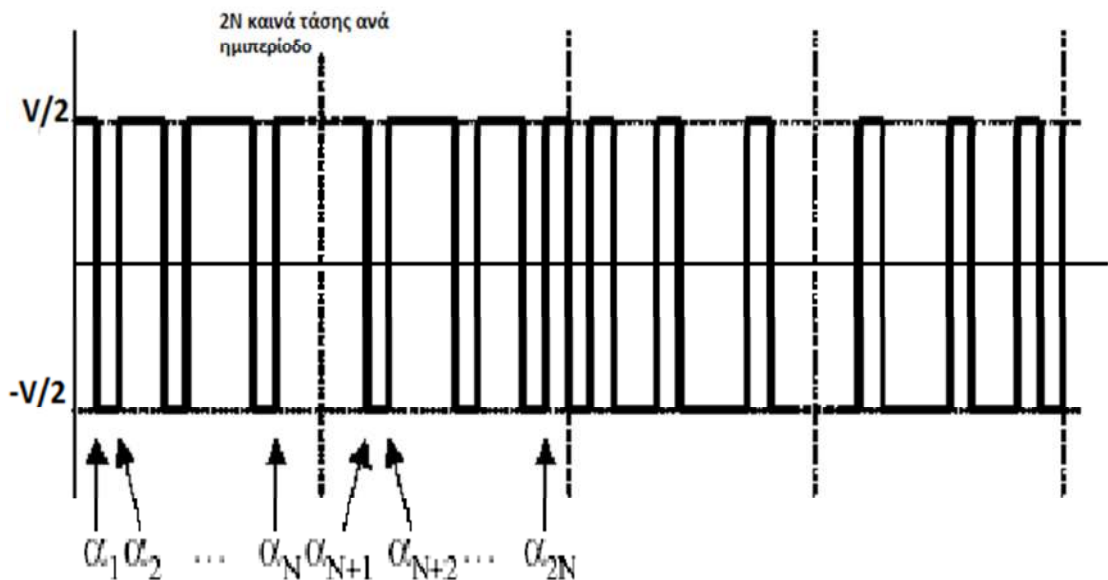
4.1.1



4.2) Διαμόρφωση εύρους παλμών με επιλεκτική εξάλειψη αρμονικών (Selective Harmonic Eliminated Pulse Width Modulation , SHEPWM).

Με την χρήση αυτής της τεχνικής μπορούμε να εξαλείψουμε ένα αριθμό ανώτατων αρμονικών συνιστωσών από το εύρος συχνοτήτων της τάσης εξόδου. Η μέθοδος αυτή λειτουργεί δημιουργώντας ζευγάρια από συμμετρικά τοποθετημένα καινά τάσης σε κάθε ημιπερίοδο του τετραγωνικού παλμού ελέγχου. Στο ακόλουθο σχήμα (4.2.1) απεικονίζεται η βασική μορφή αυτής της τεχνολογίας , όπου είτε για τριφασικό είτε για μονοφασικό αντιστροφέα ημιγέφυρας δημιουργούνται $2N$ καινά τάσης (δηλαδή N συμμετρικά ζεύγη καινών) σε κάθε ημιπερίοδο των τροφοδοτούμενων παλμών.

4.2.1

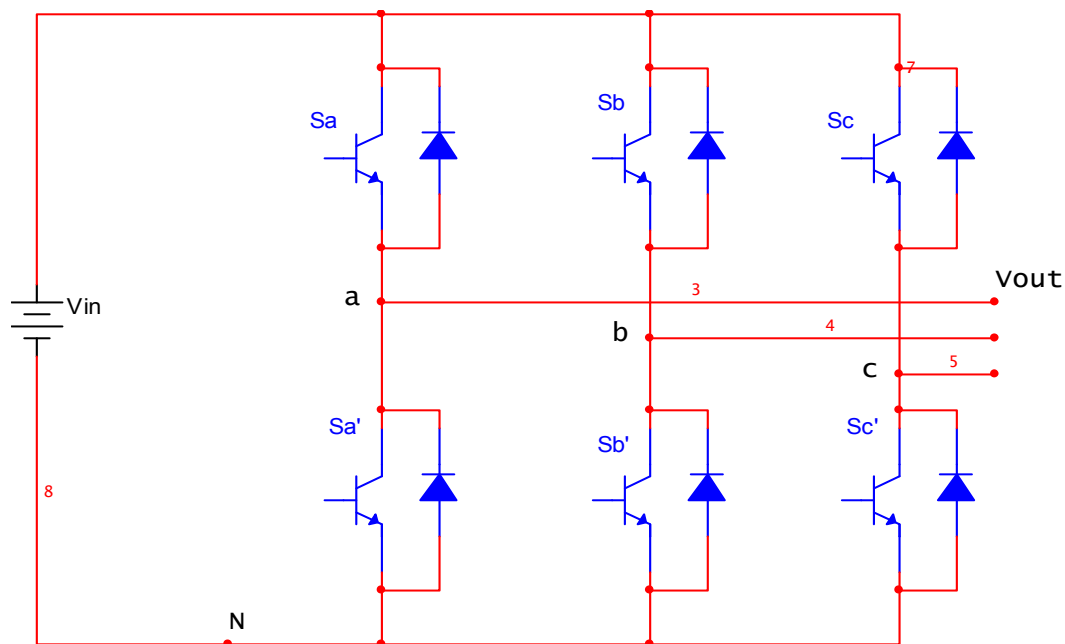


Η παρούσα τεχνική μπορεί να πολλές δυνατότητες για την εξάλειψη των ανωτέρων , έχει όμως το σημαντικό μειονέκτημα της δυσκολίας ελέγχου της τάσης εξόδου. Αυτό γίνεται διότι με την τεχνική αυτή δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί παράλληλα PWM , γιατί οι γωνίες α πρέπει να διατηρούνται πάντα σταθερές κατά την διάρκεια λειτουργίας του αντιστροφέα , ώστε να επιτυγχάνεται η εξάλειψη των επιθυμητών αρμονικών. Για τον αντιστροφέα πλήρους γέφυρας , μπορούμε να πραγματοποιήσουμε έλεγχο της τάσης εξόδου μετατοπίζοντας τους παλμούς έναυσης της μίας ημιγέφυρας σε σχέση με τους παλμούς έναυσης της άλλης. Όταν έχουμε αντιστροφέα πολλαπλών επιπέδων , το εύρος χρησιμοποίησης της μεθόδου αυτής περιορίζεται σε 3 επίπεδα λόγω της αδυναμίας αποδοτικής επίλυσης του συστήματος που προκύπτει.

4.3) PWM διαμόρφωση με χωριστά διανύσματα (Space Vector Pulse Width Modulation , SVPWM).

Πρόκειται για μια μέθοδο που πραγματοποιεί μια τεχνική εναλλαγής των τριών επάνω διακοπτικών στοιχείων ενός τριφασικού αντιστροφέα τάσης(4.3.1) και χρησιμοποιείται για την οδήγηση και τον έλεγχο επαγωγικών κινητήρων.

4.3.1



Για να κατανοήσουμε την μέθοδο πρέπει πρώτα να κάνουμε μία αναφορά στον μετασχηματισμό Clarke , που βασίζεται στην λειτουργία του διανυσματικού ελέγχου. Η λογική του μετασχηματισμού αυτού είναι να μετατρέπει μεταβλητές από συμμετρικό τριφασικό σύστημα σε συμμετρικό διφασικό ορθογώνιο στατικό σύστημα αναφοράς. Το σύστημα αυτό αναλύεται με τις παρακάτω δυο εξισώσεις (1) :

- $X_d = X_a$
- $X_q = (2X_b + X_a) / \sqrt{3}$

Όπου X_a, X_b, X_c οι μεταβλητές του τριφασικού συμμετρικού συστήματος εισόδου και X_d, X_q οι μεταβλητές του συμμετρικού διφασικού ορθογώνιου στατικού συστήματος εξόδου.

Δηλαδή στην ουσία οι τρεις ημιτονικές φάσεις ίδιου πλάτους (A) και συχνότητας(F) με διαφορά 120° μεταξύ τους μετασχηματίζονται σε δυο, διατηρώντας το αρχικό πλάτος και την συχνότητα αλλά με φασική διαφορά 90° μεταξύ τους. Πλέον για τις μεταβλητές εισόδου και εξόδου ισχύουν οι παρακάτω εξισώσεις (2) :

- $X_a = X_d = A \sin(\omega t)$
- $X_q = A \sin(\omega t + \pi/2)$
- $X_b = A \sin(\omega t + 2\pi/3)$
- $X_c = A \sin(\omega t - 2\pi/3)$

Για τους επάνω τρεις διακόπτες του τριφασικού αντιστροφέα υπάρχουν $2^3 = 8$ δυνατοί συνδυασμοί των καταστάσεων on-off . Στον παρακάτω πίνακα(4.3.2) φαίνονται αυτές οι καταστάσεις και συναρτήσεις αυτών και του ουδετέρου σημείου N έχουμε τις ακόλουθες φασικές και πολικές τάσεις.

4.3.2

a	b	c	V_{aN}	V_{bN}	V_{cN}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ac}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$2V_{in}/3$	$-V_{in}/3$	$-V_{in}/3$	V_{in}	0	$-V_{in}$
0	1	0	$-V_{in}/3$	$2V_{in}/3$	$-V_{in}/3$	$-V_{in}$	V_{in}	0
1	1	0	$V_{in}/3$	$V_{in}/3$	- $2V_{in}/3$	0	V_{in}	$-V_{in}$
0	0	1	$-V_{in}/3$	$-V_{in}/3$	$2V_{in}/3$	0	$-V_{in}$	V_{in}
1	0	1	$V_{in}/3$	- $2V_{in}/3$	$V_{in}/3$	V_{in}	$-V_{in}$	0
0	1	1	- $2V_{in}/3$	$V_{in}/3$	$V_{in}/3$	$-V_{in}$	0	V_{in}
1	1	1	0	0	0	0	0	0

Σύμφωνα με τις εξισώσεις (1) και (2) οι σχέσεις που περιγράφουν τις μεταβλητές εισόδου και εξόδου σε είναι :

$$V_{sa} = V_{aN}$$

$$V_{sb} = (2V_{bN} + V_{aN}) / \sqrt{3}$$

Και σε μορφή πίνακα :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix}$$

Στον παρακάτω πίνακα(4.3.3) κάνουμε την αντιστοιχία μεταξύ των διακοπτικών καταστάσεων των και των μετασχηματισμένων τάσεων (V_{sa} , V_{sb}). Οι τιμές αυτές ονομάζονται στοιχεία των βασικών χωρικών διανυσμάτων και είναι τα επιθυμητά σήματα ελέγχου για τις διακοπτικές διατάξεις. Η μέθοδος αυτή έχει ως σκοπό να προσεγγίσει ένα επιθυμητό διάνυσμα εξόδου U_{out} , για συγκεκριμένη χρήση του αντιστροφέα μας , δημιουργώντας το συνδιασμούς των βασικών χωρικών διανυσμάτων.

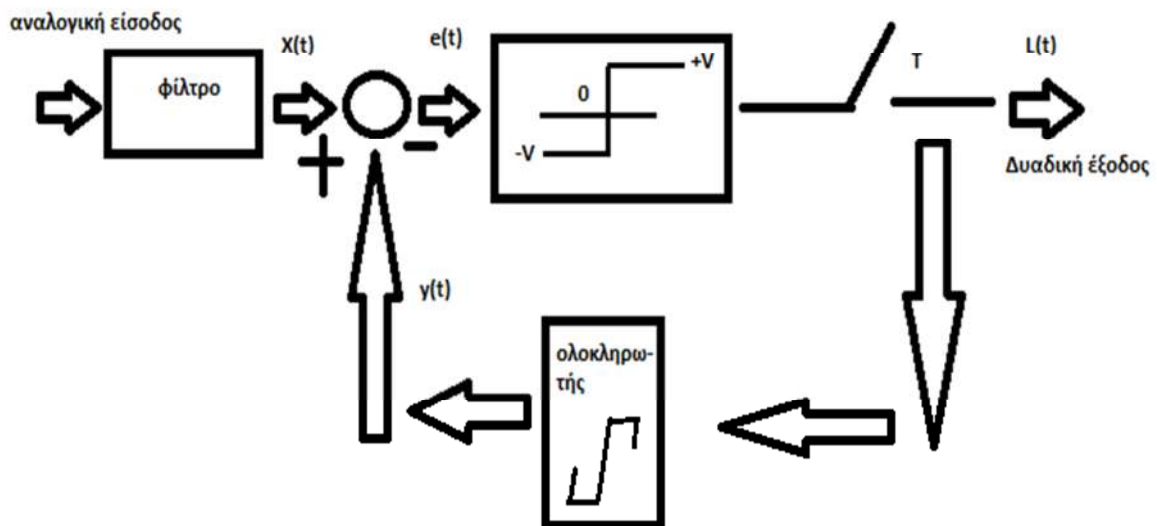
4.3.3

a	b	c	V_{sa}	V_{sb}	διάνυσμα
0	0	0	0	0	0_0
1	0	0	$2V_{in}/3$	0	U_0
0	1	0	$-V_{in}/3$	$V_{in}/\sqrt{3}$	U_{120}
1	1	0	$V_{in}/3$	$V_{in}/\sqrt{3}$	U_{60}
0	0	1	$-V_{in}/3$	$-V_{in}/\sqrt{3}$	U_{240}
1	0	1	$V_{in}/3$	$-V_{in}/\sqrt{3}$	U_{300}
0	1	1	$-2V_{in}/3$	0	U_{180}
1	1	1	0	0	O_{111}

4.4) Διαμόρφωση << Δ >> (Delta Modulation).

Η διαμόρφωση <<Δ>> καθώς και η πιο σύγχρονη αυτής <<Σ-Δ>> ανήκουν στην κατηγορία της διαμόρφωσης πυκνωτικών παλμών (Pulse Density Modulation , PDM) και εφαρμόζεται τις περισσότερες φορές όταν επιθυμούμε έλεγχο του ρεύματος εξόδου. Σε αυτή την μέθοδο προσαρμόζουμε αναλογικά σήματα σε ψηφιακές εφαρμογές. Στο παρακάτω σχήμα (4.4.1) απεικονίζεται η διάταξη του του. Όπως βλέπουμε , ο διαμορφωτής μετατρέπει ένα ζωνοπεταρό αναλογικό σήμα σε $x(t)$ σε μια δυαδική έξοδο $L(t)$. Το σήμα εξόδου , μέσω ενός ολοκληρωτή , ανατροφοδοτείται στην είσοδο $y(t)$ και εκεί μέσω ενός αθροιστή δημιουργείται η διαφορά του $e(t)$, σε σχέση με το σήμα αναφοράς V_T . Το σήμα εξόδου $L(t)$ είναι μια πολυεπίπεδη παλμοσειρά πλάτους $\pm V$ volts και συχνότητας $1/T$, που περικλείεται γύρω από το σήμα αναφοράς. Βλέπουμε ότι το σήμα διαφοράς μετατρέπεται σε ένα σήμα επιπέδων $\pm V$ volts. Η μετατροπή αυτή πραγματοποιείται από έναν συγκριτή.

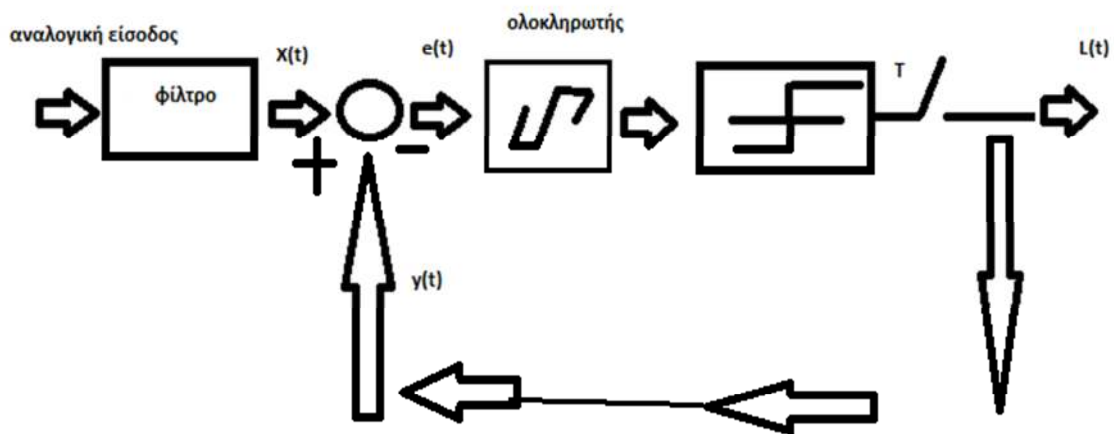
4.4.1



Διάταξη διαμόρφωσης <<Δ>>

Η τοπολογία της διαμόρφωσης <<Σ-Δ>> προκύπτει αν τοποθετήσουμε ακόμα έναν επιπλέον ολοκληρωτή στη διάταξη της <<Δ>>. Για να αποφύγουμε την χρήση δύο ολοκληρωτών τοποθετούμε τον ολοκληρωτή μετά την συνάρτηση μεταφοράς λόγω της σχέσης $\int x(t)dt - \int L(t)dt = \int e(t)dt$. Παρατηρούμε ότι πλέον μειώνεται το επίπεδο θορύβου στο κύκλωμα λόγω της μετατροπής του σήματος και επίσης το φάσμα του σήματος σφάλματος $e(t)$ μετατοπίζεται προς υψηλότερες συχνότητες κ με την προσθήκη ενός φίλτρου εξόδου μειώνονται κατά πολύ οι αρμονικές συνιστώσες της εξόδου. Στο σχήμα (4.4.2) παρουσιάζεται η διάταξη της διαμόρφωσης <<Σ-Δ>>.

4.4.2

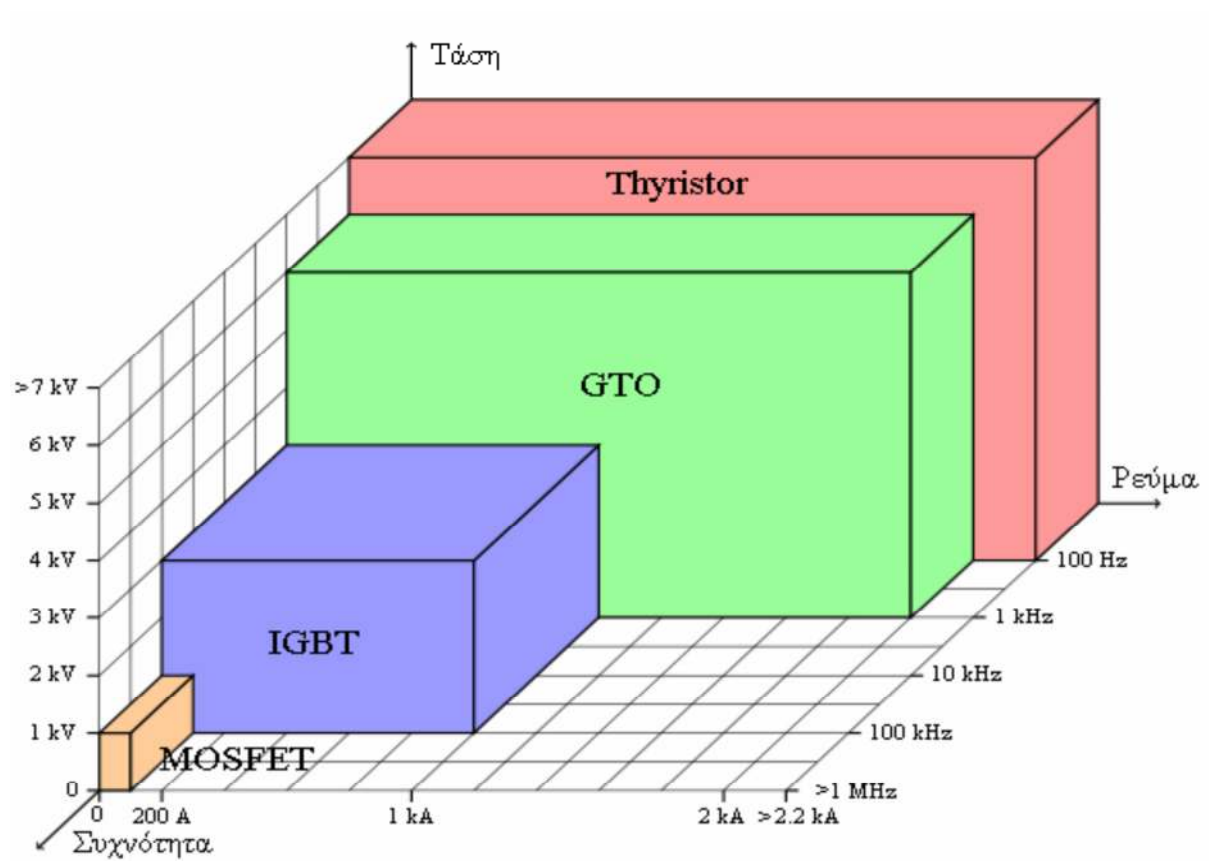


Διάταξη διαμόρφωσης <<Δ>>

ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ

Σε αυτό το κεφάλαιο θα αναλύσουμε το κατασκευαστικό μέρος του μονοφασικού αντιστροφέα και θα αναλύσουμε τα επιμέρους τμήματα που τον συνθέτουν.

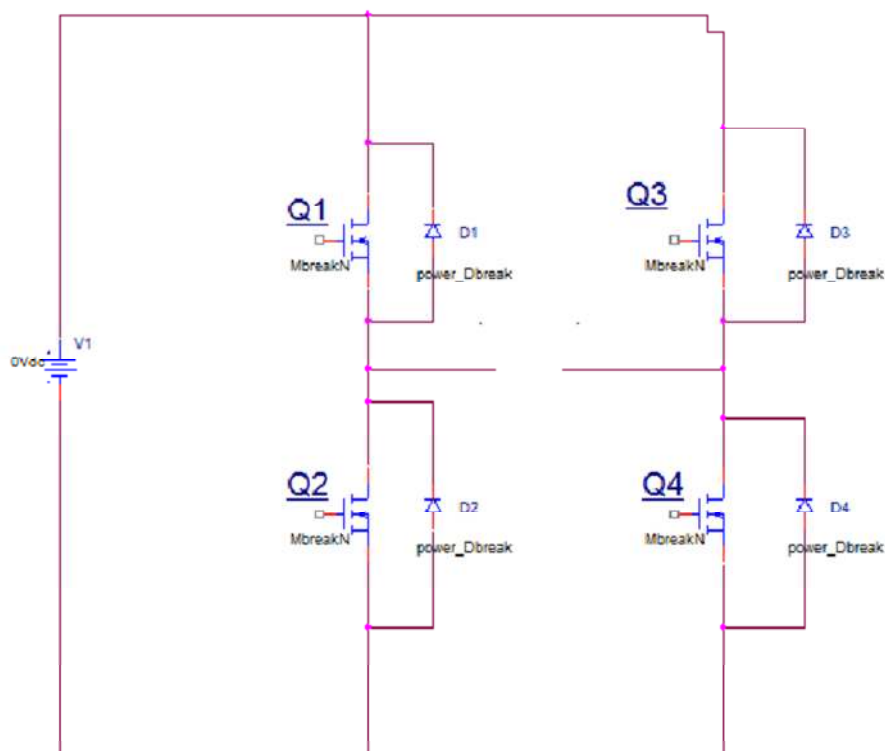
5.8



5.1) ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΗ ΓΕΦΥΡΑ

Το βασικότερο στοιχείο για αυτό το κομμάτι του αντιστροφέα είναι η επιλογή του κατάλληλου διακοπτικού στοιχείου. Η τελική επιλογή του γίνεται λαμβάνοντας υπόψιν τα μεγέθη της τάσης και του ρεύματος αλλά και την συχνότητα διακοπής του κυκλώματος μας. Έτσι αποφασίσαμε να χρησιμοποιήσουμε το mosfet ως διακοπτικό στοιχείο για την κατασκευή μας, λόγω των θετικών χαρακτηριστικά του. Η οδήγηση του με τάση γίνεται χωρίς να καταναλώνει ρεύμα στην είσοδο του και παράλληλα μπορεί να διαχειρίζεται υψηλές τάσεις και ρεύματα σε πολύ μεγάλες συχνότητες έχοντας και πολύ υψηλές ταχύτητες μεταγωγής. Για την γέφυρα θα χρειαστούμε τέσσερα mosfets. Η τοπολογία (σχήμα 5.1.1) της είναι η εξής σχήμα : Αποτελείται από 2 ζευγάρια mosfets, παράλληλα συνδεδεμένα μεταξύ τους. Το κάθε ζεύγος έχει συνδεδεμένα σε σειρά δύο mosfets και παράλληλα στο καθένα υπάρχει και από μια δίοδος ελεύθερης διέλευσης

5.1.1

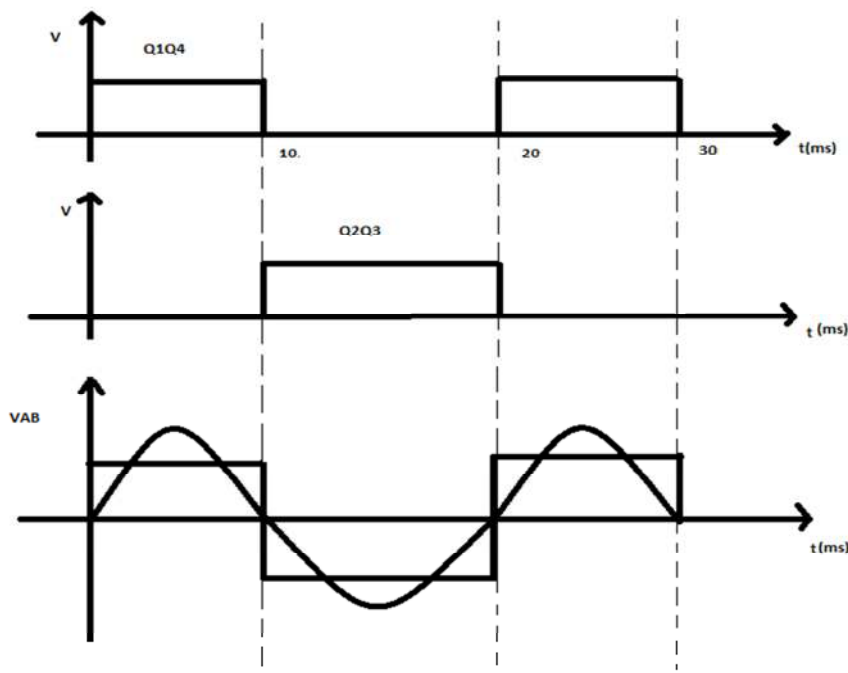


Μονοφασική πλήρης γέφυρα αντιστροφέα

5.2) ΚΥΚΛΩΜΑ ΟΔΗΓΗΣΗΣ

Επιλέγουμε ο αντιστροφέας μας να είναι έχει συχνότητα εξόδου 50Hz. Έτσι προκύπτει ότι η διάρκεια της περιόδου θα είναι 20ms ($T = 1/F = 1/50\text{Hz} \Rightarrow T = 20\text{ms}$). Σύμφωνα με την διάταξη της γέφυρας, τα mosfets που είναι σε σειρά μεταξύ τους (Q1 με Q2 και Q3 με Q4) δεν μπορούν να δεχτούν παράλληλα σήμα οδήγησης γιατί έτσι <<βραχυκυκλώνεται >> το φορτίο την εισόδου και δεν έχουμε τάση στην έξοδο. Έτσι, για να υπάρξει διαφορά δυναμικού στην έξοδο, θα πρέπει σε κάθε διάστημα της περιόδου να δέχονται σήμα οδήγησης, σαν ζεύγος, ένα από τα mosfets του κόμβου A με ένα από αυτά του κόμβου B. Στο πιο κάτω διάγραμμα (σχήμα 5.2.1) βλέπουμε πως παράγεται η τάση εξόδου σχετικά με το σήμα των παλμών έναυσης στα mosfets. Παρατηρούμε ότι επειδή τα Q1 και Q4 είναι θετικά συνδεδεμένα στην πηγή τροφοδοσίας έχουμε θετική τάση εξόδου, ενώ αντίθετα τα Q2 και Q3 είναι συνδεδεμένα αρνητικά για αυτό και η αρνητική τάση εξόδου.

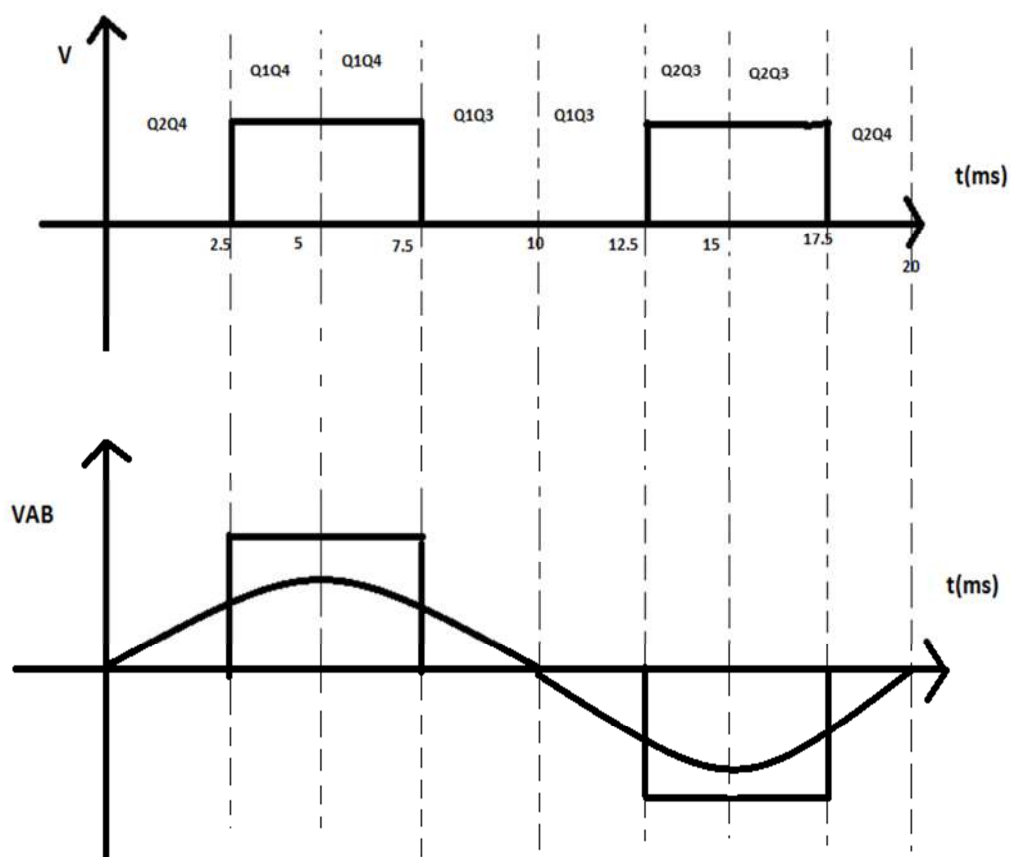
5.2.1



Παραγωγή τάσης εξόδου σε σχέση με τα mosfets

Διαιρούμε την περίοδο σε 8 ίσα τμήματα ($20\text{ms} / 8 = 2.5 \text{ ms}$) και επιλέγουμε να σε κάθε ένα από αυτά να έχουμε παλμό οδήγησης στα ζεύγη των mosfets όπως φαίνεται πιο κάτω (σχήμα 5.2.2).

5.2.2



Διαίρεση της περιόδου σε 8 ίσα τμήματα και παραγωγή τάσης εξόδου

Στα 8 αυτά διαστήματα ελέγχουμε την κατάσταση των mosfets στέλνοντας τους τον κατάλληλο παλμό οδήγησης τους , κάθε φορά. Για τα 8 αυτά διαστήματα χρειαζόμαστε 3 δυαδικές εισόδους διότι $2^{\chi}=8 \Rightarrow \chi=3$. Στον παρακάτω πίνακα (5.2.3) εξετάζουμε την κατάσταση των τεσσάρων mosfet (Q1, Q2, Q3,Q4) μας σε κάθε ένα από τα 8 χρονικά διαστήματα που δημιουργούν οι 3 δυαδικές εισοδοι μας (Y, Z, W).

5.2.3

Διάστημα(ms)	Είσοδοι			Έξοδοι			
	Y	Z	W	Q1	Q2	Q3	Q4
2,5	0	0	0	0	1	0	1
5	0	0	1	1	0	0	1
7,5	0	1	0	1	0	0	1
10	0	1	1	1	0	1	0
12,5	1	0	0	1	0	1	0
15	1	0	1	0	1	1	0
17,5	1	1	0	0	1	1	0
20	1	1	1	0	1	0	1

Κατόπιν σχεδιάζουμε τον πίνακα Καρνώ για κάθε μία από τις 4 εξόδους θέτοντας ως 1 την κατάσταση που άγει το mosfet και ως 0 αυτή που δεν άγει. Έπειτα την εκφράζουμε ως άθροισμα γινομένων.

- Για το Q1 mosfet :

5.2.4

	Z'W'	Z'W	ZW	ZW'
Y'	0	1	1	1
Y	1	0	0	0

$$Q1 = YZ'W' + Y'W + Y'Z .$$

Βλέπουμε όμως ότι μόνο στο δεύτερο και τρίτο διάστημα έχουμε τάση εξόδου , και παρατηρούμε ότι τελικά **$Q1 = Y'Z'W + Y'ZW' = Y'(Z \text{ XOR } W)$** με την βοήθεια της άλγεβρας boole.

- Για το Q2 mosfet :

5.2.5

	Z'W'	Z'W	ZW	ZW'
Y'	1	0	0	0
Y	0	1	1	1

$$Q2 = Y'Z'W' + YW + YZ .$$

Βλέπουμε όμως ότι μόνο στο έκτο και έβδομο διάστημα έχουμε τάση εξόδου , και παρατηρούμε ότι τελικά **$Q2 = YZ'W + YZW' = Y(Z \text{ XOR } W)$** με την βοήθεια της άλγεβρας boole.

- Για το Q3 mosfet :

5.2.6

	Z'W'	Z'W	ZW	ZW'
Y'	0	0	1	0
Y	1	1	0	1

$$Q3 = Y'ZW + YZ' + YZW' .$$

Βλέπουμε όμως ότι μόνο στο έκτο και έβδομο διάστημα έχουμε τάση εξόδου , και παρατηρούμε ότι τελικά **$Q3 = YZ'W + YZW' = Y(Z \text{ XOR } W)$** με την βοήθεια της άλγεβρας boole.

- Για το Q4 mosfet :

5.2.7

	Z'W'	Z'W	ZW	ZW'
Y'	1	1	0	1
Y	0	0	1	0

$$Q4 = Y'Z' + Y'ZW' + YZW .$$

Βλέπουμε της ότι μόνο στο δεύτερο και τρίτο διάστημα έχουμε τάση εξόδου , και παρατηρούμε ότι τελικά **$Q4 = Y'Z'W + Y'ZW' = Y'(Z \text{ XOR } W)$** με την βοήθεια της άλγεβρας boole.

Συνεπώς προκύπτει ότι για τα διαστήματα που έχουμε τάση έξοδο ότι $Q1=Q4$ και $Q2=Q3$.

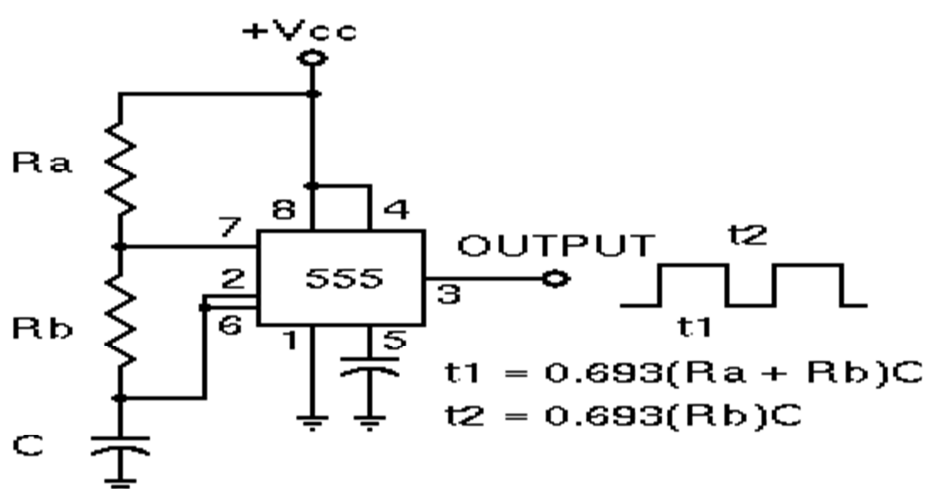
5.3) ΠΑΛΜΟΣ ΡΟΛΟΓΙΟΥ

Για την δημιουργία του παλμού έναυσης των flip-flop θα χρησιμοποιήσουμε το ολοκληρωμένο κύκλωμα χρονισμού 555 (timer 555). Πρόκειται για ένα ψηφιακό κύκλωμα που σε μία από της δύο καταστάσεις λειτουργίας του (αυτή του ασταθούς κυκλώματος) μας δίνει την δυνατότητα παραγωγής συνεχόμενης ροής από ορθογώνιους On- off παλμούς συγκεκριμένης συχνότητας, η οποία μπορεί να ελεγχθεί τροποποιώντας τις τιμές των διαφόρων στοιχείων του κυκλώματος. Συγκεκριμένα, στην δική μας εφαρμογή, θέλουμε η διάρκεια της κάθε μιάς από τις 8 καταστάσεις να είναι 2,5ms (όπως είπαμε αρχικά 20ms ο χρόνος της περιόδου, έτσι ώστε να έχουμε 50Hz συχνότητα, τα οποία τα διαιρούμε σε 8 ίσα τμήματα). Το ζητούμενο για μας είναι ότι πρέπει, μέσω του 555, να δημιουργήσουμε ένα σήμα που θα έχει διάρκεια 2,5 ms (ως άθροισμα των χρόνων που ο παλμός θα είναι on και off). Στο σχήμα 5.3.1 φαίνεται το κύκλωμα του χρονομετρητή 555 για την δημιουργία της παλμοσειράς. Ρυθμίζοντας τα στοιχεία του κυκλώματος στους τύπους :

- $T_{on} = 0.69(R_a + R_b) * C$
- $T_{off} = 0.69(R_b * C)$
- $F = 1,44 / (R_a * C + R_b * C)$

επιλέγουμε τους χρόνους και την συχνότητα παλμοσειράς που θέλουμε (τα αποτελέσματα είναι η συχνότητα και ο χρόνος σε κύκλους). Έτσι εμείς θέτουμε $T_{on} = 2 \text{ ms}$, $T_{off} = 0.5 \text{ ms}$ και $F = 400 \text{ Hz}$, οπότε οι τιμές των στοιχείων προκύπτουν $R_a = 21,6 \text{ K}\Omega$, $R_b = 7,2 \text{ K}\Omega$ και $C = 0,1 \mu\text{F}$.

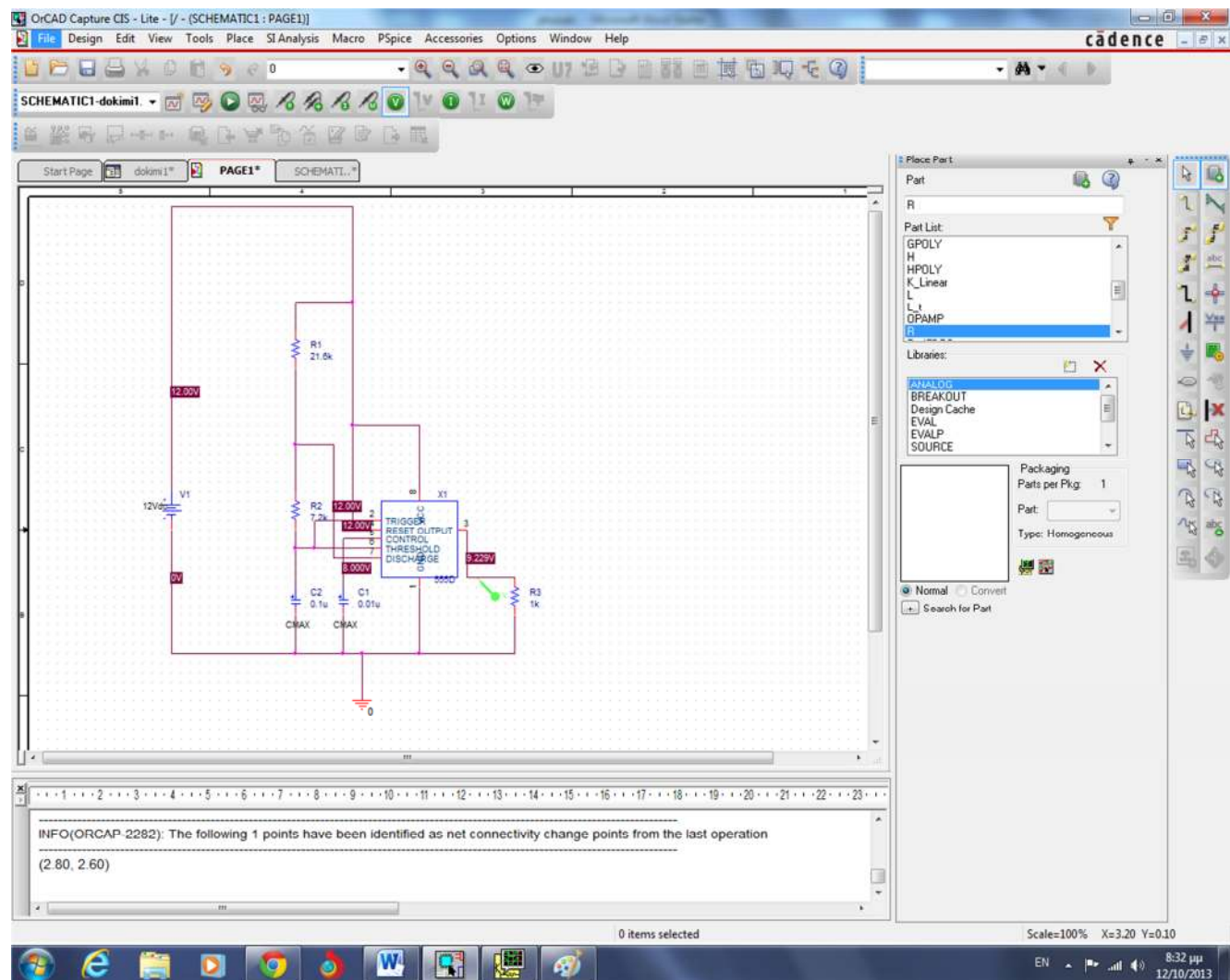
5.3.1



Timer 555 σε λειτουργία ασταθούς κυκλώματος

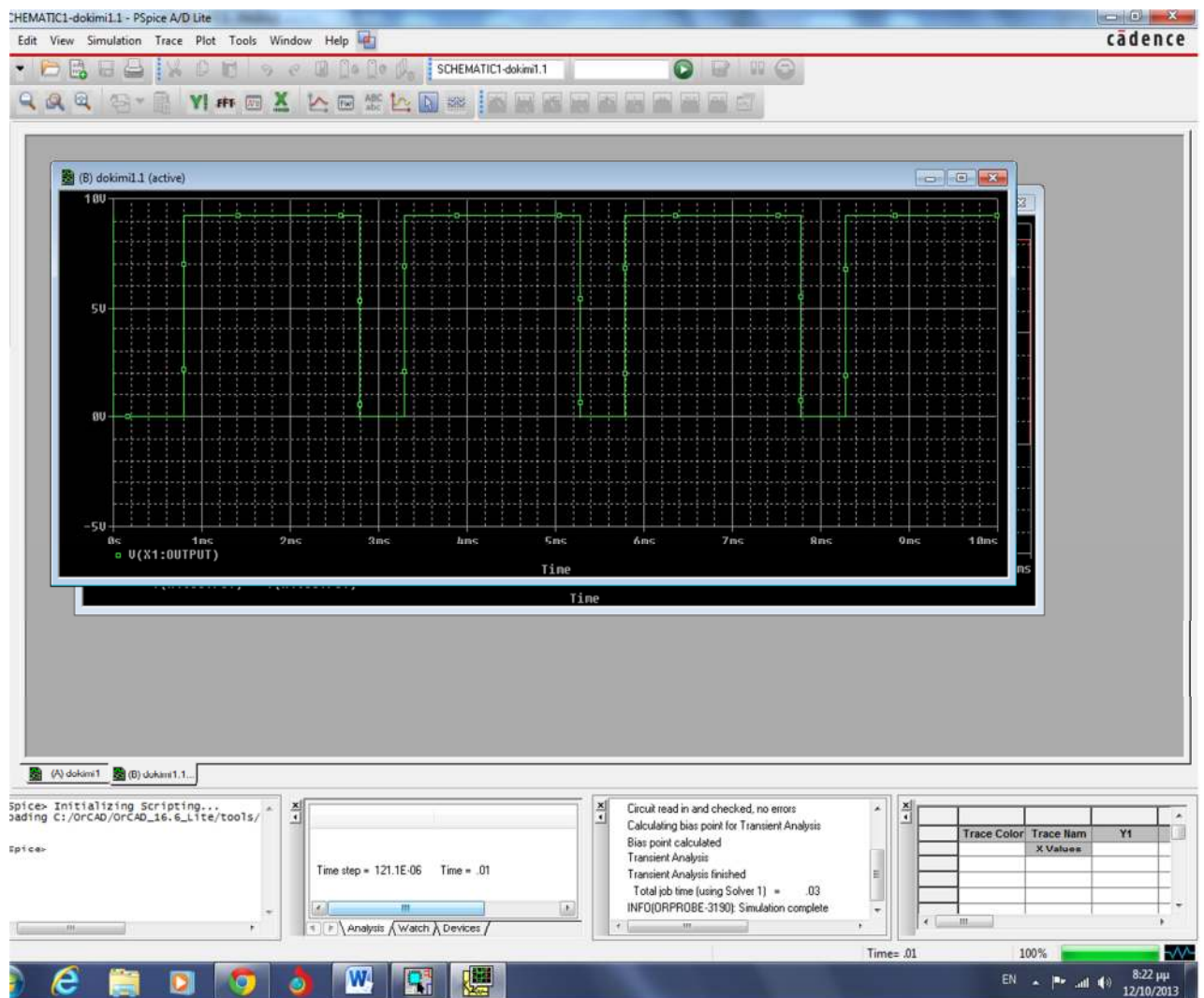
Στα παρακάτω διάγραμμα (5.3.2 , 5.3.3) , βλέπουμε το κύκλωμα του ρολογιού στο πρόγραμμα προσομοίωσης OrCAD και την παλμοσειρά που δημιουργείται.

5.3.2



κύκλωμα ρολογιού στο πρόγραμμα OrCAD

5.3.3



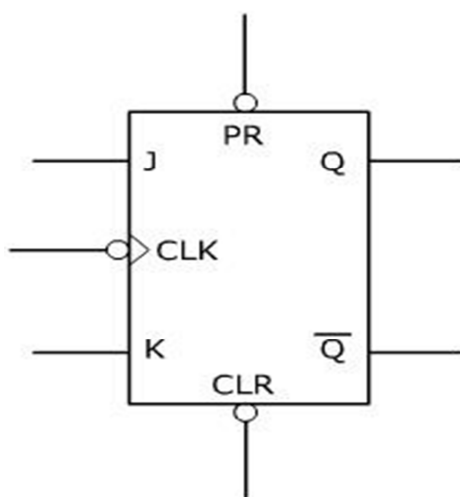
Προσομοίωση εξόδου παλμού ρολογιού στο πρόγραμμα OrCAD

Όπως φαίνεται, το διάστημα τις περιόδου της (το άθροισμα δηλαδή που ο παλμός είναι σε κατάσταση on και σε κατάσταση off) είναι 2,5 ms. **Επομένως είναι αυτονόητο και ότι το διάστημα ανάμεσα στις δύο χρονικές στιγμές που ο παλμός αρχίζει το αρνητικό του μέτωπο είναι πάλι 2,5 ms , δηλαδή το επιθυμητό χρονικό διάστημα για την αποστολή των παλμών στον μετρητή.**

5.4) ΜΕΤΡΗΤΗΣ 8 ΔΙΑΣΤΗΜΑΤΩΝ

Για την δημιουργία των 8 αυτών διαστημάτων χρησιμοποιούμε ένα σύγχρονο αύξων μετρητή 3-bit(mod 8) σκανδαλισμού αρνητικής ακμής. Για την κατασκευή του τοποθετούμε 3 σύγχρονα flip-flop (δισταθής πολυδονητές) τύπου J-K, αρνητικής διέγερσης. Πρόκειται για τις 3 εισόδους που αναφέρουμε πιο κάτω (Y, Z, W). Στο σχήμα 5.4.1 παρουσιάζεται το συγκεκριμένο flip-flop και στο σχήμα 5.4.2 ο πίνακας αλήθειας του. Όπως βλέπουμε έχουμε τις 2 εισόδους (J , K) και τον παλμό του ρολογιού. Το συγκεκριμένο επειδή είναι αρνητικής διέγερσης αλλάζει την κατάσταση της εξόδου στο αρνητικό μέτωπο του παλμού, δηλαδή στην αρχή της πτώσης του. Έτσι, σύμφωνα με τις τιμές των 2 εισόδων του έχουμε αποτέλεσμα στην έξοδο του. Συγκεκριμένα και σύμφωνα με τον πίνακα, στην κατάσταση Qn η έξοδος παραμένει η ίδια, στην κατάσταση clear η έξοδος παίρνει την τιμή 0, στην κατάσταση set η έξοδος παίρνει την τιμή 1 και στην τελευταία κατάσταση (toggle) έχουμε αντιστροφή της προηγούμενης. Τοποθετώντας τα 3 J-K στην ακόλουθη διάταξη (σχήμα 5.4.3), και με την βοήθεια μίας πύλης and, δημιουργήσαμε ένα μετρητή 8 καταστάσεων, ο οποίος μηδενίζει μόνος του κάθε φορά μετά το τέλος της 8^{ης} κατάστασης κ ξεκινάει πάλι αυτόματα. Βασική προϋπόθεση είναι η δημιουργία του παλμού, στο τέλος του οποίου θα δίνεται η διέγερση στο flip-flop, και τον οποίο θα αναλύσουμε στη συνέχεια. Στο διάγραμμα 5.4.4 βλέπουμε τον παλμοσειρά του κάθε flip-flop συναρτήσει του παλμού που δημιουργεί το ρολόι που έχουμε δημιουργήσει πιο πάνω, με την βοήθεια του ολοκληρωμένου 555 και στο σχήμα 5.4.5 το κύκλωμα.

5.4.1



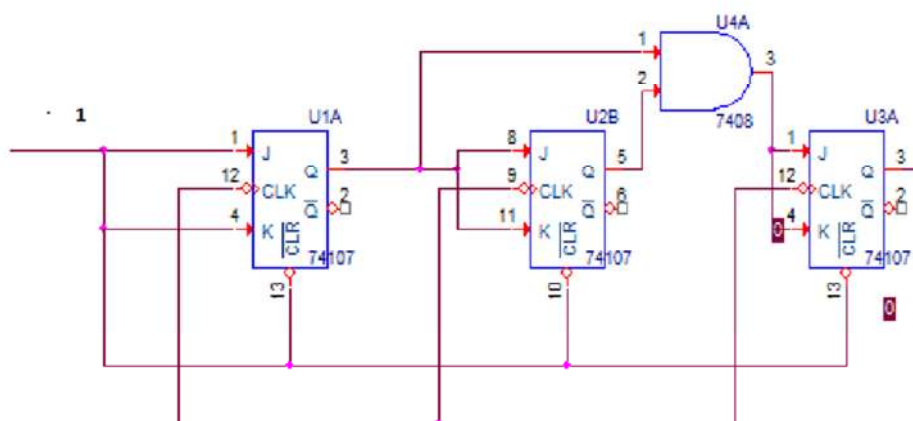
Flip-flop τύπου J-K, αρνητικής διέγερσης

5.4.2

Παλμός ρολογιού	Κατάσταση εισόδων		Προηγούμενη Κατάσταση εξόδου Qn	Επόμενη Κατάσταση Εξόδου Qn+1	Ονομασία κατάστασης
	J	K			
↓	0	0	0	0	Qn
	0	0	1	1	
↓	0	1	0	0	clear
	0	1	1	0	
↓	1	0	0	1	set
	1	0	1	1	
↓	1	1	0	1	toggle
	1	1	1	0	

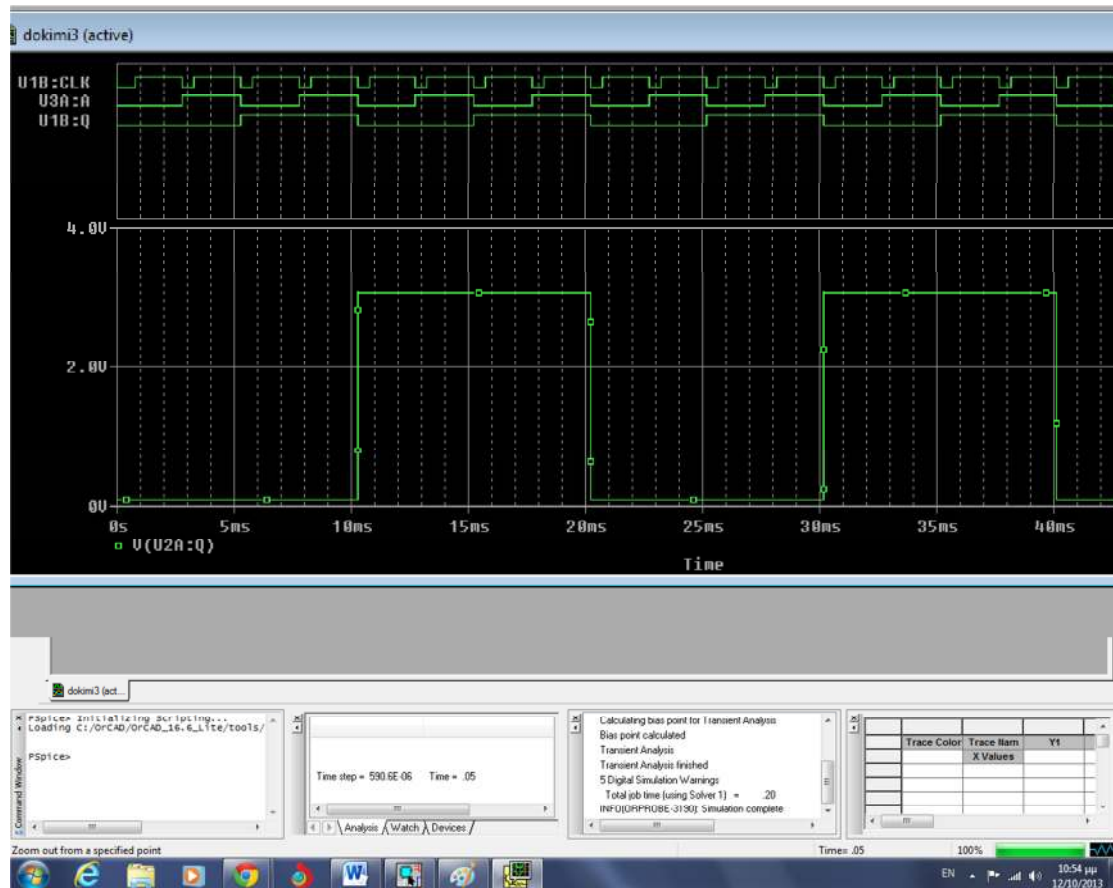
Πίνακας αλήθειας J-K flip-flop , αρνητικής διέγερσης

5.4.3



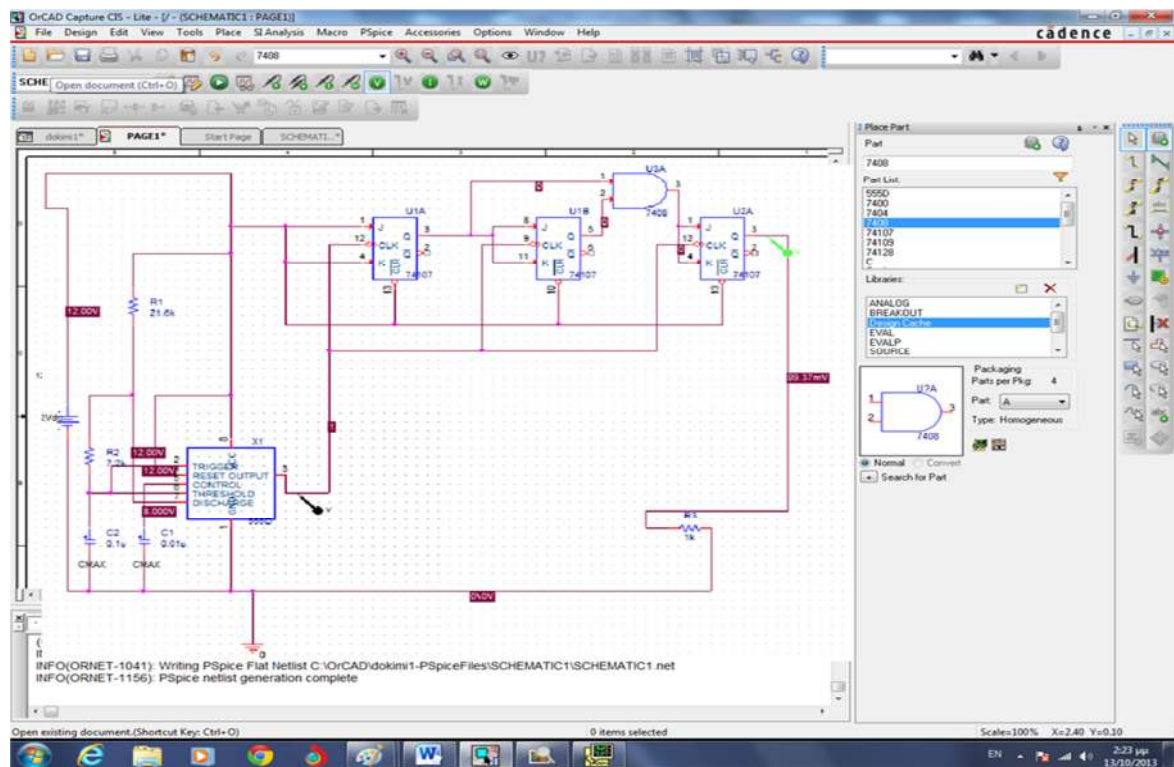
Σύγχρονος αύξων μετρητής 8 καταστάσεων (mod8) , σκανδαλισμού αρνητικής ακμής

5.4.4



Προσομοίωση εξόδου μετρητή 8 καταστάσεων σε συνάρτηση με τον παλμό ρολογιού, στο πρόγραμμα OrCAD

5.4.5



κύκλωμα μετρητή 8 καταστάσεων στο πρόγραμμα OrCAD

Παρατηρούμε λοιπόν ότι στη διάρκεια της περιόδου (20 ms) δημιουργούνται τα 8 διαστήματα που θέλουμε, στον παρακάτω πίνακα (5.4.6) παρουσιάζεται η έξοδος του κάθε flip-flop, σε δεκαδική μορφή, σε κάθε μία από τις 8 καταστάσεις.

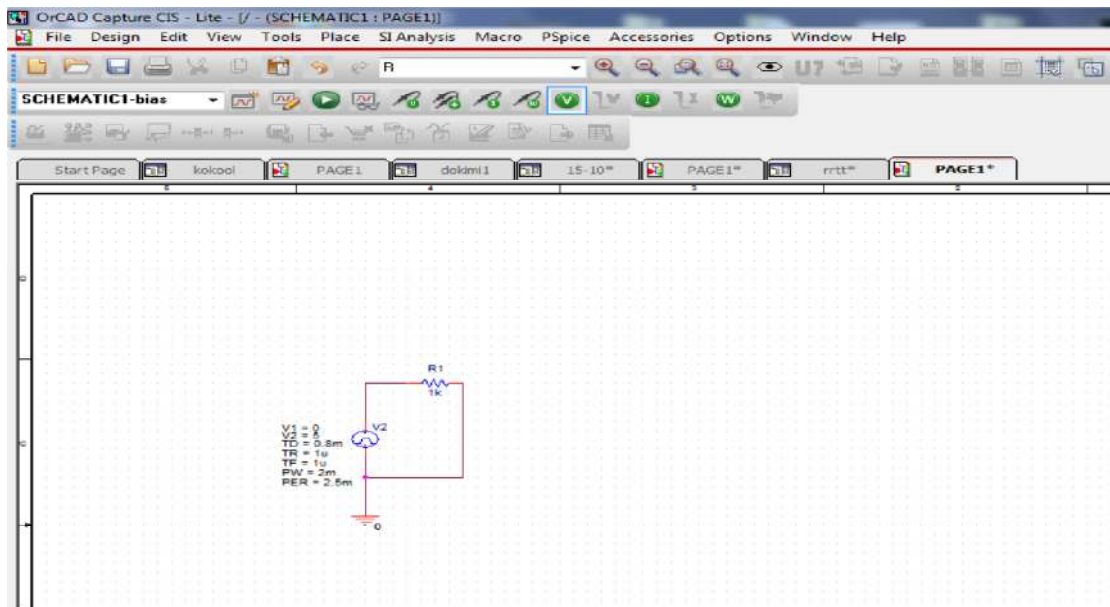
5.4.6

διάστημα	Q3	Q2	Q1	Έξοδος μετρητή σε δεκαδική μορφή
1	0	0	0	0
2	0	0	1	1
3	0	1	0	2
4	0	1	1	3
5	1	0	0	4
6	1	0	1	5
7	1	1	0	6
8	1	1	1	7

5.5) ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ ΠΑΛΜΩΝ

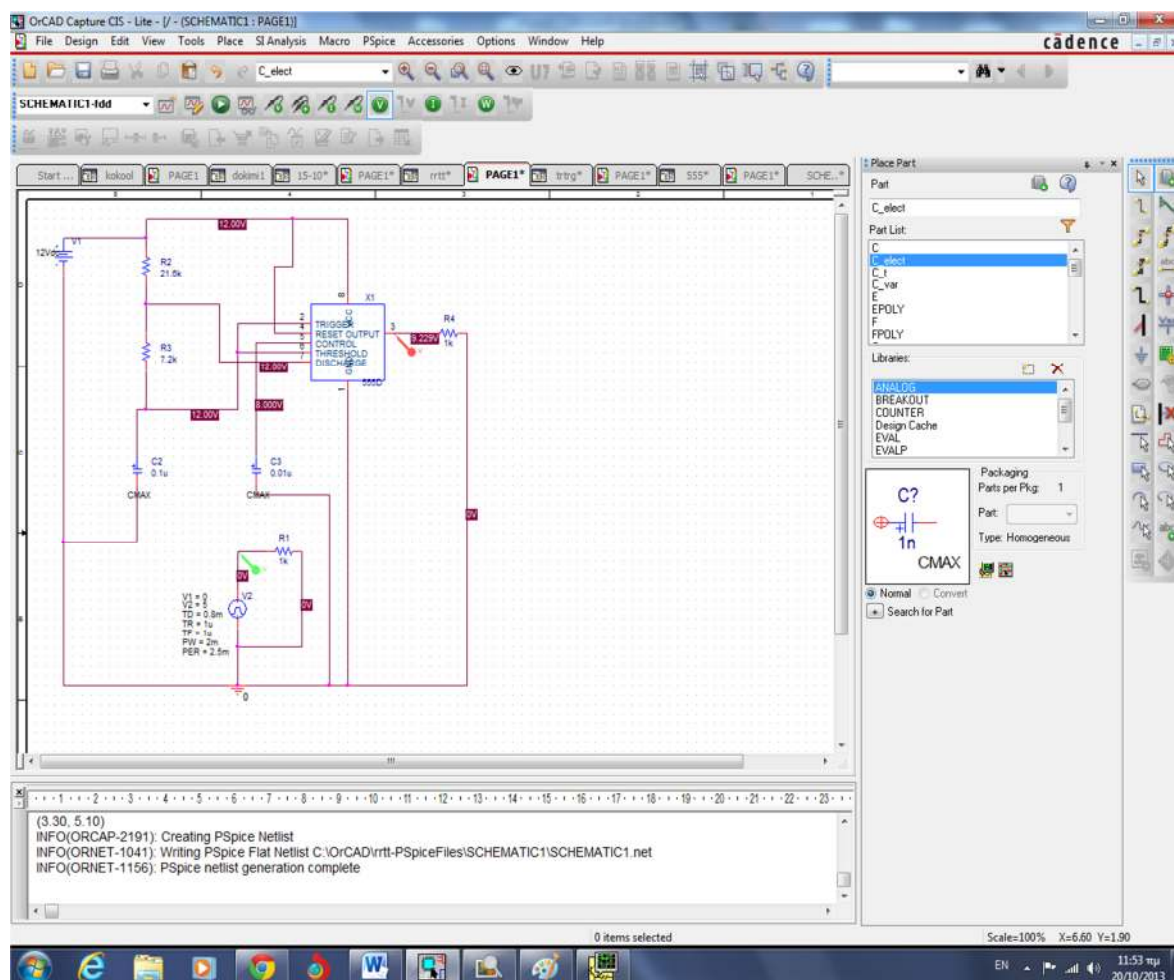
Στην συνέχεια της πτυχιακής εργασίας εμφανίστηκε το εξής πρόβλημα , σχετικά με το ηλεκτρονικό πρόγραμμα προσομοίωσης OrCAD. Το πρόβλημα λοιπόν ήταν ότι υπήρχε μόνο η εκπαιδευτική έκδοση του προγράμματος , στην οποία υπάρχει περιορισμός στο μέγεθος των κυκλωμάτων , και δεν υπήρχε η δυνατότητα απόκτησης της πλήρους έκδοσης. Αυτό είχε ως συνέπεια να μην έχουμε την δυνατότητα να σχηματίσουμε και να προσομοιώσουμε την συνέχεια του αντιστροφέα. Έτσι , για λόγους οικονομίας αριθμού ολοκληρωμένων , αντικαταστήσαμε τον παλμό ρολογιού με μια γεννήτρια παλμών. Στο σχήμα 5.5.1 παρουσιάζεται η γεννήτρια , στο κύκλωμα 5.5.2 ένα κύκλωμα παραγωγής παλμών ρολογιού με την γεννήτρια και το ολοκληρωμένο 555 να δουλεύουν παράλληλα , ενώ στο σχήμα 5.5.3 φαίνεται η παλμοσειρά εξόδου στο πρόγραμμα προσομοίωσης .Η πράσινη παλμοσειρά είναι αυτή της γεννήτριας παλμών , ενώ η κόκκινη είναι αυτή του ρολογιού με την χρήση του ολοκληρωμένου 555, έτσι ώστε να αποδειχτεί ότι είναι η ίδια.

5.5.1



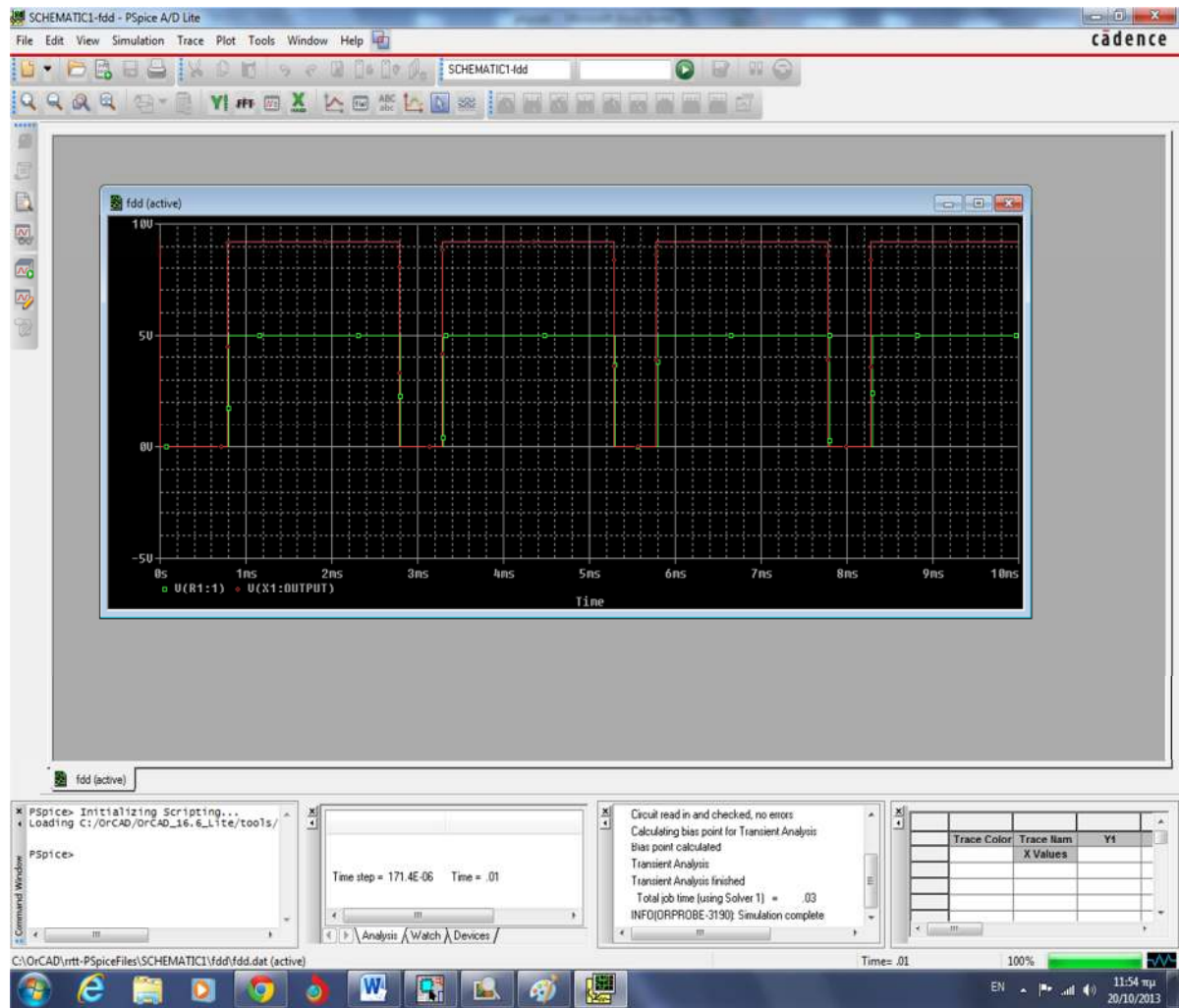
κύκλωμα γεννήτριας παλμών στο πρόγραμμα OrCAD

5.5.2



κύκλωμα παραγωγής παλμών ρολογιού με την γεννήτρια και το ολοκληρωμένο 555 στο πρόγραμμα
OrCAD

5.5.3

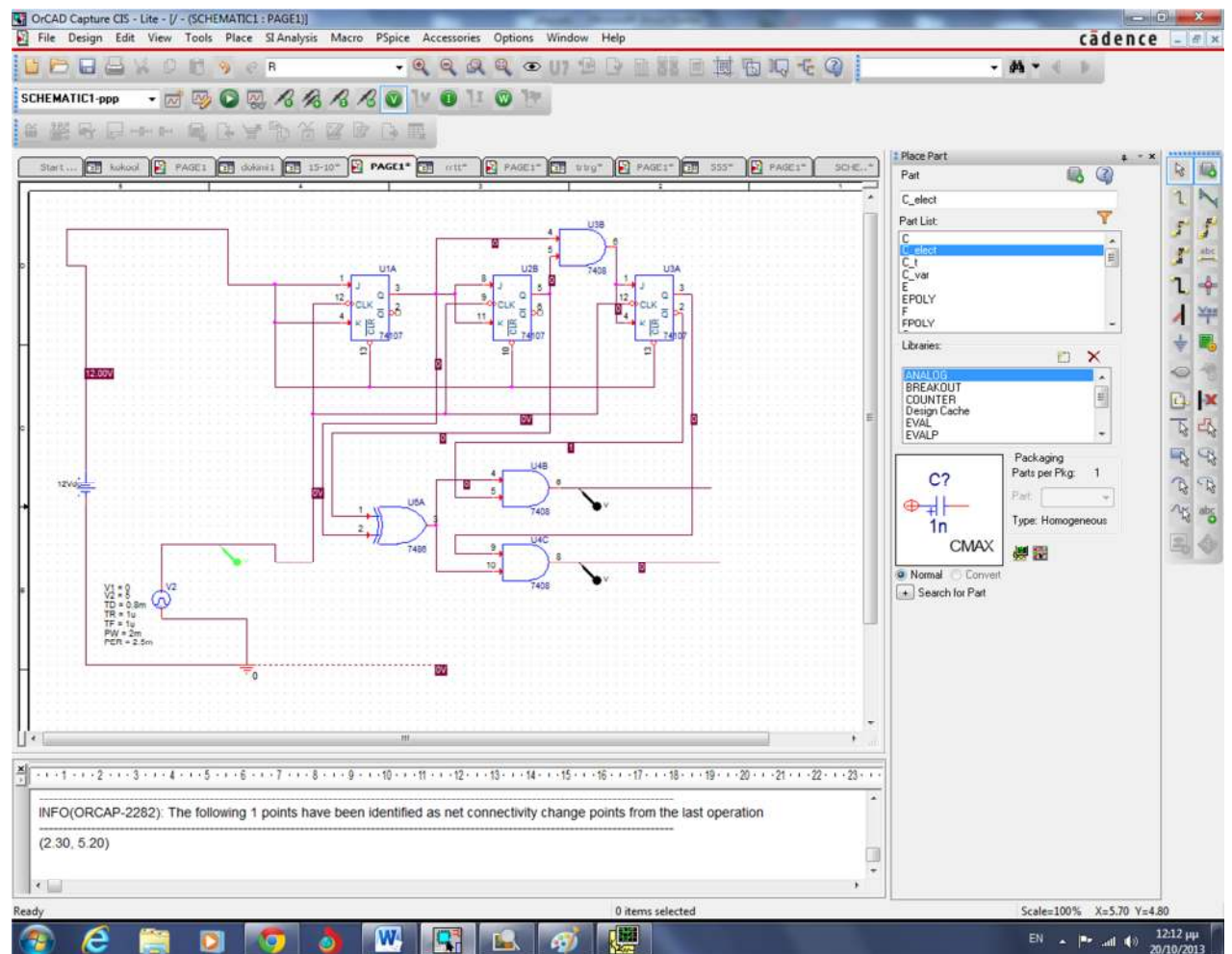


Προσομοίωση εξόδου κυκλώματος παραγωγής παλμών με γεννήτρια και ολοκληρωμένο 555 , στο πρόγραμμα OrCAD

5.6) ΤΕΛΙΚΟ ΚΥΚΛΩΜΑ

Έχοντας το πρόβλημα με το μέγεθος του κυκλώματος να συνεχίζεται, χρησιμοποιούμε την γεννήτρια παλμού στην θέση του ρολογιού, συνδέοντας τον μετρητή και έπειτα τον αποκωδικοποιητή που έχουμε σχεδιάσει στο δεύτερο μέρος του κεφαλαίου. Το κύκλωμα φαίνεται στο σχήμα 5.6.1 και η προσομοίωση του στο σχήμα 5.6.2

5.6.1



κύκλωμα οδήγησης με την χρήση γεννήτριας για παραγωγή παλμού ρολογιού στο πρόγραμμα OrCAD

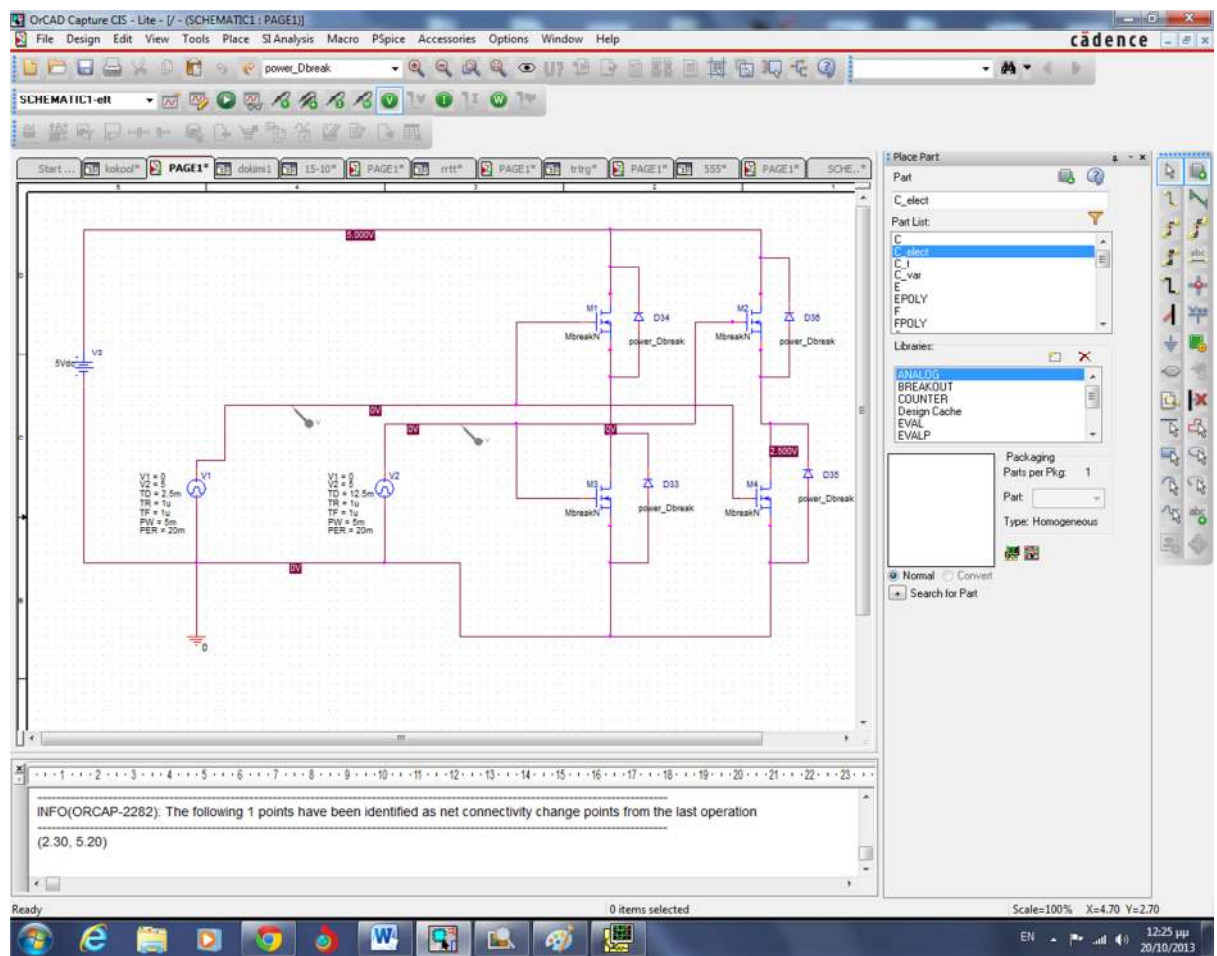
5.6.2



Προσομοίωση κυκλώματος οδήγησης με την χρήση γεννήτριας για παραγωγή παλμού ρολογιού στο πρόγραμμα OrCAD

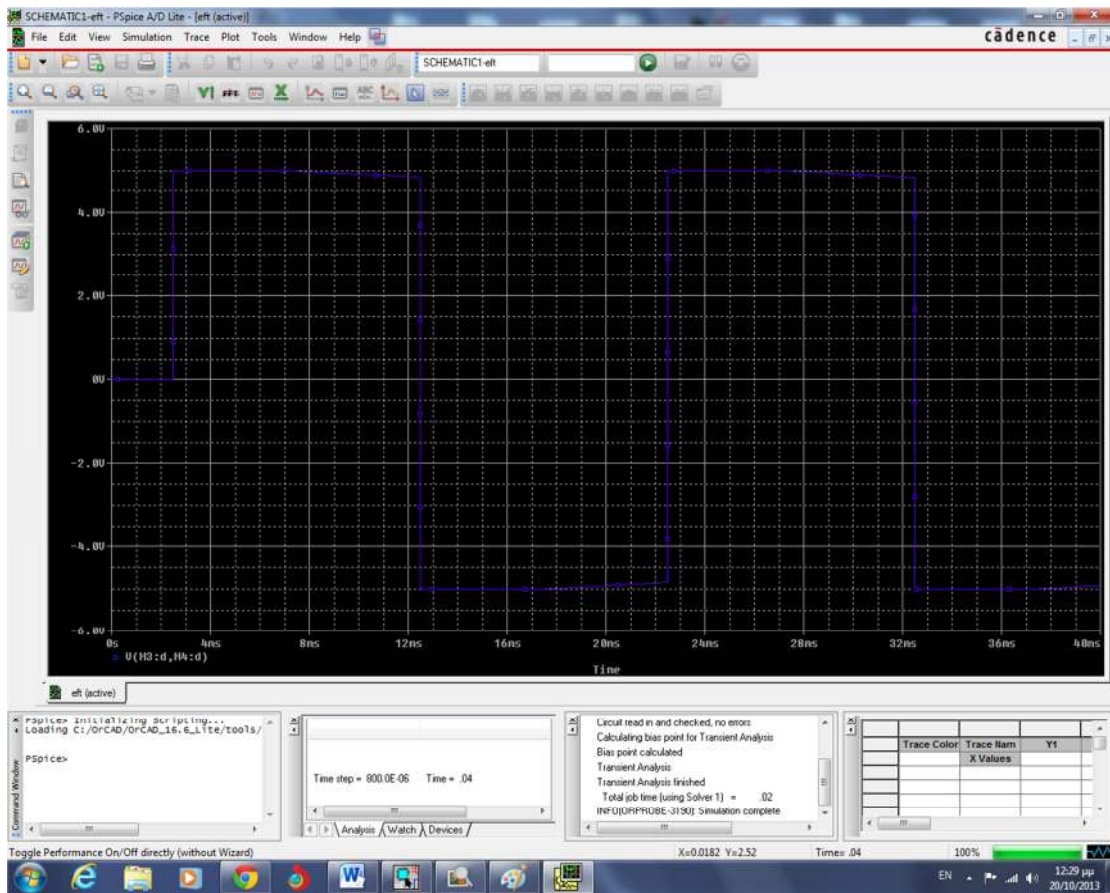
Στην συνέχεια , για οικονομία ολοκληρωμένων και πάλι , δημιουργούμε τα σήματα οδήγησης με την βοήθεια παλμογεννητριων και συνδέουμε την γέφυρα που σχεδιάσαμε στο πρώτο μέρος του κεφαλαίου. Στο σχήμα 5.6.3 έχουμε το κύκλωμα , και στο σχήμα 5.6.4 την προσομοίωση εξόδου του αντιστροφέα

5.6.3



κύκλωμα αντιστροφή με την χρήση γεννητριών για παραγωγή σήματος οδήγησης, στο πρόγραμμα OrCAD

5.6.4

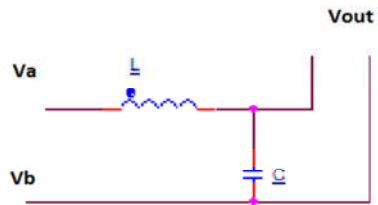


Προσομοίωση εξόδου κυκλώματος αντιστροφέα με την χρήση γεννητριών για παραγωγή σήματος οδήγησης, στο πρόγραμμα OrCAD

Βλέπουμε ότι παράγεται μια εναλλασσόμενη τάση $V_{p-p} = 10$ Volts.

Τοποθετώντας το ανάλογο φίλτρο στην έξοδο μετατρέπουμε την μορφή της κυματομορφής από τετραγωνική σε ημιτονοειδής. Πρόκειται για ένα φίλτρο LC, η διάταξη του οποίου φαίνεται στο σχήμα 5.6.5. Οι τιμές του πηνίου και της αντίστασης υπολογίζονται από την σχέση $T = 2\pi\sqrt{LC}$, όπου για $T = 2\text{ms}$ (συχνότητα εξόδου 50 Hz), επιλέγοντας τυχαία τις τιμές τις του πυκνωτή προκύπτουν οι τιμές του πηνίου. Στον πίνακα που ακολουθεί (5.6.6) παρουσιάζονται αυτές οι τιμές, μαζί με την τάση εξόδου. Είναι φανερό πως για μεγαλύτερες τιμές του πηνίου η τάση εξόδου γίνεται υψηλότερη. με συνέχεια να εξαλείφεται η ημιτονοειδής μορφή, πλησιάζοντας και πάλι την τετραγωνική.

5.6.5



Φίλτρο LC εξόδου

5.6.6

C (uF)	L (H)	V (V)
0,128	79,15	1,9
0,120	84,43	2
0,115	88,10	2,1
0,099	102,34	2,4
0,050	202,64	3,8
0,038	266,63	4
0,035	289,48	4,8

Πίνακας τιμών με τα στοιχεία του φίλτρου και της τάσης εξόδου

Κεφάλαιο 6

ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ

Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζεται το κατασκευαστικό μέρος του αντιστροφέα σε ράστερ (breadboard). Η ανάλυση του γίνεται στα τρία βασικά μέρη του κυκλώματος, τα οποία είναι τα εξής :

- i) παλμός ρολογιού
- ii) Κύκλωμα οδήγησης
- iii) Μονοφασική πλήρης γέφυρα

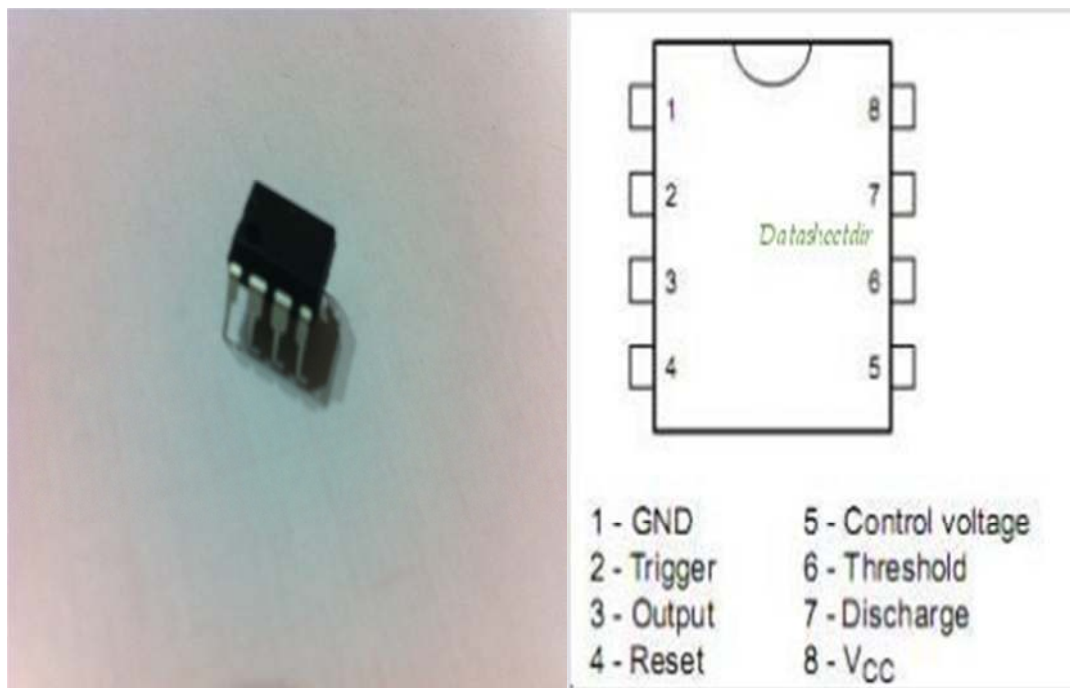
Στο τέλος του κεφαλαίου εμφανίζεται το συνολικό κύκλωμα του αντιστροφέα.

***Στις εικόνες των ολοκληρωμένων , η δεξιά είναι φωτογραφία του κυκλώματος, και η αριστερή από την ιστοσελίδα www.google.com**

6.1) ΠΑΛΜΟΣ ΡΟΛΟΓΙΟΥ

Για την δημιουργία του παλμού έναυσης του μετρητή , όπως αναφέραμε και στο προηγούμενο κεφάλαιο , χρησιμοποιήσαμε το ολοκληρωμένο NE555N (εικόνα 6.1.1) , και με την σύνδεση των κατάλληλων αντιστάσεων (εικόνα 6.1.2) και πυκνωτών (εικόνα 6.1.3) τέθηκε σε λειτουργία ασταθούς κυκλώματος με έξοδο συγκεκριμένη παλμοσειρά . Το συνολικό κύκλωμα του παρουσιάζεται στην εικόνα 6.1.4.

6.1.1



Ολοκληρωμένο NE555N

6.1.2



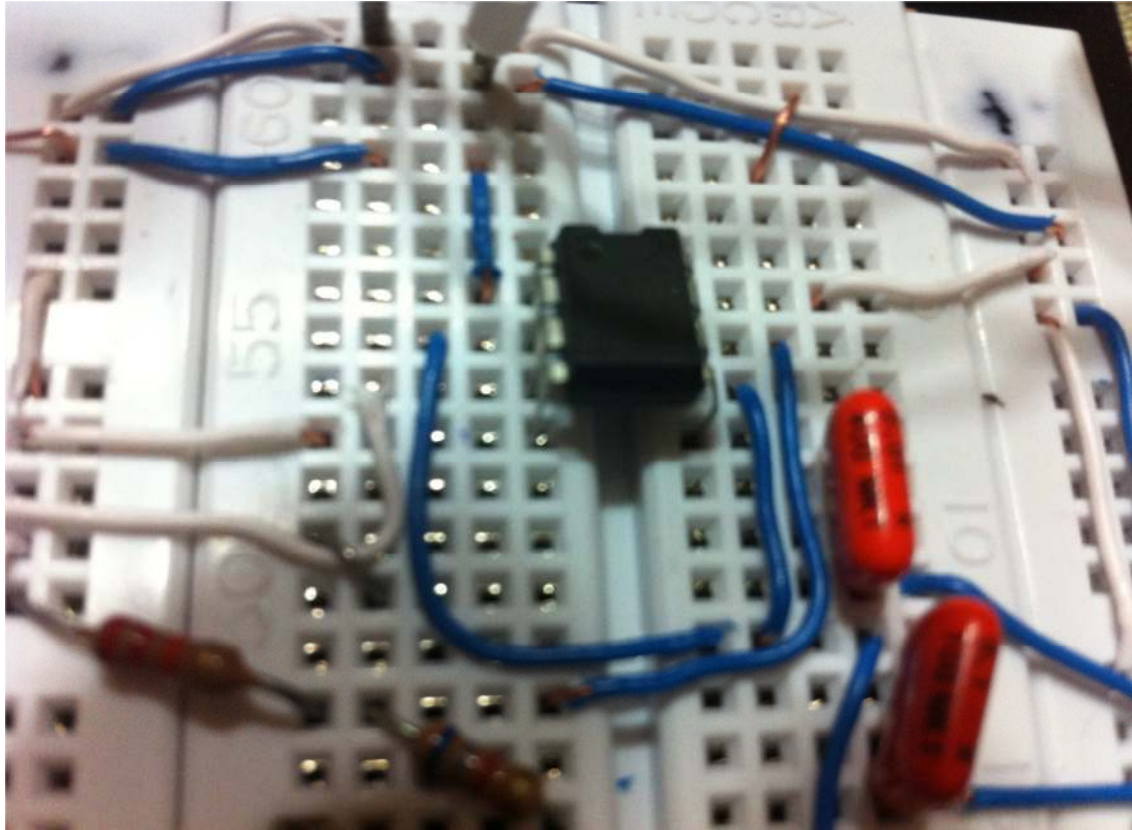
Αντίσταση για την δημιουργία παλμού ρολογιού

6.1.3



Πυκνωτής για την δημιουργία παλμού ρολογιού

6.1.4

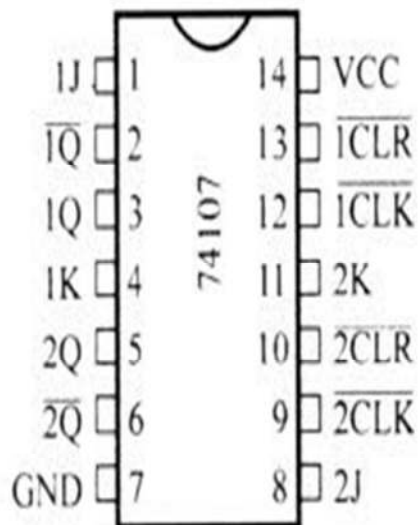


Κύκλωμα για την δημιουργία παλμού ρολογιού

6.2)ΥΚΛΩΜΑ ΟΔΗΓΗΣΗΣ

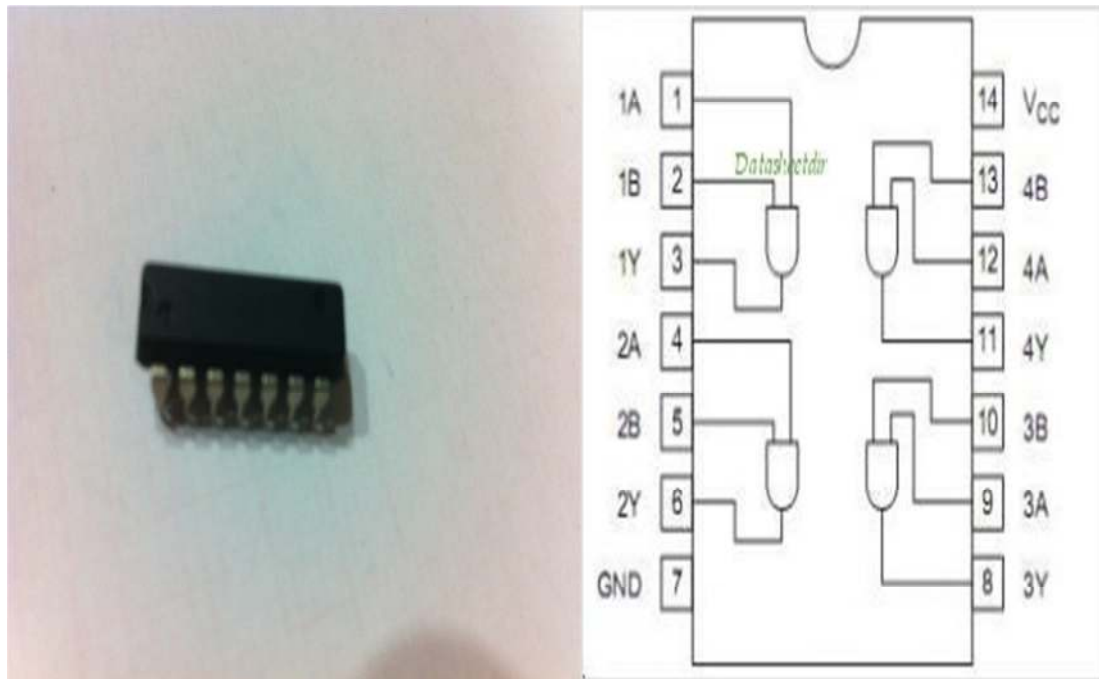
Ως κύκλωμα οδήγησης , εννοούμε την τοπολογία σύνδεσης που περιλαμβάνει τον άξοντα μετρητή 8 καταστάσεων και τον αποκωδικοποιητή. Για την δημιουργία του πρώτου χρησιμοποιήθηκε το ολοκληρωμένο 74LS107(εικόνα 6.2.1) , το οποίο αποτελείται από δύο FLIP-FLOP τύπου J-K , και το ολοκληρωμένο HD74LS08P(εικόνα 6.2.2) , το οποίο αποτελείται από 4 πύλες AND. Για την δημιουργία του αποκωδικοποιητή χρησιμοποιήθηκε το ολοκληρωμένο SN7486N(εικόνα 6.2.3) , το οποίο αποτελείται από 4 πύλες XOR , και το ολοκληρωμένο HD74LS108. . Το συνολικό κύκλωμα του παρουσιάζεται στην εικόνα 6.1.4.

6.2.1



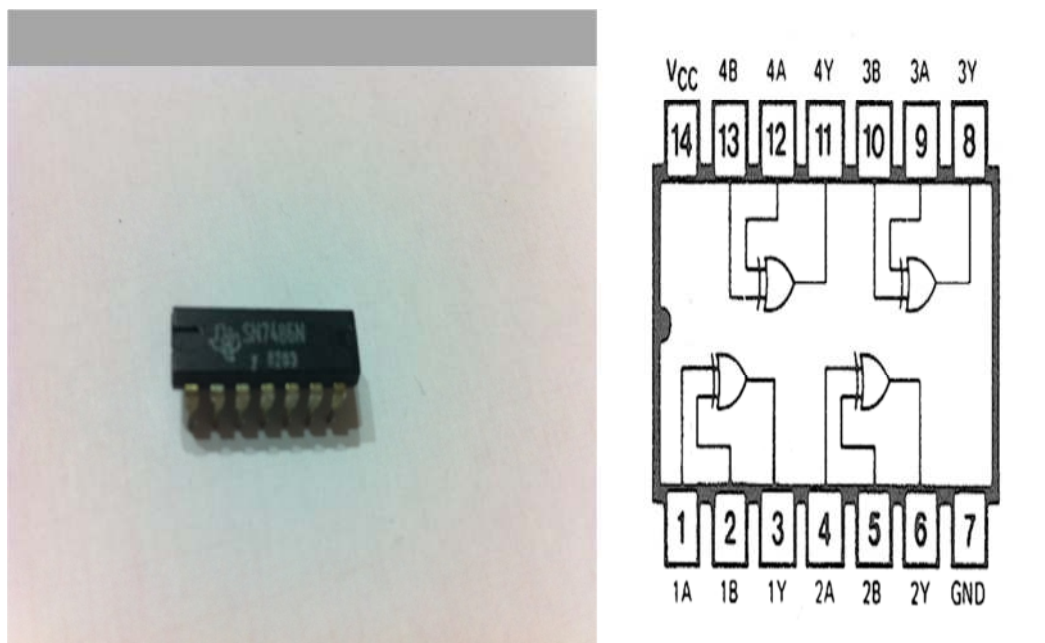
Ολοκληρωμένο 74LS107

6.2.2



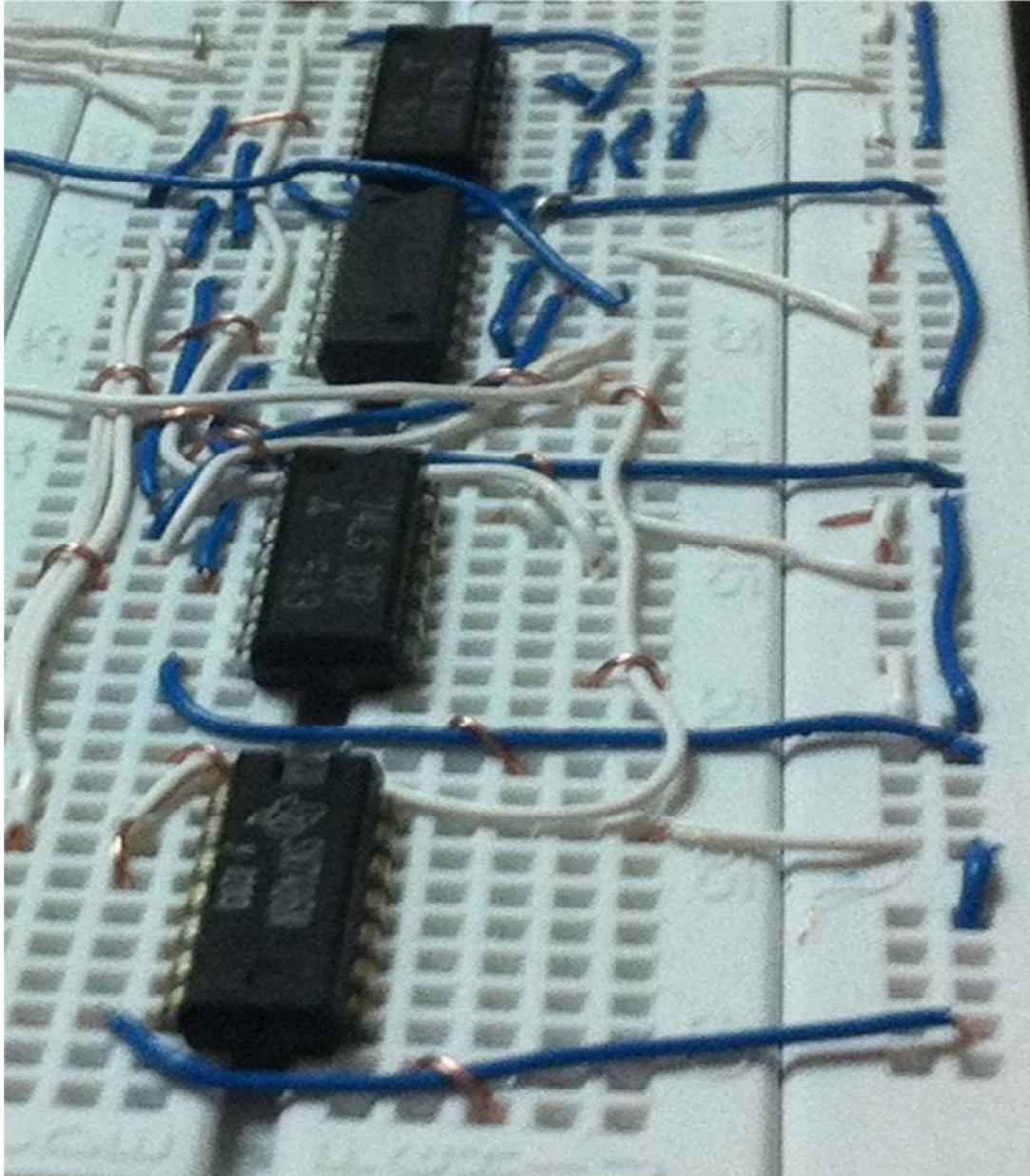
Ολοκληρωμένο HD74LS08P

6.2.3



Ολοκληρωμένο SN7486N

6.2.3

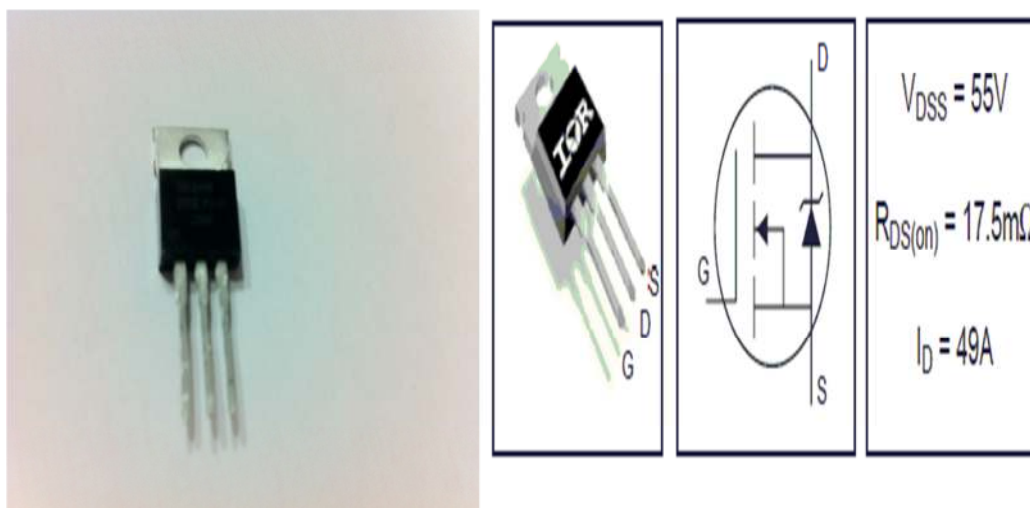


Συνολικό κύκλωμα οδήγησης

6.3) ΜΟΝΑΦΑΣΙΚΗ ΠΛΗΡΗΣ ΓΕΦΥΡΑ

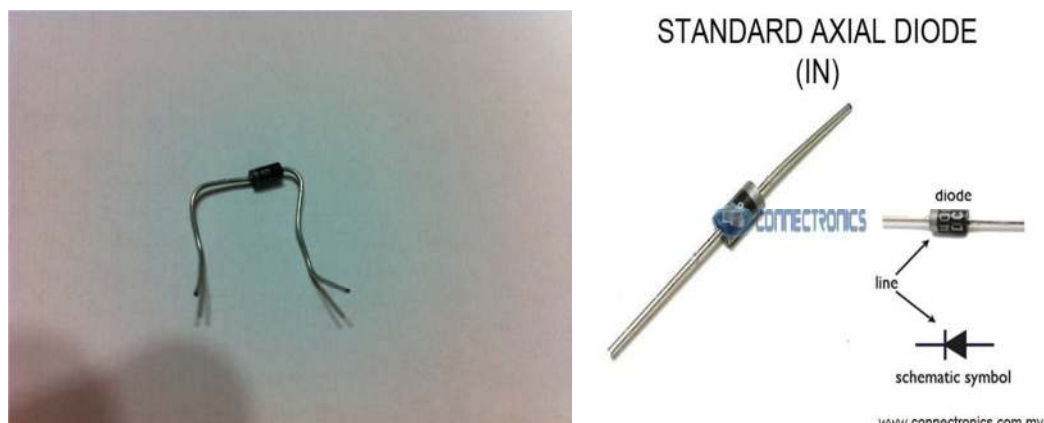
Στο τελευταίο μέρος του κεφαλαίου παρουσιάζεται το κύκλωμα της γέφυρας του αντιστροφέα, που αποτελείται από 4 mosfet IRFZ44N(εικόνα 6.3.1) και τις 4 διόδους IN4006(εικόνα 6.3.2), παράλληλα σε κάθε δίοδο. Το mosfet είναι τύπου NMOS και μορφής DIP έτσι ώστε να μπορεί να τοποθετηθεί στο ράστερ .

6.3.1



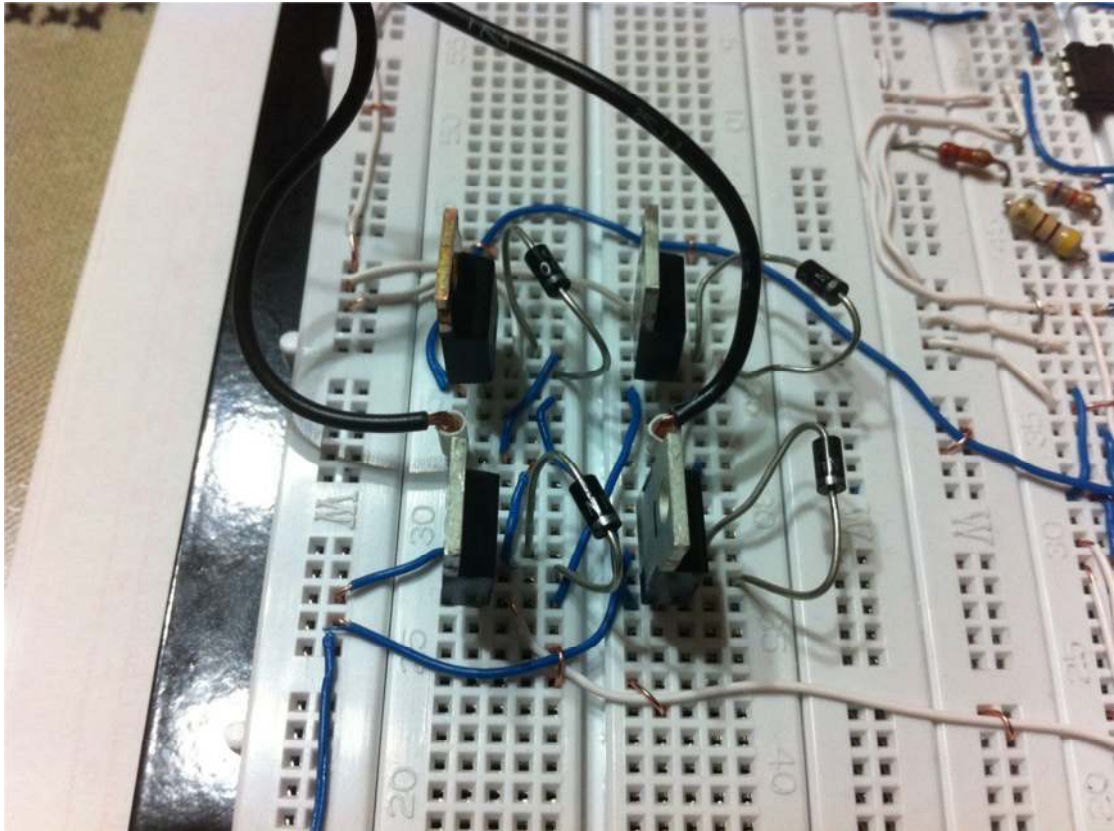
Mosfet IRFZ44N

6.3.2



Δίοδος IN4006

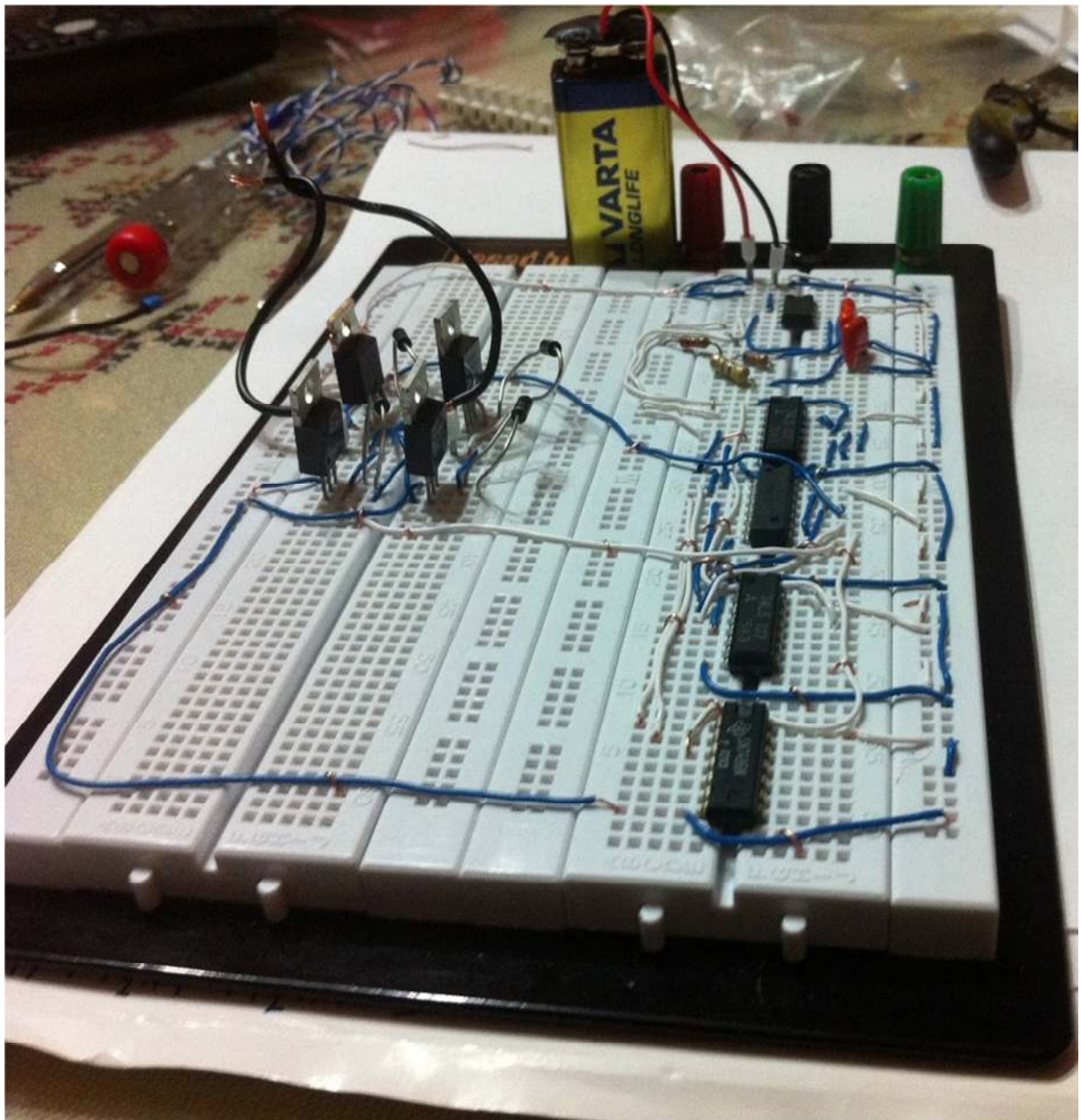
6.3.3



Συνολικό κύκλωμα μονοφασικής γέφυρας

ΣΥΝΟΛΙΚΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ

Στην παρακάτω εικόνα παρουσιάζεται το κύκλωμα του αντιστροφέα . Σαν είσοδο έχουμε συνδέσει πηγή συνεχούς τάσης (αλκαλική μπαταρία).



ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΕΙΑ

1. Βιβλίο <<ΨΗΦΙΑΚΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ>> LEACH AND MALVINO.
2. Βιβλίο <<ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ >> MALVINO.
3. Διπλωματική εργασία Ηλιοπούλου Δέσποινας Π. <<ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ >> , Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου , τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών υπολογιστών .
4. Διπλωματική εργασία Παπαδόπουλου Π. Νικόλαου << ΕΝΑΣ ΝΕΟΣ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΤΑΣΗΣ ΤΕΣΣΑΡΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ >> , Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου , τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών υπολογιστών.
5. Αναζήτηση πληροφοριών στις ιστοσελίδες www.google.com και www.wikipedia.com
6. Σημειώσεις μαθήματος << Ηλεκτρονικά ισχύος >> Τμήματος Μηχανικών Αυτοματισμού .

ΕΙΚΟΝΕΣ

Πηγή εικόνας	Αριθμός εικόνας
Δημιουργία με τα πρόγραμμα προσομοίωσης OrCAD , Multisim και ζωγραφικής.	1.1 , 2.1.1 , 2.2.1 , 2.3.1 , 2.4.1 , 2.5.1 , 3.1.1 , 3.1.2, 3.1.17 , 3.1.26 , 3.1.27 , 3.2.1.1 , 3.2.1.2 , 3.2.2.1 , 3.2.2.2 , 3.2.3.1 , 3.2.4.1 , 4.1.1 , 4.2.1 , 4.3.1 , 4.4.1 , 4.4.2 , 5.1.1 , 5.2.1 , 5.2.2 , 5.3.2 , 5.4.3 , 5.4.5 , 5.5.1 , 5.5.2 , 5.6.1 , 5.6.3 , 5.6.5 ,
Αποτελέσματα προσομοίωσης στο πρόγραμμα OrCAD.	5.3.3, 5.4.4 , 5.5.3 , 5.6.2 , 5.6.4 ,
Αναζήτηση στην ιστοσελίδα www.google.com .	5.3.1 , 5.4.1 , 5.ε

*Στις εικόνες των ολοκληρωμένων , η δεξιά είναι φωτογραφία του κυκλώματος, και η αριστερή από την ιστοσελίδα www.google.com .