

Τ.Ε.Ι. ΠΕΙΡΑΙΑ
ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑΣ
ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΡΙΦΑΣΙΚΗ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ ΠΑΛΜΩΝ



Σπουδαστές: Καπνιάς Δημήτριος-Φωτεινόπουλος Ηλίας

Αρ. μητρώου: 36024-20879

Επιβλέπων καθηγητής: Βυλλιώτης Ηρακλής

ΑΙΓΑΛΕΩ
ΦΕΒΡΟΥΑΡΙΟΣ 2012

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΕΙΣΑΓΩΓΗ.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 : ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ-ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ

1.1: Δίοδος ισχύος

1.1.2 Χαρακτηριστική της διόδου Ισχύος και η κατασκευαστική δομή

1.1.3 Ανάστροφη πόλωση της διόδου ισχύος

1.1.4 Ορθή πόλωση της διόδου ισχύος

1.2 Διπολικό τρανζίστορ επαφής

1.2.2 Χαρακτηριστικές Εξόδου των BJT ισχύος

1.2.3 Πρώτη και δεύτερη διάσπαση

1.2.4 Περιοχές ασφαλούς λειτουργίας

1.3 Τα MOSFET ισχύος και οι κατηγορίες των FET

1.3.2 Κατασκευαστική δομή των MOSFET ισχύος και χαρακτηριστικές καμπύλες.

1.3.3 Παράμετροι λειτουργίας των MOSFET ισχύος

1.4 Το παρασιτικό διπολικό τρανζίστορ

1.5 TO IGBT

1.6 Κατασκευαστική δομή του IGBT

1.7 Το ολοκληρωμένο κύκλωμα 555

1.8 Τελεστικοί ενισχυτές

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: ΓΕΝΙΚΑ ΠΕΡΙ ΜΕΤΑΤΡΟΠΩΝ

2.1 Μονοφασικοί ανορθωτές-Απλή ανόρθωση

2.2 Ωμικό φορτίο

2.3 Ωμικό-επαγωγικό φορτίο

2.4 Ωμικό φορτίο με Εσωτερική θετική τάση

2.5 Επαγωγικό φορτίο με Εσωτερική θετική τάση

2.6 Ανορθωτές Γέφυρας

2.6.2 Ανορθωτές Γέφυρας με διόδους και ωμικό φορτίο

2.6.3 Ανορθωτές Γέφυρας με SCR και ωμικό φορτίο

2.7 Μερικός Ελεγχόμενες Γέφυρες (Ημιγέφυρες)

2.8 Ανορθωτής γέφυρας με διόδους και φορτίο με σταθερή τάση

2.9 Ανορθωτής διπλασιασμού της τάσης

2.10 Επίδραση των μονοφασικών ανορθωτών στα τριφασικά δίκτυα

2.11 Τριφασικός μετατροπέας απλής ανόρθωσης με διόδους

2.11.1 Τριφασικός μετατροπέας απλής ανόρθωσης με SCR

2.11.2 Δίοδος ελευθέρως ροής

2.11.3 Τριφασικός μετατροπέας γέφυρας διπλής ανόρθωσης

2.11.4 Τριφασικός μετατροπέας γέφυρας με διόδους

2.11.5 Μερικός ελεγχόμενος τριφασικός μετατροπέας γέφυρας

2.12 Μετατροπέας γέφυρας τεσσάρων σκελών

2.13 Διπλός μετατροπέας γέφυρας

2.14 Μετατροπέας γέφυρας δώδεκα παλμών

2.15 Αρχή λειτουργίας και έλεγχος των μετατροπέων συνεχούς ρεύματος

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΠΛΑΚΕΤΑΣ ΚΑΙ ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Τα τελευταία έτη υπάρχει ολοένα και μεγαλύτερη ανάγκη για βελτίωση της ανταγωνιστικότητας των επιχειρήσεων και ιδιαίτερα αυτών του βιομηχανικού τομέα. Η βελτίωση αυτή συνίσταται κυρίως στην εξοικονόμηση ενέργειας και στην βελτιστοποίηση της κάθε παραγωγικής διαδικασίας. Η τεχνολογία έχει προσφέρει προς τον σκοπό αυτό πολλά εργαλεία. Ένα από αυτά είναι τα ηλεκτρονικά ισχύος. Οι μετατροπείς ηλεκτρικής ενέργειας έχουν ως στόχο την διαχείριση της παραγόμενης ενέργειας από την πηγή προς το εκάστοτε φορτίο, ώστε να παρέχεται η απαιτούμενη ενέργεια προς αυτό και να μην σπαταλιέται. Οι μετατροπείς επίσης χρησιμοποιούνται για να μετατρέπουν και να ρυθμίζουν την παραγόμενη ενέργεια από της ανανεώσιμες πηγές (Ανεμογεννήτριες, Φωτοβολταικά κ.λ.π.) σε κατάλληλη προς χρήση από όλους εμάς.

Παρακάτω θα αναφερθούμε εκτενέστερα και θα ασχοληθούμε ειδικότερα με τα ηλεκτρονικά ισχύος, με τους μετατροπείς αυτών και την χρησιμότητά τους.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 : ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ-ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ

1.1 Δίοδος ισχύος

Η επαφή p-n επιτρέπει τη διέλευση του ρεύματος μόνο κατά τη μια φορά και ονομάζεται δίοδος. Η δίοδος είναι ο απλούστερος ημιαγωγός διακόπτης ισχύος. Ακόμη, η επαφή p-n αποτελεί το κύριο δομικό τμήμα όλων των άλλων ημιαγωγών ισχύος.

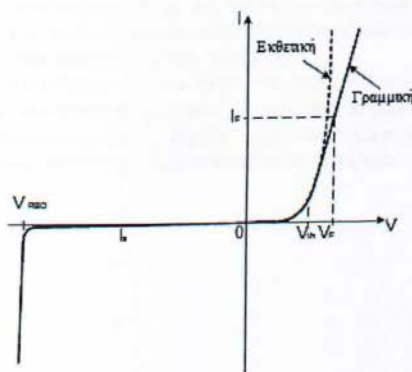
Η δίοδος, αλλά και γενικότερα όλα τα ημιαγωγά στοιχεία ισχύος έχουν πολυπλοκότερη

κατασκευαστική δομή και διαφορετικά χαρακτηριστικά λειτουργίας, από τα αντίστοιχα στοιχεία μικρής ισχύος. Οι τροποποιήσεις που υφίστανται τα ημιαγωγά στοιχεία προκειμένου να είναι δυνατή η λειτουργία τους σε υψηλά επίπεδα ισχύος είναι κοινές για όλα τα στοιχεία. Επομένως, οι ιδιαίτερες αυτές θα μελετηθούν για τη δίοδο ισχύος, που είναι ο απλούστερος διακόπτης και στη συνέχεια θα επεκταθούν και στα υπόλοιπα είδη διακοπών ισχύος.

1.1.2 Χαρακτηριστική της Διόδου Ισχύος και η Κατασκευαστική Δομή

Όταν μια επαφή p-n (δίοδος) πολώνεται ανάστροφα, διαρρέει από το πολύ μικρό ανάστροφο ρεύμα κόρου. Το ανάστροφο ρεύμα κόρου εξαρτάται έντονα από τη θερμοκρασία και είναι ανεξάρτητο της τάσης πόλωσης. Όταν η ανάστροφη τάση της διόδου υπερβεί μια κρίσιμη τιμή, η οποία ονομάζεται ανάστροφη τάση διάσπασης V_{RBO} (Reverse BreakDown), το ρεύμα αυξάνεται υπερβολικά. Η αύξηση της ρεύματος οφείλεται στη διάσπαση χιονοστιβάδας. Το ρεύμα περιορίζεται τώρα, μόνο από την αντίσταση του εξωτερικού κυκλώματος. Η χαρακτηριστική της διόδου κατά την ανάστροφη και την ορθή πόλωση, παρουσιάζεται στο Σχ. 1.1.2.α.Η

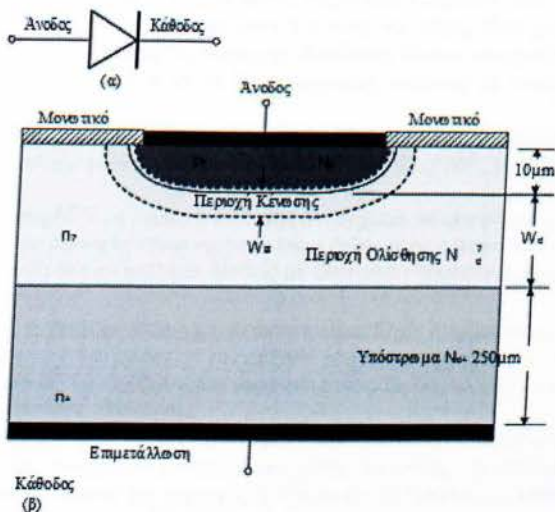
χαρακτηριστική της διόδου ισχύος κατά την ορθή πόλωση δεν συμφωνεί μ' εκείνη της διόδου σήματος, στην οποία παρατηρείται εκθετική μεταβολή του ρεύματος με την τάση ορθής πόλωσης (διακεκομμένη γραμμή). Αντίθετα, το Σχ. 1.1.2β εικονίζει μια γραμμική μεταβολή του ρεύματος με την τάση ορθής πόλωσης (συνεχής γραμμή).



Σχ 1.1.2 α. Χαρακτηριστική ρεύματος-τάσης των διόδων ισχύος κατά την ορθή και την ανάστροφη πόλωση. Στην ορθή πόλωση η σχέση ρεύματος-τάσης είναι γραμμική στις διόδους ισχύος και εκθετική στις διόδους σήματος

Η διαφορετική συμπεριφορά των διόδων ισχύος, σε σχέση με τις διόδους σήματος, οφείλεται στο διαφορετικό τρόπο κατασκευής τους. Στο Σχ. 1.1.2 εικονίζεται το κυκλωματικό σύμβολο της διόδου ισχύος (είναι το ίδιο μ' εκείνο των κοινών διόδων σήματος), και η τυπική κατασκευα-

στική δομή της. Η διόδος ισχύος αποτελείται από ένα υπόστρωμα τύπου n^- , με υψηλό ποσοστό προσμίξεων. Πάνω στο υπόστρωμα δημιουργείται επιταξιακά ένα στρώμα n^- , με μικρό ποσοστό προσμίξεων και με πλάτος W_a . Το στρώμα n^- ονομάζεται περιοχή ολίσθησης.



Σχ 1.1.2 β Κυκλωματικό σύμβολο (α) και κατασκευαστική δομή της διόδου ισχύος (β)

Κατόπιν, με διάχυση ληπτών σχηματίζεται μια περιοχή p^+ με υψηλές προσμίξεις. Η περιοχή p^+ επιμεταλλώνεται και μ' αυτή συνδέεται ο ακροδέκτης της ανόδου. Αντίστοιχα, ο ακροδέκτης της καθόδου συνδέεται στο επιμεταλλωμένο υπόστρωμα.

Η διατομή της διόδου εξαρτάται από το μέγεθος του ρεύματος που άγει. Η διατομή των διόδων ισχύος, που χειρίζονται ρεύματα της τάξης των χιλιάδων *ampere*, είναι αρκετά τετραγωνικά εκατοστά. Η περιοχή ολίσθησης είναι το δομικό τμήμα που διαφοροποιεί τις διόδους ισχύος από τις διόδους σήματος, στις οποίες η περιοχή ολίσθησης δεν υπάρχει.

1.1.3 Ανάστροφη Πόλωση της Διόδου Ισχύος

Για την κατασκευή διόδων με υψηλή τάση διάσπασης, απαιτείται η επαφή p-n να έχει μικρό ποσοστό προσμίξεων, τουλάχιστον στη μία πλευρά. Αυτός είναι ο λόγος ύπαρξης της περιοχής ολίσθησης. Το πλάτος της περιοχής κένωσης της διόδου εξαρτάται από το μέγεθος της ανάστροφης τάσης πόλωσης. Όσο μεγαλύτερη είναι η ανάστροφη τάση, τόσο μεγαλύτερο είναι το πλάτος της περιοχής κένωσης. Σκοπός της περιοχής ολίσθησης είναι η απορρόφηση της περιοχής κένωσης. Οι διόδοι ισχύος διακρίνονται σε δύο κατηγορίες, ανάλογα με το πλάτος της περιοχής ολίσθησης W_d .

Αν το πλάτος της περιοχής ολίσθησης είναι μεγαλύτερο του πλάτους της περιοχής κένωσης στην τάση διάσπασης, η διόδος χαρακτηρίζεται ως διόδος χωρίς διάτρηση (non punch-through,

NPT). Στις διόδους NPT, η περιοχή κένωσης δεν έρχεται σε επαφή με το υπόστρωμα.

Αν το πλάτος της περιοχής κένωσης στην τάση διάσπασης υπερβαίνει το πλάτος της περιοχής ολίσθησης, η διόδος ονομάζεται διόδος με διάτρηση (punch-through, PT). Στις διόδους PT, η

περιοχή κένωσης έρχεται σε επαφή με το υπόστρωμα. Όταν συμβεί αυτό, η περαιτέρω αύξηση της ανάστροφης τάσης δεν προκαλεί την αύξηση του πλάτους της περιοχής κένωσης, εξαιτίας του υψηλού ποσοστού προσμίξεων του υποστρώματος. Όμως, αλλάζει η κατανομή του ηλεκτρικού πεδίου στην περιοχή ολίσθησης.

Η περιοχή ολίσθησης των διόδων με διάτρηση έχει μικρότερο ποσοστό προσμίξεων και μικρότερο πλάτος W_d , συγκριτικά με τις διόδους χωρίς διάτρηση, για την ίδια τιμή της ανάστροφης τάσης διάσπασης. Το πλάτος της περιοχής ολίσθησης στις διόδους με διάτρηση είναι συνήθως το μισό εκείνου των διόδων χωρίς διάτρηση.

1.1.4 Ορθή πόλωση της διόδου ισχύος

Όταν η τάση ορθής πόλωσης που εφαρμόζεται στη διόδο είναι μικρότερη μιας ορισμένης τιμής, η οποία ονομάζεται τάση κατωφλίου (threshold voltage) V_{th} , το ρεύμα που διαρρέει τη διόδο

είναι πολύ μικρό. Η τάση κατωφλίου είναι περίπου ίση με το δυναμικό φραγμού και εξαρτάται από τη θερμοκρασία. Ειδικότερα, η τάση κατωφλίου ελαττώνεται κατά 2mV περίπου σε κάθε αύξηση της θερμοκρασίας κατά 1°C. Αυξάνοντας την τάση πόλωσης πάνω από την τιμή κατωφλίου, το ρεύμα ορθής πόλωσης στις διόδους σήματος μεταβάλλεται εκθετικά με την τάση. Έτσι, η τάση στα άκρα της διόδου, η οποία είναι ίση με την τάση της επαφής p-n, θεωρείται σχεδόν σταθερή. Η τάση αυτή είναι περίπου ίση με 0.7V στις διόδους πυριτίου.

Η παραπάνω διαπίστωση δεν ισχύει στις διόδους ισχύος. Η διαφορά της συμπεριφοράς της διόδου ισχύος στην ορθή πόλωση, οφείλεται στην παρουσία της περιοχής ολίσθησης. Η ολική τάση στα άκρα της διόδου ισχύος, η οποία ονομάζεται τάση αγωγιμότητας, ορίζεται από τη σχέση

$$V_F = V_J + V_d$$

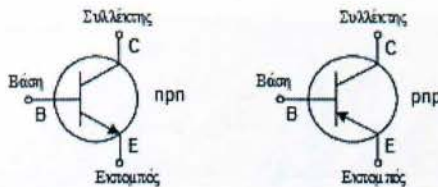
Όπου V_J είναι η τάση στα άκρα της επαφής p-n, η οποία είναι περίπου σταθερή, και V_d η πτώση τάσης κατά μήκος της περιοχής ολίσθησης (στις διόδους σήματος ισχύει $V_F \cong V_J$). Η τάση V_d μεταβάλλεται περίπου γραμμικά με το ρεύμα ορθής πόλωσης I_F , σε υψηλές τιμές του ρεύματος.

1.2 Διπολικό τρανζίστορ επαφής

Η θεωρία του διπολικού transistor επαφής BJT (Bipolar Junction Transistor) διατυπώθηκε από τον W. Shockley. Η επίδραση του transistor στην ηλεκτρονική υπήρξε τεράστια. Εκτός από την τεράστια βιομηχανία των ημιαγωγών, το transistor οδήγησε σε πολλές σχετικές ανακαλύψεις, όπως τα ολοκληρωμένα κυκλώματα και οι μικροϋπολογιστές. Το transistor ανήκει στην κατηγορία των πλήρως ελεγχόμενων διακοπών. Η κατηγορία αυτή περιλαμβάνει ημιαγωγούς διακόπτες, η έναυση και η σβέση των οποίων καθορίζεται από ένα σήμα ελέγχου. Εκτός από το BJT όλα τα υπόλοιπα είδη transistor, όπως το MOSFET και το IGBT που εξετάζονται στη συνέχεια, αποτελούν πλήρως ελεγχόμενους διακόπτες. Αντίθετα η δίοδος ισχύος είναι μη ελεγχόμενος διακόπτης, καθώς η έναυση και η σβέση της επιβάλλονται από το κύκλωμα ισχύος.

1.2.1 Κατασκευαστική Δομή των BJT Ισχύος

Το transistor είναι ένα στοιχείο το οποίο αποτελείται από τρεις εμπλουτισμένες περιοχές. Οι περιοχές αυτές ονομάζονται εκπομπός (E), βάση (B) και συλλέκτης (C). Αν οι περιοχές του εκπομπού και του συλλέκτη είναι τύπου n και η βάση τύπου p , τότε το διπολικό transistor ονομάζεται τύπου npn . Όταν οι περιοχές του εκπομπού και του συλλέκτη είναι τύπου p και η βάση τύπου n , τότε το transistor χαρακτηρίζεται ως τύπου pnp . Τα κυκλωματικά σύμβολα των διπολικών transistors δίνονται στο Σχ. 1.2.1.α

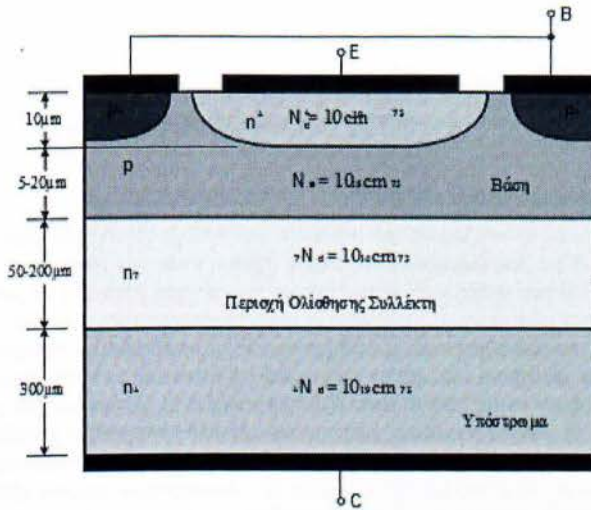


Σχ 1.2.1 α Κυκλωματικά σύμβολα των διπολικών transistor επαφής (BJT)

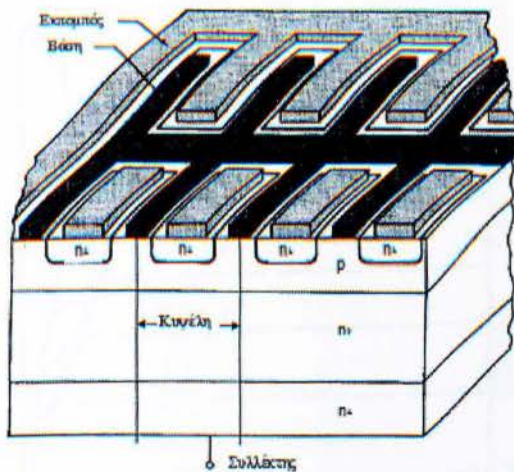
Οι απαιτήσεις από ένα transistor ισχύος είναι η ικανότητα του να αποκόπτει υψηλές τάσεις σε κατάσταση αποκοπής και παράλληλα η δυνατότητα διέλευσης μεγάλων ρευμάτων στην κατάσταση αγωγιμότητας. Για να εκπληρωθούν οι απαιτήσεις αυτές η κατασκευαστική δομή των BJT ισχύος είναι διαφορετική από εκείνη των transistors σήματος. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα σημαντικές διαφορές στη λειτουργική συμπεριφορά των BJT ισχύος, σε σχέση με τα transistor σήματος.

Στο Σχ. 1.2.1.β εικονίζεται η κατασκευαστική δομή μιας κυψέλης (cell) ενός BJT ισχύος τύπου npn , μαζί με τις τυπικές τιμές των πυκνοτήτων πρόσμιξης και του πλάτους της κάθε περιοχής. Τα σύγχρονα BJT ισχύος κατασκευάζονται με μεγάλο αριθμό από κυψέλες ή πολλαπλούς εκπομπούς,

με τη δομή που εικονίζεται λεπτομερώς στο Σχ. 1.2.1.γ. Τα πλεονεκτήματα αυτής της κατασκευαστικής δομής ερμηνεύονται στη συνέχεια. Οι περιοχές τύπου p με την υψηλή συγκέντρωση των προσμίξεων εισάγονται στην περιοχή της βάσης τύπου p , για την επίτευξη ωμικής επαφής με μικρή αντίσταση στον ακροδέκτη της βάσης.



Σχ 1.2.1. β Κατασκευαστική δομή μιας κυψέλης του BJT ισχύος τύπου pnp



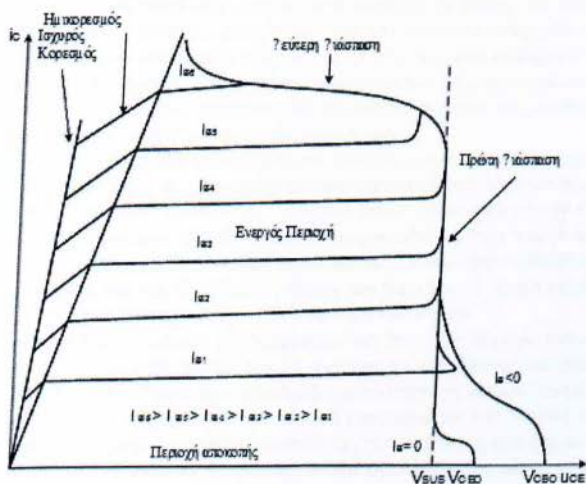
Σχ 1.2.1 γ. Κατασκευαστική δομή σε τρεις διαστάσεις ενός σύγχρονου BJT ισχύος τύπου pnp με πολλαπλούς εκπομπούς

Στις διατάξεις ισχύος χρησιμοποιούνται κυρίως transistor τύπου pnp. Η κυριότερη διαφορά των BJT ισχύος από τα αντίστοιχα transistors σήματος, είναι η παρουσία της περιοχής ολίσθησης του συλλέκτη. Η περιοχή ολίσθησης δεν υπάρχει στα transistor σήματος. Σκοπός της περιοχής ολίσθησης, όπως και στη δίοδο ισχύος, είναι η επίτευξη μεγάλων τάσεων διάσπασης. Το πλάτος

της περιοχής ολίσθησης είναι τόσο μεγαλύτερο, όσο μεγαλύτερη είναι η επιθυμητή τάση διάσπασης.

1.2.2 Χαρακτηριστικές Εξόδου των BJT Ισχύος

Οι χαρακτηριστικές εξόδου του transistor παρουσιάζουν τη μεταβολή του ρεύματος συλλέκτη i_c , ως προς την τάση μεταξύ συλλέκτη-εκπομπού v_{ce} , σε διάφορες τιμές του ρεύματος βάσης i_b . Η τυπική μορφή των χαρακτηριστικών εξόδου των BJT ισχύος τύπου npn, δίνεται στο Σχ.1.2.2. Οι χαρακτηριστικές είναι παρόμοιες μ' εκείνες των transistor σήματος. Διακρίνουμε την περιοχή αποκοπής, όπου το ρεύμα της βάσης είναι μηδενικό και η τάση v_{ce} υψηλή. Την ενεργό περιοχή, όπου το transistor λειτουργεί ως γραμμικός ενισχυτής και χαρακτηρίζεται από υψηλά ρεύματα και τάσεις. Η ενεργός περιοχή είναι ανεπιθύμητη κατά τη λειτουργία των transistors ως διακόπτες, καθώς συνοδεύεται από μεγάλες απώλειες ισχύος. Η περιοχή κόρου αντιστοιχεί σε λειτουργία κλειστού διακόπτη και χαρακτηρίζεται από ισχυρά ρεύματα συλλέκτη και μικρή τάση μεταξύ συλλέκτη-εκπομπού. Η τάση μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού, όταν το BJT λειτουργεί στην περιοχή κορεσμού, συμβολίζεται με $V_{ce(sat)}$. Η τάση V_{ce0} είναι η τάση διάσπασης συλλέκτη-εκπομπού, όταν τα ρεύματα της βάσης και του συλλέκτη είναι μηδέν. Η τάση αυτή αποτελεί το μέτρο της ικανότητας του transistor να χειρίζεται υψηλές τάσεις. Σε μεγαλύτερα ρεύματα βάσης, άρα και του συλλέκτη, η τάση διάσπασης είναι μικρότερη της V_{ce0} και συμβολίζεται με V_{sus} . Όταν η τάση συλλέκτη-εκπομπού υπερβεί την τάση διάσπασης, το ρεύμα του συλλέκτη αποκτά πολύ μεγάλες τιμές, με αποτέλεσμα τη μεγάλη κατανάλωση ισχύος και την πιθανή καταστροφή του στοιχείου.



Σχ.1.2.2 Χαρακτηριστικές εξόδου των BJT ισχύος τύπου npn

Η απότομη αύξηση του ρεύματος συλλέκτη, λόγω των υψηλών τάσεων συλλέκτη-εκπομπού ονομάζεται πρώτη διάσπαση (first breakdown). Η πρώτη διάσπαση οφείλεται σε δύο μηχανισμούς, στη διάσπαση χιονοστιβάδας (avalanche breakdown) ή στη διάτρηση (punch through).

Στο Σχ.1.2.2 εικονίζονται τόσο η πρώτη, όσο και η δεύτερη διάσπαση (second breakdown) του transistor. Η δεύτερη διάσπαση πρέπει επίσης να αποφεύγεται, καθώς είναι δυνατό να προκαλέσει καταστροφή του στοιχείου από τοπική υπερθέρμανση.

Η κύρια διαφορά των χαρακτηριστικών εξόδου του transistor ισχύος, από τις αντίστοιχες χαρακτηριστικές ενός transistor σήματος, είναι η περιοχή ημικορεσμού. Η περιοχή ημικορεσμού οφείλεται στην περιοχή ολίσθησης, η οποία δεν υπάρχει στα transistor σήματος. Έτσι, τα transistor σήματος δεν εμφανίζουν την περιοχή ημικορεσμού.

Τα transistor ισχύος συνήθως οδηγούνται στην κατάσταση αγωγιμότητας με υψηλά ρεύματα βάσης, έτσι ώστε να αποφευχθεί η λειτουργία στην περιοχή ημικορεσμού και να λειτουργούν σε βαθύ κόρο με μικρή τάση $V_{CE(sat)}$. Οι απώλειες του transistor στην κατάσταση αγωγιμότητας προσδιορίζονται από τη σχέση

$$P_{I(on)} = I_c V_{CE(sat)}$$

1.2.3 Πρώτη και Δεύτερη Διάσπαση

Όταν η τάση μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού στο BJT φθάσει μια κρίσιμη τιμή, η οποία ονομάζεται τάση διάσπασης συλλέκτη-εκπομπού V_{CEO} , το ρεύμα του συλλέκτη αποκτά πολύ μεγάλες τιμές. Το αποτέλεσμα είναι η μεγάλη κατανάλωση ισχύος και η πιθανή καταστροφή του στοιχείου. Η απότομη αύξηση του ρεύματος συλλέκτη, εξαιτίας της υψηλής τάσης συλλέκτη-εκπομπού, ονομάζεται πρώτη διάσπαση. Η πρώτη διάσπαση οφείλεται σε δύο μηχανισμούς, στη διάσπαση χιονοστιβάδας και στη διάτρηση.

Ο μηχανισμός της διάσπασης χιονοστιβάδας, που υφίσταται η επαφή βάσης-συλλέκτη, είναι γνωστός από τη δίοδο. Η "διάσπαση" λόγω διάτρησης εκδηλώνεται όταν η περιοχή κένωσης της επαφής βάσης-συλλέκτη εκτείνεται πλήρως στην περιοχή της βάσης και φθάνει μέχρι τον εκπομπού. Τότε, ένας μεγάλος αριθμός ηλεκτρονίων από τον εκπομπού εισέρχεται στην περιοχή κένωσης, όπου τα υψηλά ηλεκτρικά πεδία οδηγούν τα ηλεκτρόνια στο συλλέκτη. Το αποτέλεσμα είναι η εμφάνιση ενός πολύ μεγάλου ρεύματος συλλέκτη και μια συμπεριφορά που μοιάζει με τη διάσπαση. Το πλάτος της βάσης και η πυκνότητα των προσμίξεών της, καθορίζει ποιος μηχανισμός διάσπασης θα εκδηλωθεί πρώτος στην τάση V_{CEO} .

Η δεύτερη διάσπαση είναι ένα φαινόμενο που εκδηλώνεται σε διπολικά στοιχεία, δηλαδή σε στοιχεία με φορείς μειονότητας. Τα στοιχεία αυτά παρουσιάζουν αντίσταση με αρνητικό θερμοκρασιακό συντελεστή. Η αντίσταση των στοιχείων αυτών μειώνεται με την αύξηση της θερμοκρασίας. Η δεύτερη διάσπαση προκαλείται από ανομοιογένειες στην πυκνότητα του ρεύματος μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού. Οι ανομοιογένειες στην πυκνότητα του ρεύματος εκδηλώνονται συνήθως κατά την έναυση και ιδιαίτερα τη σβέση του transistor. Στα τμήματα του transistor όπου η πυκνότητα του ρεύματος είναι υψηλή, έχουμε τοπική αύξηση της θερμοκρασίας. Η αύξηση της θερμοκρασίας, σε συνδυασμό με τον αρνητικό θερμοκρασιακό συντελεστή, οδηγούν σε νέα τοπική αύξηση της πυκνότητας του ρεύματος και νέα αύξηση της θερμοκρασίας. Εμφανίζεται δηλαδή μια κατάσταση θετικής ανάδρασης, η οποία αν δεν τερματιστεί γρήγορα οδηγεί στην καταστροφή του transistor από τοπική υπερθέρμανση (thermal runaway). Οι μεγάλες τοπικές πυκνότητες του ρεύματος που δημιουργούνται στο transistor κατά τη δεύτερη διάσπαση, προκαλούν και την πτώση της τάσης μεταξύ συλλέκτη-εκπομπού.

Η κατασκευή των BJT ισχύος με πολλαπλούς εκπομπούς έχει ως κύριο σκοπό την κατά το δυνατό ομοιόμορφη κατανομή του ρεύματος εκπομπού, έτσι ώστε να περιοριστεί η πιθανότητα της δεύτερης διάσπασης.

1.2.4 Περιοχές Ασφαλούς Λειτουργίας (SOA)

Οι μέγιστες τιμές των τάσεων και των ρευμάτων που επιτρέπεται να εφαρμοστούν σε ένα

BJT ισχύος, προσδιορίζονται εύκολα από τις περιοχές ασφαλούς λειτουργίας (Safe Operating Areas, SOA).

Οι περιοχές ασφαλούς λειτουργίας ορίζονται από τους κατασκευαστές των transistor ισχύος. Τα BJT ισχύος έχουν δύο SOA. Την SOA ορθής πόλωσης FBSOA (Forward Bias SOA), η οποία εικονίζεται στο Σχ. 1.2.4α και την SOA ανάστροφης πόλωσης RBSOA (Reverse Bias SOA), Σχ. 1.2.4β. Η FBSOA αναφέρεται στην έναυση του BJT και η RBSOA στη σβέση του.

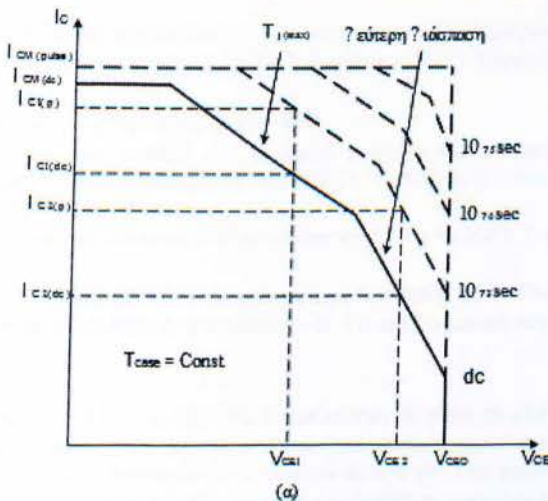
Η FBSOA περιορίζεται από τέσσερις παραμέτρους. Το μέγιστο ρεύμα συλλέκτη $I_{CM(pulse)}$, την τάση διάσπασης V_{CE0} , τη μέγιστη θερμοκρασία της εσωτερικής επαφής $T_{J(max)}$ και τη δεύτερη διάσπαση. Το ρεύμα $I_{CM(pulse)}$ είναι το μέγιστο παλμικό ρεύμα το οποίο μπορεί να εφαρμοστεί στο transistor. Το ρεύμα αυτό είναι λίγο μεγαλύτερο από το μέγιστο ρεύμα συνεχούς λειτουργίας $I_{CM(dc)}$.

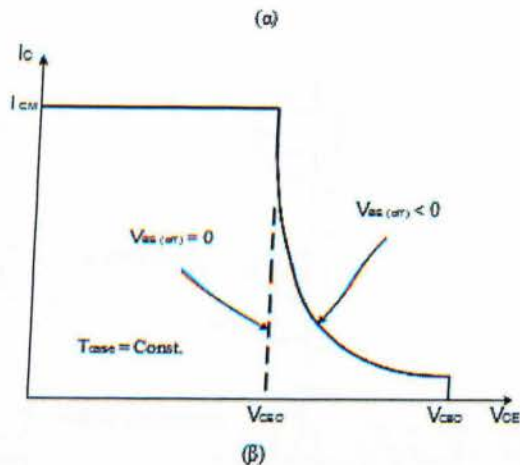
Η καμπύλη $T_{J(max)}$ αποτελεί το θερμοκόριο του transistor. Έτσι, σε μια τάση V_{CE1} , η μέγιστη τιμή του ρεύματος συλλέκτη που επιτρέπεται να ρέει συνεχώς είναι η $I_{C1(dc)}$. Αν το ρεύμα του συλλέκτη υπερβεί την τιμή $I_{C1(dc)}$, η κατανάλωση ισχύος στο στοιχείο ($P_D = I_{C1(dc)} \cdot V_{CE1}$), θα οδηγήσει τη θερμοκρασία της επαφής (junction temperature) σε μια τιμή μεγαλύτερη της μέγιστης

στης επιτρεπόμενης $T_{J(max)}$. Η συνήθης τιμή της $T_{J(max)}$, την οποία δεν πρέπει να υπερβαίνουμε ποτέ, είναι οι $150^{\circ}C$. Για την ίδια τάση V_{CE1} , η μέγιστη τιμή του ρεύματος συλλέκτη αυξάνεται σε $I_{C1(p)}$, όταν το ρεύμα δεν ρέει συνεχώς, αλλά για ένα μικρό χρονικό διάστημα $10^{-3}sec$. Οι διακεκομμένες γραμμές στο Σχ. 2.9α αναφέρονται στη λειτουργία του transistor με ένα απλό παλμό (single pulse operation).

Αντίστοιχους περιορισμούς τάσεων και ρευμάτων επιβάλλει η δεύτερη διάσπαση. Έτσι, σε μια τάση συλλέκτη-εκπομπού V_{CE2} το μέγιστο συνεχές ρεύμα του συλλέκτη είναι το $I_{C2(dc)}$. Το μέγιστο παλμικό ρεύμα διάρκειας $10^{-3}sec$ είναι το $I_{C2(p)}$. Αν το ρεύμα του συλλέκτη υπερβεί τις παραπάνω τιμές, θα συμβεί δεύτερη διάσπαση στο transistor. Η FBSOA είναι πρακτικά τετράγωνη και περιορίζεται μόνο από τα I_{CM} και V_{CE0} , όταν ο χρόνος έναυσης είναι πολύ μικρός.

Κατά τη σβέση του transistor με ανάστροφη πόλωση της βάσης, η τάση διάσπασης αυξάνεται από την τιμή V_{CE0} στην V_{CB0} , με τη μείωση του ρεύματος συλλέκτη (Σχ. 2.9β). Υπενθυμίζεται ότι, η τάση V_{CE0} είναι η τάση διάσπασης της επαφής βάση-συλλέκτη με μηδενικό ρεύμα βάσης. Η τάση V_{CB0} είναι η τάση διάσπασης της επαφής βάση-συλλέκτη με το ρεύμα του εκπομπού ίσο με το μηδέν. Το ρεύμα του συλλέκτη και στις δύο περιπτώσεις είναι μηδενικό.





Σχ.1.2.4 Περιοχή ασφαλούς λειτουργίας ορθής πόλωσης FBSOA (α) και ανάστροφης πόλωσης RBSOA (β) των BJT ισχύος

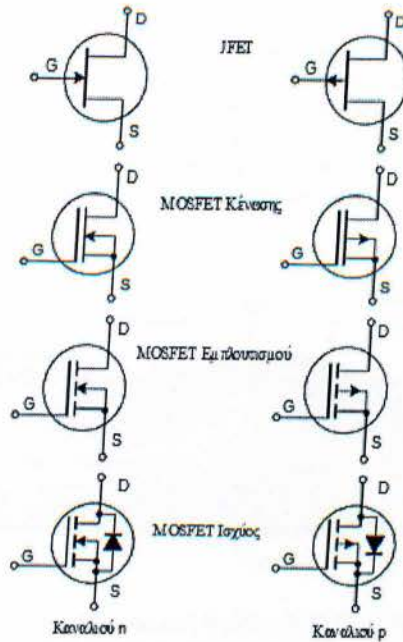
1.3 Τα MOSFET Ισχύος και οι κατηγορίες των FET

Το transistor επίδρασης πεδίου (Field Effect Transistor) προτάθηκε από τον Shockley το 1952. Η λειτουργία των FET στηρίζεται σε μια εντελώς διαφορετική αρχή, από εκείνη του διπολικού transistor. Ενώ η λειτουργία των BJT στηρίζεται και στα δύο είδη φορέων (ηλεκτρόνια και οπές), η λειτουργία των FET βασίζεται σ' ένα μόνο τύπο φορέων, ο οποίος μπορεί να είναι είτε ηλεκτρόνια ή οπές. Για το λόγο αυτό τα FET ονομάζονται και μονοπολικά transistor. Τα FET όπως και τα διπολικά transistor έχουν τρεις ακροδέκτες, οι οποίοι ονομάζονται πύλη (Gate), πηγή (Source) και εκροή (Drain). Η πύλη είναι αντίστοιχη με τη βάση, η πηγή με τον εκπομπό και η εκροή με το συλλέκτη του BJT.

Τα transistor επίδρασης πεδίου διακρίνονται σε δύο μεγάλες κατηγορίες, ανάλογα με τον τρόπο κατασκευής τους. Αυτές είναι, τα FET ένωσης ή JFET (Junction FET) και τα FET μονωμένης πύλης ή IGFET (Insulated Gate FET).

Υπάρχουν διάφορα είδη IGFET, από τα οποία το πλέον γνωστό και χρησιμοποιούμενο είναι τα MOSFET (Metal Oxide Semiconductor FET). Τα MOSFET διακρίνονται σε MOSFET κένωσης (Depletion) και εμπλουτισμού (Enhancement). Τα MOSFET κένωσης χαρακτηρίζονται ως normally ON, ενώ τα MOSFET εμπλουτισμού ως normally OFF. Όλα τα είδη FET μπορούν να κατασκευαστούν ως καναλιού-n ή καναλιού-p. Τα κυκλωματικά σύμβολα όλων των τύπων FET δίνονται στο Σχ 1.3

Από τα διάφορα είδη FET, τα MOSFET εμπλουτισμού είναι τα πλέον κατάλληλα στην κατασκευή των διακοπών ισχύος. Στη συνέχεια αναφερόμαστε αποκλειστικά στα MOSFET εμπλουτισμού ισχύος και ειδικότερα στα καναλιού-n, που είναι τα περισσότερο χρησιμοποιούμενα. Τα MOSFET καναλιού-n μπορούν να λειτουργήσουν σε υψηλότερες συχνότητες από τα MOSFET καναλιού-p, γιατί η ευκίνησια των ηλεκτρονίων είναι μεγαλύτερη από την ευκίνησια των οπών.



Σχ.1.3.Κυκλωματικά σύμβολα των FET. Στα MOSFET ισχύος διακρίνεται η ενσωματωμένη παρασιτική διάοδος, η οποία χρησιμοποιείται ως διάοδος ελεύθερης ροής

1.3.2 Κατασκευαστική Δομή των MOSFET Ισχύος και χαρακτηριστικές καμπύλες

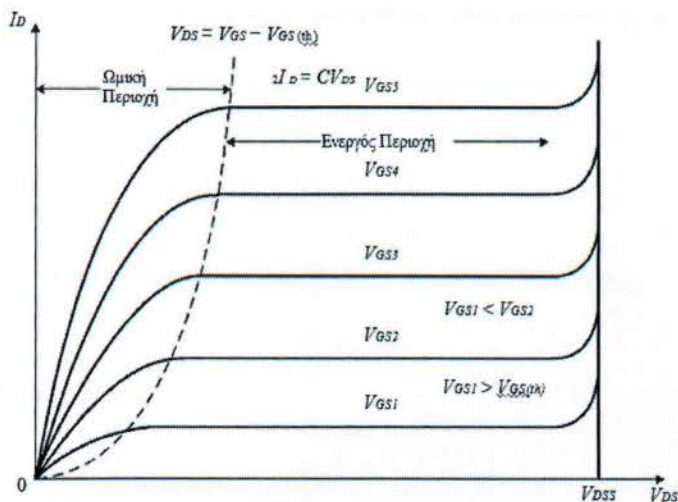
Η κατασκευαστική δομή του MOSFET εμπλουτισμού ισχύος καναλιού-n εικονίζεται στο Σχ.1.3.2. Το MOSFET αποτελείται από το υπόστρωμα τύπου n^+ , με το οποίο συνδέεται ο ακροδέκτης της εκροής. Η πυκνότητα των προσμίξεων στο υπόστρωμα είναι περίπου 10^{19}cm^{-3} . Πάνω στο υπόστρωμα αναπτύσσεται επιταξιακά η περιοχή ολίσησης της εκροής, τύπου n^- , με πυκνότητα προσμίξεων στην περιοχή $10^{14} - 10^{15} \text{cm}^{-3}$. Σκοπός της περιοχής ολίσησης, όπως και στα BJT, είναι η επίτευξη μεγάλης τάσης διάσπασης. Πάνω στην περιοχή ολίσησης δημιουργούνται με διάχυση περιοχές τύπου p . Κάθε περιοχή τύπου p ονομάζεται σώμα. Η πυκνότητα των

προσμίξεων στο σώμα είναι περίπου 10^{16}cm^{-3} . Στις περιοχές p δημιουργείται το κανάλι τύπου n . Στο εσωτερικό κάθε περιοχής p σχηματίζεται με διάχυση η περιοχή n^+ της πηγής, με πυκνότητα προσμίξεων περίπου ίση με εκείνη της εκροής.

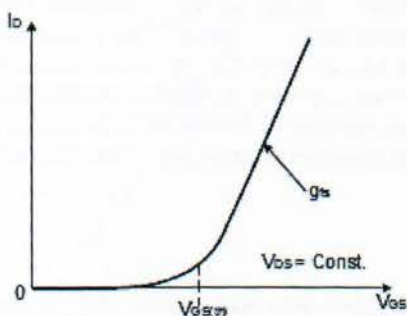
Ένα MOSFET ισχύος έχει αρκετές χιλιάδες περιοχές p σώματος και n^+ της πηγής. Όλες οι περιοχές n^+ συνδέονται παράλληλα μεταξύ τους και αποτελούν τον ακροδέκτη πηγής του MOSFET. Η μορφή της περιοχής του σώματος έχει μεγάλη επίδραση στα χαρακτηριστικά του MOSFET.

Οι περιοχές n^+ της πηγής συνδέονται με τις περιοχές p του σώματος. Από το Σχ.1.3.2 φαίνεται ότι μεταξύ της πηγής και της εκροής υπάρχει ένα παρασιτικό διπολικό transistor τύπου nnp . Η περιοχή p του σώματος αποτελεί τη βάση του transistor αυτού. Για να αποφύγουμε την πιθανότητα αγωγής του παρασιτικού transistor, βραχυκυκλώνουμε τις περιοχές p του σώματος με την πηγή. Με τη βραχυκύκλωση σώματος-πηγής εμφανίζεται μια εσωτερική διάοδος (intrinsic

diode) μεταξύ της πηγής και της εκροής. Η διάοδος αυτή είναι αναγκαία στους μετατροπείς γέφυρας. Αν δεν υπήρχε η εσωτερική ή παρασιτική διάοδος μεταξύ εκροής-πηγής, θα έπρεπε να προστεθεί παράλληλα σε κάθε MOSFET μια εξωτερική διάοδος.



Σχ. 1.3.2.β Χαρακτηριστικές εξόδου των MOSFET ισχύος



Σχ.1.3.2.γ Χαρακτηριστική μεταφοράς του MOSFET ισχύος

Στην ενεργό περιοχή το ρεύμα I_D είναι σταθερό και ανεξάρτητο της τάσης V_{DS} . Για το λόγο αυτό συχνά η ενεργός περιοχή στα MOSFET αναφέρεται ως περιοχή κορεσμού. Αντίθετα, στην ωμική περιοχή το ρεύμα I_D αυξάνεται με την αύξηση της τάσης V_{DS} .

Το ρεύμα της εξόδου (εκροής) στα MOSFET ελέγχεται από την τάση της πύλης V_{GS} . Στα διπολικά transistor, το ρεύμα εξόδου (συλλέκτη) ελέγχεται από το ρεύμα της βάσης. Επομένως, τα MOSFET είναι στοιχεία ελεγχόμενα από την τάση, ενώ τα διπολικά transistor ελέγχονται από το ρεύμα. Στα διπολικά transistor, ο λόγος του ρεύματος συλλέκτη προς το ρεύμα της βάσης καθορίζει την ενίσχυση (απολαβή) ρεύματος ήFE του στοιχείου. Αντίστοιχα, στα MOSFET ορίζουμε τη χαρακτηριστική μεταφοράς (transfer characteristic).

Η χαρακτηριστική μεταφοράς δείχνει τη μεταβολή του ρεύματος εκροής με την τάση V_{GS} , με σταθερή την V_{DS} , στην ενεργό περιοχή (Σχ.1.3.2.γ). Στα MOSFET ισχύος, όπως φαίνεται και από το Σχ.1.3.2.γ, η μεταβολή του I_D με την τάση V_{GS} είναι περίπου γραμμική σε υψηλές τιμές του ρεύματος. Η κλίση της χαρακτηριστικής μεταφοράς, ονομάζεται διαγωγιμότητα (transconductance) g_{fs} . Η διαγωγιμότητα ορίζεται από τη σχέση

$$g(f) = \frac{e^{iD}}{e^{u_{GS}}} V_{ds} = C$$

Σχέση Διαγωγιμότητας

Τα MOSFET έχουν δύο μέγιστες τιμές τάσης, τις οποίες δεν πρέπει να υπερβαίνουμε ποτέ

για την ασφαλή λειτουργία τους. Οι τάσεις αυτές είναι η τάση διάσπαση πηγής-εκροής V_{DS} και η μέγιστη τάση πύλης-πηγής $V_{GS(max)}$.

Τάση Διάσπασης Πηγής-Εκροής

1.3.3 Παράμετροι Λειτουργίας των MOSFET Ισχύος

Αντίσταση Αγωγιμότητας

Μια πολύ σημαντική παράμετρος των MOSFET ισχύος, είναι η αντίσταση που παρουσιάζουν στην κατάσταση αγωγιμότητας, όταν δηλαδή λειτουργούν στην ωμική περιοχή. Η αντίσταση σε κατάσταση αγωγιμότητας ή αντίσταση $R_{DS(on)}$ καθορίζει τις απώλειες ισχύος στο στοιχείο σε κατάσταση αγωγής, σύμφωνα με τη σχέση

Η τάση διάσπαση V_{DS} είναι η μέγιστη τάση που μπορεί να αντέξει το MOSFET στην κατάσταση αποκοπής, χωρίς να εκδηλωθεί διάσπαση χιονοστιβάδας στην επαφή σώματος-εκροής. Για την επίτευξη μεγάλων τάσεων διάσπασης, η περιοχή ολίσθησης της εκροής πρέπει να έχει μεγάλο πλάτος και μικρή πυκνότητα προσμίξεων. Η περιοχή κένωσης αναπτύσσεται κυρίως μέσα στην περιοχή ολίσθησης, καθώς το σώμα έχει σημαντικά μεγαλύτερη πυκνότητα προσμίξεων. Έτσι, η περιοχή κένωσης δεν φθάνει έως την πηγή, ώστε να έχουμε διάσπαση της επαφής λόγω διάτρησης

Μέγιστη Τάση Πύλης-Πηγής

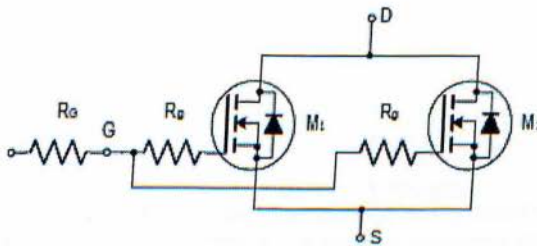
Στα MOSFET παρεμβάλλεται ένα λεπτό στρώμα μονωτικού υλικού, συνήθως διοξείδιο του πυριτίου, ανάμεσα στην πύλη και τον ημιαγωγό. Αν η τάση πύλης-πηγής αυξηθεί υπερβολικά, αυτό το στρώμα μπορεί να καταστραφεί από το υψηλό ηλεκτρικό πεδίο που αναπτύσσεται. Το στρώμα του οξειδίου στα σύγχρονα MOSFET μπορεί να ανθίσταται σε τάσεις από $\pm 50V$ ως $100V$. Εντούτοις, οι τιμές που δίνουν οι κατασκευαστές για την τάση $V_{GS(max)}$ κυμαίνονται από $20V$ ως $\pm 30V$, καθώς θέτουν ένα περιθώριο ασφαλείας. Αυτό γίνεται γιατί η διάσπαση του οξειδίου επιφέρει μόνιμη καταστροφή του στοιχείου.

$$P_{I(on)} = I_D R_{DS(on)}$$

Εκτός από τη λειτουργία στις υψηλές συχνότητες, σχεδόν όλες οι απώλειες ισχύος στα MOSFET συμβαίνουν όταν το στοιχείο είναι σε κατάσταση αγωγής. Επομένως, η αντίσταση $R_{DS(on)}$ πρέπει να είναι όσο γίνεται μικρότερη. Καθώς η αντίσταση $R_{DS(on)}$ μειώνονται με την αύξηση της τάσης πόλωσης της πύλης, στις εφαρμογές ισχύος η τάση V_{GS} επιλέγεται η μέγιστη. Εκτός από τη λειτουργία στις υψηλές συχνότητες, σχεδόν όλες οι απώλειες ισχύος στα

MOSFET συμβαίνουν όταν το στοιχείο είναι σε κατάσταση αγωγής. Επομένως, η αντίσταση $R_{DS(on)}$ πρέπει να είναι όσο γίνεται μικρότερη. Καθώς η αντίσταση $R_{DS(on)}$ μειώνονται με την αύξηση της τάσης πόλωσης της πύλης, στις εφαρμογές ισχύος η τάση V_{GS} επιλέγεται η μέγιστη δυνατή.

Σε τάσεις διάσπασης έως 300V τα σύγχρονα MOSFET έχουν τόσο μικρή αντίσταση $R_{DS(on)}$, ώστε οι απώλειες αγωγιμότητάς τους είναι μικρότερες από εκείνες των BJT. Σε τάσεις μεγαλύτερες από τα 300V, η $R_{DS(on)}$ και οι απώλειες ισχύος αυξάνουν σημαντικά, εξαιτίας της υψηλής αντίστασης που εισάγει η περιοχή ολίσθησης, η οποία είναι ανάλογη με $V_{DSS} - 2.7$.

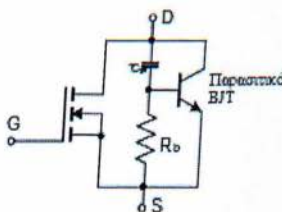


Σχ.1.3.3 Παράλληλη σύνδεση δύο MOSFET ισχύος

Η αντίσταση $R_{DS(on)}$ παρουσιάζει θετικό θερμοκρασιακό συντελεστή. Έτσι, οι απώλειες ισχύος αυξάνουν καθώς η θερμοκρασία του στοιχείου μεγαλώνει. Επιπλέον, τα MOSFET μπορούν πολύ εύκολα να συνδεθούν παράλληλα, εξαιτίας του θετικού θερμοκρασιακού συντελεστή (Σχ.1.3.3). Έτσι, αν το ρεύμα στο MOSFET M_1 γίνει μεγαλύτερο του ρεύματος στο M_2 , η θερμοκρασία άρα και η αντίσταση του M_1 θα αυξηθεί περισσότερο από εκείνη του M_2 . Το αποτέλεσμα είναι η μείωση του ρεύματος στο M_1 και η τελική διατήρηση της ισότητας των ρευμάτων στα δύο στοιχεία. Οι πύλες των MOSFET στο Σχ.1.3.3 συνδέονται μεταξύ τους μέσω δύο αντιστάσεων μικρής τιμής R_g (μερικά ohm). Οι αντιστάσεις αυτές είναι αναγκαίες για να αποφευχθούν ταλαντώσεις υψηλής συχνότητας, εξαιτίας της χωρητικής συμπεριφοράς των πυλών.

1.4 Το Παρασιτικό Διπολικό Transistor

Μεταξύ της πηγής και της εκροής του MOSFET υπάρχει ένα παρασιτικό διπολικό transistor Η περιοχή του σώματος αποτελεί τη βάση του transistor αυτού. Για να αποφύγουμε την πιθανότητα αγωγής του παρασιτικού BJT, βραχυκυκλώνουμε τις περιοχές του σώματος με την πηγή. Αν η βάση του παρασιτικού transistor δεν συνδεόταν με την πηγή, η τάση διάσπασης του MOSFET θα μειώνονταν από την τιμή $V_{DSS} = V_{CBO}$ στην τιμή V_{CEO} . Το μεγαλύτερο πρόβλημα όμως είναι ότι μια αρκετά μεγάλη τάση βάσης-εκπομπού μπορεί να οδηγήσει το BJT σε κατάσταση κορεσμού. Στην περίπτωση αυτή δεν είναι δυνατή η σβέση του BJT, καθώς η βάση του δεν είναι διαθέσιμη.



Σχ.1.4 Ισοδύναμο κύκλωμα του MOSFET με το παρασιτικό BJT

Ο μόνος τρόπος σβέσης του BJT είναι η διακοπή του ρεύματος της εκροής από το κύκλωμα ισχύος. Αυτή η κατάσταση λειτουργίας ονομάζεται **μανδάλωση (latch-up)**. Αν και η βραχυκύκλωση του σώματος με την πηγή είναι αποτελεσματική από στατικής πλευράς, δεν

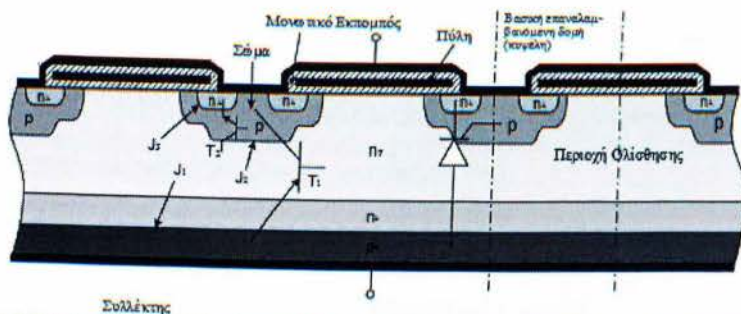
μηδενίζει την πιθανότητα έναυσης του παρασιτικού BJT κατά το μεταβατικό χρονικό διάστημα της σβέσης. Η βάση του BJT συνδέεται με την εκροή του MOSFET μέσω ενός τμήματος της χωρητικότητας C_{gs} , όπως εικονίζεται στο ισοδύναμο κύκλωμα του Σχ1.4. Αν ο ρυθμός ανόδου της τάσης V_{ds} κατά τη σβέση του MOSFET είναι πολύ μεγάλος, θα έχουμε τη ροή ενός ρεύματος μέσω του πυκνωτή στη βάση του BJT, το οποίο μπορεί να το οδηγήσει στον κορεσμό. Αυτός ο μηχανισμός έναυσης του BJT επιβάλει μια μέγιστη ταχύτητα μεταβολής της τάσης V_{ds} κατά τη σβέση του MOSFET. Η πιθανότητα έναυσης του BJT κατά το μεταβατικό διάστημα της σβέσης είναι πολύ μικρή στα σύγχρονα MOSFET, καθώς αυτά υποστηρίζουν ταχύτητες μεταβολής της τάσης V_{ds} μεγαλύτερες από 10.000V/μs.

1.5 Το IGBT

Το διπολικό transistor επαφής μονωμένης πύλης IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) είναι ένας σχετικά νέος ημιαγωγός διακόπτης ισχύος. Το IGBT είναι ένα στοιχείο το οποίο συνδυάζει τα πλεονεκτήματα των διπολικών transistor μ' εκείνα των MOSFET. Το πλεονέκτημα των BJT είναι οι μικρές απώλειες σε κατάσταση αγωγιμότητας, ιδιαίτερα στις υψηλές τάσεις διάσπασης. Αντίθετα, τα MOSFET είναι τα στοιχεία με τους μικρότερους χρόνους μετάβασης και τον απλούστερο τρόπο οδήγησης, εξαιτίας της πολύ μεγάλης αντίστασης εισόδου. Τα πλεονεκτήματα αυτά συνδυάζονται με τον καλύτερο δυνατό τρόπο στα IGBT. Αυτός είναι ο λόγος της ευρείας χρήσης των IGBT στις σύγχρονες εφαρμογές χαμηλής και μέσης ισχύος. Πρέπει να σημειωθεί ότι τα IGBT σχεδιάζονται αποκλειστικά για διακοπτικές εφαρμογές. Έτσι, δεν συνιστάται η λειτουργία τους ως γραμμικών ενισχυτών. Αυτό οφείλεται στη μεταβολή της διαγωγιμότητάς τους με τη θερμοκρασία επαφής. Τα IGBT διακρίνονται σε καναλιού-n, τα οποία είναι τα πλέον χρησιμοποιούμενα και σε καναλιού-p.

1.6 Κατασκευαστική Δομή του IGBT και χαρακτηριστικές

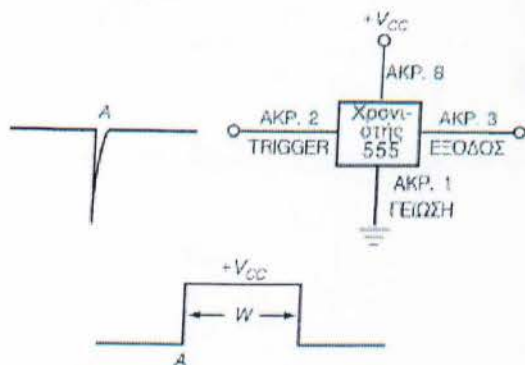
Η κατασκευαστική δομή του IGBT καναλιού-n παρουσιάζεται στο Σχ. 1.6. Η δομή αυτή είναι παρόμοια μ' εκείνη του MOSFET καναλιού-n. Το στοιχείο που διαφοροποιεί το IGBT από το MOSFET είναι η περιοχή τύπου p+ με την οποία συνδέεται ο ακροδέκτης του συλλέκτη. Η περιοχή αυτή δεν υπάρχει στα MOSFET. Ο συλλέκτης αντιστοιχεί στην εκροή του MOSFET και ο εκπομπός στην πηγή. Το IGBT, όπως και το MOSFET, έχει πολύπλοκη δομή εκπομπού-πύλης. Ένα IGBT καναλιού-p έχει την ίδια δομή αλλά με αντίθετο τύπο προσμίξεων σε κάθε περιοχή. Στο Σχ.1.6 παρατηρούμε δύο παρασιτικά BJT. Το BJT που συμβολίζεται με T_2 αντιστοιχεί στο παρασιτικό BJT του MOSFET. Η πρόσθετη περιοχή p+ στο IGBT έχει ως αποτέλεσμα τη δημιουργία ενός ακόμη BJT του T_1 . Αυτά τα δύο BJT αποτελούν ένα SCR. Επομένως, το IGBT περιλαμβάνει ένα παρασιτικό SCR. Η κάθοδος του SCR συνδέεται με τον εκπομπό και η άνοδος με το συλλέκτη του IGBT. Η περιοχή του σώματος αποτελεί την πύλη του παρασιτικού SCR.



Σχ1.6 Κατασκευαστική δομή του IGBT καναλιού-n. Διακρίνονται τα δύο παρασιτικά BJT, τα οποία σχηματίζουν το παρασιτικό SCR του στοιχείου

1.7 Το ολοκληρωμένο κύκλωμα 555

NE555 (όπως επίσης LM555, CA555 και MC1455) είναι ένας ευρύτατα χρησιμοποιούμενος χρονιστής IC, ένα κύκλωμα που λειτουργεί σε δύο καταστάσεις: μονοσταθής (μια σταθερή κατάσταση), ή ασταθής (καμία σταθερή κατάσταση). Στην μονοσταθής κατάσταση, μπορεί να δημιουργήσει ακριβείς χρονικές καθυστερήσεις από microseconds μέχρι ώρες. Στην ασταθής κατάσταση, μπορεί να δημιουργήσει ορθογώνια σήματα με μεταβλητό κύκλο εργασίας.



1.7 Χρονιστής 555 που χρησιμοποιείται σαν μονοσταθής (μιας κρούσης) κατάσταση

Το σχήμα 1.7 παρουσιάζει τη μονοσταθής λειτουργία. Αρχικά, ο χρονιστής 555 έχει χαμηλή τάση εισόδου στην οποία μπορεί να παραμείνει επί' άπειρο. Όταν ο χρονιστής 555 δέχεται σκανδαλισμό στο χρονικό σημείο A, η τάση εξόδου μετράγει από χαμηλή (low) σε υψηλή (high), όπως φαίνεται. Η έξοδος παραμένει υψηλή (high) για ένα μικρό χρονικό διάστημα και στη συνέχεια επιστρέφει στη χαμηλή (low) κατάσταση, μετά από χρονική καθυστέρηση W. Η έξοδος θα παραμείνει στη χαμηλή (low) κατάσταση μέχρι να λάβει έναν νέο σκανδαλισμό.

Ένας πολυδονητής είναι ένα κύκλωμα δύο-καταστάσεων με καμία, μία ή δύο σταθερές καταστάσεις εξόδου. Όταν ο χρονιστής 555 χρησιμοποιείται στη μονοσταθής κατάσταση, ονομάζεται μερικές φορές μονοσταθής πολυδονητής, επειδή έχει μόνο μια σταθερή κατάσταση. Είναι σταθερός στη χαμηλή (low) κατάσταση μέχρι να λάβει σκανδαλισμό, ο οποίος θα μεταβάλλει την έξοδο προσωρινά σε υψηλή (high) κατάσταση. Ωστόσο, η υψηλή (high) κατάσταση δεν είναι σταθερή, επειδή η έξοδος επιστρέφει στη χαμηλή (low) κατάσταση όταν τελειώσει ο παλμός.

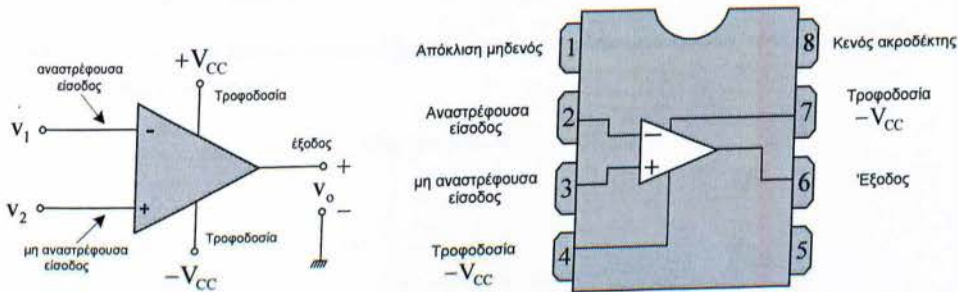
Όταν λειτουργεί στην μονοσταθής κατάσταση, ο χρονιστής 555 συχνά ονομάζεται πολυδονητής μιας κρούσης (one-shot multivibrator), επειδή δημιουργεί μόνο έναν

παλμό εξόδου για κάθε σκανδαλισμό εισόδου. Η διάρκεια του παλμού εξόδου μπορεί να ελεγχθεί με ακρίβεια με μια εξωτερική αντίσταση κι έναν πυκνωτή.

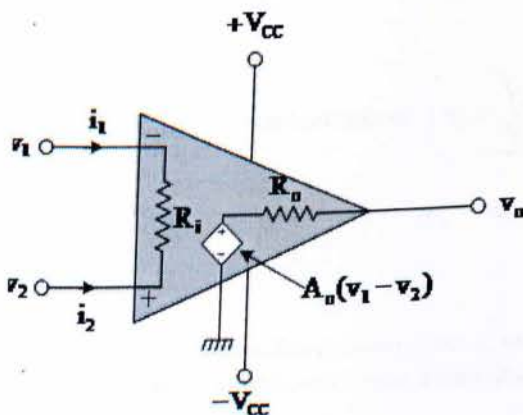
Ο χρονοστάθης 555 είναι ένα IC 8-ακροδεκτών. Το σχήμα 1.7 δείχνει τέσσερις από τους ακροδέκτες. Ο ακροδέκτης 1 συνδέεται στη γείωση, και ο 8 στη θετική τάση τροφοδοσίας. Ο χρονοστάθης 555 λειτουργεί με οποιαδήποτε τάση τροφοδοσίας μεταξύ +4.5 και +1.8 V. Ο σκανδαλιστής συνδέεται στον ακροδέκτη 2, και η έξοδος στον 3. Οι άλλοι ακροδέκτες, που δεν παρουσιάζονται στο σχήμα, συνδέονται σε εξωτερικά εξαρτήματα που καθορίζουν το εύρος του παλμού εξόδου.

1.8 Τελεστικοί ενισχυτές

Ο τελεστικός ενισχυτής είναι ένας ενισχυτής με δύο εισόδους και μια έξοδο. Η μια είσοδος λέγεται **αναστρέφουσα** κι η άλλη **μη αναστρέφουσα**. Για να λειτουργήσουν χρειάζονται μια τάση τροφοδοσίας συνήθως $\pm 12\text{ V}$ έως $\pm 15\text{ V}$.



Ο τελεστικός ενισχυτής παριστάνεται και έχει τα εξής χαρακτηριστικά.



1. Αντίσταση εισόδου R_i άπειρη (πρακτικά μεγαλύτερη από $1\text{ M}\Omega$)

2. Αντίσταση εξόδου R_o μηδέν (πρακτικά της τάξης μερικών mΩ)
3. Ενίσχυση A_v , που τείνει στο άπειρο, χωρίς ανάδραση (πρακτικά 100000 φορές)
4. Απόκριση συχνότητας που τείνει στο άπειρο

Οι τελεστικοί ενισχυτές είναι ενισχυτές τάσης και όχι ρεύματος.

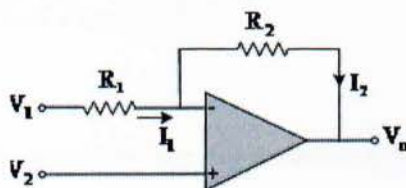
Το ρεύμα εξόδου σ' έναν τέτοιο ενισχυτή είναι της τάξης των 5 mA. Γι' αυτό και στην έξοδο των κυκλωμάτων συνήθως χρησιμοποιούμε ενισχυτικές διατάξεις ρεύματος (π.χ. συνδεσμολογία DARLINGTON).

Η λειτουργία του τελεστικού ενισχυτή είναι η εξής:

Όταν στην αναστρέφουσα είσοδο έχουμε κάποιο σήμα, τότε στην έξοδο του θα πάρουμε το σήμα αυτό ενισχυμένο και ανεστραμμένο.

Σ' αντίθετη περίπτωση όταν έχουμε κάποιο σήμα στην μη αναστρέφουσα είσοδο, τότε στην έξοδο θα πάρουμε το ίδιο σήμα ενισχυμένο.

Γενική εξίσωση



Η ενίσχυση είναι
$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_1 - V_2}$$

Είναι φανερό πως όταν $V_1 = V_2 \Rightarrow A_v \rightarrow \infty$

Στο παραπάνω κύκλωμα έχουμε δυο ρεύματα, I_1 και I_2 . Επειδή η αντίσταση εισόδου R_i είναι άπειρη, όλο το ρεύμα της εισόδου περνάει στην είσοδο. Είναι δηλαδή $I_1 = I_2$. Επομένως:

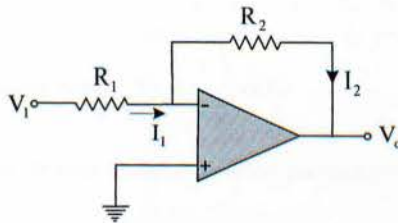
$$I_1 - I_2 \Rightarrow \frac{V_1 - V_2}{R_1} = \frac{V_2 - V_o}{R_2} \Rightarrow \frac{R_2}{R_1}(V_1 - V_2) = V_2 - V_o \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{R_2}{R_1}(V_1 - V_2) - V_2 = V_o \Rightarrow V_o = V_2 - \frac{R_2}{R_1}(V_1 - V_2) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_o = \frac{R_1}{R_1} V_2 + \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1) \Rightarrow V_o = \frac{R_1}{R_1} V_2 + \frac{R_2}{R_1} V_2 - \frac{R_2}{R_1} V_1 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \boxed{V_o = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_2 - \frac{R_2}{R_1} V_1}$$

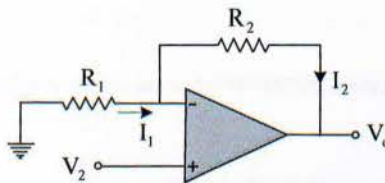
Κυκλώματα αναλογικού ελέγχου P (PROPONTIAL)



Γειώνοντας την μη αναστρέφουσα είσοδο έχουμε $V_2 = 0$. Επομένως η βασική εξίσωση γίνεται:

$$\boxed{V_o = -\frac{R_2}{R_1} V_1} \quad \text{και για} \quad \boxed{R_1 = R_2 \Rightarrow V_o = -V_1}$$

Το (-) στην παρακάτω εξίσωση σημαίνει ότι το σήμα της εισόδου αναστρέφεται.

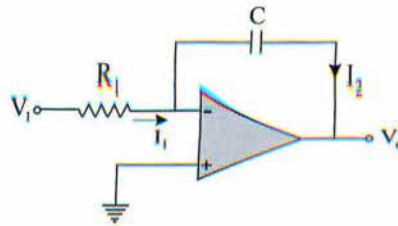


Γειώνοντας την αναστρέφουσα είσοδο έχουμε $V_1 = 0$. Επομένως η βασική εξίσωση γίνεται:

$$\boxed{V_o = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_2} \quad \text{και για} \quad \boxed{R_2 = 0 \Rightarrow V_o = V_2}$$

Και τα δύο προηγούμενα κυκλώματα λέγονται κυκλώματα αναλογικού ελέγχου P (PROPONTIAL). Εάν τροφοδοτήσουμε την είσοδο με τάση οποιασδήποτε μορφής, τότε στην έξοδο θα πάρουμε σήμα είτε της ίδιας μορφής είτε αναστραμμένο.

Κυκλώματα ολοκληρωτικού ελέγχου I (INTEGRAL)



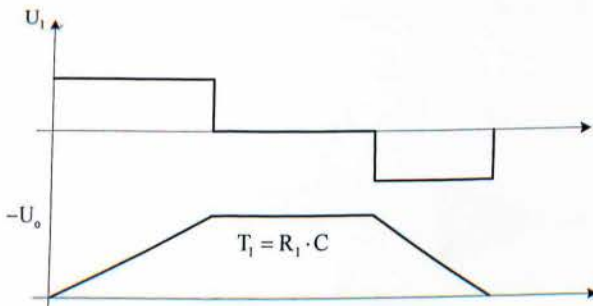
Γειώνοντας την μη αναστρέφουσα είσοδο και αντικαθιστώντας την R_2 με έναν πυκνωτή C , έχουμε:

$$V_o = -\frac{R_2}{R_1} V_1 = -\frac{1/\tau C}{R_1} V_1 = -\frac{1}{\tau C R_1} V_1 \text{ όπου } \tau = R_2 C \text{ η σταθερά χρόνου του ολοκληρωτή}$$

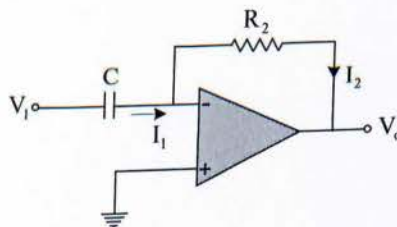
Επειδή $I_1 = I_2$

$$\text{και η τάση στα άκρα του πυκνωτή είναι } V_C = \frac{1}{C} \int i d(t)$$

Η τάση εξόδου ολοκληρώνεται, δηλαδή έχουμε στην έξοδο μια καμπύλη εξομάλυνσης



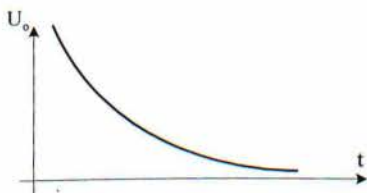
Κυκλώματα διαφορικού DIFFERENTIAL)ελέγχου D



Αντίθετα γειώνοντας την μη αναστρέφουσα είσοδο και αντικαθιστώντας την R_1 με έναν πυκνωτή C , έχουμε:

$$V_o = -\frac{R_2}{R_1} V_1 = -\frac{R_2}{1/\tau C} V_1 = -\tau C R_1 V_1$$

Εφαρμόζοντας δηλαδή ένα παλμό στην είσοδο, η απόκριση είναι μέγιστη και άμεση, η οποία όμως μηδενίζεται με τον χρόνο.

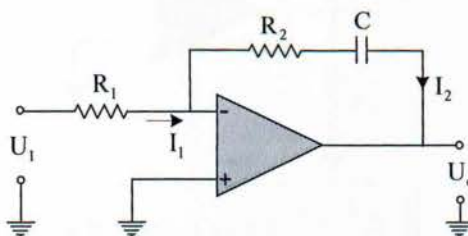


(Τάση εξόδου ως προς τον χρόνο όταν το σήμα εισόδου είναι παλμός μεγάλης διάρκειας)

Είναι φανερό ότι οι χρόνοι ανόδου στα κυκλώματα ολοκληρωτικού ελέγχου και οι χρόνοι απόσβεσης στα κυκλώματα διαφορικού ελέγχου, εξαρτώνται κάθε φορά από τα στοιχεία R και C .

Εκτός από τα τρία βασικά κυκλώματα ελέγχου, P (αναλογική απόκριση), I (απόκριση με ολοκλήρωση του σήματος) και D (απόκριση με διαφόρηση του σήματος), μπορούμε να κάνουμε και το συνδυασμό τους, δηλαδή μπορούμε να φτιάξουμε κυκλώματα PI , PD και PID.

Κυκλώματα ελέγχου PI

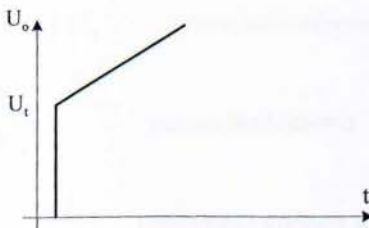


Η ενίσχυση του παραπάνω κυκλώματος (έχοντας σαν τάση εισόδου ένα παλμό μεγάλης διάρκειας)

θα είναι:

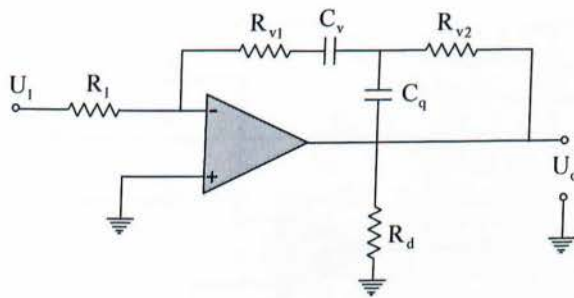
$$A = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1 + \tau C R_2}{\tau C R_2}$$

και η τάση εξόδου:



Το κύκλωμα αυτό δηλαδή μπορεί να μας χρησιμεύσει για μια περιοχή λειτουργίας με όριο την U_t .

Κυκλώματα ελέγχου PID



$$A = G(s) \text{ pid} = \frac{1 + \tau \cdot (R_{v1} + R_{v2}) \cdot C_v + 1 + \tau \cdot \left(\frac{R_{v1} \cdot R_{v2}}{R_{v1} + R_{v2}} \right)}{\tau \cdot R_1 \cdot C_v \cdot (1 + \tau \cdot R_d \cdot C_q)}$$

Θέτοντας: $T_i = R_1 \cdot C_v$ (χρόνος ολοκλήρωσης)

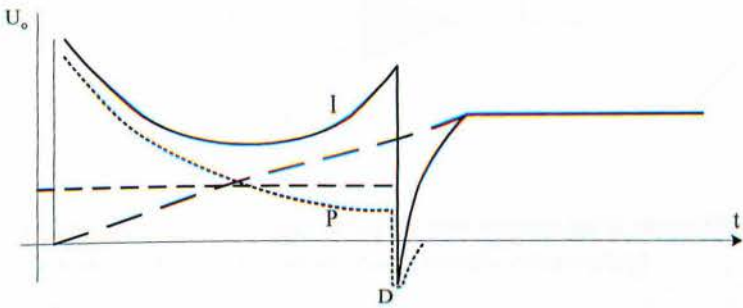
$T_n = (R_{v1} + R_{v2}) \cdot C_v$ (χρόνος καθυστέρησης)

$T_v = \frac{R_{v1} \cdot R_{v2}}{R_{v1} + R_{v2}}$ (χρόνος διαφόρησης)

$t_d = R_d \cdot C_q$ (παρασιτική σταθερά χρόνου)

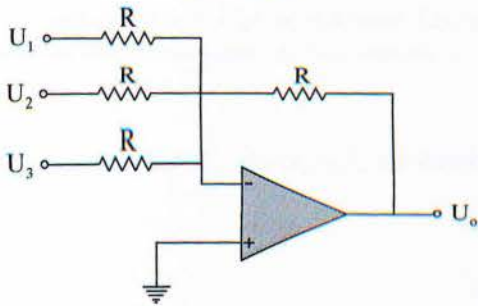
Η εξίσωση μεταφοράς γίνεται:

$$A = G(s)_{pid} = \frac{1 + \tau \cdot T_n + (1 + \tau \cdot T_v)}{\tau \cdot T_i \cdot (1 + \tau \cdot t_d)}$$

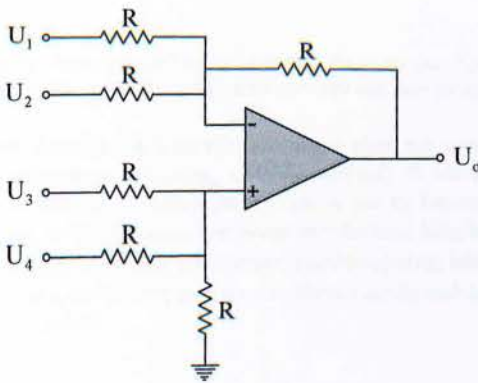


Προκειμένου να κατασκευάσουμε ένα κύκλωμα PID, μπορούμε επίσης να κατασκευάσουμε τ
 επί μέρους κυκλώματα σε σειρά, οπότε έχουμε και καλύτερη ρύθμιση στις παραμέτρους.

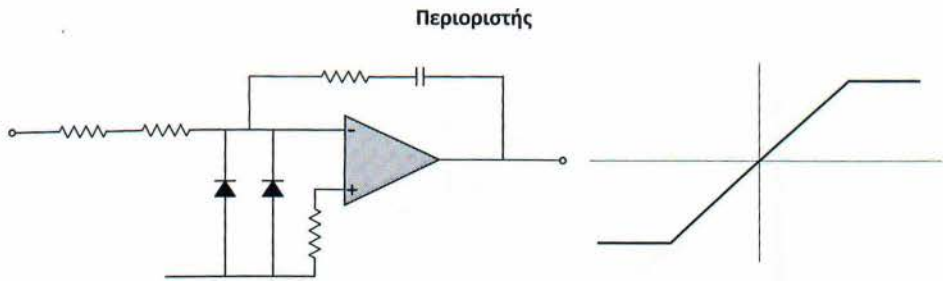
Αθροιστής



$$U_o = -(U_1 + U_2 + U_3)$$



$$U_o = -(U_1 + U_2) + (U_3 + U_4)$$



Οι δίοδοι περιορίζουν το σήμα εισόδου και κατά συνέπεια και τη τάση εξόδου. Άρα δουλεύουμε σε περιορισμένη περιοχή λειτουργίας. (π.χ. οι στροφές ενός κινητήρα)

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2(ΓΕΝΙΚΑ ΠΕΡΙ ΜΕΤΑΤΡΟΠΩΝ)

2.1 Απλή ανόρθωση-Μονοφασικοί ανορθωτές

Η απλούστερη μορφή ανορθωτικής διάταξης περιλαμβάνει μόνο ένα διακόπτη (δίοδο ή SCR) και ονομάζεται διάταξη απλής ανόρθωσης ή μισού κύματος (half wave). Στην παράγραφο αυτή εξετάζεται η συμπεριφορά των ανορθωτών μισού κύματος ανάλογα με το είδος του φορτίου

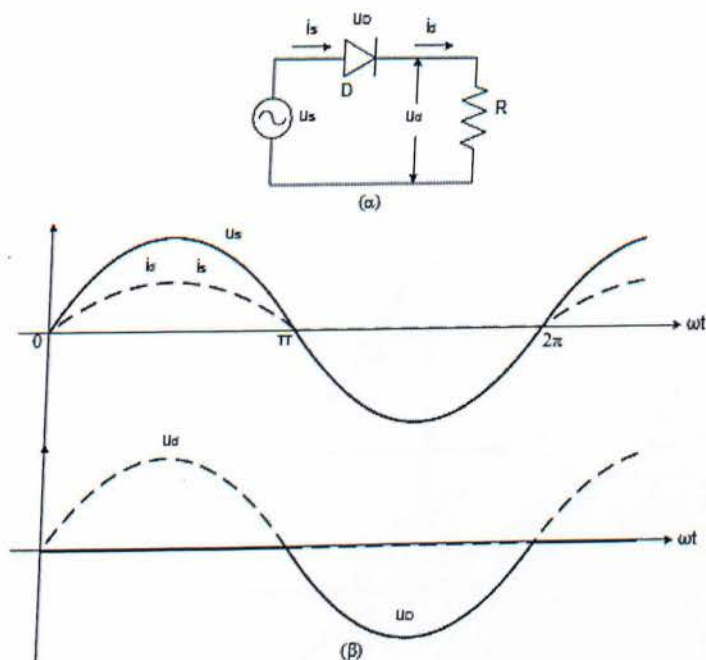
Ακόμη, εισάγονται οι επιπτώσεις της διόδου ελεύθερης ροής στη λειτουργία των ανορθωτών.

2.2 Ωμικό Φορτίο

Η κυκλωματική δομή της διάταξης απλής ανόρθωσης, όταν το φορτίο είναι καθαρά ωμικό, παρουσιάζεται στο Σχ.2.2α. Οι κυματομορφές των τάσεων και των ρευμάτων εικονίζονται στο Σχ.2.2β.

Σ' όλες τις ανορθωτικές διατάξεις που θα εξετάσουμε, η τάση της πηγής εισόδου συμβολίζεται με u_s και θεωρείται καθαρά ημιτονοειδής, $u_s = V_{sm} \sin(\omega st)$. Η τάση εξόδου του ανορθωτή συμβολίζεται με u_i και το αντίστοιχο ρεύμα με i_a . Ακόμη, για τη διευκόλυνση της ανάλυσης, θεωρούμε ότι οι δίοδοι και οι SCR συμπεριφέρονται ως ιδανικοί διακόπτες.

Στον ανορθωτή του Σχ.2.2.α το ρεύμα του δικτύου (εισόδου) είναι ίσο με το ρεύμα στο φορτίο, $i_s = i_a$. Επομένως, η απλή ανόρθωση εισάγει στο δίκτυο εκτός από αρμονικές και τη συνεχή συνιστώσα του ρεύματος εξόδου.



Σχ.2.2.α Διάταξη απλής ανόρθωσης με δίοδο και ωμικό φορτίο (α).
Κυματομορφές των τάσεων και των ρευμάτων (β)

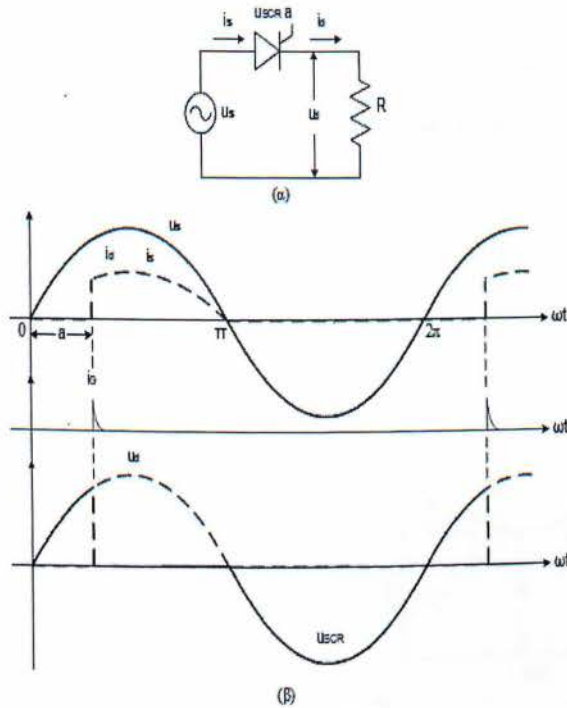
Η σειρά Fourier της τάσης εξόδου ορίζεται από τη σχέση

$$u_{do}(t) = V_{sm22} [1 + \frac{1}{\pi} \sin \omega_s t - \frac{2}{\pi^2} \cos 2\omega_s t - \frac{1}{15} \cos 4\omega_s t - \frac{35}{\pi^4} \cos 6\omega_s t - \dots]_{2\pi}$$

Η μέση τιμή του ρεύματος είναι

$$I_{so} = I_{do} = \frac{V_{do}}{R}$$

Αν είναι επιθυμητή η ρύθμιση της τάσης στο φορτίο, πρέπει να αντικαταστήσουμε τη δίοδο μ' ένα SCR. Μεταβάλλοντας τη γωνία έναυσης α του SCR από 0° έως 180° , ρυθμίζουμε την τάση u_a από την τιμή V_{hdo} έως μηδέν.



Σχ 2.2.β Διάταξη απλής ανόρθωσης με SCR και ωμικό φορτίο (α).
Κυματομορφές των τάσεων και των ρευμάτων (β)

Ο SCR δεν άγει ρεύμα μέχρι τη στιγμή της έναυσης, $\omega t = a$. Επομένως, στο διάστημα $\omega t < a$, το ρεύμα i_o και η τάση u_o στο φορτίο είναι μηδέν.

Η διάταξη απλής ανόρθωσης με SCR και ωμικό φορτίο, μαζί με τις κυματομορφές των τάσεων και των ρευμάτων, εικονίζονται στο Σχ. 2.2.β

2.3 Φορτίο Επαγωγικό-Ωμικό

Θεωρούμε τη διάταξη απλής ανόρθωσης με δίοδο του Σχ. 2.3α, στην οποία το φορτίο αποτελείται από μια ωμική και μια επαγωγική συνιστώσα. Οι κυματομορφές των τάσεων και των ρευμάτων της διάταξης παρουσιάζονται στο Σχ. 2.3β.

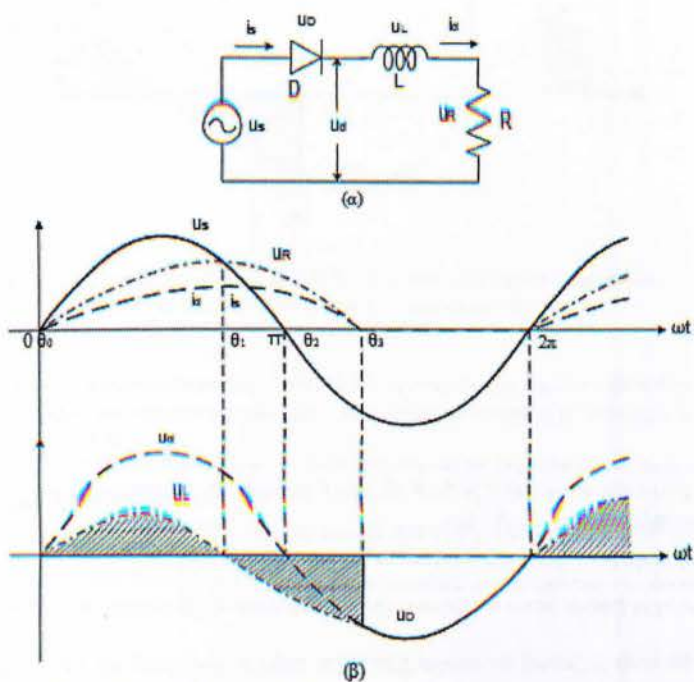
Το ρεύμα $i_s = i_o$ που διαρρέει την ανορθωτική διάταξη, ορίζεται από τη σχέση

$$u_s = Ri_s + L \frac{di_s}{dt}$$

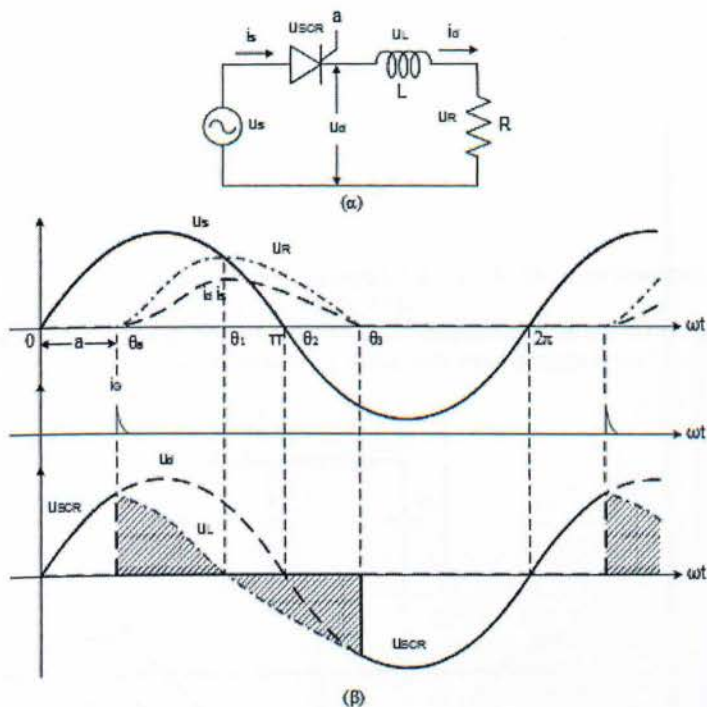
Στο διάστημα θ_0 έως θ_1 το ρεύμα αυξάνεται. Στη γωνία θ_1 ισχύει, $u_s = u_R$. Στη συνέχεια, το ρεύμα ελαττώνεται και μηδενίζεται στη γωνία θ_3 . Η τάση στα άκρα της αντίστασης είναι, $u_R = R \cdot i_o$, στα άκρα της αυτεπαγωγής, $u_L = u_s - u_R$ και η ολική τάση του φορτίου είναι ίση με $u_o = u_L + u_R$.

Η τάση της επαγωγής είναι θετική στο διάστημα θ_0 έως θ_1 , όπου το ρεύμα αυξάνει και αρνητική στο διάστημα θ_1 έως θ_3 που το ρεύμα μειώνεται. Η μέση τιμή της τάσης στα άκρα της επαγωγής είναι ίση με μηδέν

Στο κύκλωμα του Σχ. 2.3α η διόδος άγει και το ρεύμα ρέει, και μετά τη γωνία $\theta_2 = \pi$. Στη γωνία αυτή η πολικότητα της τάσης εισόδου αντιστρέφεται. Η ροή του ρεύματος οφείλεται στην αποθηκευμένη ενέργεια της επαγωγής. Στις ανορθωτικές διατάξεις με ωμικό φορτίο (Σχ. 2.2.α και Σχ. 2.2.β), το ρεύμα μηδενίζεται με την έναρξη της αρνητικής ημιπεριόδου και η τάση στο φορτίο είναι πάντα θετική. Αντίθετα, στη διάταξη του Σχ. 4.3 η τάση στο φορτίο περιλαμβάνει και ένα αρνητικό τμήμα της τάσης εισόδου u_s , στο διάστημα θ_2 έως θ_3 .



Σχ. 2.3α Διάταξη απλής ανόρθωσης με διόδο και ωμικό-επαγωγικό φορτίο (α). Κυματομορφές των τάσεων και των ρευμάτων (β)



Σχ 2.3.β Διάταξη απλής ανόρθωσης με SCR και ωμικό-επαγωγικό φορτίο (α).
Κυματομορφές των τάσεων και των ρευμάτων (β)

Αν η δίοδος στο Σχ. 2.3.α αντικατασταθεί μ' ένα SCR, η έναυση του οποίου καθυστερεί κατά γωνία α , οι κυματομορφές των τάσεων και των ρευμάτων είναι αντίστοιχες μ' εκείνες του Σχ. 2.3.α και δίνονται στο Σχ. 2.4β.

Στα Σχ. 2.3.α και Σχ. 2.4.β παρατηρούμε ότι η τάση στο φορτίο u_o λαμβάνει αρνητικές τιμές, στο χρονικό διάστημα που αντιστοιχεί στις γωνίες θ_2 έως θ_3 . Καθώς η φορά του ρεύματος i_o είναι πάντα θετική, η ισχύς στη DC πλευρά της διάταξης γίνεται αρνητική. Το αρνητικό πρόσημο σημαίνει ότι η ισχύς ρέει, στο διάστημα $\theta_3 - \theta_2$, από την DC πλευρά του ανορθωτή προς το δίκτυο. Ο μετατροπέας λειτουργεί στο διάστημα $\theta_3 - \theta_2$ ως αντιστροφέας, μεταφέροντας στο δίκτυο την αποθηκευμένη ενέργεια της επαγωγής. Η λειτουργία αυτή ονομάζεται αναστροφή ισχύος. Η μέση τιμή της τάσης u_o είναι θετική. Επομένως, η μέση ισχύς στις παραπάνω διατάξεις είναι πάντα θετική.

2.4 Ωμικό Φορτίο με Εσωτερική Θετική Τάση

Θεωρούμε το κύκλωμα του Σχ.2.4α, το οποίο αποτελείται από μια ωμική αντίσταση σε σειρά με μια πηγή συνεχούς τάσης. Το φορτίο αυτό παριστά μια μπαταρία και η διάταξη του Σχ. 2.4α είναι ένα στοιχειώδες κύκλωμα φόρτισης. Η αντίσταση R αποτελεί την εσωτερική αντίσταση της μπαταρίας.

Η μέση τιμή του ρεύματος φόρτισης, ορίζεται από τη σχέση

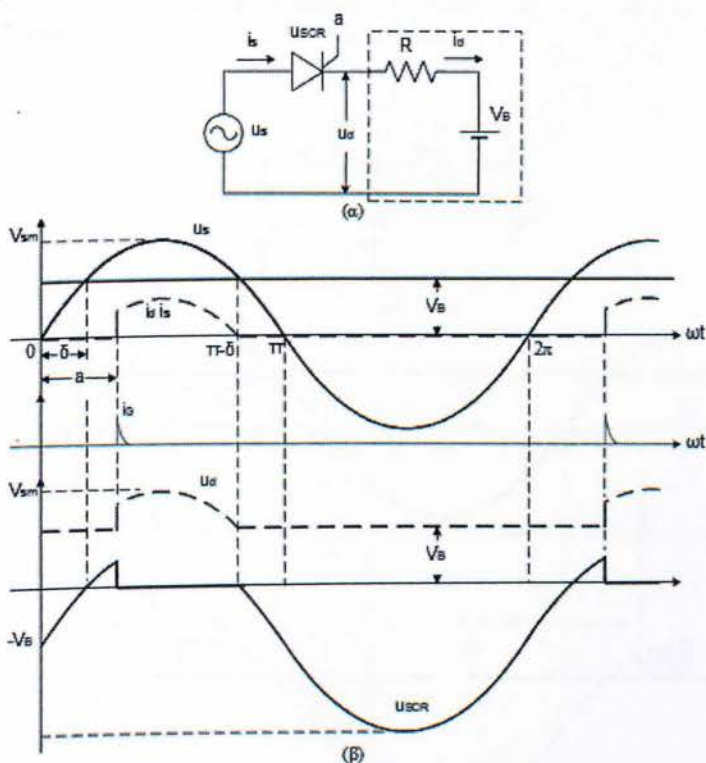
$$I_d = \frac{1}{2} \pi R \int_{\alpha}^{\pi-\delta} (V_s m \sin \omega t - V_s) d(\omega s t)$$

όπου, α είναι η γωνία έναυσης του SCR. Η γωνία δ εξαρτάται από την τάση της πηγής V_B , σύμφωνα με τη σχέση

$$\delta = \sin^{-1}(V_B / V_{sm})$$

Η γωνία έναυσης πρέπει να βρίσκεται στην περιοχή $\delta < \alpha < \pi - \delta$. Οι χαρακτηριστικές κυματομορφές του κυκλώματος εικονίζονται στο Σχ.2.4β.

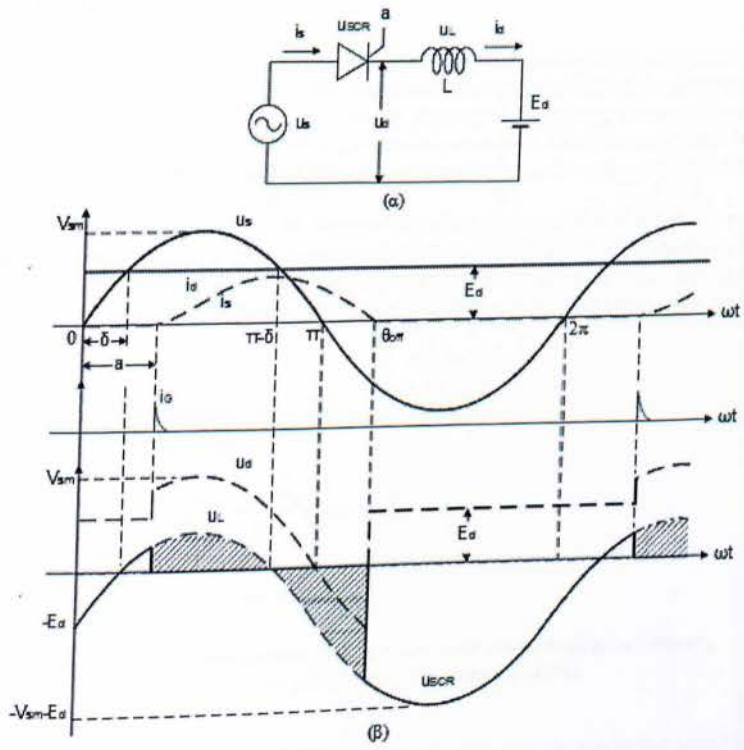
Η λειτουργία του κυκλώματος όταν στη θέση του SCR χρησιμοποιείται μια διόδος προσδιορίζεται πολύ εύκολα θέτοντας $\alpha = \delta$. Δηλαδή, η διόδος άγει στο διάστημα $\delta < \omega t < \pi - \delta$.



Σχ.2.4 Διάταξη φόρτισης μπαταρίας με SCR (α).
Κυματομορφές των τάσεων και των ρευμάτων (β)

2.5 Επαγωγικό Φορτίο με Εσωτερική Θετική Τάση

Στο κύκλωμα απλής ανόρθωσης του Σχ.2.5α, το φορτίο αποτελείται από μια αυτεπαγωγή L και την πηγή συνεχούς θετικής τάσης E_d . Το ρεύμα $i_s = i_d$ διαρρέει το κύκλωμα από τη γωνία έναυσης α , η οποία είναι μεγαλύτερη της γωνίας δ , μέχρι μια γωνία θ_{off} . Η γωνία θ_{off} προκύπτει από την ισότητα των γραμμοσκιασμένων περιοχών στο Σχ.2.5β, η οποία σημαίνει ότι η μέση τάση της επαγωγής στο διάστημα μιας περιόδου είναι μηδέν. Η γωνία θ_{off} είναι μεγαλύτερη από την $\pi - \delta$ και μπορεί να είναι μικρότερη ή μεγαλύτερη από π . Στο Σχ.2.5β εικονίζεται η περίπτωση όπου, $\theta_{off} > \pi$. Το ρεύμα λαμβάνει τη μέγιστη τιμή του, τη χρονική στιγμή που η τάση της εναλλασσόμενης πηγής u_s είναι ίση με τη συνεχή τάση E_d . Η τάση στα άκρα του SCR, στην κατάσταση αποκοπής, είναι $u_{SCR} = u_s - E_d$. Η συνεχής τάση εξόδου όταν ο SCR άγει είναι $u_d = u_s$ και στην αποκοπή $u_d = E_d$.



Σχ2.5 Διάταξη απλής ανόρθωσης με επαγωγικό φορτίο και εσωτερική πηγή τάσης (α). Κυματομορφές των τάσεων και των ρευμάτων (β)

2.6 Διπλή ανόρθωση

Οι διατάξεις απλής ανόρθωσης δεν παρουσιάζουν πρακτικό ενδιαφέρον, καθώς εμφανίζουν δύο σημαντικά μειονεκτήματα:

- Η μέση τιμή του ρεύματος στο δίκτυο είναι μη μηδενική.
- Στη μετατροπή της εναλλασσόμενης τάσης σε συνεχή, εκμεταλλευόμαστε μόνο τη μία

από τις ημιπεριόδους της τάσης.

Τα παραπάνω μειονεκτήματα εξαλείφονται με τους μετατροπείς διπλής ανόρθωσης ή πλήρους κύματος (full wave). Οι μετατροπείς διπλής ανόρθωσης διακρίνονται σε δύο κατηγορίες.

- Στους μετατροπείς με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης.
- Στους μετατροπείς γέφυρας.

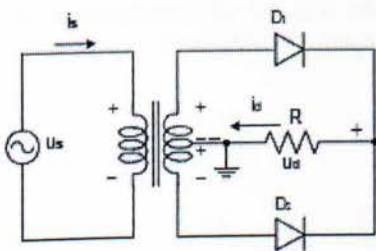
Η κυκλωματική διάταξη του ανορθωτή με μετασχηματιστή, το δευτερεύον τύλιγμα του οποίου έχει μεσαία λήψη, περιλαμβάνει δύο διατάξεις απλής ανόρθωσης οι οποίες είναι παράλληλα συνδεδεμένες (Σχ.2.6). Οι τάσεις στα δύο τυλίγματα του δευτερεύοντος έχουν διαφορά φάσης 180°. Έτσι, στη διάρκεια της θετικής ημιπεριόδου άγει η δίοδος D_1 , ενώ κατά την αρνητική ημιπερίοδο άγει η D_2 . Το ρεύμα στο φορτίο i_s , έχει πάντα την ίδια φορά. Το ρεύμα στο πρωτεύον i_s αλλάζει φορά, όταν αλλάζει η ημιπερίοδος. Επομένως, η συνεχής συνιστώσα του ρεύματος εισόδου είναι μηδέν.

Το μειονέκτημα των ανορθωτών με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης είναι ότι, η τάση στο φορτίο είναι η μισή της τάσης στο δευτερεύον τύλιγμα. Οι ανορθωτές γέφυρας, αν και απαιτούν το διπλάσιο αριθμό διακοπών, είναι οι περισσότερο διαδεδομένοι, καθώς η χρήση του ογκώδους μετασχηματιστή των 50Hz δεν είναι αναγκαία.

2.6 Ανορθωτές γέφυρας

Οι ανορθωτές γέφυρας είναι οι περισσότερο διαδεδομένοι μετατροπείς της εναλασσόμενης τάσης του δικτύου σε συνεχή τάση. Οι ανορθωτές γέφυρας δεν απαιτούν μετασχηματιστή για τη λειτουργία τους, αλλά χρησιμοποιούν για τη μετατροπή της τάσης τέσσερις διακόπτες. Όταν δεν απαιτείται ρύθμιση της τάσης εξόδου, χρησιμοποιούνται ως διακόπτες οι δίοδοι ισχύος. Σ' εφαρμογές όπου ο έλεγχος του πλάτους της συνεχούς τάσης είναι αναγκαίος, οι ανορθωτές γέφυρας αποτελούνται από SCR.

Η εύρεση των κυματομορφών των τάσεων και των ρευμάτων σ' ένα πρακτικό ανορθωτή γέφυρας με αναλυτικό τρόπο είναι ιδιαίτερα δύσκολη, παρόλο που η κυκλωματική διάταξη του ανορθωτή είναι απλή. Έτσι, για την απλοποίηση της ανάλυσης θεωρούμε αρχικά ότι το φορτίο του ανορθωτή είναι είτε καθαρά ωμικό ή περιλαμβάνει μια άπειρη επαγωγή εξομάλυνσης, ώστε το ρεύμα να είναι σταθερό.



Σχ 2.6 Κυκλωματική διάταξη του μετατροπέα διπλής ανόρθωσης με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης

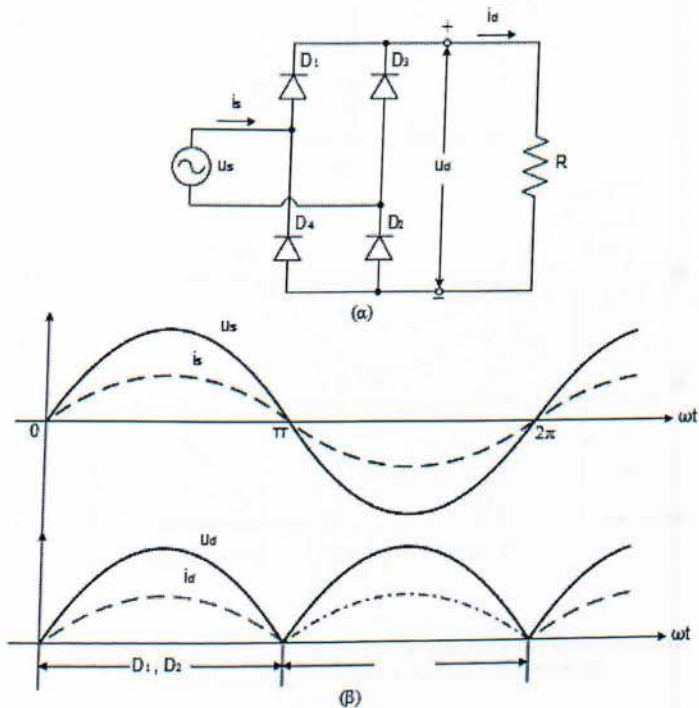
Στη συνέχεια εξετάζουμε την αναστροφή ισχύος, δηλαδή τη λειτουργία του μετατροπέα ως αντιστροφέα. Η επίδραση της σύνθετης αντίστασης του δικτύου στη λειτουργία του ανορθωτή γέφυρας αναλύεται διεξοδικά.

2.6.2 Ανορθωτής Γέφυρας με Διόδους και Ωμικό Φορτίο

Η κυκλωματική διάταξη του ανορθωτή γέφυρας εικονίζεται στο Σχ.2.6.2. Αν και το φορτίο σ' ένα πρακτικό ανορθωτή είναι σπάνια καθαρά ωμικό, η λειτουργία του μετατροπέα και η σχεδίαση των κυματομορφών των τάσεων και των ρευμάτων απλοποιείται σημαντικά (Σχ.2.6.2).

Κατά τη θετική ημιπερίοδο της τάσης εισόδου u_s , άγουν οι δίοδοι D_1 και D_2 . Η τάση εξόδου είναι $u_d = u_s$ και το ρεύμα εισόδου ισούται με το ρεύμα εξόδου, $i_s = i_d$. Οι δίοδοι D_3 , D_4 είναι

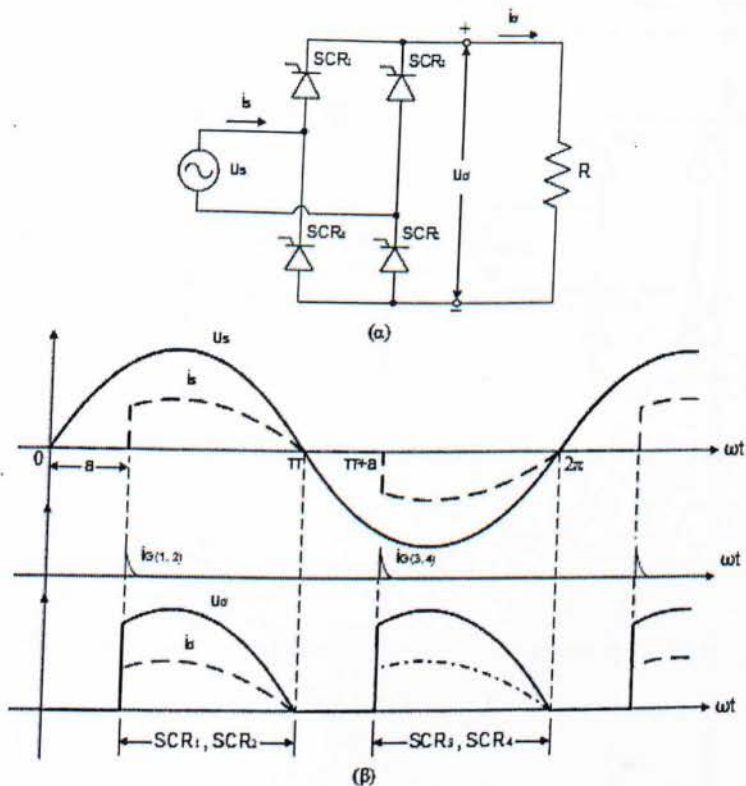
ανάστροφα πολωμένες. Στην αρνητική ημιπερίοδο της τάσης, το ρεύμα του φορτίου μεταβαίνει από τις διόδους D_1, D_2 στις D_3 και D_4 . Τώρα η τάση εξόδου είναι $u_d = -u_s$ και το ρεύμα εισόδου $i_s = -i_d$.



Σχ 2.6.2 Κυκλωματική διάταξη του ανορθωτή γέφυρας με διόδους και ωμικό φορτίο (α).
Κυματομορφές των τάσεων και των ρευμάτων (β)

2.6.3 Ανορθωτής Γέφυρας με SCR και Ωμικό Φορτίο

Η κυκλωματική διάταξη του ανορθωτή γέφυρας με SCR και ωμικό φορτίο, μαζί με τις κυματομορφές των τάσεων και των ρευμάτων, παρουσιάζονται στο Σχ. 2.6.3



Σχ 2.6.3 Κυκλωματική διάταξη του ανορθωτή γέφυρας με SCR και ωμικό φορτίο (α). Κυματομορφές των τάσεων και των ρευμάτων (β)

Στο διάστημα 0 έως α και π έως $\pi+\alpha$, όπου α είναι η γωνία έναυσης των SCR, δεν άγει κανένας διακόπτης. Τα ρεύματα εισόδου και φορτίου είναι μηδέν. Στο διάστημα α έως π άγουν οι SCR₁ και SCR₂. Στο διάστημα $\pi+\alpha$ έως 2π άγουν οι SCR₃ και SCR₄.

Η μέση τιμή της τάσης στο φορτίο U_o ρυθμίζεται με έλεγχο της γωνίας έναυσης των SCR, από 0° έως 180°, σύμφωνα με τη σχέση

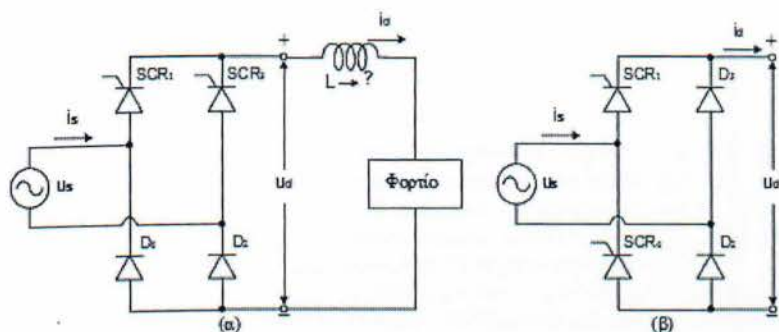
$$V_o = \frac{V_m \int_0^\pi \sin(\omega \cdot t) d(\omega \cdot t)}{\pi} = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

Όταν $\alpha = 0$, οι SCR συμπεριφέρονται ως διόδοι. Επομένως, ισχύει $V_{do} = V_{d0} = 2V_{sm} / \pi$. Στην ακραία θεωρητική περίπτωση όπου $\alpha = \pi$, η τάση στο φορτίο είναι ίση με το μηδέν $V_{do}(\alpha=\pi) = 0$. Ο συντελεστής ισχύος δεν είναι πλέον ίσος με τη μονάδα, όπως στον ανορθωτή με διόδους, καθώς το ρεύμα i_s είναι παραμορφωμένο, $PF < 1$.

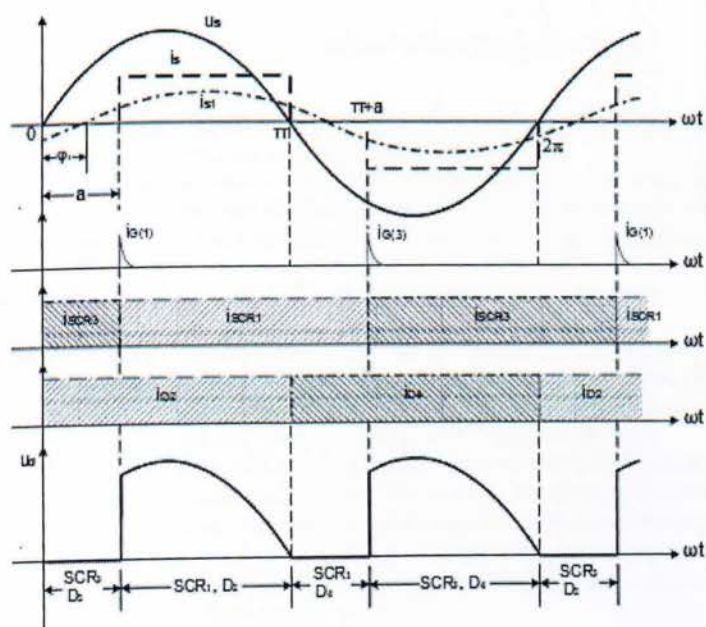
2.7 Μερικός Ελεγχόμενες Γέφυρες (Ημιγέφυρες)

Η ικανότητα του μετατροπέα γέφυρας για αναστροφή της ισχύος χάνεται, αν συνδέσουμε μια διόδο ελεύθερης ροής παράλληλα με το φορτίο. Η διόδος ελεύθερης ροής δεν επιτρέπει την

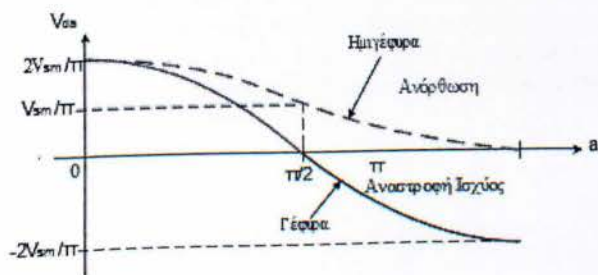
εφαρμογή αρνητικής τάσης στο φορτίο. Η λειτουργία του μετατροπέα γέφυρας σ' ένα τεταρτημόριο επιτυγχάνεται με αποδοτικότερο τρόπο, με τη χρήση των μετατροπέων του Σχ.2.7(α)



Σχ.2.7(α)Μερικός ελεγχόμενες γέφυρες, με μη ελεγχόμενα τα στοιχεία 2 και 4 (α), ή τον ένα κλάδο (β)



Σχ.2.7 (β) Κυματομορφές των τάσεων και των ρευμάτων του ανορθωτή ημιγέφυρας στο Σχ.2.7α



Σχ.2.7(γ) Σύγκριση της μεταβολής της τάσης εξόδου των μετατροπέων γέφυρας και ημιγέφυρας, με τέλεια εξομάλυνση του ρεύματος φορτίου

Οι μετατροπείς αυτοί ονομάζονται μερικός ελεγχόμενες γέφυρες ή ημιγέφυρες (semibridge converters). Οι μετατροπείς ημιγέφυρας χρησιμοποιούν δύο διόδους και δύο SCR.

Οι κυματομορφές των τάσεων και των ρευμάτων του μετατροπέα στο Σχ.2.7(α), με την παραδοχή τέλει εξομάλυνσης του ρεύματος φορτίου, εικονίζονται στο Σχ.2.7(β) Συγκρίνοντας τις κυματομορφές του Σχ.2.7(β), παρατηρούμε ότι η τάση εξόδου δεν έχει πλέον αρνητικές τιμές και ότι το ρεύμα εισόδου I_s δεν ρέει συνεχώς. Στο διάστημα 0 έως α το ρεύμα του φορτίου I_d ρέει μέσω των στοιχείων SCR₃ και D₂, τα οποία και βραχυκυκλώνουν το φορτίο. Αντίστοιχα, στο διάστημα π έως $\pi + \alpha$ άγουν τα στοιχεία SCR₁ και D₄. Στα παραπάνω διαστήματα, όπου η τάση στο φορτίο τείνει να γίνει αρνητική, το ρεύμα στο δίκτυο είναι μηδέν. Τα διαστήματα αυτά ονομάζονται διαστήματα ελεύθερης ροής (free-wheeling intervals).

Η μέση τιμή της τάσης στο φορτίο υπολογίζεται από τη σχέση

$$V_{I_s} V_{d_a} = V_{sm} \sin(\omega s t) d (\omega s t) = s m (1 + \cos \alpha)$$

Η μεταβολή της τάσης εξόδου του ανορθωτή ημιγέφυρας, σε σχέση με το μετατροπέα γέφυρας, συναρτήσει της γωνίας έναυσης εικονίζεται στο Σχ.2.7(γ)

Οι ανορθωτές ημιγέφυρας είναι οικονομικότεροι από τους μετατροπείς γέφυρας. Εξαιτίας της καταστολής των αρνητικών τάσεων στο φορτίο, έχουν βελτιωμένο αρμονικό περιεχόμενο εξόδου. Αυξημένος είναι και ο συντελεστής μετατόπισης στην είσοδο, καθώς $\phi_i < \alpha$.

2.8 Ανορθωτής Γέφυρας με διόδους και φορτίο με σταθερή τάση

Στον ανορθωτή γέφυρας με διόδους του Σχ.2.80(α), έχουμε συμπεριλάβει την εσωτερική επαγωγή του δικτύου L_s . Ως φορτίο του ανορθωτή θεωρούμε μια πηγή τάσης E_d . Η διάταξη του Σχ.2.80(α) δεν έχει πρακτική σημασία, αλλά αποτελεί μια προσέγγιση του ανορθωτή στο Σχ.2.80(β) μ' ένα πυκνωτή εξομάλυνσης της τάσης μεγάλης χωρητικότητας.

Ο ανορθωτής γέφυρας με διόδους και χωρητικότητα στη dc πλευρά, αποτελεί τον περισσότερο χρησιμοποιούμενο μετατροπέα ισχύος. Η ανάλυση του μετατροπέα αυτού, αν και η κυκλωματική του δομή είναι απλή, είναι αρκετά κοπιαστική. Έτσι, θα μελετήσουμε με αναλυτικό τρόπο το προσεγγιστικό κύκλωμα του Σχ.2.80(α). Οι κυματομορφές που περιγράφουν τη λειτουργία του ανορθωτή εικονίζονται στο Σχ.2.80(γ), με την προϋπόθεση ότι το ρεύμα I_d μηδενίζεται πριν το μηδενισμό της τάσης του δικτύου U_s .

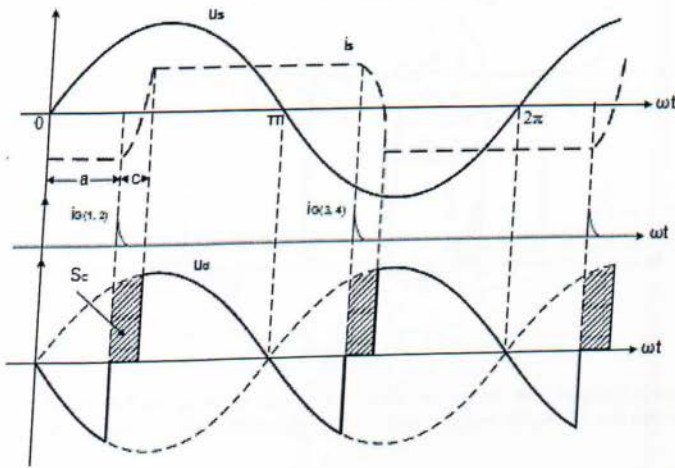
Τη στιγμή θ_1 που η τάση του δικτύου γίνεται μεγαλύτερη της τάσης E_d , άγουν οι διόδοι D₁ και D₂. Το ρεύμα I_d λαμβάνει τη μέγιστη τιμή του τη στιγμή θ_2 , οπότε ισχύει $u_s = E_d$. Κατόπιν, η τάση στην L_s γίνεται αρνητική και το ρεύμα I_d ελαττώνεται. Το ρεύμα I_d μηδενίζεται τη στιγμή θ_3 όπου τα εμβαδά S_{L+} και S_{L-} σε volt-rad είναι ίσα. Η παραπάνω λειτουργία επαναλαμβάνεται και κατά την αρνητική ημιπερίοδο της τάσης, μέσω των διόδων D₃ και D₄.

Η γωνία θ_1 υπολογίζεται από τη σχέση

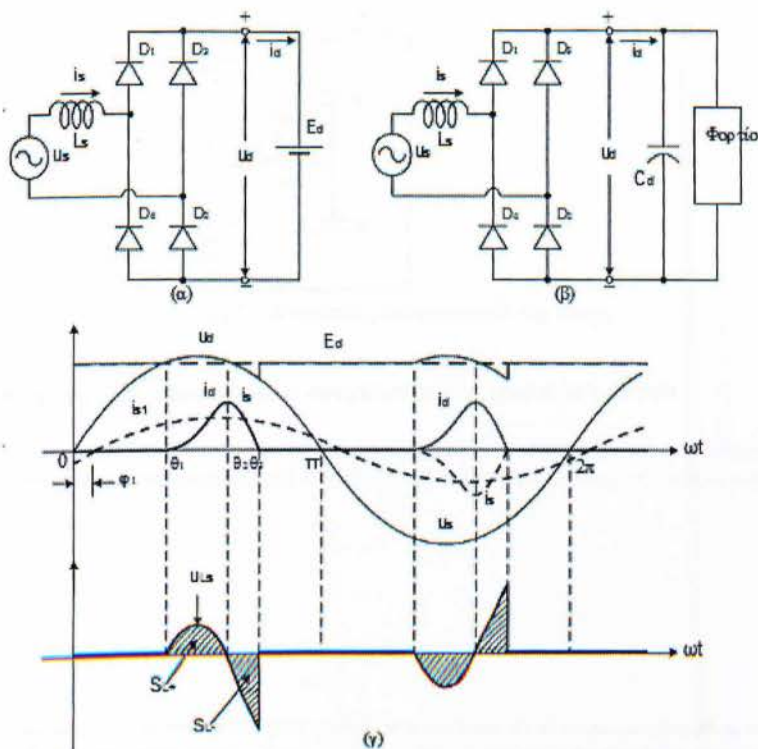
$$E_d = V_{sm} \sin \theta_1$$

Η τάση στα άκρα της επαγωγής στο διάστημα $\theta_3 - \theta_1$, όπου διαρρέετε από ρεύμα, είναι

$$ULx = Ls \frac{did}{dt} = Vsm(\sin\omega s t) - Ed$$



Σχ.2.8 Κυματομορφές των τάσεων και των ρευμάτων στον ανορθωτή του Σχ. 4.20, όταν οι διαίοι αντικατασταθούν με SCR



Σχ 2.80 Ανορθωτής γέφυρας με πηγή τάσης στην έξοδο (α). Πρακτικός ανορθωτής με μεγάλη χωρητικότητα στην dc πλευρά (β). Κυματομορφές των τάσεων και των ρευμάτων του πρώτου ανορθωτή (γ)

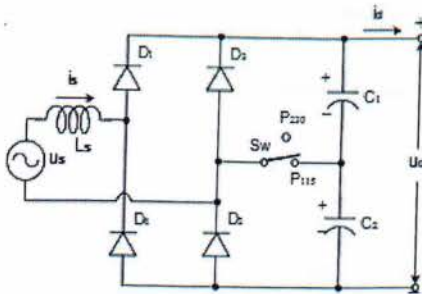
Στα πρακτικά κυκλώματα όπου η τάση E_d είναι λίγο μικρότερη της V_{sm} , το ρεύμα στο δίκτυο είναι έντονα ασυνεχές, με υψηλή παραμόρφωση (THD) και συντελεστή κορυφής (CF) και περιορισμένο συντελεστή ισχύος (PF). Η τρίτη αρμονική του ρεύματος i_s έχει σημαντικό πλάτος. Η κυματομορφή του ρεύματος i_s βελτιώνεται με την αύξηση της επαγωγής L_s .

2.9 Ανορθωτής διπλασιασμού της τάσης

Οι μετατροπείς συνεχούς ρεύματος χρησιμοποιούνται ευρέως στα διακοπτικά dc τροφοδοτικά και στα κινητήρια συστήματα συνεχούς ρεύματος. Η συνεχής τάση εισόδου των μετατροπέων dc-dc, λαμβάνεται με την ανόρθωση της τάσης του δικτύου.

Όταν η λειτουργία των παραπάνω διατάξεων είναι αναγκαία και στα δύο υπάρχοντα δίκτυα (115V/60Hz και 230V/50Hz), χρησιμοποιείται ο ανορθωτής διπλασιασμού της τάσης. Η κυκλωματική διάταξη του ανορθωτή διπλασιασμού τάσης εικονίζεται στο Σχ.2.9. Όταν η τάση του δικτύου είναι 230V, ο διακόπτης τοποθετείται στη θέση P_{230} και ο μετατροπέας είναι ισοδύναμος με τον κλασικό ανορθωτή γέφυρας με διόδους.

Με το διακόπτη στη θέση P_{115} , το κύκλωμα προκαλεί το διπλασιασμό της τάσης του δικτύου στην έξοδο, η οποία είναι 115V. Κατά τη θετική ημιπερίοδο της τάσης φορτίζεται ο πυκνωτής C_1 , μέσω της διόδου D_1 , περίπου στο μέγιστο της τάσης V_{sm115} . Στην αρνητική ημιπερίοδο φορτίζεται ο πυκνωτής C_2 μέσω της D_4 . Οι διόδοι D_2 και D_3 δεν συμμετέχουν στη λειτουργία του μετατροπέα. Η τάση εξόδου είναι ίση με το άθροισμα των τάσεων στους δύο πυκνωτές. Επομένως, η u_d είναι περίπου ίση με την τάση εξόδου στο δίκτυο των 230V.



Σχ.2.9 Ανορθωτής διπλασιασμού της τάσης

2.10 Επίδραση των μονοφασικών ανορθωτών στα τριφασικά δίκτυα

Η διανομή της εναλλασσόμενης τάσης γίνεται σε τριφασική μορφή, αν και οι περισσότεροι καταναλωτές συνδέονται μονοφασικά στο δίκτυο, δηλαδή μεταξύ μιας φάσης και του ουδετέρου (Σχ.2.10).

Όταν τα μονοφασικά φορτία στις τρεις φάσεις του δικτύου είναι ισοκατανεμημένα, το ρεύμα του ουδετέρου είναι πολύ μικρό. Όμως, το μικρό ρεύμα του ουδετέρου ισχύει μόνο στην περίπτωση των γραμμικών φορτίων. Όταν το φορτίο είναι μη γραμμικό, όπως οι ανορθωτές γέφυρας και ιδιαίτερα στη διαδεδομένη μορφή του Σχ.2.80(β), το ρεύμα του ουδετέρου αποκτά μεγάλες τιμές.

Αν στο Σχ.2.10 θεωρήσουμε ότι οι ανορθωτές είναι ίδιοι και ότι το τριφασικό δίκτυο είναι συμμετρικό, τα τρία ρεύματα γραμμής ορίζονται από τις σχέσεις

$$i_{sb}(t) = \sum_{n=2k+1}^{\infty} I \sin(n \omega t - \varphi n - n \cdot \frac{2\pi}{3})$$

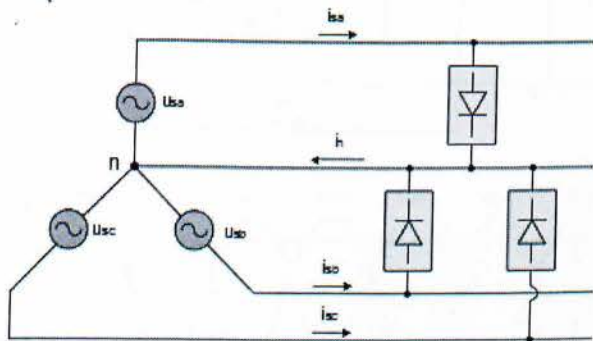
$$i_{sc}(t) = \sum_{n=2k+1}^{\infty} I \sin(n \omega t - \varphi n + n \cdot \frac{2\pi}{3})$$

Όπου $k=0,1,2$. Τα ρεύματα γραμμής έχουν μόνο περιττές αρμονικές, λόγω της συμμετρίας μισού κύματος που παρουσιάζουν (Σχ.2.80γ). Το ρεύμα του ουδετέρου προκύπτει από το άθροισμα των τριών ρευμάτων γραμμής. Η θεμελιώδης και όλες οι υπόλοιπες αρμονικές συχνότητες, εκτός από τις τριπλές αρμονικές, έχουν άθροισμα μηδέν. Επομένως, το ρεύμα του ουδετέρου είναι ίσο με

$$i_n(t) = i_{sb} + i_{sc} = 3 \cdot \sum_{n=3(2k+1)}^{\infty} I_{sn} \sin(n \omega t - \varphi_n)$$

Η ενεργός τιμή του ρεύματος του ουδετέρου, είναι

$$I_n = 3 \cdot \sqrt{\sum_{n=3(2k+1)}^{\infty} 2I_{sn}}$$



Σχ 2.10 Ρεύμα του ουδετέρου που προκαλείται από τη μη γραμμική λειτουργία των ανορθωτών γέφυρας, στα τριφασικά συστήματα τεσσάρων αγωγών

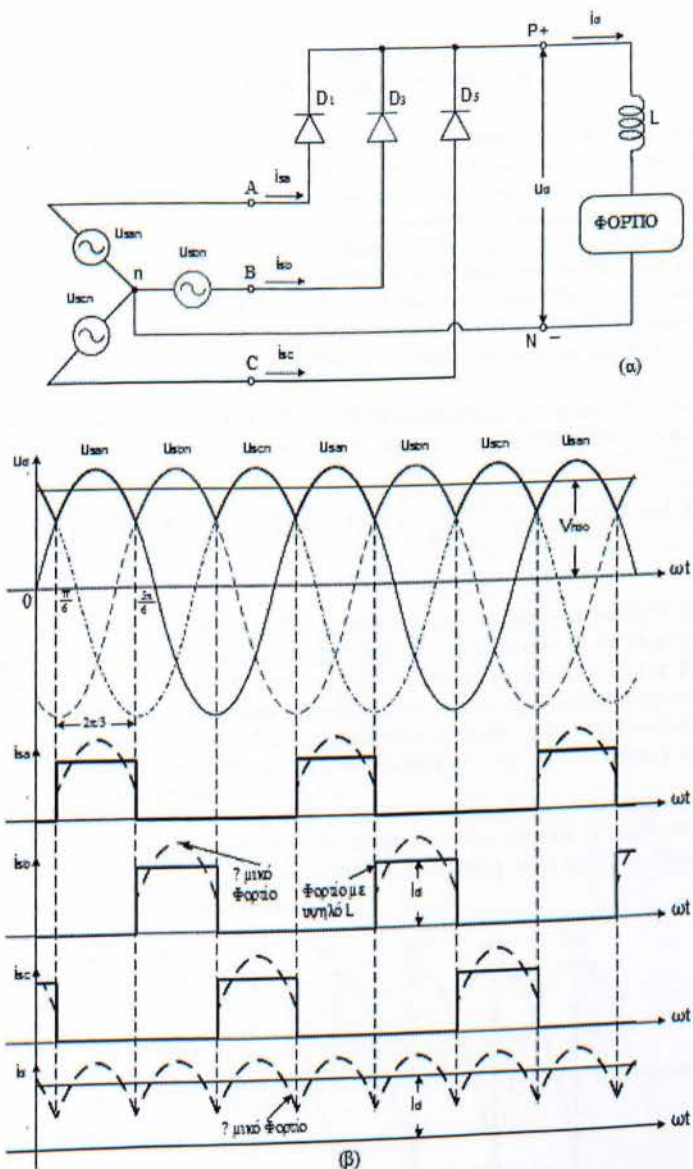
όπου, I_{sn} είναι οι ενεργές τιμές των ρευμάτων γραμμής, $I_{sn} = I_{smn} / 2$. Απ' όλες τις αρμονικές συνιστώσες του ρεύματος του ουδετέρου, η τρίτη αρμονική είναι η κυρίαρχη. Έτσι, η Εξ. της ενεργούς τιμής του ρεύματος γράφεται προσεγγιστικά στη μορφή

$$I_n \approx 3I_{s3}$$

Η ενεργός τιμή του ρεύματος του ουδετέρου I_n , ενδέχεται να είναι μεγαλύτερη από τα ρεύματα γραμμής (I_{sa} , I_{sb} , I_{sc}), όταν αυτά είναι έντονα ασυνεχή. Έτσι, οι κανονισμοί ορίζουν ότι ο ουδέτερος αγωγός πρέπει να έχει ικανότητα αγωγής ρεύματος, τουλάχιστον ίση με τους αγωγούς των φάσεων.

2.11 Τριφασικός μετατροπέας απλής ανόρθωσης με διόδους

Ο τριφασικός μετατροπέας απλής ανόρθωσης, όπως και ο αντίστοιχος μονοφασικός, δεν έχει πρακτική εφαρμογή καθώς εισάγει στο δίκτυο τη συνεχή συνιστώσα του ρεύματος στο φορτίο. Η αναφορά στο κύκλωμα του μετατροπέα γίνεται με μοναδικό σκοπό, τη διευκόλυνση που μας παρέχει στην κατανόηση του τρόπου λειτουργίας του ευρέως χρησιμοποιούμενου μετατροπέα διπλής ανόρθωσης. Η κυκλωματική δομή του τριφασικού ανορθωτή απλής ανόρθωσης με διόδους, παρουσιάζεται στο Σχ. 2.11. Οι διόδους, όπως και οι SCR στη συνέχεια, προσεγγίζονται για την απλοποίηση της ανάλυσης με ιδανικούς διακόπτες.



Σχ 2.11 Τριφασικός μετατροπέας απλής ανόρθωσης με διόδους (α). Κυματομορφές των φασικών τάσεων και των ρευμάτων, με μικρό φορτίο και με υψηλή επαγωγή εξομάλυνσης του ρεύματος φορτίου (β)

Οι κάθοδοι των τριών διόδων συνδέονται σ' ένα κοινό σημείο, το οποίο αποτελεί το θετικό ακροδέκτη εξόδου του ανορθωτή. Ο ουδέτερος του δικτύου είναι ο αρνητικός ακροδέκτης του μετατροπέα. Κάθε μια από τις τρεις διόδους άγει το ρεύμα του φορτίου i_L , για διάστημα ίσο με το ένα τρίτο της περιόδου (120°). Σε κάθε χρονική στιγμή άγει η διόδος με τη θετικότερη τάση στην άνοδό της. Επομένως, η τάση εξόδου u_L αποτελείται από τα θετικότερα τμήματα των τριών φασικών τάσεων u_{an} , u_{bn} , u_{cn} . Στο Σχ.2.11β παρουσιάζονται η κυματομορφή της τάσης εξόδου καθώς και οι κυματομορφές των τριών φασικών ρευμάτων. Η διαδοχή των φάσεων είναι ABC. Τα ρεύματα εικονίζονται σε δύο είδη φορτίου, καθαρά ωμικό και φορτίο με υψηλή επαγωγή έτσι

ώστε το ρεύμα εξόδου να είναι σταθερό.

2.11.1 Τριφασικός μετατροπέας απλής ανόρθωσης με SCR

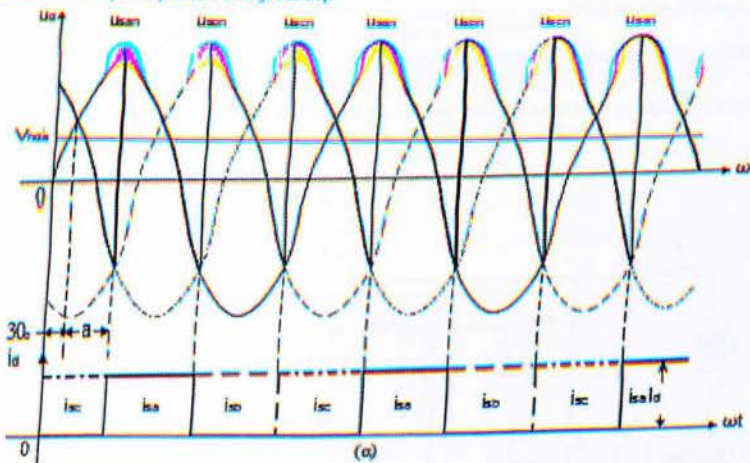
Στην κυκλωματική δομή του Σχ.2.11α οι διόδοι αντικαθίστανται με SCR, όταν η μέση τάση εξόδου του τριφασικού ανορθωτή πρέπει να ρυθμίζεται (μετατροπέας τριών παλμών). Η γωνία έναυσης των SCR μετράται από τη στιγμή της μετάβασης, όταν χρησιμοποιούνται διόδοι. Όταν ένας SCR διεγείρεται, το ρεύμα του φορτίου μεταφέρεται στιγμιαία σ' αυτόν. Ταυτόχρονα, μια ανάστροφη τάση εφαρμόζεται στον ήδη άγων SCR, οδηγώντας τον στην αποκοπή. Η σύνθετη αντίσταση του δικτύου θεωρείται μηδενική. Οι κυματομορφές των τάσεων και των ρευμάτων με γωνία έναυσης $\alpha = 60^\circ$ εικονίζονται στο Σχ. 5.2α, όταν το φορτίο περιλαμβάνει μια μεγάλη επαγωγή εξομάλυνσης και στο Σχ. 5.2β με καθαρά ωμικό φορτίο. Η ανορθωτής λειτουργεί με συνεχή αγωγή του ρεύματος (continuous conduction) όταν το φορτίο είναι ισχυρά επαγωγικό και με διακοπτόμενη αγωγή (discontinuous conduction) στην περίπτωση του ωμικού φορτίου.

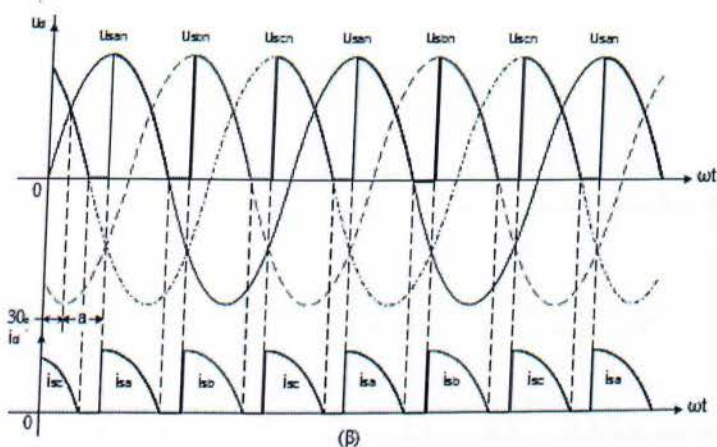
Η μέση τιμή της τάσης εξόδου, με συνεχή αγωγή του ρεύματος, δίνεται από τη σχέση

$$\frac{3V_{da}}{2\pi} = \int_{\frac{\pi}{6+\alpha}}^{\frac{5\pi}{6+\alpha}} V_{phsm} \sin(\omega st) d(\omega st) = \left(\frac{3.3hV}{2\pi}\right) \cdot V_{phsm} \cos\alpha = V_{do} \cos\alpha$$

Στη γωνία $\alpha = 60^\circ$ η στιγμιαία τιμή της τάσης εξόδου λαμβάνει και αρνητικές τιμές (Σχ.2.11.1.α). Έτσι, ο μετατροπέας λειτουργεί σε κάποια χρονικά διαστήματα ως αντιστροφέας. Όμως, η μέση τιμή της τάσης εξόδου είναι θετική και η ολική ροή της ισχύος είναι από το δίκτυο προς το φορτίο. Στη γωνία $\alpha = 90^\circ$ η τάση V_{da} είναι μηδέν και η ισχύς ταλαντώνει μεταξύ του επαγωγικού φορτίου και του δικτύου. Όταν η γωνία έναυσης είναι μεγαλύτερη από 90° , η τάση V_{da} είναι αρνητική. Τότε, ο μετατροπέας μπορεί να λειτουργήσει ως αντιστροφέας, με την εισαγωγή μιας πηγής dc τάσης στο φορτίο.

Στην περίπτωση του ωμικού φορτίου οι SCR οδηγούνται στην αποκοπή, τη χρονική στιγμή που η τάση στην άνοδό τους τείνει να γίνει αρνητική (Σχ.2.11.1β). Επομένως, όταν η γωνία έναυσης είναι μικρότερη από 30° το ρεύμα ρέει συνεχώς και η μέση τιμή της τάσης εξόδου υπολογίζεται από την παραπάνω εξίσωση.



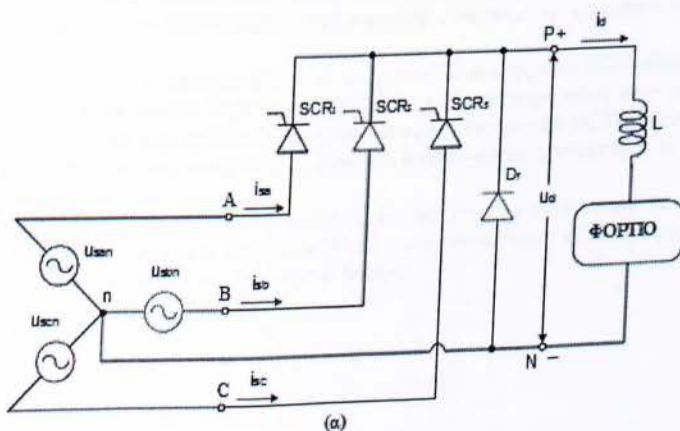


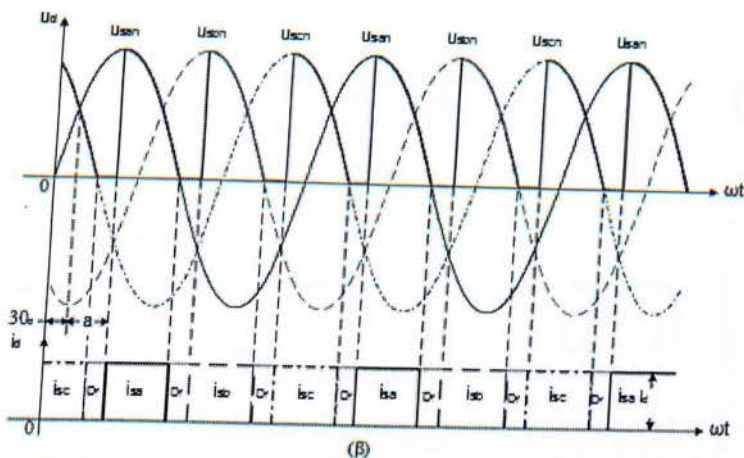
Σχ.2.11.1.1 Κυματομορφές των τάσεων και των ρευμάτων του τριφασικού ανορθωτή στο Σχ. 5.1α όταν οι δίοδοι αντικατασταθούν με SCR και η γωνία έναυσης είναι, $\alpha = 60^\circ$. Ισχυρά επαγωγικό φορτίο (α), ωμικό φορτίο (β)

2.11.2 Δίοδος ελεύθερας ροής

Η λειτουργία του τριφασικού μετατροπέα με ισχυρά επαγωγικό φορτίο διαφοροποιείται, όταν παράλληλα με το φορτίο συνδεθεί μια δίοδος ελεύθερης ροής (Σχ.2.11.2α). Όταν η τάση στο φορτίο τείνει να γίνει αρνητική, άγει η δίοδος ελεύθερης ροής D_f . Έτσι, η δίοδος εμποδίζει την ανάπτυξη αρνητικών τάσεων στο φορτίο. Το σταθερό ρεύμα του φορτίου ρέει μέσω της δόδου ελεύθερης ροής και το ρεύμα των SCR μηδενίζεται. Το επαγωγικό φορτίο βραχυκυκλώνεται από την D_f έως ότου η τάση εξόδου του ανορθωτή γίνει και πάλι θετική. Με τη δίοδο ελεύθερης ροής το ρεύμα στο φορτίο ρέει συνεχώς, ακόμη και σε μεγάλες γωνίες έναυσης, παρόλο που το ρεύμα της εισόδου είναι διακοπτόμενο. Η κυματομορφή της τάσης εξόδου εικονίζεται στο Σχ.2.11.2β. Η τάση εξόδου έχει την ίδια διακοπτόμενη μορφή, με την τάση εξόδου του μετατροπέα χωρίς την δίοδο ελεύθερης ροής και ωμικό φορτίο (Σχ.2.11.1β).

Η δίοδος ελεύθερης ροής, όπως και στους μονοφασικούς ανορθωτές, αποτρέπει την αναστροφή της ισχύος, μειώνει την κυμάτωση της τάσης και του ρεύματος εξόδου, την κατανάλωση της άεργης ισχύος, ενώ αυξάνει το συντελεστή μετατόπισης.





Σχ.2.11.2 Τριφασικός μετατροπέας απλής ανόρθωσης με δίοδο ελεύθερης ροής (α). Κυματομορφές των τάσεων και των ρευμάτων με γωνία έναυσης $\alpha = 60^\circ$ (β)

2.11.3 Τριφασικός μετατροπέας γέφυρας διπλής ανόρθωσης

Ο τριφασικός μετατροπέας απλής ανόρθωσης που εξετάσαμε προηγουμένως δεν έχει πρακτική εφαρμογή, καθώς εισάγει στο δίκτυο τη συνεχή συνιστώσα του ρεύματος φορτίου. Η συνεχής συνιστώσα του ρεύματος προκαλεί τον κορεσμό του πυρήνα του μετασχηματιστή τροφοδοσίας. Ο μαγνητικός κορεσμός αποφεύγεται με την zig-zag σύνδεση του δευτερεύοντος τυλίγματος του μετασχηματιστή. Και πάλι όμως ο βαθμός χρησιμοποίησης του μετασχηματιστή είναι μικρός, σε σχέση με τα ημιτονοειδή ρεύματα. Έτσι, για την τριφασική ανόρθωση της τάσης του δικτύου χρησιμοποιείται η κυκλωματική διάταξη γέφυρας με έξι διακόπτες (διόδους ή SCR), η οποία εικονίζεται στο Σχ.2.11.4(α) Ο τριφασικός μετατροπέας γέφυρας (three phase full-wave

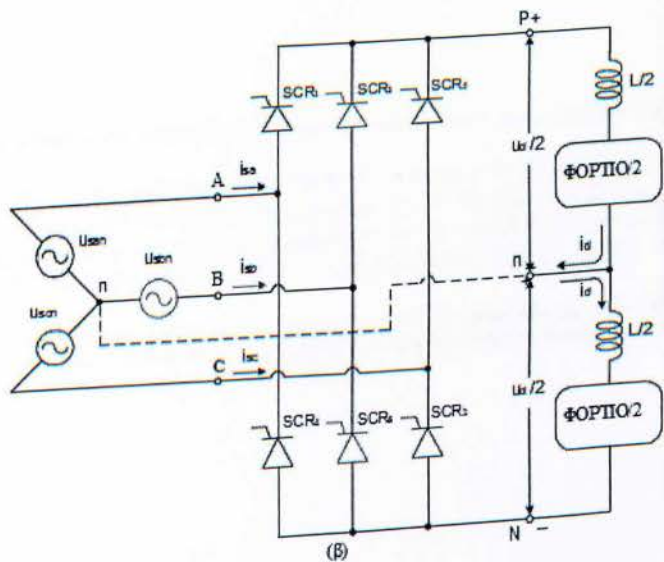
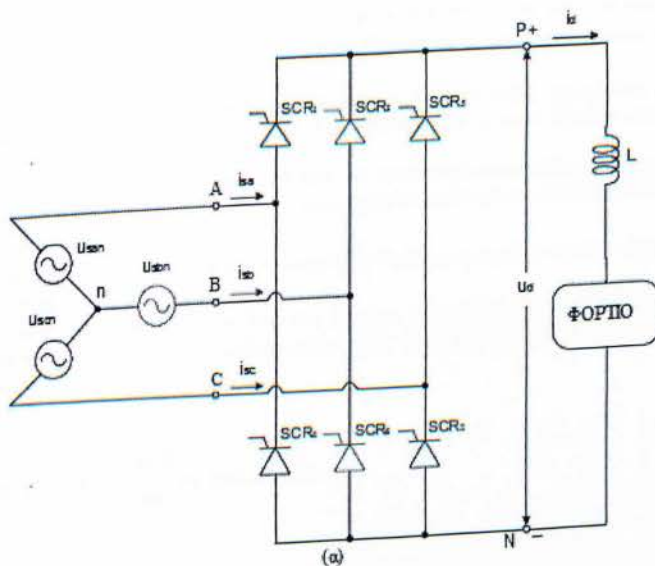
bridge converter) επανασχεδιάζεται στο Σχ.2.11.4(α) με διαφορετικό τρόπο.

2.11.4. Τριφασικός μετατροπέας γέφυρας με διόδους

Από το Σχ.2.11.4(α) είναι φανερό ότι, ο ευρέως χρησιμοποιούμενος μετατροπέας γέφυρας αποτελείται από δύο τριφασικούς μετατροπείς απλής ανόρθωσης συνδεδεμένους στη σειρά. Οι SCR_{1,3,5} απαρτίζουν το θετικό μετατροπέα απλής ανόρθωσης (positive half-wave converter), ο

ο οποίος λειτουργεί με το συνήθη τρόπο. Όταν η γωνία έναυσης των SCR είναι μηδέν, αυτοί συμπεριφέρονται ως δίοδοι. Επομένως, ο SCR με τη θετικότερη τάση στην άνοδο άγει, παράγοντας μια θετική τάση στο σημείο P σε σχέση με τον ουδέτερο. Οι SCR_{2,4,6} απαρτίζουν τον αρνητικό μετατροπέα απλής ανόρθωσης (negative half-wave converter). Η λειτουργία του αρνητικού

μετατροπέα είναι ακριβώς αντίστοιχη εκείνης του θετικού, με τη διαφορά ότι η πολικότητα των τάσεων είναι αντεστραμμένη. Έτσι, ο SCR με την αρνητικότερη κάθοδο άγει ($\alpha = 0$), καθιστώντας το σημείο N αρνητικό ως προς τον ουδέτερο.



Σχ.2.11.4(α) Κυκλωματική δομή του τριφασικού μετατροπέα γέφυρας (α). Τροποποιημένη σχεδίαση του μετατροπέα γέφυρας, ο οποίος αποτελείται από δύο τριφασικούς μετατροπείς απλής ανόρθωσης συνδεδεμένους στη σειρά (β)

Οι τάσεις στα σημεία P και N, ως προς τον ουδέτερο, εικονίζονται στο Σχ 2.11.4(γ). Τα ρεύματα του ουδέτερου από το θετικό και τον αρνητικό μετατροπέα αλληλοεξουδετερώνονται. Έτσι, η σύνδεση του ουδέτερου καταργείται (Σχ2.11.4α). Η ολική τάση εξόδου μεταξύ των σημείων P και N, είναι ίση με την κάθετη απόσταση μεταξύ της θετικής και της αρνητικής περιβάλλουσας τάσης στο Σχ.2.11.4(γ)
 Η κυματομορφή της τάσης εξόδου προσδιορίζεται και από τις πολικές τάσεις του δικτύου. Ο

προσδιορισμός της τάσης εξόδου του μετατροπέα, από τις πολικές τάσεις παρουσιάζεται στο Σχ. 2.11.4(γ). Η μέθοδος απαιτεί τη σχεδίαση έξι τάσεων, όπου $U_{sab} = -U_{sba}$, $U_{sbc} = -U_{scb}$ και $U_{sca} = -U_{sac}$.

Οι φασικές γωνίες των τριφασικών τάσεων με διαδοχή ABC, βασίζονται στο διάγραμμα στρεφόμενων ανυσμάτων του Σχ. 2.11.4(β). Παρατηρούμε ότι η τάση εξόδου αποτελείται από τμήματα των

πολικών τάσεων και έχει μια κυμάτωση σε συχνότητα εξαπλάσια της συχνότητας του δικτύου.

Έτσι, ο τριφασικός μετατροπέας γέφυρας χαρακτηρίζεται ως μετατροπέας έξι παλμών (six-pulse

converter). Στον μονοφασικό μετατροπέα γέφυρας η κυμάτωση της τάσης εξόδου έχει συχνότητα

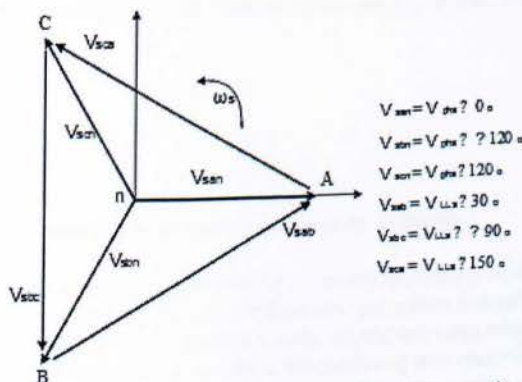
διπλάσια της συχνότητας του δικτύου. Η μέση τάση εξόδου του τριφασικού ανορθωτή γέφυρας είναι διπλάσια εκείνης του μετατροπέα απλής ανόρθωσης. Επομένως, προκύπτει

$$V_{do} = 2V_{d0} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi\pi} V_{phsm} = V_{llsm}$$

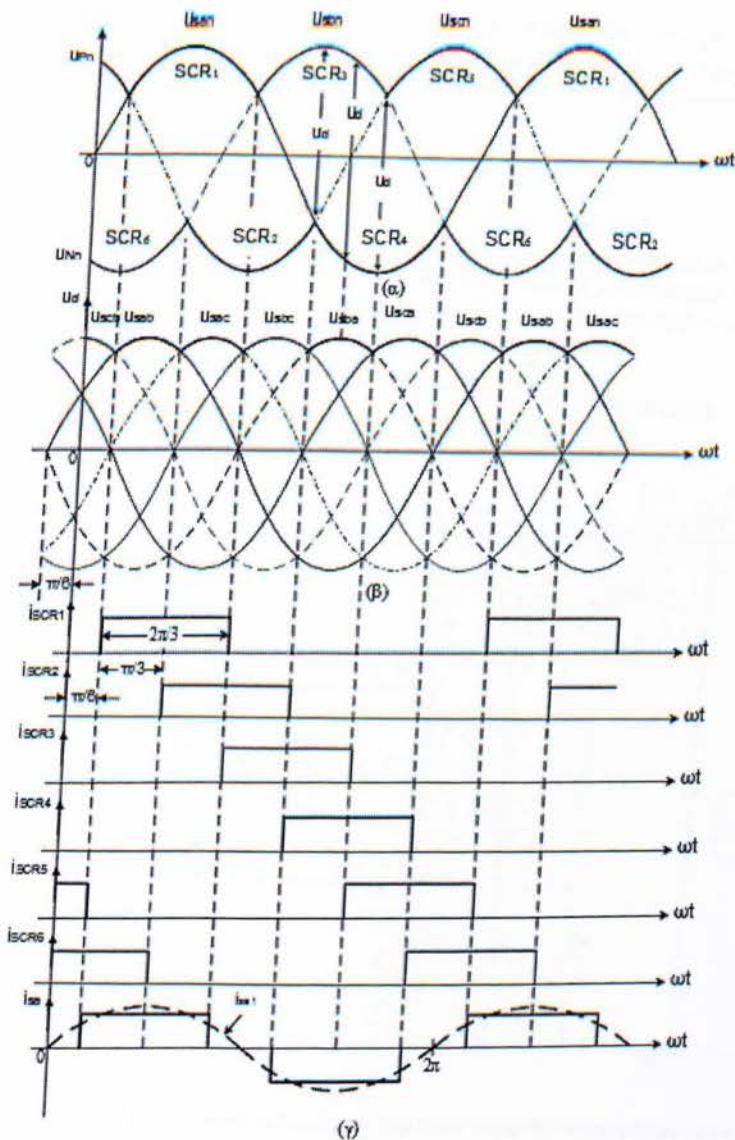
όπου, V_{phsm} είναι η τιμή κορυφής των φασικών τάσεων και V_{llsm} η τιμή κορυφής των πολικών τάσεων.

Από το Σχ.2.11.4(γ) φαίνεται ότι κάθε SCR (δίοδος) φέρει το πλήρες ρεύμα του φορτίου I_a για διάστημα 120° σε κάθε περίοδο της τάσης. Πάντα άγουν δύο SCR ταυτόχρονα, ένας από το θετικό και ένας από τον αρνητικό μετατροπέα. Τα ζεύγη των SCR που άγουν είναι τα: SCR₁ και SCR₂, SCR₂ και SCR₃, SCR₃ και SCR₄, SCR₄ και SCR₅, SCR₅ και SCR₆, SCR₆ και SCR₁. Η αρίθ-

μηση των SCR έχει γίνει με βάση τη σειρά που άγουν (διεγείρονται με παλμούς). Μια μετάβαση συμβαίνει κάθε 60° , εναλλάξ στους διακόπτες του θετικού και του αρνητικού μετατροπέα. Τα ρεύματα στο δίκτυο δεν έχουν συνεχή συνιστώσα.



Σχ.2.11.4(β) Διάγραμμα στρεφόμενων ανυσμάτων των φασικών και πολικών τάσεων σε τριφασικό σύστημα με διαδοχή φάσεων ABC. Η φασική τάση V_{sna} έχει ληφθεί ως τάση αναφοράς, με γωνία ίση με το μηδέν



2.11.4(γ) Κυματομορφές των φασικών τάσεων (α), των πολικών τάσεων με την τάση εξόδου (β) και των ρευμάτων (γ), στον τριφασικό μετατροπέα γέφυρας, όταν $\alpha = 0$ και $i_d = I_d$

2.11.5 Μερικός ελεγχόμενος τριφασικός μετατροπέας γέφυρας

Ο τριφασικός μετατροπέας γέφυρας του Σχ.2.11.4(α) λειτουργεί ως ανορθωτής όταν η γωνία έναυσης είναι μικρότερη από 90° και ως αντιστροφέας με γωνίες έναυσης μεγαλύτερες από τις 90° ($\pi/2 < \alpha < \gamma$). Όταν η λειτουργία της αναστροφής ισχύος δεν είναι αναγκαία, το κύκλωμα του μετατροπέα μπορεί να απλοποιηθεί, με την αντικατάσταση των τριών SCR του αρνητικού μετατροπέα με διόδους ισχύος. Έτσι προκύπτει ο τριφασικός μετατροπέας του Σχ.2.11.5, ο οποίος ονομάζεται μερικός ελεγχόμενος μετατροπέας γέφυρας (three-phase semibridge converter). Ο

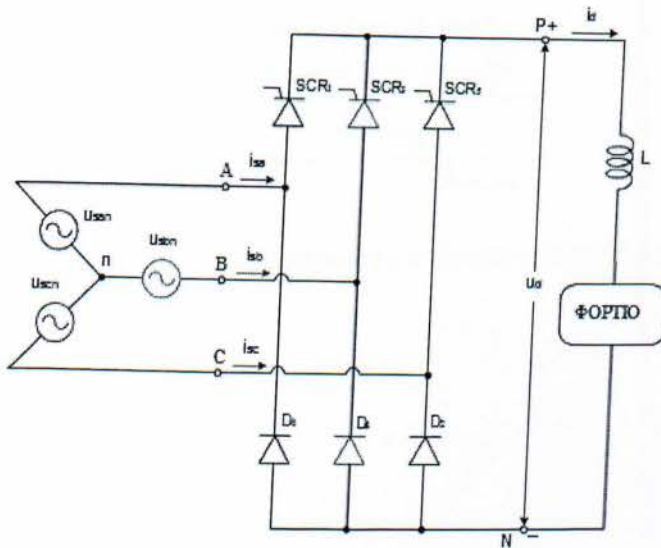
μετατροπέας αυτός αποτελείται από δύο τριφασικούς μετατροπείς απλής ανόρθωσης. Ο θετικός μετατροπέας είναι ελεγχόμενος, ενώ ο αρνητικός είναι μη ελεγχόμενος.

Ο μη ελεγχόμενος αρνητικός μετατροπέας με διόδους αναπτύσσει μια σταθερή τάση ως προς τον ουδέτερο, η μέση τιμή είναι

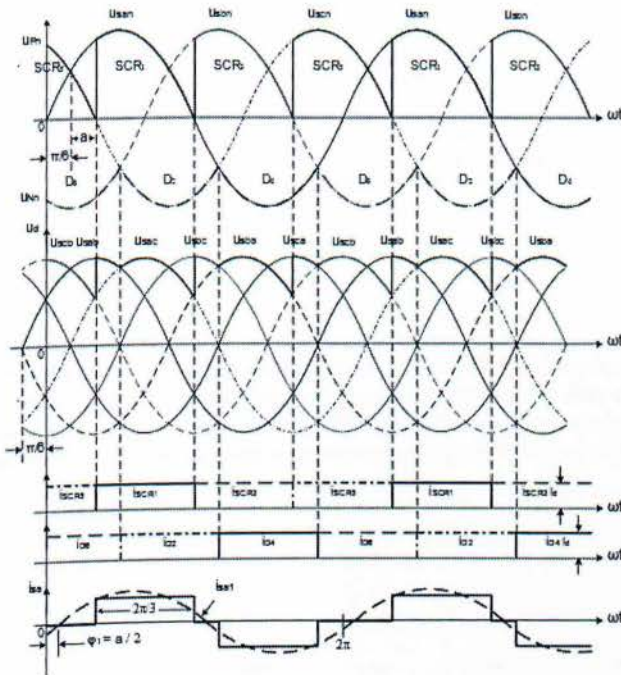
$$V_{d0} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_{phsm}$$

Η τάση εξόδου του ελεγχόμενου θετικού μετατροπέα εξαρτάται από τη γωνία έναυσης. Όταν η γωνία έναυσης είναι μεγαλύτερη από 90° ο θετικός μετατροπέας λειτουργεί ως αντιστροφέας, επιστρέφοντας στο δίκτυο ένα τμήμα της ισχύος που παρέχουν οι διόδοι. Η μέση τάση εξόδου του θετικού μετατροπέα ως προς τον ουδέτερο, είναι

$$V_{d0} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_{phsm} \cos \alpha$$



Σχ.2.11.5(α) Κυκλωματική δομή του μερικός ελεγχόμενου μετατροπέα γέφυρας



Σχ 2.11.5(β) Κυματομορφές του μερικός ελεγχόμενου μετατροπέα γέφυρας με γωνία έναυσης $\alpha = 30^\circ$.

Επομένως, η ολική τάση εξόδου του μετατροπέα προκύπτει

$$V_{do} = 3 \cdot \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \cdot V_{pshm} (1 + \cos \alpha)$$

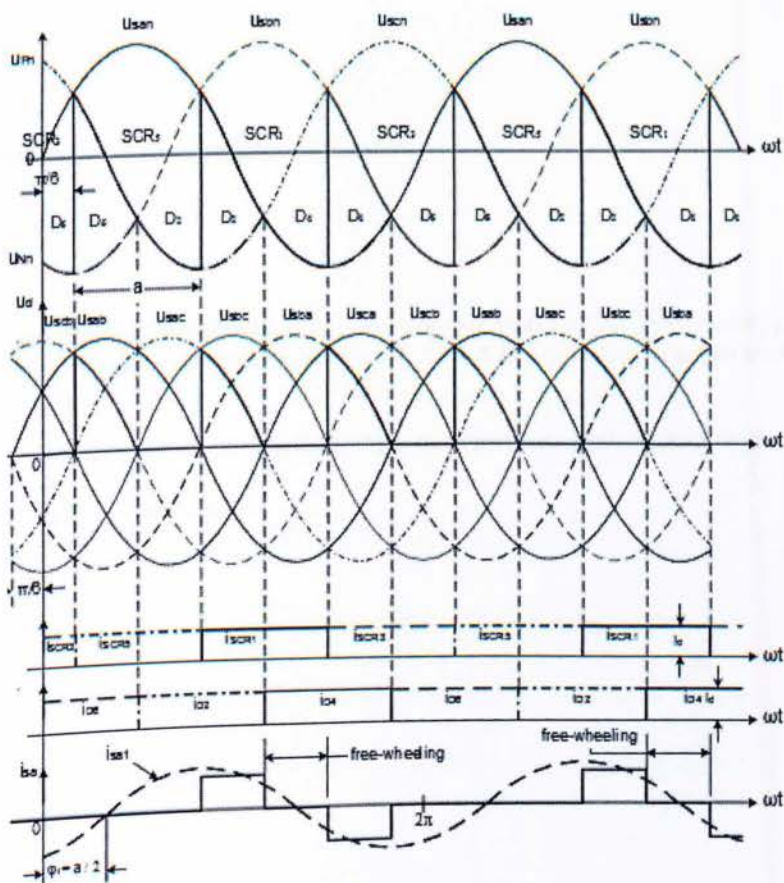
Η τάση εξόδου έχει τη μέγιστη τιμή της όταν $\alpha = 0^\circ$,

$$V_{do} = 3 \frac{\sqrt{3}}{\pi} V_{pshm}$$

Από τις παραπάνω έχουμε

$$V_{da} = V_{do} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

Από την παραπάνω εξίσωση είναι φανερό ότι η μέση τάση εξόδου δεν μπορεί να γίνει αρνητική. Έτσι, δεν είναι δυνατή η αναστροφή της ισχύος. Θεωρητικά η τάση εξόδου τείνει στο μηδέν καθώς η γωνία έναυσης πλησιάζει τις 180°, αλλά στα πρακτικά κυκλώματα η γωνία έναυσης πρέπει να είναι αρκετά μικρότερη για την ασφαλή μετάβαση των SCR.



Σχ.2.11.5.(ν) Κυματομορφές του μερικός ελεγχόμενου μετατροπέα γέφυρας με γωνία έναυσης $\alpha = 120^\circ$

Όταν η γωνία έναυσης βρίσκεται στην περιοχή ($0 < \alpha < \pi/3$), η στιγμιαία τάση εξόδου u_a είναι θετική. Σε μεγαλύτερες γωνίες έναυσης του θετικού μετατροπέα, η τάση εξόδου τείνει να γίνει αρνητική. Τότε, εκδηλώνεται η ελεύθερη ροή του ρεύματος (free-wheeling) μεταξύ του εν σειρά συνδεδεμένου ζεύγους διόδου και SCR, η οποία και αποτρέπει την εμφάνιση της αρνητικής τάσης στο φορτίο. Οι κυματομορφές που περιγράφουν τη λειτουργία του μερικός ελεγχόμενου μετατροπέα γέφυρας παρουσιάζονται στο Σχ.2.11.5(β) όταν $\alpha = 30^\circ$ και στο Σχ.2.11.5(γ) με γωνία $\alpha = 120^\circ$. Ο συντελεστής μετατόπισης του μετατροπέα ορίζεται από τη σχέση

$$\cos\phi_i = \cos \alpha/2$$

Και είναι βελτιωμένος σε σχέση με εκείνο του μετατροπέα γέφυρας, στον οποίο $\cos\phi = \cos\alpha$. Αντίθετα, το αρμονικό περιεχόμενο της τάσης εξόδου είναι αυξημένο σε σχέση με του κλασικού μετατροπέα γέφυρας. Η κυμάτωση της τάσης στο φορτίο μεταβάλλεται βαθμιαία από την μορφή των έξι παλμών όταν $\alpha=0$ προς την μορφή τριών παλμών σε μεγάλες τιμές της γωνίας έναυσης.

2.12. Μετατροπέας γέφυρας τεσσάρων σκελών

Το μειονέκτημα του τριφασικού μετατροπέα γέφυρας είναι ο μικρός συντελεστής μετατόπισης, σε μικρές τιμές της τάσης εξόδου ($\cos\phi_i = \cos\alpha$). Ο συντελεστής μετατόπισης βελτιώνεται

με τη χρησιμοποίηση του μετατροπέα γέφυρας τεσσάρων σκελών (four legged bridge converter), οποίος εικονίζεται στο Σχ. 2.12

Όταν η γωνία έναυσης βρίσκεται στην περιοχή ($0 < \alpha < \pi/3$), η στιγμιαία τάση εξόδου u_a είναι θετική. Σε μεγαλύτερες γωνίες έναυσης του θετικού μετατροπέα, η τάση εξόδου τείνει να γίνει αρνητική. Τότε, εκδηλώνεται η ελεύθερη ροή του ρεύματος (free-wheeling) μεταξύ του εν σειρά συνδεδεμένου ζεύγους διόδου και SCR, η οποία και αποτρέπει την εμφάνιση της αρνητικής τάσης στο φορτίο. Οι κυματομορφές που περιγράφουν τη λειτουργία του μερικός ελεγχόμενου μετατροπέα γέφυρας παρουσιάζονται στο Σχ.2.11.5(β) όταν $\alpha = 30^\circ$ και στο Σχ.2.11.5(γ) με γωνία $\alpha = 120^\circ$. Ο συντελεστής μετατόπισης του μετατροπέα ορίζεται από τη σχέση

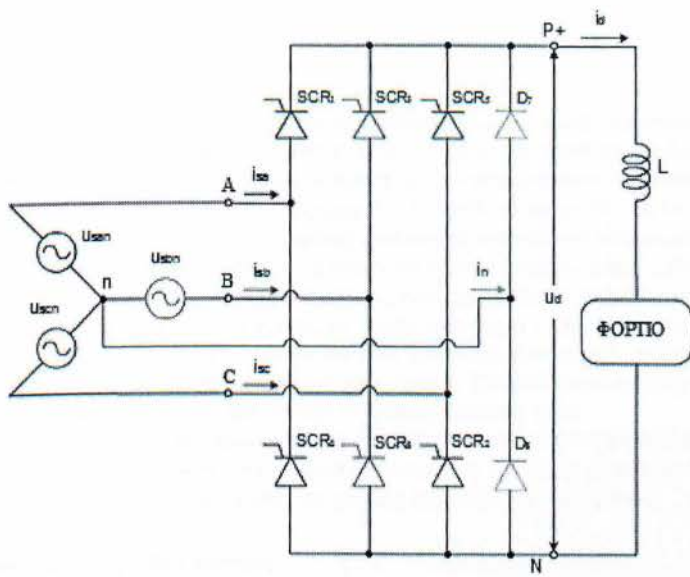
$$\cos\phi_i = \cos \alpha/2$$

Και είναι βελτιωμένος σε σχέση με εκείνο του μετατροπέα γέφυρας, στον οποίο $\cos\phi = \cos\alpha$. Αντίθετα, το αρμονικό περιεχόμενο της τάσης εξόδου είναι αυξημένο σε σχέση με του κλασικού μετατροπέα γέφυρας. Η κυμάτωση της τάσης στο φορτίο μεταβάλλεται βαθμιαία από την μορφή των έξι παλμών όταν $\alpha=0$ προς την μορφή τριών παλμών σε μεγάλες τιμές της γωνίας έναυσης.

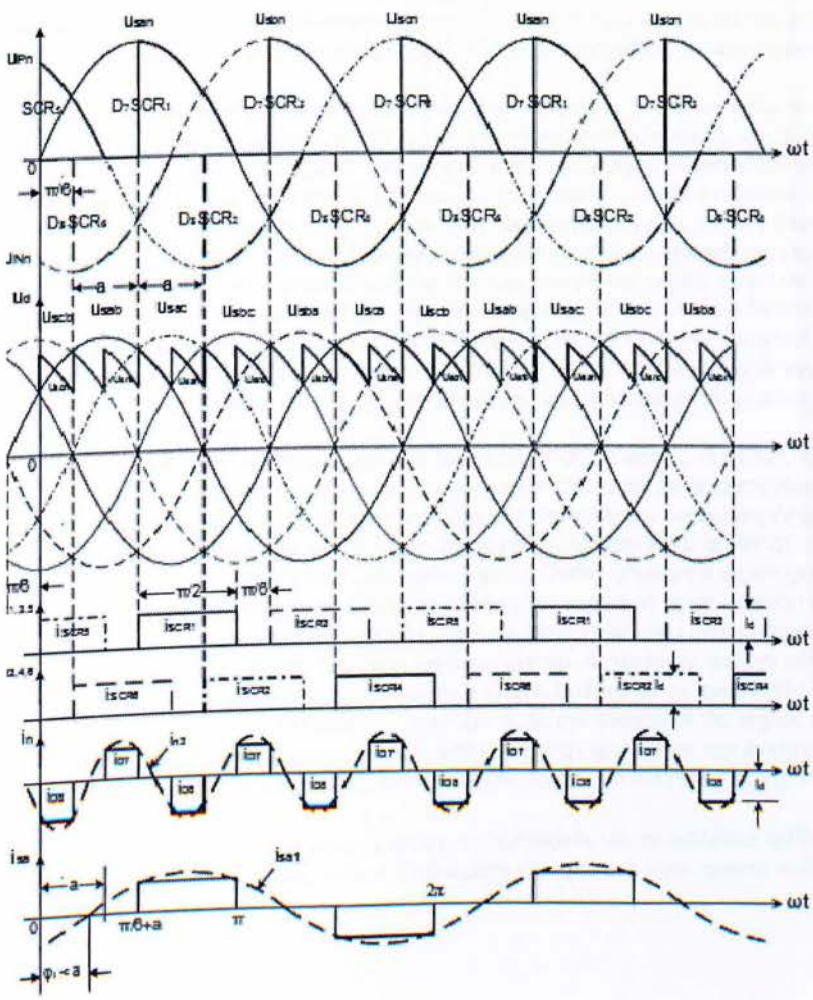
2.12. Μετατροπέας γέφυρας τεσσάρων σκελών

Το μειονέκτημα του τριφασικού μετατροπέα γέφυρας είναι ο μικρός συντελεστής μετατόπισης, σε μικρές τιμές της τάσης εξόδου ($\cos\phi_i = \cos\alpha$). Ο συντελεστής μετατόπισης βελτιώνεται

με τη χρησιμοποίηση του μετατροπέα γέφυρας τεσσάρων σκελών (four legged bridge converter), οποίος εικονίζεται στο Σχ. 2.12



Σχ.2.12(α) Μετατροπέας γέφυρας τεσσάρων σκελών



Οι διακόπτες στο τέταρτο σκέλος, το οποίο συνδέεται με τον ουδέτερο αγωγό του δικτύου, στην γενική περίπτωση είναι SCR. Με τη χρήση διόδων επιτυγχάνεται ο βέλτιστος συντελεστής μετατόπισης και η λειτουργία του μετατροπέα σε ένα τεταρτημόριο (λειτουργία ανορθωτή).

Όταν η γωνία έναυσης είναι στην περιοχή $0 < \alpha < \pi/6$, οι δίοδοι D_7, D_8 δεν άγουν. Έτσι, η λειτουργία του κυκλώματος είναι ακριβώς αντίστοιχη εκείνης του κλασικού μετατροπέα γέφυρας. Ο μετατροπέας λειτουργεί ως ανορθωτής σε γωνίες έναυσης μέχρι 150° , πέρα από την οποία η τάση εξόδου μηδενίζεται. Οι κυματομορφές που περιγράφουν τη λειτουργία του κυκλώματος παρουσιάζονται στο παραπάνω σχήμα, με γωνία έναυσης $\alpha = 60^\circ$. Η δίοδος D_7 άγει όταν η τάση στην κοινή κάθοδο των $SCR_{1,3,5}$ τείνει να γίνει αρνητική. Αντίστοιχα, η δίοδος D_8 άγει όταν η τάση στην κοινή άνοδο των $SCR_{2,4,6}$ τείνει να γίνει θετική. Στο διάστημα αγωγής των διόδων η στιγμιαία τάση εξόδου u_a γίνεται ίση με την αντίστοιχη φασική τάση.

Αν και ο μετατροπέας τεσσάρων σκελών βελτιώνει το συντελεστή μετατόπισης, το αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος στο δίκτυο χειροτερεύει. Επιπλέον είναι αναγκαίος ο ουδέτερος αγωγός του δικτύου, ο οποίος φέρει τις τριπλές αρμονικές του ρεύματος.

2.13 Διπλός μετατροπέας γέφυρας

Ο τριφασικός μετατροπέας γέφυρας λειτουργεί ως ανορθωτής όταν η γωνία έναυσης είναι στην περιοχή $0 < \alpha < \pi/2$, μεταφέροντας ισχύ από το δίκτυο προς την έξοδο. Σε μεγαλύτερες γωνίες έναυσης ο μετατροπέας μεταφέρει ισχύ από την dc πλευρά του προς το δίκτυο, με αντιστροφή της πολικότητας της τάσης εξόδου και ενώ η φορά του ρεύματος i_a δεν μεταβάλλεται. Η λειτουργία του μετατροπέα σε δύο τεταρτημόρια, με αναστρέψιμη την τάση, δεν είναι κα-

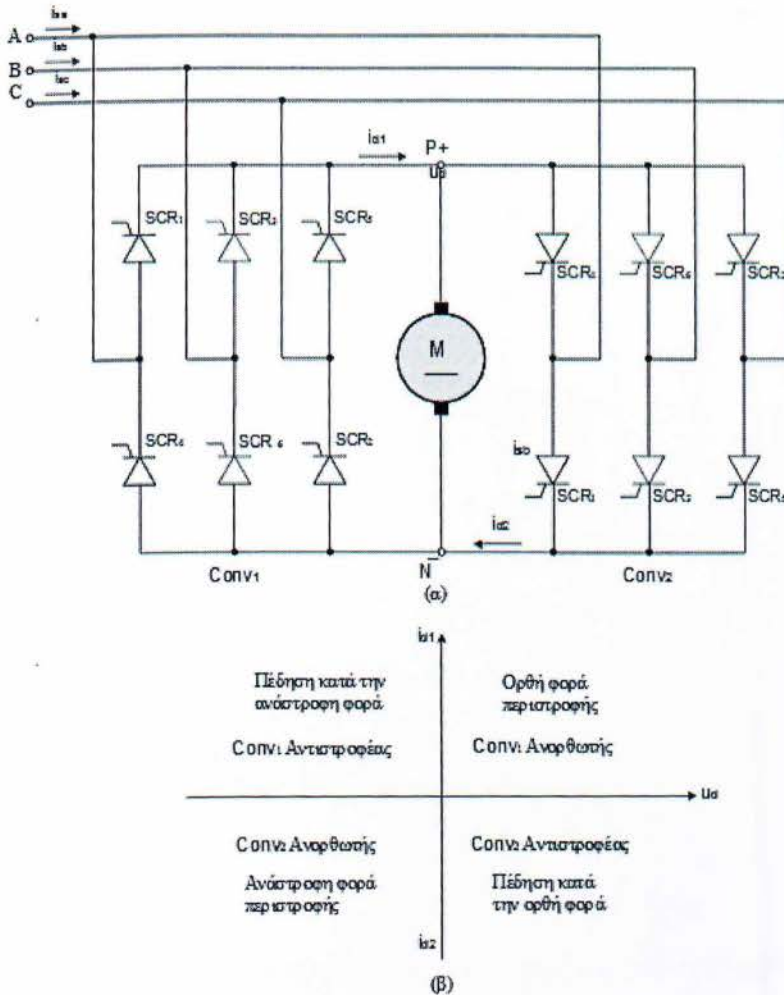
τάλληλη στις εφαρμογές όπου το φορτίο είναι ένας κινητήρας συνεχούς ρεύματος. Κατά την πέδηση ο κινητήρας μετατρέπει την κινητική του ενέργεια σε ηλεκτρική, συμπεριφέρεται δηλαδή ως γεννήτρια. Η ισχύς που παράγει ο κινητήρας κατά την πέδηση (regenerated power), στις εφαρμογές μικρής ισχύος καταναλώνεται σε μια αντίσταση, η οποία συνδέεται παράλληλα προς το φορτίο μέσω ενός κυκλώματος ελέγχου. Στις εφαρμογές μεγάλης ισχύος, όπου σήμερα πλέον χρησιμοποιούνται οι μετατροπείς γέφυρας, είναι επιθυμητή η επιστροφή της παραγόμενης από τον κινητήρα ισχύος στο δίκτυο. Όμως, για την αναστροφή της ισχύος είναι αναγκαία η αλλαγή της φοράς του ρεύματος, διατηρώντας την πολικότητα της τάσης. Αυτή η δυνατότητα παρέχεται από το διπλό μετατροπέα γέφυρας (dual-bridge converter), η κυκλωματική δομή του οποίου παρουσιάζεται στο Σχ.2.13(α). Πρέπει να τονιστεί ότι αν δεν ληφθεί μέριμνα για το χειρισμό της παραγόμενης ισχύος κατά την πέδηση του κινητήρα, θα προκληθούν υπερτάσεις στην dc πλευρά του μετατροπέα.

Ο διπλός μετατροπέας αποτελείται από δύο μετατροπείς γέφυρας, οι οποίοι συνδέονται αντιπαράλληλα. Ο διπλός μετατροπέας λειτουργεί και στα τέσσερα τεταρτημόρια του επιπέδου ρεύματος-τάσης εξόδου και επιτρέπει την οδήγηση του κινητήρα με αναστρέψιμη φορά περιστροφής και την πέδησή του με ανάκτηση της ισχύος (regenerative braking). Από το Σχ.2.13β, στη λειτουργία του κινητήρα κατά την ορθή φορά, ο Con_1 λειτουργεί ως ανορθωτής, ενώ ο Con_2 είναι απενεργοποιημένος. Κατά την πέδηση του κινητήρα εφαρμόζονται στον Con_2 παλμοί έναυσης με την κατάλληλη γωνία. Έτσι ο Con_2 λειτουργεί ως αντιστροφέας, μεταφέροντας την παραγόμενη από τον κινητήρα ισχύ στο δίκτυο. Αντίστοιχα, για την οδήγηση του κινητήρα με την αντίθετη φορά περιστροφής ο Con_2 λειτουργεί ως ανορθωτής ενώ ο Con_1 είναι απενεργοποιημένος. Ο Con_1 εξασφαλίζει τώρα την ανάκτηση της ισχύος κατά την πέδηση.

Ο διπλός μετατροπέας χρησιμοποιείται ακόμη στην τροφοδότηση των αντιστροφέων πηγής τάσης (voltage-source inverters), όταν είναι επιθυμητή η ανάκτηση της ισχύος.

Μειονεκτήματα

του διπλού μετατροπέα είναι ότι απαιτεί για τη λειτουργία του το διπλάσιο αριθμό SCR από τον κλασικό μετατροπέα γέφυρας, ενώ τα κυκλώματα ελέγχου του είναι αρκετά πολύπλοκα.



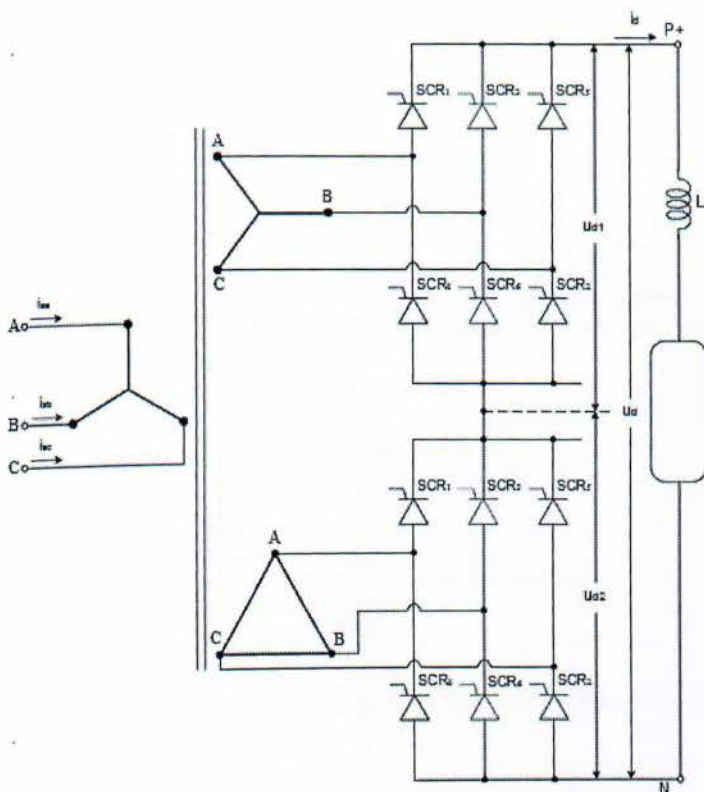
Σχ.2.13 Κυκλωματική δομή του διπλού μετατροπέα γέφυρας (α). Λειτουργία του μετατροπέα σε τέσσερα τεταρτημόρια, η οποία εξασφαλίζει τον έλεγχο του κινητήρα με αναστρέψιμη φορά περιστροφής και την πέδηση με ανάκτηση της ισχύος (reversible speed control and regenerative braking) (β)

2.14 Μετατροπέας γέφυρας δώδεκα παλμών

Στις εφαρμογές πολύ μεγάλης ισχύος, όπως η μεταφορά της ενέργειας με υψηλή συνεχή τάση (High Voltage Direct Current HVDC), είναι επιτακτική η ανάγκη περιορισμού των αρμονικών ρευμάτων στην ac πλευρά του μετατροπέα, όπως και της κυμάτωσης της τάσης στην dc πλευρά. Ο περιορισμός των αρμονικών επιτυγχάνεται με το μετατροπέα γέφυρας δώδεκα παλμών

(**twelve-pulse bridge converter**), ο οποίος εικονίζεται στο Σχ.2.14 Ο μετατροπέας δώδεκα παλμών αποτελείται από δύο μετατροπέες γέφυρας έξι παλμών, οι οποίοι τροφοδοτούνται μέσω ενός μετασχηματιστή. Οι δύο μετατροπέες γέφυρας συνδέονται παράλληλα ως προς το δίκτυο και

σε σειρά στην dc πλευρά. Έτσι, η τάση που υποστηρίζουν οι SCR είναι η μισή της τάσης εξόδου. Η συνδεσμολογία των τυλιγμάτων στο δευτερεύον του μετασχηματιστή εξασφαλίζει μια διαφορά φάσης 30° στις τάσεις τροφοδοσίας των δύο μετατροπέων γέφυρας.



Σχ2.14 Κυκλωματική δομή του μετατροπέα γέφυρας δώδεκα παλμών

Οι δύο μετατροπείς γέφυρας λειτουργούν με την ίδια γωνία έναυσης. Το ολικό ρεύμα στο δίκτυο προκύπτει από το άθροισμα των ρευμάτων σε κάθε μετατροπέα και περιέχει αρμονικές με τάξη, $n = 12k \pm 1$ (όπου $k = 1, 2, 3 \dots$). Η τάση εξόδου του μετατροπέα 12 παλμών είναι το άθροισμα των μετατοπισμένων κατά 30° τάσεων εξόδου των δύο μετατροπέων έξι παλμών $u_a = u_{a1} + u_{a2}$. Έτσι, η τάση εξόδου u_a περιέχει αρμονικές τάξης $n = 12k$ (όπου $k = 1, 2, 3 \dots$). Τα πλάτη των αρμονικών της τάσης εξόδου μεταβάλλονται έντονα με τη γωνία έναυσης. Σε γωνίες έναυσης μεγαλύτερες από 90° ο μετατροπέας 12 παλμών λειτουργεί ως αντιστροφέας, μεταφέροντας ισχύ από την dc πλευρά στο δίκτυο.

2.15 Αρχή λειτουργίας και έλεγχος των μετατροπέων συνεχούς ρεύματος

Ο μετατροπέας αποτελείται από ένα διακόπτη και τροφοδοτεί ένα ωμικό φορτίο. Η συνεχής τάση στην είσοδο του μετατροπέα προέρχεται από μπαταρίες, ή συνήθως από την ανόρθωση της τάσης του δικτύου, η οποία εξομαλύνεται με πυκνωτές. Σκοπός του μετατροπέα είναι η ρύθμιση της τάσης εξόδου u_o στην επιθυμητή τιμή, η οποία πρέπει να διατηρείται σταθερή ανεξάρτητα από τις μεταβολές της τάσης εισόδου V_{ac} και του φορτίου RL . Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με έλεγχο των χρόνων αγωγής και αποκοπής του διακόπτη οπότε, η τάση εξόδου αποκτά την παλμική

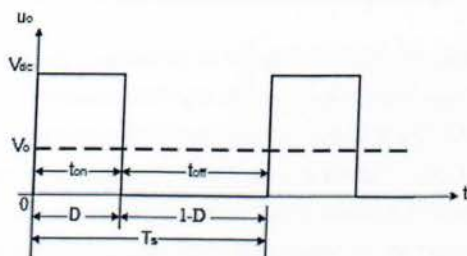
μορφή που εικονίζεται στο Σχ. 2.15(α) Η μέση τιμή της τάσης εξόδου V_o διατηρείται σταθερή στην επιθυμητή τιμή, με έλεγχο της σχετικής διάρκειας αγωγής του διακόπτη (duty cycle) D , ενώ η συχνότητα μετάβασης (switching frequency) f_s παραμένει σταθερή. Το duty cycle ορίζεται από τη σχέση

$$D = \frac{t_{on}}{T_s}$$

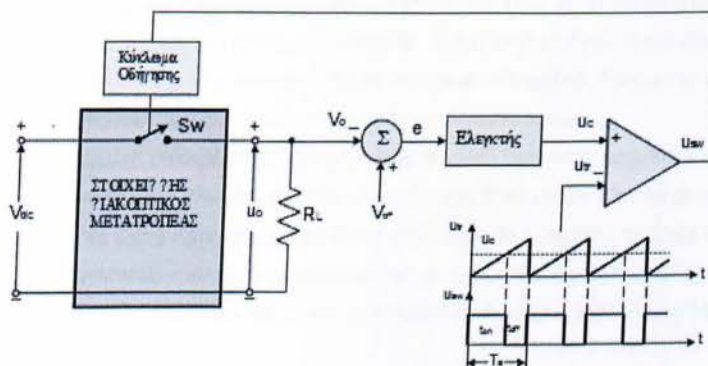
όπου, T_s είναι η περίοδος μετάβασης

$$T_s = t_{on} + t_{off} = \frac{1}{f_s}$$

Αυτή η τεχνική έλεγχου του διακόπτη ονομάζεται, διαμόρφωση εύρους παλμών (Pulse Width Modulation, PWM) και είναι η πλέον χρησιμοποιούμενη σε όλους τους τύπους διακοπτικών μετατροπέων.



Σχ 2.15(α) Κυματομορφή της τάσης εξόδου του στοιχειώδη μετατροπέα



Σχ 2.15(β) Έλεγχος του διακοπτικού μετατροπέα σε κλειστό βρόχο με την τεχνική PWM

Μια τυπική μέθοδος έλεγχου του duty cycle παρουσιάζεται στο Σχ.2.15(β). Η τάση εξόδου του μετατροπέα U_o συγκρίνεται με την επιθυμητή τιμή της τάσης V_o^* . Το σήμα σφάλματος επεξεργάζεται από ένα ελεγκτή, συνήθως του τύπου αναλογικός-διαφορικός (Proportional-Integral, PI). Ο ελεγκτής παράγει το σήμα έλεγχου U_c , το οποίο συγκρίνεται με μια περιοδική κυματομορφή, συνήθως τριγωνικής μορφής. Από τη σύγκριση του σήματος έλεγχου με την περιοδική κυματομορφή, παράγονται οι παλμοί οδήγησης του διακόπτη με το κατάλληλο duty cycle. Η συχνότητα

της περιοδικής κυματομορφής καθορίζει τη συχνότητα μετάβασης του μετατροπέα.

Η εξέλιξη στη σχεδίαση των μετατροπέων συνεχούς ρεύματος είναι έντονη, με αποτέλεσμα να έχουν επιτευχθεί συχνότητες λειτουργίας μεγαλύτερες από 2MHz, με βαθμό απόδοσης που υπερβαίνει το 90%.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3(ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΠΛΑΚΕΤΑΣ ΚΑΙ ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ)

Ο σχεδιασμός της πλακέτας πραγματοποιήθηκε με το πρόγραμμα Eagle. Το ανωτέρω πρόγραμμα είναι εύκολο στη λειτουργία του και το κυριότερο όλων παρέχεται δωρεάν στους χρήστες. Ο σχεδιασμός έγινε για φωτοευαίσθητη πλακέτα μονής όψης. Το αποτέλεσμα κρίθηκε ικανοποιητικό και η εκτύπωση έγινε σε διαφάνεια (φιλμ).

Περιγραφή της μεθόδου εκτύπωσης σε φωτοευαίσθητη πλακέτα.

Η εκτύπωση κυκλώματος σε πλακέτα (Printed Circuit Board ή PCB) δεν είναι ιδιαίτερα δύσκολη υπόθεση. Απαιτεί, όμως, κατάλληλο εξοπλισμό, προετοιμασία και κάποια εμπειρία η οποία κατακτάται μόνο μετά από αλληπάλληλες δοκιμές και λάθη. Υπάρχουν διάφορα είδη πλακετών στο εμπόριο, που κατηγοριοποιούνται γενικά ως απλές ή φωτοευαίσθητες καθώς και ως μονής ή διπλής όψης. Ειδικότερα οι πλακέτες μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε σχέση με την ποιότητα του διηλεκτρικού από το οποίο έχουν κατασκευαστεί. Στη δική μας κατασκευή χρησιμοποιήθηκαν φωτοευαίσθητες πλακέτες μονής όψης. Μία τυπική φωτοευαίσθητη πλακέτα μονής όψης αποτελείται από τέσσερα υλικά που βρίσκονται τοποθετημένα σε στρώματα το ένα πάνω από το άλλο : Στο κάτω μέρος βρίσκεται και το παχύτερο στρώμα που είναι το μονωτικό διηλεκτρικό. Κύριος σκοπός του είναι να αποτελεί βάση για την τοποθέτηση του αγώγιμου μετάλλου. Πάνω από το διηλεκτρικό βρίσκεται η μεταλλική επίστρωση, που κατασκευάζεται συνήθως από χαλκό. Τμήμα της μεταλλικής επίστρωσης θα αποτελέσει το τελικό τυπωμένο κύκλωμα.

Η μεταλλική επίστρωση καλύπτεται από το υλικό που αντιπροσωπεύει την φωτοευαίσθητη πλακέτα και είναι το φωτοευαίσθητο ρεζιστ ή απλά φωτορεζιστ. Αυτό είναι ένα υλικό πάρα πολύ ευαίσθητο στο υπεριώδες, κυρίως, φως και πάνω του αποτυπώνεται η εικόνα του κυκλώματος με τη μέθοδο της λιθογραφίας. Τέλος, ένα πλαστικό αυτοκόλλητο καλύπτει την επιφάνεια του φωτορεζιστ και το προστατεύει από το φως.

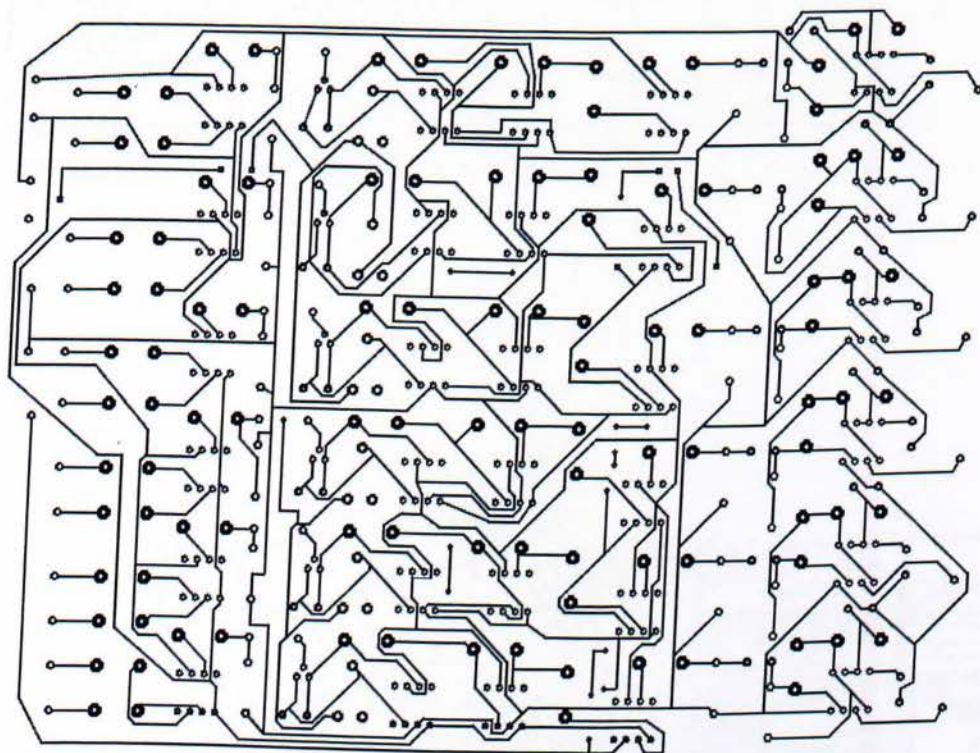
Για την εκτύπωση είναι απαραίτητα τα ακόλουθα υλικά :

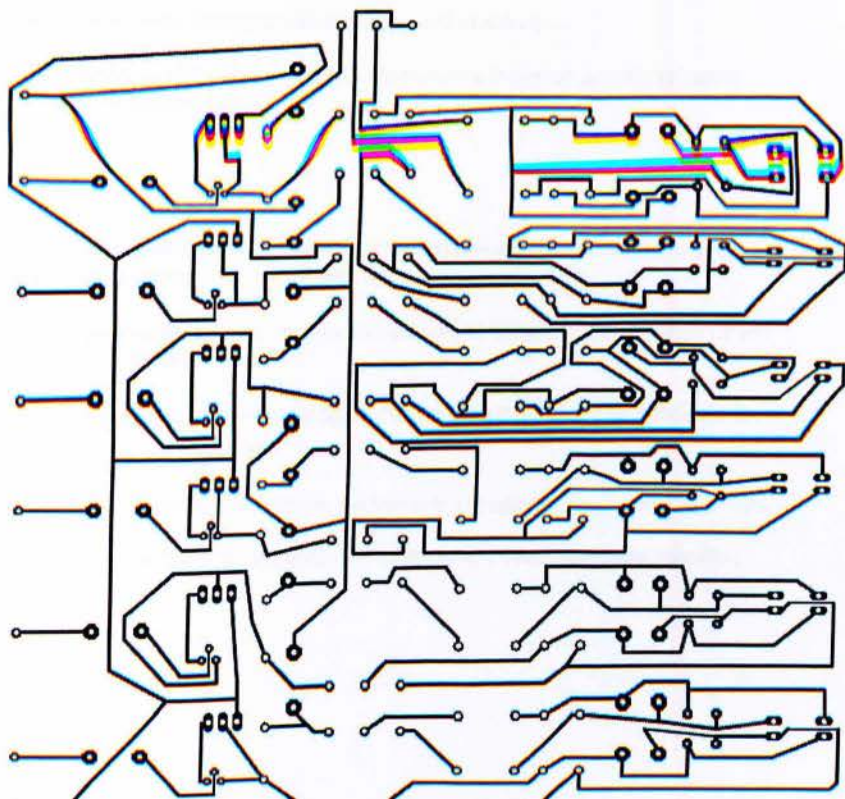
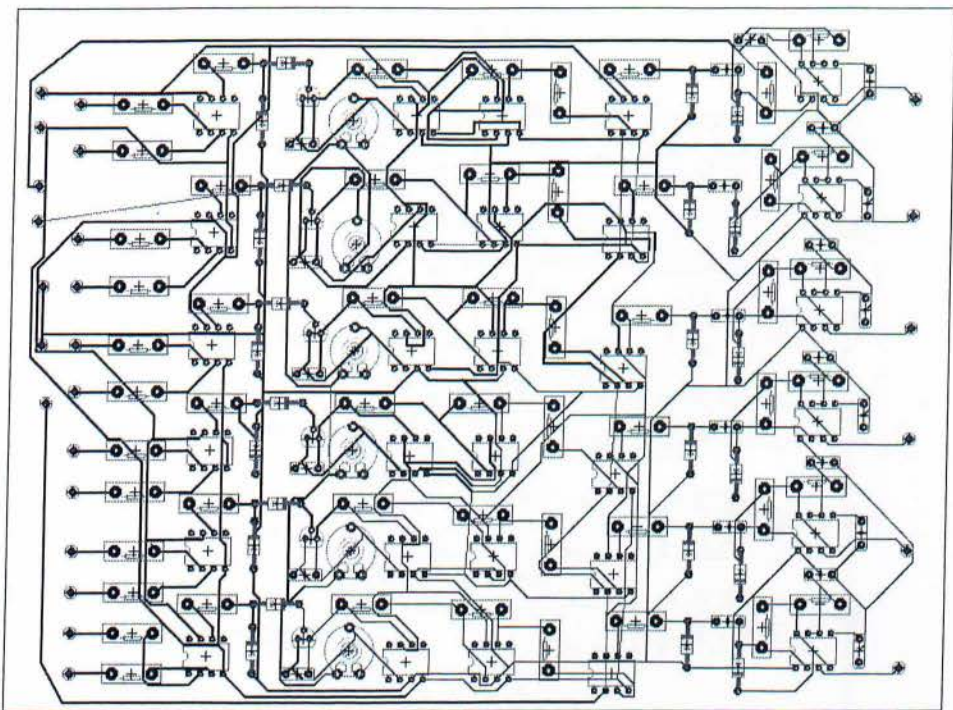
- Μία υπεριώδης λάμπα ατμών υδραργύρου (HQL) 125W μαζί με μετασχηματιστή για σύνδεση με την οικιακή τροφοδοσία των 220 V.

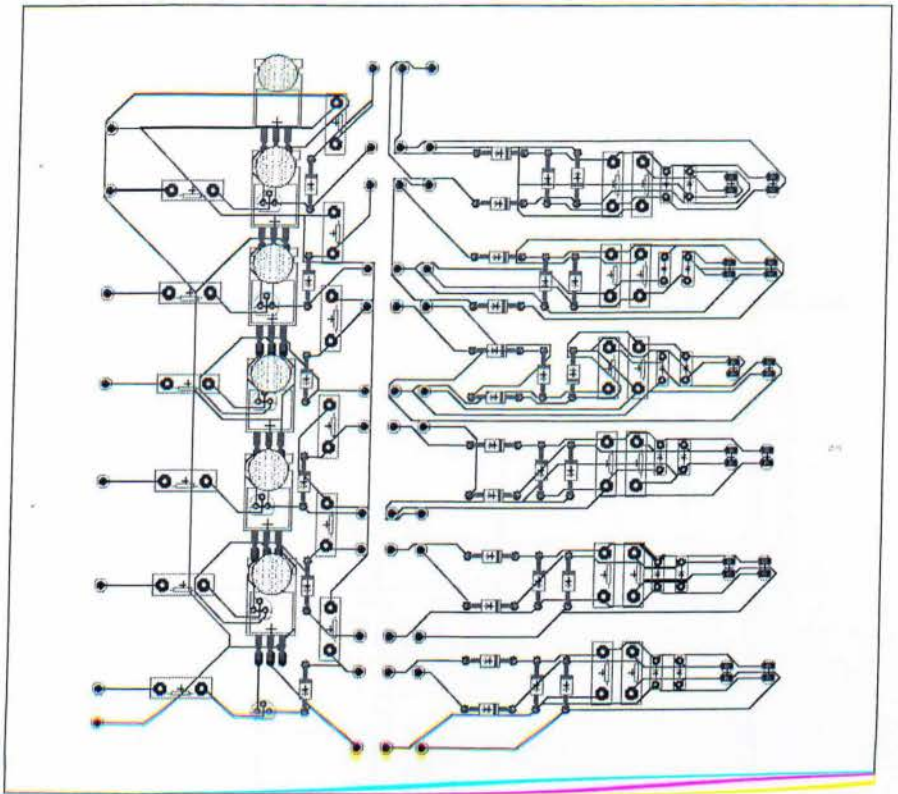
- Καυστική Σόδα (NaOH)
- Διάλυμα νερό+ πενυδρόλ+ υδροχλωρικό οξύ σε αναλογία 4-2-1.
- Φυσικά, η φωτοευαίσθητη πλακέτα

Όπως είπαμε και παραπάνω ο σχεδιασμός της πλακέτας έγινε με το πρόγραμμα Eagle. Το πρόγραμμα αυτό μας έδωσε την δυνατότητα να τοποθετήσουμε τα διακοπτικά στοιχεία πάνω στις πλακέτες με τον τρόπο που πιστεύαμε ότι ήταν σωστός και αυτό μας σχεδίασε σε διαφάνεια τις δύο πλακέτες μας οι οποίες παρουσιάζονται παρακάτω.

Αρχικά παρουσιάζεται η πρώτη πλακέτα χωρίς υλικά και μετά με τοποθετημένα τα υλικά και στη συνέχεια η δεύτερη πλακέτα χωρίς και με τα υλικά τοποθετημένα πάνω της.







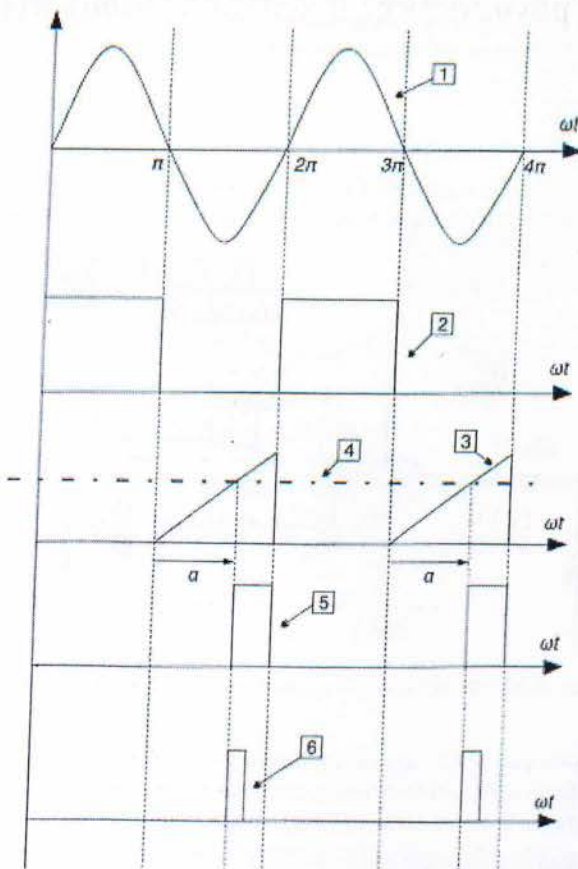
Ανάλυση κυκλώματος έναυσης θυρίστορ ανόρθωσης μισού κύματος

Θα σχεδιάσουμε το κύκλωμα ελέγχου για την εντολοδότηση του θυρίστορ μιας ελεγχόμενης μονοφασικής ανόρθωσης μισού κύματος.

Αν και υπάρχουν πολλές τεχνικές για την κατασκευή του κυκλώματος ελέγχου, υπάρχουν μερικά βασικά χαρακτηριστικά τα οποία είναι κοινά. Όπως:

- 1) Για την παραγωγή των παλμών έναυσης το κύκλωμα ελέγχου θα πρέπει να συγχρονιστεί με την εναλλασσόμενη τάση του δικτύου.
- 2) Η γωνία έναυσης θα πρέπει να μπορεί να μεταβάλλεται σε όλο το εύρος της ημιπεριόδου της τάσης του δικτύου. Δηλαδή από 0° έως 180° .
- 3) Να υπάρχει γαλβανική απομόνωση μεταξύ του κυκλώματος ελέγχου και του κυκλώματος ισχύος.
- 4) Το κύκλωμα ελέγχου να λειτουργεί με χαμηλές τάσεις (συνεχείς ή εναλλασσόμενες) συνήθως μικρότερες των 25V.

Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω η λογική του κυκλώματος ελέγχου που θα αναπτύξουμε δείχνεται στο παρακάτω σχήμα(3.1).

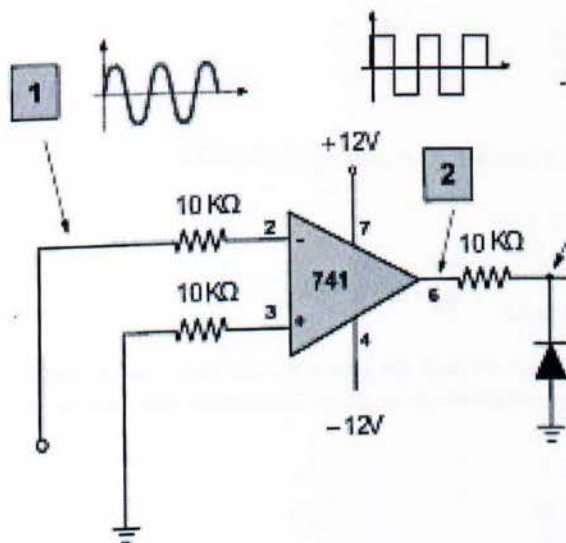


Σχ.3.1 Λογική κυκλώματος ελέγχου γωνίας έναυσης

Η εναλλασσόμενη τάση του δικτύου(220V/50 Hz),μέσω μετασχηματιστή υποβιβάζεται σε μέγεθος της τάξης των 6-12V και εισέρχεται στο κύκλωμα ελέγχου.Ως αρχή μέτρησης των γωνιών έναυσης, λαμβάνουμε τα σημεία μηδενισμού της τάσης του δικτύου.Υπό αυτή την έννοια λέγοντας ότι το κύκλωμα ελέγχου θα πρέπει να συγχρονιστεί με το δίκτυο Ε.Ρ. εννοούμε ότι θα πρέπει να γνωρίζεις τα σημεία μηδενισμού της εναλλασσόμενης τάσης.Για το σκοπό αυτό η παρακάτω κυματομορφή μετατρέπεται μέσω κατάλληλου κυκλώματος ανιχνευτή διέλευσης του μηδενός και ενός ψαλιδιστή τάσης σε τετραγωνικό παλμο.

Στη συνέχεια μέσω μιας βαθμίδας ολοκλήρωσης,ο τετραγωνικός παλμός μετατρέπεται στην πριονωτή

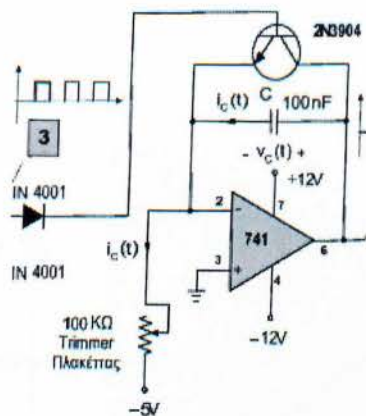
μορφή(κυματομορφή 3).Από την σύγκριση της πριονωτής κυματομορφής με μια συνεχή τάση(κυματομορφή4) η οποία μπορεί να μεταβάλλεται μέσω ποτενσιομέτρου ακριβείας,απο μηδέν μέχρι και τη μέγιστη τιμή της πριονωτής κυματομορφής προκύπτει η γωνία έναυσης.Προφανώς, η γωνία έναυσης μπορεί να μεταβάλλεται απο 0° εως και 180° δηλαδή σε όλη την ημιπερίοδο της εναλλασσόμενης τάσης του δικτύου.Από τη σύγκριση των δύο προαναφερθέντων τάσεων,προκύπτει στην έξοδο του συγκριτή η κυματομορφή 5 της οποίας το πλάτος είναι μεταβαλλόμενο και άμεσα εξαρτώμενο από την τιμή της γωνίας έναυσης.Το θυρίστορ για την πυροδότηση του απαιτεί στην πύλη ένα παλμό τάσης της τάξης των 1-3 V και ένα αντίστοιχο ρεύμα της τάξης των 100-300m A.Η χρονική διάρκεια του παλμού έναυσης μπορεί να είναι της τάξης των 0.1-0.5 ms, για συχνότητα τροφοδοσίας 50 Hz.Η επίτευξη παλμού έναυσης σταθερής διάρκειας(κυματομορφή 6),επιτυγχάνεται από την κυματομορφή 5 μέσω ενός πολυδονητή μιας βολής.Στη συνέχεια,επειδή ο παλμός αυτός προέρχεται από ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα(στο οποίο το ρεύμα δεν μπορεί να είναι πρακτικά μεγαλύτερο των 20 m A)ενισχύεται μέσω κατάλληλης διάταξης Darlington και μέσω μετασχηματιστή παλμών(για γαλβανική απομόνωση,οδηγείται στην πύλη του θυρίστορ.Με βάση λοιπόν τα παραπάνω για τη μετατροπή της εναλλασσόμενης του δικτύου σε τετραγωνικό παλμό(από την κυματομορφή 1 στην κυματομορφή 2) χρησιμοποιείται το κύκλωμα του σχήματος 3.2



Σχ.3.2. Βαθμίδες συγκριτή-ψαλιδιστή τάσης

Σύμφωνα με το σχ.3.2 η εναλλασσόμενη τάση του δικτύου(220V/50HZ) μέσω μετασχηματιστή υποβιβάζεται στα 6V και εισέρχεται στο κύκλωμα ελέγχου.Ο τελεστικός ενισχυτής λειτουργεί σε ανοιχτό βρόχο ως συγκριτής μετατρέποντας την εναλλασσόμενη τάση σε συμμετρικό τετραγωνικό παλμό.Στην έξοδο του τελεστικού ενισχυτή παρεμβάλλεται ένα κύκλωμα ψαλιδιστή τάσης (αντίσταση 10K και διόδος IN4001) το οποίο αποκόπτει τους αρνητικούς παλμούς.Η αντίσταση των 10K,μεταξύ της εξόδου του τελεστικού ενισχυτή και της ανάστροφα πολωμένης διόδου,έχει ως στόχο τον περιορισμό του ρεύματος του T.E. στα διαστήματα αγωγής της διόδου σε τιμές μικρότερες από το μέγιστο επιτρεπτό ρεύμα.Το επόμενο βήμα σύμφωνα με το 3.1 είναι η μετατροπή του τετραγωνικού παλμού(κυματομορφή 2)σε τρίγωνικό(κυματομορφή 3).Αυτό επιτυγχάνεται με τη βαθμίδα ολοκλήρωσης του 3.3.Στο χρονικό διάστημα που η τάση στη βάση του τρανζιστορ είναι μηδενική,το

τρανζίστορ είναι σε αποκοπή. Στο διάστημα αυτό, ο πυκνωτής C φορτίζεται μέσω της πηγής τάσης E_i με σταθερό ρεύμα $i_C = I$ και το οποίο δίνεται από τη σχέση



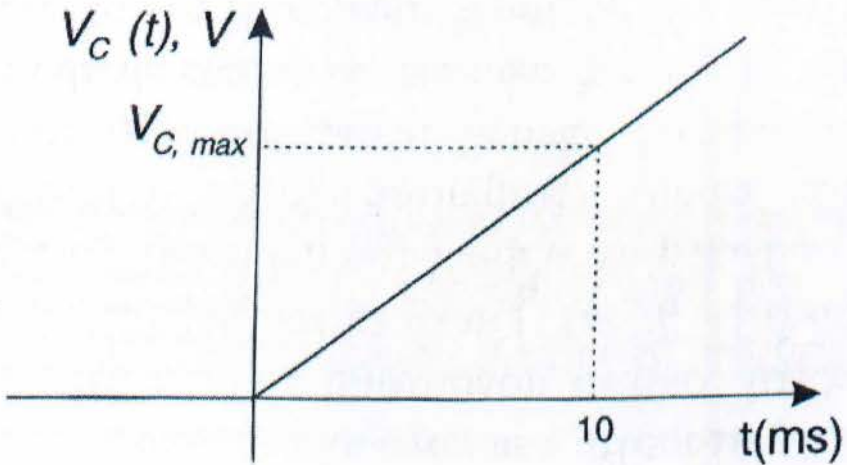
3.3 Βαθμίδα μετατροπής της τετραγωνικής σε τριγωνική

$$i_C(t) = I = \frac{E_i}{R} = C \frac{dv_C}{dt} \quad (\text{εξίσωση 3.4})$$

Αφού το ρεύμα είναι σταθερό, η τάση στα άκρα του πυκνωτή (η οποία ισούται με την τάση εξόδου της βαθμίδας ολοκλήρωσης), σύμφωνα με την παραπάνω σχέση είναι

$$v_C(t) = \frac{E_i}{RC} t \quad (\text{εξίσωση 3.5})$$

Η κυματομορφή της τάσης στα άκρα του πυκνωτή συναρτήσει του χρόνου δείχνεται στο παρακάτω σχήμα.



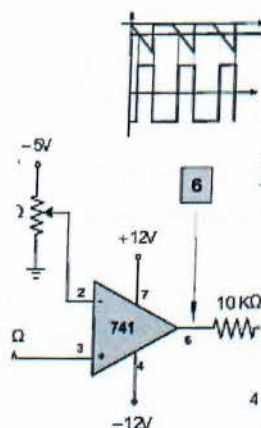
Σχ.3.4 Χρονική μεταβολή της τάσης στα άκρα του πυκνωτή

Έστω ότι θέλουμε η μέγιστη τιμή της κυματομορφής να είναι $V_{Cmax}=v_c(t=10ms)=+5V$. Σύμφωνα με την εξίσωση 3.5 και το αμέσως παραπάνω σχήμα, για $E_i=+5V$ και $R=100K$, η απαιτούμενη τιμή της χωρητικότητας C είναι

$$C = \frac{E_i t}{R C V_{max}} = \frac{5 * 10 * 10^{-3}}{10^2} = 100nF \quad (\text{εξίσωση 3.6})$$

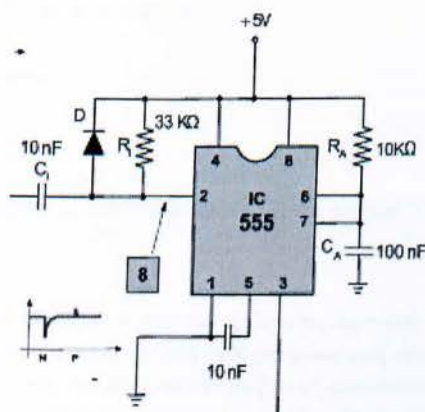
Για την αντίσταση $R=100K$ θα επιλέξουμε ένα τρίμμερ ακριβείας της τάξης των 150-200K έτσι ώστε να έχουμε τη δυνατότητα της ακριβούς ρύθμισης στην αντίστοιχη τιμή των 100K και κατε επέκταση και της $V_{C,max}$.

Στο διάστημα τώρα που η είσοδος της βαθμίδας είναι θετική, το τρανζίστορ οδηγείται στον κορεσμό με αποτέλεσμα βραχυκύκλωμα του πυκνωτή και ως εκ τούτου την ταχεία (σχεδόν ακαριαία) εκφόρτιση του. Με βάση λοιπόν τα παραπάνω η τάση στα άκρα του πυκνωτή θα έχει την μορφή της κυματομορφής 3 του σχ.3.1.



Σχ 3.7.Βαθμίδα σύγκρισης κυματομορφών 3 και 4

Στη συνέχεια η γωνία έναυσης προκύπτει από τη σύγκριση της κυματομορφής 3 με την κυματομορφή 4. Δηλαδή με μια ρυθμιζόμενη DC τάση. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω της βαθμίδας σύγκρισης του σχ.3.7. Για ακριβή ρύθμιση της γωνίας έναυσης το ποτενσιόμετρο των 10K επιλέγεται να είναι ακριβείας δηλαδή πολύστροφο (10 στροφών). Ο παλμός της κυματομορφής 5 είναι παλμός μεταβλητού πλάτους. Για να οδηγηθεί στην πύλη του θυρίστορ, θα πρέπει να έχει σταθερό πλάτος της τάξης του 0.1-0.5ms. Για να επιτευχθεί αυτό, οδηγούμε την έξοδο της βαθμίδας του συγκριτή σε ένα μονοσταθί πολυδονητή μιας βολής. Για την λειτουργία του πολυδονητή απαιτείται η κυματομορφή 5 να δοθεί στην είσοδο του ανεστραμμένη (μέσω ενός inverter) διότι σύμφωνα με το παρακάτω σχήμα διεγείρεται στην κάθοδο του παλμού.



Σχ 3.8 Παραγωγή παλμού έναυσης σταθερού πλάτους

Το πλάτος του παλμού έναυσης υπολογίζεται από την σχέση

$$\Delta t = t = 1 * 1R_a * C_a \quad (\text{Εξίσωση 3.9})$$

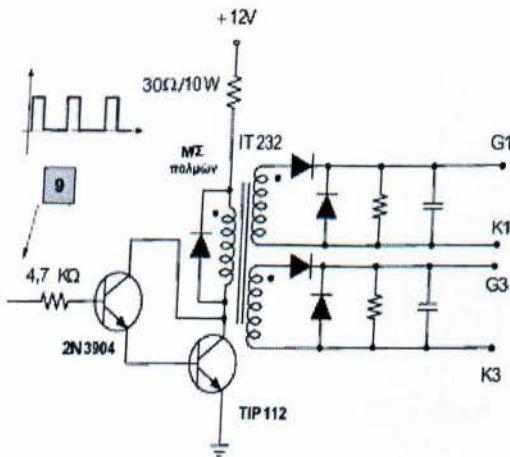
Για επιθυμητή διάρκεια του παλμού,έστω $\Delta t=0.1\text{ms}$ και έστω $R_a=10\text{K}$ σύμφωνα με την εξ.3.9 προκύπτει ότι

$$C = \frac{\Delta t}{1 * 1R_a} = \frac{10^{-4} \text{ s}}{1 * 10^4 \Omega} = 10\text{nF} \quad (\text{εξίσωση 3.10})$$

Οι τιμές των R_i, C_i επιλέγονται έτσι ώστε η σταθερά χρόνου $\tau_i = R_i C_i$ να είναι τουλάχιστον 10 φορές μικρότερη της αντίστοιχης που ορίζεται από τα στοιχεία R_A, C_A . Επομένως, εάν $\tau_i = 0.001\text{ms} = 10^{-6}$ και έστω $R_i = 10\text{K}$ θα είναι,

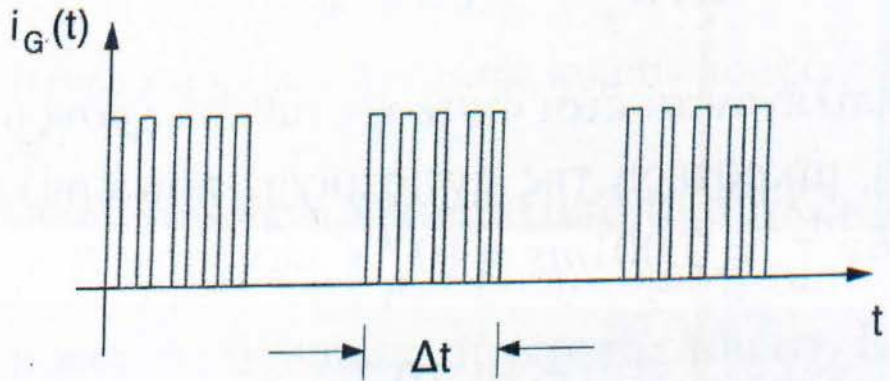
$$C = \frac{\tau_i}{R_i} = \frac{10^{-6}}{10^4} = 0.1\text{nF} \quad (\text{Εξίσωση 3.11})$$

Η κυματομορφή 6 έχει τη μορφή του παλμού έναυσης, αλλά για να δοθεί στο θυρίστορ (το οποίο απαιτεί ένα ρεύμα I_G της τάξης έστω των 200 mA), χρειάζεται ενίσχυση καθώς και γαλβανική απομόνωση. Αυτά επιτυγχάνονται μέσω των βαθμίδων του παρακάτω σχήματος.



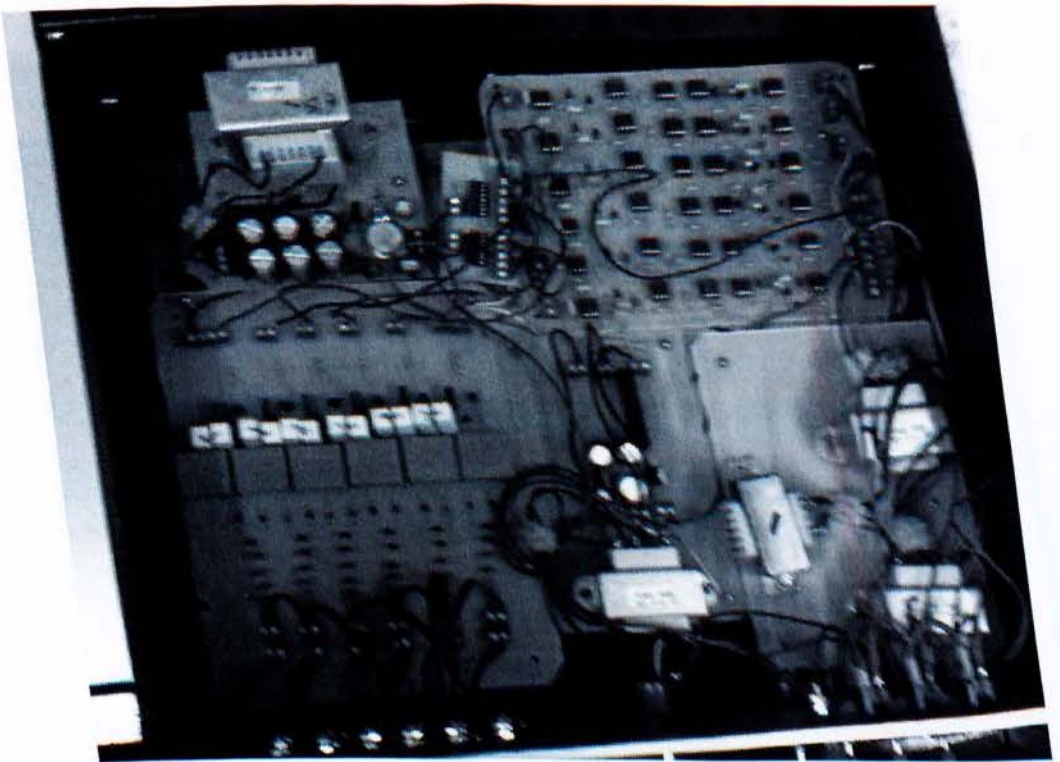
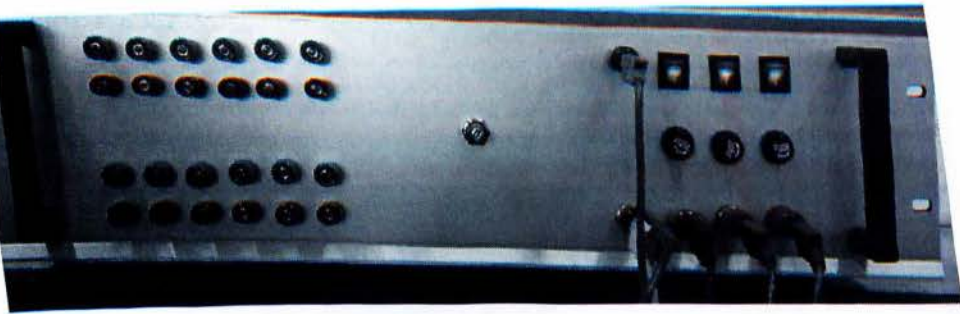
Σχ.3.12 Κύκλωμα ενίσχυσης και γαλβανικής απομόνωσης του παλμού έναυσης

Σύμφωνα με το Σχ.3.12, ο παλμός έναυσης από την έξοδο του μονοσταθί πολυδονητή, οδηγείται σε μια διάταξη Darlington για την ενίσχυση του και στη συνέχεια μέσω ενός ειδικού τύπου μετασηματιστή (μετασηματιστής παλμών), για την γαλβανική απομόνωση, οδηγείται στην πύλη του θυρίστορ. Για να μην υπάρξουν φαινόμενα κορεσμού στο Μ/Σ παλμών (επειδή το ρεύμα που τον διαρρέει είναι μόνιμα θετικό-ανάλογο της κυματομορφής 6), συνηθίζεται στην πράξη να γίνεται μια διαμόρφωση παλμού.



Διαδικασία Μετρήσεων

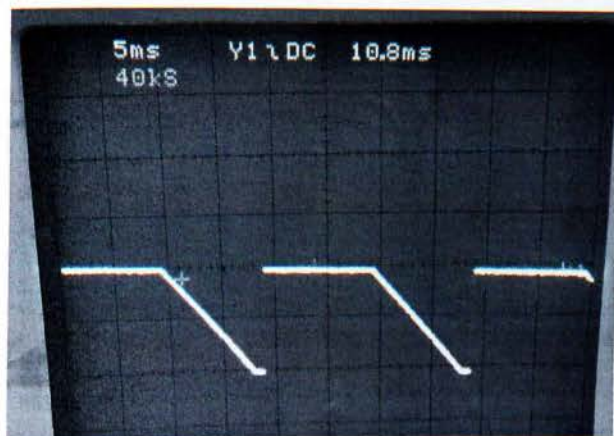
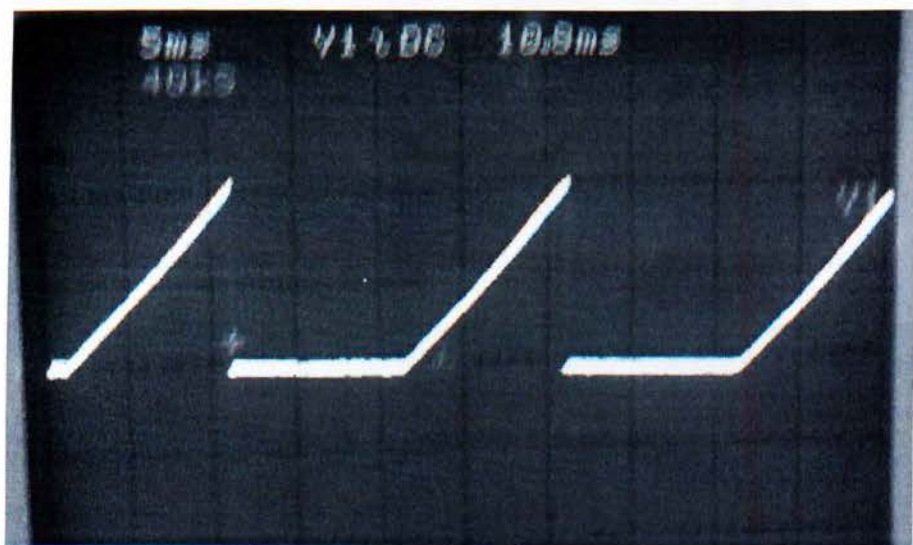
Συνδέσαμε την τριφασική γέφυρα παλμών που κατασκευάσαμε με μια τριφασική γέφυρα με θυρίστορ (βλέπε σχήμα και ενότητα 2.11.4). Στην συνέχεια συνδέσαμε σε σειρά ένα φορτίο αντιστάσεων R και στο φορτίο αυτό συνδέσαμε ένα αμπερόμετρο, ένα βολτόμετρο και τον παλμογράφο και είμαστε πλέον έτοιμοι για τον έλεγχο παλμών.



Αρχικά βλέπουμε την μετατροπή της εναλασσόμενης τάσης του δικτύου σε τετραγωνικό παλμό μέσω κατάλληλου κυκλώματος και ενός ψαλιδιστή τάσης.



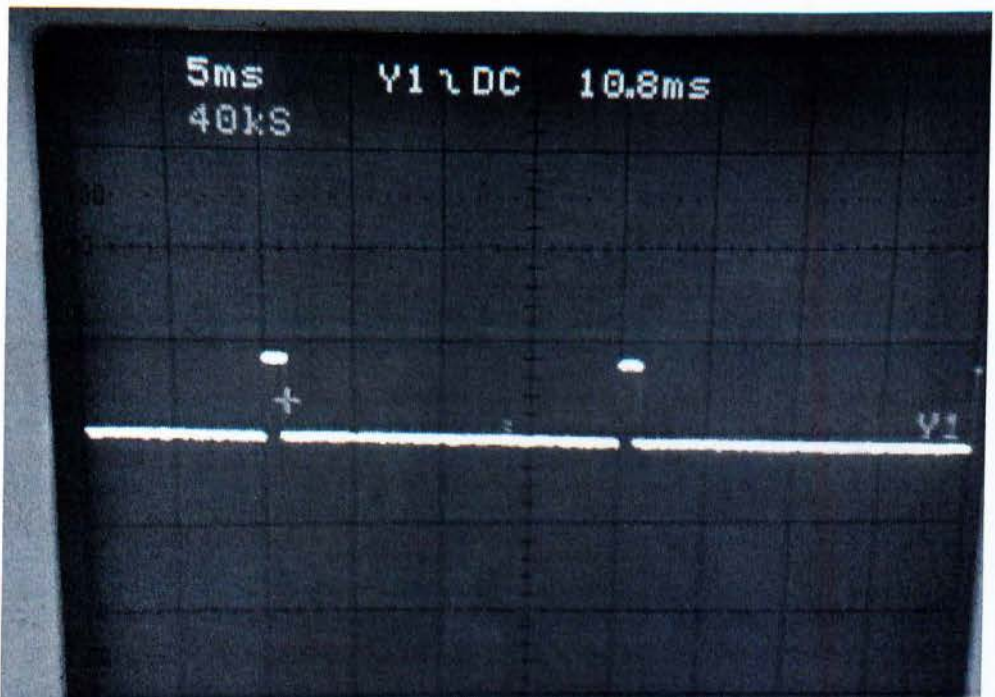
Στη συνέχεια παρουσιάζεται παραπάνω τετραγωνικός παλμός ο οποίος έχει μετατραπεί μέσω μιας βαθμίδας ολοκλήρωσης σε τριγωνική(θετική και αρνητική) μορφή.



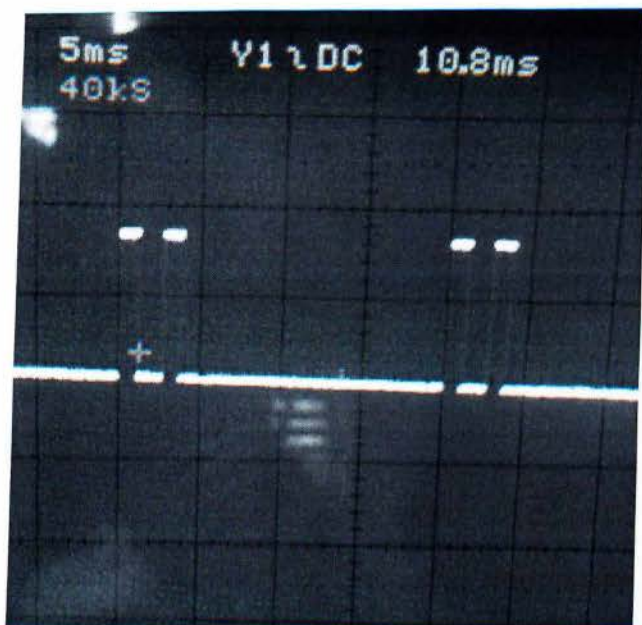
Συγκρίνοντας τις παραπάνω κυματομορφές με μια συνεχή τάση η οποία μπορεί να μεταβάλλεται μέσω ενός ποτενσιομέτρου προκύπτει στην έξοδο του συγκριτή η παρακάτω κυματομορφή της οποίας το πλάτος είναι μεταβαλλόμενο και άμεσα εξαρτώμενο από την τιμή της γωνίας έναυσης



Στη συνέχεια παρουσιάζεται ο παλμός έναυσης σταθερής διάρκειας μέσω ενός πολυδονητή μιας βολής:



Επειτα μέσω μιας πύλης OR προσθέτουμε τους παλμούς ανα δύο και πέρνουμε το παρακάτω αποτέλεσμα.



Ο παλμός αυτός ενισχύεται μέσω κατάλληλης διάταξης Darlington και μετασχηματιστή παλμών και παίρνουμε στην εξοδο της γενητριας έναν κυριο και έναν βοηθητικο παλμο όπως φαινετε παρακατω που είναι ο τελικος που θα χρησιμοποιηθει για την εναυση των θυριστορ.

