



ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ ΚΡΗΤΗΣ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ ΜΕ ΘΕΜΑ:

ΗΜΙΑΓΩΓΟΙ ΚΑΙ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΩΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

ΣΠΟΥΔΑΣΤΗΣ : ΕΥΣΤΑΘΙΟΥ ΜΑΝΩΛΗΣ

A.M. 2491

ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ: ΑΣΚΟΡΔΑΛΑΚΗΣ ΠΑΝΤΕΛΗΣ

ΧΑΝΙΑ 2014



TECHNOLOGICAL EDUCATIONAL INSTITUTE OF CRETE

DEPARTMENT OF ELECTRONICS

**POWER ELECTRONICS SEMICONDUCTORS AND
APPLICATIONS**

THESIS OF : EFSTATHIOU MANOLIS

A.M. 2491

SUPERVISOR :ASKORDALAKIS PANTELIS

CHANIA 2014

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Το αντικείμενο της παρούσας πτυχιακής εργασίας, είναι ημιαγωγοί και εφαρμογές των ηλεκτρονικών ισχύος στην οποία αναφέρονται τα βασικά εξαρτήματα και τα χαρακτηριστικά τους, που χρησιμοποιούνται στα ηλεκτρονικά ισχύος. Θα αναλύσουμε και θα αξιολογήσουμε τις βασικές λειτουργίες των διόδων, των θυρίστρον, των τρανζίστρον (μονοπολικών, διπολικών), των MOSFET ισχύος, καθώς επίσης των ανορθωτών (μονοφασικών, τριφασικών) και μεταγωγών. Επί μέρους θα αναλυθούν οι βασικές λειτουργίες τους και πως χρησιμοποιούνται σε κυκλώματα ηλεκτρονικών ισχύος, πώς βοήθησαν στην εξέλιξη των ηλεκτρονικών, τα σχηματικά διαγράμματα τους και ποιοι είναι οι καλύτεροι τρόποι χρησιμοποίησής τους ανάλογα με το αποτέλεσμα που επιθυμούμε, σε σχέση με το κόστος, το μέγεθος, και την απόδοση που θέλουμε να επιτύχουμε.

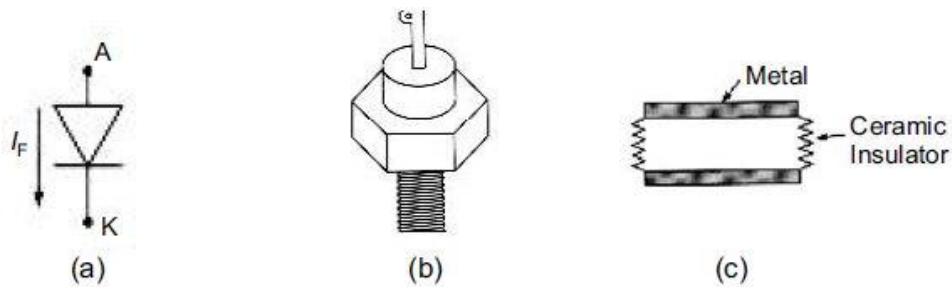
SUMMARY

The object of this dissertation is power electronics semiconductors and applications to which we will analyze the key components and main characteristics, which are used in power electronics. We will analyze and evaluate the essential functions of the diodes, thyristor, transistor (monopole, bipolar), the power MOSFET, as well as the rectifiers (single phase, three phases) and converters. Individual will analyze the basic functions and how they are used in power electronic circuits, how they helped in the evolution of electronics, schematics and what are the best way to use them depending on the effect we want, to cost, size, and performance we want to achieve.

2.1 Δίοδος ως διακόπτης

Ανάμεσα σε όλες τις στατικές συσκευές μεταγωγής, που χρησιμοποιούνται στα ηλεκτρονικά ισχύος, η δίοδος ισχύος είναι ίσως η απλούστερη. Το κύκλωμα, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.1, είναι μία συσκευή με δύο ακροδέκτες, με τον ακροδέκτη Α γνωστό ως άνοδος και τον ακροδέκτη Κ γνωστό ως κάθοδος. Αν ο ακροδέκτης Α έχει υψηλότερο δυναμικό σε σύγκριση με τον ακροδέκτη Κ, η διάταξη λέγεται ότι είναι προς τα εμπρός προκατειλημμένη και ένα μπροστινό ρεύμα θα ρέει μέσω της συσκευής προς την κατεύθυνση, όπως φαίνεται. Αυτό προκαλεί μια μικρή πτώση τάσης διαμήκους της συσκευής ($<1\text{ V}$), η οποία κάτω από ιδανικές συνθήκες συνήθως αγνοείται. Αντίθετα, όταν μια δίοδος είναι αντίστροφα προκατειλημμένη, αυτό δεν άγει και η δίοδος τότε βιώνει ένα μικρό ρεύμα που ρέει προς την αντίθετη κατεύθυνση που ονομάζεται διαρροή ρεύματος. Τόσο η προς τα εμπρός πτώση τάσης όσο και το ρεύμα διαρροής αγνοούνται σε μια ιδανική δίοδο. Σε εφαρμογές ηλεκτρονικής ισχύος, μια δίοδος συνήθως θεωρείται ότι είναι σαν ένας ιδανικός στατικός διακόπτης.

Τα χαρακτηριστικά μιας πρακτικής διόδου αποκλίνουν από την ιδανική μηδενική προς τα εμπρός και άπειρη αντίστροφη αντίσταση, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.2α. Στην κατεύθυνση προς τα εμπρός, ένα δυνητικό φράγμα που συνδέεται με την κατανομή των επιβαρύνσεων γύρω από τον κόμβο, μαζί με άλλες επιδράσεις, οδηγεί σε πτώση τάσης. Στην περίπτωση που έχουμε δίοδο πυριτίου κυμαίνεται γύρω στο 1 V , αν πρόκειται για ρεύματα με φυσιολογικές τιμές. Στην αντίστροφη κατεύθυνση, εντός της κανονικής περιοχής λειτουργίας τάσης, ένα πολύ μικρό ρεύμα ρέει, που είναι σε μεγάλο βαθμό ανεξάρτητο από την τάση. Για πρακτικούς λόγους τα στατικά χαρακτηριστικά συχνά αντιπροσωπεύονται όπως φαίνεται στο σχήμα 2.2β. Στο Σχ. 2.2β το προς τα εμπρός χαρακτηριστικό εκφράζεται ως κατώφλι τάσης (V_0) με στοιχειώδη γραμμική ή με κλίση αντίσταση r . Το αντίστροφο χαρακτηριστικό παραμένει το ίδιο σε όλο το εύρος των πιθανών διαρροών ρευμάτων ανεξαρτήτως της τάσης εντός του φυσιολογικού εύρους εργασίας.



Σχήμα 2.1 Power diode(a), symbol(b), types of packaging (c)

2.2 Ορισμένες ιδιότητες των PN Junction

Τα χαρακτηριστικά από μία εμπρόσθια και αντίστροφη πολωμένη κατάσταση, που μπορεί κανείς να παρατηρήσει είναι ότι, όταν η διόδος είναι πολωμένη προς τα εμπρός, το ρεύμα αυξάνεται ραγδαία καθώς η τάση αυξάνεται. Το ρεύμα στην αντίστροφα πολωμένη περιοχή είναι σημαντικά μικρό μέχρι την τάση κατάρρευσης στην οποία η διόδος έχει φτάσει. Μόλις η εφαρμοζόμενη τάση είναι πάνω από αυτό το όριο, το ρεύμα θα αυξηθεί ραγδαία σε μία πολλή υψηλή τιμή, που περιορίζεται μόνο από μία εξωτερική αντίσταση.

DC Παράμετροι διόδου. Οι πιο σημαντικές είναι οι ακόλουθες:

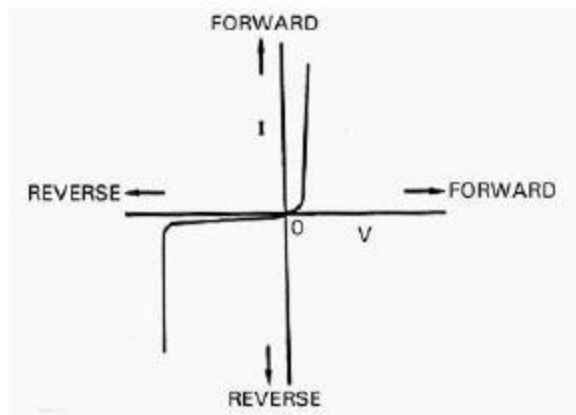
- Τάση προς τα εμπρός [V_F] είναι η πτώση τάσης μιας διόδου κατά μήκος A και K σε ένα καθορισμένο επίπεδο ρεύματος όταν είναι μπροστά πολωμένη.
- Τάση κατάρρευσης [V_B] είναι η πτώση τάσης κατά μήκος της διόδου σε ένα καθορισμένο επίπεδο ρεύματος όταν είναι κάτω από το αντίστροφα πολωμένο επίπεδο. Αυτό είναι γνωστό ως χιονοστιβάδα.
- Ανάστροφου ρεύματος [I_R] είναι το ρεύμα σε μια συγκεκριμένη τάση, και το οποίο είναι κάτω από την τάση κατάρρευσης.

AC Παράμετροι διόδων. Πολύ συχνές είναι οι ακόλουθες:

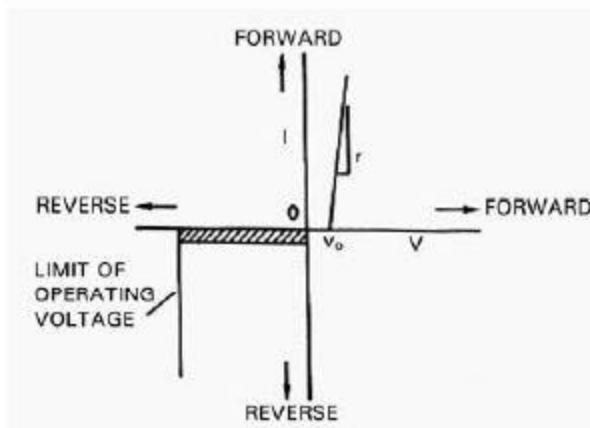
- Εμπρόσθιος χρόνος αποκατάστασης [t_{FR}] είναι ο χρόνος που απαιτείται για την τάση της διόδου να πέσει σε μια συγκεκριμένη τιμή μετά που το προς τα εμπρός ρεύμα αρχίζει να ρέει.
- Αντίστροφος χρόνος αποκατάστασης [t_{RR}] είναι το χρονικό διάστημα μεταξύ της εφαρμογής της αντιστροφής της τάσης και της πτώσης του αντίστροφου ρεύματος σε μία συγκεκριμένη τιμή, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.2.

Η παράμετρος [t_a] είναι το χρονικό διάστημα μεταξύ του μηδενισμού του ρεύματος διόδου και όταν γίνεται I_{RR} . Από την άλλη, [t_b] είναι το χρονικό διάστημα από τη μέγιστη αντίστροφη ανάκτηση ρεύματος μέχρι περίπου το 0.25 της [I_{rr}]. Ο λόγος των δύο παραμέτρων t_a και t_b είναι γνωστός ως

συντελεστής απαλότητας SF. Δίοδοι με απότομα χαρακτηριστικά ανάκτησης για υψηλής συχνότητας μεταγωγής βλέπε σχ. 2.3 για μαλακή και απότομη ανάκαμψη.



Σχήμα 2.2α : Τυπικό στατικό χαρακτηριστικό από μία δίοδο ισχύος (το εμπρόσθιο και το αντίστροφο έχουν διαφορετική κλίμακα)



Σχήμα 2.2b Πρακτική αναπαράσταση από ένα στατικό χαρακτηριστικό μιας δίοδου ισχύος

Στην πράξη, ένας μηχανικός σχεδιασμού χρειάζεται συχνά να υπολογίσει τον αντίστροφο χρόνο αποκατάστασης, προκειμένου να αξιολογηθεί η δυνατότητα υψηλής συχνότητας μεταγωγής. Ως γενικός κανόνας, όσο πιο χαμηλό είναι ο t_{RR} , τόσο πιο γρήγορα η δίοδος μπορεί να ενεργοποιηθεί. [1]

$$t_{RR} = t_a + t_b \quad (2.1)$$

Αν ο t_b είναι αμελητέος σε σύγκριση με τον t_a (το οποίο συνήθως συμβαίνει), τότε η ακόλουθη έκφραση ισχύει:

$$t_{rr} = \sqrt{\frac{2Q_{RR}}{di/dt}}$$

Από την οποία, το αντίστροφο ρεύμα ανάκτησης είναι :

$$I_{rr} = \sqrt{\frac{di}{dt} 2Q_{RR}}$$

Όπου Q_{RR} είναι η αποθηκευμένη φόρτιση, και μπορεί να υπολογιστεί από την περιοχή που περικλείεται από τη διαδρομή του ρεύματος ανάκτησης.

ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ 2.1 Ο κατασκευαστής μιας επιλεγμένης διόδου δίνει το ποσοστό της πτώσης της διόδου ρεύματος $di/dt = 20 \text{ A}/\mu\text{s}$, και τον αντίστροφο χρόνο αποκατάστασης του $t_{rr} = 5 \mu\text{s}$. Ποια περιμένετε να είναι η τιμή της κορυφής του αντίστροφου ρεύματος;

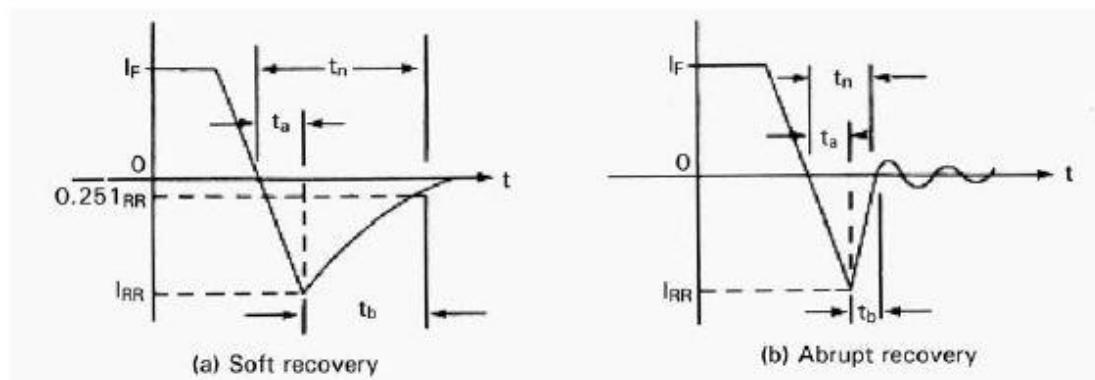
ΛΥΣΗ Το μέγιστο του αντίστροφου ρεύματος δίνεται από τον τύπο :

$$I_{rr} = \sqrt{\frac{di}{dt} 2Q_{RR}}$$

Η αποθηκευμένη φόρτιση Q_{RR} υπολογίζεται από τον τύπο :

$$Q_{rr} = \frac{1}{2} di/dt t_{rr}^2 = 1/2 \times 20 \text{ A}/\mu\text{s} \times (5 \times 10^{-6})^2 = 50 \mu\text{C} \text{ .Hence}$$

$$I_{rr} = \sqrt{20 \frac{\text{A}}{\mu\text{s}} \times 2 \times 50 \mu\text{C}} = 44.72 \text{ A}$$



Σχήμα 2.3 : Αντίστροφη διαδικασία επανάκτησης στη διόδο με ποικίλους παράγοντες απαλότητας , α)μαλακή επανάκτηση β)ξαφνική επανάκτηση

Χωρητικότητα διόδου (C_D) είναι η καθαρή χωρητικότητα στη διόδο συμπεριλαμβανομένης της χωρητικότητας στη διασταύρωση (C_J) συν της χωρητικότητας του πακέτου (C_P). Στην υψηλή συχνότητα παλμών μεταγωγής, μια παράμετρος γνωστή ως παροδική θερμική αντίσταση είναι ζωτικής σημασίας, διότι

δείχνει την στιγμιαία θερμοκρασία στη διασταύρωση ως συνάρτηση του χρόνου υπό σταθερή ισχύ εισόδου.

2.3 Κοινοί τύποι διόδων

Ανάλογα με τις εφαρμογές τους, οι διόδοι μπορούν να διαχωριστούν στα ακόλουθα κύρια τμήματα:

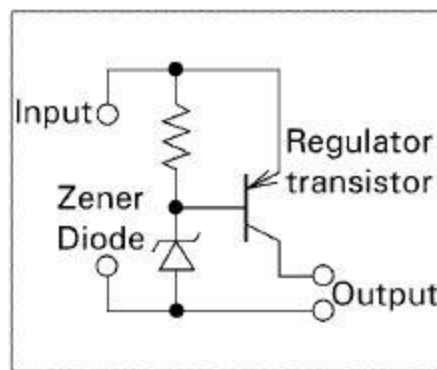
Δίοδος χαμηλού σήματος . Αυτές είναι συσκευές ημιαγωγών που χρησιμοποιούνται πιο συχνά σε μια ευρεία ποικιλία εφαρμογών. Σε γενικές εφαρμογές, χρησιμοποιούνται ως διακόπτες σε ανορθωτές, περιοριστές, πυκνωτές, και στη διαμόρφωση κύματος. Η κοινές παράμετροι διόδων, τις οποίες ένας σχεδιαστής θα πρέπει να γνωρίζει περιλαμβάνουν τάση προς τα εμπρός, ανάστροφη τάση διάσπασης, ανάστροφο ρεύμα διαρροής, και χρόνο επανάκτησης.

Δίοδος ανόρθωσης πυριτίου . Αυτές είναι οι διόδοι που έχουν υψηλή προς τα εμπρός ικανότητα μεταφοράς ρεύματος, τυπικά μέχρι αρκετές εκατοντάδες αμπέρ. Έχουν συνήθως μια προς τα εμπρός αντίσταση μόνον ενός κλάσματος ohm ενώ η αντίστροφη αντίσταση τους είναι στην Megaohm περιοχή. Κύρια εφαρμογή τους είναι στην μετατροπή της ισχύος, όπως για τροφοδοτικά, UPS, ανορθωτές κλπ. Στην περίπτωση ενός ρεύματος που υπερβαίνει την αξιολογηθείσα τιμή, η θερμοκρασία διόδου θα αυξηθεί. Για τις γνωστές διόδους η θερμική τους αντίσταση είναι μεταξύ 0.1 έως 1°C / W.

Δίοδος Zener. Πρωτοβάθμιες εφαρμογές του είναι η τάση αναφοράς ή κανονισμού. Ωστόσο, η ικανότητά της να διατηρεί μια δεδομένη τάση εξαρτάται από το συντελεστή θερμοκρασίας και τη σύνθετη αντίσταση. Η εφαρμογή τάσεων αναφοράς ή κανονισμού των διόδων Zener βασίζεται στις ιδιότητες της χιονοστιβάδας τους. Στην ανάστροφη πολωμένη λειτουργία σε μια δεδομένη τάση, η αντίσταση αυτών των συσκευών μπορεί ξαφνικά να μειωθεί. Αυτό συμβαίνει στην τάση Zener V_X , μια παράμετρος που ο σχεδιαστής γνωρίζει εκ των προτέρων. Το σχήμα 2.4 δείχνει ένα κύκλωμα στο οποίο μια δίοδος Zener χρησιμοποιείται για τον έλεγχο της τάσης αναφοράς ενός γραμμικού τροφοδοτικού. Υπό κανονικές συνθήκες λειτουργίας, το τρανζίστορ θα μεταδώσει ισχύ στο φορτίο (εξόδου) του κυκλώματος. Το επίπεδο ισχύος εξόδου θα εξαρτηθεί από την τρέχουσα βάση τρανζίστορ. Ένα πολύ υψηλό ρεύμα βάσης θα επιβάλει μια μεγάλη τάση σε όλη την Zener και μπορεί να επιτύχει Zener τάσης V_X , κάτι το οποίο θα συντρίψει και θα περιορίσει την παροχή ισχύος στο φορτίο.

Φωτοδίοδος . Όταν ένας κόμβος ημιαγωγών εκτίθεται σε φως, τα φωτόνια δημιουργούν ζεύγη ηλεκτρονίων. Όταν αυτά διαχέονται σε όλη την διασταύρωση, παράγουν φωτο-ρεύμα. Ως εκ τούτου, αυτή η συσκευή λειτουργεί ως μια πηγή ρεύματος που αυξάνει με την ένταση του φωτός.

Δίοδος εκπομπής φωτός. Είναι δίοδοι ισχύος που χρησιμοποιούνται σε κυκλώματα υψηλής ισχύος από τις συνήθως χρησιμοποιούμενες συσκευές που χρησιμοποιούνται σε αναλογικά και ψηφιακά κυκλώματα. Κατασκευάζονται σε διάφορες ποικιλίες και μορφές. Η αξιολόγηση του ρεύματος μπορεί να είναι από μερικά αμπέρ σε αρκετές εκατοντάδες, ενώ η τάση κυμαίνεται από δεκάδες βολτ σε αρκετές χιλιάδες βολτ.

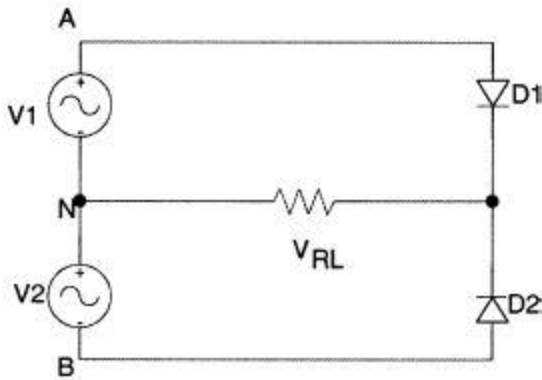


Σχήμα 2.4 : Ρυθμιστής τάσης με δίοδο Zener για αναφορά

2.4 Τυπικές Αξιολογήσεις Διόδου

2.4.1 Αξιολόγηση Τάσης

Για τις διόδους ισχύος, ένα φύλλο δεδομένων θα δώσει δύο ονομαστικές τιμές τάσης. Το ένα είναι η επαναληπτική μέγιστη αντίστροφη τάση (V_{RRM}) και η άλλη είναι η μη επαναληπτική μέγιστη αντίστροφη τάση. Η μη επαναληπτική τάση (V_{RM}) είναι η ικανότητά της διόδου να εμποδίσει μια αντίστροφη τάση που μπορεί να προκύψει περιστασιακά λόγω απότομης υπέρτασης. Από την άλλη πλευρά, η επαναλαμβανόμενη τάση εφαρμόζεται στην δίοδο με βιώσιμο τρόπο. Για να γίνει κατανοητό αυτό, ας κοιτάξουμε το κύκλωμα στο σχήμα 2.5α.



Σχήμα 2.5 α: Το κύκλωμα

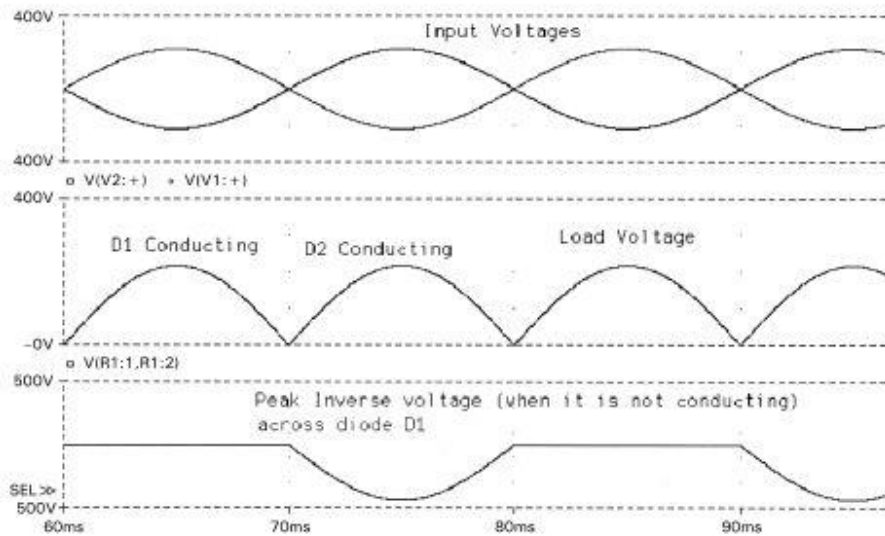
ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ 2.2. Δύο ίσες τάσεις πηγής 220 V αιχμής και φάσης μετατόπισης η μία από την άλλη 180° παρέχουν ένα κοινό φορτίο: (α) Δείξτε την τάση φορτίου (β) περιγράψτε πότε η δίοδος D1 θα φτάσει τη μέγιστη επαναληπτική αντίστροφη τάση (V_{RRM}) και (γ) τον καθορισμό του μεγέθους της V_{RRM} θεωρώντας ένα συντελεστή ασφάλειας 1,5.

ΛΥΣΗ.

(α) Οι τάσεις εισόδου, η τάση φορτίου, και η τάση στα άκρα της D1 όταν δεν διέρχεται η V_{RRM} αποτελούν φαίνονται στο σχήμα 2.5b.

(β) Η δίοδος D1 θα αναπτύξει V_{RRM} όταν δεν διεξάγει ρεύμα. Αυτό συμβαίνει όταν η εφαρμοζόμενη τάση V_1 είναι στην αρνητική περιοχή (70 έως 80 ms, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.5b) και κατά συνέπεια η δίοδος είναι αντίστροφα πολωμένη. Η πραγματική ιδανική τάση στα άκρα είναι η μέγιστη τιμή των δυο τάσεων εισόδου $220 \times 2 = 440$ V. Αυτό συμβαίνει επειδή όταν από την D1 δεν διέρχεται ρεύμα, από την D2 διέρχεται. Ως εκ τούτου, οι τάσεις V_{an} V_{bn} εφαρμόζονται επίσης σε αυτό, διότι η D2 είναι σχεδόν βραχυκυκλωμένη.

(γ) Η $V_{RRM} = 440$ V είναι η τιμή κάτω από ιδανικές συνθήκες. Στην πράξη, όμως, υψηλότερες τάσεις μπορούν να συμβούν λόγω ξαφνικών επαγωγών του κυκλώματος ή και μεταβατικά, λόγω αντίστροφης ανάκτησης της δίοδου. Αυτό είναι δύσκολο να εκτιμηθεί. Ως εκ τούτου, ένας μηχανικός σχεδιασμού θα χρησιμοποιούσε πάντα ένα συντελεστή ασφαλείας για να ανταποκριθεί σε αυτές τις υπερτάσεις, δηλαδή, μια δίοδο με τιμή τάσης $220 \times 2 \times 1.50 = 660$ V .



Σχήμα 2.5 β: Σχηματισμοί κύματος

2.4.2 Αξιολογήσεις Ρευμάτων

Οι δίοδοι ισχύος συνήθως τοποθετούνται σε έναν απαγωγέα θερμότητας. Αυτό αποτελεσματικά διαχέει τη θερμότητα που προκύπτει λόγω της συνεχούς αγωγιμότητας. Οι αξιολογήσεις ρευμάτων εκτιμώνται βασιζόμενες στην αύξηση θερμοκρασιακών θεωρήσεων. Το δελτίο δεδομένων μιας διόδου κανονικά ορίζει τρεις διαφορετικά αξιολογήσεις ρευμάτων. Αυτές είναι: (1) το μέσο ρεύμα (2) το ρεύμα rms και (3) το ρεύμα κορυφής. Ένας μηχανικός σχεδιασμού πρέπει να εξασφαλίζει ότι κάθε μία από αυτές τις τιμές δεν θα ξεπεραστούν ποτέ. Για να γίνει αυτό, το πραγματικό ρεύμα (μέσο ρεύμα, rms και ρεύμα κορυφής) στο κύκλωμα πρέπει να εκτιμώνται είτε με υπολογισμό, προσομοίωση ή μέτρηση. Αυτές οι τιμές πρέπει να ελέγχονται από αυτά που αναφέρονται στο δελτίο δεδομένων για την επιλεγμένη diode. Οι υπολογισμένες τιμές πρέπει να είναι μικρότερες ή ίσες με αυτές που αναφέρονται στο δελτίο δεδομένων. Το ακόλουθο παράδειγμα δείχνει την τεχνική αυτή.

ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ 2.3 Η κυματομορφή ρεύματος που διέρχεται από ένα διακόπτη διόδου σε τροφοδοσία ισχύος με λειτουργία διακόπτη φαίνεται στο σχήμα 2.6. Βρείτε το μέσο όρο, το rms και το μέγιστο ρεύμα.

ΛΥΣΗ

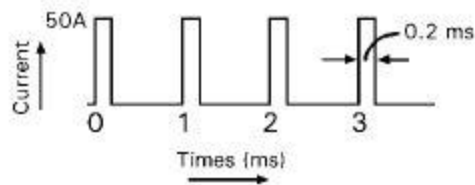
Η διάρκεια παλμού του ρεύματος φαίνεται να είναι 0,2 ms εντός περιόδου 1 ms και με μέγιστο πλάτος 50 A. Ως εκ τούτου, τα απαιτούμενα ρεύματα είναι:

$$I_{average} = 50 \times \frac{0.2}{1} = 10A$$

$$I_{rms} = \sqrt{50^2 \times \frac{0.2}{1}} = 22.36A$$

$$I_{rms} = 50 A$$

Μερικές φορές, η απότομη αύξηση της διάρκειας ενός ρεύματος και η επιτρεπόμενη διάρκεια του δίνονται επίσης σε ένα φύλλο δεδομένων. Για την προστασία των διόδων και άλλων συσκευών ημιαγωγών, γρήγορες ενέργειες ασφαλείας απαιτούνται. Αυτές οι ασφάλειες επιλέγονται με βάση την τιμή I^2t , η οποία συνήθως καθορίζεται σε ένα φύλλο δεδομένων για μια επιλεγμένη diode.



Σχήμα 2.6 : Σχηματισμός κύματος του ρεύματος στο παράδειγμα 2.3

3.1 Εισαγωγή

Θυρίστορ είναι συνήθως τρεις τερματικές συσκευές με τέσσερα στρώματα από εναλλασσόμενα p-και n-τύπου υλικά (π.χ τρεις pn κόμβους) στο κεντρικό τμήμα χειρισμού της ισχύος τους. Σε αντίθεση με τη γραμμική σχέση που υπάρχει μεταξύ του φορτίου και ελέγχου ρευμάτων σε ένα τρανζίστορ, το θυρίστορ είναι αμφισταθερό. Ο έλεγχος του ακροδέκτη του θυρίστορ, που ονομάζεται η πύλη (G) ηλεκτροδίου, μπορεί να συνδέεται με μία ενσωματωμένη και πολύπλοκη δομή, ως μέρος της συσκευής. Οι άλλοι δύο ακροδέκτες, η άνοδος (A) και η κάθοδος (K), χειρίζονται μεγάλες δυνατότητες εφαρμογών (συχνά και στους δύο πόλους) και τη διεξαγωγή του μεγαλύτερου ρεύματος μέσω του θυρίστορ. Οι ακροδέκτες ανόδου και καθόδου συνδέονται σε σειρά με το φορτίο του οποίου η ενέργεια πρόκειται να ελέγχεται.

Τα θυρίστορ χρησιμοποιούνται για την προσέγγιση ιδανικά κλειστών (χωρίς μείωση τάσης μεταξύ ανόδου και καθόδου) ή ανοικτών (χωρίς ρεύμα ανόδου ροής) διακοπών για τον έλεγχο της ροής ενέργειας σε ένα κύκλωμα. Αυτό διαφέρει από χαμηλού επιπέδου ψηφιακά κυκλώματα μεταγωγής που είναι σχεδιασμένα για να προσφέρουν δύο ξεχωριστά μικρά επίπεδα τάσης, ενώ διεξάγονται μικρά ρεύματα (ιδανικά μηδέν). Τα κυκλώματα ηλεκτρονικής ισχύος πρέπει να έχουν την ικανότητα να μεταφέρουν μεγάλα ρεύματα και να είναι σε θέση να αντέξουν σε μεγάλες εξωτερικά εφαρμοζόμενες τάσεις. Όλοι οι τύποι θυρίστορ είναι ελεγχόμενοι κατά τη μετάβαση από μία προς τα εμπρός αποκλεισμένη κατάσταση (θετικό δυναμικό που

εφαρμόζεται στην άνοδο σε σχέση με την κάθοδο με αντίστοιχα μικρή άνοδο ροής ρεύματος) σε μια κατάσταση προς τα εμπρός-αγωγιμότητας (μεγάλο εμπρός ρεύμα ανόδου που ρέει με μια μικρή πιθανότητα πτώσης σε ανόδου-καθόδου). Μετά τη μετάβαση από μια προς τα εμπρός-αποκλεισμένη κατάσταση σε μια κατάσταση προς τα εμπρός-αγωγιμότητας, τα περισσότερα θυρίστορ έχουν το χαρακτηριστικό ότι το σήμα πύλης μπορεί να αφαιρεθεί και τα θυρίστορ θα παραμένουν με την προς τα εμπρός-αγωγιμότητα λειτουργία της. Αυτή η ιδιότητα, ονομάζεται "κλειδωμα", είναι μια σημαντική διάκριση μεταξύ θυρίστορ και άλλους τύπους ηλεκτρονικών συσκευών ισχύος. Μερικά θυρίστορ είναι επίσης ελεγχόμενα κατά τη μετάβαση από την εμπρός αγωγιμότητα πίσω σε μια προς τα εμπρός-αποκλεισμένη κατάσταση. Ο ιδιαίτερος σχεδιασμός ενός θυρίστορ θα καθορίσει τη δυνατότητα ελέγχου του και συχνά της εφαρμογής του.

Τα θυρίστορ χρησιμοποιούνται συνήθως στα υψηλότερα επίπεδα ενέργειας ισχύος κυκλωμάτων κλιματισμού, επειδή έχουν σχεδιαστεί για να χειρίζονται τα μεγαλύτερα ρεύματα και τάσεις σε κάθε συσκευή της τεχνολογίας (συστήματα με τάσεις περίπου μεγαλύτερες από 1 kV ή ρεύματα υψηλότερα από 100 A). Πολλά μέσης ισχύος κυκλώματα (συστήματα που λειτουργούν με λιγότερο από < 1 kV ή 100 A) και ιδιαίτερα μικρής ισχύος κυκλώματα (συστήματα που λειτουργούν με λιγότερο από 100 V ή αρκετά αμπέρ) γενικά κάνουν χρήση της ισχύος διπολικών τρανζίστορ, την ισχύ των MOSFETs, ή μονωμένης πύλης διπολικών τρανζίστορ (IGBTs), όπως τα κύρια στοιχεία μεταγωγής λόγω της σχετικής ευκολίας στον έλεγχό τους. Η τεχνολογία των IGBTs, ωστόσο, συνεχίζει να βελτιώνει και να εξετάζει πολλαπλές μήτρες πυριτίου, οι οποίες συνήθως συσκευάζονται μαζί σε μια λειτουργική μονάδα. Οι ενότητες αυτές τώρα αντικαθιστούν τα θυρίστορ σε εφαρμογές με τάση 1-3 kV, λόγω των ευκολότερων απαιτήσεων της πύλης. Οι δίοδοι ισχύος χρησιμοποιούνται σε όλα τα επίπεδα των κυκλωμάτων κλιματισμού ισχύος και συστημάτων για τη συνιστώσα προστασία και διαμόρφωση κύματος.

Τα θυρίστορ χρησιμοποιούνται σε ορισμένα κυκλώματα εναλλασσόμενου ρεύματος (50 ή 60 Hz σε εμπορικές επιχειρήσεις κοινής ωφέλειας ή 400 Hz σε αεροσκάφη) για τον έλεγχο εναλλασσόμενου ρεύματος, η ροή μπορεί να βελτιστοποιήσει εσωτερική απώλεια ισχύος κατά την αλλαγή ταχύτητας. Αυτά τα θυρίστορ ονομάζονται συσκευές ελέγχου φάσης επειδή γενικά μετατρέπηκαν από μια κατάσταση προς τα εμπρός κλειδωμένη σε μια κατάσταση προς τα εμπρός αγωγιμότητας σε καθορισμένη γωνία φάσης της εφαρμοζόμενης ημιτονοειδούς ανόδου-καθόδου μορφής κύματος τάσης. Μία δεύτερη κατηγορία των θυρίστορ

χρησιμοποιείται σε σύνδεση με dc πηγές ή στη μετατροπή εναλλασσόμενου ρεύματος σε ένα εύρος και η συχνότητα σε εναλλασσόμενο ρεύμα σε ένα άλλο πλάτος και τη συχνότητα, και πρέπει γενικά να ανάβουν και να σβήνουν σχετικά γρήγορα. Μια τυπική εφαρμογή για τη δεύτερη αυτή κατηγορία των θυρίστορ είναι η μετατροπή μιας τάσεως DC ή ρεύματος σε εναλλασσόμενη τάση ή ρεύμα. Ένα κύκλωμα που εκτελεί αυτή τη λειτουργία συχνά ονομάζεται μετατροπέας, καθώς και τα σχετικά θυρίστορ που χρησιμοποιούνται αναφέρονται ως μετατροπείς θυρίστορ.

Υπάρχουν τέσσερις βασικοί τύποι θυρίστορ: i) πυρίτιο-ελεγχόμενος ανορθωτής (SCR) ii) θυρίστορ με απενεργοποίηση πύλης (GTO) iii) MOS-ελεγχόμενο θυρίστορ (MCT) και τις διάφορες μορφές του και iv) θυρίστορ στατικής επαγωγής (Sith). Τα MCTs ονομάστηκαν έτσι επειδή πολλές MOSFET δομές με παράλληλη ενίσχυση λειτουργίας ενός τύπου φορτίου είναι ενσωματωμένες στο θυρίστορ για ενεργοποίηση και πολλά περισσότερα MOSFETs από άλλο τύπο φορτίου είναι ενταγμένα στο θυρίστορ για απενεργοποίηση. Αυτά τα MCTs περιορίζονται επί του παρόντος για τη λειτουργία τους σε μέτρια επίπεδα ισχύος. Άλλοι τύποι ενσωματωμένων δομών MOS-θυρίστορ μπορεί να λειτουργούν σε υψηλά επίπεδα ισχύος, αλλά αυτές οι συσκευές δεν είναι κοινώς διαθέσιμες ή παράγονται για συγκεκριμένες εφαρμογές. Ένα θυρίστορ στατικής επαγωγής (Sith), ή το θυρίστορ με ελεγχόμενο πεδίο (FCTh), έχει ουσιαστικά την ίδια κατασκευή όπως μια δίοδος ισχύος με μια πύλη που μπορεί να φτάσει ρεύμα ανόδου. Υψηλής ισχύος SITHs έχουν μια υπόγεια πύλη (θαμμένη πύλη), δομή που θα επιτρέψει να χρησιμοποιηθούν μεγαλύτερες περιοχές καθόδου, και ως εκ τούτου, είναι δυνατές μεγαλύτερες πυκνότητες ρεύματος. Το πλεονέκτημα χρησιμοποιώντας MCTs, παράγωγες μορφές του MCT, ή SITHs είναι ότι αυτές είναι ουσιαστικά συσκευές ελεγχόμενης τάσης, (π.χ. λίγο ρεύμα ελέγχου απαιτείται για ενεργοποίηση ή απενεργοποίηση) και, ως εκ τούτου, απαιτούν απλοποιημένα κυκλώματα ελέγχου που συνδέονται με το ηλεκτρόδιο πύλης. Λεπτομερής συζήτηση των παραλλαγών των MCTs και των SITHs καθώς και πρόσθετες αναφορές σε αυτές τις συσκευές έχει συζητηθεί από τον Hudgins . Λιγότερο σημαντικοί τύποι θυρίστορ περιλαμβάνουν το Triac (ένα ζεύγος αντιπαράλληλων SCRs ενσωματωμένων μαζί για να σχηματίσουν ένα αμφίδρομο διακόπτη ρεύματος) και το προγραμματιζόμενο τρανζίστορ μονής επαφής (PUT).

Και οι δύο SCRs και GTOS είναι σχεδιασμένα να λειτουργούν σε όλα τα επίπεδα ισχύος. Αυτές οι συσκευές κατά κύριο λόγο ελέγχονται με τη χρήση ηλεκτρικών σημάτων (ρεύματα), αν και ορισμένοι τύποι γίνονται για να ελέγχονται με τη χρήση οπτικής (φωτόνια) ενέργειας για την ενεργοποίησή τους. Υποκατηγορίες των SCRs και GTOs είναι τύποι αντίστροφης διέλευσης και συμμετρικές δομές που μπλοκάρουν τις δυνατότητες στην αντίστροφη και μπροστά πολικότητα. Άλλες παραλλαγές είναι GTOS και τα θυρίστορ με μεταλλαγμένη πύλη

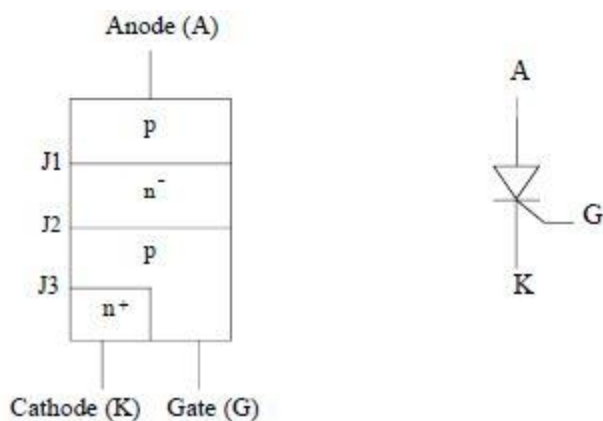
απενεργοποίησης(GCT) και τα αμφίδρομα ελεγχόμενα θυρίστορ (BCT). Τα περισσότερα κυκλώματα μετατροπών ισχύος που ενσωματώνουν θυρίστορ κάνουν χρήση είτε SCRs ή GTOS, και ως εκ τούτου αυτό το κεφάλαιο θα επικεντρωθεί σε αυτές τις δύο συσκευές, αν και τα βασικά στοιχεία της λειτουργίας τους ισχύουν για όλους τους τύπους θυρίστορ.

Όλες οι συσκευές ηλεκτρονικής ισχύος πρέπει να υποβαθμίζονται (π.χ τα επίπεδα απαγωγής ισχύος, η αγωγή ρεύματος, η τάση διακοπής, και η συχνότητα μεταγωγής πρέπει να μειωθούν) όταν λειτουργούν πάνω από την θερμοκρασία δωματίου (που ορίζεται ως 25°C). Συσκευές διπολικού τύπου έχουν θερμικά προβλήματα, στις οποίες αν επιτραπεί να διεξάγουν απεριόριστο ρεύμα, αυτές οι συσκευές θα ζεσταθούν εσωτερικά, προκαλώντας περισσότερη ροή ρεύματος, δημιουργώντας έτσι περισσότερη θερμότητα, οδηγούμενες στην καταστροφή τους. Οι συσκευές που εμφανίζουν αυτή τη συμπεριφορά είναι δίοδοι pin, διπολικά τρανζίστορ και θυρίστορ.

Σχεδόν όλες οι συσκευές ημιαγωγών ισχύος γίνονται από πυρίτιο (Si), αλλά ορισμένες περιορισμένες εμπορικές συσκευές είναι διαθέσιμες χρησιμοποιώντας αρσενικούχο γάλλιο (GaAs) και καρβίδιο πυριτίου SiC. Τα τελευταία δύο υλικά συστήματα ημιαγωγών δεν θα συζητηθούν άμεσα λόγω της έλλειψης διαθεσιμότητας και χρήσης. Τα φυσικά χαρακτηριστικά και η γενική συμπεριφορά των θυρίστορ είναι ασήμαντη για το χρησιμοποιούμενο υλικό σύστημα ημιαγωγού, αν και η συζήτηση καθώς και κάθε αριθμός που παρατίθενται στο κεφάλαιο θα πρέπει να συνδέεται με συσκευές πυριτίου Si.

3.2 Βασική Δομή και Λειτουργία

Το σχήμα 3.1 παρουσιάζει μία εννοιολογική όψη ενός τυπικού θυρίστορ με τρεις κόμβους p-n και τα εξωτερικά ηλεκτρόδια. Επίσης φαίνεται στο σχήμα, το σύμβολο κυκλώματος θυρίστορ που χρησιμοποιείται σε ηλεκτρικές σχηματικές αναπαραστάσεις.



Σχήμα 3.1 : Απλή διατομή ενός τυπικού θυρίστορ και τα συνδεδεμένα ηλεκτρικά σχηματικά σύμβολα

Μία περιοχή υψηλής ειδικής αντίστασης, η βάση n, είναι παρούσα σε όλα τα θυρίστορ. Είναι αυτή η περιοχή, η βάση n και η σχετική διασταύρωση J2 του σχήματος 3.1, η οποία πρέπει να υποστηρίξει τις μεγάλες εφαρμοζόμενες τάσεις προς τα εμπρός που συμβαίνουν όταν ο διακόπτης είναι κλειστός ή σε προς τα εμπρός αποκλεισμένη κατάσταση (μη αγωγίμος). Η βάση n είναι συνήθως ενισχυμένη με άτομα φωσφόρου πρόσμιξης σε συγκέντρωση περίπου ίση με 10^{14} cm^{-3} . Η βάση n μπορεί να είναι από 10s μέχρι 100s χιλιοστά παχιά, για να υποστηρίξει μεγάλες τάσεις. Υψηλής τάσης θυρίστορ γενικά γίνονται από διάχυση αλουμινίου ή γαλλίου και στις δύο επιφάνειες για να αποκτήσουν βαθιά σύνδεση με τη βάση n. Το προφίλ ενίσχυσης των κυμαίνεται από περίπου 10^{15} - 10^{17} cm^{-3} . Οι p-περιοχές μπορεί να είναι μέχρι 10s στο πάχος. Η περιοχή καθόδου (τυπικά μόνο μερικά χιλιοστά πάχος) σχηματίζεται με τη χρήση ατόμων του φωσφόρου σε ενισχυμένη πυκνότητα 10^{17} - 10^{18} cm^{-3} .

Όσο υψηλότερη είναι η προς τα εμπρός-αποκλεισμένη τάση του θυρίστορ, τόσο παχύτερη πρέπει να είναι η περιοχή της βάσης n. Ωστόσο, αυξάνοντας το πάχος αυτής της περιοχής υψηλής ειδικής αντίστασης, οδηγεί σε πιο αργή ενεργοποίηση και να απενεργοποίηση (δηλαδή, περισσότερος χρόνος μεταγωγής ή/και χαμηλότερη συχνότητα των κύκλων λειτουργίας, λόγω του περισσότερου αποθηκευμένου φορτίου κατά τη διάρκεια της αγωγής). Για παράδειγμα, μια συσκευή έχει αξιολογηθεί για μια προς τα εμπρός τάση εμπλοκής του 1 kV, από τη φυσική του κατασκευή, μεταβαίνει πολύ πιο αργά από ό, τι μια συσκευή που έχει αξιολογηθεί για 100 V. Επιπλέον, η πυκνότερη περιοχή υψηλής ειδικής αντίστασης της συσκευής 1 kV θα προκαλέσει μια μεγαλύτερη πτώση τάσης προς τα εμπρός κατά τη διάρκεια της αγωγιμότητας σε σύγκριση με την συσκευή 100 V που φέρει το ίδιο ρεύμα. Άτομα πρόσμιξης, όπως λευκόχρυσο ή χρυσό, ή ακτινοβολία ηλεκτρονίων χρησιμοποιούνται για τη δημιουργία φορτίων-φορέων θέσεων ανασυνδυασμού στο θυρίστορ. Ο μεγάλος αριθμός του θέσεων ανασυνδυασμού μειώνει τη μέση διάρκεια ζωής του φορέα (μέσος χρόνος που ένα ηλεκτρόνιο ή τρύπα κινείται μέσα στο πυρίτιο πριν από ανασυνδυασμό με το αντίθετό του, τύπου φορτίο-φορέα). Η μειωμένη διάρκεια ζωής φορέα μειώνει το χρόνο ενεργοποίησης (ιδίως το χρόνο απενεργοποίησης ή το χρόνο ανάκτησης) σε βάρος της αύξησης της προς τα εμπρός πτώσης αγωγιμότητας. Υπάρχουν και άλλες επιδράσεις που σχετίζονται με τη σχετική πυκνότητα και τη διάταξη των διαφόρων περιοχών που συνθέτουν το σύγχρονο θυρίστορ, αλλά η μεγάλη ανταλλαγή μεταξύ της προς τα εμπρός απολογηθείσας τάσης εμπλοκής και χρόνων μεταγωγής, και μεταξύ της προς τα εμπρός δοξολογηθείσας τάσης εμπλοκής και της προς τα εμπρός πτώσης τάσης κατά τη διάρκεια της αγωγιμότητας θα πρέπει να ληφθούν υπόψη. Σε επίπεδο σήματος στην ηλεκτρονική, η ανάλογη ανταλλαγή εμφανίζεται ως μείωση

της ενίσχυσης (κέρδος) για να επιτευχθούν υψηλότερες συχνότητες λειτουργίας, και αναφέρεται συχνά ως προϊόν απολαβής εύρους ζώνης.

Η λειτουργία των θυρίστορ είναι η ακόλουθη. Όταν μία θετική τάση εφαρμόζεται στην άνοδο (σε σχέση με μια κάθοδο), το θυρίστορ είναι στην προς τα εμπρός-αποκλεισμένη κατάσταση του. Η διασταύρωση J2 (βλ. Σχ. 3.1) είναι αντίστροφη πολωμένη. Σε αυτό τον τρόπο λειτουργίας το ρεύμα πύλης είναι μηδέν (ανοικτό κύκλωμα). Στην πράξη, το ηλεκτρόδιο πύλης ωθείται σε μία μικρή αρνητική τάση (σε σχέση με την κάθοδο) για να αντιστραφεί η πόλωση της GK-διασταύρωση J3 και να εμποδίσει το φορτίο-φορέα που εγχέεται στη ρ-βάση. Σε αυτή την κατάσταση μόνο θερμικά δημιουργείται ρεύμα διαρροής που ρέει μέσω της συσκευής και μπορεί συχνά να προσεγγιστεί ως μηδέν σε αξία (η πραγματική τιμή του ρεύματος διαρροής είναι συνήθως πολλές τάξεις μεγέθους μικρότερη από την διενεργηθείσα ροή της κατάστασης). Όσο η προς τα εμπρός εφαρμοζόμενη τάση δεν υπερβαίνει την τιμή για να προκαλέσει υπερβολικό πολλαπλασιασμό στην περιοχή εξάντλησης γύρω από το J2 (κατανομή χιονοστιβάδας), το θυρίστορ παραμένει σε κατάσταση αδράνειας (προς τα εμπρός αποκλειόμενο). Εάν η εφαρμοζόμενη τάση υπερβαίνει τη μέγιστη εμπρός τάση εμπλοκής του θυρίστορ, θα μεταβεί σε κατάσταση ενεργοποίησης. Ωστόσο, αυτός ο τρόπος ενεργοποίησης προκαλεί ανομοιομορφία στη ροή του ρεύματος, είναι γενικά καταστροφική, και θα πρέπει να αποφεύγεται.

Όταν ένα θετικό ρεύμα πύλης εγχέεται στη συσκευή J3, γίνεται προς τα εμπρός πολωμένη και ηλεκτρόνια εγχέονται από το n-πομπό στη ρ-βάση. Μερικά από αυτά τα ηλεκτρόνια διαχέονται σε όλη τη ρ-βάση και συλλέγονται στη n-βάση. Αυτή η συλλογή φορτίου προκαλεί μια αλλαγή στην κατάσταση πόλωσης του J1. Η αλλαγή στην πόλωση του J1 προκαλεί τρύπες για να εγχυθεί από το ρ-πομπό στη n-βάση. Αυτές οι οπές διαχέονται σε όλη την k-βάση και συλλέγονται στη ρ-βάση. Η προσθήκη αυτών των συλλεγομένων οπών στη ρ-βάση δρα το ίδιο όπως το ρεύμα πύλης. Η όλη διαδικασία είναι αναγεννητική και θα προκαλέσει αύξηση στο φορέα μέχρι ο κόμβος J2 να γίνει επίσης προς τα εμπρός πολωμένος και το θυρίστορ να είναι ασφαλισμένο στην κατάσταση ενεργοποίησης (προς τα εμπρός αγωγιμότητα). Η αναγεννητική δράση θα λάβει χώρα για όσο διάστημα το ρεύμα πύλης εφαρμόζεται σε επαρκή ποσότητα και για επαρκές χρονικό διάστημα. Αυτός ο τρόπος ενεργοποίησης θεωρείται πιο επιθυμητός, καθώς ελέγχεται από το σήμα πύλης.

Αυτή η αλλαγή συμπεριφοράς μπορεί να εξηγηθεί από το ανάλογο διπλό-τρανζίστορ που φαίνεται στο Σχ. 3.2. Τα δύο τρανζίστορ αναγεννητικά συζευγμένα έτσι ώστε αν το άθροισμα των προς τα εμπρός ρευμάτων ($a's$) υπερβαίνει την ενότητα, το καθένα οδηγεί το άλλο σε κορεσμό. Η εξίσωση 3.1 περιγράφει την κατάσταση που απαιτείται για το θυρίστορ να περάσει από την εμπρός-

αποκλεισμένη κατάσταση σε προς τα εμπρός-αγωγιμότητα κατάσταση. Η προς τα εμπρός απολαβή ρεύματος (που εκφράζεται ως ο λόγος του συλλέκτη ρεύματος σε ρεύμα εκπομπού) του pnp τρανζίστορ συμβολίζεται με a_p , και εκείνη του nnp ως a_n . Τα a 's είναι ρεύματα εξαρτώμενα και αυξάνονται ελαφρώς καθώς το ρεύμα αυξάνεται. Το κέντρο διασταύρωσης J_2 είναι αντίστροφα πολωμένο κάτω από την προς τα εμπρός εφαρμοζόμενη τάση (θετική v_{AK}). Το σχετικό ηλεκτρικό πεδίο στην περιοχή εξάντλησης γύρω από την διασταύρωση μπορεί να οδηγήσει σε σημαντικό πολλαπλασιασμό φορέως, που συμβολίζεται ως ένας πολλαπλασιαστικός M παράγοντας για τα στοιχεία ρευμάτων I_{CO} και η i_G .

$$i_A = \frac{M \cdot I_{CO} + M \cdot a_n i_G}{1 - M(a_n + a_p)} \quad (3.1)$$

Στην προς τα εμπρός αποκλεισμένη κατάσταση, το ρεύμα διαρροής I_{CO} είναι μικρό, και τα δύο a 's είναι μικρά, και το άθροισμα τους είναι μικρότερο της ενότητας. Το ρεύμα πύλης αυξάνει το ρεύμα στα δύο τρανζίστορ, αυξάνοντας τα a 's τους. Ο συλλέκτης ρεύματος στο τρανζίστορ nnp ενεργεί ως βασικό ρεύμα για το pnp , και αναλόγως, ο συλλέκτης ρεύματος στο pnp ενεργεί ως βασικό ρεύμα για το nnp . Όταν το άθροισμα των δύο a 's ισούται με την ενότητα, το θυρίστορ μεταβαίνει σε κατάσταση ενεργοποίησης (ασφάλειες). Αυτή η κατάσταση μπορεί επίσης να επιτευχθεί, χωρίς καθόλου ρεύμα πύλης, αλλά με αύξηση της εφαρμοζόμενης τάσης προς τα εμπρός, ώστε ο πολλαπλασιαστής φορέα ($M \gg 1$) στη J_2 να αυξάνει το εσωτερικό ρεύμα διαρροής, αυξάνοντας έτσι τα δύο a 's. Ένας τρίτος τρόπος να αυξηθούν τα a 's είναι η αύξηση της θερμοκρασίας στη συσκευή (διασταύρωση). Η αύξηση της θερμοκρασίας προκαλεί μία αντίστοιχη αύξηση στο ρεύμα διαρροής I_{CO} στο σημείο όπου εμπλοκή μπορεί να συμβεί. Η τυπική εκδήλωση αυτής της θερμοκρασιακής εξάρτησης είναι μια αποτελεσματική μείωση του μέγιστου αποκλεισμού τάσης που μπορεί να συντηρηθεί από το θυρίστορ.

Υπάρχει κι ένας άλλος τρόπος, ένα θυρίστορ να μεταβεί από προς την εμπρός αποκλεισμένη κατάσταση σε προς τα εμπρός αγωγιμότητα. Σύμφωνα με μία προς τα εμπρός εφαρμοζόμενη τάση, η J_2 είναι αντίστροφα πολωμένη, ενώ οι άλλες δύο διασταυρώσεις προς τα εμπρός προκατειλημμένη σε κατάσταση εμπλοκής. Η αντίστροφα πολωμένη διασταύρωση J_2 είναι η κυρίαρχη σε χωρητικότητα από τις τρεις και καθορίζει το ρεύμα μετατόπισης που ρέει. Εάν ο ρυθμός αύξησης στις εφαρμοσμένες v_{AK} είναι επαρκής (dv_{AK} / dt), θα προκαλέσει ένα σημαντικό ρεύμα μετατόπισης μέσω της χωρητικότητας της διασταύρωσης J_2 . Αυτό το ρεύμα μετατόπισης μπορεί να ξεκινήσει μεταγωγή παρόμοια με εκείνη ενός εξωτερικά εφαρμοζόμενου ρεύματος πύλης. Αυτό το δυναμικό φαινόμενο είναι σύμφυτο σε όλα τα θυρίστορ και δημιουργεί ένα όριο (dv / dt) στο ποσοστό του χρόνου του εφαρμοσμένου v_{AK} που μπορεί να τοποθετηθεί στη συσκευή για την αποφυγή ανεξέλεγκτης αλλαγής. Αλλαγές στη βασική δομή των θυρίστορ μπορούν να παραχθούν, οι οποίες αυξάνουν τον dv / dt όριο και θα συζητηθούν στο κεφάλαιο 3.4.

Μόλις το θυρίστορ έχει μετατραπεί σε προς τα εμπρός αγωγιμότητα, οποιοδήποτε εφαρμοσμένο ρεύμα πύλης είναι περιττό. Το θυρίστορ είναι ασφαλισμένο, και για SCRs, δεν μπορεί να επιστρέψει σε αποκλεισμένη κατάσταση με τη χρήση τερματικού πύλης. Ανοδικό ρεύμα πρέπει να μεταφερθεί από το SCR για επαρκές χρονικό διάστημα για να επιτρέψει στο αποθηκευμένο φορτίο της συσκευής να γίνει ανασυνδυασμός. Μόνο μετά από αυτό το χρόνο αποκατάστασης μπορεί μια τάση προς τα εμπρός να επαναεφαρμοσθεί (κάτω από το dv / dt όριο φυσικά) και το SCR και πάλι να λειτουργεί σε μία προς τα εμπρός κατάσταση αποκλεισμού. Εάν η τάση προς τα εμπρός επανεφαρμόζεται πριν ο επαρκής χρόνος αποκατάστασης έχει παρέλθει, το SCR θα κινηθεί πίσω στην προς τα εμπρός αγωγιμότητα. Για GTOs, ένα μεγάλο εφαρμοσμένο αντίστροφο ρεύμα πύλης (τυπικά στο εύρος 10-50% του ρεύματος ανόδου) που εφαρμόζεται για επαρκές χρονικό διάστημα μπορεί να αφαιρέσει αρκετό φορτίο κοντά στη διασταύρωση GK για να προκαλέσει την απενεργοποίηση, διακόπτοντας έτσι ρεύμα βάσης του τρανζίστορ r_{nr} και προκαλώντας την απενεργοποίηση του θυρίστορ.

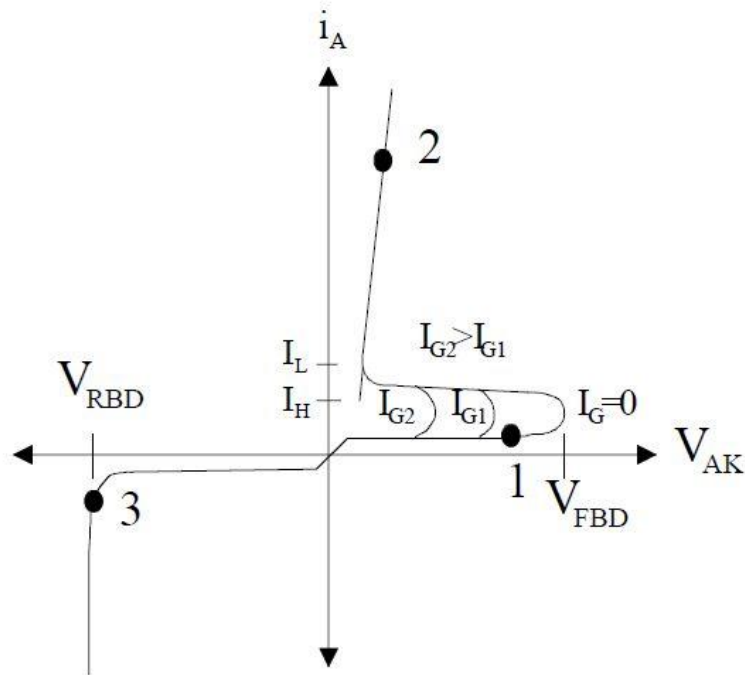
Αυτό είναι παρόμοιο σε αρχές με τη χρησιμοποίηση αρνητικού ρεύματος βάσης για την γρήγορη απενεργοποίηση ενός παραδοσιακού τρανζίστορ.

3.3 Στατικά χαρακτηριστικά

3.3.1 Καμπύλες ρεύματος-τάσης για θυρίστορ

Ένα διάγραμμα του ανοδικού ρεύματος (i_A) ως συνάρτηση της ανοδικής-καθοδικής τάσης (v_{AK}) φαίνεται στο σχ. 3.3. Η προς τα εμπρός αποκλεισμένη λειτουργία εμφανίζεται στο τμήμα του γραφήματος με το χαμηλό ρεύμα (συνεχής καμπύλη γύρω από το σημείο λειτουργίας" 1"). Με μηδέν ρεύμα πύλης και θετική v_{AK} , τα εμπρός χαρακτηριστικά στην απενεργοποιημένη ή αποκλεισμένη κατάσταση καθορίζονται από την διασταύρωση J2, η οποία είναι αντίστροφα πολωμένη. Στο σημείο λειτουργίας" 1", πολύ λίγο ρεύμα ρέει (μόνο I_{CO}) διαμέσου της συσκευής. Ωστόσο, εάν η εφαρμοζόμενη τάση υπερβεί την εμπρός τάση εμπλοκής, το θυρίστορ μεταβαίνει σε κατάσταση ενεργοποίησης ή διεξαγωγής ρεύματος (όπως φαίνεται σημείο λειτουργίας" 2"), λόγω του πολλαπλασιαστή φορέα (M στην Εξ. 3.1). Η επίδραση του ρεύματος πύλης είναι να μειώσει την τάση εμπλοκής κατά την οποία λαμβάνει χώρα η μεταγωγή. Το θυρίστορ κινείται ραγδαία κατά μήκος του αρνητικά κεκλιμένου τμήματος της καμπύλης έως ότου φθάνει σε ένα σταθερό σημείο λειτουργίας που καθορίζεται από το εξωτερικό κύκλωμα (σημείο" 2"). Το

Τμήμα του γραφήματος που υποδεικνύει προς τα εμπρός αγωγιμότητα δείχνει τις μεγάλες τιμές i_A , ότι μπορεί να διεξάγονται σε σχετικά χαμηλές τιμές των v_{AK} , και είναι παρόμοιες με μια δίοδο ισχύος.



Σχήμα 3.3 : Στατικά χαρακτηριστικά, v τυπικές καμπύλες θυρίστορ

Δεδομένου ότι το θυρίστορ κινείται από την προς τα εμπρός εμπλοκή σε προς τα εμπρός διεξαγωγή, το εξωτερικό κύκλωμα πρέπει να επιτρέψει επαρκές ανοδικό ρεύμα να ρέει για να κρατήσει τη συσκευή ασφαλή. Το ελάχιστο ρεύμα ανόδου που θα προκαλέσει τη συσκευή να παραμείνει στην προς τα εμπρός αγωγιμότητα, καθώς μεταβαίνει από την προς τα εμπρός εμπλοκή ονομάζεται ρεύμα μανδάλωσης I_L . Εάν το θυρίστορ είναι ήδη σε προς τα εμπρός αγωγιμότητα και το ρεύμα ανόδου μειώνεται, η συσκευή μπορεί να αλλάξει τον τρόπο λειτουργίας της από την προς τα εμπρός αγωγιμότητα στην προς τα εμπρός εμπλοκή. Η ελάχιστη τιμή του ρεύματος ανόδου είναι απαραίτητη για να κρατήσει η συσκευή την προς τα εμπρός αγωγιμότητα αφού έχει λειτουργήσει σε ρεύμα ανόδου υψηλής τιμής, το οποίο ονομάζεται ρεύμα συγκράτησης I_H . Οι τιμές του ρεύματος συγκράτησης είναι μικρότερες από ό, τι του ρεύματος υποδοχής, όπως υποδεικνύεται στο σχήμα 3.3.

Το χαρακτηριστικό του αντίστροφου θυρίστορ, III τεταρτημόριο του σχ. 3.3, καθορίζεται από τους εξωτερικούς δύο κόμβους (J1 και J3), οι οποίοι είναι αντίστροφη πολωμένοι σε αυτή την κατάσταση λειτουργίας (η εφαρμοσμένη v_{AK} είναι αρνητική). Τα συμμετρικά θυρίστορ έχουν σχεδιαστεί έτσι ώστε η διασταύρωση J1 να φτάσει σε αντίστροφη κατάρρευση εξαιτίας του πολλαπλασιαστική φορέα σε μια εφαρμοσμένη αντίστροφη δυνατότητα κοντά στην

μπροστινή τιμή κατάρρευσης (σημείο λειτουργίας “3” στο σχ. 3.3). Οι προς τα εμπρός και αντίστροφα αποκλεισμένες διασταυρώσεις συνήθως κατασκευάζονται ταυτόχρονα με μία μακρόχρονη διαδικασία διάχυσης (10 έως 50 ώρες) σε υψηλές θερμοκρασίες (> 1200 °C). Αυτή η διαδικασία παράγει συμμετρικές ιδιότητες αποκλεισμού. Το πλακίδιο αιχμής της επεξεργασίας τερματισμού προκαλεί την εμπρός αποκλεισμένη ικανότητα να μειωθεί περίπου σε 90% της αντίστροφα αποκλεισμένης ικανότητας. Το άκρο τερματισμού συζητιέται σε τι ακολουθεί. Οι ασύμμετρες συσκευές έχουν κατασκευαστεί για τη βελτιστοποίηση της εμπρός αγωγιμότητας και των ιδιοτήτων απενεργοποίησης, και έτσι η αντίστροφη κατάρρευση επιτυγχάνεται σε πολύ χαμηλότερες τάσεις από εκείνες που εφαρμόστηκαν στην κατεύθυνση προς τα εμπρός. Αυτό επιτυγχάνεται με τον σχεδιασμό ασύμμετρου θυρίστορ με μία πολύ λεπτότερη n-βάση από ό, τι χρησιμοποιείται σε συμμετρικές δομές. Η λεπτή n-βάση οδηγεί σε βελτιωμένες ιδιότητες όπως χαμηλότερη προς τα εμπρός πτώση και μικρότερους χρόνους ενεργοποίησης. Οι ασύμμετρες συσκευές χρησιμοποιούνται γενικά σε εφαρμογές, όταν είναι να εφαρμοστούν μόνο τάσεις προς τα εμπρός (θετικές v_{AK}) (συμπεριλαμβάνονται πολλά σχέδια μετατροπέων).

Η μορφή του χαρακτηριστικού πύλης προς κάθοδο VI των SCRs και GTOs είναι παρόμοια με εκείνη της διόδου. Με θετική πολωμένη πύλη, η διασταύρωση πύλης-καθόδου είναι προς τα εμπρός πολωμένη και επιτρέπει την ροή μεγάλου ρεύματος υπό την παρουσία χαμηλής πτώσης τάσης. Όταν αρνητική τάση πύλης εφαρμόζεται σε ένα SCR, η διασταύρωση πύλης καθόδου είναι αντίστροφη πολωμένη και εμποδίζει τη ροή ρεύματος μέχρι να επιτευχθεί τάση κατανομής χιονοστιβάδας. Σε ένα GTO, μια αρνητική τάση πύλης εφαρμόζεται για να παρέχει μια διαδρομή χαμηλής αντίστασης για να ρέει το ρεύμα ανόδου έξω από τη συσκευή αντί έξω από την κάθοδο. Με τον τρόπο αυτό η περιοχή καθόδου(διασταύρωση βάσης πομπού του ισοδύναμου τρανζίστορ n_{pn}) απενεργοποιείται, τραβώντας το αντίστοιχο τρανζίστορ n_{pn} εκτός αγωγιμότητας. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα ολόκληρο το θυρίστορ να επιστρέψει στην κατάσταση αποκλεισμού. Το πρόβλημα με το GTO είναι ότι το κύκλωμα πύλης οδηγού απαιτείται τυπικά για να μειωθεί 10% το ρεύμα ανόδου προκειμένου να επιτευχθεί απενεργοποίηση.

3.3.3 Συσκευασία

Τα θυρίστορ είναι διαθέσιμα σε μια ευρεία ποικιλία συσκευασιών, από μικρά πλαστικά με χαμηλή ισχύ (π.χ. TO-247), μεσαίες συσκευασίες με μέση ισχύ, μέχρι συσκευασίες πίεσης για τις υψηλότερες συσκευές ισχύος (ονομάζονται επίσης flatpack). Οι συσκευασίες πίεσης πρέπει να είναι τοποθετημένες υπό πίεση για να ληφθεί κατάλληλη ηλεκτρική και θερμική επαφή μεταξύ της συσκευής και του εξωτερικών μεταλλικών ηλεκτροδίων. Για το σκοπό αυτό κατασκευάζονται ειδικής

δύναμης βαθμονομημένοι σφιγκτήρες. Θυρίστορ μεγάλης επιφάνειας δεν μπορεί να συνδέονται άμεσα με τον μεγάλο χάλκινο πόλο- κομμάτι της συσκευασίας πίεσης λόγω της διαφοράς στο συντελεστή θερμικής διαστολής (CTE), ως εκ τούτου, χρησιμοποιείται μια επαφή πίεσεως τόσο για άνοδο όσο και για κάθοδο.

Πολλά θυρίστορ μέσης ισχύος εμφανίζονται σε ενότητες όταν μία μισή ή πλήρη γέφυρα (και συνδεδεμένες αντισυμπάλληλες δίοδοι) είναι μαζί σε ένα πακέτο.

Ένα πακέτο μονάδας ισχύος θα πρέπει να έχει πέντε χαρακτηριστικά:

- i) ηλεκτρική μόνωση της πλάκας βάσης από τον ημιαγωγό
- ii) καλή θερμική απόδοση
- iii) καλή ηλεκτρική απόδοση
- iv) μεγάλη διάρκεια ζωής /υψηλή αξιοπιστία και
- v) χαμηλό κόστος

Η ηλεκτρική μόνωση της πλάκας βάσεως από τους ημιαγωγούς είναι αναγκαία για να εμπεριέχονται τα δύο μισά του ενός σκέλους φάσεως σε μία συσκευασία καθώς και για λόγους ευκολίας (ενότητες διαφορετικών φάσεων μπορούν να τοποθετηθούν σε έναν ψύκτη θερμότητας heat sink) και ασφάλειας (ψύκτες θερμότητας μπορούν να πραγματοποιηθούν στο δυναμικό του εδάφους).

Η θερμική απόδοση μετράται με τη μέγιστη άνοδο της θερμοκρασίας της μήτρας πυριτίου (Si) σε μια δεδομένη κατανάλωση ισχύος με σταθερή θερμοκρασία του ψύκτη θερμότητας. Όσο χαμηλότερη είναι η θερμοκρασία της μήτρας, τόσο καλύτερη είναι η συσκευασία. Ένα πακέτο με χαμηλή θερμική αντίσταση από τον κόμβο στον ψύκτη, μπορεί να λειτουργήσει σε υψηλότερες πυκνότητες ισχύος για την ίδια αύξηση της θερμοκρασίας ή σε χαμηλότερες θερμοκρασίες για την ίδια κατανάλωση ισχύος από ότι ένα πακέτο με μεγαλύτερη θερμική αντίσταση. Ενώ είναι γενικά προτιμότερο να διατηρείται χαμηλά η θερμοκρασία της συσκευής, η διακύμανση της θερμοκρασίας επηρεάζει την πλειοψηφία των φορέων και τις διπολικές συσκευές με διαφορετικό τρόπο. Σε γενικές γραμμές, σε μια διπολική συσκευή όπως ένα θυρίστορ, οι απώλειες μετάβασης αυξάνονται και οι απώλειες αγωγιμότητας μειώνονται με την αύξηση της θερμοκρασίας. Στην πλειοψηφία των διατάξεων φορέων, οι απώλειες αγωγιμότητας αυξάνονται με την αύξηση της θερμοκρασίας. Η θερμική αγωγιμότητα των τυπικών υλικών που χρησιμοποιούνται στις συσκευασίες θυρίστορ φαίνονται στον πίνακα 3.1.

Material	Thermal Conductivity (W/m · K) at 300 K
Silicon	150
Copper (baseplate and pole pieces)	390–400
AlN substrate	170
Al ₂ O ₃ (Alumina)	28
Aluminum (Al)	220
Tungsten (W)	167
Molybdenum (Mo)	138
Metal matrix composites (MMC)	170
Thermal grease (heatsink compound)	0.75
60/40 Solder (Pb/Sn eutectic)	50
95/5 Solder (Pb/Sn high temperature)	35

Πίνακας 3.1 : Θερμική αγωγιμότητα τυπικών υλικών στις συσκευασίες θυρίστορ

Η ηλεκτρική απόδοση αναφέρεται κυρίως στην επαγωγή σε σειρά με την μήτρα, καθώς και στην ικανότητα τοποθέτησης ενός χαμηλού επαγωγικού διαύλου στους ακροδέκτες. Ένα άλλο πρόβλημα είναι η ελαχιστοποίηση των παρεμβολών χωρητικότητας από τον ένα διακόπτη στον άλλο, που μπορεί να προκαλέσει μια ανωμαλία στην κατάσταση ενεργοποίησης, χρεώνοντας την πύλη ενός διακόπτη σε κατάσταση απενεργοποίησης, ή από ένα διακόπτη σε κάθε κύκλωμα στο πακέτο, όπως θα βρίσκονταν σε μια υβριδική μονάδα ισχύος. Η χωρητική σύζευξη είναι μια σημαντική αιτία των ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών (EMI). Δεδομένου ότι η μεμονωμένη επαγωγή της μονάδας και ο δίαυλος θέτουν μια ελάχιστη απώλεια μεταγωγής για τη συσκευή, επειδή ο διακόπτης πρέπει να απορροφήσει την αποθηκευμένη επαγωγική ενέργεια, είναι πολύ σημαντικό να ελαχιστοποιηθεί η επαγωγή εντός της μονάδας. Η μείωση της παρασιτικής επαγωγής μειώνει την υψηλή συχνότητα κατά τη διάρκεια μεταβατικών ρευμάτων, αυτό είναι μια άλλη αιτία της ακτινοβολίας ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών, δεδομένου ότι η μεμονωμένη επαγωγή μπορεί να προκαλέσει μεγάλες τάσεις αιχμής κατά τη διάρκεια της μεταγωγής μεταβατικών ρευμάτων, ώστε ελαχιστοποιώντας τη βοηθά να διατηρηθεί η συσκευή σε ασφαλή περιοχή λειτουργίας της.

Μεγάλη διάρκεια ζωής και υψηλή αξιοπιστία κυρίως επιτυγχάνονται μέσω ελαχιστοποίησης των θερμικών κύκλων, ελαχιστοποίησης της θερμοκρασίας περιβάλλοντος, και με τον κατάλληλο σχεδιασμό της στοίβας τρανζίστορ. Υλικά ανακύκλωσης θερμότητας επηρεάζουν (Thermal cycling fatigues material interfaces) λόγω αναντιστοιχίας του συντελεστή θερμικής διαστολής (ΣΤΕ) μεταξύ ανόμοιων υλικών. Δεδομένου ότι τα υλικά υποβάλλονται σε μεταβολή της θερμοκρασίας,

διαστέλλονται και συστέλλονται σε διαφορετικούς ρυθμούς, το οποίο επηρεάζει τη διεπιφάνεια μεταξύ των στρωμάτων και μπορεί να προκαλέσει επιδείνωση διεπαφής (π.χ. ρωγμές στρώματα ή αποκόλληση καλωδίων). Χημικές διεργασίες υποβάθμισης, όπως η ανάπτυξη δενδρίτη και μετανάστευση προσμείξεων επιταχύνονται με αυξανόμενη θερμοκρασία, διατηρώντας έτσι την απόλυτη θερμοκρασία της συσκευής χαμηλή και ελαχιστοποιώντας τις μεταβολές της θερμοκρασίας στην οποία υπόκειται, είναι σημαντικές. Τυπικές τιμές του συντελεστή θερμικής διαστολής (ΣΤΕ) για κοινή συσκευασία υλικών δίνονται στον πίνακα 3.2.

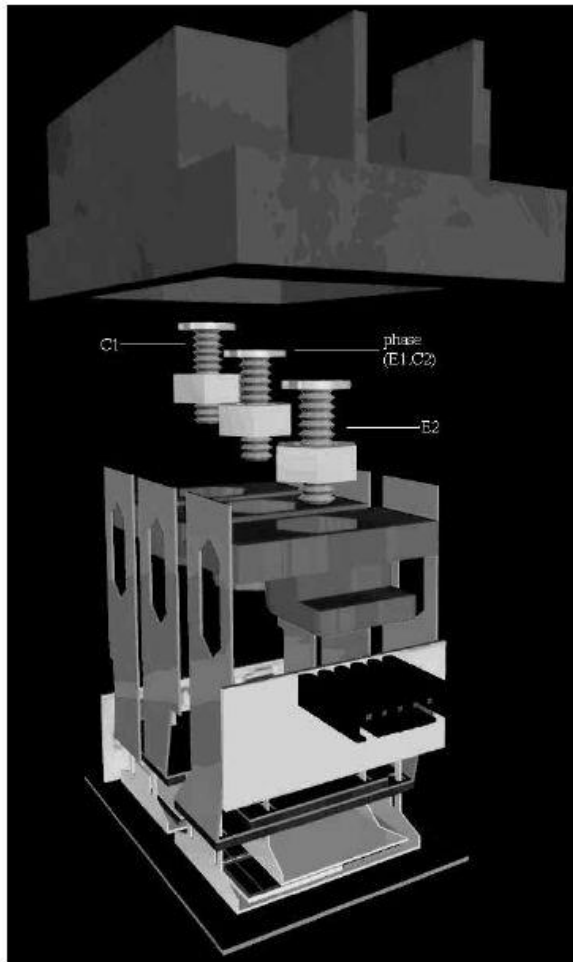
Material	CTE ($\mu\text{m}/\text{m} \cdot \text{K}$) at 300 K
Silicon	4.1
Copper (baseplate and pole pieces)	17
AlN substrate	4.5
Al ₂ O ₃ (Alumina)	6.5
Tungsten (W)	4.6
Molybdenum (Mo)	4.9
Aluminum (Al)	23
Metal matrix composites (MMC)	5–20
60/40 Solder (Pb/Sn eutectic)	25

Πίνακας 3.2 : Συντελεστής θερμικής διαστολής για συσκευασία υλικών θυρίστορ

Χαμηλό κόστος επιτυγχάνεται με μια ποικιλία τρόπων. Τόσο η κατασκευή όσο και το κόστος των υλικών θα πρέπει να λαμβάνονται υπόψη για το σχεδιασμό μιας μονάδας ισχύος. Υλικά τα οποία είναι δύσκολο να σχηματιστούν, ακόμη και αν είναι σχετικά φθηνά σε ακατέργαστη μορφή, μολυβδαίνιο, για παράδειγμα, θα πρέπει να αποφεύγονται. Διαδικασίες κατασκευής που μειώνουν την απόδοση, επίσης, ανεβάζουν το κόστος. Επιπλέον, ένα τμήμα που είναι πολύ αξιόπιστο μπορεί να μειώσει το μελλοντικό κόστος μειώνοντας την ανάγκη για επισκευή και αντικατάσταση.

Η βασική μισή γέφυρα μονάδας διαθέτει τρεις σταθμούς ισχύος: συν, πλην και τη φάση. Προηγμένες μονάδες διαφέρουν από τις παραδοσιακές υψηλής ισχύος εμπορικές μονάδες με διάφορους τρόπους. Η πλάκα βάσης είναι επιμεταλλωμένο αλουμίνιο νιτρίδιο (AlN) κεραμικό περισσότερο από το τυπικό 0,25" πυκνό, επινικελωμένο βασικό έλασμα χαλκού με μεταλλικό συγκολλημένο κεραμικό υπόστρωμα για την ηλεκτρική μόνωση. Αυτή η πλάκα βάσεως παρέχει χαμηλή θερμική αντίσταση από τη μήτρα στον ψύκτη θερμότητας. Ο χάλκινος ακροδέκτης

ισχύος διαύλου συνδέεται με συγκολλήσεις στις συσκευές με wirebond-free, χαμηλή επαγωγή, χαμηλή αντίσταση, σε συσκευή διασύνδεσης διαμόρφωσης. Το υπόλοιπο της συναρμολόγησης είναι τυπικό για την κατασκευή μονάδας με προσάρτηση των κελυφών, χρήση διηλεκτρικών γελών, και με σκληρά εποξικά και κόλλες για να σφραγίσει η τελική μονάδα. Ένα παράδειγμα μιας προηγμένης μονάδας φαίνεται στο σχ. 3.7. Λεπτομέρειες σχετικά με την θερμική απόδοση των μονάδων και προηγμένων μονάδων μπορούν να βρεθούν στον Beker et al. [4] και Godbold et al. [5].

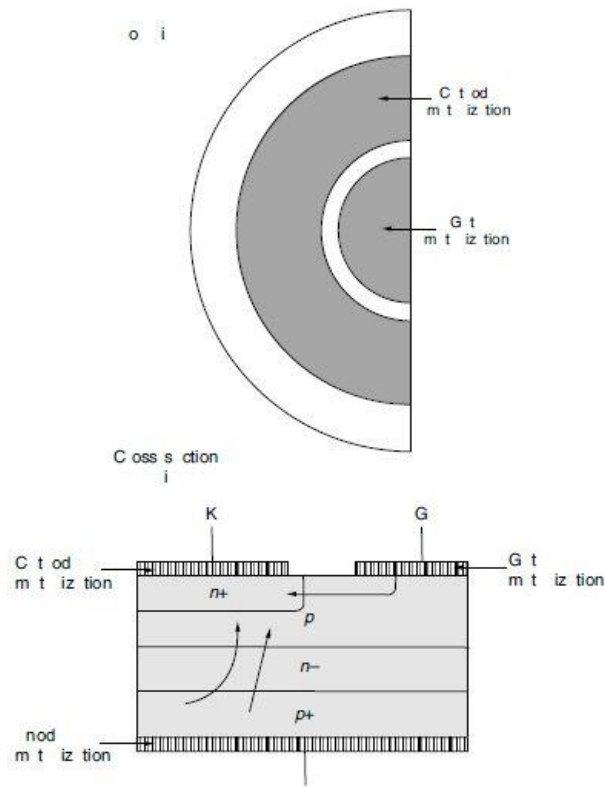


Σχήμα 3.7: Συγκολλήσεις επιφανειών προηγμένης μονάδας χωρίς wirebonds

3.4 Δυναμικά Χαρακτηριστικά μεταγωγής

Το ποσοστό του χρόνου της αύξησης τόσο του ρεύματος ανόδου (di / dt) κατά τη διάρκεια της ενεργοποίησης και ανόδου-καθόδου τάσης (dv / dt) κατά τη διάρκεια της απενεργοποίησης είναι μια σημαντική παράμετρος για να ελέγχεται για την ορθή και αξιόπιστη λειτουργία. Όλα τα θυρίστορ έχουν ανώτατα όρια για τα di / dt και dv / dt που δεν πρέπει να ξεπεραστούν. Συσκευές ικανές για τη διεξαγωγή μεγάλων ρευμάτων στην κατάσταση ενεργοποίησης κατ' ανάγκη γίνονται με

μεγάλης επιφάνειας περιοχές μέσω των οποίων ρέει το ρεύμα. Κατά τη διάρκεια της ενεργοποίησης, εντοπισμένες περιοχές (κοντά στην περιοχή της πύλης) μιας συσκευής αρχίζει τη διεξαγωγή του ρεύματος. Η αρχική ενεργοποίηση του SCR φαίνεται στο σχήμα 3.8. Η διατομή δείχνει πώς ρεύμα πύλης ρέει προς την πλησιέστερη περιοχή καθόδου, προκαλώντας αυτό το τμήμα του τρανζίστορ ηρη να αρχίσει τη διεξαγωγή. Το τρανζίστορ ηρη ακολουθεί στη συνέχεια το ηρη σε αγωγιμότητα τέτοια ώστε το ρεύμα ανόδου αρχίζει να ρέει μόνο σε ένα μικρό τμήμα της περιοχή καθόδου. Εάν η τοπική πυκνότητα ρεύματος γίνεται πολύ μεγάλη (άνω των αρκετών χιλιάδων αμπέρ ανά τετραγωνικό εκατοστό), τότε η αυτο-θέρμανση θα προκαλέσει βλάβη στη συσκευή.

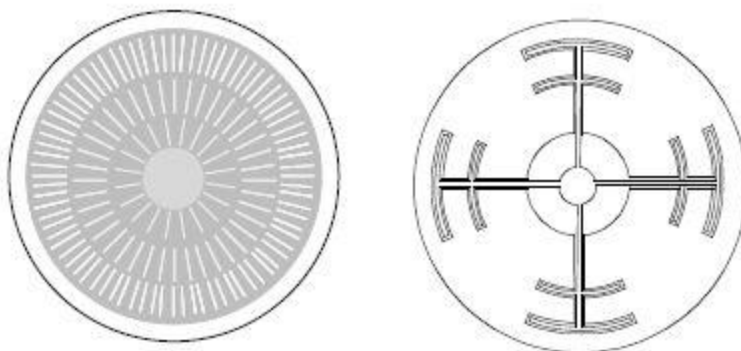


Σχ.3.8 : Κάτοψη και διατομή της πύλης καθόδου περιφέρειας που δείχνουν την περιοχή αρχικής ενεργοποίησης σε ένα κεντρικό με καύση θυρίστορ.

Επαρκής χρόνος (που αναφέρεται ως χρόνος εξάπλωσης πλάσμα) θα πρέπει να επιτρέπεται για ολόκληρη την περιοχή καθόδου για να αρχίσει η διεξαγωγή πριν τα εντοπισμένα ρεύματα γίνουν πολύ υψηλά. Αυτό το φαινόμενο έχει ως αποτέλεσμα τον μέγιστο επιτρεπτό ρυθμό ανόδου του ρεύματος ανόδου σε ένα θυρίστορ και αναφέρεται ως ένα di/dt όριο. Σε πολλές υψηλής συχνότητας εφαρμογές, ολόκληρη η περιοχή της καθόδου δεν είναι ποτέ πλήρως σε αγωγιμότητα. Πρόληψη της αποτυχίας di/dt μπορεί να επιτευχθεί εάν ο ρυθμός αύξησης της αγωγιμότητας

περιοχής υπερβαίνει το di / dt ρυθμό τέτοιο ώστε η εσωτερική θερμοκρασία διασταύρωσης δεν υπερβαίνει μια καθορισμένη κρίσιμη θερμοκρασία (τυπικά $350^{\circ}C$). Αυτή η κρίσιμη θερμοκρασία μειώνεται καθώς η τάση εμπλοκής αυξάνεται. Προσθέτοντας σειρές αυτεπαγωγής στο θυρίστορ να περιορίσει το di/dt κάτω από το μέγιστο συνήθως προκαλεί προβλήματα στο σχεδιασμό κυκλωμάτων.

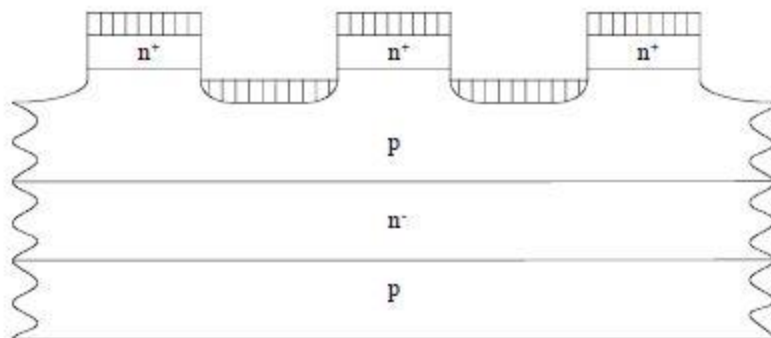
Ένας άλλος τρόπος για να αυξηθεί ο ρυθμός di /dt μιας συσκευής είναι η αύξηση του ποσού της περιφέρειας πύλης-καθόδου. Μετατροπείς SCRs (που ονομάστηκαν έτσι λόγω της χρήσης τους σε υψηλή συχνότητα, σχεδιάζονται κυκλώματα μετατροπής που μετατρέπουν συνεχές ρεύμα σε εναλλασσόμενο) έτσι ώστε να υπάρχει ένα μεγάλο ποσό του άκρου της πύλης παρακείμενο σε μια σημαντική ποσότητα του άκρου καθόδου. Μία κάτοψη επιφάνειας από δύο τυπικές πύλες καθόδου, που βρέθηκαν σε μεγάλα θυρίστορ φαίνεται στο σχήμα 3.9. Ένας μετατροπέας SCR έχει συχνά ένα δηλωμένο ανώτατο όριο di/ dt των 2000 A/ms. Αυτή η τιμή φαίνεται να είναι συντηρητική [6], και με τη χρήση υπερβολικού ρεύματος πύλης υπό ορισμένες συνθήκες λειτουργίας, ένας μετατροπέας SCR μπορεί να λειτουργήσει αξιόπιστα σε 10.000 έως 20.000 A /ms.



Σχ.3.9: Κάτοψη δύο τυπικών πρότυπα αλληλοσυνδεόμενων πυλών καθόδου που χρησιμοποιούνται για θυρίστορ.

Ένα GTO παίρνει τη συμπλοκή της πύλης και της καθόδου προς τα άκρα (σχ. 3.9 αριστερά). Στο σχ. 3.10 μια διατομή ενός GTO δείχνει την ποσότητα της συμπλοκής. Ένα GTO έχει συχνά νησιά καθόδου που σχηματίζονται με χάραξη του Si. Μια μεταλλική πλάκα μπορεί να τοποθετηθεί στην κορυφή για να συνδεθούν οι χωριστές κάθοδοι σε μια μεγάλη διάταξη παραλλήλων ηλεκτρικώς καθόδων. Η επιμετάλλωση πύλης τοποθετείται έτσι ώστε η πύλη να περιβάλλει κάθε κάθοδο που είναι ηλεκτρικώς παράλληλα επίσης. Αυτή η κατασκευή όχι μόνο επιτρέπει υψηλές τιμές di/ dt να επιτευχθούν, όπως σε ένα μετατροπέα SCR, αλλά παρέχει επίσης τη δυνατότητα να απενεργοποιήσει το ρεύμα ανόδου με διακλαδώσεις μακριά από τις χωριστές κάθόδους και έξω από το ηλεκτρόδιο πύλης κατόπιν ανάστροφης πόλωσης της πύλης. Κατά τη διάρκεια της απενεργοποίησης, το ρεύμα μειώνεται, ενώ η τάση ολόκληρης της συσκευής αυξάνεται. Εάν η τάση προς τα

εμπρός γίνεται υπερβολικά υψηλή ενώ επαρκές ρεύμα εξακολουθεί να ρέει, τότε η συσκευή θα πέσει πίσω σε κατάσταση αγωγιμότητας αντί για την ολοκλήρωση του κύκλου απενεργοποίησης της. Επίσης, κατά τη διάρκεια της απενεργοποίησης η κατανάλωση ισχύος μπορεί να γίνει υπερβολική, εάν το ρεύμα και η τάση είναι ταυτόχρονα πολύ μεγάλο. Και τα δύο αυτά προβλήματα απενεργοποίησης μπορούν να βλάψουν τη συσκευή, καθώς και άλλα τμήματα του κυκλώματος.



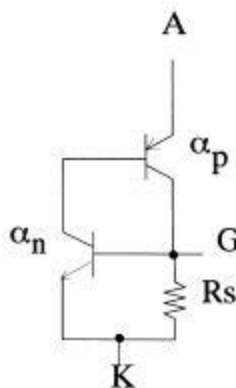
Σχ.3.10 : Τμήμα διασταύρωσης που δείχνει τα νησιά καθόδου αλληλοσυνδεόμενα με την πύλη

Ένα άλλο πρόβλημα μεταγωγής που παρουσιάζεται συσχετίζεται κυρίως με θυρίστορ, αν και άλλες ηλεκτρονικές συσκευές έχουν υποστεί κάποια υποβάθμιση της απόδοσης από το ίδιο πρόβλημα. Αυτό το ζήτημα παρουσιάζεται επειδή το θυρίστορ μπορεί να αυτο-ενεργοποιηθεί σε μια λειτουργία προς τα εμπρός διεξαγωγής από προς τα εμπρός αποκλεισμένη λειτουργία, εάν ο ρυθμός αύξησης των εμπρός ανόδου-καθόδου τάσεων είναι πολύ μεγάλος. Αυτή η μέθοδος ενεργοποίησης οφείλεται σε μετατόπιση ρεύματος μέσω των συνδεδεμένων χωρητικότητων στη διασταύρωση (η χωρητικότητα στον J2 κυριαρχεί επειδή είναι αντίστροφη προκατειλημμένη βάσει προς τα εμπρός εφαρμοζόμενης τάσης). Το ρεύμα μετατόπισης συμβάλλει στο ρεύμα διαρροής I_{co} , όπως φαίνεται στην εξ (1). Ως εκ τούτου τα SCRs και GTOs έχουν μέγιστο ρυθμό dv/dt που δεν θα πρέπει να υπερβαίνει (τυπικές τιμές είναι 100 έως 1000 V / μ s). Εναλλαγή σε μια αντίστροφη-αγώγιμη κατάσταση από μια αντίστροφη-αποκλεισμένη κατάσταση που οφείλεται σε εφαρμοζόμενο αντίστροφο dv/dt , δεν είναι δυνατή, επειδή οι τιμές των αντίστροφων $\alpha's$ των ισοδύναμων τρανζίστορ δεν μπορούν να γίνουν αρκετά μεγάλες ώστε να προκαλέσουν το απαραίτητο αποτέλεσμα. Ένας εξωτερικός πυκνωτής συχνά τοποθετείται μεταξύ της ανόδου και της καθόδου του θυρίστορ για να βοηθήσει στον έλεγχο του ρυθμού dv/dt που θα χρησιμοποιηθεί. Πυκνωτές και άλλα συστατικά που χρησιμοποιούνται για να σχηματίσουν τέτοια κυκλώματα προστασίας, που είναι γνωστά ως snubbers, χρησιμοποιούνται με όλες τις συσκευές ημιαγωγών ισχύος.

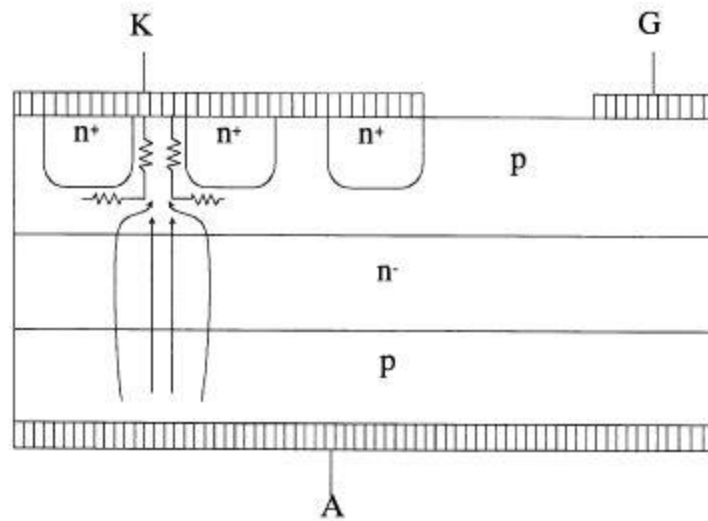
3.4.1 Cathode shorts

Καθώς η θερμοκρασία στα θυρίστορ αυξάνεται πάνω από 25° C, η διάρκεια ζωής της μειοψηφίας των φορέων και τα αντίστοιχα μήκη διάχυσης στις n και p βάσεις αυξάνονται. Αυτό οδηγεί σε μια αύξηση των $a's$ των ισοδυνάμων τρανζίστορ. Η συζήτηση των στοιχείων της μειοψηφίας των φορέων μήκους διάχυσης και ο ρόλος της στον καθορισμό του συντελεστή ενίσχυσης ρεύματος μπορεί να βρεθεί στο Sze [7]. Αναφερόμενος στην Εξ. (1), είναι φανερό ότι μία χαμηλότερη πόλωση που εφαρμόζεται θα δώσει τον πολλαπλασιασμό φορέα M παράγοντα, αρκεί να αλλάξετε τη συσκευή από τα εμπρός-αποκλειστές σε αγωγή λόγω αυτής της αύξησης της A με την αύξηση της θερμοκρασίας. Όσον αφορά στην εξ. (1), είναι φανερό ότι μία χαμηλότερη πόλωση που εφαρμόζεται θα δώσει έναν φορέα με πολλαπλασιαστική συντελεστή M, τέτοιον ώστε να αλλάζει η συσκευή από την εμπρός-εμπλοκή σε αγωγή λόγω αυτής της αύξησης των $a's$ με την αύξηση της θερμοκρασίας. Η τοποθέτηση μιας αντίστασης διακλάδωσης παράλληλα με την διασταύρωση βάσης-εκπομπής ηρη του ισοδύναμου τρανζίστορ (όπως φαίνεται στο σχήμα. 3.11) θα έχει ως αποτέλεσμα μια αποτελεσματική ενίσχυση ρεύματος a_{neff} που είναι χαμηλότερη από a_n , όπως δίνεται από την εξ. (2), όπου v_{GK} είναι η εφαρμοζόμενη πύλη καθόδου τάσης, R_s είναι η ισοδύναμη συγκεντρωμένη αξία για την κατανεμημένη εκτροπή του ρεύματος δομής, και οι υπόλοιποι παράγοντες αποτελούν τον κατάλληλο παράγοντα ρεύματος που αφορά την εφαρμογή πόλωσης και τα χαρακτηριστικά από την πύλη μέχρι τη διασταύρωση καθόδου. Η διαδρομή διακλάδωσης ρεύματος υλοποιείται παρέχοντας διακοπτόμενα κυκλώματα, που ονομάζονται κυκλώματα καθόδου, μεταξύ της p-βάσης περιοχής(πύλη) και της N+ εκπομπής περιοχής (κάθοδος) στο θυρίστορ όπως απεικονίζεται στο σχ. 3.12. Η συγκεντρωμένη αξία αντίστασης γεφυρώσεως είναι στην κλίμακα από 1 έως 15 Ω όπως μετράται από την πύλη ως την κάθοδο.

$$a_{n_{eff}} = a_n \left(\frac{1}{1 + v_{GK} a_n / R_s i_0 e^{qV_{GK}/kT}} \right) \quad (3.2)$$



Σχήμα 3.11: Ισοδύναμο κύκλωμα δύο-τρανζίστορ που δείχνει την προσθήκη μιας τροχιάς αντιστάσεως διακλάδωσης για το ρεύμα ανόδου.

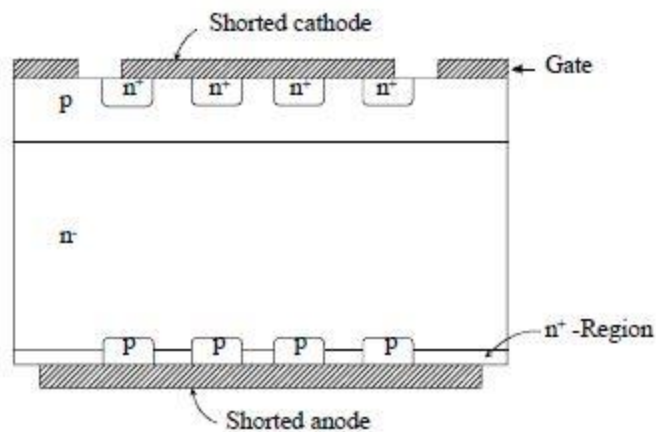


Σχήμα 3.12 : Τομή που δείχνει κυκλώματα καθόδου και την προκύπτουσα αντίσταση διακλάδωσης για το ρεύμα ανόδου.

Χαμηλές τιμές ρεύματος ανόδου (π.χ., εκείνες που σχετίζονται με αύξηση της θερμοκρασίας υπό εμπρός-αποκλεισμένες συνθήκες) θα ρέουν μέσα από τη διαδρομή παράκαμψης με την επαφή της καθόδου, παρακάμπτοντας την η εκπομπή και κρατώντας τη συσκευή έξω από την προς τα εμπρός αγωγή λειτουργία. Δεδομένου ότι το ρεύμα ανόδου καθίσταται μεγάλο, η πτώση δυναμικού σε όλη την αντίσταση διακλάδωσης θα είναι επαρκής να διαβιβάσει την πόλωση στην πύλη καθόδου διασταύρωση J3 και να φέρει το θυρίστορ σε προς τα εμπρός αγωγιμότητα. Τα βραχυκυκλώματα καθόδου παρέχουν επίσης μία διαδρομή για το ρεύμα μετατόπισης να ρέει προς τα εμπρός χωρίς να επηρεαστεί η J3. Τόσο η αξιολόγηση $dn = dt$ του θυρίστορ όσο και τα εμπρός αποκλεισμένα χαρακτηριστικά έχουν βελτιωθεί με τη χρήση βραχυκυκλωμάτων καθόδου. Ωστόσο, τα βραχυκυκλώματα, προκαλούν μια μείωση ικανότητας χειρισμού του ρεύματος καθόδου, λόγω της απώλειας μερικών από την περιοχή καθόδου (η περιοχή) προς το πρότυπο βραχυκυκλώματος, αυξάνουν το ρεύμα πύλης απαραίτητο για την απόκτηση μετάβασης από την εμπρός-εμπλοκή στην εμπρός-αγωγιμότητα, και μια αυξημένη πολυπλοκότητα στην κατασκευή του θυρίστορ. Η απώλεια της ζώνης καθόδου λόγω του βραχυκυκλώματος-δομή είναι από 5 έως 20%, ανάλογα με τον τύπο του θυρίστορ. Με προσεκτικό σχεδιασμό της καθόδου βραχυκυκλώματος για την p-βάση, το ρεύμα συγκράτησης μπορεί να γίνει χαμηλότερο από το ρεύμα κλεισίματος. Αυτό είναι σημαντικό, έτσι ώστε το θυρίστορ θα παραμείνει στην προς τα εμπρός αγωγιμότητα όταν χρησιμοποιείται με ποικίλες σύνθετες αντιστάσεις φορτίου.

3.4.2 Βραχυκυκλώματα ανόδου

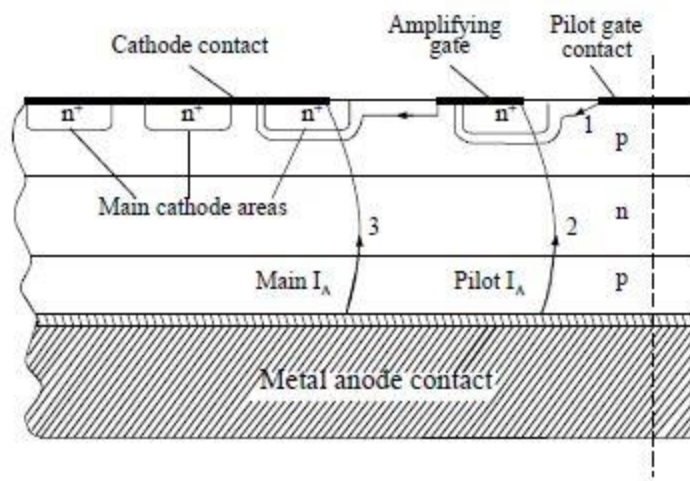
Μια περαιτέρω αύξηση στην ικανότητα προς τα εμπρός εμπλοκής λαμβάνεται με την εισαγωγή βραχυκυκλωμάτων ανόδου(μειώνει το a_p με παρόμοιο τρόπο που τα βραχυκυκλώματα καθόδου μειώνουν το a_n), μαζί με τα βραχυκυκλώματα καθόδου. Μία απεικόνιση αυτού παρέχεται στο σχήμα 3.13. Σε αυτή τη δομή, τόσο ο J1 και J3 είναι βραχυκυκλωμένοι (βραχυκυκλώματα ανόδου και καθόδου), έτσι ώστε η προς τα εμπρός-αποκλεισμένη ικανότητα του θυρίστορ καθορίζεται εντελώς από τα χαρακτηριστικά της κατανομής χιονοστιβάδας του J2. Βραχυκύκλωμα ανόδου θα έχει ως αποτέλεσμα την πλήρη απώλεια της αντίστροφης αποκλεισμένης ικανότητας και είναι μόνο για θυρίστορ που χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές ασύμμετρων κυκλωμάτων.



Σχήμα 3.13: Διατομή που δείχνει ολοκληρωμένα βραχυκυκλώματα ανόδου και καθόδου

3.4.3 Πολλαπλασιαστική Πύλη

Η δομή βραχυκυκλώματος καθόδου θα μειώσει την ευαισθησία της πύλης δραματικά. Για την αύξηση αυτής της ευαισθησίας και τη διατήρηση των οφελών των βραχυκυκλωμάτων καθόδου, χρησιμοποιείται μια δομή που ονομάζεται πολλαπλασιαστική πύλη (ή αναγεννητική πύλη), όπως φαίνεται στο σχήμα 3.14 (και σχ. 3.9 δεξιά).

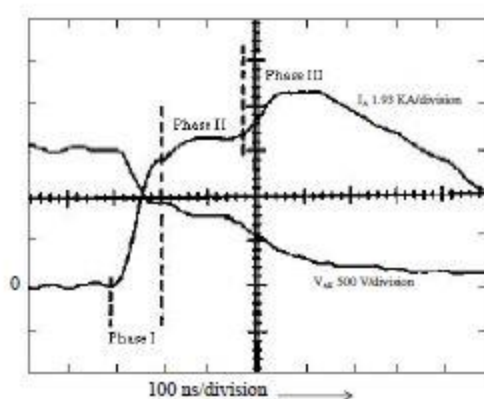


Σχήμα 3.14: Διατομή που δείχνει τη δομή πολλαπλασιαστή πύλης στο θυρίστορ

Όταν το ρεύμα πύλης (1) εγχέεται στην p-βάση μέσω της επαφής με την πύλη, ηλεκτρόνια εγχέονται στην p-βάση με το n^+ εκπομπό με δεδομένη αποτελεσματικότητα του εκπομπού. Αυτά τα ηλεκτρόνια διέρχονται μέσα από την p βάση (ο χρόνος που απαιτείται για τη διαδικασία αυτή καλείται ο χρόνος διέλευσης) και συσσωρεύονται κοντά στην περιοχή εξάντλησης. Αυτή η αρνητική συσσώρευση φορτίου οδηγεί σε έγχυση οπών από την άνοδο. Η συσκευή στη συνέχεια ενεργοποιείται μετά από μια ορισμένη καθυστέρηση, που υπαγορεύεται από τον χρόνο διέλευσης βάσης p, και η άνοδος πιλοτικού ρεύματος (2 στο σχήμα) αρχίζει να ρέει μέσα από μια μικρή περιοχή κοντά στην επαφή πιλοτικού ρεύματος-πύλης, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.14.

Αυτή η ροή πιλοτικού ρεύματος ανόδου αντιστοιχεί στην αρχική απότομη αύξηση του ρεύματος ανόδου κυματομορφής (φάση I), όπως φαίνεται στο σχήμα 3.15. Η συσκευή μεταγωγής πηγαίνει στη συνέχεια σε φάση II, κατά την οποία το ρεύμα ανόδου παραμένει αρκετά σταθερό, γεγονός που υποδηλώνει ότι η αντίσταση της περιοχής έχει φθάσει το κατώτερο όριο. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι το πιλοτικό ρεύμα ανόδου (2) παίρνει ένα πεπερασμένο χρονικό διάστημα για να διασχίσει μέσα από την p-βάση πλευρικά και να γίνει το ρεύμα πύλης για την κύρια περιοχή καθόδου. Οι n^+ πομποί αρχίζουν να εγχύουν τα ηλεκτρόνια που διασχίζουν την p-βάση κατακόρυφα και μετά από ένα ορισμένο πεπερασμένο χρονικό διάστημα (χρόνος διέλευσης της p βάσης) φτάνουν στην περιοχή εξάντλησης. Ο συνολικός χρόνος λαμβάνεται από την πλευρική διάσχιση του πιλοτικού ρεύματος ανόδου και του χρόνου διέλευσης του ηλεκτρονίου σε όλη την p-βάση είναι ο λόγος για την παρατήρηση του χαρακτηριστικού αυτού διαστήματος φάσης II. Το πλάτος του διαστήματος της φάσης II είναι συγκρίσιμο με την καθυστέρηση μεταγωγής, γεγονός που υποδηλώνει ότι ο χρόνος διέλευσης p-βάσης είναι πρωταρχικής σημασίας. Μόλις η κύρια περιοχή καθόδου ενεργοποιείται, η αντίσταση συσκευής μειώνεται και το ρεύμα ανόδου αρχίζει να αυξάνεται και πάλι

(μετάβαση από τη φάση II στην φάση III). Και μετά από αυτό το χρόνο στον κύκλο μεταγωγής, η ταχύτητα εξάπλωσης πλάσματος θα υπαγορεύσει το ρυθμό με τον οποίο η περιοχή αγωγιμότητας θα αυξηθεί. Η πυκνότητα ρεύματος κατά τη διάρκεια της φάσης I και φάσης II μπορεί να είναι αρκετά μεγάλη, γεγονός που οδηγεί σε σημαντική αύξηση της τοπικής θερμοκρασίας και βλάβη της συσκευής. Η λεπτομερής επίδραση πολλαπλασιαστή πύλης στην αύξηση ρεύματος ανόδου θα σημειωθεί μόνο σε υψηλά επίπεδα di/dt (σε εύρος από 1000 A / μ s). Μπορεί να συναχθεί το συμπέρασμα ότι η πολλαπλασιαστική πύλη θα αυξήσει την ευαισθησία πύλης εις βάρος της ικανότητας κάποιων di/dt , όπως αποδεικνύεται από Sankaran et al (8). Αυτή η μείωση της ικανότητας των di/dt μπορεί κάπως να αντισταθμίζεται από μια αύξηση της συμπλοκής πύλης καθόδου όπως αναφέρθηκε προηγουμένως.



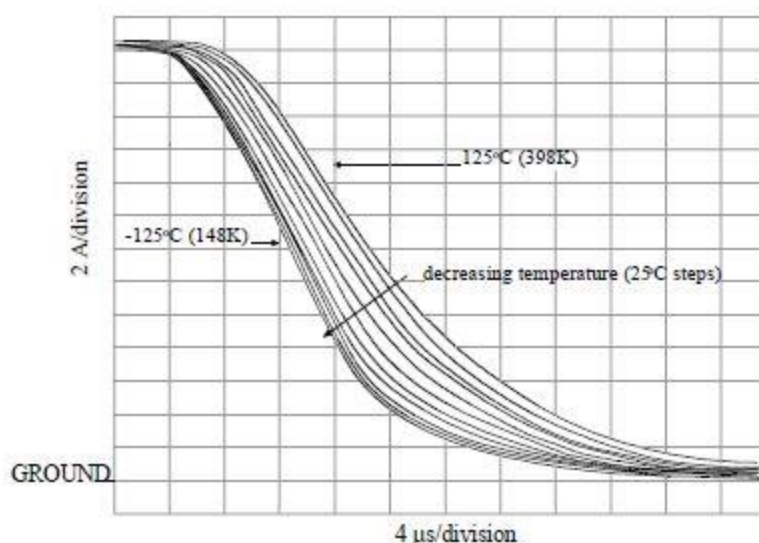
Σχήμα 3.15 : Ενεργοποιημένες κυματομορφές που δείχνουν το αποτέλεσμα του πολλαπλασιαστή πύλης στην αύξηση ρεύματος ανόδου.

3.4.4 Εξαρτήσεις θερμοκρασίας

Η προς τα εμπρός τάση εμπλοκής ενός SCR έχει αποδειχθεί ότι μπορεί να μειωθεί από 1350 V στους 25 °C σε 950 V στους -175 °C με γραμμικό τρόπο [8]. Πάνω από τους 25 °C, η προς τα εμπρός ικανότητα εμπλοκής μειώνεται και πάλι λόγω των αλλαγών στη διάρκεια ζωής της μειοψηφίας των φορέων. Αρκετές κυρίαρχες φυσικές παράμετροι που σχετίζονται με συσκευές ημιαγωγών είναι ευαίσθητες σε μεταβολές της θερμοκρασίας, προκαλώντας τα εξαρτώμενα χαρακτηριστικά από τη συσκευή να αλλάξουν δραματικά. Οι πιο σημαντικές από αυτές τις παραμέτρους είναι: i) οι χρόνοι ζωής φορέων (οι οποίοι ελέγχουν την υψηλού επιπέδου έγχυση διάρκειας ζωής), ii) οι κινητικότητες οπών και ηλεκτρονίων iii) οι επιπτώσεις ιονισμού σύγκρουσης διατομών και iv) οι συγκεντρώσεις ελεύθερων φορέων (κυρίως η συγκέντρωση του ιονισμένου ατόμου πρόσμειξης). Σχεδόν όλα τα άτομα πρόσμειξης ιονίζονται σε θερμοκρασίες $> 0^\circ\text{C}$, και έτσι περαιτέρω συζήτηση της επίδρασης της θερμοκρασίας για τον ιονισμό δεν έχει σημασία για την κανονική λειτουργία. Η λεπτομερής συζήτηση αυτών των φυσικών παραμέτρων είναι πέρα από το πεδίο εφαρμογής του παρόντος κεφαλαίου αλλά

αναφορές δίνονται για όσους ενδιαφέρονται να ακολουθήσουν σχετικές πληροφορίες σχετικά με τις επιπτώσεις της θερμοκρασίας.

Είναι γνωστό ότι τα γεγονότα ανασυνδυασμού φόρτισης φορέων είναι πιο αποτελεσματικά σε χαμηλότερες θερμοκρασίες. Αυτό δείχνει μία μεγαλύτερη πτώση δυναμικού κατά τη διάρκεια της αγωγής προς τα εμπρός και ένα μικρότερο χρόνο αποκατάστασης κατά τη διάρκεια της απενεργοποίησης. Μία γραφική παράσταση του ρεύματος ανόδου κατά τη διάρκεια της απενεργοποίησης, σε διάφορες θερμοκρασίες, για ένα τυπικό GTO φαίνεται στο σχήμα 3.16.



Σχήμα 3.16 : Επίδραση της θερμοκρασίας ρεύματος ανόδου κατά τη διάρκεια της απενεργοποίησης.

Μια κατά προσέγγιση σχέση μεταξύ της θερμοκρασίας και της προς τα εμπρός πτώσης σε όλη την n-βάση ενός θυρίστορ συζητείται λεπτομερώς από Herlet [10] και Hudgins [11]. Η σύνδεση πτώσεων δυναμικού στη συσκευή, η εξάρτηση της θερμοκρασίας από το διάκενο ζώνης ενέργειας, σε συνδυασμό με την πτώση δυναμικού n-βάσης, μια εξαρτώμενη από τη θερμοκρασία εξίσωση που αφορά ρεύμα ανόδου πυκνότητας J_A , και η εφαρμοζόμενη τάση ανόδου-καθόδου V_{AK} παρέχονται στην παραπομπή [11]. Τα δεδομένα από τις μετρήσεις σε εμπρός πυκνότητες ρεύματος περίπου 100 A/cm^2 σε ένα GTO αξιολογούνται για 1-kV συμμετρικής εμπλοκής έχουν πτώση τάσης προς τα εμπρός από 1,7 V στους $-50 \text{ }^\circ\text{C}$ σε 1,8 V στους $150 \text{ }^\circ\text{C}$.

4.1 Εισαγωγή

Μια πύλη απενεργοποίησης του θυρίστορ (γνωστή και ως GTO) είναι μια συσκευή ημιαγωγών ισχύος τριών ακροδεκτών, που ανήκει σε μια οικογένεια θυρίστορ με δομή τεσσάρων στρώσεων. Μπορούν επίσης να ανήκουν σε μια ομάδα ισχύος συσκευές ημιαγωγών που έχουν την ικανότητα να ελέγχουν πλήρως καταστάσεις ενεργοποίησης και απενεργοποίησης μέσω του ελέγχου του ακροδέκτη(πύλη). Τον σχεδιασμό, την ανάπτυξη και τη λειτουργία του GTO είναι πιο εύκολο να την καταλάβουμε αν το συγκρίνουμε με το συμβατικό θυρίστορ. Σε ένα συμβατικό θυρίστορ, εφαρμόζοντας θετικό σήμα στον ακροδέκτη πύλης μπορεί να μετατραπεί σε GTO. Σε αντίθεση με ένα τυπικό θυρίστορ, ένα GTO έχει σχεδιαστεί για να απενεργοποιεί εφαρμόζοντας ένα αρνητικό σήμα πύλης.

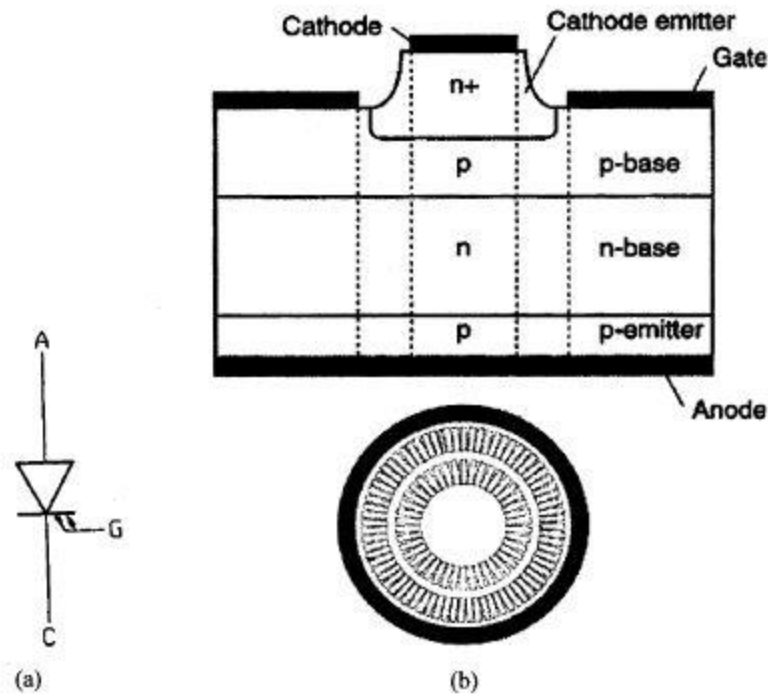
Υπάρχουν δύο τύποι GTOs: ασύμμετροι και συμμετρικοί. Οι ασύμμετροι GTOs είναι ο πιο κοινός τύπος στην αγορά. Αυτός ο τύπος χρησιμοποιείται συνήθως με μία αντιπαράλληλη δίοδο και ως εκ τούτου υψηλή ικανότητα αντίστροφης εμπλοκής δεν είναι διαθέσιμη. Αντίστροφη αγωγή επιτυγχάνεται με μία αντιπαράλληλη δίοδος που ενσωματώνεται επάνω στο ίδιο πλακίδιο πυριτίου. Τα συμμετρικά GTOs έχουν την ίδια ικανότητα για προς τα εμπρός και αντίστροφη εμπλοκή.

4.2 Βασική Δομή και Λειτουργία

Το σύμβολο ενός GTO φαίνεται στο σχήμα 4.1α. Ένας υψηλός βαθμός συμπλοκής απαιτείται για τα GTOs προκειμένου να επιτευχθεί αποτελεσματική απενεργοποίηση. Η πιο κοινή σχεδίαση απασχολεί την περιοχή καθόδου που χωρίζεται σε πολλαπλά τμήματα (δάκτυλα καθόδου) και είναι διατεταγμένα σε ομόκεντρους δακτυλίους γύρω από το κέντρο της συσκευής. Η εσωτερική δομή φαίνεται στο σχήμα 4.1b. Ένας κοινός δίσκος πιέζει τα δάκτυλα καθόδου και συνδέει τα δάκτυλα μαζί. Είναι σημαντικό ότι όλα τα δάκτυλα απενεργοποιούνται ταυτόχρονα διαφορετικά το ρεύμα μπορεί να συμπυκνωθεί σε λιγότερα δάκτυλα, με ζημιά που οφείλεται πιο πιθανά σε υπερθέρμανση.

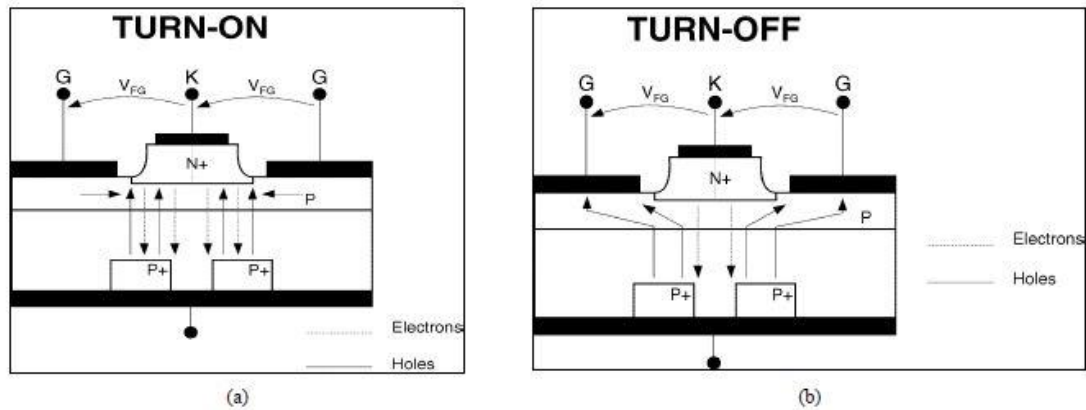
Το υψηλό επίπεδο αλληλοσύνδεσης της πύλης επίσης καταλήγει σε μία γρήγορη ταχύτητα ενεργοποίησης και σε υψηλή di/dt = απόδοση των GTOs. Το πιο απομακρυσμένο μέρος μιας περιοχής καθόδου δεν είναι τίποτα περισσότερο από 0,16 χιλιοστά από την πύλη και ως εκ τούτου ολόκληρο το GTO μπορεί να άγει το ρεύμα εντός περίπου 5 μ s με επαρκή κίνηση της πύλης και οι απώλειες ενεργοποίησης μπορεί να μειωθούν. Ωστόσο, η αλληλοσύνδεση μειώνει τη διαθέσιμη περιοχή εκπομπού και ως εκ τούτου το μέσο ρεύμα χαμηλής συχνότητας είναι λιγότερο από ό, τι για ένα τυποποιημένο θυρίστορ με ισοδύναμη διάμετρο.

Η βασική δομή ενός GTO, μια συσκευή ημιαγωγών με τέσσερα στρώματα p-n-p-n, είναι πολύ παρόμοια στην κατασκευή με ένα θυρίστορ. Έχει πολλά σχεδιαστικά χαρακτηριστικά που του επιτρέπουν να είναι ενεργοποιημένο και απενεργοποιημένο με αντιστροφή της πολικότητας του σήματος πύλης. Οι πιο σημαντικές διαφορές είναι ότι το GTO έχει μακρόστενα δάχτυλα εκπομπού που περιβάλλονται από ηλεκτρόδια πύλης και καθόδου βραχυκυκλώματα καθόδου.



Σχήμα 4.1 : Δομή GTO : a) Σύμβολο GTO, b) Δομή GTO

Η λειτουργία ενεργοποίησης είναι παρόμοια με εκείνη ενός πρότυπου θυρίστορ. Η έγχυση της οπής ρεύματος από την πύλη πολώνει προς τα εμπρός τη διασταύρωση καθόδου p-βάσης, προκαλώντας εκπομπή ηλεκτρονίων από την κάθοδο. Αυτά τα ηλεκτρόνια ρέουν προς την άνοδο και προκαλούν έγχυση οπών από τον εκπομπό ανόδου. Η έγχυση οπών και τα ηλεκτρόνια στις περιοχές βάσης συνεχίζεται μέχρι οι επιπτώσεις από τον πολλαπλασιασμό του φορτίου να φέρουν το GTO σε αγωγιμότητα. Αυτό φαίνεται στο σχήμα 4.2α. Όπως και με ένα συμβατικό θυρίστορ, μόνον η περιοχή καθόδου δίπλα στο ηλεκτρόδιο πύλης ενεργοποιείται αρχικά και η υπόλοιπη περιοχή έχει τεθεί σε αγωγή με το πλάσμα να εξαπλώνεται. Ωστόσο, σε αντίθεση με το θυρίστορ, το GTO αποτελείται από πολλά στενά στοιχεία καθόδου, σε μεγάλο βαθμό αλληλοσυνδεόμενα με το ηλεκτρόδιο πύλης, και ως εκ τούτου η αρχική περιοχή ενεργοποίησης είναι πολύ μεγάλη και ο χρόνος που απαιτείται για τη διάδοση πλάσματος είναι μικρή. Ως εκ τούτου, το GTO έρχεται σε αγωγιμότητα πολύ γρήγορα και μπορεί να αντέξει υψηλή ενεργοποίηση di/dt .



Σχήμα 4.2: a) Ενεργοποίηση και b) Απενεργοποίηση GTOs

Για να απενεργοποιήσετε ένα GTO, η πύλη είναι αντίστροφα πολωμένη σε σχέση με την κάθοδο και οι οπές από την άνοδο έχουν αφαιρεθεί από την ρ-βάση. Αυτό φαίνεται στο σχήμα 4.2β. Ως αποτέλεσμα, πτώση τάσης αναπτύσσεται στην περιοχή ρ-βάσεως, η οποία τελικά αντιστρέφει την πόλωση στον κόμβο καθόδου πύλης και αποκόπτει την έγχυση ηλεκτρονίων. Καθώς η εξαγωγή οπών συνεχίζεται, η ρ-βάση έχει εξαντληθεί περισσότερο, συμπιέζοντας έτσι την υπόλοιπη περιοχή αγωγιμότητας. Το ρεύμα ανόδου ρέει στη συνέχεια μέσω των πιο απομακρυσμένων περιοχών από την πύλη, σχηματίζοντας υψηλής πυκνότητας ίνες ρεύματος. Αυτή είναι η πιο κρίσιμη φάση της διαδικασίας απενεργοποίησης των GTOs επειδή οι υψηλής πυκνότητας ίνες οδηγούν σε τοπική θέρμανση, η οποία μπορεί να προκαλέσει βλάβη της συσκευής, εκτός αν αυτές οι ίνες σβηστούν γρήγορα. Η εφαρμογή της υψηλότερης αρνητικής τάσης πύλης μπορεί να βοηθήσει στην κατάσβεση των ιών γρήγορα. Ωστόσο, η τάση διάσπασης του κόμβου πύλης-καθόδου περιορίζει αυτή τη μέθοδο.

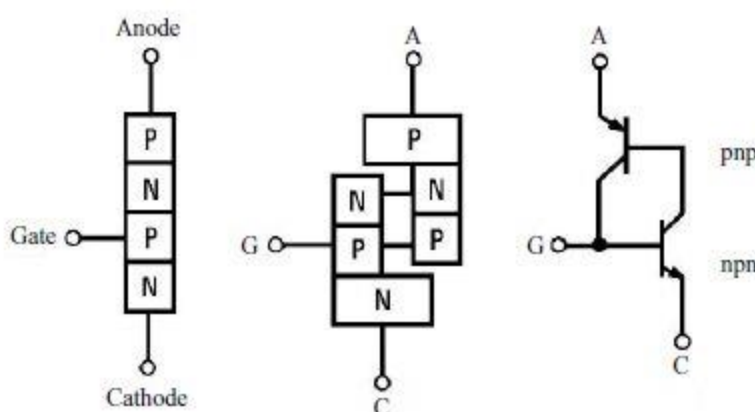
Όταν η υπερβάλλουσα συγκέντρωση του φορέα είναι αρκετά χαμηλή για να σταματήσει ο πολλαπλασιασμός του φορέα και η συσκευή να επανέλθει σε κατάσταση προς τα εμπρός-εμπλοκής. Παρά το γεγονός ότι το ρεύμα καθόδου έχει σταματήσει να ρέει σε αυτό το σημείο, το ρεύμα ανόδου προς πύλη παρέχεται από τους φορείς από μια περιοχή n-βάσης όπου αποθηκευμένο φορτίο συνεχίζει να ρέει. Αυτό παρατηρείται ως μια ουρά ρεύματος που αποσυντίθεται εκθετικά όπως η υπόλοιπη συγκέντρωση φορτίου μειώνεται κατά μία διαδικασία ανασυνδυασμού. Η παρουσία αυτού του ρεύματος ουράς με συνδυασμό υψηλής τάσης σε απενεργοποιημένη κατάσταση GTO παράγει σημαντικές απώλειες στην απόδοση. Κατά τη διάρκεια αυτής της μεταβατικής περιόδου, το ηλεκτρικό πεδίο στην περιοχή της n-βάσης στρεβλώνεται λόγω της παρουσίας των φορτίων φορέων και μπορεί να οδηγήσει σε πρόωρη διάσπαση κατανομής χιονοστιβάδας. Η προκύπτουσα επίπτωση ιονισμού μπορεί να προκαλέσει βλάβη της συσκευής. Αυτό το φαινόμενο είναι γνωστό ως "δυναμική χιονοστιβάδα." Η συσκευή ανακτά

χαρακτηριστικά σταθερής κατάστασης εμπλοκής όταν η ουρά ρεύματος μειώνει το επίπεδο ρεύματος διαρροής.

4.3 Τα μοντέλα θυρίστορ GTO

Ένα μονοδιάστατο μοντέλο GTO δύο τρανζίστορ φαίνεται στο σχήμα 4.3. Η διάταξη αυτή αναμένεται να δώσει την απενεργοποίηση A_g , η οποία δίνεται από:

$$A_g = \frac{I_A}{I_G} = \frac{a_{npn}}{a_{pnp} + a_{npn} - 1} \quad (4.1)$$



Σχήμα 4.3: Μοντέλο δύο τρανζίστορ που αντιπροσωπεύει το GTO θυρίστορ.

Όπου I_A είναι το ρεύμα ανόδου και I_G το ρεύμα πύλης σε απενεργοποίηση και a_{npn} και a_{pnp} είναι τα κοινά ρεύματα βάσης στα τμήματα της συσκευής npn και pnp του τρανζίστορ. Για μία μη βραχυκυκλωμένη συσκευή, το φορτίο αντλείται από την άνοδο και η αναγεννητική δράση αρχίζει, αλλά η συσκευή δεν μένει ενεργή (παραμένει όταν το ρεύμα πύλης αφαιρείται) μέχρις ότου

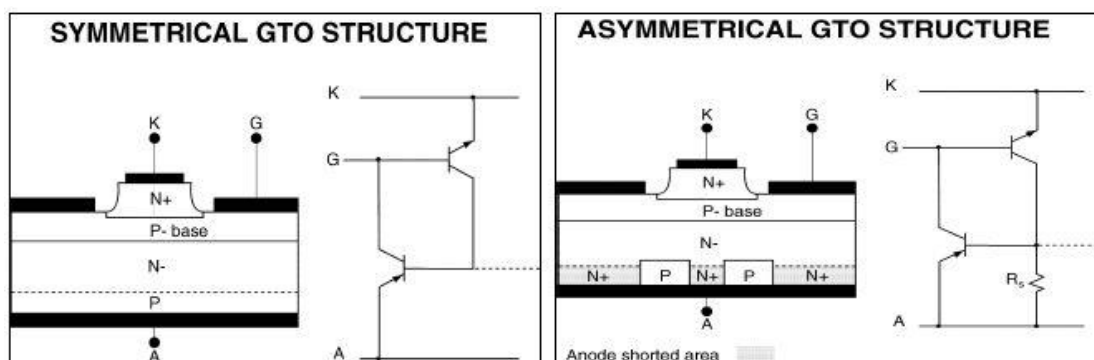
$$a_{pnp} + a_{npn} \geq 1 \quad (4.2)$$

Αυτή η διαδικασία διαρκεί μόνο ένα μικρό χρονικό διάστημα για το ρεύμα και τα ρεύματα βάσης πρέπει να αυξηθούν αρκετά για να ικανοποιούν την εξίσωση (4.2). Για συσκευές βραχυκυκλωμένες στην άνοδο, ο μηχανισμός είναι παρόμοιος, αλλά τα βραχυκυκλώματα ανόδου καταστρέφουν τη διαδικασία, παρέχοντας ένα βραχυκύκλωμα βάσης εκπομπού, μειώνοντας έτσι την αύξηση του pnp τρανζίστορ, το οποίο φαίνεται στο σχήμα 4.4. Η σύνθεση pnp της δομής του βραχυκυκλωμένου πομπού δίνεται ως ακολούθως:

$$a_{pnp} (\text{composite}) = a_{pnp} \left(\frac{1 - V_{be}}{R_{S_{anode}}} \right) \quad (4.3)$$

Όπου V_{be} είναι η τάση βάσης εκπομπού (συνήθως 0,6 V για έγχυση των φορέων) και R_S είναι η αντίσταση βραχυκυκλώματος ανόδου. Ο εκπομπός ανόδου εγχέει όταν η τάση γύρω από αυτό υπερβαίνει τα 0,06 V και συνεπώς ο συλλέκτης ρεύματος του τρανζίστορ npn που

ρέει μέσω των βραχυκυκλωμάτων ανόδου επηρεάζει την ενεργοποίηση. Το GTO παραμένει σε κατάσταση τρανζίστορ αν το φορτίο κυκλώματος περιορίζει το ρεύμα μέσω των βραχυκυκλωμάτων.



Σχήμα 4.4: Δύο μοντέλα τρανζίστορ με δομές GTO

4.4 Στατικά Χαρακτηριστικά

4.4.1 Χαρακτηριστικά ενεργοποιημένης κατάστασης

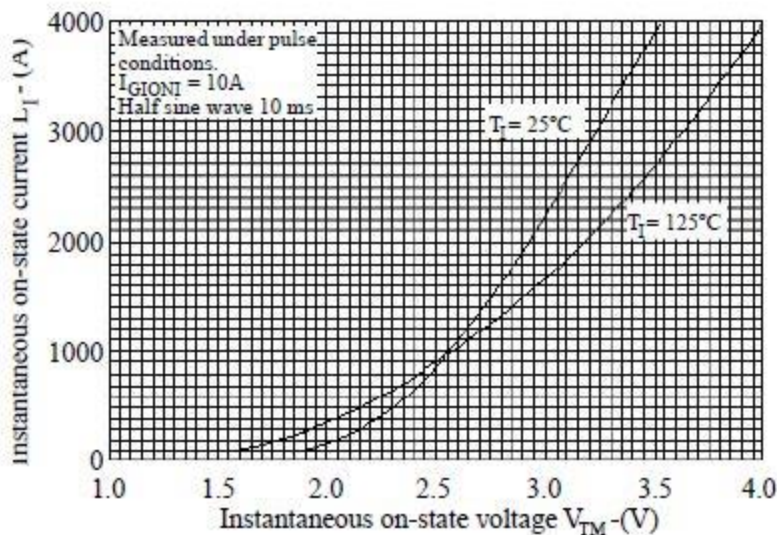
Στην ενεργοποιημένη κατάσταση, το GTO λειτουργεί με παρόμοιο τρόπο με το θυρίστορ. Αν το ρεύμα ανόδου παραμένει πάνω από το ισχύον επίπεδο ρεύματος, στη συνέχεια η μονάδα θετικής πύλης μπορεί να μειωθεί στο μηδέν και το GTO θα παραμείνει σε αγωγιμότητα. Ωστόσο, ως αποτέλεσμα από την ικανότητα απενεργοποίησης του GTO, κατέχει υψηλότερο ισχύον επίπεδο ρεύματος από το κανονικό θυρίστορ και, επιπλέον, η κάθοδος του θυρίστορ GTO υποδιαιρείται σε μικρά κομμάτια για να βοηθήσει την απενεργοποίηση. Έτσι, αν το ρεύμα ανόδου του GTO θυρίστορ παροδικά πέφτει κάτω από το ισχύον επίπεδο ρεύματος, εντοπισμένες περιοχές της συσκευής μπορεί να απενεργοποιηθούν, επαναφέροντας έτσι ένα υψηλό ρεύμα ανόδου πίσω στο GTO με υψηλό ρυθμό αύξησης του ρεύματος ανόδου μετά από αυτή την μερική απενεργοποίηση. Η κατάσταση αυτή θα μπορούσε να είναι πιθανότατα καταστροφική. Ως εκ τούτου, προτείνεται ότι η θετική μονάδα πύλης δεν πρέπει να αφαιρεθεί κατά τη διάρκεια της αγωγής, αλλά παίρνει την τιμή $I_{G(ON)}$ όπου $I_{G(ON)}$ είναι μεγαλύτερο από το μέγιστο κρίσιμο ρεύμα ενεργοποίησης (I_{GT}) πάνω από το αναμενόμενο εύρος θερμοκρασίας λειτουργίας του GTO θυρίστορ.

Το σχήμα 4.5 δείχνει τα τυπικά χαρακτηριστικά V-I σε κατάσταση ενεργοποίησης για ένα GTO 4000-A, 4500-V από τη σειρά Dynex των GTOs [1] σε θερμοκρασίες διασταύρωσης των 25 και 125 °C. Οι καμπύλες μπορεί να είναι προσέγγιση ευθείας γραμμής της μορφής:

$$V_{TM} = V_0 + IR_0 \quad (4.4)$$

όπου V_0 είναι η τάση σημείου τομής που μοντελοποιεί την τάση κατά μήκος των προς τα εμπρός πολωμένων κόμβων της καθόδου και της ανόδου, και R_0 είναι η αντίσταση ενεργοποίησης. Όταν οι μέσες τιμές και οι τιμές RMS του ρεύματος ενεργοποίησης (I_{TAV} , I_{TRMS}) είναι γνωστά, τότε η ισχύς απαγωγής ενεργοποίησης P_{ON} μπορεί να προσδιοριστεί χρησιμοποιώντας V_0 και R_0 . Δηλαδή,

$$P_{ON} = V_0 I_{TAV} + R_0 I_{TRMS}^2 \quad (4.5)$$



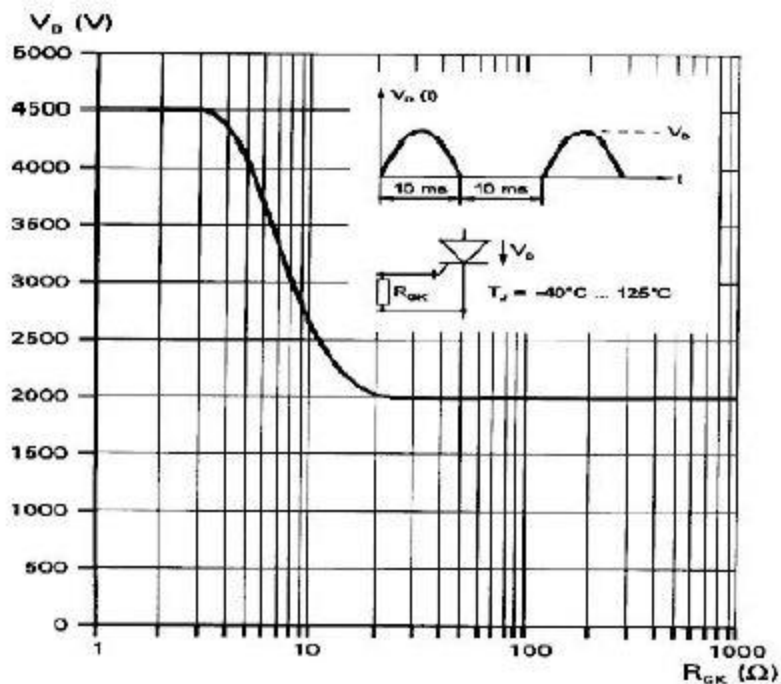
Σχήμα 4.5: VI Χαρακτηριστικά του GTO (βλ. το φύλλο δεδομένων αναφοράς 1). Πληροφορίες χαρακτηριστικών πύλης GTO αναπαράγονται με την ευγενή άδεια της Dypnex Semiconductor.

4.4.2 Χαρακτηριστικά απενεργοποιημένης κατάστασης

Σε αντίθεση με το τυπικό θυρίστορ, το GTO δεν περιλαμβάνει βραχυκυκλώματα εκπομπού καθόδου για την αποτροπή των επιπτώσεων λόγω du/dt που προκαλείται από το εμπρός πολωμένο ρεύμα διαρροής. Στην απενεργοποιημένη κατάσταση του GTO, θα πρέπει να ληφθούν μέτρα για την πρόληψη τέτοιων δυνητικά επικίνδυνων ενεργοποιήσεων. Αυτό μπορεί να επιτυγχάνεται είτε συνδέοντας τη συνιστώμενη τιμή της αντίστασης μεταξύ πύλης και καθόδου (R_{GK}) ή με τη διατήρηση μιας μικρής αντίστροφης πόλωσης με την επαφή πύλης ($V_{RG} = 2 \text{ V}$). Αυτό θα εμποδίσει τον εκπομπό καθόδου από το να γίνει προς τα εμπρός πολωμένος και συνεπώς θα παραμένει το θυρίστορ GTO σε απενεργοποιημένη κατάσταση.

Η μέγιστη τάση σε απενεργοποιημένη κατάσταση είναι συνάρτηση της αντίστασης R_{GK} . Αυτό φαίνεται στο σχήμα 4.6. Υπό συνήθεις συνθήκες λειτουργίας, τα GTOs είναι πολωμένα με αρνητική τάση πύλης περίπου ίση με -15 V που

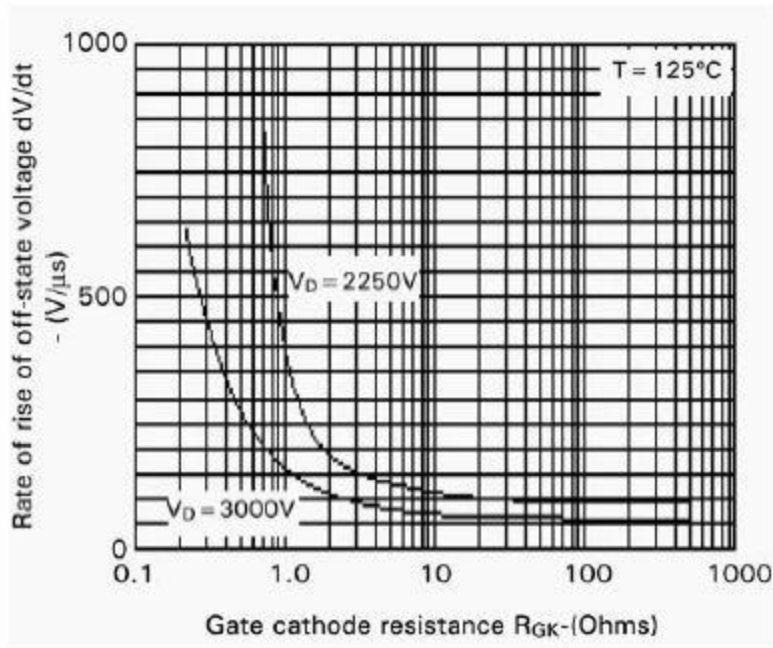
παρέχεται από τη μονάδα δίσκου πύλης κατά τη διάρκεια του απενεργοποιημένου διαστήματος. Παρ' όλα αυτά, η παροχή R_{GK} μπορεί να είναι μια επιθυμητή σχεδιαστική πρακτική σε περίπτωση που ο δίσκος πύλης αποτύχει για κάποιο λόγο ($R_{GK} < 1.5 \Omega$ συνιστάται για ένα μεγάλο GTO). Εδώ η R_{GK} διαχέει την ενέργεια και ως εκ τούτου, προσθέτει στις απώλειες του συστήματος.



Σχήμα 4.6 : Τάση εμπλοκής GTO vs R_{GK} (βλ. το φύλλο δεδομένων στην αναφορά 1). Χαρακτηριστικές πληροφορίες πύλης GTO αναπαράγονται με την άδεια της Semiconductor Dynex.

4.4.3 Ρυθμός αύξησης της τάσης απενεργοποιημένης κατάστασης (du_D/dt)

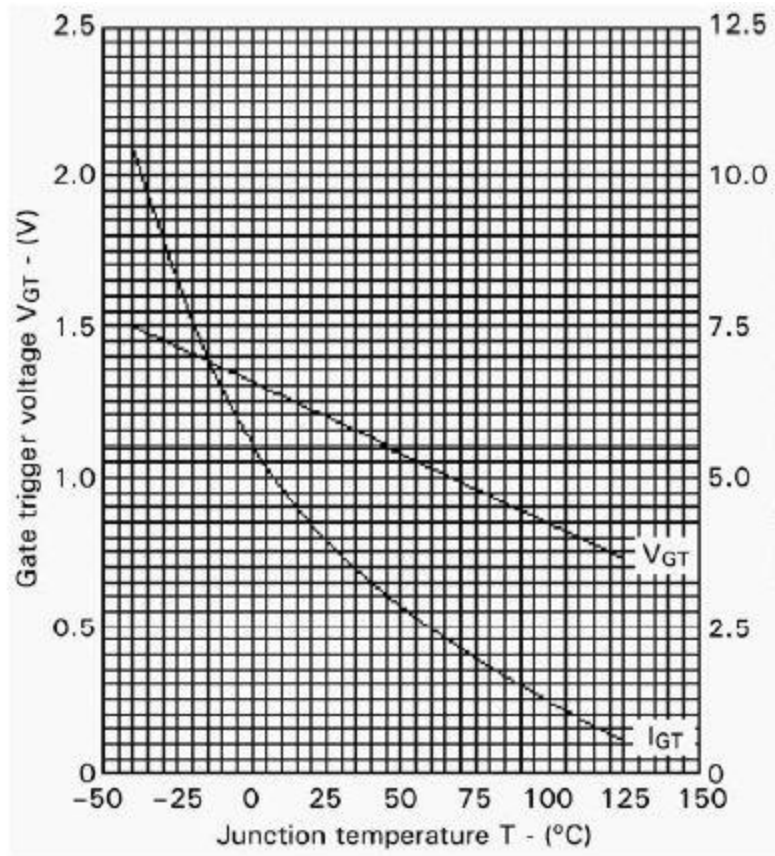
Ο ρυθμός αύξησης της τάσης σε απενεργοποιημένη κατάσταση (du_D/dt) εξαρτάται από την αντίσταση R_{GK} που συνδέεται μεταξύ της πύλης και της καθόδου και στην ανάστροφη πόλωση που εφαρμόζεται μεταξύ της πύλης και της καθόδου. Η σχέση αυτή φαίνεται στο σχήμα 4.7.



Σχήμα 4.7 : du_D/dt GTO vs R_{GK} (βλ. το φύλλο δεδομένων στην αναφορά 1). Χαρακτηριστικές πληροφορίες πύλης GTO αναπαράγονται με την άδεια της Semiconductor Dynex.

4.4.4 Χαρακτηριστικά ενεργοποίησης πύλης

Το ρεύμα ενεργοποίησης πύλης (I_{GT}) και η τάση ενεργοποίησης πύλης (V_{GT}) εξαρτώνται από την θερμοκρασία της διασταύρωσης T_j , όπως φαίνεται στο σχήμα 4.8. Κατά τη διάρκεια της κατάστασης αγωγής του GTO, πρέπει να παρέχεται μια ορισμένη τιμή του ρεύματος πύλης και αυτή θα πρέπει να είναι μεγαλύτερη από το I_{GT} στη χαμηλότερη θερμοκρασία διασταύρωσης κατά την οποία λειτουργεί το GTO. Σε δυναμικές συνθήκες, το συγκεκριμένο I_{GT} δεν αρκεί για να προκαλέσει τη μετάβαση του GTO από την υψηλότερη τάση και από το υψηλό di/dt . Στην πράξη, ένα πολύ υψηλότερο μέγιστο ρεύμα πύλης I_{GM} (της τάξης του 10 φορές του I_{GT}) στην ελάχιστη θερμοκρασία διασταύρωσης T_j προτείνεται να αποκτήσει καλή επίδοση ενεργοποίησης.



Σχήμα 4.8 : Χαρακτηριστικά ενεργοποίησης του GTO (βλ. το φύλλο δεδομένων στην αναφορά 1).

5.1 Εισαγωγή

Το πρώτο τρανζίστορ δημιουργήθηκε από μια ομάδα επιστήμων στα εργαστήρια Bell Telephone Laboratories και σύντομα έγινε ημιαγωγός μεγάλης σημασίας. Πριν από το τρανζίστορ, πέτυχαν την ενίσχυση μόνο με σωλήνες υποπίεσης (vacuum tubes). Αν και τώρα υπάρχουν ενσωματωμένα κυκλώματα με εκατομμύρια τρανζίστορ, η ροή και ο έλεγχος της ηλεκτρικής ενέργειας ακόμα απαιτούν μονά τρανζίστορ. Έτσι οι διακόπτες ημιαγωγών αποτελούν την καρδιά των σύγχρονων ηλεκτρονικών ισχύος. Τέτοιες συσκευές θα πρέπει να έχουν μεγαλύτερη τάση και ονομαστική ισχύ ρεύματος, άμεσα χαρακτηριστικά που αφορούν την ενεργοποίηση και απενεργοποίηση της συσκευής, μικρή πτώση της τάσης όταν είναι εντελώς ενεργοποιημένες, μηδέν απώλεια ρεύματος στη κατάσταση φραγής (blocking condition), αρκετή σκληρότητα για αλλαγή στα υπερβολικά επαγωγικά φορτία τα οποία μετρίεται σε σχέση με ασφαλή περιοχή λειτουργίας (SOA) και ES/b (reverse biased second breakdown), υψηλή θερμοκρασία και ικανότητες να αντιστέκονται στη ραδιενέργεια και υψηλή αξιοπιστία. Ο σωστός συνδυασμός τέτοιων χαρακτηριστικών περιορίζει την καταλληλότητα της συσκευής σε μεμονωμένες εφαρμογές. Η Εικ. 5.1 απεικονίζει αυτή τη τάση και κλίμακα ρεύματος, σε συχνότητα όπου μπορούν να λειτουργούν οι πιο συνηθισμένοι αγωγοί ρεύματος (power conductors).

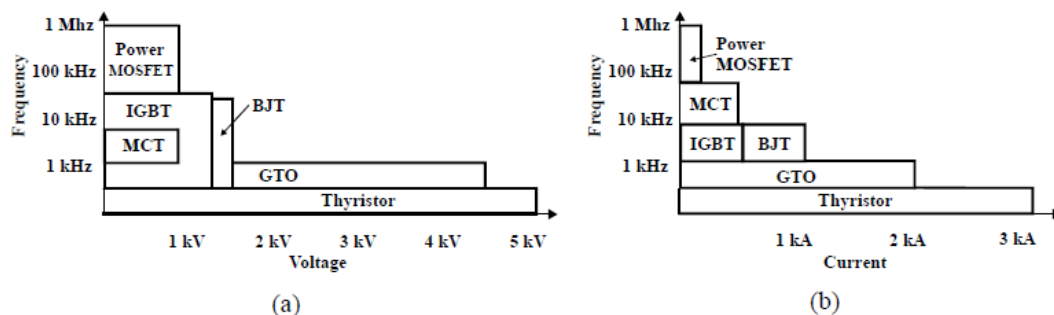


FIGURE 5.1 Power semiconductor operating regions. (a) voltage vs frequency; and (b) current vs frequency.

Η εικόνα στη πραγματικότητα δίνει μια εικόνα για το που εφαρμόζονται συνήθως στη βιομηχανία οι ημιαγωγοί ισχύος . Υψηλή τάση και ονομαστική ισχύς του ρεύματος επιτρέπουν εφαρμογές σε μεγάλους κινητήρες μετάδοσης (motor drives), θέρμανση επαγωγή (induction), αντιστροφεάς (inverters) με ανανεώσιμη ενέργεια, μετατροπέας HVDC, και στατική VAR αντισταθμιστές (compensators) και φίλτρα που λειτουργούν. Σε αντίθεση, οι εφαρμογές χαμηλής τάσης και υψηλής συχνότητας οι οποίες συμπεριλαμβάνουν παροχή ρεύματος με ρύθμιση εναλλαγής (switching mode), ιδιοσυχνότητες μετατροπείς (resonant converters) και συστήματα κινητικών ελέγχων και οι συσκευές με χαμηλή συχνότητα με υψηλό ρεύμα και τάση περιορίζονται σε κυκλώ-μετατροπέα fed και κυκλώματα megawatt .

Τα διπολικά τρανζίστορ ισχύος ηρη η ρηρ παλιά ήταν τα παραδοσιακά κομμάτια που αποτελούσαν την ώθηση (driving) για αρκετές από τις βιομηχανικές εφαρμογές. Ωστόσο, η τεχνολογία στα insulated-gate διπολικό τρανζίστορ (IGBT) και στο metal oxide semiconductor field transition (MOSFET) έχει προχωρήσει τόσο που είναι βιώσιμοι αντικαταστάτες για το διπολικό τύπο. Τα διπολικά ηρη η ρηρ τρανζίστορ έχουν ακόμα περιοχές επίδοσης στις οποίες μπορούν να χρησιμοποιηθούν: για παράδειγμα, έχουν χαμηλότερη τάση κορεσμού (saturation) μεγάλη έκταση της κλίμακας θερμοκρασίας στην οποία λειτουργούν, αλλά είναι και αρκετά πιο αργά, έχοντας μεγαλύτερο χρονικό διάστημα για την ενεργοποίηση και την απενεργοποίηση. Όταν ένα διπολικό τρανζίστορ χρησιμοποιείται σε κύκλωμα totem pole, τότε η πιο δύσκολη άποψη στο σχεδιασμό είναι να ξεπεραστεί το base-drive circuit, π.χ. το απαιτούμενο κύκλωμα για τη ώθηση της βάσης. Αν και τα διπολικά τρανζίστορ έχουν χαμηλότερη χωρητικότητα εισαγωγής δεδομένων από αυτά στα MOSFET και στα IGBT, είναι οδηγούμενα από ρεύμα. Οπότε το κύκλωμα οδήγησης πρέπει να παράγει υψηλό και εκτεταμένο σε διάρκεια ρεύμα εισαγωγής .

Το υψηλό εμπόδιο στη εισαγωγή του IGBT είναι ένα πλεονέκτημα που δεν έχει το διπολικό αντίστοιχο. Ωστόσο, η χωρητικότητα εισαγωγής είναι επίσης υψηλή. Ως αποτέλεσμα το κύκλωμα οδήγησης πρέπει να φορτίζεται και να αποφορτίζεται πιο γρήγορα από την είσοδο του πυκνωτή του IGBT κατά την διάρκεια του χρόνου μεταβολής. Το IGBT απαιτεί ένα -5/+10V gate emitter τάση για να εξασφαλίσει αξιόπιστη ανάλλαξη εξαγωγής.

Η πύλη MOSFET και IGBT είναι παρόμοιες σε πολλά σημεία στη λειτουργία τους. Για παράδειγμα, και οι δυο συσκευές έχουν υψηλή αντίσταση εισόδου , ωθούνται από την τάση και χρησιμοποιούν λιγότερη σιλικόνη από το b.p.t για να πετύχουν τις ίδιες επιδόσεις ώθησης.

Επίσης η πύλη του MOSFET έχει υψηλή χωρητικότητα εισαγωγής κάτι το οποίο προϋποθέτει τις ίδιες απαιτήσεις στο κύκλωμα οδήγησης της πύλης με το IGBT σε χρήση στο ίδιο επίπεδο. Τα IGBT ξεπερνούν τις επιδόσεις του MOSFET όσο αφορά την απώλεια αγωγιμότητας σε σχέση με την ονομαστική ισχύ της παροχής τάσης. Η τάση κορεσμού του MOSFET είναι αρκετά υψηλότερη και λιγότερα σταθερή στις διακυμάνσεις της θερμοκρασίας από τα IGBT. Για αυτούς τους λόγους, η μονωμένη πύλη διπολικού τρανζίστορ αντικατέστησε το διπολικό junction τρανζίστορ σε αρκετές εφαρμογές στην δεκαετία του 80. Αν και το IGBT είναι ένα σταύρωμα διπολικό και MOSFET τρανζίστορ, με τη εξαγωγή που αλλάζει χαρακτηριστικά αγωγιμότητας του b.p. τρανζίστορ αλλά η ελεγχόμενη ένταση όπως τα MOSFET, οι πρώτες εκδοχές IGBT είχαν τη τάση να κλειδώνουν, οι οποίες είχαν σχεδόν εξαλειφθεί μέχρι τη δεκαετία του 80. Ένα άλλο χαρακτηριστικό σε κάποια είδη IGBT είναι ο αρνητικός συντελεστής θερμοκρασίας ο οποίος μπορεί να οδηγήσει σε θερμικό runaway και κάνει το παραλληλισμό των συσκευών δύσκολο να πετύχει. Τώρα απευθύνονται σε αυτό το πρόβλημα στις τελευταίες γενιές του IGBT.

Είναι ξεκάθαρο ότι μια ταξινόμηση, βασισμένη στην τάση και συχνότητα, εναλλαγής παρέχει δυο παραμέτρους κλειδί για να καθορίσουμε αν η καλύτερη συσκευή για μια εφαρμογή είναι το MOSFET ή το IGBT. Ωστόσο, υπάρχουν δυσκολίες στην επιλογή ένα συστατικό μέρος στην περιοχή επικάλυψης, η οποία συμπεριλαμβάνει τάσεις από 250- 1000V και συχνότητες από 20-100kHz. Στο $v < 500V$ το BJT έχει αντικατασταθεί πλήρως από το MOSFET στις εφαρμογές ηλεκτρικού ρεύματος και επίσης έχει εκτοπιστεί και στις υψηλότερες εντάσεις που τα νέα σχέδια χρησιμοποιούν IGBT. Οι περισσότερες βιομηχανικές ανάγκες είναι στην κλίμακα 1-2kV τάσεις φραγής (blocking voltages), 200-500ampere αγωγιμότητας και με ταχύτητες εναλλαγής στα 10-100 ns. Αν και τα τελευταία χρόνια οι καινούριες εργασίες εκτόπισαν το BJT προς IGBT, και αναμένεται ότι θα υπάρξει μια μείωση των αριθμών σχεδίασης για νέα συστήματα ηλεκτρικού ρεύματος τα οποία ενσωματώνουν BJT, μερικές εφαρμογές για τα BJT υπάρχουν, επίσης η τεράστια «χτισμένη» ιστορία των εξοπλισμών όπου έχει εγκατασταθεί στις βιομηχανίες κάνουν το BJT μια καλή συσκευή.

5.2 Βασική κατασκευή και λειτουργία

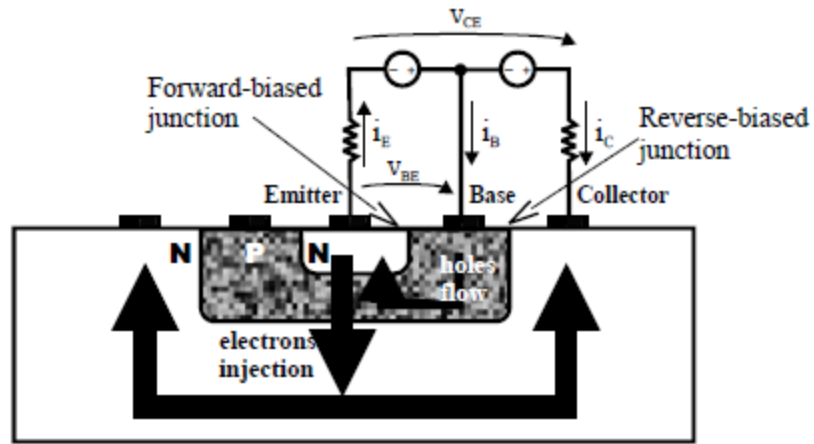


FIGURE 5.2 Structure of a planar bipolar junction transistor.

Το BJT αποτελείται από μια κατασκευή με 3 περιοχές του είδους n και είδος p υλικά ημιαγωγών : μπορεί να κατασκευαστεί ως $n p n$ ή $p n p$. Η εικ. 5.2 δείχνει την πραγματική κατασκευή του επίπεδου $n p n$ bjt. Η λειτουργία συνδέεται στενά με αυτή τη δίοδο junction όπου σε κανονικές συνθήκες το $p n$ junction ανάμεσα στη βάση και το συλλέκτη είναι forward biased (προς τα εμπρός) ($U_{bc} < 0$), όπου υπάρχει ηλεκτρικό πεδίο (περιοχή εξάντλησης). Φτάνοντας στο junction, τα ηλεκτρόνια τραβιούνται και διασχίζουν την περιοχή εξάντλησης και στο συλλέκτη. Αυτά τα ηλεκτρόνια ρέουν μέσα από την περιοχή συλλογής και μετά βγαίνουν από την επαφή του συλλέκτη. Επειδή τα ηλεκτρόνια κουβαλούν αρνητική φόρτιση, η κίνηση τους αποτελεί θετικό ρεύμα ρέοντας στο τελικό σταθμό εξωτερικής συλλογής. Αν και το forward biased base emitter junction τρυπάει από τη βάση έως τη πηγή εκπομπών, αυτές οι τρύπες δεν συνεισφέρουν στο ρεύμα συλλέκτη αλλά έχουν ως αποτέλεσμα μια $p n$ ρεύματος net component μέσα στη βάση έως την πηγή εκπομπών. Έτσι το ρεύμα της πηγής εκπομπών αποτελείται από 2 μέρη: τα ηλεκτρόνια που πρόκειται να εισάγονται στο base-emitter junction και οι τρύπες που γίνονται από τη βάση στο emitter. Το ρεύμα της πηγής εκπομπών έχει εκθετική σχέση με τη τάση στο base-emitter στη εξίσωση

$$i_E = i_{E0} \left(e^{\frac{V_{BE}}{\eta \cdot V_T}} - 1 \right) \quad (5.1)$$

5.1: όπου i_e είναι το ρεύμα κορεσμός του base-emitter junction και είναι συντελεστής (f) των επίπεδα doping, θερμοκρασία και εμβαδόν του base-emitter junction. V_t είναι η θερμική τάση kT/q και n είναι το συντελεστή εκπομπής.

Το ρεύμα των ηλεκτρονίων φτάνοντας στο συλλέκτη junction μπορεί να εκφραστεί ως κλάσμα α του συνολικού ρεύματος που περνάει από το base-emitter junction.

$$i_C = \alpha i_E \quad (5.2)$$

$i_C = \alpha i_E$ (5.2).

Επειδή το τρανζίστορ είναι μια συσκευή τριών σταθμών, το I_E είναι ισότιμο με το $i_e + i_B$ και έτσι το ρεύμα βάσης μπορεί να εκφραστεί ως το παρακάτω κλάσμα (5.3).

$$i_B = (1 - \alpha) i_E \quad (5.3)$$

ο συλλέκτης και το ρεύμα βάσης συσχετίζονται με την αναλογία (5.4).

$$\frac{i_C}{i_B} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \beta \quad (5.4)$$

Οι αξίες α και β για το κάθε τρανζίστορ εξαρτώνται κυρίως από τις πυκνότητες doping στη βάση, συλλέκτη και περιοχές emitter καθώς και τη γεωμετρία της συσκευής. Ο ανάσυνδυασμός και η θερμοκρασία επίσης επηρεάζουν τις αξίες για τους 2 παραμέτρους.

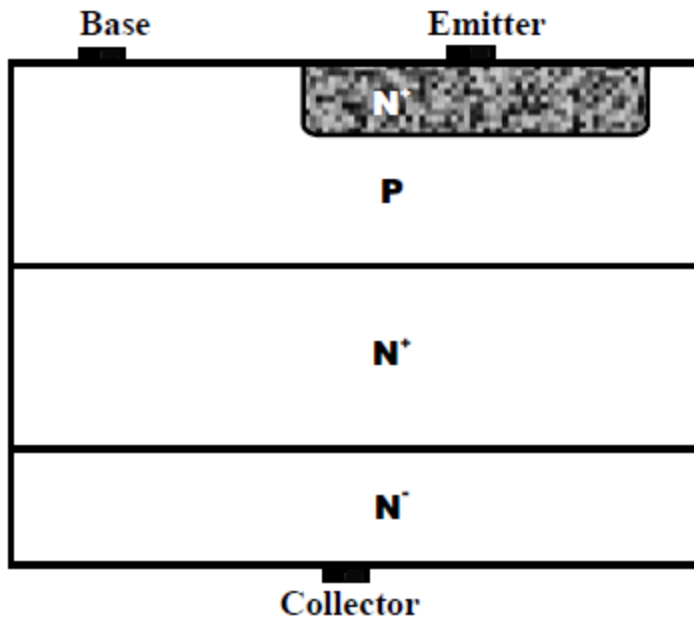


FIGURE 5.3 Power transistor vertical structure.

Ένα τρανζίστορ ηλεκτρικού ρεύματος απαιτεί μεγάλη τάση φραγής όταν είναι απενεργοποιημένο και μια δυνατότητα για υψηλό ρεύμα όταν είναι ενεργοποιημένο: μια συσκευή με κάθετο προσανατολισμό και με 4 στρώσεις όπως φαίνεται στη εικ. 5.3 είναι προτιμότερο επειδή μεγιστοποιεί τη διατομή της περιοχής μέσα στην οποία ρέει το ρεύμα, ενισχύοντας την αντίσταση της ενεργοποιημένης συσκευής και διανομή ρεύματος μέσα στη συσκευή (2). Υπάρχει μια μεσαία περιοχή συλλογής με μέτρια νόθευση και η περιοχή εκπομπού είναι ελεγχόμενη έτσι ώστε να έχει ομογενή ηλεκτρικό πεδίο. Η μεγιστοποίηση της νόθευσης και το πάχος της βάσης απαιτούνται για να κατορθώσουν υψηλή πτώση τάσης και ικανότητα ενίσχυσης. Τα τρανζίστορ ηλεκτρικού ρεύματος έχουν τους εκπομπούς και βάσεις τους εκτεθειμένα για να μειώσουν παρασιτικά ωμικά φορτία, στο δρόμου του ρεύματος της βάσης κάτι το οποίο βελτιώνει τη συσκευή από μια δεύτερη πτώση τάσης. Το τρανζίστορ συνήθως σχεδιάζεται για να μεγιστοποιεί τη περιφέρεια εκπομπής ανά μονάδα του εμβαδού περιοχής της σιλικόνης, έτσι ώστε να πετύχει την υψηλότερη απόκτηση ρεύματος. Για να εξασφαλίσουν ότι τα τρανζίστορ έχουν το μεγαλύτερο δυνατόν περιθώριο ασφάλειας, σχεδιάζονται με την ικανότητα να διαλύσουν αρκετά ρεύματα ισχύος και έτσι έχουν χαμηλή θερμική αντίσταση. Για αυτό το λόγο, η περιοχή του τσιπ είναι μεγάλη γιατί η περιφέρεια εκπομπού ανά μονάδα εμβαδόν πρέπει να είναι όσο μεγαλύτερη γίνεται. Οι περισσότεροι κατασκευαστές τρανζίστορ χρησιμοποιούν αλουμίνιο μεταλλισμό επειδή έχει πολλά ελκυστικά πλεονεκτήματα (ανάμεσα τους η ευκολότερη εφαρμογή μέσου κατάθεσης ατμού και ευκολότερη ανάλυση με φωτολιθογραφία).

Ένα μεγάλο πρόβλημα με το αλουμίνιο είναι ότι μόνο μια λεπτή στρώση μπορεί να χρησιμοποιηθεί με κανονικές τεχνικές κατάθεσης ατμού. Έτσι όταν το υψηλό ρεύμα εφαρμόζεται κατά μήκος στα άκρα του εκπομπού, μια πτώση συμβαίνει κατά μήκος σε αυτά και η αποδοτικότητα έγχυσης στα μέρη της περιφέρειας που είναι πιο μακριά από την επαφή εκπομπού μειώνεται. Αυτό περιορίζει την ποσότητα του ρεύματος που μπορεί το κάθε άκρο να είναι αγωγός. Αν ο μεταλλισμός με χαλκό αντικαθίσταται με το αλουμίνιο, τότε είναι δυνατόν να μειώσουμε την αντίσταση από την επαφή εκπομπού στις περιοχές που λειτουργούν τα τρανζίστορ (η περιφέρεια του εκπομπού).

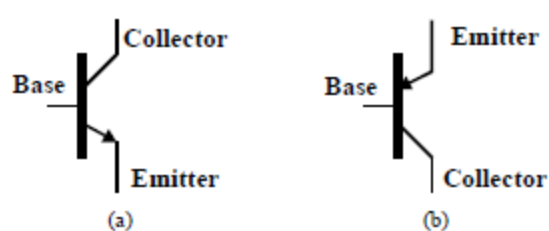


FIGURE 5.4 Circuit symbols (a) NPN transistor; and (b) PNP transistor.

Από άποψη κυκλώματος, Eqs. (5.1-5.4) χρησιμοποιούνται να συσχετίζουν τα μεταβλητά της πύλης εισαγωγής στο BJT (που σχηματίζεται από βάση (β) και εκπομπού (F) στην πύλη εξαγωγής (συλλέκτης C) και εκπομπού (E)). Τα σύμβολα των κυκλωμάτων δείχνονται στη εικ. 5.4. Οι περισσότερες εφαρμογές ηλεκτρικού ρεύματος χρησιμοποιούν NPN τρανζίστορ ειδή τα ηλεκτρόνια κινούνται πιο γρήγορα από τις τρύπες και έτσι, τα NPN τρανζίστορ έχουν αρκετά πιο γρήγορο χρόνο επικοινωνίας.

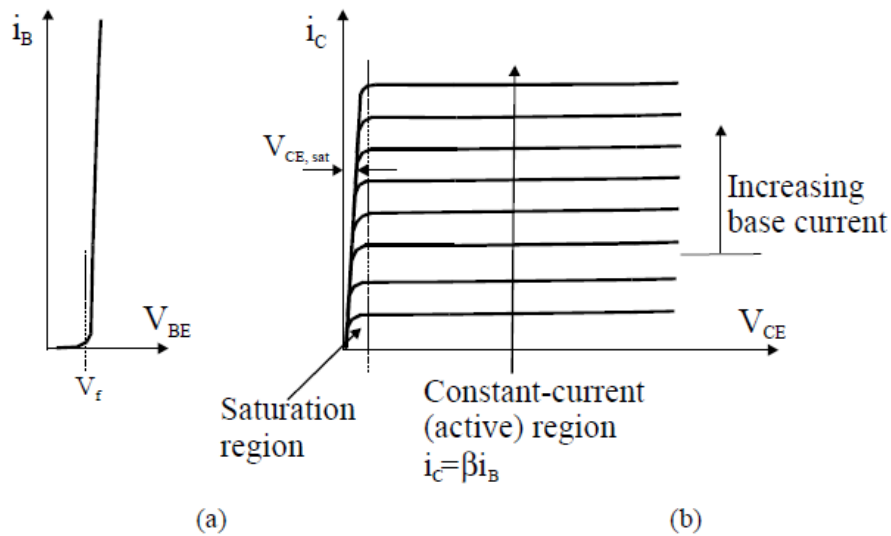


FIGURE 5.5 Family of current-voltage characteristic curves. (a) base-emitter input port; and (b) collector-emitter output port.

5.3 Στατιστικά χαρακτηριστικά

Τα στατιστικά χαρακτηριστικά καθορίζουν τα μέγιστα επιτρεπτά όρια της τάσης, του ρεύματος και της κατανάλωσης ισχύος. Το απόλυτο όριο της τάσης στο μηχανισμό αφορά το φαινόμενο της χιονοστιβάδας όσον αφορά την πρόληψη θερμικής εκτόνωσης. Τα προς τα εμπρός ρεύματα ορίζονται έτσι ώστε η θερμοκρασία junction να μην υπερβαίνει μια καθορισμένη αξία έτσι ώστε να αποτραπεί η καταστροφή των άκρων και των επαφών από την εξάτμιση. Όταν μια ισχύς διαχέεται σε μία συσκευή ημιαγωγού παράγει μια αύξηση στη θερμοκρασία και συσχετίζεται με την θερμική αντίσταση. Μια οικογένεια των χαρακτηριστικών κυματομορφών τάσεων και ρευμάτων φαίνεται στην εικόνα 5.5. Η εικόνα 5.5 δείχνει το ρεύμα της βάσης I_B σημειωμένο στο γράφημα ως συνάρτηση στο συλλέκτη-εκπομπό τάση V_{ce} , με το I_B ως μεταβλητή ελέγχου.

Η εικόνα 5.5 δείχνει διάφορες καμπύλες που διακρίνονται μεταξύ τους από την τιμή του ρεύματος βάσης. Η ενεργή περιοχή ορίζεται από τα οριζόντια επίπεδα τμήματα τάσης-ρεύματος που δείχνουν σταθερό i_c ρεύμα, επειδή το ρεύμα συλλέκτη δεν αλλάζει σημαντικά με το V_{ce} για ένα δεδομένο i_b . Αυτά τα τμήματα χρησιμοποιούνται μόνο για τα τρανζίστορ μικρού σήματος που λειτουργούν ως γραμμικοί ενισχυτές. Από την άλλη, τα συστήματα μεταγωγής ηλεκτρονικών ισχύος απαιτούν τρανζίστορ που να λειτουργούν είτε στην περιοχή κορεσμού όπου το V_{ce} είναι μικρό είτε στην περιοχή αποκοπής όπου το ρεύμα είναι μηδέν και η τάση κρατιέται από τη συσκευή. Το μικρό ρεύμα βάσης ωθεί τη ροή ενός πολύ μεγαλύτερου ρεύματος ανάμεσα στο συλλέκτη και τον εκπομπό : το κέρδος αυτό (που ονομάζεται beta (Eq. 5.4.)) εξαρτάται από τη θερμοκρασία V_{ce} και i_c . Η εικόνα 5.6 δείχνει την αύξηση στην απόκτηση ρεύματος με αυξημένη τάση συλλέκτη: η απόκτηση πέφτει και στα υψηλά και στα χαμηλά επίπεδα ρεύματος.

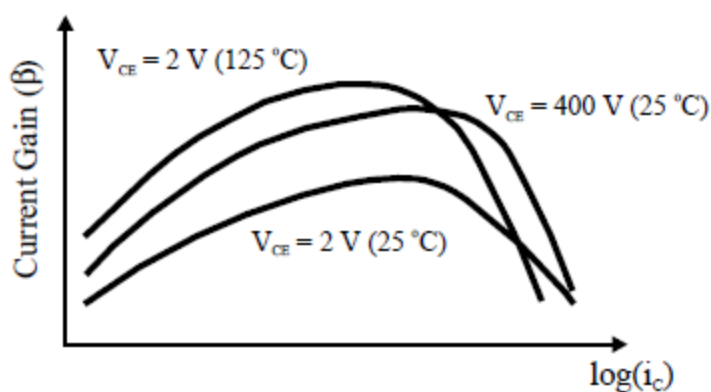


FIGURE 5.6 Current gain depends on temperature V_{CE} and I .

BJTs υψηλής τάσης έχουν συνήθως χαμηλό κέρδος ρεύματος, και έτσι οι συσκευές που είναι συνδεδεμένες κατά Darlington, όπως φαίνονται στην εικόνα 5.7 συνήθως χρησιμοποιούνται. Αν υπολογίσουμε την αύξηση $B1$ και $B2$ για το καθένα από αυτά τα τρανζίστορ, η Darlington σύνδεση θα έχει αυξημένη απόκτηση $B1+B2+B1B2$ και η διόδος $D1$ επιταχύνει την διαδικασία της απενεργοποίησης, επιτρέποντας στον οδηγό βάσης να απομακρύνει το αποθηκευμένο φορτίο από τις βάσεις τρανζίστορ.

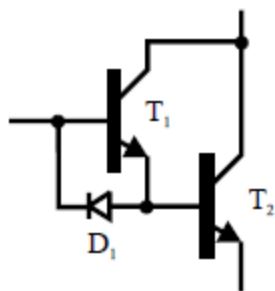


FIGURE 5.7 Darlington-connected BJTs.

Power bipolar Transistors

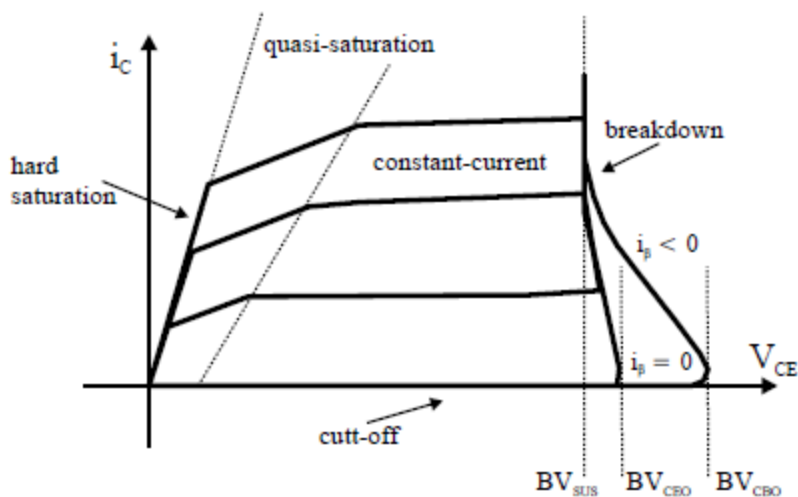


FIGURE 5.8 Voltage-current characteristics for a vertical power transistor.

Κατακόρυφη δομή τρανζίστορ ισχύος έχουν μια επιπλέον περιοχή λειτουργίας που λέγεται περιοχή κορεσμού, που αναφέρεται στην καμπύλη χαρακτηριστικών στην εικόνα 5.8. Ένα τέτοιο χαρακτηριστικό αποτελεί συνέπεια της στην LDD περιοχής συλλέκτη όπου ο συλλέκτης base junction υποστηρίζει μία χαμηλή ανάστροφη πόλωση. Αν το τρανζίστορ εισέρχεται στη περιοχή σκληρού κορεσμού η κατανάλωση ισχύος ελαχιστοποιείται: υπάρχει ωστόσο μια ανταλλαγή στην περιοχή κορεσμού όπου τα αποθηκευμένα ρεύματα είναι μικρότερα.

Στα υψηλά ρεύματα του συλλέκτη το κέρδος μειώνεται με την αύξηση της θερμοκρασίας και με τη λειτουργία κορεσμού τέτοια αρνητική ανάδραση χρίζει προσεκτικό παραλληλισμό συσκευής. Δυο μηχανισμοί μικρό-ηλεκτρονικού επίπεδου καθορίζουν την πτώση στο κέρδος, δηλαδή την αγωγιμότητα διαμόρφωσης και τον συνωστισμό εκπομπού. Κάποιος μπορεί να προσέξει ότι υπάρχει μια περιοχή που λέγεται πρωτογενής ανάλυση (primary breakdown) εξαιτίας της συμβατικής χιονοστιβάδας του CB κόμβου και την μεγάλη ροή του ρεύματος.

Εδώ το BV_{sus} , το όριο για την πρωτογενή ανάλυση είναι η μέγιστη τάση συλλέκτη-εκπομπού που μπορεί να παραμείνει στο τρανζίστορ όταν μεταφέρει υψηλό ρεύμα συλλέκτη. Το BV_{sus} είναι χαμηλότερο από το BV_{ce0} ή BV_{cbd} , δύο από τα οποία μετρούν την ικανότητα τάσης στασιμότητας του τρανζίστορ όταν το ρεύμα βάσης είναι μηδέν ή αρνητικό. Το διπολικό τρανζίστορ έχει και άλλο ένα δυναμικό τρόπο πιθανής αστοχίας που λέγεται δεύτερο breakdown, η οποία εμφανίζεται ως μία απότομη πτώση στην τάση συλλέκτη-εκπομπού σε μεγάλα ρεύματα. Επειδή η κατανάλωση ισχύος δεν εξαπλώνεται ομοιόμορφα στη συσκευή αλλά αντίθετα, αρκετά συμπυκνωμένη σε μερικές περιοχές, αυτό εξυπηρετεί για να κάνουν την τοπική κλίση ανόδου της θερμοκρασίας πολύ γρήγορα. Τέτοια θερμική εκτόνωση δημιουργεί hotspots που μπορούν τελικά να λιώσουν και να ανακρυσταλωσουν τη σιλικόνη, φέρνοντας ως αποτέλεσμα την καταστροφή της συσκευής. Το κλειδί στο να αποφύγουμε το δεύτερο breakdown είναι να 1. Να διατηρήσουμε την κατανάλωση ισχύος υπό έλεγχο και 2. Να χρησιμοποιήσουμε ένα ελεγχόμενο ρυθμό μεταβολής ισχύος της βάσης κατά την διάρκεια της απενεργοποίησης της συσκευής και 3. Η χρήση κυκλωμάτων προστασίας snubber και 4. Να βάλουμε την τροχιά μεταγωγής σε θέση ώστε να είναι μέσα στα όρια της περιοχής της ασφαλούς λειτουργίας (SOA).

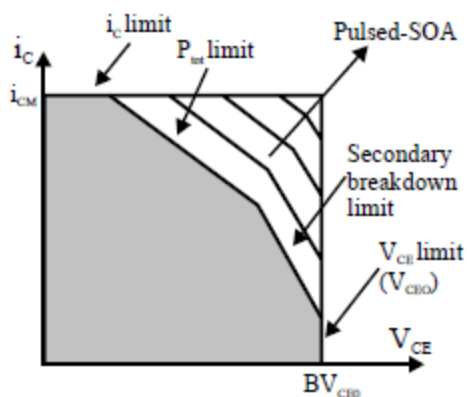


FIGURE 5.9 Forward-bias safe operating area (FBSOA).

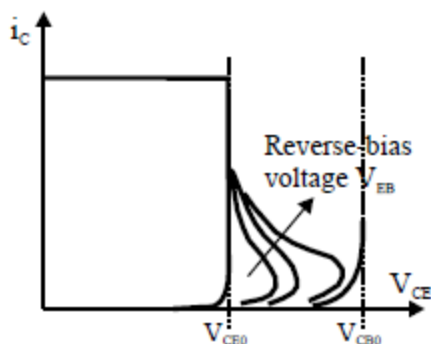


FIGURE 5.10 Reverse-bias safe operating area (RBSOA).

Για να περιγράψουμε της μέγιστες τιμές ρεύματος και τάσης στα οποία πρέπει το BJT να υπόκειται, δυο διαγράμματα χρησιμοποιούνται: το εμπρός πόλωσης (forward bias) ασφαλής λειτουργίας (FBSOA) που δίνεται στην εικόνα 5.9 και το ανάστροφης πόλωσης (reverse bias) (RBSOA) που φαίνεται στην εικ. 5.10. Στο FBSOA ρεύμα το I_{CM} είναι το μέγιστο ρεύμα της διάταξης και υπάρχει ένα όριο που ορίζει τη μέγιστη θερμική διάχυση και ένα όριο που ορίζει το δεύτερο breakdown. Αυτές οι περιοχές επεκτείνονται στη λειτουργία διακοπής (switching mode). Το επαγωγικό φορτίο παράγει μια υψηλότερη ενέργεια κορυφής στην απενεργοποίηση από το αντίστοιχο παθητικό. Τότε είναι δυνατόν να έχουμε αποτυχία δευτέρου breakdown αν υπερβαίνει το RBSOA. Ένα αντίστροφο ρεύμα βάσης βοηθάει την εσωτερική λειτουργία του οδηγώντας σε μια εκτεταμένης περιοχής RBSOA. Η RBSOA καμπύλη δείχνει ότι οι τάσεις κάτω από το V_{ce0} η ασφαλής περιοχή είναι ανεξάρτητη της ανάστροφης τάσης πόλωσης και περιορίζεται μόνο από το ρεύμα του συλλέκτη της συσκευής, ενώ πάνω από το V_{ce0} το ρεύμα του συλλέκτη πρέπει να είναι υπό έλεγχο, εξαρτάται από την εφαρμοζόμενη τάση ανάστροφης πόλωσης, επιπλέον, οι επιδράσεις της θερμοκρασίας υποβαθμίζουν την ασφαλή περιοχή λειτουργίας. Η ικανότητα του τρανζίστορ να κάνει τα υψηλά ρεύματα αξιόπιστα ορίζεται από τις ικανότητες του χειρισμού μέγιστης ισχύος. Αυτή ικανότητα εξαρτάται και από το ρεύμα του τρανζίστορ και τη θερμική πυκνότητα σε όλο την ενεργή περιοχή. Για να βελτιστοποιηθεί η ασφαλής περιοχή λειτουργίας (SOA), τόσο το ρεύμα όσο και η θερμική πυκνότητα πρέπει να είναι χαμηλές. Γενικά, είναι τα hotspots που συμβαίνουν στα πιο λεπτά μέρη του τρανζίστορ που θα προκαλέσουν την αποτυχία μιας συσκευής εξαιτίας φαινομένων δευτερεύουσας breakdown. Αν και μια φαρδιά βάση θα περιορίσει την πυκνότητα ρεύματος κατά πλάτος στην περιοχή της βάσης, η καλή θερμική βύθιση ακριβώς κάτω από το συλλέκτη θα δίνει την δυνατότητα στο τρανζίστορ να αντέξει υψηλή ισχύ αιχμής. Όταν το ρεύμα και η θερμότητα εξαπλώνονται σε μεγάλη περιοχή σιλικόνης, όλες αυτές οι καταστροφικές τάσεις κρατιούνται στο χαμηλότερο επίπεδο και το τρανζίστορ θα έχει την υψηλότερη ικανότητα SOA.

Όταν είναι ανοιχτό το τρανζίστορ, μπορούμε να αγνοήσουμε τις απώλειες του ρεύματος της βάσης και να υπολογίσουμε την απώλεια ενέργειας στην κατάσταση απώλειας της αγωγής με το Eq. 5.5. Ο σκληρός κορεσμός ελαχιστοποιεί την τάση όταν η συσκευή είναι ανοιχτή.

$$P_{ON} = I_C V_{CE(sat)} \quad (5.5)$$

5.4 Δυναμικά χαρακτηριστικά μεταγωγής (Dynamic Switching Characteristics)

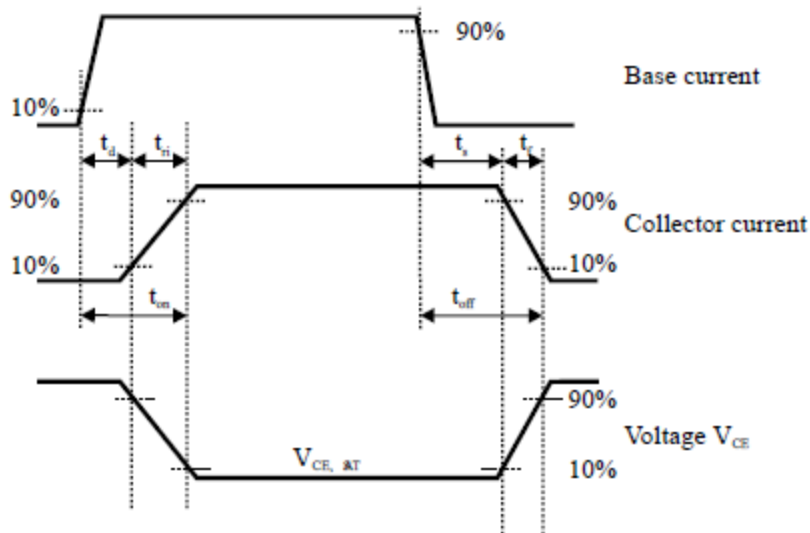


FIGURE 5.11 Resistive load dynamic response.

$$P_S = \frac{V_S I_M}{2} \tau f_s \quad (5.6)$$

Τα δυναμικά χαρακτηριστικά μεταγωγής είναι σημαντικά στον καθορισμό της ταχύτητας της συσκευής κατά την διάρκεια αλλαγής της κατάστασης αγωγής (on) έως και κατάσταση μπλοκαρίσματος (off). Η ταχύτητα μεταβολής είναι υψίστης σημασίας επειδή οι περισσότερες απώλειες οφείλονται στην υψηλή συχνότητα μεταγωγής. Η εικ. 5.11 δείχνει τυπικές κυματομορφές για φορτίο αντίστασης. Ο δείκτης “R” αναφέρεται στο χρόνο ανόδου (από 10 έως 90% μέγιστης τιμής). Για παράδειγμα t_{ri} είναι χρόνος ανόδου ρεύματος και εξαρτάται από το ρεύμα βάσης. Ο χρόνος πεσίματος φαίνεται στο «f». Η παράμετρος t_{fi} είναι ο χρόνος πεσίματος ρεύματος δηλαδή όταν το τρανζίστορ είναι σε κατάσταση μπλοκαρίσματος, αυτός ο χρόνος αντιστοιχεί στην αλλαγή από κατάσταση κορεσμού έως την κατάσταση απενεργοποίησης. Προκειμένου να βελτιώσουμε το t_{fi} το ρεύμα βάσης πρέπει να είναι αρνητικό και η συσκευή πρέπει να κρατιέται σε κορεσμό έτσι ώστε να ελαχιστοποιούνται τα αποθηκευμένα ρεύματα. Ο χρόνος καθυστέρησης φαίνεται στην αξία t_d , που αντιστοιχεί στο χρόνο για να αποφορτιστεί η χωρητικότητα του κόμβου βάσης- εκπομπού, ο οποίος χρόνος μπορεί να μειωθεί με μεγαλύτερο ρεύμα βάσης με υψηλή κλίση. Ο χρόνος αποθήκευσης (t_s) είναι μια πολύ σημαντική παράμετρος για τα BJT τρανζίστορ, είναι ο χρόνος που απαιτείται για την εξουδετέρωση των φορτίων που είναι

αποθηκευμένα στο συλλέκτη και στη βάση. Ο χρόνος αποθήκευσης και οι απώλειες μεταγωγής είναι σημεία κλειδιά όταν αντιμετωπίζουμε διπολικό τρανζίστορ BJT.

Οι απώλειες μεταγωγής συμβαίνουν τόσο στην ενεργοποίηση όσο και στη απενεργοποίηση. Για λειτουργία σε υψηλές συχνότητες οι χρόνοι ανόδου και πεσίματος για τη τάση και το ρεύμα παίζουν σημαντικό ρόλο όπως φαίνεται στην Εικ. 5.12.

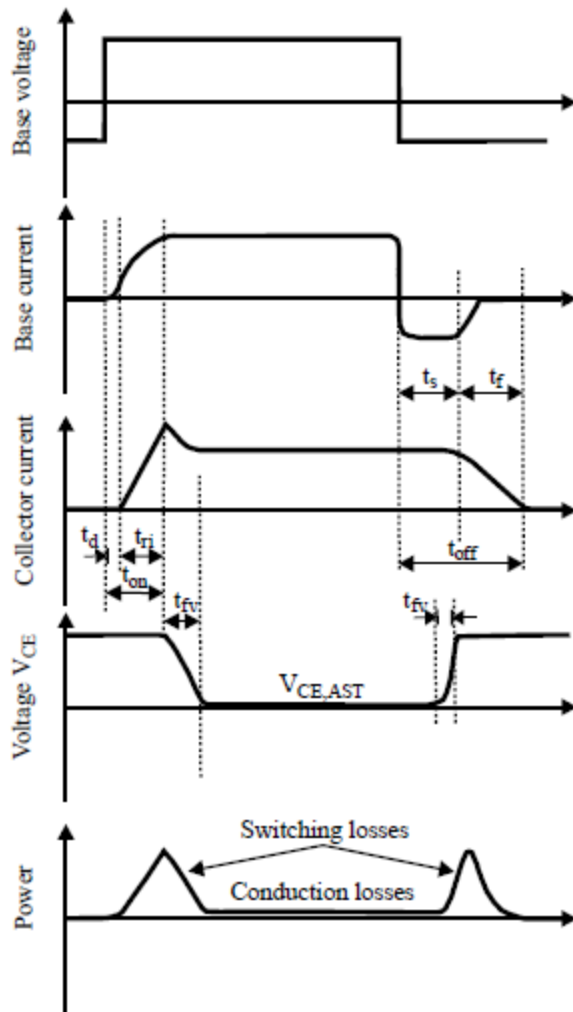


FIGURE 5.12 Inductive load switching characteristics.

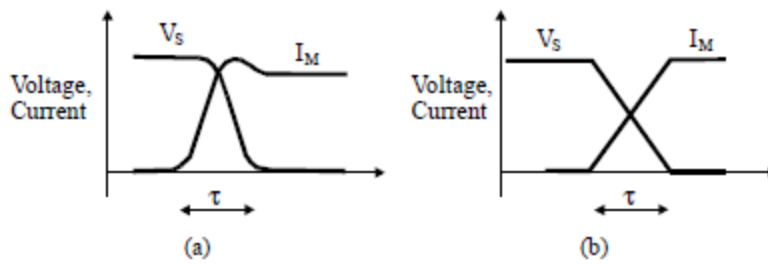


FIGURE 5.13 Turn-off voltage and current switching transition. (a) inductive load; and (b) resistive load.

Μια συνηθισμένη μεταβολή επαγωγικού φορτίου φαίνεται στην εικ. 5.13. Η εικόνα δείχνει μια μεταβολή απενεργοποίησης. Το ρεύμα και η τάση εναλλάσσονται στην ενεργοποίηση και μια προσέγγιση με βάση την γραμμή μεταγωγής σε ευθεία (ωμικό φορτίο) δίνει τις απώλειες μεταγωγής που υπολογίζονται χρησιμοποιώντας Eq. (5.6), όπου τ είναι η διάρκεια μεταγωγής και τα επίπεδα ρεύματος όπως φαίνονται στην εικ. 5.14.

Power Bipolar Transistors

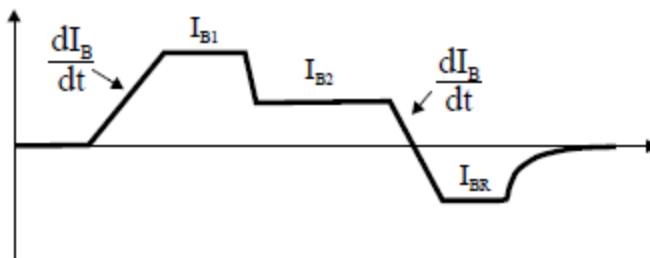


FIGURE 5.14 Recommended base current for BJT driving.

Πετυχαίνουμε την πιο ωφέλιμη λειτουργία όταν μεγιστοποιούνται οι χρόνοι των μεταβολών. Μια τέτοια απαίτηση ελαχιστοποιεί τις απώλειες μεταγωγής. Έτσι μια καλή διπολική συσκευή κυκλώματος, ακολουθεί την λειτουργία του τρανζίστορ. Ένα κύκλωμα βάσης πρέπει να παρέχει υψηλό ρεύμα ορθής λειτουργίας της βάσης (I_{B1}) όπως φαίνεται στην εικ. 5.14 αν θέλουμε να εξασφαλίσουμε την ενεργοποίηση του ημιαγωγού ισχύος γρήγορα. Το κύκλωμα βάσης πρέπει να κρατάει το BJT σε πλήρη κορεσμό έτσι ώστε να ελαχιστοποιεί τις απώλειες αγωγιμότητας προς τα εμπρός, αλλά ένα επίπεδο I_{B2} θα διατηρούσε το τρανζίστορ σε quasi κορεσμό κάτι το οποίο αποφεύγει υπερβολικές φορτίσεις στη βάση. Η ελεγχόμενη κλίση και το αντίστροφο ρεύμα I_{BR} εξαλείφουν τα αποθηκευμένα φορτία στη βάση του τρανζίστορ, επιταχύνοντας την απενεργοποίηση της συσκευής.

6 The Power MOSFET

6.1 Εισαγωγή

Αυτό το κεφάλαιο παρέχει μια επισκόπηση των συσκευών μεταγωγής ημιαγωγών MOSFET ισχύος. Η λεπτομερής συζήτηση της φυσικής δομής, υλοποίησης, και φυσικής συμπεριφοράς της συσκευής και συσκευασίας είναι πέρα από το πεδίο εφαρμογής του παρόντος κεφαλαίου. Η έμφαση εδώ θα δοθεί στα χαρακτηριστικά μεταγωγής τερματικού i-v της διαθέσιμης συσκευής, χαρακτηριστικά μεταγωγής ανοίγματος και σβησίματος. Το PS το κομμάτι υλοποίησης την τάση του ρεύματος και τα όρια μεταγωγής. Αν και οι περισσότερες από τις διαθέσιμες συσκευές ισχύος ημιαγωγών φτιάχνονται από υλικά σιλκόνης ή γερμανίου, άλλα υλικά όπως αρσενίδιο του γαλλίου, διαμάντια και καρβίδιο του πυριτίου δοκιμάζονται τώρα.

Μια από τις κύριες συνεισφορές, η οποία οδήγησε στη καλλιέργεια του τομέα των ηλεκτρονικών ισχύος είναι η πρόοδος χωρίς προηγούμενο στη τεχνολογία ημιαγωγών, ιδίως όσον αφορά την ταχύτητα μεταγωγής και του χειρισμού ισχύος. Ο τομέας των ηλεκτρονικών ισχύος ξεκίνησε με την εισαγωγή του ελεγχόμενου ανορθωτή πυριτίου (SCR) το 1958. Από τότε ο τομέας έχει μεγαλώσει παράλληλα με την πρόοδο της τεχνολογίας στις συσκευές ημιαγωγών ισχύος. Στην πραγματικότητα, η ιστορία των ηλεκτρονικών ισχύος συσχετίζεται πολύ με την ανάπτυξη των συσκευών μεταγωγής και αναδείχτηκε σαν ξεχωριστός τομέας όταν οι συσκευές υψηλής ισχύος MOSFET εισάχθηκαν στις δεκαετίες των 60 και 70. Από τότε η εισαγωγή των νέων συσκευών συνοδεύτηκε από μια δραματική βελτίωση στην ονομαστική ισχύ και την απόδοση μεταγωγής.

Εξαιτίας της λειτουργικής σημασίας τους, της πολυπλοκότητας των κυκλωμάτων, το πόσο εύθραστοι είναι, και το κόστος, ο μηχανικός σχεδιασμού των ηλεκτρονικών ισχύος πρέπει να εξοπλίζεται με μια σχολαστική κατανόηση της λειτουργίας της συσκευής, τους περιορισμούς, τα μειονεκτήματα και τη σχετική αξιοπιστία και αποτελεσματικότητά τους.

Την δεκαετία του 80, η ανάπτυξη των συσκευών ημιαγωγών ισχύος πήρε μια σημαντική στροφή όταν αναπτύχθηκε νέα τεχνολογία διαδικασίας η οποία επέτρεψε ενσωμάτωση του MOS και BJT τεχνολογίες στο ίδιο τσιπ. Μέχρι στιγμής δυο συσκευές που χρησιμοποιούν αυτή τη νέα τεχνολογία έχουν παρουσιαστεί στο χώρο: μονωμένη διπολική μετάβαση IGBT και ελεγχόμενο MOS θυρίστορ MCT. Πολλούς μεθόδους επεξεργασίας ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (IC) καθώς και εξοπλισμοί έχουν προσαρμοστεί για την ανάπτυξη συσκευών ισχύος. Ωστόσο, αντίθετα με τα Μικρο-ηλεκτρονικά IC, τα οποία επεξεργάζονται πληροφορίες, οι συσκευές ρεύματος IC επεξεργάζονται ρεύμα και έτσι η συσκευασία τους και οι τεχνικές επεξεργασίας είναι πολύ διαφορετικές.

Οι συσκευές ημιαγωγών ισχύος αντιπροσωπεύουν την “καρδιά” της σύγχρονων ηλεκτρονικών ισχύος, με δύο κύρια επιθυμητά χαρακτηριστικά των ημιαγωγών ισχύος που οδηγούν την ανάπτυξή τους:

1. ταχύτητα στην ενεργοποίηση και απενεργοποίηση και
2. δυνατότητες χειρισμού ισχύος (τάση μπλοκαρίσματος και ικανότητες μεταφοράς ρεύματος).

Οι βελτιώσεις τόσο στην τεχνολογία επεξεργασίας των ημιαγωγών όσο και κατασκευής οι τεχνικές συσκευασίας επέτρεψαν την ανάπτυξη ημιαγωγών υψηλής τάσης, υψηλού ρεύματος και γρήγορων χαρακτηριστικών ενεργοποίησης και απενεργοποίησης.

Σήμερα, οι συσκευές μεταγωγής κατασκευάζονται με εκπληκτικές δυνατότητες χειρισμού ισχύος και των ταχυτήτων μεταγωγής όπως θα δείξουμε αργότερα. Η διαθεσιμότητα των διάφορων συσκευών με διαφορετικές ταχύτητες μεταγωγής, δυνατότητες χειρισμού ισχύος, μέγεθος, κόστος κτλ., δίνει την δυνατότητα να καλυφθούν πολλές εφαρμογές ηλεκτρονικών ισχύος. Ως αποτέλεσμα, οι συμβιβασμοί γίνονται όταν πρόκειται για την επιλογή συσκευών ισχύος.

6.2 Η ανάγκη για μεταγωγή στα κυκλώματα ηλεκτρονικών ισχύος

Όπως έχουμε ήδη δηλώσει, η καρδιά του κάθε ηλεκτρονικού κυκλώματος ισχύος είναι το δίκτυο ημιαγωγών-μεταγωγής. Προκύπτει εδώ η απορία για το αν πρέπει να χρησιμοποιήσουμε διακόπτες για να εκτελέσουμε μετατροπή ηλεκτρικού ρεύματος από τη πηγή έως το φορτίο.

Η απάντηση, φυσικά, είναι όχι, αφού υπάρχουν πολλά κυκλώματα που μπορούν να εκτελέσουν μετατροπή ενέργειας χωρίς διακόπτες, συμπεριλαμβανόμενων των γραμμικών ρυθμιστών και ενισχυτών ισχύος. Ωστόσο, η ανάγκη για τη χρήση ημιαγωγών συσκευών για την εκτέλεση λειτουργιών μετατροπής σχετίζεται πολύ με την απόδοση του μετατροπέα. Στα κυκλώματα ηλεκτρονικών ισχύος, οι συσκευές ημιαγωγών γενικά λειτουργούν ως διακόπτες, δηλαδή, είτε στη κατάσταση ενεργοποίησης η απενεργοποίησης. Αντίθετα με τη περίπτωση των ενισχυτών ισχύος και γραμμικών ρυθμιστών όπου οι συσκευές ημιαγωγών λειτουργούν σε γραμμική λειτουργία. Ως αποτέλεσμα, μια μεγάλη ποσότητα ενέργειας χάνεται μέσα στο κύκλωμα τροφοδοσίας πριν η επεξεργασμένη ενέργεια φτάσει στην έξοδο. Οι συσκευές μεταγωγής ημιαγωγών χρησιμοποιούνται στα ηλεκτρονικά ισχύος λόγω της ικανότητας να ελέγχουν και να χειρίζονται μια μεγάλη ποσότητα ισχύος από την εισαγωγή έως την εξαγωγή με πολύ χαμηλή κατανάλωση ισχύος στη συσκευή μεταγωγής. Η χρήση τους βοηθάει να δημιουργηθούν συστήματα ηλεκτρονικών ισχύος με πολύ υψηλή αποδοτικότητα.

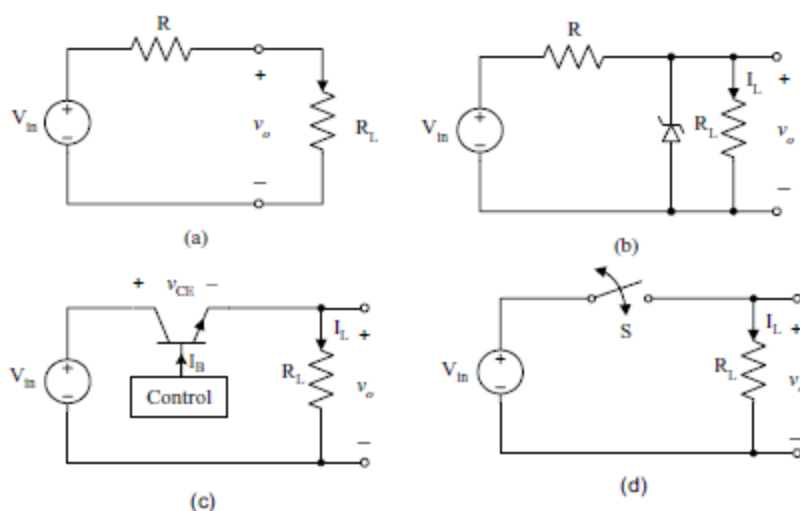
Η αποδοτικότητα θεωρείται ένα σημαντικό σημείο αναφοράς και έχει σημαντικές συνέπειες για τις συνολικές επιδόσεις του συστήματος. Στα συστήματα χαμηλής ισχύος, μεγάλες ποσότητες ρεύματος χάνονται σε μορφή θερμότητας, κάτι το οποίο φέρνει ως αποτέλεσμα μια η περισσότερες από τις παρακάτω επιπλοκές:

1. Αυξημένο κόστος ενέργειας εξαιτίας αυξημένης κατανάλωσης
2. Επιπλέον επιπλοκές στο σχεδιασμό ίσως επιβληθούν, ειδικά σε σχέση με το σχεδιασμό συσκευών ψύξης των κυκλωμάτων .
3. Επιπλέον τμήματα όπως οι συσκευές ψύξης αυξάνουν το κόστος, μέγεθος, και βάρος του συστήματος, με αποτέλεσμα να έχουμε χαμηλής πυκνότητας ισχύος .
4. Η διάχυση υψηλής ισχύος αναγκάζει το διακόπτη να λειτουργεί σε χαμηλή συχνότητα μεταγωγής, φέρνοντας ως αποτέλεσμα περιορισμένο εύρος ζώνης, αργή ανταπόκριση, και το πιο σημαντικό το μέγεθος και βάρος των μαγνητικών τμημάτων (πηνία και μετασχηματιστές) και πυκνωτές να παραμένουν μεγάλα. Έτσι, πάντα επιθυμείται να λειτουργούν οι διακόπτες σε πολύ υψηλές συχνότητες. Ωστόσο θα δείξουμε αργότερα ότι καθώς η συχνότητα μεταγωγής αυξάνεται, αυξάνεται και η μέση κατανάλωση ισχύος μεταγωγής . Έτσι μια σωστή επιλογή πρέπει να γίνει ανάμεσα στο μειωμένο μέγεθος, βάρος και κόστος εξαρτημάτων ,έναντι μειωμένης κατανάλωσης ισχύος μεταγωγής, το οποίο σημαίνει φθηνές συσκευές χαμηλής συχνότητας μεταγωγής .
5. Μειωμένη αξιοπιστία στα τμήματα και στη συσκευή.

Για περισσότερα από 30 χρόνια, έχει αποδειχτεί ότι η μεταγωγή (μηχανική ή ηλεκτρική) είναι ο καλύτερος εφικτός τρόπος να πετύχουμε την υψηλή απόδοση. Ωστόσο, σε αντίθεση με τους μηχανικούς διακόπτες, οι ηλεκτρονικοί διακόπτες είναι πολύ ανώτεροι εξαιτίας της ταχύτητας, του χειρισμού ισχύος τους καθώς και την αξιοπιστία τους.

Πρέπει να αναφέρουμε ότι τα πλεονεκτήματα στην χρήση διακοπών δεν έρχονται χωρίς κόστος. Εξαιτίας της φύσης των ρευμάτων και τάσης των διακοπών (τετραγωνικές κυματομορφές), αρμονικές υψηλής τάξης συνήθως παράγονται στο σύστημα. Για να μειώσουμε αυτές τις αρμονικές, προσθέτονται συνήθως επιπλέον φίλτρα στο σύστημα. Επίσης, ανάλογα με τον τύπο της συσκευής και το ηλεκτρονικό κύκλωμα ισχύος που χρησιμοποιείται, το κύκλωμα οδήγησης και το κύκλωμα προστασίας μπορούν να αυξήσουν σημαντικά την πολυπλοκότητα του συστήματος και το κόστος του.

Παράδειγμα 6.1 Ο σκοπός του παραδείγματος είναι να ερευνήσουμε την αποδοτικότητα των τεσσάρων διαφορετικών κυκλωμάτων ισχύος των οποίων οι λειτουργίες είναι να λάβουν ισχύ από μια πηγή 24V dc και να την διανέμουν στην εξαγωγή 12V dc σε ένα 6Ω ωμικό φορτίο. Δηλαδή, αυτά τα κυκλώματα χρησιμεύουν ως μετασχηματιστή dc με αναλογία 2:1. Τα τέσσερα κυκλώματα που φαίνονται στη εικ. 6.1 a,b,c,d αντιπροσωπεύουν το κύκλωμα διαιρέτη τάσης, ρυθμιστή Zener, γραμμικό ρυθμιστή τρανζίστορ, και το κύκλωμα μεταγωγής αντίστοιχα. Ο στόχος είναι να υπολογίσουμε την αποδοτικότητα των τεσσάρων κυκλωμάτων ηλεκτρονικής ισχύος.



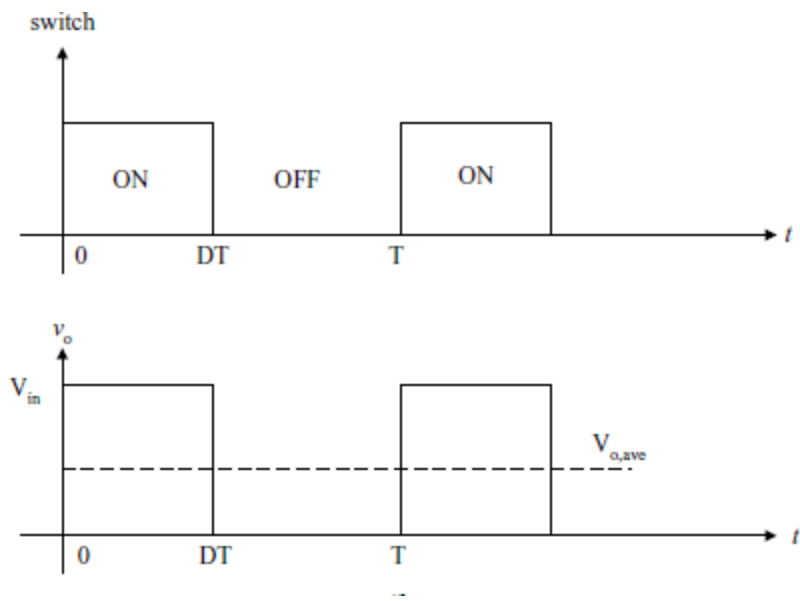
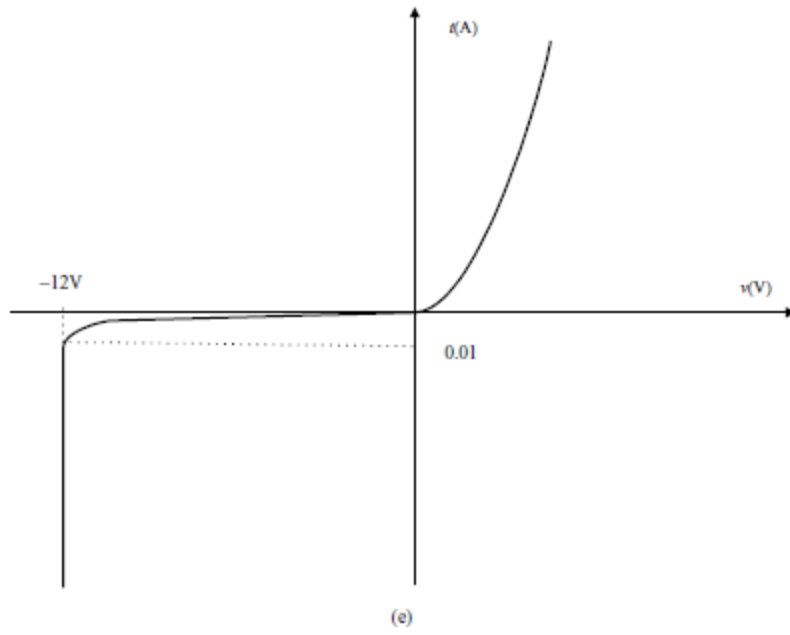


FIGURE 6.1 (a) Voltage divider; (b) Zener regulator; (c) transistor regulator; (d) switching circuit; (e) $i-v$ Zener diode characteristics and (f) switching and output waveforms.

Λύση 6.1 Τάση διαιρέτη dc ρυθμιστή: το πρώτο κύκλωμα, το πιο απλό, σχηματίζει ένα διαιρέτη τάσης με $R = R_L = 6\Omega$ και $V_o = 12V$. Η αποδοτικότητα που ορίζεται ως ο λόγος της μέσης ισχύος φορτίου P_L σε σχέση με το μέση ισχύ εισόδου, P_{in} .

$$\begin{aligned}\eta &= \frac{P_L}{P_{in}} \% \\ &= \frac{R_L}{R_L + R} \% = 50\%\end{aligned}$$

Στην πραγματικότητα, η αποδοτικότητα είναι απλά V_o/V_{in} . Καθώς η τάση εξόδου μειώνεται, η αποδοτικότητα μειώνεται ανάλογα.

Zener dc ρυθμιστής: αφού η επιθυμητή απόδοση είναι 12 V επιλέγουμε μια δίοδο zener με Zener breakdown $V_z = 12V$. Έστω ότι η δίοδος Zener έχει το i-v χαρακτηριστικό που φαίνεται στην εικ. 6.1 (e); καθώς $R_L = 6\Omega$, το ρεύμα φορτίου I_L είναι 2 A. Τότε υπολογίζουμε το R για $I_Z = 0,2$ A (10 από το ρεύμα φορτίου) με αποτέλεσμα $R = 5,27 \Omega$. Η ισχύς εισόδου είναι $P_{in} = 2,2$ A x 24V = 52,8W και η ισχύς εξόδου είναι $P_{out} = 24$ W.

Η αποδοτικότητα του κυκλώματος ορίζεται με το

$$\begin{aligned}\eta &= \frac{24 \text{ W}}{52.8 \text{ W}} \% \\ &= 45.5\%\end{aligned}$$

Τρανζίστορ dc ρυθμιστής: Είναι ξεκάθαρο από την εικ. 6.1c ότι η τάση συλλέκτη-εκπομπού πρέπει να είναι $\approx 12V$. Έτσι το κύκλωμα ελέγχου πρέπει να παρέχει ρεύμα βάσης I_B για να βάλει το τρανζίστορ στην ενεργό κατάσταση με $V_{ce} \approx 12V$. Καθώς ρεύμα στο φορτίο είναι 2A, τότε το ρεύμα συλλέκτη είναι περίπου 2 A (υπέθεσε μικρό I_B). Το σύνολο του ρεύματος που διαλύεται στο τρανζίστορ μπορεί να υπολογιστεί κατά προσέγγιση με τη παρακάτω εξίσωση:

$$\begin{aligned}P_{diss} &= V_{CE}I_C + V_{BE}I_B \\ &\approx V_{CE}I_C \approx 12 \times 2 = 24 \text{ W}\end{aligned}$$

Έτσι η αποδοτικότητα του κυκλώματος είναι 50.

Μεταγωγέας dc ρυθμιστής: ας θεωρήσουμε το κύκλωμα μεταγωγής στην εικ. 6.1.d υποθέτοντας ότι ο διακόπτης είναι ιδανικός και ότι περιοδικά ανοιγοκλείνει στην εικ. 6.1.f. Η κυματομορφή της τάση εξόδου φαίνεται στην εικ. 6.1f. Αν και η τάση εξόδου dc δεν είναι σταθερή η καθαρή, η μέση αξία της ορίζεται με το:

$$V_{o,ave} = \frac{1}{T} \int_0^{T_o} V_{in} dt = V_{in} D$$

Όπου το D είναι το duty ratio και είναι ισότιμο με την αναλογία του χρόνου ανοίγματος για την περίοδο μεταγωγής. Για $V_{o,ave}=12V$, θέσαμε το $D=0,5$, δηλαδή ο διακόπτης έχει κύκλο duty 0,5 50. Εδώ η μέση ισχύς εξόδου είναι 48W και η μέση ισχύς εισόδου είναι επίσης 48W, και έχει ως αποτέλεσμα 100% αποδοτικότητα. Αυτό έγινε φυσικά επειδή υποθέσαμε ότι ο διακόπτης είναι ιδανικός. Ωστόσο, αν υποθέσουμε ότι χρησιμοποιείται ένας διακόπτης BJT στο κύκλωμα που έχουμε προαναφέρει με $V_{CEsat}=1V$ και μικρό I_B , τότε η μέση απώλεια ρεύματος κατά το μήκος του διακόπτη είναι περίπου 2 W, που δημιουργεί μια γενική αποδοτικότητα 96%. Φυσικά, το κύκλωμα μεταγωγής που ορίζεται σε αυτό το παράδειγμα είναι υπεραπλοποιημένο επειδή ο διακόπτης απαιτεί επιπλέον κύκλωμα οδήγησης που δεν φαίνεται και που επίσης καταναλώνει κάποιο μέρος από το ρεύμα.

Ωστόσο, το παράδειγμα δείχνει ότι η υψηλότερη απόδοση μπορεί να επιτευχθεί με τη μετάβαση σε ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα ισχύος σε σύγκριση με την απόδοση που αποκτάται από ένα γραμμικό κύκλωμα. Επιπλέον, η διαφορά ανάμεσα στο γραμμικό κύκλωμα στην εικ. 6.1b και 6.1c και στο κύκλωμα μεταγωγή της εικ. 6.1d είναι ότι η ισχύς που διανέμεται στο φορτίο στην δεύτερη περίπτωση αναμένεται ανάμεσα στο μηδέν και 96W. Αν η εφαρμογή απαιτεί συνεχή παροχή ρεύματος με μικρό κυματισμό τάσης εξόδου, τότε ένα LC φίλτρο πρέπει να προστεθεί για να εξομαλύνει την τάση εξόδου.

Μια τελευταία παρατήρηση απαιτείται επάνω σε αυτά που γνωρίζουμε ως φορτίο και τη γραμμή ρύθμισης. Γραμμή ρύθμισης ορίζεται ως ο λόγος ανάμεσα στην μεταβολή της τάσης εξόδου DV_o , σε σχέση με την αλλαγή της τάσης εισόδου DV_{in} . Αυτές είναι πολύ σημαντικές παράμετροι στα ηλεκτρονικά ισχύος επειδή η τάση dc εισόδου αποκτάται από μια ανορθωμένη τάση γραμμής που συνήθως αλλάζει κατά $\pm 20\%$. Έτσι οποιοδήποτε κύκλωμα ηλεκτρονικής ισχύος πρέπει να έχει περιορισμένο ή συγκεκριμένο εύρος ρύθμισης γραμμής. Αν υποθέσουμε ότι η τάση εισόδου στην εικ. 6.1a,b μεταβάλλεται 2V, δηλαδή $DV_{in}=2V$, με το RL χωρίς αλλαγή, η αντίστοιχη μεταβολή στην τάση εξόδου DV_o είναι 1 V και 0,55V, αντίστοιχα. Αυτό θεωρείται πολύ φτωχή ρύθμιση γραμμής. Οι εικ. 6.1c,d έχουν πολύ καλύτερη ρύθμιση γραμμής και φορτίου επειδή ο έλεγχος κλειστού βρόχου αντισταθμίζει τη γραμμή και τις μεταβολές του φορτίου.

6.3 Γενικά χαρακτηριστικά μεταγωγής

6.3.1 ο ιδανικός διακόπτης

Είναι πάντα επιθυμητό να έχουμε διακόπτες ισχύος να λειτουργούν όσο κοντά γίνεται στην ιδανική περίπτωση . Για μια συσκευή ημιαγωγού που θέλουμε να λειτουργεί ως ιδανικός διακόπτης πρέπει να έχει τα παρακάτω χαρακτηριστικά:

1. Κανένα όριο στη ποσότητα του ρεύματος (που γνωρίζεται ως μπρος τα εμπρός ή προς τα πίσω ρεύμα) που μπορεί η συσκευή να μεταφέρει στην κατάσταση αγωγής
2. Κανένα όριο στην ποσότητα τάσης της συσκευής (που γνωρίζεται μπρος τα εμπρός ή προς τα πίσω τάση μπλοκαρίσματος) όταν η συσκευή είναι στην κατάσταση μη αγωγής
3. Μηδέν πτώση τάσης όταν είναι στη κατάσταση αγωγής
4. Άπειρη αντίσταση στην κατάσταση μη αγωγής , δηλαδή μηδέν απώλεια ρεύματος όταν είναι στη κατάσταση μη αγωγής και
5. Κανένα όριο στην ταχύτητα λειτουργίας της συσκευής όταν μεταβαίνει από τη μια κατάσταση (on) στην άλλη (off) , δηλαδή μηδενικός χρόνος ανόδου και πτώσης.

Οι κυματομορφές μεταγωγής για έναν ιδανικό διακόπτη φαίνονται στην εικόνα 6.2 όπου i_{sw} και v_{sw} είναι το ρεύμα διαρροής και η τάση στα άκρα του διακόπτη αντίστοιχα.

Κατά την διάρκεια περιόδων μεταγωγής και αγωγιμότητας η απώλεια ισχύος είναι μηδέν, με αποτέλεσμα η απόδοση να είναι στα 100% με καμία καθυστέρηση μεταγωγής , μια άπειρη συχνότητα λειτουργίας μπορεί να επιτευχθεί. Περιληπτικά, ένας ιδανικός διακόπτης έχει άπειρη ταχύτητα, απεριόριστες δυνατότητες χειρισμού ισχύος και 100% απόδοση. Πρέπει να αναφερθεί ότι δεν μας εκπλήσσει ότι βρίσκουμε συσκευές ημιαγωγών μεταγωγής που για πρακτικούς λόγους μπορεί να λειτουργήσουν ως ιδανικοί διακόπτες για αρκετές εφαρμογές.

6.3.2 Ο πρακτικός διακόπτης

Ο πρακτικός διακόπτης έχει τα παρακάτω χαρακτηριστικά μεταγωγής και μετάδοσης:

1. Περιορισμένες δυνατότητες χειρισμού ισχύος , δηλαδή περιορισμένο ρεύμα αγωγιμότητας όταν ο διακόπτης είναι ανοιχτός, και περιορισμένο μπλοκάρισμα τάσης όταν ο διακόπτης είναι κλειστός.
2. Περιορισμένη ταχύτητα μεταγωγής προκαλείται από τον περιορισμένο χρόνο ανοίγματος και κλεισίματος. Αυτό περιορίζει τη μέγιστη συχνότητα λειτουργίας της συσκευής.
3. Πεπερασμένη αντίσταση στην κατάσταση ενεργοποίησης και απενεργοποίησης, που σημαίνει ότι υπάρχει μικρή πτώση τάσης όταν είναι στην κατάσταση ενεργοποίησης, και ότι υπάρχει αντίστροφη ροή ρεύματος (διαρροή) στην κατάσταση απενεργοποίησης.
4. Εξαιτίας των χαρακτηριστικών 2 και 3, ο πρακτικός διακόπτης βιώνει απώλειες ρεύματος στις καταστάσεις ενεργοποίησης και απενεργοποίησης (που γνωρίζεται ως απώλεια μεταγωγής) και κατά τη διάρκεια μετάβασης μεταγωγής(που γνωρίζεται ως απώλεια μεταγωγής).

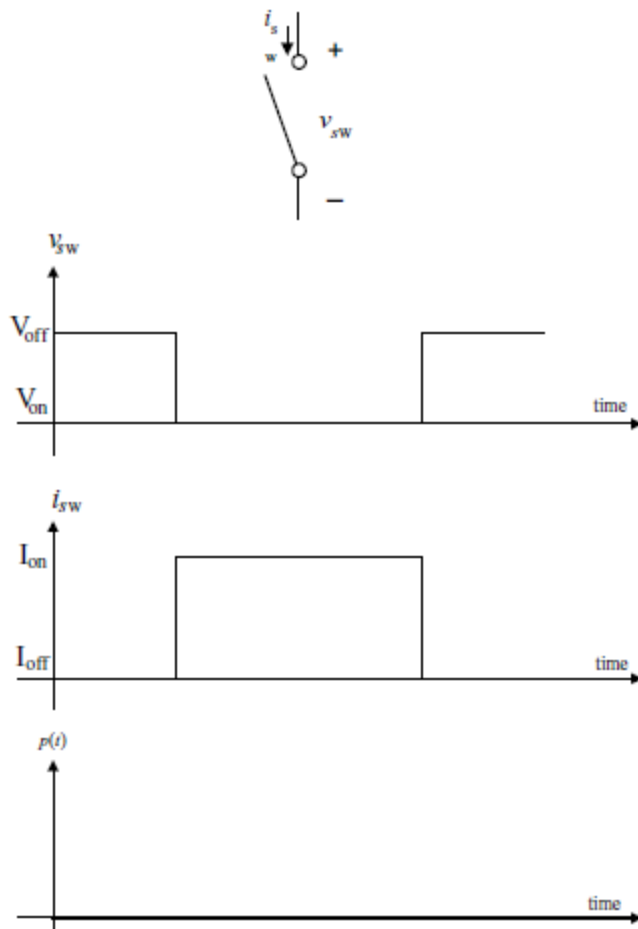
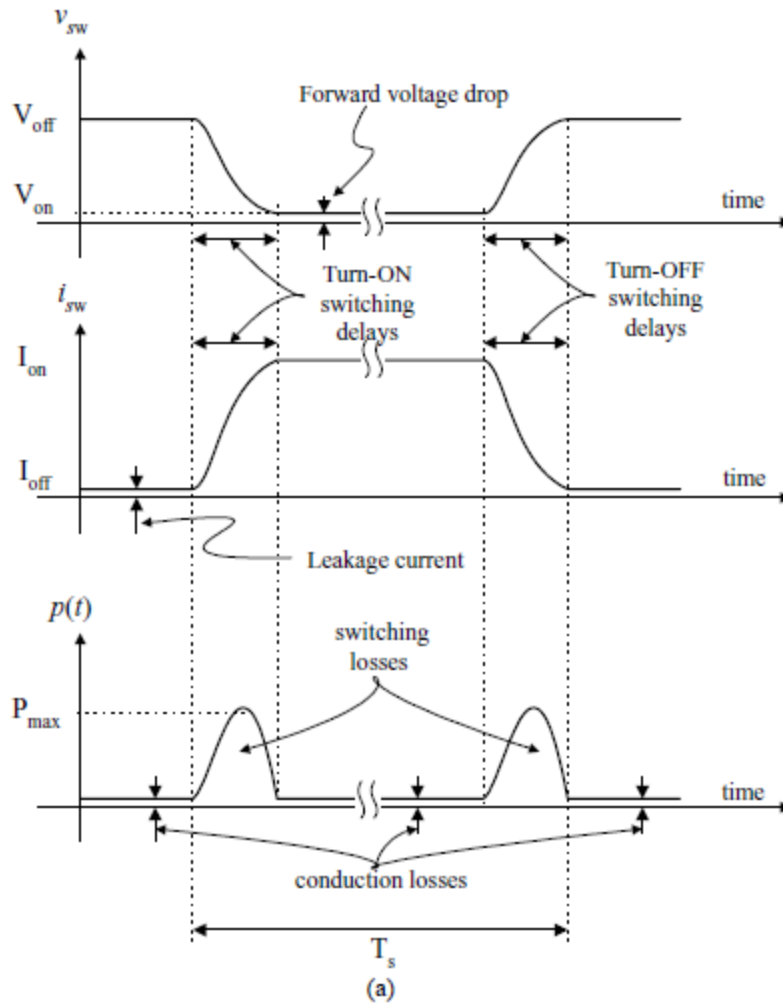


FIGURE 6.2 Ideal switching current, voltage and power waveforms.

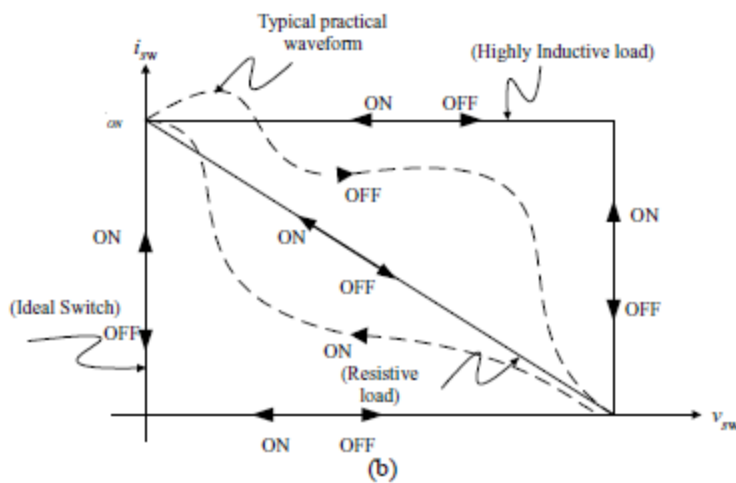
Οι τυπικές κυματομορφές του πρακτικού διακόπτη φαίνονται στην εικ. 6.3 α

Η μέση ισχύς μεταγωγής και οι απώλειες μεταγωγής μπορούν να αξιολογηθούν από αυτές τις κυματομορφές. Πρέπει να επισημάνουμε ότι οι ακριβείς κυματομορφές μεταγωγής διαφέρουν από τη μια συσκευή στην άλλη, αλλά η εικ. 6.3 α δίνει μια πολύ καλή απεικόνιση. Επιπλέον, άλλα θέματα όπως η εξάρτηση από τη θερμοκρασία, η απόκτηση κέρδους, η χωρητικότητα (surge), και χωρητικότητα υπέρτασης πρέπει να λαμβάνετε υπόψη όταν απευθυνόμαστε σε συγκεκριμένες συσκευές για συγκεκριμένες εφαρμογές. Ένα χρήσιμο διάγραμμα που απεικονίζει πως γίνεται η μεταγωγή από την ενεργοποίηση στην απενεργοποίηση και αντίστροφα, είναι αυτό που λέγεται τροχιά μεταγωγής (switching trajectory), και το οποίο είναι απλά σημεία στο διάγραμμα i_{sw} σε αντίθεση με το v_{sw} .





(a)



(b)

FIGURE 6.3 (a) Practical switching current, voltage and power waveforms; and (b) switching trajectory.

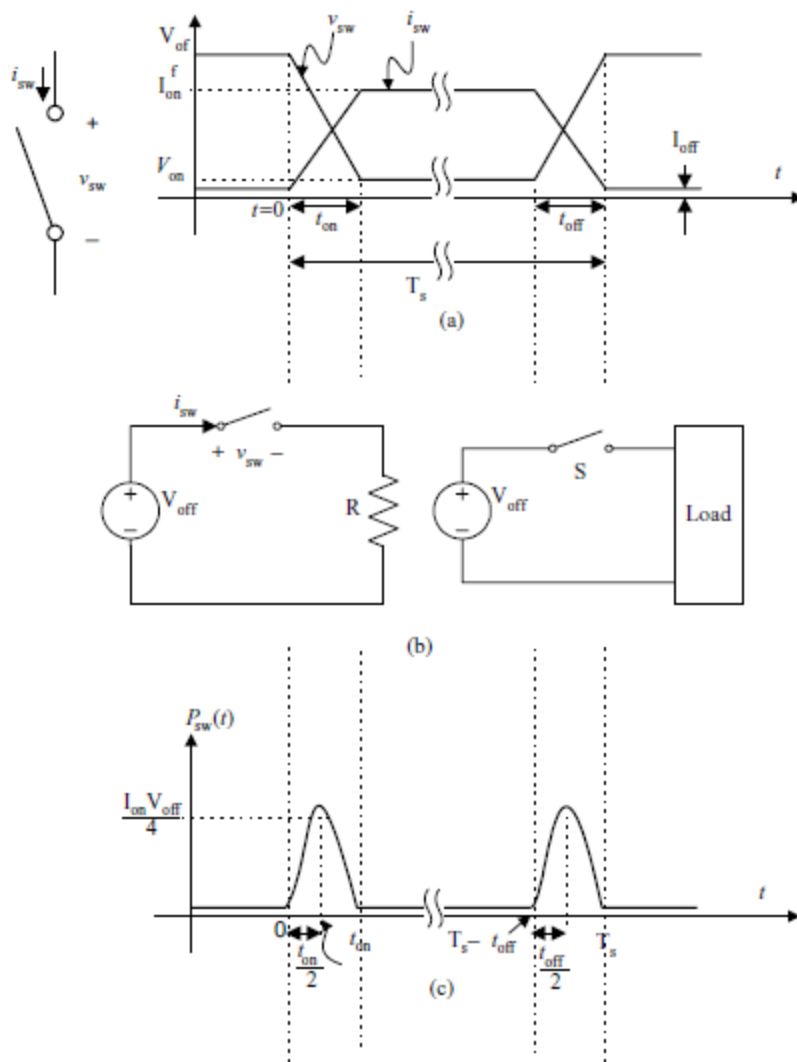


FIGURE 6.4 Linear approximation of typical current and voltage switching waveforms.

Η εικόνα 3(b) δείχνει αρκετές τροχιές μεταγωγής (switching trajectories) για τις ιδανικές και πρακτικές περιπτώσεις υπό φορτία που αντιστέκονται.

Παράδειγμα 6.2. σκεφτείτε μια γραμμική προσέγγιση της εικ. 6.3 α όπως φαίνεται στην εικ. 6.4 α: (α) δίνει ένα πιθανό κύκλωμα υλοποίησης χρησιμοποιώντας ένα διακόπτη ρεύματος του οποίου οι κυματομορφές μεταγωγής φαίνονται στην εικ. 6.4 α: (b) παράγουν τις εκφράσεις για την άμεση μεταγωγή και τις απώλειες μεταγωγής και να τις σκισάρουμε: (c) καθορίζουν τη συνολική μέση ισχύ που καταναλώνεται στο κύκλωμα κατά την διάρκεια μίας συχνότητας μεταγωγής, και (d) ορίζουν τη μέγιστη ισχύ.

Λύση 6.2 (α) πρώτο, ας υποθέσουμε ότι ο χρόνος ενεργοποίησης t_{on} και ο χρόνος απενεργοποίησης t_{off} , η τάση αγωγής V_{on} , και η απώλεια ρεύματος I_{off} , είναι μέρος των χαρακτηριστικών μεταγωγής της συσκευής μεταγωγής και δεν έχουν καμία σχέση με την τοπολογία του κυκλώματος.

Όταν είναι κλειστός ο διακόπτης, η τάση αποκοπής του διακόπτη είναι V_{off} , το οποίο μπορεί να αντιπροσωπευτεί ως μια πηγή dc τάσης V_{off} που αντανακλάται κατά κάποιο τρόπο σε όλο το μήκος του διακόπτη στην κατάσταση απενεργοποίησης. Όταν είναι ανοιχτός ο διακόπτης, τότε το ρεύμα μέσα στον διακόπτη είναι ισότιμο με το I_{on} , και έτσι ένα ρεύμα dc χρειάζεται σε σειρά με το διακόπτη όταν είναι στην κατάσταση ενεργοποίησης. Αυτό σημαίνει ότι όταν ο διακόπτης κλείνει ξανά, το ρεύμα σε σειρά με τον διακόπτη πρέπει να εκτραπεί κάπου αλλού (αυτή διαδικασία γνωρίζεται ως μετατροπή). Ως αποτέλεσμα, ένας δεύτερος διακόπτης χρειάζεται να μεταφέρει το κύριο ρεύμα από το διακόπτη που ερευνάται όταν κλείνεται. Ωστόσο, καθώς το i_{sw} και το v_{sw} συσχετίζονται γραμμικά όπως φαίνεται στην εικ. 6.4, η αντίσταση θα κάνει την δουλειά και έτσι δεν χρειάζεται δεύτερος διακόπτης. Η εικ. 6.4 δείχνει μια εφαρμογή με έναν διακόπτη, S ο διακόπτης και R το φορτίο μεταγωγής (switched load).

(b) οι κυματομορφές του στιγμιαίου ρεύματος και τάσης κατά τη διάρκεια της μετάβασης και οι χρόνοι αγωγής δίνονται στις εξισώσεις που ακολουθούν:

$$i_{sw}(t) = \begin{cases} \frac{t}{t_{ON}}(I_{ON} - I_{OFF}) + I_{OFF} & 0 \leq t \leq t_{ON} \\ I_{ON} & t_{ON} \leq t \leq T_s - t_{OFF} \\ -\frac{t - T_s}{t_{OFF}}(I_{ON} - I_{OFF}) + I_{OFF} & T_s - t_{OFF} \leq t \leq T_s \end{cases}$$

$$V_{sw}(t) = \begin{cases} -\frac{V_{OFF} - V_{ON}}{t_{ON}}(t - t_{ON}) + V_{ON} & 0 \leq t \leq t_{ON} \\ V_{ON} & t_{ON} \leq t \leq T_s - t_{OFF} \\ \frac{V_{OFF} - V_{ON}}{t_{OFF}}(t - (T_s - t_{OFF})) + V_{ON} & T_s - t_{OFF} \leq t \leq T_s \end{cases}$$

Μπορούμε να δείξουμε ότι αν υποθέσουμε ότι το $I_{on} \gg I_{off}$ και $V_{on} \gg V_{off}$ τότε η άμεση ισχύς $p(t) = i_{sw} v_{sw}$ μπορεί να δοθεί με τα παρακάτω:

$$p(t) = \begin{cases} -\frac{V_{OFF}I_{ON}}{t_{ON}^2}(t - t_{ON})t & 0 \leq t \leq t_{ON} \\ V_{ON}I_{ON} & t_{ON} \leq t \leq T_s - t_{OFF} \\ -\frac{V_{OFF}I_{ON}}{t_{OFF}^2}(t - (T_s - t_{OFF}))(t - T_s) & T_s - t_{OFF} \leq t \leq T_s \end{cases}$$

Η εικ. 6.4(c) δείχνει τα σημεία του γραφήματος όπου η ενεργοποίηση και η απενεργοποίηση είναι $V_{OFF} I_{ON}/4$.

(c) η ισχύς που διαχέεται ορίζεται με το

$$P_{ave} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} p(t) dt = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_{ON}} -\frac{V_{OFF} I_{ON}}{t_{ON}^2} (t - t_{ON}) t dt \right. \\ \left. + \int_{t_{ON}}^{T_s - t_{OFF}} V_{ON} I_{ON} dt \right. \\ \left. + \int_{T_s - t_{OFF}}^{T_s} -\frac{V_{OFF} I_{ON}}{t_{OFF}^2} (t - (T_s - t_{OFF}))(t - T_s) dt \right]$$

Η αξιολόγηση του προηγούμενου ολοκληρώματος δίνει:

$$P_{ave} = \frac{V_{OFF} I_{ON}}{T_s} \left(\frac{t_{ON} + t_{OFF}}{6} \right) + \frac{V_{ON} I_{ON}}{T_s} (T_s - t_{OFF} - t_{ON})$$

Η πρώτη έκφραση αντιπροσωπεύει η συνολική απώλεια μεταγωγής και η δεύτερη τη συνολική απώλεια μεταγωγής σε ένα κύκλο μεταγωγής. Παρατηρούμε ότι καθώς η συχνότητα αυξάνεται, η μέση ισχύς αυξάνεται γραμμικά. Επιπλέον, η κατανάλωση ισχύος αυξάνεται με την αύξηση στο προς τα εμπρός ρεύμα αγωγής και την αντίστροφη τάσης μπλοκαρίσματος

(d) η μέγιστη ισχύς συμβαίνει όταν το πρώτο παράγωγο του $p(t)$ κατά την διάρκεια της μεταγωγής είναι ρυθμισμένο στο μηδέν, δηλαδή,

$$\left. \frac{dp(t)}{dt} \right|_{t=t_{max}} = 0$$

Λύνοντας τη προηγούμενη εξίσωση για t_{\max} , αποκτούμε αξίες στο ανοίγματος και κλεισίματος αντίστοιχα.

$$t_{\max} = \frac{t_{\text{rise}}}{2}$$
$$t_{\max} = T - \frac{T_{\text{fall}}}{2}$$

Λύνοντας για μέγιστη ισχύ, αποκτούμε

$$P_{\max} = \frac{V_{\text{off}} I_{\text{on}}}{4}$$

6.4 MOSFET ΙΣΧΥΟΣ

Αντίθετα με το BJT, η MOSFET συσκευή ανήκει στην οικογένεια των μονοπολικών συσκευών, επειδή χρησιμοποιεί μόνο τη πλειοψηφία των φορέων αγωγιμότητας κατά τη διαδικασία της μεταγωγής. Η ανάπτυξη της τεχνολογίας metal-oxide-semiconductor (MOS) για τα μικροηλεκτρονικά κυκλώματα άνοιξε το δρόμο για την ανάπτυξη των συσκευών ισχύος metal oxide semiconductor field effect transistor (MOSFET) το 1975. Η επιλογή της πιο κατάλληλης συσκευής για μια συγκεκριμένη εφαρμογή δεν είναι εύκολη εργασία επειδή απαιτεί γνώση για τα χαρακτηριστικά της συσκευής, τα μοναδικά χαρακτηριστικά, καινοτομία και πείρα στη μηχανολογία σχεδιασμού. Αντίθετα με χαμηλής ισχύος συσκευές σήματος, οι συσκευές υψηλής ισχύος είναι πιο περίπλοκες στη κατασκευή, το σχεδιασμό του κυκλώματος, και τα λειτουργικά $i-v$ χαρακτηριστικά είναι δύσκολα να τα κατανοήσουμε. Αυτή η γνώση είναι πολύ σημαντική για τους μηχανικούς ηλεκτρονικών ισχύος όταν σχεδιάζουν κυκλώματα που κάνουν αυτές τις συσκευές σχεδόν ιδανικές. Το σύμβολο συσκευής με p και n καναλιών ενίσχυσης και τα είδη εξάντλησης φαίνονται στην εικ. 6.5. Η εικ. 6.6 δείχνει τα $i-v$ χαρακτηριστικά για το n κανάλι εξάρτημα τύπου MOSFET. Είναι η πιο γρήγορη συσκευή μεταγωγής με συχνότητα μεταγωγής $> \text{MHz}$ και ονομαστική ισχύς τάσης που φτάνει στα 600V και ονομαστική ισχύς ρεύματος έως τα 40 A. Οι περιοχές λειτουργίας για το MOSFET θα μελετηθούν.

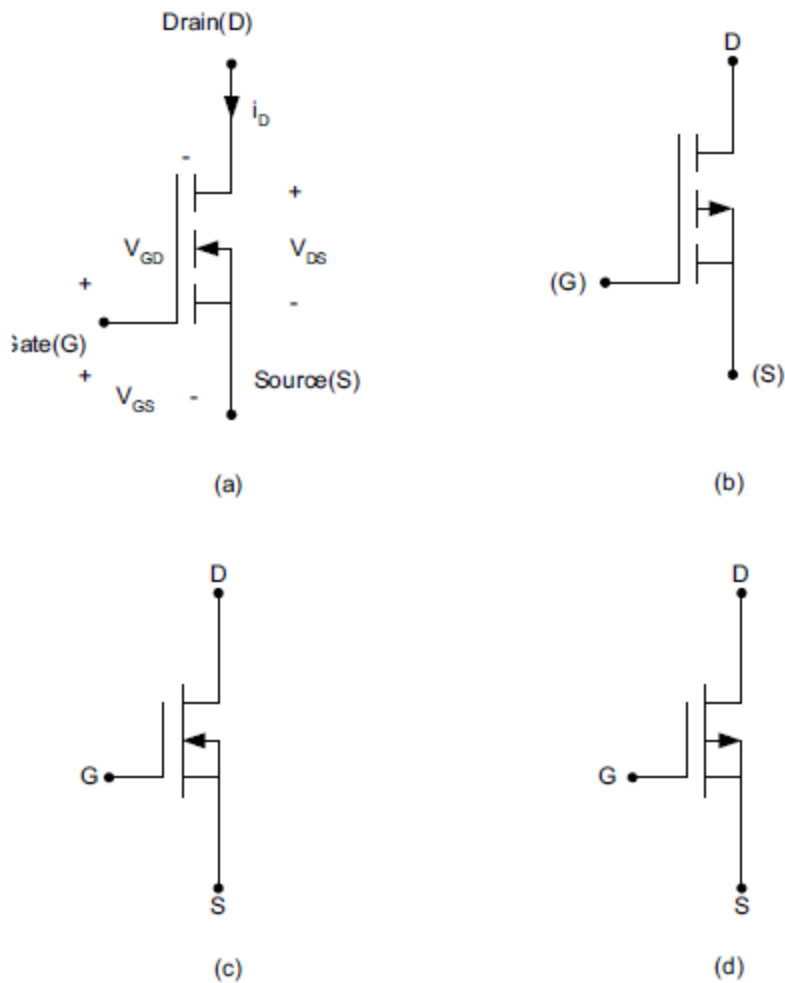


FIGURE 6.5 Device symbols: (a) n -channel enhancement-mode; (b) n -channel enhancement-mode; (c) n -channel depletion-mode; and (d) n -channel depletion-mode.

6.5 Η δομή του MOSFET

Σε αντίθεση με τις διατάξεις πλευρικών διαύλων MOSFET που χρησιμοποιούνται περισσότερο στη τεχνολογία IC στην οποία η πύλη, η πηγή και τα drain terminals βρίσκονται στην ίδια επιφάνεια του πλακιδίου πυριτίου, τα MOSFET ισχύος χρησιμοποιούν κατακόρυφη δομή κατασκευής για να αυξηθεί η ονομαστική ισχύς της συσκευής {1}. Στην κάθετη δομή καναλιού η πηγή και ο συλλέκτης είναι στην αντίθετη πλευρά του δίσκου πυριτίου. Η εικ. 6.7α δείχνει μια ματιά σε κάθετη διατομή για το MOSFET ισχύος. Η εικ. 6.7b δείχνει μια πιο απλοποιημένη αντιπροσώπευση. Υπάρχουν αρκετές διακριτές μορφές της κατακόρυφης δομής MOSFET ισχύος που διαθέτονται στο εμπόριο σήμερα, συμπεριλαμβάνοντας το V-MOSFET, U-MOSFET, D-MOSFET και S-MOSFET {1,2}. Το p-n junction ανάμεσα στη βάση p (που επίσης αναφέρεται ως σώμα ή bulk περιοχή) και η περιοχή n-drift παρέχουν τις δυνατότητες μπρος τα εμπρός μπλοκαρίσματος τάσης.

Η μεταλλική επαφή της πηγής συνδέεται απευθείας στη περιοχή p βάσης μέσα από μια οπή στη περιοχή n+ πηγής έτσι ώστε να επιτρέψει ένα σταθερό δυναμικό για την περιοχή p-βάσης κατά την διάρκεια κανονικής λειτουργίας της συσκευής. Όταν η πύλη και το τερματικό της πηγής ρυθμίζονται στο ίδιο δυναμικό ($V_{gs}=0$), κανένα κανάλι δεν ορίζεται στην περιοχή p-βάσης, δηλαδή η περιοχή καναλιού παραμένει μη διαμορφωμένη. Το χαμηλό doping στην περιοχή n-drift χρειάζεται για να πετύχει υψηλότερη αποστράγγιση τάσης στην λειτουργία μπλοκαρίσματος. Για να ρέει το ρεύμα συλλέκτης-πηγή I_o ένας ιδανικός δρόμος πρέπει να ιδρυθεί ανάμεσα στις περιοχές n+ και n – μέσα από τη περιοχή διάχυσης p-base .

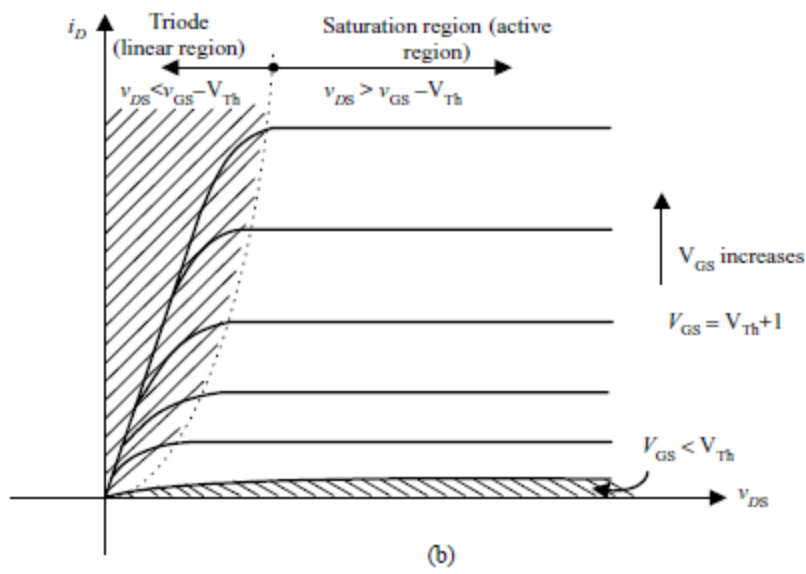
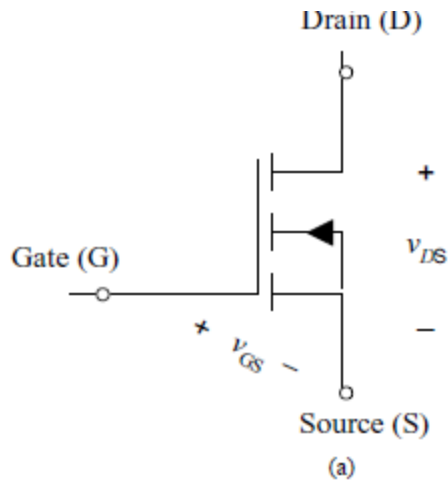


FIGURE 6.6 (a) The n -channel enhancement-mode MOSFET; and (b) its i_D vs v_{DS} characteristics.

6.5.1 On-State Resistance

Όταν το MOSFET είναι ενεργοποιημένο (triode region), το κανάλι της συσκευής συμπεριφέρεται σαν μια σταθερή αντίσταση $R_{DS(on)}$ το οποίο είναι αναλογικά γραμμικό στην αλλαγή ανάμεσα στο V_{ds} και i_D όπως ορίζεται με τη παρακάτω σχέση:

$$R_{DS(on)} = \left. \frac{\partial v_{DS}}{\partial i_D} \right|_{v_{GS}=\text{Constant}} \quad (6.1)$$

Η συνολική απώλεια αγωγιμότητας (στην κατάσταση on) για ένα MOSFET με μπροστινό ρεύμα I_D και αντίσταση $R_{DS(on)}$ ορίζεται με τη

$$P_{on,diss} = I_D^2 R_{DS(on)} \quad (6.2)$$

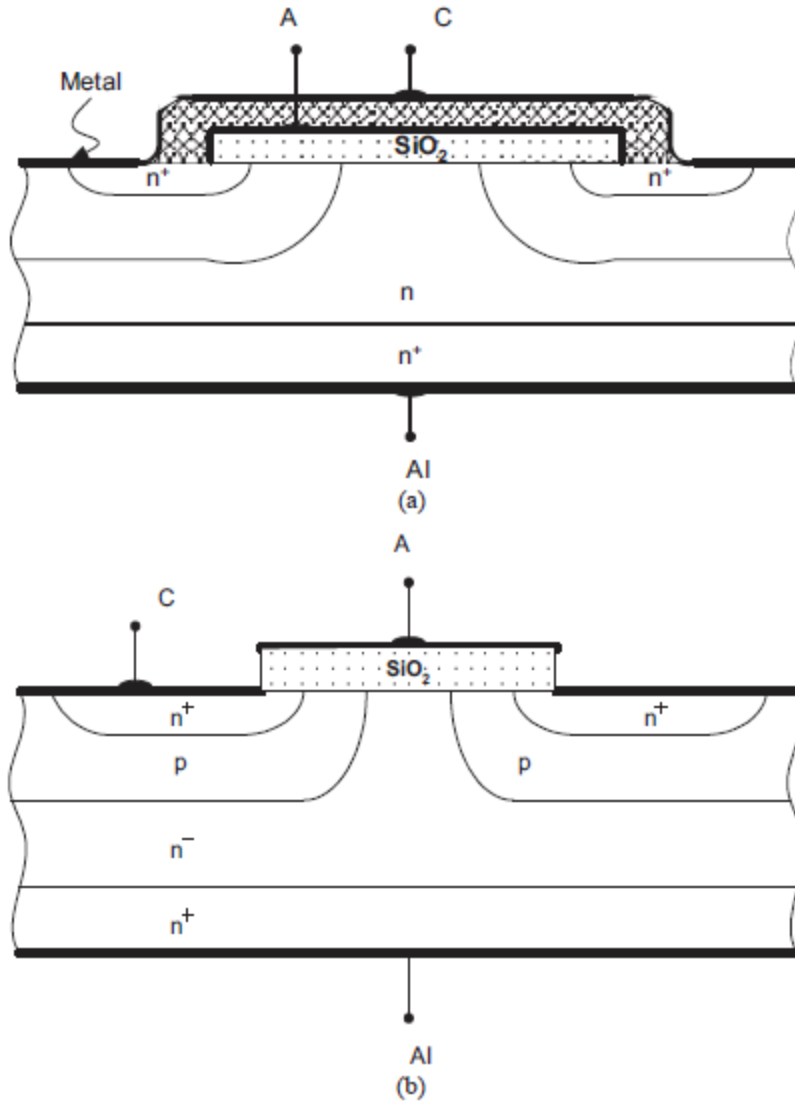


FIGURE 6.7 (a) Vertical cross-sectional view for a power MOSFET; and (b) simplified representation.

Η αξία του $R_{DS(on)}$ μπορεί να είναι σημαντική και κυμαίνεται ανάμεσα στις δεκάδες milliohms και λίγες ohms για τα MOSFET χαμηλής τάσης και υψηλής τάσης αντίστοιχα. Η αντίσταση στο on state είναι ένα σημαντικός παράμετρος στο σχηματικό διάγραμμα, επειδή ορίζει τη μπροστινή πτώση τάσης πέρα από τη συσκευή και τις συνολικές απώλειες ρεύματος. Αντίθετα με τη διπολική συσκευή με ελεγχόμενο ρεύμα, η οποία απαιτεί ρεύμα βάσης για να επιτρέψει το ρεύμα να ρέει στο συλλέκτη, η συσκευή MOSFET είναι μια μονοπολική συσκευή με ελεγχόμενη τάση και απαιτεί μόνο μια μικρή ποσότητα ρεύματος εισόδου. Ως αποτέλεσμα, απαιτεί λιγότερη δύναμη ώθησης από το BJT. Ωστόσο, είναι ένα μη αυτόματο ρεύμα επαναφοράς όπως το BJT, δηλαδή μια τάση πύλης πηγής πρέπει να διατηρηθεί. Επιπλέον, αφού μόνο τα μείζονος σημασία φορτία συνεισφέρουν στο ροή ρεύματος, τα MOSFET περνούν όλες τις άλλες συσκευές σε ταχύτητα μεταγωγής, οι οποίες ταχύτητες μπορούν να ξεπερνούν λίγα megahertz.

Συγκρίνοντας το BJT και το MOSFET, το BJT έχει μεγαλύτερες δυνατότητες για το χειρισμό κατανάλωσης ενέργειας και μικρότερη ταχύτητα μεταγωγής, ενώ το MOSFET έχει μικρότερες δυνατότητες για το χειρισμό κατανάλωσης ενέργειας και σχετικά γρήγορη ταχύτητα μεταγωγής. Η συσκευή MOSFET έχει υψηλότερη αντιστάτη στην κατάσταση on από το διπολικό τρανζίστορ. Μια άλλη διαφορά είναι ότι οι παράμετροι BJT είναι πιο ευαίσθητοι στην θερμοκρασία διάχυσης όταν συγκρίνονται με το MOSFET και αντίθετα με το BJT, τα MOSFET δεν υποφέρουν από τάσεις δευτερευουσών πτώσης (second breakdown) και είναι δυνατόν να μοιράζονται ρεύμα με παράλληλες συσκευές.

6.5.2 Internal Body Diode

Το σύγχρονο MOSFET ισχύος έχει μια εσωτερική δίοδο (ονομάζεται δίοδος σώματος) συνδεδεμένη ανάμεσα στη πηγή και τον συλλέκτη που φαίνεται στην εικ. 6.8 α. Αυτή η δίοδος παρέχει μια αντίθετη κατεύθυνση για το ρεύμα σιφονιού, επιτρέποντας την αμφίδρομη λειτουργία διακοπής. Αν και η δίοδος σώματος MOSFET έχει επαρκή ρεύμα και καλές ταχύτητες μεταγωγής, σε μερικές εφαρμογές ηλεκτρονικών ισχύος, οι οποίες απαιτούν τη χρήση υπέρ-γρήγορων διόδων, μια εξωτερική δίοδος γρήγορης ανάκτησης προστίθεται με ένα αντί-παράλληλο τρόπο αφού μπλοκάρουμε τη δίοδο σώματος με μια αργή δίοδο ανάκτησης όπως φαίνεται στην εικ. 6.8 β.

6.5.3 Εσωτερικοί πυκνωτές (Internal Capacitors)

Μια άλλη σημαντική παράμετρος που επηρεάζει τη συμπεριφορά μεταγωγής του MOSFET είναι οι παρασιτικές χωρητικότητες ανάμεσα στους 3 τερματικούς σταθμούς της συσκευής, δηλαδή, οι χωρητικότητες πύλη σε πηγή, C_{gs} , πύλη σε συλλέκτη, C_{gd} , και συλλέκτη σε πηγή, C_{ds} , που φαίνονται στην εικ. 6.9 α.

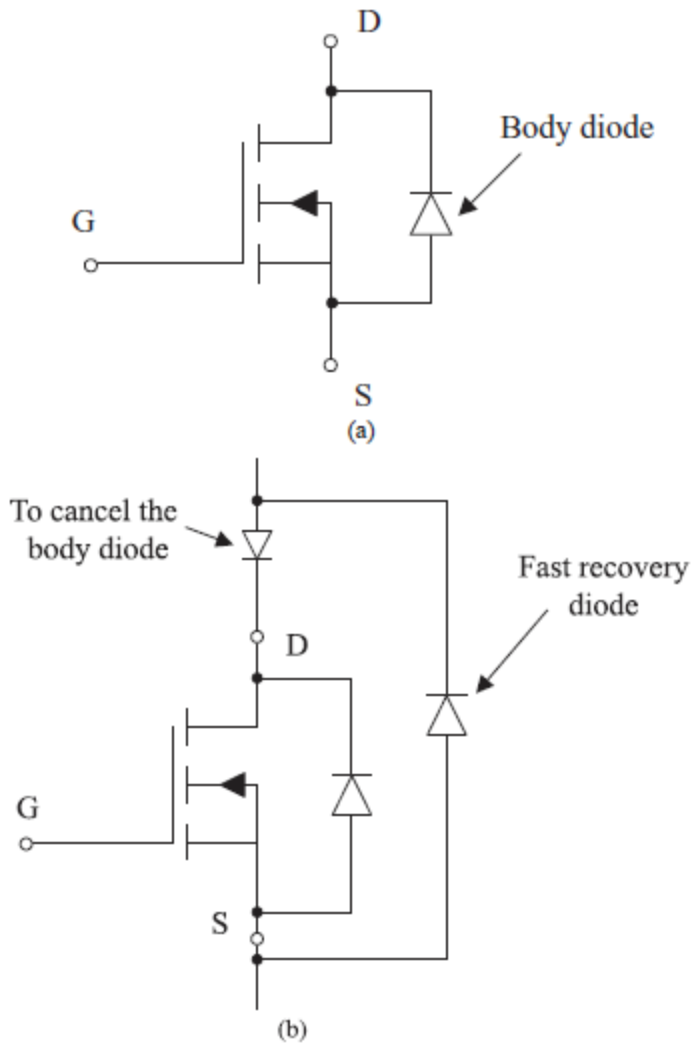


FIGURE 6.8 (a) MOSFET internal body diode; and (b) implementation of a fast body diode.

Οι αξίες των χωρητικότητων είναι μη γραμμικές και συνάρτηση της κατασκευής, γεωμετρίας, και biasτάσεις. Κατά την διάρκεια του ανοίγματος της συσκευής, οι πυκνωτές C_{gd} και C_{gs} πρέπει να φορτίζονται από την πύλη, έτσι ο σχεδιασμός του κυκλώματος που ελέγχει τη πύλη πρέπει να λαμβάνει υπόψη τις μεταβολές σε αυτούς τους πυκνωτές. Η μεγαλύτερη μεταβολή γίνεται στη χωρητικότητα πύλη-προς-αποστράγγιση καθώς εκεί η τάση διαφέρει. Το παρασιτική χωρητικότητα του MOSFET ορίζεται σε σχέση με τους παραμέτρους στο σχηματικό διάγραμμα - C_{iss} , C_{oss} , C_{rss} - όπως φαίνεται από κάτω:

$$C_{gd} = C_{rss}$$

$$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss}$$

$$C_{ds} = C_{oss} - C_{rss}$$

Όπου το C_{rss} είναι η χωρητικότητα από το μικρό ανάστροφο σήμα, το C_{iss} είναι η χωρητικότητα από το μικρό σήμα εισόδου με τους τερματικούς σταθμούς στο συλλέκτη και στην πηγή να είναι βραχυκυκλωμένα, και η χωρητικότητα C_{oss} από το μικρό σήμα εξόδου με τους τερματικούς σταθμούς στην πύλη και στην πηγή να είναι βραχυκυκλωμένα.

Το MOSFET capacitances C_{gs} , C_{gd} , και C_{ds} είναι μη γραμμικά και είναι μια συνάρτηση της dc bias τάσης. Οι μεταβολές στο C_{oss} και C_{iss} είναι σημαντικές καθώς η τάση συλλέκτη σε πηγή και η τάση πύλη σε πηγή περνούν και οι δυο το μηδέν. Ο στόχος του κυκλώματος ώθησης είναι να φορτίσει και να αποφορτίσει τις παρασιτικές χωρητικότητες πύλη σε πηγή και πύλη σε συλλέκτη για να ενεργοποιούν και να απενεργοποιούν τη συσκευή αντίστοιχα.

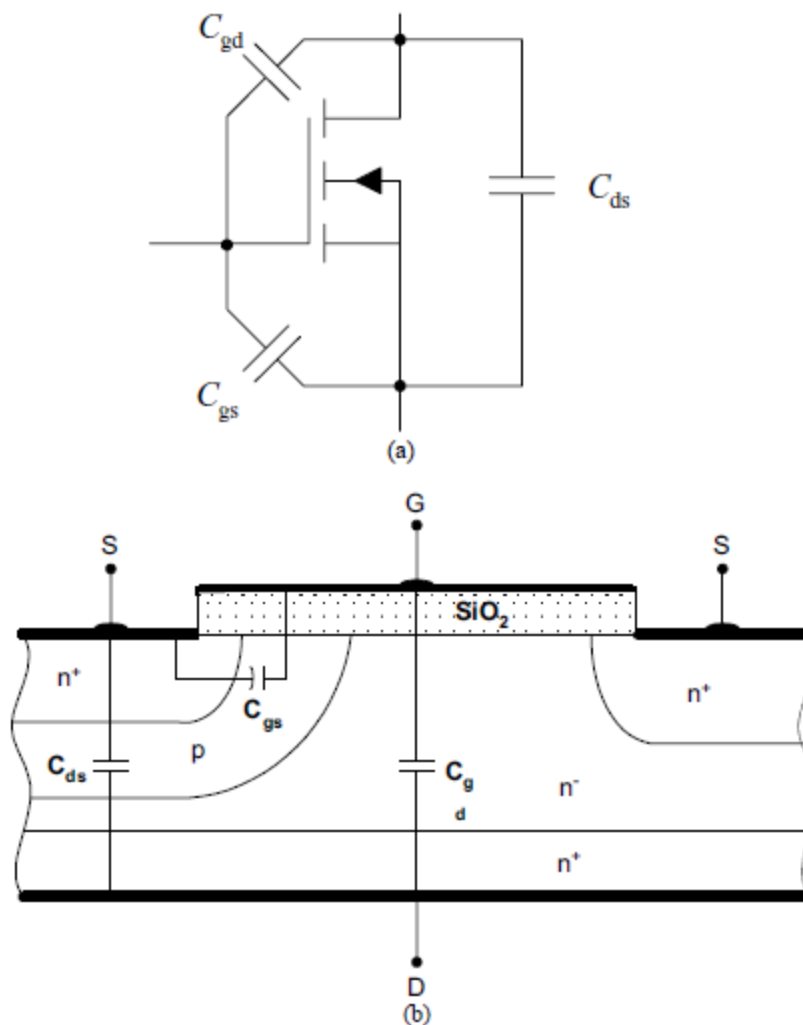


FIGURE 6.9 (a) Equivalent MOSFET representation including junction capacitances; and (b) representation of this physical location.

Στα ηλεκτρονικά ισχύος, ο στόχος είναι να χρησιμοποιούνται συσκευές οι οποίες λειτουργούν σε όλο και πιο υψηλές συχνότητες. Έτσι το μέγεθος και το βάρος των μετασχηματιστών εξόδου, των πηνίων, και των πυκνωτών θα μειωθεί. Ως αποτέλεσμα, τα MOSFET έχουν εκτεταμένη χρήση στο σχεδιασμό παροχής ισχύος το οποίο απαιτεί υψηλή συχνότητα μεταγωγής, συμπεριλαμβάνοντας την μεταγωγή και resonant mode power supplies και brushless dc κυκλωμάτων μοτέρ. Εξαιτίας της μεγάλης απώλειας αγωγιμότητας, η ονομαστική ισχύς περιορίζεται σε λίγα κιλοβάτ. Επειδή έχει πολλά πλεονεκτήματα σε σχέση με συσκευές BJT, οι σύγχρονες συσκευές MOSFET είχαν πολύ καλή αποδοχή στις αγορές.

6.6 MOSFET- περιοχές λειτουργίας

Οι περισσότερες συσκευές MOSFET που χρησιμοποιούνται στα ηλεκτρονικά ισχύος είναι το n-channel, τύπου ενίσχυσης, όπως αυτό που φαίνεται στην εικ. 6.6^α. Για να κουβαλήσει το MOSFET το ρεύμα συλλέκτη, ένα κανάλι ανάμεσα στο συλλέκτη και την πηγή πρέπει να δημιουργηθεί. Αυτό συμβαίνει όταν η τάση πύλης-πηγής υπερβαίνει τη τάση κατωφλίου της συσκευής V_{th} . Για $V_{gs} > V_{th}$, η συσκευή μπορεί να είναι είτε στην περιοχή triode που λέγεται επίσης περιοχή «συνεχής αντίστασης» ή στην περιοχή κορεσμού, ανάλογα με την τιμή του V_{ds} . Για την αξία V_{gs} , με μικρό V_{ds} ($V_{ds} < V_{gs} - V_{th}$), η συσκευή λειτουργεί στην περιοχή triode (η ενεργή περιοχή στο BJT). Για $V_{gs} < V_{th}$, η συσκευή κλείνει με το ρεύμα συλλέκτη να φτάνει σχεδόν στο μηδέν. Αυτός είναι ο λόγος για τον οποίο το MOSFET είναι γνωστό ως συσκευή που ωθείται από τάση και έτσι απαιτεί απλό κύκλωμα με ελεγχόμενη πύλη.

Οι χαρακτηριστικές καμπύλες στην εικ. 6.6 δείχνουν ότι υπάρχουν τρεις ξεχωριστές περιοχές λειτουργίας που ονομάζονται περιοχή triode, περιοχή κορεσμού, και περιοχή αποκοπής. Όταν χρησιμοποιείται σαν συσκευή μεταγωγής, χρησιμοποιούνται οι περιοχές triode και αποκοπής, ενώ όταν χρησιμοποιείται ως ενισχυτής, το MOSFET πρέπει να λειτουργεί στην περιοχή κορεσμού, η οποία αντιστοιχεί στην ενεργή περιοχή στο BJT.

Η συσκευή λειτουργεί στην περιοχή αποκοπής (απενεργοποιημένη κατάσταση) όταν το $V_{gs} < V_{th}$, με αποτέλεσμα το κανάλι δεν επάγεται. Έτσι ώστε να λειτουργήσει το MOSFET στις περιοχές triode ή κορεσμού, ένα κανάλι πρέπει πρώτα να επάγεται. Αυτό μπορούμε να το κατορθώσουμε αν εφαρμόσουμε τάση πύλης-πηγής που υπερβαίνει το V_{th} , δηλαδή

$$V_{GS} > V_{th}$$

Μόλις το κανάλι επάγεται, το MOSFET μπορεί να λειτουργεί είτε στην περιοχή triode (όταν το κανάλι είναι συνεχόμενο με καθόλου pinch off, φέρνοντας ως αποτέλεσμα ρεύμα συλλέκτη ανάλογα με την αντίσταση του καναλιού) ή στην περιοχή κορεσμού (το κανάλι pinches off, με αποτέλεσμα μια σταθερή αξία στο I_D). Η bias τάση πύλη-συλλέκτη (V_{GD}) ορίζει αν το επαγόμενο κανάλι μπαίνει στο pinch off ή όχι. Αυτό εξαρτάται από τον παρακάτω περιορισμό.

Για το triode mode της λειτουργίας, έχουμε

$$\begin{aligned} v_{GD} &> V_{Th} \\ v_{GD} &< V_{Th} \end{aligned}$$

Και για την περιοχή κορεσμού της λειτουργίας, το pinch-off συμβαίνει όταν

$$v_{GD} = V_{Th}$$

Στους όρους VDS, οι προηγούμενες ανισότητες ίσως εκφράζονται από κάτω.

1. για την περιοχή triode λειτουργίας

$$v_{DS} < v_{GS} - V_{Th} \quad \text{and} \quad v_{GS} > V_{Th} \quad (6.3)$$

2. για την περιοχή κορεσμού λειτουργίας

$$v_{DS} > v_{GS} - V_{Th} \quad \text{and} \quad v_{GS} > V_{Th} \quad (6.4)$$

3. για την περιοχή αποκοπής λειτουργίας

$$v_{GS} < V_{Th} \quad (6.5)$$

Μπορεί να δείχτεί ότι το ρεύμα συλλέκτη μπορεί να υπολογιστεί μαθηματικά όπως ακολουθεί:

$$i_D = K[2(v_{GS} - V_{Th})v_{DS} - v_{DS}^2] \quad \text{triode region} \quad (6.6)$$

$$i_D = K(v_{GS} - V_{Th})^2 \quad \text{saturation region} \quad (6.7)$$

Όπου

$$K = \frac{1}{2} \mu_n C_{OX} \left(\frac{W}{L} \right)$$

Και μ_n είναι η κινητικότητα ηλεκτρονίου, είναι το oxide capacitance ανά μονάδα του εμβαδόν, L είναι το μήκος του καναλιού και W είναι το φάρδος του καναλιού.

Οι συνηθισμένες αξίες για αυτούς τους παραμέτρους δίνονται στο μοντέλο Pspice που θα συζητηθεί αργότερα. Στα σύνορα ανάμεσα του κορεσμού (ενεργό) και στις περιοχές triode, έχουμε

$$v_{DS} = v_{GS} - V_{Th} \quad (6.8)$$

Η οποία έχει αποτέλεσμα η παρακάτω εξίσωση

$$i_D = kv_{DS}^2 \quad (6.9)$$

Η καμπύλη για τα χαρακτηριστικά μεταφοράς εισόδου για το i_D vs. v_{GS} είναι όταν η συσκευή λειτουργεί στην περιοχή κορεσμού όπως φαίνεται στην εικ. 6.10.

Το ισοδύναμο μοντέλο κυκλωμάτων για ένα n-channel MOSFET τύπου ενίσχυσης που λειτουργεί σε κορεσμό φαίνεται στην εικόνα 6.11. το ρεύμα συλλέκτη αντιπροσωπεύεται από ένα ρεύμα πηγής ως συνάρτηση με το V_{th} και το V_{GS} .

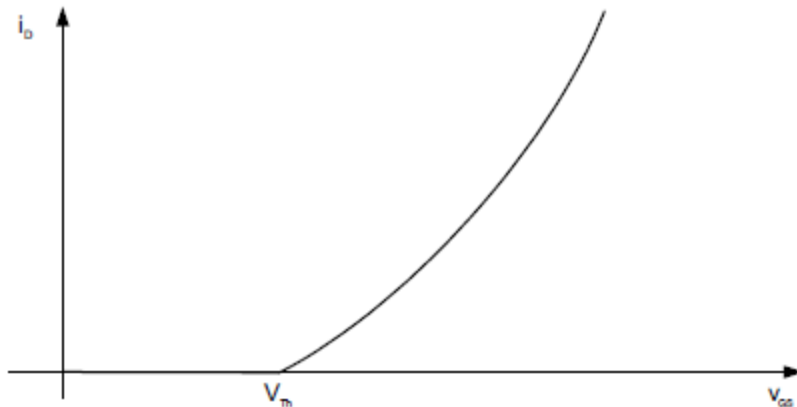


FIGURE 6.10 Input transfer characteristics for a MOSFET device when operating in the saturation region.

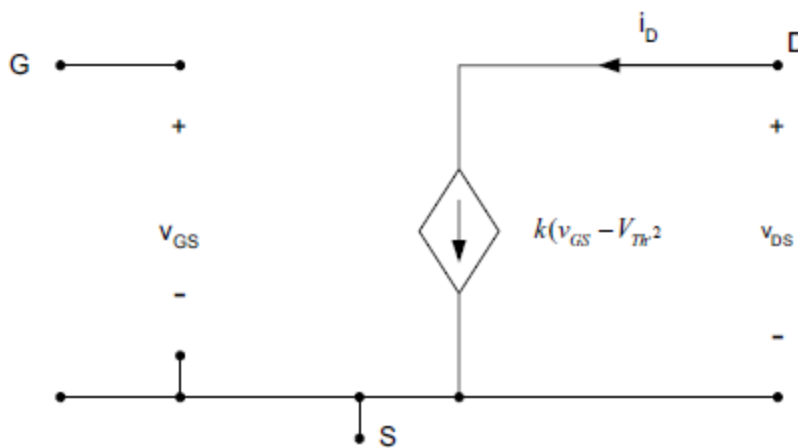


FIGURE 6.11 Large signal equivalent circuit model.

Αν αφού κλειστεί (pinched-off) το κανάλι, υποθέτουμε ότι το ρεύμα συλλέκτη-πηγής δεν θα είναι πια σταθερό αλλά αντίθετα θα εξαρτάται από την τιμή του V_{DS} προκαλούν μειωμένο μήκος του καναλιού, φέρνοντας ως αποτέλεσμα ένα φαινόμενο που γνωρίζεται σαν **κανάλι μήκους διαφοροποίησης** [3,4].

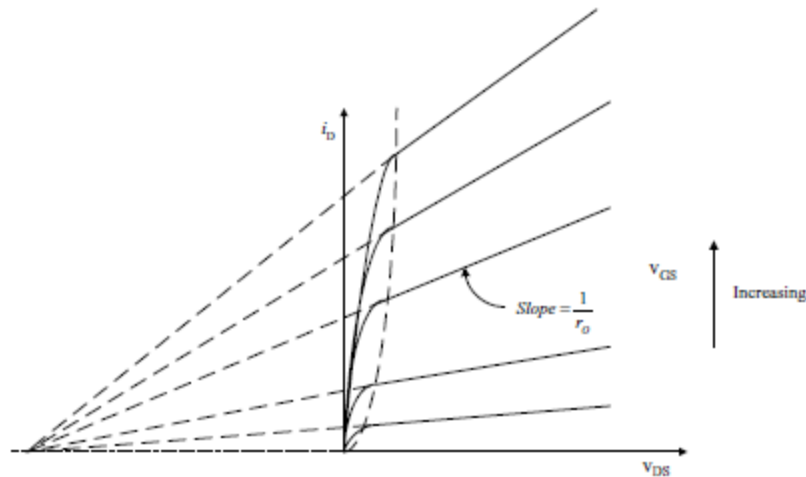


FIGURE 6.12 The MOSFET characteristics curve including output resistance.

Αν οι γραμμές $V_{DS} - i_D$ επεκτείνονται όπως φαίνεται στην εικ. 6.12, συναντούν το άξονα V_{DS} σε ένα σημείο που ονομάζεται $-1/\lambda$, όπου το λ είναι μια σταθερή θετική παράμετρος MOSFET. Ο όρος $(1 + \lambda v_{DS})$ προστίθεται στην εξίσωση έτσι ώστε να δικαιολογήσει την αύξηση στο i_D εξαιτίας του φαινομένου **κανάλι μήκους διαφοροποίησης**. Εδώ το i_D ορίζεται με το

$$i_D = k(v_{GS} - V_{Th})^2(1 + \lambda v_{DS}) \quad \text{saturation region} \quad (6.10)$$

Από τον ορισμό του r_o που ορίζεται στην εικ. 6.11, είναι εύκολο να δείξουμε ότι η αντίσταση εξαγωγής του MOSFET μπορεί να εκφραστεί με την παρακάτω εξίσωση:

$$r_o = \frac{1}{\lambda k(v_{GS} - V_{Th})} \quad (6.11)$$

Αν υποθέσουμε ότι το MOSFET λειτουργεί υπό κατάσταση μικρου σήματος, δηλαδή, η μεταβολή του V_{GS} στο i_D vs. V_{GS} είναι στην γειτονιά του σημείο λειτουργίας του dc, Q στο i_D και V_{GS} όπως φαίνεται στη εικ. 6.13. Ως αποτέλεσμα, η πηγή ρεύματος i_D μπορεί να αντιπροσωπευτεί ως παράγωγο της κλίσης g_m και V_{GS} όπως φαίνεται στη εικ. 6.14.

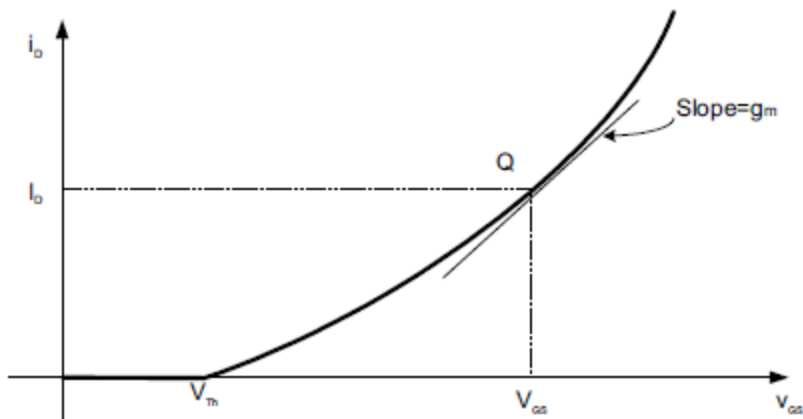


FIGURE 6.13 Linearized i_b vs v_{GS} curve with operating dc point (Q).

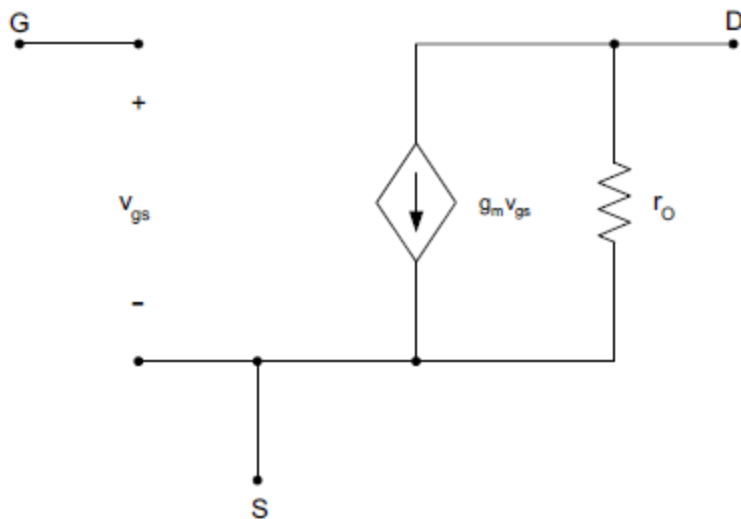


FIGURE 6.14 Small signal equivalent circuit including MOSFET output resistance.

6.6.1 Χαρακτηριστικά μεταγωγής MOSFET (Switching Characteristics)

Επειδή το MOSFET είναι μια συσκευή μεταφοράς μειζόνων φορέων(carrier), είναι εγγενώς ικανή να λειτουργεί σε υψηλή συχνότητα [5-8]. Ωστόσο, το MOSFET έχει δυο περιορισμούς:

1. Υψηλές χωρητικότητες στην πύλη εισόδου (High input gate capacitance)
2. Παροδική καθυστέρηση εξαιτίας της μεταφοράς φορέων (carrier) μέσα από την περιοχή παρασυρσης (drift)

Όπως δηλώσαμε και νωρίτερα, η χωρητικότητα εισόδου αποτελείται από δυο μέρη: τη χωρητικότητα πύλη-πηγή και πύλη-συλλέκτη. Τις χωρητικότητες εισόδου μπορεί να τις εκφράσουμε σε σχέση με τη junction χωρητικότητα της συσκευής εφαρμόζοντας το θεώρημα Miller, η συνολική χωρητικότητα εισόδου C_{in} , που βλέπουμε ανάμεσα στην πύλη έως την πηγή, ορίζεται με την εξίσωση

$$C_{in} = C_{gs} + (1 + g_m R_L) C_{gd} \quad (6.12)$$

Η απόκριση συχνότητας του κυκλώματος MOSFET περιορίζεται από τον χρόνο φόρτισης και αποφόρτισης του C_{in} . Η επίδραση Miller είναι έμφυτη σε οποιοδήποτε κύκλωμα ανάδρασης με τρανζίστορ με φορτίο αντίστασης που παρουσιάζει μια χωρητική ανάδραση από την είσοδο έως την έξοδο. Ο στόχος είναι να μειώσουμε την αντίσταση στην πύλη-συλλέκτη. Η χωρητικότητα εξόδου ανάμεσα στον συλλέκτη και πηγή C_{ds} δεν επηρεάζει τα χαρακτηριστικά μεταγωγής του MOSFET στην ενεργοποίηση και απενεργοποίηση. Η εικ. 6.16 δείχνει πως το C_{gd} και το C_{gs} διαφέρουν υπό αυξημένη τάση συλλέκτης-πηγής v_{Ds} .

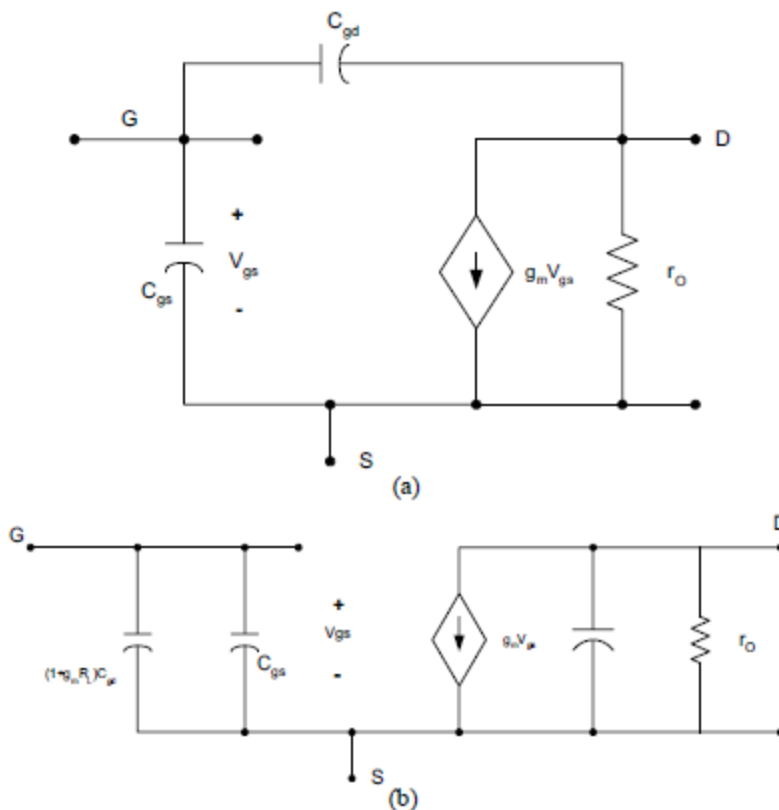


FIGURE 6.15 (a) Small signal model including parasitic capacitances. (b) Equivalent circuit using Miller theorem.

Στις εφαρμογές ηλεκτρονικών ισχύος, τα MOSFET ισχύος λειτουργούν στις υψηλές συχνότητες έτσι ώστε να μειωθεί το μέγεθος των μαγνητικών εξαρτημάτων. Προκειμένου να μειωθούν οι απώλειες μεταγωγής, τα MOSFET ισχύος διατηρούνται είτε στη κατάσταση on (κατάσταση αγωγής) είτε στην κατάσταση off (προς τα εμπρός μπλοκάρισμα).

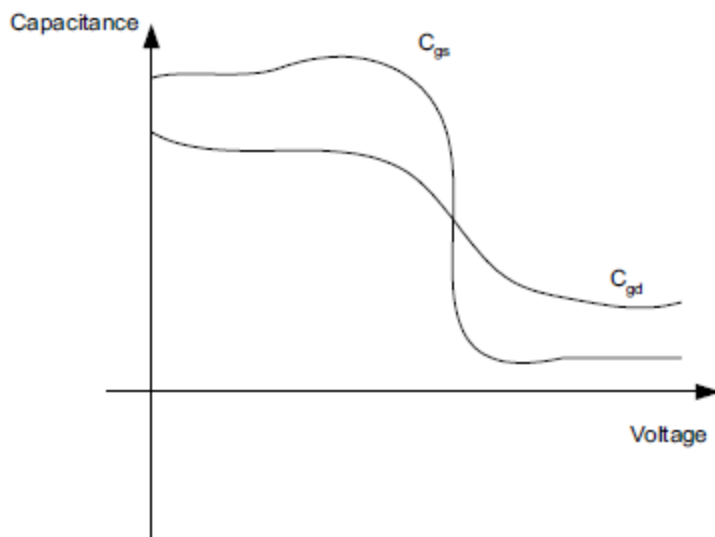
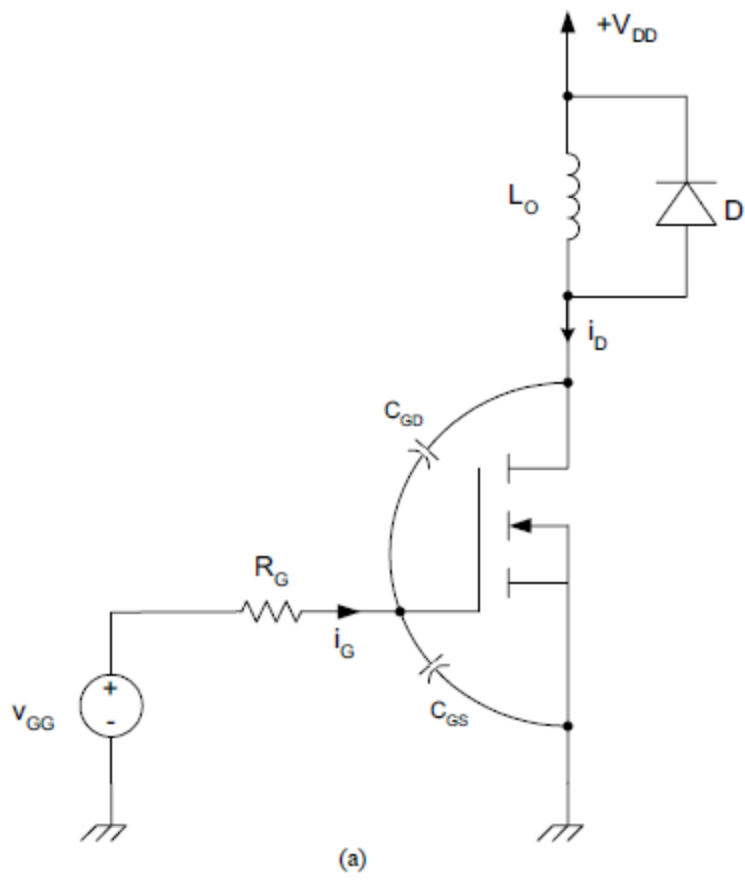


FIGURE 6.16 Variation of C_{gd} and C_{gs} as a function of v_{DS} .

Είναι σημαντικό να καταλάβουμε τη συμπεριφορά του εσωτερικού της συσκευής, κάτι το οποίο οδηγεί στην κατανόηση παραμέτρων που οδηγούν τη μεταβολή της συσκευής από την κατάσταση on σε off. Για να ερευνήσουμε τα χαρακτηριστικά on και off μεταγωγής, σκεφτόμαστε το απλό κύκλωμα ηλεκτρονικών ισχύος που φαίνεται στην εικ. 6.17α υπό επαγωγικό φορτίο. Η δίοδος επιστροφής D χρησιμοποιείται για να μαζέψει το ρεύμα φορτίου όταν ο διακόπτης είναι κλειστός. Για να απλοποιήσουμε την ανάλυση υποθέτουμε ότι αυτεπαγωγή του φορτίου είναι ένα αρκετά μεγάλο L_o έτσι ώστε το ρεύμα που περνάει μέσα από αυτό είναι σταθερό, όπως φαίνεται στην εικ. 6.17b.



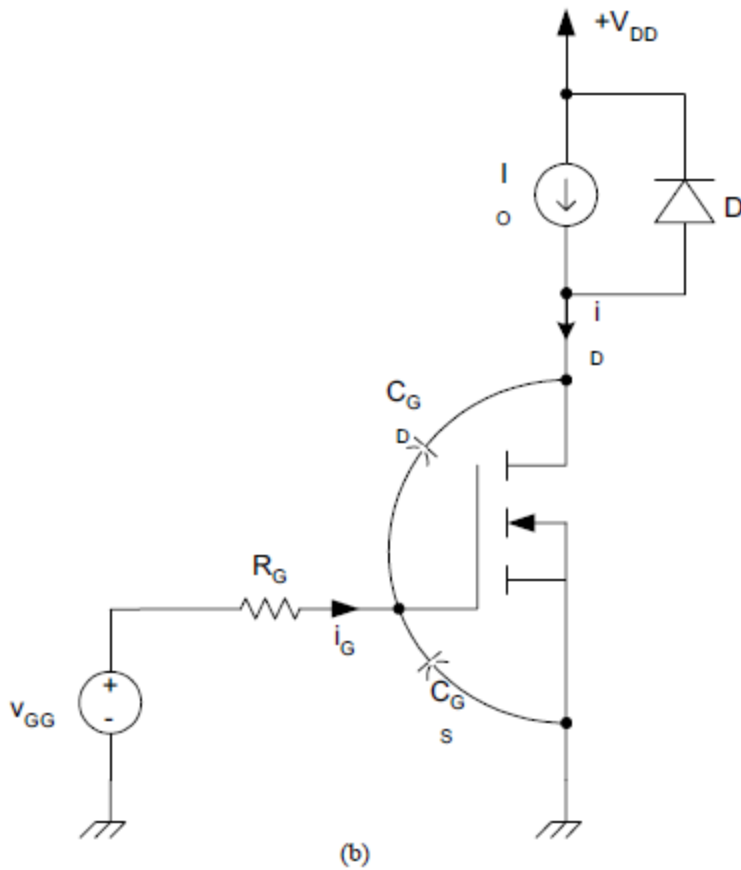


FIGURE 6.17 (a) Simplified equivalent circuit used to study turn-on and turn-off characteristics of the MOSFET; and (b) simplified equivalent circuit.

6.62 Turn-on χαρακτηριστικά

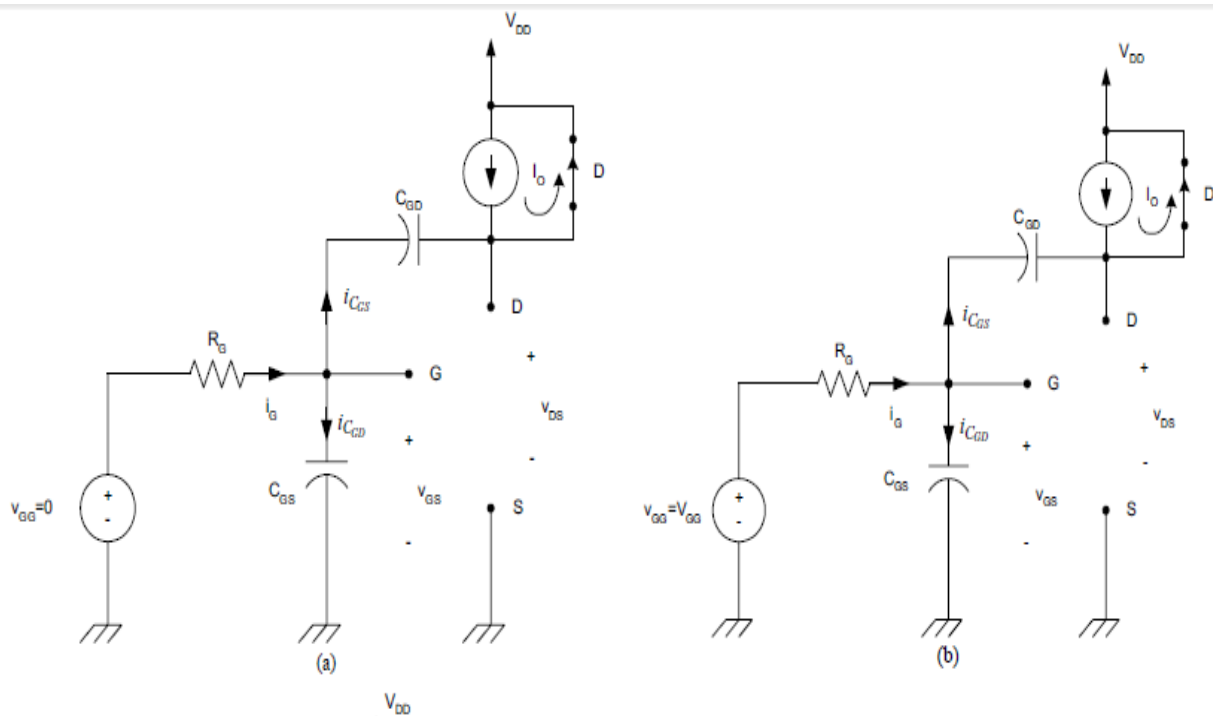
Ας υποθέσουμε αρχικά ότι η συσκευή είναι κλειστή και ότι το ρεύμα φορτίου I_o ρέει μέσα από το D όπως φαίνεται στην εικ. 6.18 α, $v_{GG}=0$. Η τάση $v_{DS}=V_{DD}$ και $i_G=i_D$. Στην αξία $t=t_0$, η τάση v_{GG} εφαρμόζεται όπως φαίνεται στην εικ. 6.19 α. Η τάση που περνάει από το C_{GS} αρχίζει να φορτίζει διαμέσου το R_G . Η τάση πύλης-πηγής, V_{GS} ελέγχει τη ροή του ρεύματος συλλέκτης-πηγής i_D . Ας υποθέσουμε ότι για το $t_0 \leq t \leq t_1$, $V_{GS} < V_{th}$, δηλαδή το MOSFET παραμένει στην περιοχή αποκοπής με το $i_D=0$ άσχετα με την αξία του V_{DS} . Ο χρόνος (t_1-t_0) αντιπροσωπεύει την καθυστέρηση στο χρόνο ανοίγματος που χρειάζεται να αλλάξει το C_{GS} από μηδέν στο V_{th} . Η έκφραση για το χρόνο $\Delta t=t_1-t_0$ μπορεί να βρεθεί όπως φαίνεται παρακάτω.

Το ρεύμα της πύλης ορίζεται με το

$$\begin{aligned}
 i_G &= \frac{v_{GG} - v_{GS}}{R_G} \\
 &= i_{C_{GS}} + i_{C_{GD}} \\
 &= C_{GS} \frac{dv_{GS}}{dt} - C_{GD} \frac{d(v_G - v_D)}{dt}
 \end{aligned} \tag{6.13}$$

Όπου το v_G και v_D είναι οι τάσεις gate-to-ground και drain-to-ground αντίστοιχα. Αφού έχουμε του $V_G = V_{GS}$, $V_D = +V_{DD}$, τότε το i_{GG} ορίζεται με το

$$i_G = C_{GS} \frac{dv_{GS}}{dt} + C_{GD} \frac{dv_{GS}}{dt} = (C_{GS} + C_{GD}) \frac{dv_{GS}}{dt} \tag{6.14}$$



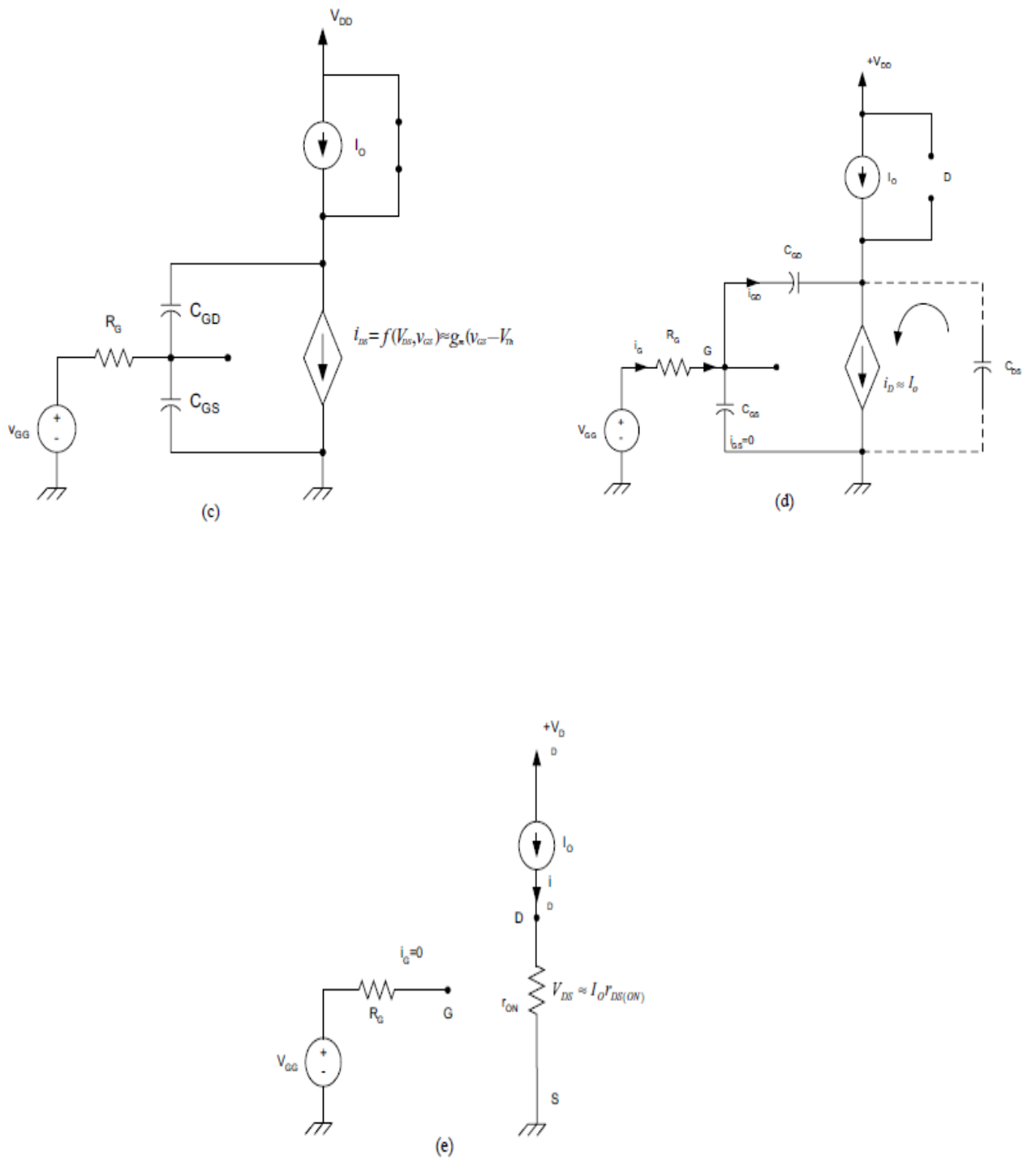


FIGURE 6.18 Equivalent modes: (a) MOSFET is in the off-state for $t < t_0$, $v_{GG} = 0$, $v_{DS} = V_{DD}$, $i_D = 0$, $v_D = 0$; (b) MOSFET is in the off-state with $v_{GS} < V_{Th}$ for $t_0 < t < t_1$; (c) $v_{GS} > V_{Th}$, $i_D < I_0$ for $t_1 < t < t_2$; (d) $v_{GS} > V_{Th}$, $i_D = I_0$ for $t_2 \leq t < t_3$; and (e) $v_{GS} > V_{Th}$, $i_D = I_0$, $t > t_3$ the device is fully on.

Από τις εξισώσεις 13 και 14 αποκτούμε

$$\therefore \frac{V_{GG} - v_{GS}}{R_G} = (C_{GS} + C_{GD}) \frac{dv_{GS}}{dt} \quad (6.15)$$

Λύνοντας eq. (6.15) για $v_{GS}(t)$ για $t > t_0$ με $v_{GS}(t_0) = 0$ βγαίνει

$$v_{GS}(t) = V_{GG}(1 - e^{-(t-t_0)/\tau}) \quad (6.16)$$

Όπου

$$\tau = R_G(C_{GS} + C_{GD})$$

Το gate current i_G ορίζεται με

$$\begin{aligned} i_G &= \frac{v_{GG} - v_{GS}}{R_G} \\ i_G &= \frac{V_{GG}}{R_G} e^{-(t-t_0)/\tau} \end{aligned} \quad (6.17)$$

Εφόσον το $v_{GS} < V_{th}$, το i_D παραμένει μηδέν. Στο $t = t_1$, το v_{GS} φτάνει το V_{th} προκαλώντας το MOSFET να ξεκινάει να γίνεται αγωγός. Οι μορφές κυμάτων για το i_G και το v_{GS} φαίνονται στην εικ. 6.19. Ο χρόνος $(t_1 - t_0)$ ορίζεται με το

$$\Delta t_{10} = t_1 - t_0 = -\tau \ln\left(1 - \frac{V_{Th}}{V_{GG}}\right)$$

Το Δt_{10} αντιπροσωπεύει την πρώτη χρονική καθυστέρηση στην διαδικασία της ενεργοποίησης.

Για το $t > t_1$ με το $v_{GS} > V_{th}$, η συσκευή αρχίζει να γίνεται αγωγός και το ρεύμα του συλλέκτη ορίζεται ως συνάρτηση του v_{GS} και V_{th} . Στην πραγματικότητα, το i_D αρχίζει να ρέει εκθετικά από το μηδέν όπως φαίνεται στην εικ. 6.19d. Υπέθεσε ότι τα χαρακτηριστικά μεταφοράς εισόδου για το MOSFET είναι περιορισμένα όπως φαίνεται στην εικ. 6.20 με την κλίση συνάρτησης g_m να ορίζεται με

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} = \frac{2\sqrt{i_{DSS} I_d}}{V_{Th}} \quad (6.18)$$

Το ρεύμα συλλέκτη μπορεί να υπολογιστεί με τη παρακάτω εξίσωση

$$i_D(t) = g_m(v_{GS} - V_{Th}) \quad (6.19)$$

Εφόσον το $i_D(t) < I_0$, το D παραμένει ανοιχτό και το $V_{DS} = V_{DD}$ είναι όπως φαίνονται στη εικ. 6.18 c.

Η εξίσωση για το $V_{GS}(t)$ παραμένει το ίδιο με το Eq. (6.16), έτσι η Eq. (6.19) φέρνει το αποτέλεσμα $i_D(t)$ που ορίζεται με

$$i_D(t) = g_m(V_{GG} - V_{Th}) - g_m V_{GG} e^{-(t-t_1)/\tau} \quad (6.20)$$

Το ρεύμα της πύλης συνεχίζει να μειώνεται εκθετικά όπως φαίνεται στην εικ. 6.19. Στο $t_1=t_2$, το i_D φτάνει στην μέγιστή της αξία του I_0 , κλείνοντας το D. Ο χρόνος $\Delta t_{21} = (t_2 - t_1)$ βγαίνει από την εξίσωση (20) ορίζοντας $i_D(t_2) = I_0$.

$$\Delta t_{21} = \tau \ln \frac{g_m V_{GG}}{g_m(V_{GG} - V_{Th}) - I_0} \quad (6.21)$$

Για $t > t_2$, το diode κλείνει και $i_D \approx 0$ όπως φαίνεται στην εικ. 6.18d. Καθώς το ρεύμα συλλέκτη, είναι σχεδόν μια σταθερή αξία, τότε η τάση της πύλης-πηγής είναι επίσης σταθερή αξία σύμφωνα με μεταφορά εισόδου που είναι χαρακτηριστικό του MOSFET, δηλαδή,

$$i_D = g_m(v_{GS} - V_{Th}) \approx I_0 \quad (6.22)$$

Έτσι,

$$v_{GS}(t) = \frac{I_0}{g_m} + V_{Th} \quad (6.23)$$

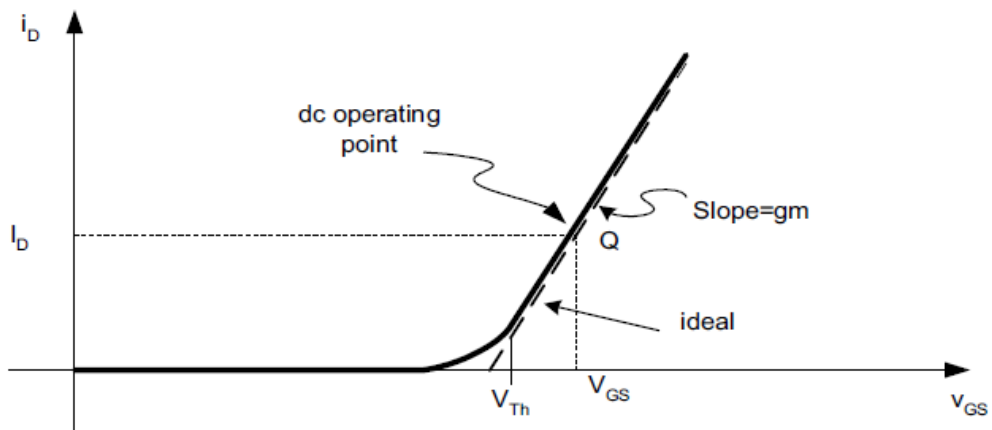


FIGURE 6.20 Input transfer characteristics.

Στο $t=t_2$, i_G ορίζεται από

$$i_G(t_2) = \frac{V_{GG} - v_{GS}(t_2)}{V_{Th}} = \frac{V_{GG} - \frac{I_0}{g_m} - V_{Th}}{V_{Th}} \quad (6.24)$$

Καθώς η αξία χρόνου τ είναι πολύ μικρή, μπορούμε με ασφάλεια να υποθέσουμε ότι το v_{GS} φτάνει στη μέγιστη αξία, δηλαδή,

$$v_{GS}(t_2) \approx V_{GG}$$

Και

$$i_G(t_2) \approx 0$$

Για το $t_2 \leq t < t_3$, το diode κλείνει και το ρεύμα φορτίου I_0 και (drain current i_D) αρχίζει να αποφορτίζει το drain to source capacitance (χωρητικότητα συλλέκτης-πύλης). Καθώς το V_{GS} έχει σταθερή τιμή, όλο το ρεύμα της πύλης ρέει από το C_{GD} , το οποίο φέρνει ως αποτέλεσμα τη παρακάτω σχέση,

$$\begin{aligned} i_G(t) &= i_{C_{GD}} \\ &= C_{GD} \frac{d(v_G - v_D)}{dt} \end{aligned}$$

Με το V_G σταθερή αξία και $v_S=0$, έχουμε

$$\begin{aligned} i_G(t) &= -C_{GD} \frac{dv_{DS}}{dt} \\ &= -\frac{V_{GG} - V_{Th}}{R_G} \end{aligned}$$

Λύνοντας το $V_{DS}(t)$ για $t > t_2$, με $V_{DS}(t_2) = V_{DD}$, βγαίνει

$$v_{DS}(t) = -\frac{V_{GG} - V_{Th}}{R_G C_{GD}} (t - t_2) + V_{DD} \quad \text{for } t > t_2 \quad (6.25)$$

Αυτό είναι μια γραμμική αποφόρτιση του C_{GD} όπως φαίνεται στην εικ. 6.19e.

Το χρόνο $\Delta t_{32} = (t_3 - t_2)$, ορίζεται από την υπόθεση ότι στο $t = t_3$, η τάση συλλέκτη-πηγή φτάνει στην ελάχιστη αξία της που ορίζεται από την αντίσταση ενεργοποίησης, $V_{DS(on)}$, δηλαδή, $V_{DS(on)}$ ορίζεται από

$$v_{DS(on)} \approx I_0 r_{DS(on)} = \text{constant}$$

Για το $t > t_3$, το ρεύμα πύλης συνεχίζεται να φορτίζει C_{GD} και καθώς V_{DS} έχει σταθερή τιμή, το V_{GS} ξεκινάει να φορτίζεται στην ίδια ταχύτητα με το χρόνο $t_0 \leq t < t_1$, δηλαδή,

$$v_{GS}(t) = V_{GG} (1 - e^{-(t-t_3)/\tau})$$

Η τάση της πύλης συνεχίζεται να αυξάνεται εκθετικά μέχρι $t = t_3$, όταν φτάνει το V_{GG} , όπου $i_G = 0$ και η συσκευή ανοίγει πλήρως όπως φαίνεται στην εικ. 6.18e.

Έχουμε ισότιμο μοντέλο κυκλώματος όταν το MOSFET είναι εντελώς ανοικτό για $t > t_1$. Τότε οι πυκνωτές C_{GS} και C_{GD} φορτίζονται με το V_{GG} και $(I_0 r_{DS(on)} - V_{GG})$, αντίστοιχα.

Ο χρόνος $\Delta t_{32}=(t_3-t_2)$ ορίζεται εκτιμώντας το V_{DS} στο $t=t_3$ όπως φαίνεται αποκάτω:

$$\begin{aligned} v_{DS}(t_3) &= -\frac{V_{GG} - V_{Th}}{R_G C_{GD}}(t_3 - t_2) + V_{DD} \\ &= I_O r_{DS(ON)} \end{aligned} \quad (6.26)$$

Έτσι, το $\Delta t_{32}=(t_3-t_2)$ ορίζεται από

$$\Delta t_{32} = t_3 - t_2 = R_G C_{GD} \frac{(V_{DD} - I_D r_{DS(ON)})}{V_{GG} - V_{Th}} \quad (6.27)$$

Η συνολική καθυστέρηση στην ενεργοποίηση του MOSFET ορίζεται με το

$$t_{ON} = \Delta t_{10} + \Delta t_{21} + \Delta t_{32} \quad (6.28)$$

Να παρατηρήσετε ότι το MOSFET διατηρεί υψηλή τάση και υψηλό ρεύμα ταυτόχρονα στα χρονικά διαστήματα Δt_{21} και Δt_{32} . Αυτό φέρνει ως αποτέλεσμα μεγαλύτερη απώλεια ενέργειας (power dissipation) κατά τη διάρκεια της ενεργοποίησης, το οποίο συνεισφέρει στις συνολικές απώλειες μεταγωγής. Όσο πιο μικρό το R_G , τόσο πιο μικρά το Δt_{21} και το Δt_{32} γίνονται.

6.6.3 Turn Off Characteristics

Για να μελετήσουμε τα χαρακτηριστικά της απενεργοποίησης του MOSFET, θα υπολογίσουμε τη εικ. 6.17b ξανά, υποθέτοντας ότι το MOSFET είναι ενεργοποιημένο και σε μια σταθερή κατάσταση στο $t>t_0$ με το ισοδύναμο κύκλωμα της εικ. 6.18(e). Έτσι στο $t=t_0$, έχουμε τις παρακάτω αρχικές συνθήκες:

$$\begin{aligned} v_{DS}(t_0) &= I_D r_{DS(ON)} \\ v_{GS}(t_0) &= V_{GG} \\ i_{DS}(t_0) &= I_0 \\ i_G(t_0) &= 0 \\ v_{cgs}(t_0) &= V_{GG} \\ v_{cgd}(t_0) &= V_{GG} - I_0 r_{DS(ON)} \end{aligned} \quad (6.29)$$

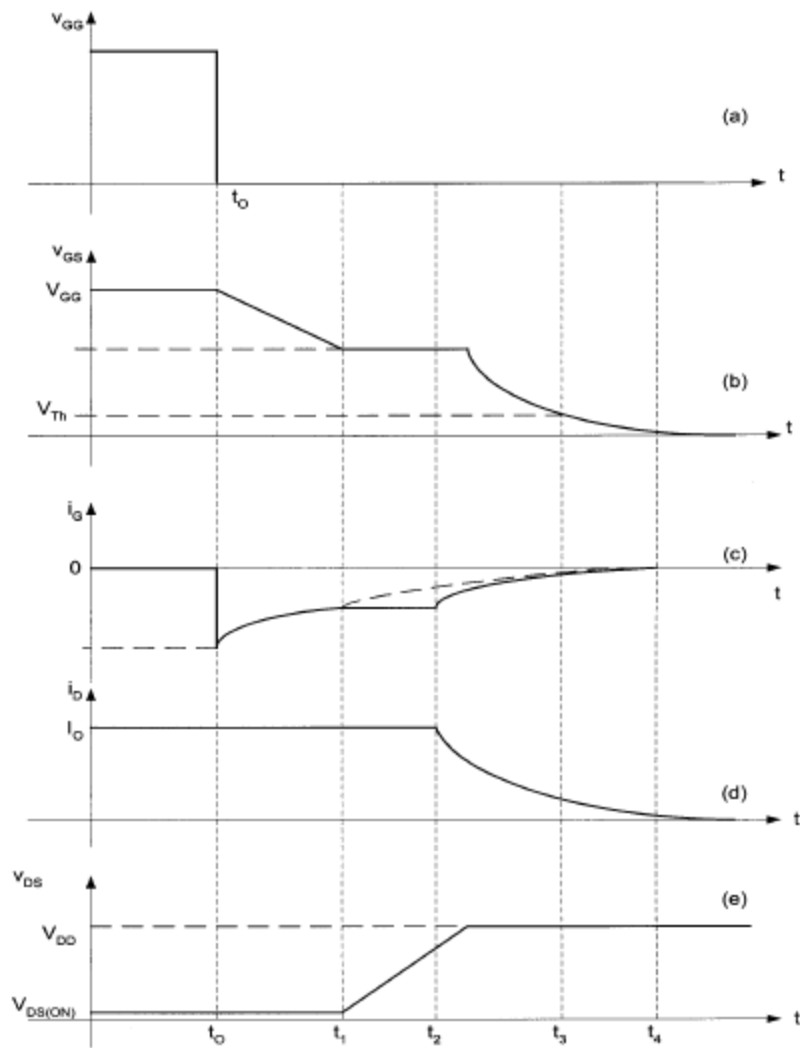


FIGURE 6.21 Turn-on switching waveforms.

Στο $t=t_0$, η τάση της πύλης $v_{GG}(t)$ μειώνεται στο μηδέν όπως φαίνεται στην εικ. 6.21a. Το ισodύναμο κύκλωμα στο $t>t_0$ φαίνεται στην εικ. 6.22 a.

Υποθέτουμε ότι το drain το source (συλλέκτη προς πηγή) παραμένει σταθερό ενώ το CGS και το CGD αποφορτίζονται μέσα από το R_G , όπως ορίζεται από τις παρακάτω σχέσεις,

$$\begin{aligned}
 i_G &= \frac{-v_G}{R_G} = i_{C_{GS}} + i_{C_{GD}} \\
 &= C_{GS} \frac{dv_{GS}}{dt} + C_{GD} \frac{dv_{GD}}{dt}
 \end{aligned}$$

Καθώς υποθέσουμε ότι το V_{DS} έχει σταθερή αξία, τότε το i_G γίνεται

$$\begin{aligned} i_G &= \frac{-v_{GS}}{R_G} \\ &= (C_{GS} + C_{GD}) \frac{dv_{GS}}{dt} \end{aligned} \quad (6.30)$$

Έτσι, υπολογίζοντας το v_{GS} για $t \geq t_0$, βρίσκουμε

$$v_{GS}(t) = v_{GS}(t_0) e^{-(t-t_0)/\tau} \quad (6.31)$$

Όπου

$$\begin{aligned} v_{GS}(t_0) &= v_{GG} \\ \tau &= (C_{GS} + C_{GD}) R_G \end{aligned}$$

Καθώς το v_{GS} συνεχίζει να μειώνεται εκθετικά, τραβώντας ρεύμα από το CGD, θα φτάσει σε μια σταθερή τιμή που το ρεύμα συλλέκτη είναι σταθερό, δηλαδή $I_D = I_0$. Από τα χαρακτηριστικά μεταφοράς εισόδου, η τιμή του v_{GS} όπου το $I_D = I_0$ ορίζεται από το

$$v_{GS} = \frac{I_0}{g_m} + V_{Th} \quad (6.32)$$

Ο χρόνος $\Delta t_{10} = t_1 - t_0$ μπορεί να βρεθεί ρυθμίζοντας τη Eq. 6.31 στη Eq. 6.32 στο $t = t_1$. Το ρεύμα πύλης κατά τη διάρκεια του $t_2 \leq t < t_1$ ορίζεται με το

$$i_G = -\frac{V_{GG}}{R_G} - e^{-(t-t_0)/\tau} \quad (6.33)$$

Επειδή για το $t_2 - t_1$, η τάση πύλης προς πηγή είναι σταθερή και είναι ισότιμο με το v_{GS} ($t_1 = I_0/g_m + V_{Th}$ όπως φαίνεται στην εικ. 6.21b, τότε ολόκληρο το ρεύμα της πύλης τραβιέται από το CGD και

$$\begin{aligned} i_G &= C_{GD} \frac{dv_{GD}}{dt} = C_{GD} \frac{d(v_{GS} - v_{DS})}{dt} = -C_{GD} \frac{dv_{DS}}{dt} \\ &= \frac{v_{GS}(t_1)}{R_G} = \frac{1}{R_G} \left(\frac{I_0}{g_m} + V_{Th} \right) \end{aligned}$$

Αν υποθέσουμε ότι το i_G είναι σταθερό στην αρχική του τιμή στο $t=t_1$, δηλαδή,

$$i_G = \frac{v_{GS}(t_1)}{R_G} = \frac{1}{R_G} \left(\frac{I_0}{g_m} + V_{Th} \right)$$

Ενσωματώνοντας τις δυο πλευρές από την προηγούμενη εξίσωση από t_1 σε t με $V_{DS}(t) = V_{DS}(on)$, βρίσκουμε

$$v_{DS}(t) = v_{DS(ON)} + \frac{1}{R_G C_{GD}} \left(\frac{I_0}{g_m} + V_{Th} \right) (t - t_1) \quad (6.34)$$

Και έτσι το V_{DS} φορτίζει γραμμικά μέχρι που φτάνει το V_{DD}

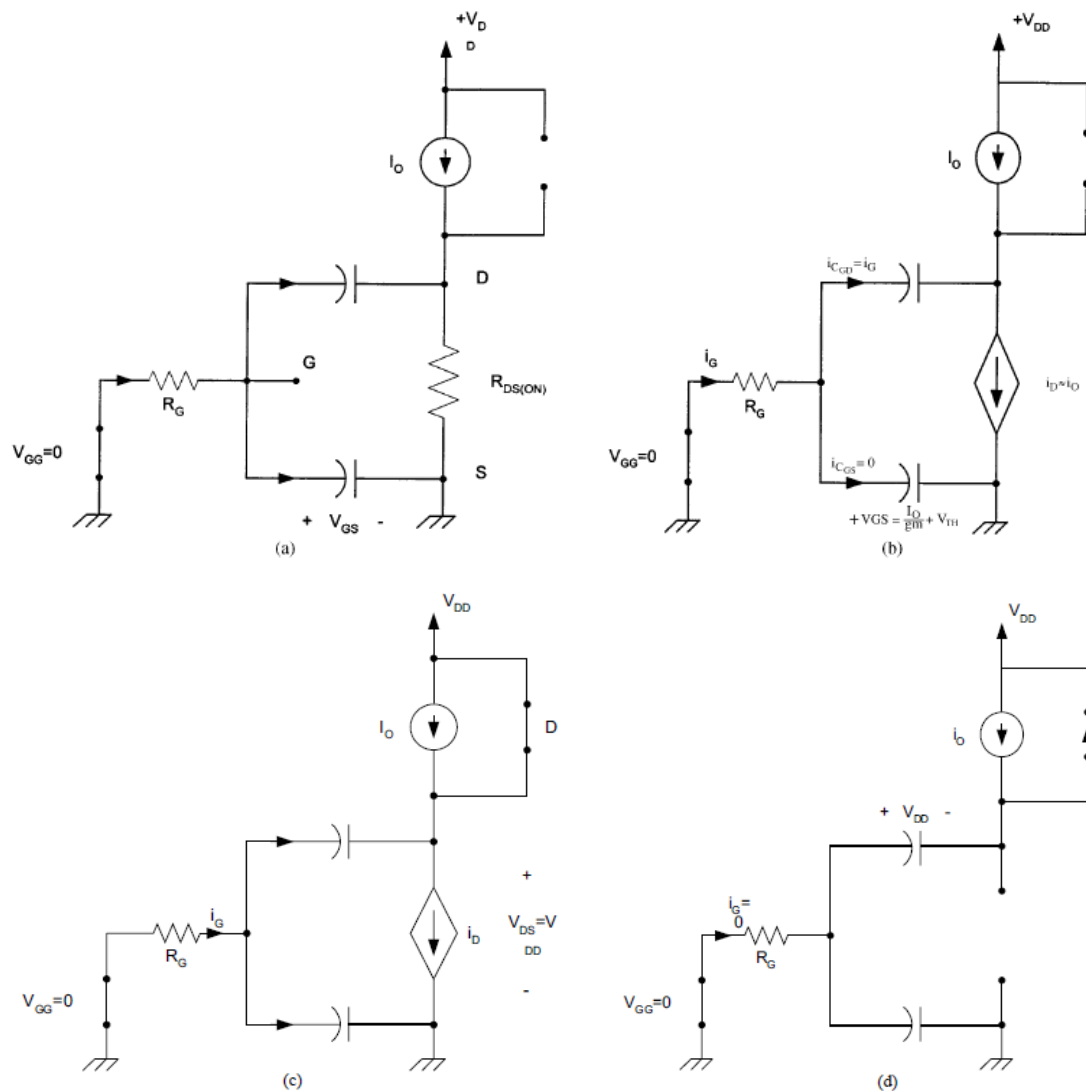


FIGURE 6.22 Equivalent circuits: (a) $t_0 \leq t < t_1$; (b) $t_1 \leq t < t_2$; (c) $t_2 \leq t < t_3$; and (d) $t_3 \leq t < t_4$.

Στο $t=t_2$, η τάση συλλέκτη προς πηγή γίνεται ίσο με το V_{DD} , αναγκάζοντας το D να ανοίξει όπως φαίνεται στην εικ. 6.22c.

Το ρεύμα συλλέκτη προς πηγή βρίσκεται από τα χαρακτηριστικά της μεταφοράς και ορίζεται με

$$i_{DS}(t) = g_m(v_{GS} - V_{Th})$$

Όπου το $v_{GS}(t)$ βρίσκεται από την παρακάτω εξίσωση

$$i_G = -\frac{v_{GS}}{R_G} = (C_{GS} + C_{GD}) \frac{dv_{GS}}{dt} \quad (6.35)$$

Ενσωματώνοντας τις δυο πλευρές από το t_2 στο t με το $v_{GS}(t_2) = I_0/g_m + V_{Th}$, βγαίνει η παρακάτω έκφραση για το $v_{GS}(t)$.

$$v_{GS}(t) = \left(\frac{I_0}{g_m} + V_{Th} \right) e^{-(t-t_2)/\tau} \quad (6.36)$$

Έτσι το ρεύμα της πύλης και το ρεύμα από το συλλέκτη από τη πηγή ορίζονται με το

$$i_G(t) = \frac{-1}{R_G} \left(\frac{I_0}{g_m} + V_{Th} \right) e^{-(t-t_2)/\tau} \quad (6.37)$$

$$i_{DS}(t) = g_m V_{Th} (e^{-(t-t_2)/\tau} - 1) + I_0 e^{-(t-t_2)/\tau} \quad (6.38)$$

Βρίσκουμε το χρόνο ανάμεσα το $t_2 \leq t < t_3$ εκτιμώντας το $v_{GS}(t_3) = V_{Th}$, όπου το ρεύμα συλλέκτη γίνεται περίπου μηδέν και το MOSFET κλείνει. Ως αποτέλεσμα έχουμε

$$\begin{aligned} v_{GS}(t_3) &= V_{Th} \\ &= \left(\frac{I_0}{g_m} + V_{Th} \right) e^{-(t_3-t_2)/\tau} \end{aligned}$$

Λύνοντας για $\Delta t_{32} = t_3 - t_2$, βρίσκουμε

$$\Delta t_{32} = t_3 - t_2 = \tau \ln \left(1 + \frac{I_0}{V_{Th} g_m} \right) \quad (6.39)$$

Για $t > t_3$, η τάση της πύλης συνεχίζεται να μειώνεται εκθετικά ως το μηδέν όπου το ρεύμα της πύλης γίνεται μηδέν και το C GD φορτίζει στο $-V_{DD}$. Ανάμεσα στο t_3 και t_4 , το I_D αποφορτίζεται στο μηδέν όπως φαίνεται στο ισοδύναμο κύκλωμα στην εικ. 6.22d.

Ο συνολικός χρόνος απενεργοποίησης για το MOSFET ορίζεται με το

$$\begin{aligned} t_{\text{off}} &= \Delta t_{10} + \Delta t_{21} + \Delta t_{32} + \Delta t_{43} \\ &\approx \Delta t_{21} + \Delta t_{32} \end{aligned} \quad (6.40)$$

Ο χρόνος που επηρεάζει περισσότερο την κατανάλωση ενέργειας είναι το Δt_{21} και το Δt_{32} . Είναι ξεκάθαρο ότι για να μειώσουμε τους χρόνους t_{on} και t_{off} πρέπει να ελευθερώνεται (το gate drain capacitance) η χωρητικότητα πύλη-συλλέκτη. Ενθαρρύνουμε στους αναγνώστες να κοιτάξουν την αναφορά του Baliga [1] για μια λεπτομερή συζήτηση για τα χαρακτηριστικά ενεργοποίησης και απενεργοποίησης του MOSFET και να εξερευνήσουμε διάφορους μεθόδους κατασκευής τους.

6.6.4 ΑΣΦΑΛΗ ΠΕΡΙΟΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ

Η ασφαλή περιοχή λειτουργίας (SOA) μιας συσκευής παρέχει τα όρια ρεύματος και τάσης, τα οποία πρέπει να αντέξει η συσκευή για να αποφύγουμε καταστροφική αποτυχία. Το συνηθισμένο SOA για μια συσκευή MOSFET φαίνεται στην εικ. 6.23. Το μέγιστο όριο ρεύματος ενώ είναι ανοιχτή η συσκευή ορίζεται από τη μέγιστη κατανάλωση ενέργειας .

$$P_{\text{diss,ON}} = I_{\text{DS(ON)}} R_{\text{DS(ON)}} \quad (6.41)$$

Καθώς η τάση από το συλλέκτη προς τη πηγή αρχίζει να αυξάνεται, η συσκευή αρχίζει να φεύγει από το on state και μπαίνει στην περιοχή κορεσμού (linear). Κατά τη διάρκεια του χρόνο μεταβολής η συσκευή δείχνει μεγάλη τάση και μεγάλο ρεύμα ταυτόχρονα. Στις υψηλότερες τιμές τάσης του συλλέκτη-πηγή που πλησιάζουν τη διακοπή χιονοστιβάδας (avalanche breakdown) παρατηρείται ότι το MOSFET υφίσταται ένα φαινόμενο δευτέρου υποβιβασμού (second breakdown). Το second breakdown συνέβη όταν το MOSFET είναι στη κατάσταση μπλοκαρίσματος και μια επιπλέον αύξηση στο v_{DS} θα προκαλέσει μια απότομη πτώση στη τάση μπλοκαρίσματος. Η πηγή του φαινομένου στα MOSFET προκαλείται από την παρουσία παρασιτικών στα n type διπολικό τρανζίστορ όπως φαίνεται στην εικ. 6.24.

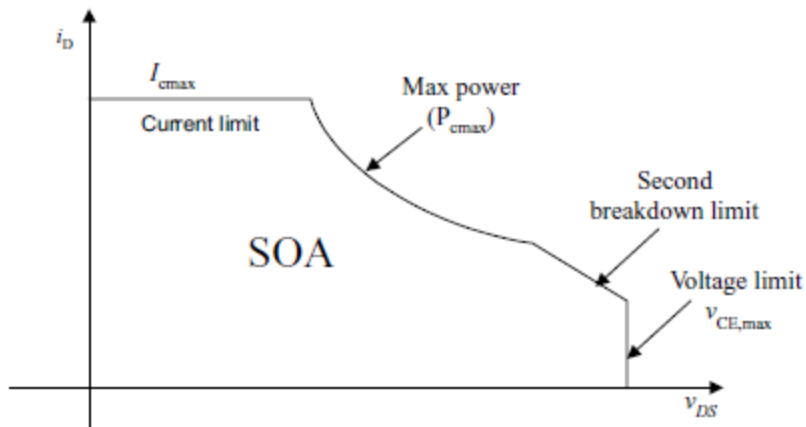


FIGURE 6.23 Safe operation area (SOA) for MOSFET.

FIGURE 6.23 Safe operation area (SOA) for MOSFET.

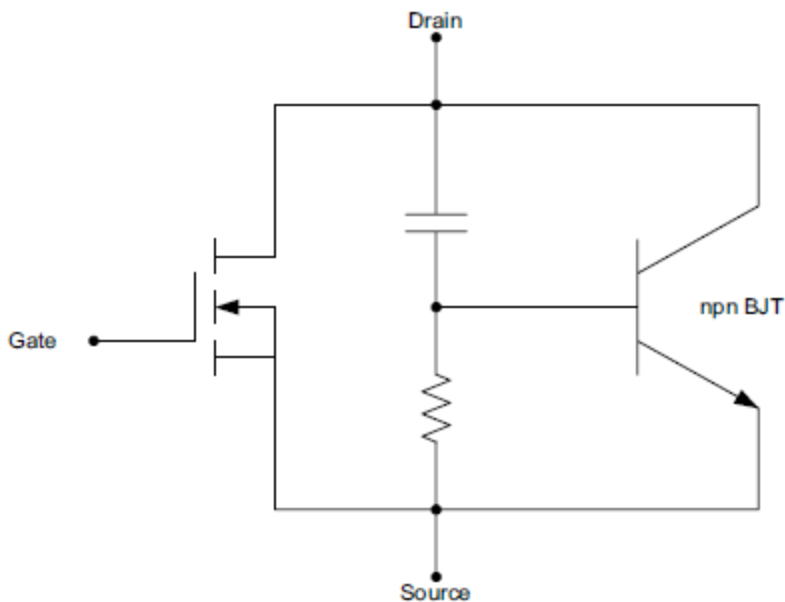


FIGURE 6.24 MOSFET equivalent circuit including the parasitic BJT.

Η έμφυτη παρουσία της διόδου βάσης (body diode) στην κατασκευή του MOSFET κάνει τη συσκευή ελκυστική για εφαρμογές στις οποίες χρειάζεται αμφίδρομη ροή ρεύματος στους διακόπτες.

Οι σημερινές εμπορικές συσκευές MOSFET έχουν εξαιρετικές θερμοκρασίες λειτουργίας. Η επίδραση της θερμοκρασίας είναι πιο φανερή στην αντίσταση στο on state όπως φαίνεται στην εικ. 6.25.

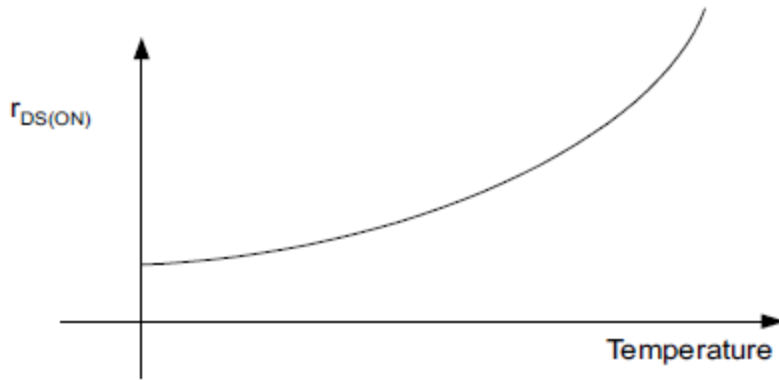


FIGURE 6.25 The on-state resistance as a fraction of temperature.

Καθώς αυξάνεται η αντίσταση στην κατάσταση ανοίγματος (on state), οι απώλειες μεταγωγής επίσης αυξάνονται. Αυτή μεγάλη τιμή $V_{DS(on)}$ περιορίζει τη χρήση του MOSFET στις εφαρμογές με υψηλή τάση. Η χρήση του καρβιδίου του πυριτίου (silicon carbide) αντί του πυριτίου (silicon) έχει μειώσει το $V_{DS(OW)}$ πάρα πολύ.

Καθώς η τεχνολογία της συσκευής βελτιώνεται συνεχώς, ειδικά στο όσο αφορά τις βελτιωμένες ταχύτητες στο διακόπτη και αυξημένες δυνατότητες στο χειρισμού ρεύματος, αναμένεται ότι το MOSFET θα αντικαταστήσει το BJT σε όλα τα είδη συστημάτων ηλεκτρονικών ισχύος.

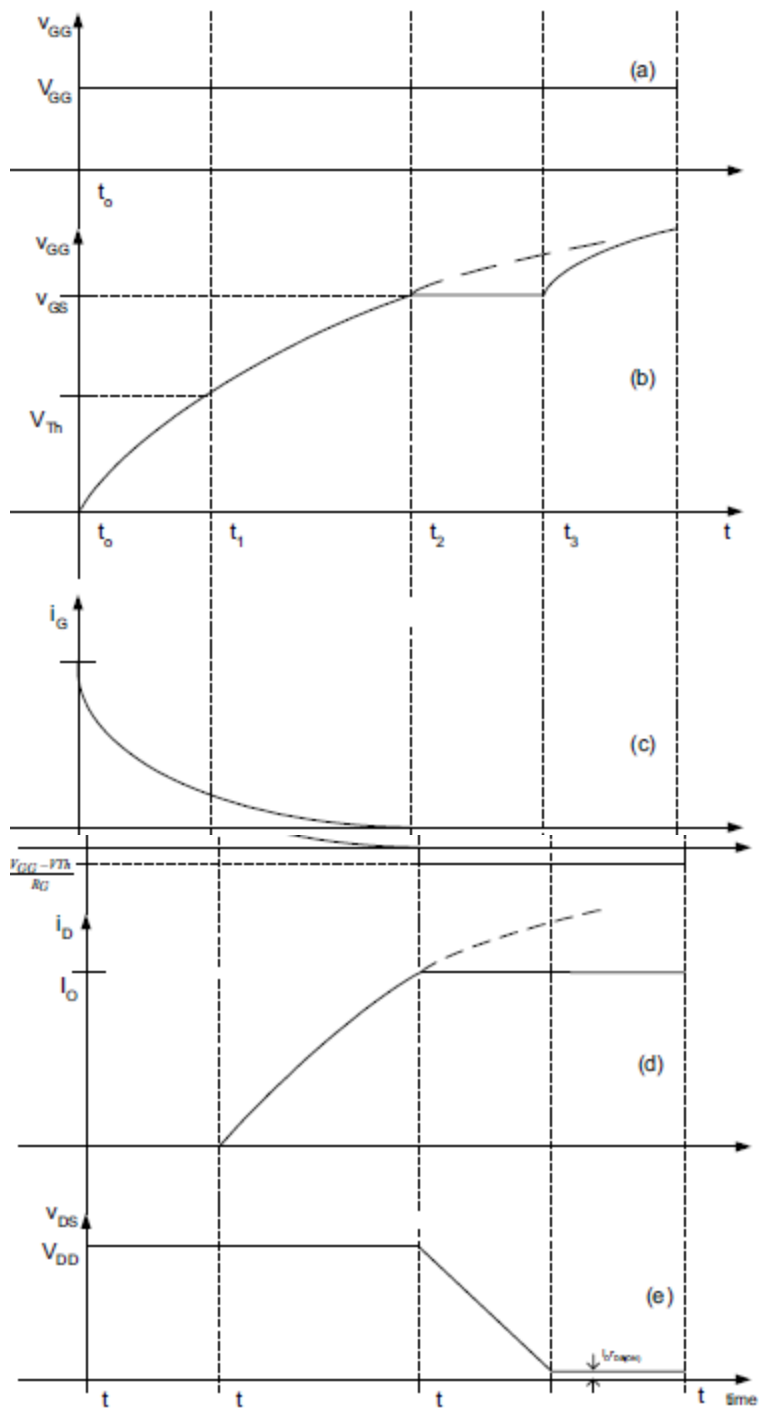


FIGURE 6.19 Turn-on waveform switching.

7 . Μονωμένα διπολικά τρανζίστορ (INSULATED GATE BIPOLAR TRANZISTOR IGBT)

7.1 Εισαγωγή

Η μονωμένη πύλη διπολικών τρανζίστορ Transistor (IGBT), η οποία πρώτο εμφανίστηκε νωρίς τη δεκαετία του 80, έχει γίνει μια πετυχημένη συσκευή επειδή έχει μοναδικά χαρακτηριστικά. Το IGBT είναι ένας τριών τερματικών σταθμών διακόπτης ημιαγωγών το οποίο χρησιμοποιείται να ελέγχει ηλεκτρική ενέργεια και πολλές καινούριες εφαρμογές δεν θα ήταν οικονομικά εφικτές χωρίς αυτά. Πριν από την έλευση των IGBT, τα διπολικά τρανζίστορ ισχύος (power bipolar junction transistors BJTs) και τα τρανζίστορ με οξειδίο μετάλλου (power metal oxide field effect transistors MOSFETS) χρησιμοποιήθηκαν συχνά σε εφαρμογές με χαμηλή έως μεσαία ισχύ και υψηλή συχνότητα όπου η ταχύτητα της πύλης turn-off θυρίστορ δεν ήταν επαρκής. Τα BJT ισχύος έχουν καλά χαρακτηριστικά όταν είναι ενεργοποιημένα αλλά μεγάλους χρόνους μεταγωγής ειδικά στην απενεργοποίηση. Είναι συσκευές με ελεγχόμενο ρεύμα και μικρό κέρδος ρεύματος λόγω της επίδρασης υψηλής έγχυσης (high-level injection) και ευρύ πλάτος βάσης που απαιτείται για να εμποδίσουμε την κατάρρευση στην κατάσταση μπλοκαρίσματος της τάσης. Έτσι απαιτούν περίπλοκα κυκλώματα οδήγησης βάσης για να παρέχουν το ρεύμα της βάσης κατά την κατάσταση on, το οποίο αυξάνει την απώλεια ισχύος στο ηλεκτρόδιο ελέγχου .

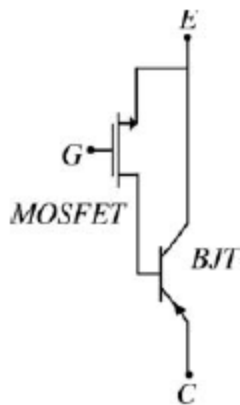
Από την άλλη όμως, τα MOSFET ισχύος είναι συσκευές με ελεγχόμενη τάση, οι οποίες απαιτούν πολύ μικρό ρεύμα κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος μεταγωγής και έτσι έχουν απλές απαιτήσεις στο κύκλωμα οδήγησης πύλης . Τα MOSFET ισχύος είναι (majority carrier) συσκευές μείζονος φορέων , οι οποίες δείχνουν πολύ υψηλές ταχύτητες μεταγωγής. Ωστόσο, η μονοπολική φύση των MOSFET ισχύος προκαλεί κατώτερα χαρακτηριστικά αγωγιμότητας καθώς η ονομαστική τάση αυξάνεται πάνω από το 200V. Έτσι, η αντίσταση στην κατάσταση on αυξάνεται με αυξανόμενη τάση κατάρρευσης . Επιπλέον, καθώς η ονομαστική τάση αυξάνεται, η έμφυτη δίοδος βάσης δείχνει κατώτερα χαρακτηριστικά αντίστροφης ανάκτησης, το οποίο οδηγεί σε υψηλότερες απώλειες μεταγωγής.

Προκειμένου να βελτιώσουμε τις επιδόσεις των συσκευών ισχύος, ένα πλεονέκτημα είναι να έχουμε την χαμηλή αντίσταση στην κατάσταση ανοίγματος των power BJT με μονωμένη πύλη εισόδου παρόμοια με αυτό του MOSFET ισχύος. Η ρύθμιση Darlington των δυο συσκευών που φαίνονται στην εικ. 7.1 έχει ανώτερα χαρακτηριστικά σε σύγκριση με τις δυο διακριτικές συσκευές. Αυτή η υβριδική συσκευή μπορεί να είναι κατασκευασμένη με τον ίδιο τρόπο με το MOSFET ισχύος , με χαμηλή αντίσταση στη κατάσταση ανοίγματος επειδή το περισσότερο ρεύμα εξόδου χειρίζεται από το BJT. Εξαιτίας της χαμηλής απόκτησης του ρεύματος του BJT, ένα MOSFET με το ίδιο μέγεθος απαιτείται για οδήγηση κυκλώματος.

Μια πιο ισχυρή προσέγγιση για να αποκτήσουμε τα περισσότερα πλεονεκτήματα των MOS gate control και διπολικών ρευμάτων αγωγής είναι να ενσωματώσουμε τη φυσική του MOSFET και BJT μέσα στην ίδια περιοχή ημιαγωγού . Αυτή η ιδέα έδωσε αύξηση για τα εμπορικά διαθέσιμα IGBT με ανώτερα χαρακτηριστικά στην κατάσταση ανοίγματος , καλή ταχύτητα μεταγωγής και εξαιρετική ασφαλή περιοχή χειρισμού. Σε σύγκριση με τα MOSFET ισχύος, η απουσία της αναπόσπαστης διόδου σώματος μπορεί να θεωρηθεί ως πλεονέκτημα η μειονέκτημα ανάλογα με την ταχύτητα μεταγωγής και τις απαιτήσεις ρεύματος. Μια εξωτερική διάδος ταχείας ανάκτησης η μια διάδος στην ίδια συσκευασία μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε συγκεκριμένες εφαρμογές. Τα IGBT αντικαθιστούν τα MOSFET σε εφαρμογές με υψηλή τάση με χαμηλότερες απώλειες στη μεταγωγή. Έχουν τάση στη κατάσταση ενεργοποίησης και πυκνότητα ρεύματος που συγκρίνεται με το BJT ισχύος με υψηλότερη συχνότητα μεταγωγής. Αν και δείχνουν μια γρήγορη ενεργοποίηση, η ταχύτητα απενεργοποίησης είναι πιο αργή από το MOSFET λόγω του χρόνου της πτώσης του ρεύματος. Επίσης τα IGBT έχουν αρκετή μικρότερη περιοχή πυριτίου από τα όμοια σε ονομαστική ισχύς MOSFET. Έτσι αντικαθιστώντας τα power MOSFET με IGBT, βελτιώνεται η αποδοτικότητα και το κόστος μειώνεται. Επιπλέον, τα IGBT γνωρίζονται ως conductivity-modulated FET (COMFET), μονωμένη πύλη τρανζίστορ (insulated gate transistor IGT), και διπολικά MOSFET.

Καθώς οι (soft-switching) μαλακής μεταγωγής τοπολογίες προσφέρουν αρκετά πλεονεκτήματα από τις (hard-switching) σκληρής μεταγωγής τοπολογίες, η χρήση αυξάνεται στη βιομηχανία. Χρησιμοποιώντας τις τεχνικές soft-switching τα IGBT μπορούν να λειτουργήσουν σε συχνότητες ως εκατοντάδες kilohertz. Ωστόσο, τα IGBT συμπεριφέρονται διαφορετικά υπό συνθήκες soft-switching σε σύγκριση με τη συμπεριφορά τους στις συνθήκες του hard-switching. Έτσι τα trade-offs των συσκευών που συμπεριλαμβάνονται στα soft-switching κυκλώματα είναι διαφορετικά από αυτά στην περίπτωση του hard-switching. Η εφαρμογή των IGBT σε μετατροπείς με μεγάλη ισχύ προκαλεί σε αυτούς να υποστούν υψηλή παροδική καταπόνηση όπως το βραχυκύκλωμα και απενεργοποίηση υπό επαγωγικό φορτίο, και έτσι η χρήση των IGBT υπό συνθήκες πίεσης είναι μια σημαντική προϋπόθεση. Παραδοσιακά, υπήρχε περιορισμένη αλληλεπίδραση ανάμεσα στους κατασκευαστές των συσκευών και στους σχεδιαστές των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων ισχύος . Έτσι τα ελαττώματα στην αξιοπιστία των συσκευών παρατηρούνται μόνο αφού χρησιμοποιηθούν οι συσκευές σε πραγματικά κυκλώματα. Αυτό επιβραδύνει σημαντικά τη διαδικασία της βελτιστοποίησης ισχύος των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων ισχύος. Ωστόσο, ο χρόνος ανάπτυξης μπορεί να μειωθεί σημαντικά αν όλα τα θέματα των επιδόσεων και αξιοπιστίας των συσκευών υπολογίζονται στο στάδιο που σχεδιάζονται οι συσκευές. Καθώς οι συνθήκες υψηλής πίεσης είναι αρκετά συχνές στις εφαρμογές με κυκλώματα, συμφέρει οικονομικά και είναι σημαντικό να σχεδιάζονται οι επιδόσεις IGBT υπό αυτές οι συνθήκες. Ωστόσο, η ανάπτυξη του πρωτότυπο μπορεί να ακολουθήσει μόνο αφού κατανοήσουμε τη φυσική της λειτουργίας της συσκευής υπό συνθήκες πίεσης που επιβάλλονται από το κύκλωμα. Η φυσικά βασισμένη διαδικασία και προσομοιώσεις των συσκευών είναι ένας γρήγορος και φθηνός τρόπος να μεγιστοποιούμε τις επιδόσεις του IGBT.

Η εμφάνιση των προσομοιωτών ανάμικτων μορφών κυκλωμάτων στις οποίες οι δυναμικές φορέων ημιαγωγών μεγιστοποιούνται μέσα στο πλαίσιο των περιορισμών της μεταγωγής κυκλώματος είναι ένα εργαλείο κλειδί για αυτό το έργο.

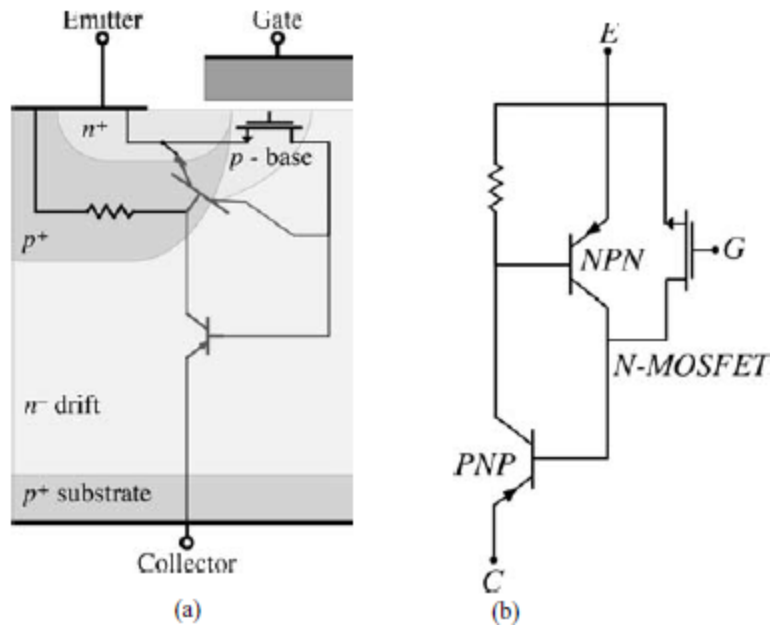


εικ. 7.1 υβριδική διαμόρφωση Darlington , Mosfet και BJT

7.2 Βασική κατασκευή και χειρισμός

Η κατακόρυφη εγκάρσια τομή στο μισό κελί σε ένα από τα παράλληλα κελιά του n-καναλιού IGBT που φαίνεται στην εικ. 7.2 είναι παρόμοιο με αυτό της διπλής διάχυσης (double diffused) MOSFET ισχύος (DMOS) εκτός από μια στρώση p+ στη βάση. Αυτή στρώση σχηματίζει το συλλέκτη του IGBT και ένα pn junction με περιοχή n drift, όπου η διαφοροποίηση αγωγιμότητας συμβαίνει με την έγχυση φορέων μειονότητας στην περιοχή drain drift του κάθετου MOSFET. Έτσι η πυκνότητα του ρεύματος είναι πολύ μεγαλύτερη από το MOSFET ισχύος και η προς τα εμπρός πτώση της τάσης μειώνεται. Το p+ υπόστρωμα, το n- drift επίπεδο και το p+ εκπομπού αποτελούν ένα BJT με μια φαρδιά βάση και έτσι μικρή απόκτηση ρεύματος. Ο χειρισμός της συσκευής μπορεί να εξηγηθεί με ένα BJT με ρεύμα στη βάση που ελέγχεται από τη τάση που εφαρμόζεται στο MOS gate. Για απλότητα, υποτίθεται ότι ο ακροδέκτης εκπομπού συνδέεται με το δυναμικό γείωσης. Εφαρμόζοντας μια αρνητική τάση στο συλλέκτη, το pn junction ανάμεσα του p+ υπόστρωμα και τη περιοχή n drift είναι αντίστροφα προκατειλημμένη, κάτι το οποίο εμποδίζει οποιαδήποτε ροή ρεύματος και η συσκευή είναι στην κατάσταση αντίστροφου μπλοκαρίσματος. Αν το τερματικό πύλης κρατείται σε δυναμικό γείωσης αλλά ένα θετικό δυναμικό εφαρμόζεται στο συλλέκτη, το pn junction ανάμεσα στο p base και στην περιοχή n drift είναι αντίστροφα προκατειλημμένο.

Αυτό εμποδίζει οποιαδήποτε ροή ρεύματος και η συσκευή είναι στην κατάσταση προς τα εμπρός μπλοκαρίσματος μέχρι να επιτευχθεί η κατανομή ανοιχτής βάσης του pnp τρανζίστορ.

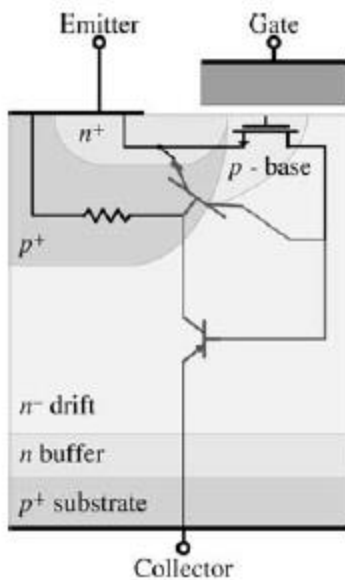


Εικ. 7.2 IGBT (α) κάθετης διατομής και (β) αντίστοιχο μοντέλο κυκλώματος .

Όταν το θετικό δυναμικό εφαρμόζεται στην πύλη και υπερβαίνει την τάση κατωφλίου που απαιτείται για να αντιστρέψει την περιοχή MOS κάτω από τη πύλη, σχηματίζεται ένα n κανάλι, το οποίο παρέχει ένα δρόμο για να μπορέσουν τα ηλεκτρόνια να ρέουν στη περιοχή n- drift. Το pn junction ανάμεσα στο p+ -υπόστρωμα και στην περιοχή n-drift είναι προς τα εμπρός προκατειλημμένο και οι τρύπες γίνονται στην περιοχή drift. Τα ηλεκτρόνια σε αυτή την περιοχή συνδυάζονται ξανά με αυτές τις τρύπες για να διατηρήσουν την ουδέτερη φόρτιση του χώρου και οι υπόλοιπες τρύπες μαζεύονται στον εκπομπό, προκαλώντας μια κάθετη ροή ρεύματος ανάμεσα στον εκπομπό και στο συλλέκτη. Για τις μικρές αξίες του δυναμικού ρεύματος και τάση πύλης μεγαλύτερη από τη τάση κατωφλίου, τα χαρακτηριστικά της συσκευής στην κατάσταση λειτουργίας οπ μπορούν να ορίζονται από ένα ευρείας βάσης BJT ισχύος. Καθώς η πυκνότητα του ρεύματος αυξάνεται, η πυκνότητα έγχυσης φορέων υπερβαίνει το χαμηλό doping της περιοχής της βάσης και γίνεται πολύ μεγαλύτερη από το background doping. Αυτή η διαμόρφωση αγωγιμότητας μειώνει την αντίσταση της περιοχής drift και έτσι το IGBT έχει μια πολύ μεγαλύτερη πυκνότητα ρεύματος από ένα MOSFET ισχύος με μειωμένη πτώση στην μπροστινή τάση. Ο συλλέκτης της βάσης junction του pnp-BJT δεν μπορεί να είναι προς τα εμπρός προκατειλημμένο και έτσι αυτό το τρανζίστορ δεν θα λειτουργήσει σε κατάσταση κορεσμού. Ωστόσο, όταν η πτώση δυναμικού σε όλη τη στρώση αντιστροφής γίνεται συγκρίσιμη με τη διαφορά ανάμεσα την τάση της πύλης και τη τάσης κατωφλίου, τότε συμβαίνει channel pinch-off.

Το punch-off περιορίζει το ρεύμα των ηλεκτρονίων και ως αποτέλεσμα τις εγχυμένες ωπές από τη στρώση p^+ . Έτσι ο κορεσμός του ρεύματος της βάσης προκαλεί κορεσμό του ρεύματος του συλλέκτη.

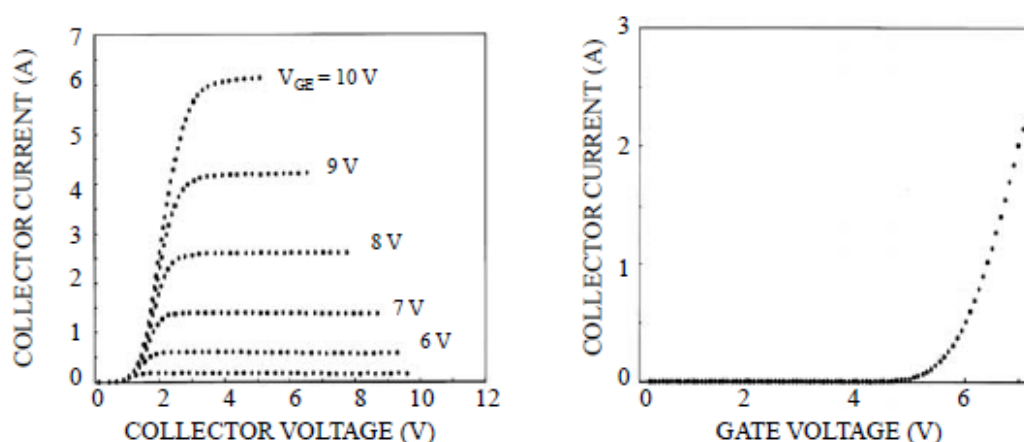
Τα συνηθισμένα χαρακτηριστικά forward του IGBT ως συνάρτηση του δυναμικού της πύλης και τα χαρακτηριστικά της μεταφοράς του IGBT και MOSFET είναι παρόμοια. Το IGBT είναι απενεργοποιημένο αν το δυναμικό βάσης-εκπομπού είναι χαμηλότερο από τη τάση κατωφλίου. Για τις τάσεις της πύλης που είναι μεγαλύτερες από τη τάση κατωφλίου η καμπύλη μεταφοράς είναι γραμμική πάνω από την περισσότερη κλίμακα ρεύματος συλλέκτη.



Εικ. 7.4 PT IGBT (Punch-through)

Για να απενεργοποιήσουμε το IGBT, η πύλη είναι τοποθετημένη στον εκπομπού για να αφαιρέσουμε το κανάλι MOS και το ρεύμα της βάσης του pnp τρανζίστορ. Το ρεύμα του συλλέκτη ξαφνικά μειώνεται επειδή το ρεύμα των ηλεκτρονίων αφαιρείται από το κανάλι. Τότε τα παραπάνω carriers στην περιοχή n^- drift αποσυνθέτουν με το συνδυασμό που γίνεται ξανά με τα ηλεκτρόνια και τις ωπές, κάτι το οποίο προκαλεί μια σταθερή αποσύνθεση στο ρεύμα του συλλέκτη. Έτσι ώστε να κρατήσουμε σε χαμηλά επίπεδα την πτώση της τάση στην κατάσταση λειτουργίας on, η παραπάνω διάρκεια ζωής του carrier πρέπει να παραμείνει μεγάλη. Έτσι, είναι παρόμοια με τις άλλες συσκευές μειονότητας φορέων (carrier), επειδή υπάρχει ανταλλαγή ανάμεσα στις απώλειες στην κατάσταση λειτουργίας on και πιο γρήγορο χρόνο στην κατάσταση μη λειτουργίας off. Στη punch-through (PT) κατασκευή του IGBT στην εικ. 7.4, ο χρόνος μεταγωγής μειώνεται μέσα από τη χρήση μιας στρώσης αποσβεστήρα (buffer) η οποία είναι heavily doped στην περιοχή drift κοντά στο συλλέκτη. Εξαιτίας μιας πολύς υψηλότερης πυκνότητας πρόσμιξης στη στρώση buffer και η αποδοτικότητα έγχυσης του συλλέκτη junction και η διάρκεια ζωής του minority carrier στην περιοχή της βάσης μειώνεται.

Η μικρότερη διάρκεια ζωής στο carrier στη στρώση buffer βυθίζει τις παραπάνω οπές, κάτι το οποίο επιταχύνει την αφαίρεση των οπών από την περιοχή drift και έτσι μειώνεται ο χρόνος απενεργοποίησης. Τα Non-punch through (NPT) IGBT έχουν μεγαλύτερη διάρκεια ζωής carrier και μια low-doped shallow περιοχή συλλέκτη, κάτι το οποίο επηρεάζει τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά. Έτσι ώστε να αποτρέψουμε το punch through, τα NPT IGBT έχουν πιο παχύ περιοχή drift, και σαν αποτέλεσμα προκύπτει υψηλότερο χρόνο μεταφοράς στη βάση. Έτσι, στην κατασκευή NPT η διάρκεια ζωής του carrier κρατιέται σε υψηλότερα επίπεδα από τη κατασκευή PT, κάτι το οποίο προκαλεί διαμόρφωση αγωγιμότητας της περιοχής drift και μειώνει τη πτώση της τάσης στην κατάσταση λειτουργίας on .



Εικ. 7.3 IGBT (a) προς τα εμπρός και (b) χαρακτηριστικά μεταφοράς

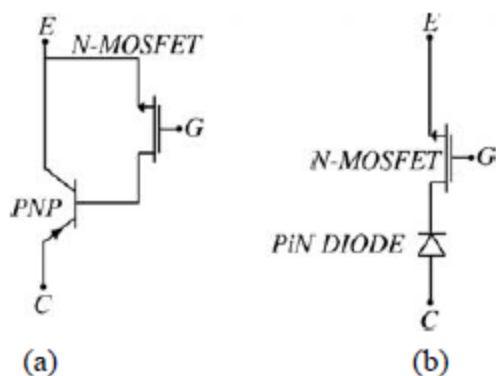
7.3 Στατικά χαρακτηριστικά

Στην κατασκευή του IGBT στην εικ. 7.2, αν μια αρνητική τάση εφαρμόζεται στο συλλέκτη, το junction ανάμεσα στο p+ υπόστρωμα και στην περιοχή n- drift γίνεται αντίστροφα προκατειλημμένο . Η περιοχή drift είναι lightly doped και μια στρώση εξάντλησης επεκτείνεται κυρίως στην περιοχή drift. Ένα τρανζίστορ με ανοιχτή βάση υπάρχει ανάμεσα στο p+ υπόστρωμα, περιοχή n-drift και την περιοχή p-base. Η συγκέντρωση doping (N_D) και το πάχος της περιοχής n-drift (W_D) σχεδιάζονται έτσι ώστε να αποφευχθεί η κατάρρευση της κατασκευής. Το πλάτος της περιοχής drift επηρεάζει τη πτώση στη προς τα εμπρός τάσης και έτσι πρέπει να μεγιστοποιείται για να πετύχει μια επιθυμητή τάση κατάρρευσης . Το πάχος της περιοχής drift (W_D), επιλέγεται να είναι ίσο με το αποτέλεσμα ενός μήκους diffusion(L_D) και το πλάτος της στρώσης εξάντλησης στη μέγιστη εφαρμοσμένη τάση (V_{max}):

$$W_D = \sqrt{\frac{2\epsilon_s V_{max}}{qN_D} + L_P} \quad (7.1)$$

Όταν η πύλη είναι τοποθετημένη στον εκπομπό, κανένα κανάλι δεν υπάρχει κάτω από την πύλη. Έτσι αν θετική τάση εφαρμόζεται στο συλλέκτη, το junction ανάμεσα στο p-base και στην περιοχή n-drift είναι reverse-βιαντίστροφα προκατειλημμένο και μόνο μια μικρή απώλεια ρεύματος ρέει από το IGBT. Αυτό είναι παρόμοιο με το MOSFET, όπου η στρώση εξάντλησης επεκτείνεται στο p-base και στην περιοχή n-drift. Η συγκέντρωση του p base doping, η οποία ελέγχει τη τάση κατωφλίου επιλέγεται για να αποφύγουμε punch-through της p-βάσης στο n+-εκπομπού. Σε εφαρμογές με ac εναλλασσόμενα κυκλώματα, οι οποίες απαιτούν ολίδιες ικανότητες στο προς τα εμπρός και πίσω μπλοκάρισματος η μετατόπιση στην περιοχή drift, το πάχος της του σύμμετρο IGBT που φαίνεται στην εικ. 7.2 σχεδιάζεται από την χρήση του Eq. 7.1 για να αποφευχθεί reach through της στρώσης εξάντλησης στο junction ανάμεσα στη στρώση συλλέκτη p+ και στην περιοχή n- drift. Όταν το IGBT χρησιμοποιείται στα κυκλώματα dc, τα οποία δεν απαιτούν τη δυνατότητα αντίστροφου μπλοκάρισματος, μια highly-doped buffer στρώση προστίθεται στην περιοχή drift κοντά στο junction του συλλέκτη για να σχηματιστεί ένα PT IGBT. Σε αυτή την κατασκευή η στρώση εξάντλησης κατέχει ολόκληρη την περιοχή drift κοντά στο συλλέκτη και η στρώση n buffer, εμποδίζει reach through της στρώσης εξάντλησης στη στρώση p+ συλλέκτη. Έτσι το απαιτούμενο πάχος της περιοχής drift μειώνεται και μειώνονται και οι απώλειες στην κατάσταση λειτουργίας on. Ως τόσο η highly doped buffer στρώση και η p+ στρώση συλλέκτη υποβαθμίζουν την ικανότητα του για αντίστροφο μπλοκάρισμα και φτάνει σε ένα πολύ μικρό επίπεδο. Έτσι, τα χαρακτηριστικά στην κατάσταση λειτουργίας on του PT IGBT μπορούν να μεγιστοποιούνται για την απαιτούμενη ικανότητα στο προς τα εμπρός μπλοκάρισμα ενώ η ικανότητα στο αντίστροφο μπλοκάρισμα παραμελείται.

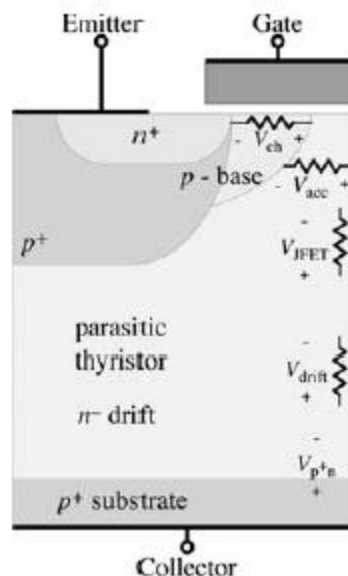
Όταν εφαρμόζεται θετική τάση στην πύλη του IGBT, ένα κανάλι MOS σχηματίζεται ανάμεσα στο n+-εκπομπού και στην περιοχή n-drift. Έτσι ένα ρεύμα βάσης παρέχεται για το παρασιτικό pnp-BJT. Εφαρμόζοντας θετική τάση ανάμεσα στο συλλέκτη και στα ηλεκτρόδια εκπομπού σε ένα n-type IGBT, οι μειονότητας φορείς εισέρχονται στην περιοχή drift. Οι εγχυμένοι μειονότητας φορείς μειώνουν την ικανότητα αντίστασης στην περιοχή drift και επίσης την πτώση τάσης στην κατάσταση λειτουργίας on, φέρνοντας ως αποτέλεσμα μια πολύ υψηλότερη πυκνότητας ρεύματος σε σύγκριση με το MOSFET ισχύος.



Εικ. 7.5 Ισοδύναμα κυκλώματα IGBT (α) BJT/MOSFET και (b) pin/MOSFET

Η αντίσταση ανάμεσα στη βάση και στο εκπομπό του ηρη τρανζίστορ είναι μικρή, τότε το n+-εκπομπού p-βάσης junction δεν γίνεται προς τα εμπρός προκατηλειμένο και έτσι το παρασιτικό ηρη τρανζίστορ δεν είναι ενεργό και μπορεί να διαγραφθεί από το ισοδύναμο IGBT κύκλωμα. Η ανάλυση των προς τα εμπρός χαρακτηριστικών ενός IGBT είναι δυνατή με την χρήση δυο προσεγγίσεις των ισοδυνάμων κυκλωμάτων που φαίνονται στην εικ. 7.5. Το πρωτότυπο που βασίζεται στο pin-rectifier σε σειρά με ένα MOSFET που φαίνεται στη εικ. 7.5b είναι εύκολο στην ανάλυση και μας δίνει αρκετή κατανόηση της λειτουργίας του IGBT. Ωστόσο, αυτό το πρωτότυπο δεν δικαιολογεί το εξάρτημα hole-current που ρέει στην περιοχή p-βάσης. Αυτό το junction ανάμεσα στο p-βάσης και στην περιοχή n-drift είναι αντίστροφα προκατηλειμένο. Αυτό απαιτεί η πυκνότητα του free carrier να είναι μηδέν σε αυτό το junction και έτσι φέρνει αποτέλεσμα σε διαφορετική συνθήκη συνόρου για το IGBT σε σχέση με αυτά με ένα pin rectifier. Η IGBT διαμόρφωση αγωγιμότητας στην περιοχή drift είναι ολόιδιο με το pin-rectifier κοντά στο συλλέκτη junction, αλλά είναι λιγότερο από το pin-rectifier κοντά στο p-βάσης junction. Έτσι, το πρωτότυπο που είναι βασισμένο στο διπολικό ηρη τρανζίστορ που ωθείται από το MOSFET στην εικ. 7.5a δίνει μια πιο ολοκληρωμένη περιγραφή των χαρακτηριστικών αγωγιμότητας.

Αν αναλύσουμε τη λειτουργία IGBT με την χρήση αυτών των πρωτοτύπων μοντέλων δείχνει ότι το IGBT έχει τη πτώση μιας διόδου εξαιτίας της παρασιτικής διόδου. Κάτω από γόνατο τάσης διόδου υπάρχει χαμηλή ροή ρεύματος εξαιτίας της έλλειψης έγχυσης φορέων μειονότητας από το συλλέκτη. Επίσης, αυξάνοντας την εφαρμοσμένη τάση ανάμεσα στην πύλη και του εκπομπού βάσης το εσωτερικού διπολικό τρανζίστορ παρέχεται από περισσότερο ρεύμα στη βάση, που φέρνει ως αποτέλεσμα μια αύξηση στο συλλέκτη ρεύματος. Το ρεύμα IGBT δείχνει κορεσμού εξαιτίας της φραγής του καναλιού MOS, το οποίο περιορίζει το ρεύμα βάσης εισόδου του διπολικού τρανζίστορ. Το κανάλι MOS του IGBT αντιστροφής πολώνει το συλλέκτη-βάσης junction και αναγκάζει το διπολικό ηρη τρανζίστορ να λειτουργήσει στην ενεργή περιοχή. Η περιοχή drift είναι injection υψηλού επιπέδου στις απαιτούμενες πυκνότητες ρεύματος και ευρύτερη περιοχή n-drift φέρνει ως αποτέλεσμα σε υψηλότερη τάση κατάρρευσης.



Εικ. 7.6 συνιστώσες της πτώσης τάσης μέσα στην δομή του IGBT

Επειδή έχει μικρή απολαβή του pnp-BJT, το κύκλωμα οδήγησης MOSFET στο ισοδύναμο κύκλωμα του IGBT κουβαλάει ένα μεγάλο μέρος του συνολικού ρεύματος συλλέκτη. Έτσι η πτώση της τάσης του IGBT στην κατάσταση λειτουργίας οπ όπως φαίνεται από στην εικ. 7.6 αποτελείται από πτώση στην τάση σε όλο το συλλέκτη junction, πτώση σε όλη την περιοχή drift, και η πτώση σε όλο το μέρος MOSFET. Η χαμηλή τιμή του drift region διαμόρφωση αγωγιμότητας κοντά στο p-βάσης junction, πτώση σε όλη την αντίσταση JFET του MOSFET (V_{jfet}) καθώς και την πτώση τάσης σε όλο την αντίσταση του καναλιού (V_{ch}) και η αντίσταση στρώματος συσσώρευσης (V_{acc}):

$$V_{CE(on)} = V_{p+n} + V_{drift} + V_{MOSFET} \quad (7.2)$$

$$V_{MOSFET} = V_{ch} + V_{JFET} + V_{acc} \quad (7.3)$$

Όταν η διάρκεια ζωής στην περιοχή του n-drift είναι μεγάλη, η απολαβή του pnp διπολικού τρανζίστορ είναι υψηλή και το ρεύμα συλλέκτη είναι πολύ μεγαλύτερο από το ρεύμα του MOSFET. Έτσι η πτώση της τάσης στα μέρη του MOSFET του IGBT είναι ένα μικρό κλάσμα της συνολικής πτώσης της τάσης. Όταν οι τεχνικές για τον έλεγχο στην διάρκεια ζωής χρησιμοποιούνται για να αυξήσουν την ταχύτητα μεταγωγής, η απολαβή ρεύματος του διπολικού τρανζίστορ μειώνεται και ένα μεγαλύτερο μέρος του ρεύματος ρέει σε όλο το κανάλι MOSFET και έτσι η πτώση τάσης σε όλο το MOSFET αυξάνεται. Προκειμένου να μειωθεί η αντίσταση της διαδρομής του ρεύματος MOSFET ένα χάρακωμα IGBT μπορεί να χρησιμοποιηθεί όπως φαίνεται στο σχήμα 7.7.



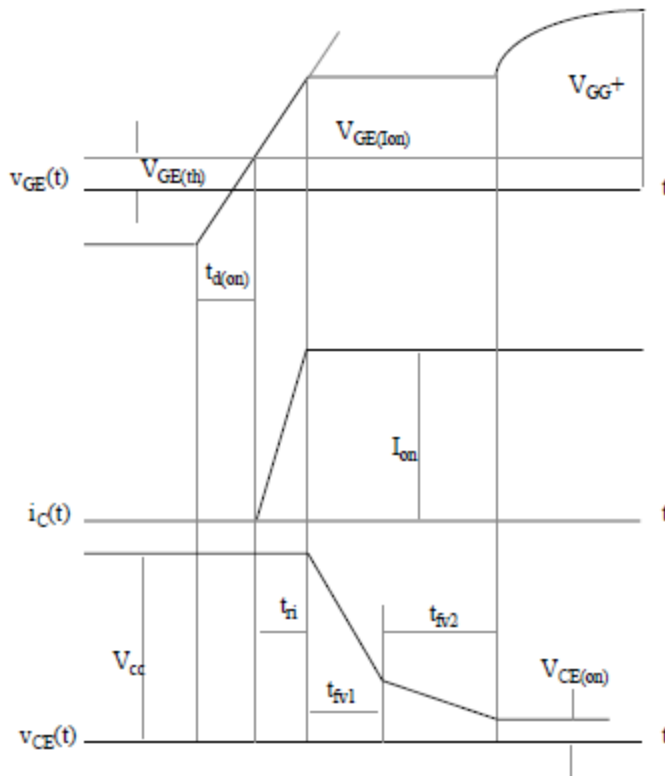
Εικ. 7.7 δομή TRENCH IGBT

Επεκτείνοντας την πύλη τάφρου κάτω από το p-βάσης και της περιοχή n-drift junction σχηματίζεται ένα καλάι ανάμεσα στο n+-εκπομπού και την περιοχή n-drift. Αυτό εξαλείφει την αντίσταση του JFET, την αντοχή στο στρώμα συσσώρευσης και έτσι μειώνει την πτώση τάσης σε όλα τα μέρη του MOSFET του IGBT, το οποίο φέρνει ως αποτέλεσμα ανώτερα χαρακτηριστικά αγωγιμότητας. . Με την χρήση δομής τάφρου η κυτταρική πυκνότητα IGBT και η πυκνότητα μανδάλωσης ρεύματος μπορούν επίσης να βελτιωθούν όπως φαίνεται στην εικ. 7.7.

7.4 Χαρακτηριστικά της δυναμικής μεταγωγής

7.4.1 χαρακτηριστικά turn-on

Οι κυματομορφές μεταγωγής του IGBT σε ένα clamped επαγωγικό κύκλωμα φαίνονται στην εικ. 7.8. Η αυτεπαγωγή προς αντίσταση ($L=R$) σταθερά χρόνου του επαγωγικού φορτίου θεωρείται μεγάλη σε σύγκριση με τη συχνότητα μεταγωγής και έτσι μπορεί να θεωρηθεί ως μια πηγή σταθερού ρεύματος ιόντων. Η επίδοση της μεταγωγής στην κατάσταση λειτουργίας on του IGBT κυριαρχείται από την δομή του MOS. Κατά την διάρκεια $t_d(on)$ το ρεύμα της πύλης φορτίζει τη συνεχή χωρητικότητα εισόδου με σταθερή κλίση μέχρι που η τάση πύλης εκπομπού φτάσει την τάση κατωφλίου $V_{GE(th)}$ της συσκευής. Κατά την διάρκεια του t_{ri} η φόρτιση ρεύματος μεταφέρεται από τη δίοδο στην συσκευή και αυξάνεται με σταθερή τιμή.



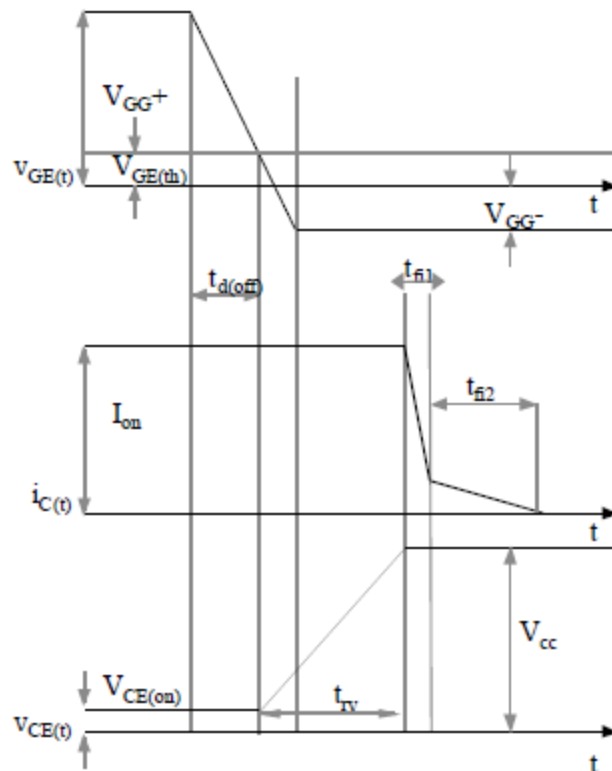
Εικ.7.8 κυματομορφή ανοίγματος IGBT σε κύκλωμα με επαγωγικό φορτίο

Ο χρόνος αύξησης της τάσης της πύλης και το IGBT διαγωγιμότητας ορίζουν τη κλίση του ρεύματος και ως αποτέλεσμα το t_{ri} . Όταν η βάση-εκπομπού τάση φτάνει στο $V_{GE(Ion)}$, αυτό υποστηρίζει σταθερή κατάσταση στο ρεύμα συλλέκτη, η τάση συλλέκτη-εκπομπού αρχίζει να μειώνεται. Μετά από αυτό υπάρχουν δύο συγκεκριμένοι χρόνοι κατά την διάρκεια του IGBT turn-on. Στο πρώτο χρόνο η τάση συλλέκτη -to- εκπομπού πέφτει γρήγορα καθώς το gate-drain χωρητικότητα C_{gd} του μέρος MOSFET αποφορτίζει. Σε χαμηλή τάση συλλέκτη - εκπομπού C_{gd} αυξάνεται. Ένα ορισμένο χρονικό διάστημα απαιτείται για τις συνθήκες υψηλού επιπέδου injection για να ρυθμιστούν στην περιοχή drift. Το rnr μέρος του τρανζίστορ του IGBT έχει αργότερη μεταβολή στο on state από το MOSFET. Η τάση της πύλης αρχίζει να αυξάνεται ξανά μόνο αφού το τρανζίστορ βγαίνει από την περιοχή κορεσμού και μπαίνει στην γραμμική περιοχή, όταν ολοκληρωθεί η διαμόρφωση αγωγιμότητας εμφανίζεται και η τάση συλλέκτη -εκπομπού φτάνει στην τελική on state τιμή του .

7.4.2 Turn Off Characteristics

Η απενεργοποίηση ξεκινάει όταν αφαιρούμε τη τάση πύλης-εκπομπού. Η τάση και ρεύμα παραμένουν σταθερά μέχρι που η τάση της πύλης φτάνει $V_{GE(Ion)}$ που απαιτείται να διατηρήσει το ρεύμα συλλέκτη σε σταθερή κατάσταση όπως φαίνεται στην εικ. 7.9. Μετά από αυτό το χρόνο καθυστέρηση ($t_{d(off)}$) η τάση του συλλέκτη αυξάνεται ενώ το ρεύμα κρατιέται σταθερό.

Η αντίσταση της πύλης ορίζει την ταχύτητα της αύξησης της τάσης συλλέκτη. Καθώς το κανάλι MOS κλείνει το ρεύμα συλλέκτη μειώνεται απότομα κατά την διάρκεια του t_{f1} . Το MOSFET μέρος του IGBT ορίζει το χρόνο καθυστέρησης ($t_{d(off)}$) και ο χρόνος αύξησης της τάσης t_{rv} . Όταν η τάση του συλλέκτη φτάνει την τάση οδήγησης, η freewheeling δίοδος αρχίζει να γίνεται αγωγός.



Εικ. 7.9

Ωστόσο, η επιπλέον αποθηκευμένη φόρτιση στην περιοχή n- drift κατά την διάρκεια του on-state μεταγωγής πρέπει να αφαιρεθεί για να μπορεί να κλείσει η συσκευή. Η υψηλή συγκέντρωση των φορέων μειονότητας (minority carrier) που είναι αποθηκευμένο στην περιοχή n-drift υποστηρίζει το ρεύμα συλλέκτη αφού κλείνει το MOS κανάλι. Ο συνδυασμός ξανά του minority carriers στην περιοχή του πλάτους βάσης σταθερά μειώνει το ρεύμα συλλέκτη και φέρνει ως αποτέλεσμα ένα ρεύμα ουράς. Επειδή δεν υπάρχει πρόσβαση στη βάση του pnp transistor, τα επιπλέον minority carriers δεν μπορούν να αφαιρεθούν κάνοντας αντίστροφη πόλωση της πύλης. Ο t_{f2} χρόνος είναι μεγάλος επειδή η επιπλέον διάρκεια ζωής φορέων σε αυτή την περιοχή συνήθως κρατιέται σε υψηλά επίπεδα για να μειώσει τη πτώση στη τάση στην κατάσταση λειτουργίας on. Επειδή η τάση έχει φτάσει τη τάση οδήγησης σε αυτό το χρονικό διάστημα μια σημαντική απώλεια δύναμης συμβαίνει που αυξάνεται σε συχνότητα. Έτσι το ρεύμα ουράς περιορίζει τις απώλειες στην κατάσταση λειτουργίας on και γρηγορότερους χρόνους μεταγωγής. Για ένα ρεύμα στην κατάσταση λειτουργίας on του I_{on} , ο βαθμός του ρεύματος ουράς και ο χρόνος που απαιτείται για το ρεύμα συλλέκτη για να μειωθεί στα 10% από αυτό στην κατάσταση λειτουργίας on, ο χρόνος turn off (t_{off}) υπολογίζεται ως :

$$I_c(t) = \alpha_{pnp} I_{on} e^{-(t/\tau_{HL})} \quad (7.4)$$

$$t_{off} = \tau_{HL} \ln(10\alpha_{pnp}) \quad (7.5)$$

όπου

$$\alpha_{pnp} = \operatorname{sech}\left(\frac{l}{L_a}\right) \quad (7.6)$$

Είναι η απολαβή του διπολικού pnp τρανζίστορ, l είναι το μην-εξαντλημένο πλάτος της βάσης και L_a είναι το ambipolar μήκος διάχυσης και υποτίθεται ότι το high-level lifetime (τ_{HL}) είναι ανεξάρτητο του minority carrier injection κατά την διάρκεια της αποσύνθεσης του ρεύματος συλλέκτη.

Οι τεχνικές που χρησιμοποιούνται να ελέγξουν τη διάρκεια ζωής, χρησιμοποιούνται και για να τη μειώσουν (τ_{HL}) και για το κέρδος του διπολικού τρανζίστορ (α_{pnp}). Ως αποτέλεσμα το μέγεθος του ρεύματος ουράς και το t_{off} μειώνονται. Ωστόσο, μειώνεται και διαμόρφωση αγωγιμότητας, κάτι το οποίο αυξάνει τη πτώση τάσης στην περιοχή drift. Έτσι τα IGBT με μεγαλύτερες ταχύτητες έχουν χαμηλότερο εύρος ρεύματος. Η θερμική διάχυση των προσμίξεων όπως ο χρυσός και η πλατίνα εισάγει κέντρα ανασυνδυασμού, κάτι το οποίο μειώνει την διάρκεια ζωής. Η συσκευή μπορεί επίσης να ακτινοβολείται με ηλεκτρόνια υψηλής ενέργειας για να παράγει κέντρα ανασυνδυασμού. Η ακτινοβολία με τα ηλεκτρόνια εισάγει μια ομοιόμορφη διανομή των ελαττωμάτων, το οποίο φέρνει ως αποτέλεσμα μειωμένη διάρκεια ζωής σε ολόκληρο το πλακίδιο και επηρεάζει τις ιδιότητες αγωγιμότητας της συσκευής. Μια άλλη μέθοδος για να ελέγξουμε την διάρκεια ζωής είναι εμφύτευση πρωτονίων, η οποία μπορεί να τοποθετήσει τα ελαττώματα σε συγκεκριμένο βάθος. Έτσι είναι δυνατόν να υπάρχει τοπικός έλεγχος για να βελτιωθεί η ανταλλαγή ανάμεσα της τάσης στην κατάσταση λειτουργίας on και η ταχύτητα μεταγωγής της συσκευής. Η απώλεια στην απενεργοποίηση μπορεί να μειωθεί αν περικόπτουμε το ρεύμα ουράς ως αποτέλεσμα της επιτάχυνσης της διαδικασίας του επανασυνδυασμού στο μέρος της περιοχής drift, η οποία δεν σαρώνεται από την ανάστροφη πόλωση.

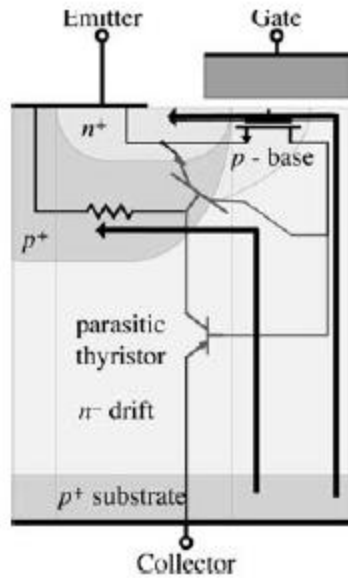
7.4.3 Latch-up of Parasitic θυρίστορ

Ένα μέρος των φορέων μειονότητας οι οποίοι εισάγονται από το συλλέκτη του IGBT ρέει απευθείας στον ακροδέκτη εκπομπού. Η αρνητική φόρτιση των ηλεκτρονίων στη στρώση αντιστροφής ελκύει την πλειοψηφία των οπών και παράγει την πλευρική συνιστώσα του ρεύματος μέσα από τη στρώση p type body όπως φαίνεται στην εικ. 7.10. Αυτή η πλευρική ροή αναπτύσσει μια πτώση τάσης στα άκρα της αντίσταση που εξαπλώνεται στην περιοχή p-βάσης, κάτι το οποίο δίνει ώθηση προς τα εμπρός στη βάση εκπομπού junction του pnp parasitic BJT. Σχεδιάζοντας μια μικρή αντίσταση εξάπλωσης, η πτώση της τάσης είναι μικρότερη από το ενσωματωμένο δυναμικό και έτσι η παρασιτική θυρίστορ ανάμεσα την περιοχή συλλέκτη p+, περιοχή n-drift, περιοχή p-βάσης, και

n+εκπομπού δεν ενώνονται. Μεγαλύτερες αξίες στην πυκνότητα του ρεύματος στην κατάσταση λειτουργίας οπ παράγουν μια μεγαλύτερη πτώση στη τάση, η οποία προκαλεί injection ηλεκτρονίων από την περιοχή εκπομπού στη περιοχή p-βάση και έτσι η ενεργοποιείται το npn τρανζίστορ. Όταν συμβαίνει αυτό, το pnp τρανζίστορ ενεργοποιείται και έτσι το παρασιτικό τρανζίστορ ενώνεται και η πύλη/θύρα χάνει τον έλεγχο του στο ρεύμα συλλέκτη.

Υπό δυναμικές συνθήκες ενεργοποίησης το μέγεθος των πλευρικών οπών αυξάνεται και αυξάνεται το ρεύμα ροής και μανδαλωσης, η ένωση μπορεί να συμβεί σε χαμηλότερα ρεύματα σε σύγκριση με τη στατική κατάσταση. Το παρασιτικό θυρίστορ ενώνεται όταν το σύνολο της απόκτησης ρεύματος του npn και pnp τρανζίστορ είναι μεγαλύτερο από ένα. Όταν αφαιρείται η τάση της πύλης από το IGBT με ένα συμπιεσμένο επαγωγικό φορτίο, το μέρος MOSFET κλείνει και μειώνει το ρεύμα MOSFET στο μηδέν πολύ γρήγορα. Ως αποτέλεσμα η τάση συλλέκτη-πηγή αυξάνεται πολύ γρήγορα και υποστηρίζεται από το junction ανάμεσα της περιοχής του n-drift και η περιοχή p-βάσης. Η περιοχή drift έχει χαμηλότερο doping και έτσι η στρώση εξάντλησης επεκτείνεται περισσότερο στην περιοχή drift. Έτσι η απόκτηση ρεύματος του μέρος του pnp τρανζίστορ, α pnp, αυξάνεται και ένα μεγαλύτερο μέρος των injected οπών στην περιοχή drift θα μαζευτούν στο junction των p-βάσης και n-drift περιοχές. Έτσι, αυξάνεται η έκταση του πλευρικού ρεύματος οπών, το οποίο αυξάνει και την πτώση πλευρικής τάσης. Ως αποτέλεσμα το παρασιτικό θυρίστορ θα ενωθεί ακόμα και αν το στατικό ρεύμα στην κατάσταση λειτουργίας οπ είναι λιγότερο από τη στατική αξία της ένωσης.

Αν μειώσουμε την απόκτηση του npn – η pnp- τρανζίστορ τότε μπορούν να εμποδίζουν την ένωση παρασιτικών θυρίστορ. Μια μείωση στην απόκτηση του pnp-τρανζίστορ αυξάνει την πτώση τάσης του IGBT στην κατάσταση λειτουργίας. Έτσι, έτσι ώστε να εμποδίσουμε την ένωση του παρασιτικού θυρίστορ, είναι καλύτερα να μειώσουμε την απόκτηση του μέρους του npn- τρανζίστορ του IGBT. Η μείωση στην διάρκεια ζωής του carrier, η χρήση μιας στρώσης buffer, και η χρήση του βαθύ diffusion p+ βελτιώνουν την ασυλία του IGBT. Ωστόσο, ανεπαρκή επέκταση της περιοχής p+ ίσως να αποτύχει να εμποδίσει την ένωση στη συσκευή. Επίσης, πρέπει να προσέχουμε να μην φύγει το p+ διάχυσης και πάει στο κανάλι MOS επειδή αυτό προκαλεί μια αύξηση στην τάση κατψφλίου του MOS.



Εικ. 7.10

7.5 IGBT Performance Parameters

Τα IGBT χαρακτηρίζονται από κάποιες συγκεκριμένους παραμέτρους απόδοσης. Οι κατασκευαστές προσδιορίζουν αυτούς τους παραμέτρους, οι οποίοι περιγράφονται παρακάτω, στο δελτίο δεδομένων του IGBT. Οι σημαντικές βαθμολογίες του IGBT είναι αξίες που ορίζουν είτε την ελάχιστη η την μέγιστη περιοριστική ικανότητα ή περιοριστική συνθήκη. Τα IGBT δεν μπορεί να λειτουργήσουν πέρα από τη μέγιστη η ελάχιστη αξία βαθμολόγησης, η οποία ορίζεται για ένα συγκεκριμένο σημείο λειτουργίας και την κατάσταση του περιβάλλοντος.

Τάση μπλοκαρίσματος συλλέκτη-εκπομπού (Collector Emitter Blocking Voltage BV CES)

Αυτή η παράμετρος ορίζει τη μέγιστη τάση του off-state συλλέκτη-εκπομπού όταν είναι βραχυκυκλωμένη η πύλη και ο εκπομπός. Η κατάρρευση ορίζεται σε συγκεκριμένο ρεύμα απώλειας και ποικίλει ανάλογα με την θερμοκρασία με ένα θετικό συντελεστή θερμοκρασίας.

Τάση μπλοκαρίσματος εκπομπού-συλλέκτη (Emitter-Collector Blocking Voltage BV ECS)

Αυτή η παράμετρος ορίζει την αντίστροφη κατάρρευση του συλλέκτη βάση junction του pnp- τρανζίστορ μέρος του IGBT.

Τάση πύλης εκπομπού (Gate Emitter Voltage V GES)

Αυτή η παράμετρος ορίζει τη μέγιστη επιτρεπτή τάση πύλης - εκπομπού όταν ο συλλέκτης είναι βραχυκυκλωμένος στον εκπομπού. Το πάχος και τα χαρακτηριστικά της πύλης-oxide στρώση ορίζουν αυτή τη τάση. Η τάση της πύλης πρέπει να περιοριστεί σε μια πολύ χαμηλότερη αξία για να περιορίσει το ρεύμα συλλέκτη υπό συνθήκες λάθους.

Συνεχές ρεύμα συλλέκτη (Continuous Collector Current I_c)

Αυτή η παράμετρος αντιπροσωπεύει την αξία του dc ρεύματος που απαιτείται για να αυξήσει το junction στην μέγιστη θερμοκρασία από μια συγκεκριμένη θερμοκρασία αναφοράς. Αυτή τιμή ορίζεται σε μια θερμοκρασία αναφοράς 25 βαθμούς κελσίου και μέγιστη θερμοκρασία junction 150 βαθμούς κελσίου. Επειδή η κανονική συνθήκη λειτουργίας προκαλεί υψηλότερες θερμοκρασίες, ένα σημείο ορίζεται για να δείξει τη διαφορά της τιμής με θερμοκρασία αναφοράς.

Συλλέκτης κορυφής επαναληπτικού ρεύματος (Peak Collector Repetitive Current I_{cm})

Υπό συνθήκες πρόσκαιρες το IGBT μπορεί να αντέξει υψηλότερα κορυφαία ρεύματα σε σύγκριση με το μέγιστο συνεχόμενο ρεύμα, το οποίο περιγράφεται από αυτήν τη παράμετρο.

Μέγιστη κατανάλωση ισχύος (Maximum Power Dissipation P_D)

Αυτή η παράμετρος αντιπροσωπεύει τη ν κατανάλωση ισχύος που απαιτείται για να αυξηθεί η θερμοκρασία junction στη μέγιστη αξία των 150 βαθμών κελσίου, σε θερμοκρασία αναφοράς των 25 βαθμών κελσίου. Συνήθως ένα σημείο παρέχεται για να δείξει αυτή μεταβολή της τιμής με τη θερμοκρασία.

Θερμοκρασία Junction Temperature (T_j)

Ορίζει το επιτρεπόμενο εύρος της θερμοκρασίας της IGBT junction κατά την διάρκεια της λειτουργίας του.

Clamped επαγωγικό ρεύμα φορτίου (Clamped Inductive Load Current I_{LM})

Αυτή η παράμετρος ορίζει το μέγιστο επαναλαμβανόμενο ρεύμα που μπορεί το IGBT να κλείσει υπό ένα φορτίο clamped επαγωγικό. Κατά την διάρκεια της ενεργοποίησης του, το ανάστροφο ρεύμα ανάκτησης της freewheeling διόδου παράλληλα με το επαγωγικό φορτίο αυξάνει την απώλεια του IGBT turn-on μεταγωγής.

Ρεύμα διαρροής συλλέκτη-εκπομπού (Collector-Emitter Leakage Current I_{CES})

Αυτή η παράμετρος ορίζει την απώλεια ρεύματος στην ονομαστική τάση και συγκεκριμένη θερμοκρασία όταν η πύλη είναι τοποθετημένη στον εκπομπό.

Τάση κατωφλίου πύλης-εκπομπού (Gate- Emitter Threshold Voltage $V_{ge(th)}$)

Αυτή η παράμετρος ορίζει την κλίμακα της τάσης πύλης-εκπομπού, όπου το IGBT ανοίγει για να γίνει αγωγός στο ρεύμα συλλέκτη. Η τάση κατωφλίου έχει ένα αρνητικό συντελεστή θερμοκρασίας. Αν μειώνουμε την αντίσταση του καναλιού MOSFET και περιοχή JFET, και αυξάνοντας την απόκτηση του r_{np}-διπολικού τρανζίστορ μπορεί να ελαχιστοποιήσει την πτώση τάσης στο on-state.

Η πτώση της τάσης σε όλο το MOSFET μέρος του IGBT, το οποίο παρέχει το ρεύμα βάσης του pnp τρανζίστορ μειώνεται με μεγαλύτερο φάρδος του καναλιού, μικρότερο μήκος καναλιού, μικρότερη τάση κατωφλίου και πιο πλατύ μήκος της θύρας. Υψηλότερη διάρκεια ζωής των carrier και μια λεπτή περιοχή n-epi προκαλούν υψηλότερο carrier injection και μειώνουν την πτώση της τάσης στην περιοχή drift.

Τάση κορεσμού συλλέκτη-εκπομπού (Collector-emitter Saturation Voltage)

Αυτή η παράμετρος καθορίζει την προς τα εμπρός πτώση τάσης και είναι συνάρτηση του ρεύματος συλλέκτη, τάσης πύλης και της θερμοκρασίας. Μειώνοντας την αντίσταση του καναλιού MOSFET και της περιοχής JFET και αυξάνοντας την απολαβή του PNP διπολικού τρανζίστορ μπορεί να ελαχιστοποιήσει την πτώση τάσης στην κατάσταση λειτουργίας. Η πτώση τάσης στα άκρα του στοιχείου MOSFET του IGBT, η οποία παρέχει την τρέχουσα βάση του pnp τρανζίστορ μειώνεται από ένα μεγάλο εύρος καναλιού, μικρότερο μήκος καναλιού, χαμηλότερη τάση κατωφλίου και το ευρύτερο μήκος της πύλης.

Εμπρόσθια διαγωγιμότητας (Forward Transconductance g_{FE})

Η εμπρόσθια διαγωγιμότητα μετριέται με μια μικρή μεταβολή στην τάση της πύλης, που αυξάνει γραμμικά το ρεύμα συλλέκτη του IGBT στο rated ρεύμα στους 100 βαθμούς Κελσίου. Η εμπρόσθια διαγωγιμότητα ενός IGBT μειώνεται στα ρεύματα πολύ υψηλότερα από την δυνατότητα θερμικού χειρισμού. Έτσι, αντίθετα με τα διπολικά τρανζίστορ, η δυνατότητα χειρισμού ρεύματος των IGBT περιορίζεται από το θερμικό συμπλεστικό και όχι με την απολαβή του. Σε υψηλότερες θερμοκρασίες η διαγωγιμότητα αρχίζει να μειώνεται σε χαμηλότερα ρεύματα συλλέκτη. Έτσι αυτά τα χαρακτηριστικά της διαγωγιμότητας προστατεύουν το IGBT υπό short-circuit λειτουργία.

Συνολικό φορτίο πύλης (Total Gate Charge Q_G)

Αυτή η παράμετρος βοηθάει να σχεδιάσει ένα κύκλωμα πύλης-drive με κατάλληλο μέγεθος και να υπολογίσουμε στο περίπου τις απώλειες. Επειδή η συμπεριφορά του minority carrier της συσκευής, οι χρόνοι μεταγωγής δεν μπορούν να υπολογιστούν χρησιμοποιώντας την αξία gate-charge. Αυτό το παράμετρο διαφέρει ως συνάρτηση της τάσης πύλης-εκπομπού.

Χρόνος καθυστέρησης (Turn-on Delay Time t_d)

Αυτό ορίζεται ως ο χρόνος ανάμεσα στο 10% της τάσης πηγής έως 10% του τελικού ρεύματος συλλέκτη.

Χρόνος ανόδου (Rise Time t_r)

Αυτός είναι ο χρόνος που απαιτείται από το ρεύμα συλλέκτη να αυξηθεί στο 90% της τελικής αξίας από το 10% της τελικής αξίας.

Χρόνος κλεισίματος (Turn-off Delay Time $t_{dt(off)}$)

Αυτός είναι ο χρόνος που απαιτείται για το ρεύμα συλλέκτη να πέσει από το 90% της αρχικής αξίας έως το 10% της αρχικής αξίας.

Χωρητικότητα εισόδου (Input Capacitance C_{ies})

Η μετρημένη πύλης-εκπομπου χωρητικότητα όταν ο συλλέκτης είναι τοποθετημένος στον εκπομπό. Η χωρητικότητα εισόδου είναι το σύνολο του πύλης-εκπομπου και η χωρητικότητα Miller. Η πύλης-εκπομπου χωρητικότητα είναι πολύ μεγαλύτερη από τη Miller χωρητικότητα .

Χωρητικότητα εξόδου (Output Capacitance C_{oes})

Η χωρητικότητα ανάμεσα στο συλλέκτη και στο εκπομπό όταν η θύρα είναι τοποθετημένη στο εκπομπό, το οποίο έχει τη συνηθισμένη pn-junction εξάρτηση τάσης.

Αντίστροφη χωρητικότητα μεταφοράς (Reverse Transfer Capacitance C_{res})

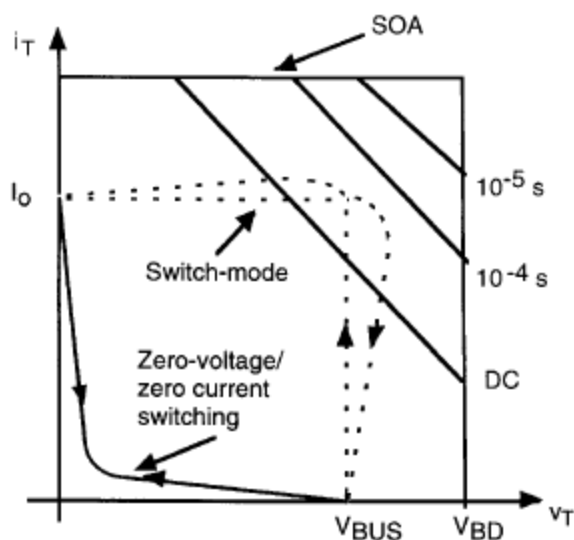
Η Miller χωρητικότητα ανάμεσα στη θύρα και στο συλλέκτη, το οποίο έχει μια περίπλοκη εξάρτηση τάσης.

Ασφαλής περιοχή λειτουργία (Safe Operating Area SOA)

Η ασφαλής περιοχή λειτουργίας ορίζει τα όρια ρεύματος και τάσης μέσα στα οποία το IGBT μπορεί να λειτουργήσει χωρίς καταστροφική αποτυχία. Στα χαμηλά ρεύματα η μέγιστη τάση IGBT περιορίζεται από το open base τρανζίστορ κατάρρευση. Το παρασιτικό θυρίστορ μανδάλωσης περιορίζει το μέγιστο ρεύμα συλλέκτη στις χαμηλές τάσεις. Ενώ τα IGBT δεν είναι επιρρεπής στη στατική ένωση ίσως να είναι επιρρεπής στην δυναμική ένωση, η λειτουργία στο short-circuit και επαγωγικού φορτίου μεταγωγής είναι συνθήκες που υποβάλλουν ένα IGBT σε μεγαλύτερη συνδυασμένη τάση και ρεύματος πίεσης. Ένα FBSOA ορίζεται κατά την διάρκεια της ενεργοποίησης πρόσκαιρο του επαγωγικό φορτίο μεταγωγής όταν και η ροή ηλεκτρονίων και hole current στο IGBT στην παρουσία υψηλής τάσης σε όλο τη συσκευή. Το RBSOA ορίζεται κατά την διάρκεια του πρόσκαιρου turn-off, όπου μόνο hole current ρέει στο IGBT με υψηλή τάση παντού. Αν η διάρκεια της ταυτόχρονης υψηλής τάσης και υψηλό ρεύμα είναι αρκετά μεγάλη, η αποτυχία του IGBT θα συμβεί εξαιτίας θερμικής κατάρρευσης. Ωστόσο, αν η διάρκεια είναι μικρή, η αύξηση στην θερμοκρασία εξαιτίας του power dissipation δεν θα είναι αρκετό να προκαλεί θερμική κατάρρευση. Υπό αυτή τη συνθήκη η χιονοστιβάδα κατάρρευσης συμβαίνει σε χαμηλότερα επίπεδα τάσης από τη τάση κατάρρευσης της συσκευής. Σε σύγκριση με τη συνθήκη steady-state forward blocking το πολύ μεγαλύτερο φορτίο στην περιοχή drift προκαλεί υψηλότερο ηλεκτρικό πεδίο και στενότερη περιοχή εξάντλησης στο p-βάσης και n-drift junction. Υπό συνθήκες RBSOA δεν υπάρχει ηλεκτρόνιο στην περιοχή space-charge και έτσι υπάρχει μεγαλύτερη αύξηση στο ηλεκτρικό πεδίο από ότι στην κατάσταση FBSOA.

Το IGBT SOA φαίνεται στην εικ. 7.11. Σε μικρούς χρόνους μεταγωγής το ορθογώνιο SOA συρρικνώνονται από μια αύξηση στην διάρκεια του on-time. Ο θερμικός περιορισμός είναι ο λόγος για μικρότερη SOA και το χαμηλότερο επίπεδο ορίζεται από τις dc συνθήκες λειτουργίας. Το switching I_{oc} της συσκευής υπό σκληρό switching (διακεκομμένες γραμμές) και μηδενική τάση ή μηδενικό ρεύμα μεταγωγής (γραμμές) επίσης φαίνετε στην εικ. 7.11. το ταξίδι είναι πολύ πιο φαρδύ από ότι στις εφαρμογές switch mode hard μεταγωγής. Σήμερα, αξιοποιούν τα IGBT για εφαρμογές hard-μεταγωγής. Στις εφαρμογές soft-μεταγωγής οι απώλειες conduction μπορούν να αξιοποιηθούν με τον ίδιο κόστος ενός μικρότερου SOA.

Σε αυτή τη περίπτωση το p-βάσης doping μπορεί να προσαρμοστεί για να φέρει ως αποτέλεσμα χαμηλότερης τάσης κατωφλίου και χρόνο μεταγωγής. Έτσι η αντίσταση στο p-βάσης πρέπει να μειωθεί, το οποίο προκαλεί μια υψηλότερη τάση κατωφλίου. Ως αποτέλεσμα, η αντίσταση του καναλιού και forward πτώση τάσης θα αυξηθούν.



Εικ. 7.11 the igbt safe operating area (soa)

10 ΔΙΟΔΟΙ ΑΝΟΡΘΩΣΗΣ

10.1 Εισαγωγή

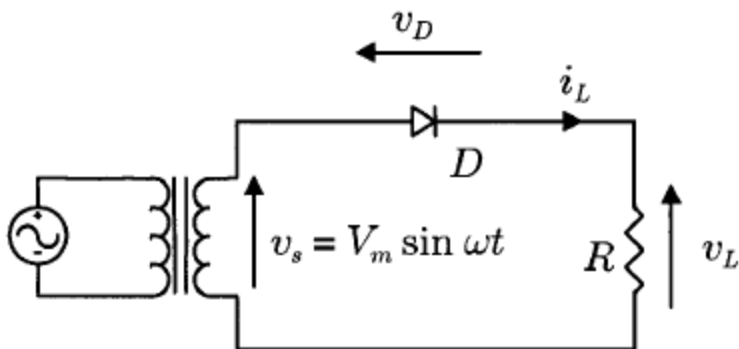
Αυτό το κεφάλαιο αφορά την εφαρμογή και σχεδιασμό του κυκλώματος διόδου ανόρθωσης. Καλύπτει τα μονοφασικά, τριφασικά, πολυφασικά και υψηλής συχνότητας ανορθωτικά κυκλώματα. [1,2]. Οι στόχοι σε αυτό το κεφάλαιο είναι

-να δώσει τη δυνατότητα στους αναγνώστες να κατανοήσουν τη λειτουργία των συνηθισμένων κυκλωμάτων ανόρθωσης

-να δώσει τη δυνατότητα στους αναγνώστες να εκτιμήσουν τα διάφορα χαρακτηριστικά των ανορθωτών που απαιτούνται για διάφορες εφαρμογές

-να δώσει τη δυνατότητα στους αναγνώστες να σχεδιάζουν πρακτικά κυκλώματα ανόρθωσης

Οι κυματομορφές ανορθωτή υψηλής συχνότητας αποκτούνται από τις προσομοιώσεις PSpice [3-5] οι οποίες λαμβάνουν υπόψη τις δευτερογενείς επιπτώσεις των αδέσποτων και παρασιτικών στοιχείων. Με αυτό τον τρόπο, οι εν λόγω κυματομορφές θα μοιάζουν πολύ με τις πραγματικές. Είναι ιδιαίτερα χρήσιμες για να βοηθήσουν τους σχεδιαστές να υπολογίζουν την πρακτική τάση, ρεύμα και άλλες τιμές των ανορθωτών με υψηλή συχνότητα.



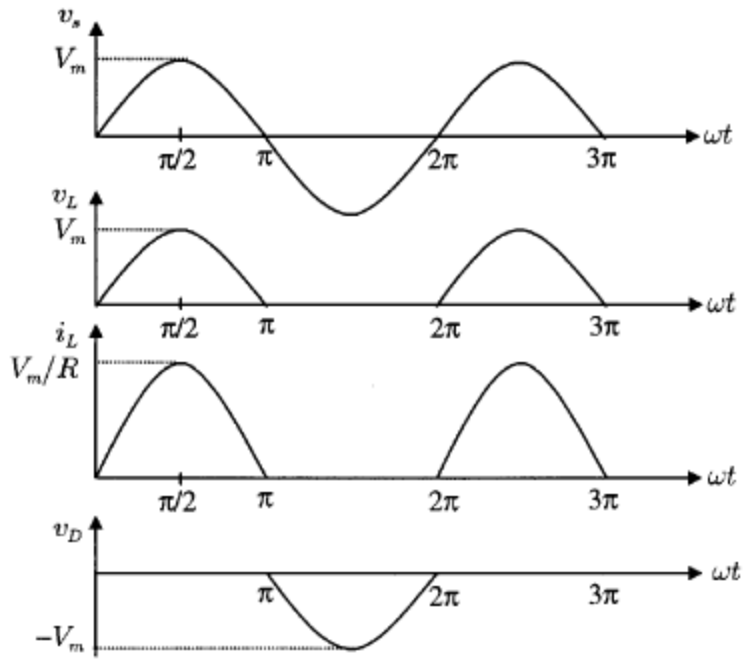
Εικ. 10.1 μονοφασικός ανορθωτής μισού κύματος με ωμικό φορτίο

10.2 Μονοφασική δίοδος ανόρθωσης

Υπάρχουν δυο είδη των μονοφασικών δίοδων ανόρθωσης τα οποία μετατρέπουν μονοφασική παροχή ac σε τάση dc, δηλαδή, μονοφασικά μισού κύματος ανορθωτές και μονοφασικά πλήρους κύματος. Στα παρακάτω τμήματα, οι λειτουργίες των κυκλωμάτων ανόρθωσης εξετάζονται, οι επιδόσεις τους αναλύονται και συγκρίνονται με μορφή πίνακα. Για να είναι πιο απλοποιημένο, οι δίοδοι θεωρούνται να είναι ιδανικές, δηλαδή έχουν μηδενική πτώση τάσης και μηδενικό χρόνο ανάκτησης. Αυτή η υπόθεση συνήθως ισχύει για την περίπτωση των ανορθωτικών δίοδων οι οποίες χρησιμοποιούν τα βασικά, μια πηγή χαμηλής συχνότητας, ως πηγή εισόδου, και η προς τα εμπρός πτώση τάσης είναι μικρή σε σύγκριση με την τάση κορυφής του δικτύου. Περαιτέρω, υποτίθεται ότι το φορτίο είναι καθαρά ωμικό τέτοιο ώστε η τάση του φορτίου και το ρεύμα φορτίου να έχουν παρόμοιες κυματομορφές. Στο μέρος 10.5 οι επιπτώσεις του επαγωγικού και χωρητικού φορτίου εξετάζονται με λεπτομέρεια.

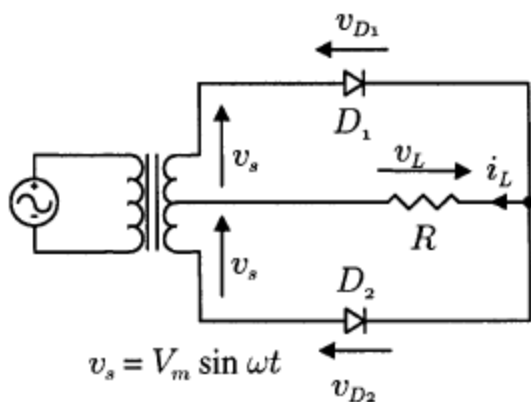
10.2.1 Μονοφασική δίοδος ανόρθωσης μισού- κύματος

Η πιο απλή μονοφασική δίοδος ανόρθωσης είναι η μονοφασική ανόρθωση μισού κύματος. Μονοφασική δίοδος ανόρθωσης μισού- κύματος με φορτίο που αντιστέκεται φαίνεται στην εικ. 10.1. Το κύκλωμα αποτελείται από μια μόνο δίοδο η οποία συνήθως 'τροφοδοτείται' με δευτερεύον μετασχηματιστή τάσης όπως φαίνεται. Κατά την διάρκεια του θετικού ημι-κύκλου της τάσης δευτερεύοντος μετασχηματιστή, η δίοδος D γίνεται αγωγός. Κατά την διάρκεια αρνητικού ημι- κύκλου, η δίοδος D παύει να είναι αγωγός. Αν υποθέσουμε ότι ο μετασχηματιστής έχει μηδενική εσωτερική αντίσταση και παρέχει τέλεια ημιτονοειδή τάση στη δευτερεύουσα περιέλιξη, οι κυματομορφές τάσης και ρεύματος του φορτίου που αντιστέκεται R φαίνονται στη εικ. 10.2.



Εικ. 10.2 κυματομορφές τάσης και ρεύματος ανορθωτή μισού κύματος με ωμικό φορτίο

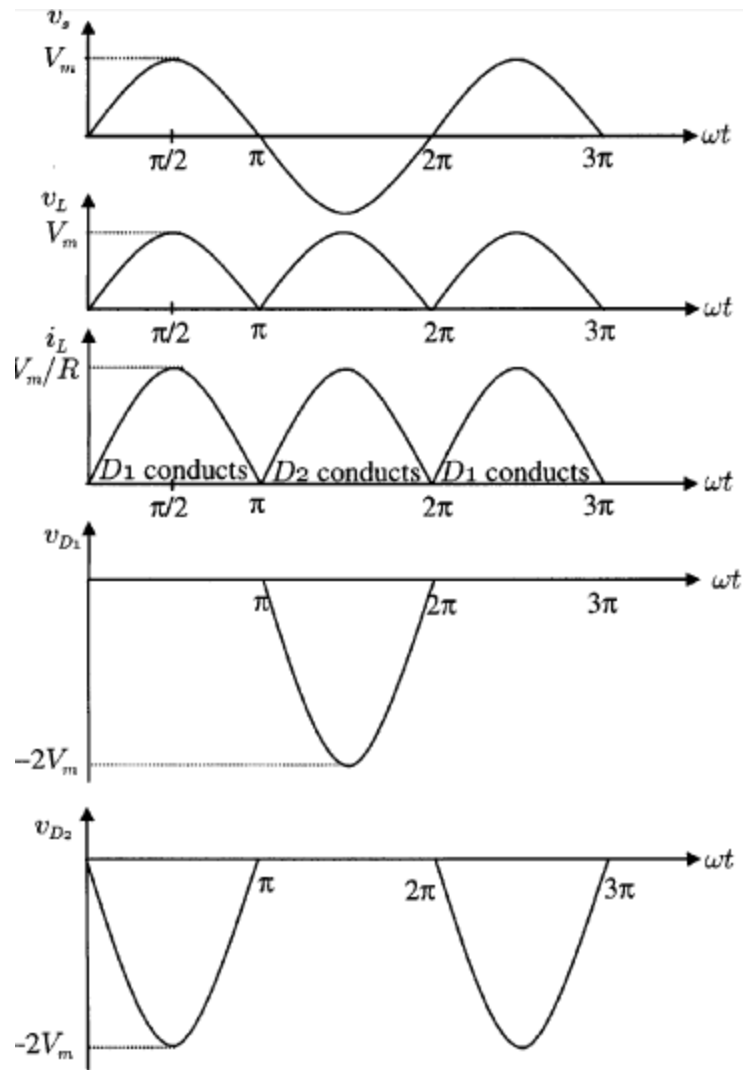
Αν παρατηρήσουμε την κυματομορφή της τάσης στη δίοδο D στην εικ. 10.2, είναι ξεκάθαρο ότι η κορυφαία αντίστροφη τάση (PIV) της διόδου είναι ισότιμη με το V_m κατά την διάρκεια του αρνητικού ημικυκλίου της δευτερεύουσας τάσης του μετασχηματιστή. Έτσι η τιμή ΚΟΡΥΦΑΙΑ ΕΠΑΝΑΛΑΜΒΑΝΟΜΕΝΗ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΗ ΤΑΣΗ (V RRM), της διόδου D πρέπει να επιλεγθεί έτσι ώστε να είναι υψηλότερη από το V_m για να αποφύγουμε την ανάστροφη κατάρρευση. Στο θετικό ημικύκλιο της δευτερεύουσας τάσης του μετασχηματιστή, η δίοδος D έχει προς τα εμπρός ρεύμα το οποίο είναι ισότιμο με το φορτίο ρεύματος και έτσι η τιμή του ΚΟΡΥΦΑΙΟΥ ΕΠΑΝΑΛΑΜΒΑΝΟΜΕΝΟΥ FORWARD ΡΕΥΜΑΤΟΣ (I_{FRM}) πρέπει να επιλεγθεί έτσι ώστε να είναι υψηλότερη από το κορυφαίο φορτίο ρεύματος V_m/R , στην πράξη. Επιπλέον, ο μετασχηματιστής πρέπει να έχει ρεύμα dc που ίσως φέρει ως αποτέλεσμα ένα πρόβλημα σε dc κορεσμού στην πυρήνα του μετασχηματιστή.



Εικ. 10.3 ανορθωτής πλήρους κύματος με κεντρικά τοποθετημένο μετασχηματιστή

10.2.2 Μονοφασικοί ανορθωτές πλήρους κύματος

Υπάρχουν δυο είδη μονοφασικών πλήρους κύματος ανορθωτών , δηλαδή οι πλήρους κύματος ανορθωτές με ένα κεντρικά τοποθετημένο μετασχηματιστή και ανορθωτές γέφυρας. Ένας πλήρους κύματος ανορθωτής με κεντρικά τοποθετημένο μετασχηματιστή φαίνεται στην εικ. 10.3. Είναι ξεκάθαρο ότι κάθε δίοδος , μαζί με το συσχετισμένο μισό του μετασχηματιστή , δρα ως μισού κύματος ανορθωτής. Οι έξοδοι των δυο ανορθωτών συνδυάζονται για να παράγουν πλήρους κύματος ανόρθωση στο φορτίο. Όσο αφορά το μετασχηματιστή, τα ρεύματα των δυο μισού κύματος ανορθωτών είναι ισότιμα και αντίθετα, τόσο που δεν υπάρχει ρεύμα dc για να δημιουργηθεί πρόβλημα κορεσμού στον πυρήνα του μετασχηματιστή. Η τάση και οι κυματομορφές του ρεύματος φαίνονται στην εικ. 10.4. Αν παρατηρήσουμε τις κυματομορφές της τάσης της διόδου u D1 και u D2 στην εικ. 10.4 είναι ξεκάθαρο ότι η κορυφαία αντίστροφη τάση (PIV) είναι $2 V_m$ κατά την διάρκεια της κατάστασης μπλοκαρίσματος . Έτσι η τιμή ΤΗΣ ΚΟΡΥΦΑΙΑΣ ΕΠΑΝΑΛΑΜΒΑΝΟΜΕΝΗΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΗΣ ΤΑΣΗΣ (VRRM) των διόδων για να αποφύγουμε την ανάστροφη κατάρρευση . (Παρατηρήστε ότι σε σύγκριση με τον μισού κύματος ανορθωτή που φαίνεται στην εικ' 10.1, ο πλήρους κύματος ανορθωτής έχει δυο φορές τη dc τάση εξόδου , όπως φαίνεται στην εικ. 10.2.4). Όταν γίνεται αγωγός , η κάθε δίοδος έχει μπροστινό ρεύμα που είναι ισότιμο με το φορτίο ρεύματος και έτσι η τιμή του ΚΟΡΥΦΑΙΟΥ ΕΠΑΝΑΛΑΜΒΑΝΟΜΕΝΟΥ ΜΠΡΟΣΤΙΝΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ (I FRM) των διόδων πρέπει να είναι υψηλότερη από το κορυφαίο ρεύμα φορτίου V_m/R στην πράξη.



Εικ. 10.4 κυματομορφές τάσης και ρεύματος ανορθωτή πλήρους κύματος με κεντρικά τοποθετημένο μετασχηματιστή

Όταν χρησιμοποιούμε 4 διόδους αντί για 2, ένας ανορθωτής γέφυρας (εικ. 10.5) μπορεί να παρέχει πλήρους κύματος ανόρθωση χωρίς τη χρήση κεντρικά τοποθετημένου μετασχηματιστή. Κατά την διάρκεια θετικού ημικυκλίου της δευτερεύουσας τάσης του μετασχηματιστή, το ρεύμα ρέει στο φορτίο μέσα από τους διόδους D1 και D2. Κατά την διάρκεια του αρνητικού ημικυκλίου οι D3 και D4 γίνονται αγωγοί. Οι κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος του ανορθωτή γέφυρας φαίνονται στην εικ. 10.6. Όπως και με τον πλήρους κύματος ανορθωτή, οι τιμές του Κορυφαίου Επαναλαμβανόμενου Αντίστροφης Ρεύματος (I FRM) των διόδων που χρησιμοποιούνται πρέπει να είναι υψηλότερες από το κορυφαίο ρεύμα φορτίου V_m/R . Ωστόσο, το PIV των διόδων μειώνεται από $2V_m$ στο V_m στην κατάσταση μπλοκαρίσματος.

10.2.3 Παράμετροι παράστασης

Σε αυτό το μέρος θα εκτιμηθούν οι επιδόσεις των ανορθωτών που αναφέρθηκαν σε ότι αφορά τους παρακάτω παραμέτρους

10.2.3.1 Οι σχέσεις ανάμεσα των τάσεων

Η μέση αξία της τάσης φορτίου v_L είναι V_{dc} και ορίζεται ως

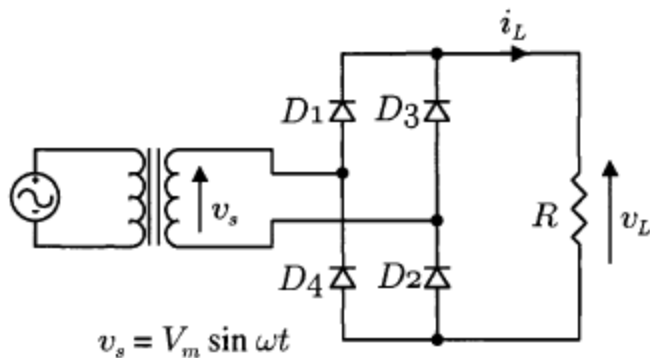
$$V_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) dt \quad (10.1)$$

Στην περίπτωση μισού κύματος ανορθωτή, η εικ. 10.2 δείχνει ότι η τάση φορτίου $v_L=0$ για το αρνητικό ημικύκλιο. Παρατηρήστε ότι η γωνιακή συχνότητα της πηγής $\omega=2\pi/T$ και η εξίσωση (10.1) μπορεί να γράφεται αλλιώς ως

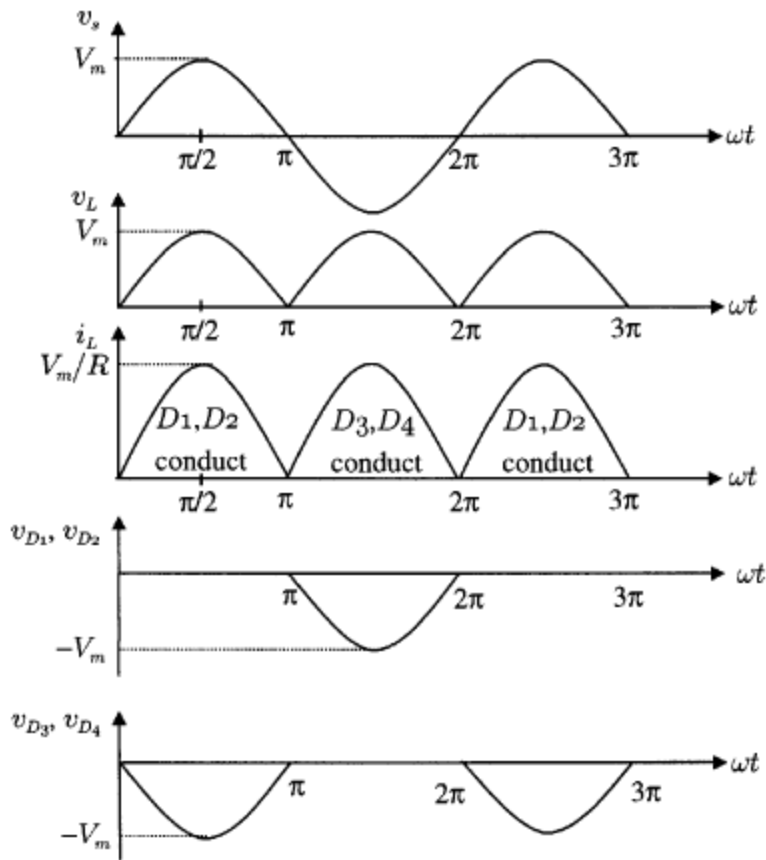
$$V_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_m \sin \omega t d(\omega t) \quad (10.2)$$

$$\text{Half-wave } V_{dc} = \frac{V_m}{\pi} = 0.318 V_m \quad (10.3)$$

Έτσι



Εικ. 10.5 ανορθωτής γέφυρας



Εικ. 10.6 κυματομορφές τάσης και ρεύματος ανορθωτή γέφυρας

Στην περίπτωση του πλήρους κύματος ανορθωτή, οι εικόνες 10.4 και 10.6 δείχνουν ότι $v_L = V_m |\sin \omega t|$ για τους δυο ημικύκλιους (αρνητικό και θετικό). Έτσι η εξίσωση (10.1) μπορεί να γράφεται και

$$V_{dc} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_m \sin \omega t d(\omega t) \quad (10.4)$$

$$\text{Full-wave } V_{dc} = \frac{2V_m}{\pi} = 0.636 V_m \quad (10.5)$$

Έτσι

Η μέση τετραγωνική ρίζα (rms) της τάσης φορτίου v_L είναι V_L , το οποίο ορίζεται ως

$$V_L = \left[\frac{1}{T} \int_0^T v_L^2(t) dt \right]^{1/2} \quad (10.6)$$

Στην περίπτωση του μισού κύματος ανορθωτή, $v_L(t)=0$ για το αρνητικό ημικύκλιο, έτσι, η εξίσωση (10.6) μπορεί να ξαναγραφεί ως

$$V_L = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (V_m \sin \omega t)^2 d(\omega t)}$$

(10.7)

$$V_L = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (V_m \sin \omega t)^2 d(\omega t)}$$

η

(10.8)

Στην περίπτωση του πλήρους κύματος ανορθωτή, $v_L(t)=V_m[\sin \omega t]$ για τους αρνητικούς και θετικούς ημικύκλιους. Έτσι η εξίσωση (10.6) μπορεί να ξαναγραφεί ως

$$V_L = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (V_m \sin \omega t)^2 d(\omega t)}$$

(10.9) η

$$\text{Full-wave } V_L = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = 0.707 V_m$$

(10.10)

Το αποτέλεσμα της εξίσωσης (10.10) είναι όπως αναμένεται επειδή η αξία rms του πλήρους κύματος ανορθωτή πρέπει να είναι ισότιμο με αυτή της αρχικής τάσης ac.

10.2.3.2 Οι σχέσεις ανάμεσα των ρευμάτων

Η μέση αξία του ρεύματος φορτίου i_L είναι I_{dc} και επειδή το φορτίο R αντιστέκεται εντελώς μπορεί να λυθεί με το

$$I_{dc} = \frac{V_{dc}}{R}$$

(10.11)

Η τετραγωνική ρίζα της αξίας του ρεύματος φορτίου είναι i_L είναι I_L και λύνεται με το

$$I_L = \frac{V_L}{R}$$

(10.12)

Στην περίπτωση του μισού κύματος ανορθωτή, από την εξίσωση (10.3)

$$\text{Half-wave } I_{dc} = \frac{0.318 V_m}{R} \quad (10.13)$$

και από την εξίσωση (10.8)

$$\text{Half-wave } I_L = \frac{0.5 V_m}{R} \quad (10.14)$$

Στην περίπτωση πλήρους κύματος ανορθωτή,
από την εξίσωση(10.5)

$$\text{Full-wave } I_{dc} = \frac{0.636 V_m}{R} \quad (10.15)$$

Και από την εξίσωση (10.10)

$$\text{Full-wave } I_L = \frac{0.707 V_m}{R} \quad (10.16)$$

10.2.3.3 Αναλογία ανόρθωσης

Η αναλογία ανόρθωσης, η οποία είναι ένα προσόν για τη σύγκριση της αποδοτικότητας της ανόρθωσης, ορίζεται ως

$$\sigma = \frac{P_{dc}}{P_L} = \frac{V_{dc} I_{dc}}{V_L I_L} \quad (10.17)$$

Στην περίπτωση της μισού κύματος διόδου ανόρθωσης, η αναλογία ανόρθωσης μπορεί να βρεθεί αντικαθιστώντας τις εξισώσεις (10.3),(10.13),(10.8) και (10.14) στην εξίσωση(10.17).

$$\text{Half-wave } \sigma = \frac{(0.318 V_m)^2}{(0.5 V_m)^2} = 40.5\% \quad (10.18)$$

Στην περίπτωση πλήρους κύματος ανόρθωσης η αναλογία ανόρθωσης μπορεί να βρεθεί αντικαθιστώντας τις εξισώσεις (10.5), (10.15), (10.10), και (10.16) στην (10.17)

$$\text{Full-wave } \sigma = \frac{(0.636 V_m)^2}{(0.707 V_m)^2} = 81\% \quad (10.19)$$

10.2.3.4 Συντελεστής σχηματισμού

Ο συντελεστής σχηματισμού (FF) ορίζεται ως αναλογία της root-mean-square αξία (εξάρτημα θέρμανσης) της τάσης η ρεύματος στη μέση αξία,

$$\text{FF} = \frac{V_L}{V_{dc}} \quad \text{or} \quad \frac{I_L}{I_{dc}} \quad (10.20)$$

Στην περίπτωση του μισού κύματος ανορθωτή, μπορούμε να βρούμε το FF αν αντικαταστήσουμε τις εξισώσεις (10.8) και (10.3) στην εξίσωση (10.20)

$$\text{Half-wave FF} = \frac{0.5 V_m}{0.318 V_m} = 1.57 \quad (10.21)$$

Στην περίπτωση του πλήρους κύματος ανορθωτή, το FF μπορεί να βρεθεί αν αντικαταστήσουμε τις εξισώσεις (10.16) και (10.15) στην εξίσωση (10.20)

$$\text{Full-wave FF} = \frac{0.707 V_m}{0.636 V_m} = 1.11 \quad (10.22)$$

10.2.3.5 Συντελεστή Ripple

Ο συντελεστής Ripple (RF), το οποίο είναι η μέτρηση του περιεχόμενου ripple, ορίζεται ως

$$\text{RF} = \frac{V_{ac}}{V_{dc}} \quad (10.23)$$

Όπου το V_{ac} είναι η αποτελεσματική (rms) αξία του ac εξαρτήματος της τάσης φορτίου V_L ,

$$V_{ac} = \sqrt{V_L^2 - V_{dc}^2} \quad (10.24)$$

Αντικαθιστώντας την εξίσωση (10.24) στην εξίσωση (10.23), ο συντελεστής ripple μπορεί να εκφραστεί ως

$$RF = \sqrt{\left(\frac{V_L}{V_{dc}}\right)^2 - 1} = \sqrt{FF^2 - 1} \quad (10.25)$$

Στην περίπτωση του μισού κύματος ανορθωτή

$$\text{Half-wave RF} = \sqrt{1.57^2 - 1} = 1.21 \quad (10.26)$$

Στην περίπτωση του full-wave ανορθωτή

$$\text{Full-wave RF} = \sqrt{1.11^2 - 1} = 0.482 \quad (10.27)$$

10.2.3.4 Ο συντελεστή της χρήσης του μετασχηματιστή

Ο συντελεστή της χρήσης του μετασχηματιστή, ο οποίος είναι μέτρηση για την αξία ενός κυκλώματος ανόρθωσης, ορίζεται ως αναλογία της δύναμης του dc output και η τιμή volt transformer (VA) που απαιτείται από το δευτερεύον περιέλιξη

$$TUF = \frac{P_{dc}}{V_s I_s} = \frac{V_{dc} I_{dc}}{V_s I_s} \quad (10.28)$$

Όπου V_s και I_s είναι οι τιμές τάσης rms και ρεύματος του δευτερεύουσα μετασχηματιστή

$$V_s = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = 0.707 V_m \quad (10.29)$$

Η αξία rms του δευτερεύουσα ρεύματος του μετασχηματιστή I_s είναι το ίδιο με αυτή του ρεύματος φορτίου I_L . Για έναν ανορθωτή half-wave, I_s μπορεί να βρεθεί από την εξίσωση(10.14)

$$\text{Half-wave } I_s = \frac{0.5 V_m}{R} \quad (10.30)$$

Για έναν ανορθωτή πλήρους κύματος, βρίσκουμε το I_s από την εξίσωση (10.16).

$$\text{Full-wave } I_s = \frac{0.707 V_m}{R} \quad (10.31)$$

Έτσι το TUF του μισού κύματος ανορθωτή μπορεί να αποκτηθεί αντικαθιστώντας τις εξισώσεις (10.3), (10.13), (10.29) και (10.30) στην εξίσωση (10.28) και

$$\text{Half-wave TUF} = \frac{0.318^2}{0.707 \times 0.5} = 0.286 \quad (10.32)$$

Η κακή ποιότητα στο TUF σε ένα μισού κύματος ανορθωτή σημαίνει ο μετασχηματιστής που χρησιμοποιείται πρέπει να έχει μια τιμή VA 3.496 (1/0.286) για να δώσει δύναμη 1w dc output στο φορτίο. Επιπλέον, του μετασχηματιστή η δευτερεύουσα περιέλιξη πρέπει να κουβαλάει ένα ρεύμα dc το οποίο μπορεί να προκαλέσει μαγνητικού κορεσμού του πυρήνα. Ως αποτέλεσμα, οι ανορθωτές μισού κύματος χρησιμοποιούνται μόνο όταν η απαίτηση ρεύματος είναι μικρή.

Στην περίπτωση πλήρους κύματος ανορθωτή με κεντρικά τοποθετημένο μετασχηματιστή, το κύκλωμα μπορεί να αντιμετωπιστεί ως 2 μισού κύματος ανορθωτές που λειτουργούν μαζί. Έτσι η δευτερεύουσα τιμή VA του μετασχηματιστή $V_s I_s$ είναι το διπλό αυτής ενός μισού κύματος ανορθωτή αλλά η δύναμη output dc αυξάνεται με ένα συντελεστή του 4 εξαιτίας την υψηλότερη αναλογία του ανορθωτή όπως φαίνεται στις εξισώσεις (10.5) και (10.15). Έτσι, το TUF ενός πλήρους κύματος ανορθωτή με κεντρικά τοποθετημένο μετασχηματιστή μπορεί να βρεθεί, χρησιμοποιώντας την εξίσωση (10.32)

$$\begin{aligned} \text{Full-wave TUF} &= \frac{4 \times 0.318^2}{2 \times 0.707 \times 0.5} \\ &= 0.572 \end{aligned} \quad (10.33)$$

Ο ανορθωτής γέφυρας έχει το υψηλότερο TUF στα μονοφασικά κυκλώματα ανορθωτών επειδή τα ρεύματα που ρέουν στο κυρίως και δευτερεύουσα περιέλιξη είναι συνεχόμενα ημιτονοειδή κύματα. Αν αντικαθιστούμε τις εξισώσεις (10.5), (10.15), (10.29) και (10.31) στην εξίσωση (10.28), το TUF ενός ανορθωτή γέφυρας μπορεί να βρεθεί.

$$\text{Bridge TUF} = \frac{0.636^2}{0.707 \times 0.707} = 0.81 \quad (10.34)$$

Η κύρια τιμή του μετασχηματιστή VA του πλήρους κύματος ανορθωτή είναι ισότιμο με αυτή του ανορθωτή γέφυρας επειδή το ρεύμα που ρέει στην κύρια περιέλιξη είναι επίσης ένα συνεχόμενο ημιτονοειδή κύματα.

10.2.3.7 Αρμονικές

Τα κυκλώματα με πλήρους κύματος ανορθωτή και με φορτίο που αντιστέκεται δεν παράγουν αρμονικά κυκλώματα στους μετασχηματιστές τους αλλά παράγονται στους ανορθωτές μισού κύματος. Το πλάτος κύματος των αρμονικών ρευμάτων σε μισού κύματος ανορθωτή με φορτίο που αντιστέκεται, σε σχέση με το θεμελιώδες, δίνονται στον πιν. 10.1. Η επιπλέον απώλεια που προκαλείται από τα αρμονικά στο κύκλωμα ανορθωτή με φορτίο που αντιστέκεται συνήθως αμελείται επειδή δεν είναι υψηλή σε σχέση με άλλες απώλειες. Ωστόσο, με μη γραμμικά φορτία, τα αρμονικά μπορεί να προκαλέσει αρκετή απώλεια και άλλα προβλήματα όπως κακής ποιότητας συντελεστή δύναμης και παρεμβολής.

Harmonic	2nd	3rd	4th	5th	6th	7th	8th
	21.2	0	4.2	0	1.8	0	1.01

Πίνακας 10.1 ποσοστά αρμονίας σε ανορθωτή μισού κύματος με ωμικό φορτίο.

10.2.4 Το σκεπτικό του σχεδιασμού (Design Considerations)

Ο στόχος στο πρακτικό σχεδιασμό είναι να πετύχουμε μια δεδομένη dc τάση εξόδου. Έτσι, είναι πιο βολικό να γίνουν όλα τους παραμέτρους σχεδιασμού σε σχέση με το V_{dc} . Για παράδειγμα, η τιμή και η αναλογία στροφών του μετασχηματιστή σε ένα κύκλωμα ανορθωτή μπορεί να ορίζεται με ευκολία αν η rms τάση εισόδου στον ανορθωτή γίνεται σε σχέση με την απαιτούμενη τάση εξόδου V_{dc} . Παρατηρήστε η αξία rms της τάσης εισόδου στον ανορθωτή ως V_s , το οποίο είναι ισότιμο με το $0.707V_m$. βασισμένο σε αυτή τη σχέση και εξίσωση (10.3) η τάση του rms εισόδου σε μισού κύματος ανορθωτή λύνεται με το

$$\text{Half-wave } V_s = 2.22 V_{dc} \quad (10.35)$$

Παρομοίως, από τις εξισώσεις (10.5) και (10.29) η rms τάση εισόδου ανά δευτερεύουσα περιέλιξη του πλήρους κύματος ανορθωτή λύνεται με το

$$\text{Full-wave } V_s = 1.11 V_{dc} \quad (10.36)$$

Ένας ακόμα παράμετρος σχεδιασμού είναι η τιμή της Κορυφαίας Επαναλαμβανόμενης Αντίστροφης Τάσης (V_{RRM}) των διόδων που χρησιμοποιούνται.

Στην περίπτωση του μισού κύματος ανορθωτή από την εξίσωση (10.3)

$$\text{Half-wave } V_{RRM} = V_m = \frac{V_{dc}}{0.318} = 3.14 V_{dc} \quad (10.37)$$

Στην περίπτωση του πλήρους κύματος ανορθωτή με ένα καρτερικά τοποθετημένο μετασχηματιστή από την εξίσωση (10.5)

$$\text{Full-wave } V_{RRM} = 2 V_m = 2 \frac{V_{dc}}{0.636} = 3.14 V_{dc} \quad (10.38)$$

Στην περίπτωση του ανορθωτή γέφυρας, επίσης από την εξίσωση (10.5)

$$\text{Bridge } V_{RRM} = V_m = \frac{V_{dc}}{0.636} = 1.57 V_{dc} \quad (10.39)$$

Είναι σημαντικό να εκτιμήσουμε τη τιμή του Κορυφαίου Επαναλαμβανόμενου μπροστινού ρεύματος στους διόδους που χρησιμοποιούνται στα κυκλώματα ανορθωτών.

Στην περίπτωση του μισού κύματος ανορθωτή, από την εξίσωση (10.13)

$$\text{Half-wave } I_{FRM} = \frac{V_m}{R} = \frac{I_{dc}}{0.318} = 3.14 I_{dc} \quad (10.40)$$

Στην περίπτωση του πλήρους κύματος ανορθωτή, από την εξίσωση (10.15)

$$\text{Full-wave } I_{FRM} = \frac{V_m}{R} = \frac{I_{dc}}{0.636} = 1.57 I_{dc} \quad (10.41)$$

Οι σημαντική παράμετροι του σχεδιασμού του βασικού μονοφασικών ανορθωτικών κυκλωμάτων με φορτία που αντιστέκονται περιγράφονται περιληπτικά στον πίνακα 10.2

	Half-Wave Rectifier	Full-Wave Rectifier with Center-Tapped Transformer	Full-Wave Bridge Rectifier
Peak repetitive reverse voltage V_{RRM}	$3.14 V_{dc}$	$3.14 V_{dc}$	$1.57 V_{dc}$
Rms input voltage per transformer leg V	$2.22 V_{dc}$	$1.11 V_{dc}$	$1.11 V_{dc}$
Diode average current $I_{F(AV)}$	$1.00 I_{dc}$	$0.50 I_{dc}$	$0.50 I_{dc}$
Peak repetitive forward current I_{FRM}	$3.14 I_{F(AV)}$	$1.57 I_{F(AV)}$	$1.57 I_{F(AV)}$
Diode rms current $I_{F(RMS)}$	$1.57 I_{dc}$	$0.785 I_{dc}$	$0.785 I_{dc}$
Form factor of diode current $I_{F(RMS)}/I_{F(AV)}$	1.57	1.57	1.57
Rectification ratio	0.405	0.81	0.81
Form factor	1.57	1.11	1.11
Ripple factor	1.21	0.482	0.482
Transformer rating primary VA	$2.69 I_{dc} V_{dc}$	$1.23 I_{dc} V_{dc}$	$1.23 I_{dc} V_{dc}$
Transformer rating secondary VA	$3.49 I_{dc} V_{dc}$	$1.75 I_{dc} V_{dc}$	$1.23 I_{dc} V_{dc}$
Output ripple frequency f_r	1	2	2

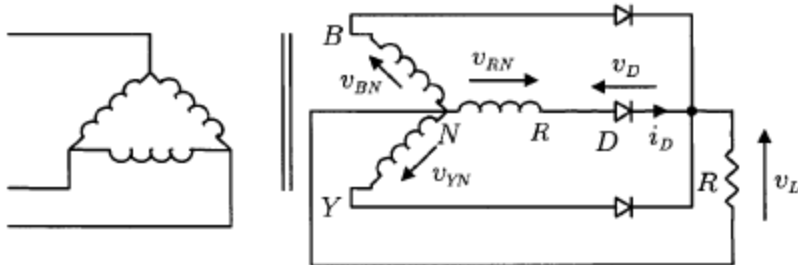
Πίνακας 10.2 σημαντικές παράμετροι σχεδιασμού μονοφασικών ανορθωτών με ωμικό φορτίο.

10.3 Τριφασικές δίοδοι ανόρθωσης

Στο μέρος 10.2 δείξαμε ότι οι μονοφασικά ανορθωτές διόδων απαιτούν μια αρκετή υψηλή τιμή μετασχηματιστή VA για τη δεδομένη dc δύναμη εξόδου. Έτσι, αυτοί οι ανορθωτές είναι κατάλληλοι μόνο για χαμηλές ως μέτριες σε δύναμη εφαρμογές. Για δύναμη πάνω από τα 15W, πρέπει να χρησιμοποιηθούν οι τριφασικοί η πολυφασικοί ανορθωτές διόδων. Υπάρχουν 2 είδη των τριφασικών ανορθωτών οι οποίοι μετατρέπουν τη τριφασική παροχή ac σε τάση dc, ανορθωτές αστέρα και ανορθωτές γέφυρας. Στα παρακάτω, οι λειτουργίες των ανορθωτών αναλύονται και συγκρίνονται σε έναν πίνακα. Για να το απλοποιήσουμε, οι δίοδοι και οι μετασχηματιστές θεωρούνται να είναι ιδανικοί, δηλαδή, οι δίοδοι έχουν μηδενική προς τα εμπρός πτώση τάσης και ρεύμα, και οι μετασχηματιστές δεν κατέχουν ούτε αντίσταση ούτε απώλειες επαγωγής. Επιπλέον, υποτίθεται ότι το φορτίο είναι καθαρά ωμικό, τόσο που το φορτίο της τάσης και το φορτίο ρεύματος έχουν όμοιες κυματομορφές. Οι επιδράσεις στο επαγωγικό και χωρητικό φορτίο στον ανορθωτή διόδου εξηγούνται με λεπτομέρειες στο μέρος 10.5.

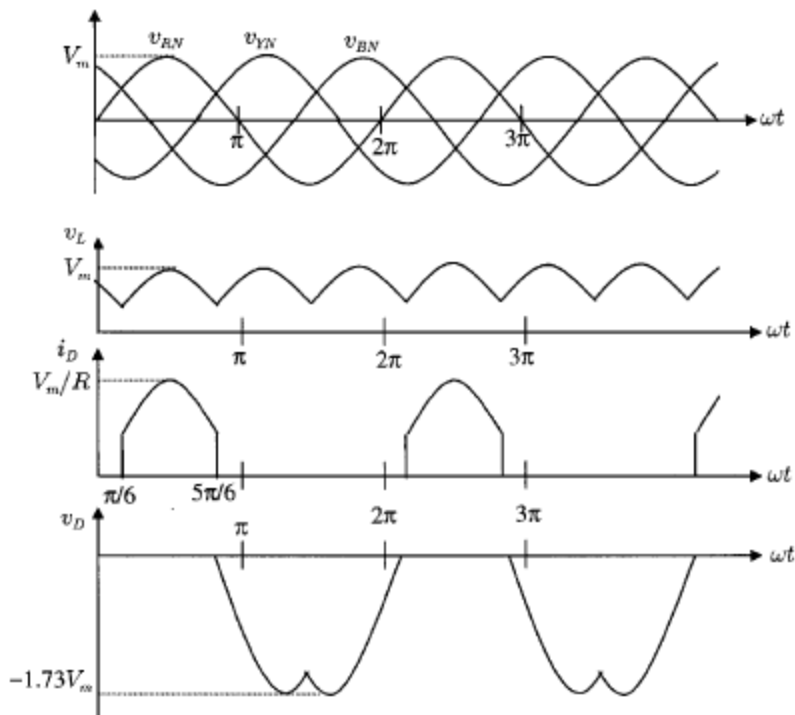
10.3.1 Τριφασικοί ανορθωτές αστέρα

10.3.1.1 βασικό τριφασικό κύκλωμα ανορθωτή αστέρα



Εικ. 10.7 τριφασικό κύκλωμα ανορθωτή αστέρα.

Ένα βασικό τριφασικό κύκλωμα ανορθωτή αστέρα φαίνεται στην εικ. 10.7. Αυτό το κύκλωμα μπορεί να εξηγηθεί ως τρεις μονοφασικούς μισού κύματος ανορθωτές σε συνδυασμό. Έτσι μερικές φορές αναφερόμαστε σε αυτό ως τριφασικός μισού κύματος ανορθωτή. Η διόδος σε μια συγκεκριμένη φάση γίνεται αγωγός κατά την διάρκεια της περιόδου όταν η τάση σε αυτή τη φάση είναι υψηλότερη από αυτή σε στις άλλες 2 φάσεις. Οι κυματομορφές της τάσης σε κάθε φάση και φορτίο φαίνονται στην εικ. 10.8.



Εικ. 10.8 κυματομορφές τάσης και ρεύματος τριφασικού ανορθωτή αστέρα

Είναι ξεκάθαρο, αντίθετα με το μονοφασικό κύκλωμα ανορθωτή, η γωνία conduction του κάθε διόδου είναι $2\pi/3$, αντί για π . Αυτό το κύκλωμα βρίσκει χρήσεις όπου η απαιτούμενη τάση dc output είναι σχετικά χαμηλή και το απαιτούμενο output dc της τάσης είναι πολύ μεγάλο για ένα πρακτικό μονοφασικό σύστημα.

Αν χρησιμοποιούμε τη φάση R, για παράδειγμα, η διάδος D γίνεται αγωγός από το $\pi/6$ έως το $5\pi/6$. Έτσι, χρησιμοποιώντας την εξίσωση (10.1) η μέση αξία του output μπορεί να λύνεται με το

$$V_{dc} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} V_m \sin \theta d\theta \quad (10.42) \eta$$

$$V_{dc} = V_m \frac{3}{\pi} \frac{\sqrt{3}}{2} = 0.827 V_m \quad (10.43)$$

Παρομοίως, χρησιμοποιώντας την εξίσωση (10.6) η αξία rms της τάσης output μπορεί να βρεθεί ως

$$V_L = \sqrt{\frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} (V_m \sin \theta)^2 d\theta} \quad (10.44) \eta$$

$$V_L = V_m \sqrt{\frac{3}{2\pi} \left(\frac{\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{4} \right)} = 0.84 V_m \quad (10.45)$$

Επιπλέον το ρεύμα rms σε κάθε μετασχηματιστή δευτερεύουσας περιέλιξης μπορεί να βρεθεί με το

$$I_s = I_m \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{4} \right)} = 0.485 I_m \quad (10.46)$$

όπου $I_m = V_m/R$.

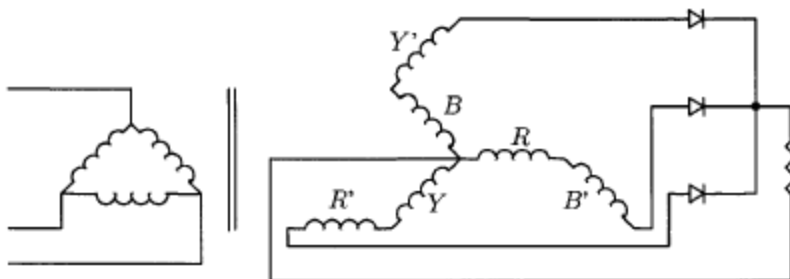
Αν βασιστούμε στις σχέσεις που φαίνονται στις εξισώσεις (10.43),(10.45) και (10.46), όλοι οι σημαντικοί παράμετροι του τριφασικού ανορθωτή αστέρα μπορούν να εκτιμηθούν όπως φαίνεται στον πίνακα (10.3).

	Three-Phase Star Rectifier	Three-Phase Double-Star Rectifier With Inter-Phase Transformer	Three-Phase Bridge Rectifier
Peak repetitive reverse voltage V_{RRM}	$2.092 V_{dc}$	$1.06 V_{dc}$	$1.05 V_{dc}$
Rms input voltage per transformer leg V	$0.855 V_{dc}$	$0.855 V_{dc}$	$0.428 V_{dc}$
Diode average current $I_{F(AV)}$	$0.333 I_{dc}$	$0.167 I_{dc}$	$0.333 I_{dc}$
Peak repetitive forward current I_{FRM}	$3.63 I_{F(AV)}$	$3.15 I_{F(AV)}$	$3.14 I_{F(AV)}$
Diode rms current $I_{F(RMS)}$	$0.587 I_{dc}$	$0.293 I_{dc}$	$0.579 I_{dc}$
Form factor of diode current $I_{F(RMS)}/I_{F(AV)}$	1.76	1.76	1.74
Rectification ratio	0.968	0.998	0.998
Form factor	1.0165	1.0009	1.0009
Ripple factor	0.182	0.042	0.042
Transformer rating primary VA	1.23 I_{dc}	1.06 I_{dc}	1.05 I_{dc}
Transformer rating secondary VA	1.51 I_{dc}	1.49 I_{dc}	1.05 I_{dc}
Output ripple frequency f_r	3	6	6

Παρατηρήστε ότι όπως με το μονοφασικό ανορθωτή μισού κύματος, ο τριφασικός ανορθωτής αστέρα που φαίνεται στην εικ. 10.7 έχει απευθείας ρεύματα στις δευτερεύουσες περιελίξεις τα οποία μπορούν να προκαλέσουν ένα πρόβλημα κορεσμού στον πυρήνα του μετασχηματιστή. Επιπλέον, τα ρεύματα στο βασικό μέρος δεν έχουν άθροισμα το μηδέν. Έτσι, είναι προτιμότερο να μην υπάρχουν ανορθωτές αστέρα συνδεδεμένοι στα πρωτεύον κυκλώματα.

10.3.1.2 τριφασικό inter-star κύκλωμα ανορθωτή

Το πρόβλημα κορεσμού στον πυρήνα του μετασχηματιστή στο τριφασικό ανορθωτή αστέρα μπορεί να αποφευχθεί με μια ειδική διαρρύθμιση στις δευτερεύουσες περιελίξεις, κάτι που γνωρίζουμε ως σύνδεση ζιγκ-ζαγκ. Το τροποποιημένο κύκλωμα ονομάζεται τριφασικό interstar η ζιγκ-ζαγκ κύκλωμα ανορθωτή, όπως φαίνεται στην εικ. 10.9.

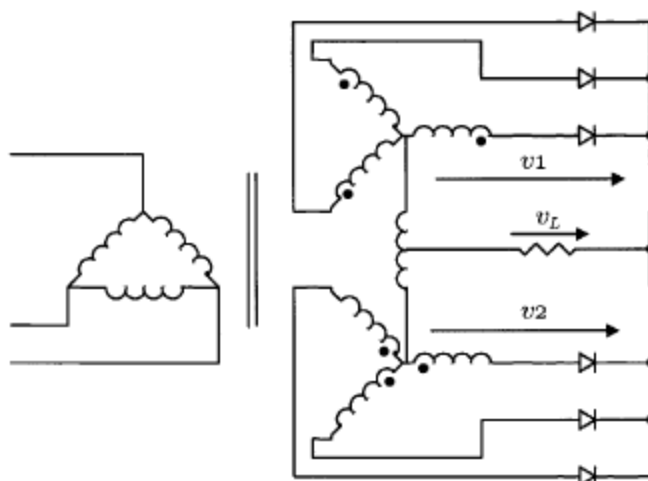


Εικ.10.9 τριφασικός inter-star κύκλωμα ανορθωτής

Κάθε δευτερεύουσα φάση τάσης αποκτάται από 2 δευτερεύουσες περιελίξεις με ισότιμες τάσεις (με phase displacement(εκτοπισμού φάσης) $\pi/3$) συνδεδεμένοι σε σειρά έτσι ώστε οι δυνάμεις μαγνητισμού dc εξαιτίας των 2 δευτερευουσών περιελίξεων σε κάθε άκρο είναι ίσες και αντίθετες. Εις βάρος των επιπλέον δευτερευουσών περιελίξεων (αυξάνοντας το συντελεστή της τιμής του δευτερεύοντος μετασχηματιστή από 1.51VA/W σε 1.74VA/W), αυτή σύνδεση κυκλωμάτων αποκλείει τις επιδράσεις του κορεσμού του πυρήνα και μειώνει την πρωτεύουσα τιμή του συντελεστή του μετασχηματιστή μέχρι την ελάχιστη αξία του 1.05 VA/W. Εκτός από τις τιμές του μετασχηματιστή, όλοι οι παράμετροι του μετασχηματιστή είναι ίδιοι με το τριφασικό ανορθωτή αστέρα (έτσι δεν αναγράφονται ξεχωριστά στον πιν. 10.3). Επιπλέον, μια star-connected πρωτεύουσα περιέλιξη με καμία ουδέτερη σύνδεση είναι το ίδιο επιτρεπτό επειδή το άθροισμα των κυρίων φασικών ρευμάτων είναι πάντα μηδέν.

10.3.1.3 Τριφασικός ανορθωτής διπλού αστέρα με μετασχηματιστή (Three Phase Double Star Rectifier with Interphase Transformer)

Αυτό το κύκλωμα ουσιαστικά αποτελείται από 2 τριφασικούς ανορθωτές αστέρα με τα ουδέτερα σημεία τους να αλληλοσυνδέονται μέσα από ένα αλληλοφασικό μετασχηματιστή η αντιδραστήρα. Οι πολικότητες των αντίστοιχων δευτερευουσών περιελίξεων στα 2 αλληλοσυνδεδεμένα συστήματα είναι αντίστροφες σε σχέση το ένα με το άλλο, έτσι ώστε η τάση του ανορθωτή που παράγεται της μιας μονάδας τριφασικού είναι στο ελάχιστο σημείο όταν η τάση του ανορθωτή που παράγει η άλλη μονάδα είναι στο μέγιστο σημείο όπως φαίνεται στην εικ. 10.10.

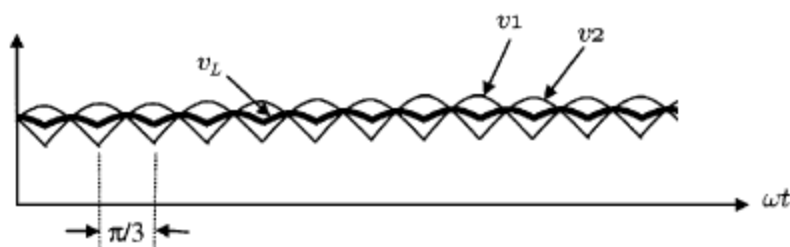


Εικ.10.10 Τριφασικός ανορθωτής διπλού αστέρα με μετασχηματιστή

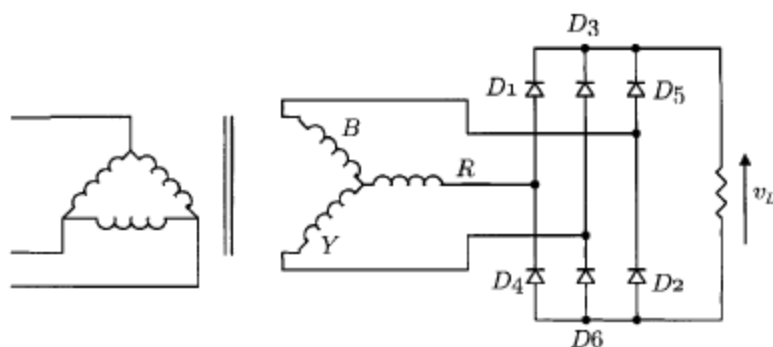
Το interphase μετασχηματιστή προκαλεί τη τάση που παράγεται v_1 και v_2 να είναι το μέσο όρο των ανορθωμένων τάσεων v_1 και v_2 όπως φαίνεται στην εικ. 10.11. Επιπλέον, η συχνότητα ripple της τάσης που παράγεται είναι τώρα 6 φορές αυτή των βασικών και έτσι, το συστατικό μέγεθος του φίλτρου (αν υπάρχει) γίνεται μικρότερο. Σε ένα ισορροπημένο κύκλωμα, τα ρεύματα που παράγονται στις 2 τριφασικές μονάδες ρέουν σε αντίθετες κατευθύνσεις η περιέλιξη του interphase μετασχηματιστή δεν θα παράγει καθόλου ρεύμα dc μαγνητισμού. Παρομοίως, τα ρεύματα dc μαγνητισμού στις δευτερεύουσες περιελίξεις των 2 τριφασικά μονάδες ακυρώνουν ένα το άλλο. Εξαιτίας της συμμετρίας των δευτερευουσών κυκλωμάτων, το άθροισμα των 3 πρώτων κυκλωμάτων είναι μηδέν πάντα. Έτσι μια κύρια περιέλιξη αστέρα με καμία ουδέτερη σύνδεση θα ήταν εξίσου επιτρεπτή.

10.3.2 Τριφασικοί ανορθωτές γέφυρας (Three Phase Bridge Rectifiers)

Οι τριφασικές ανορθωτές γέφυρας συνήθως χρησιμοποιούνται για εφαρμογές υψηλής τάσης επειδή έχουν το υψηλότερο δυνατόν συντελεστή χρήσης μετασχηματιστή για ένα τριφασικό σύστημα. Το κύκλωμα των τριφασικών ανορθωτών γέφυρας φαίνεται στην εικ. 10.12. Οι διόδους αριθμούνται με τη σειρά των αλληλουχιών αγωγής και η γωνία αγωγής της κάθε διόδου είναι $2\pi/3$.



Εικ. 10.11 κυματομορφές τάσης τριφασικών ανορθωτών γέφυρας.



Εικ.10.12 Τριφασικοί ανορθωτές γέφυρας

Η σειρά αγωγής για τους διόδους είναι 12,23,34,45,56 και 61. Οι κυματομορφές για τη τάση και το ρεύμα στο τριφασικό ανορθωτή γέφυρας φαίνονται στην εικ. 10.13. Η τάση της γραμμής είναι 1.73 φορές τη φασική τάση της τριφασικής star-connected πηγής. Είναι επιτρεπτό να χρησιμοποιηθεί οποιαδήποτε συνδυασμό star η delta πρωτεύουσας και δευτερεύουσας περιέλιξης επειδή τα ρεύματα που συσχετίζονται με τις δευτερεύουσες περιελίξεις είναι συμμετρικές.

Χρησιμοποιώντας την εξίσωση (10.1) η μέση αξία του output μπορεί να βρεθεί με το

$$V_{dc} = \frac{6}{2\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sqrt{3} V_m \sin \theta d\theta \quad (10.47)$$

$$V_{dc} = V_m \frac{3\sqrt{3}}{\pi} = 1.654 V_m \quad (10.48)$$

Παρομοίως, χρησιμοποιώντας την αξία rms της τάσης που παράγεται μπορεί να βρεθεί με το

$$V_L = \sqrt{\frac{9}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} (V_m \sin \theta)^2 d\theta} \quad (10.49)$$

η

$$V_L = V_m \sqrt{\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi}} = 1.655 V_m \quad (10.50)$$

Επιπλέον, το ρεύμα rms σε κάθε δευτερεύουσα περιέλιξη σε κάθε μετασχηματιστή μπορεί να βρεθεί με το

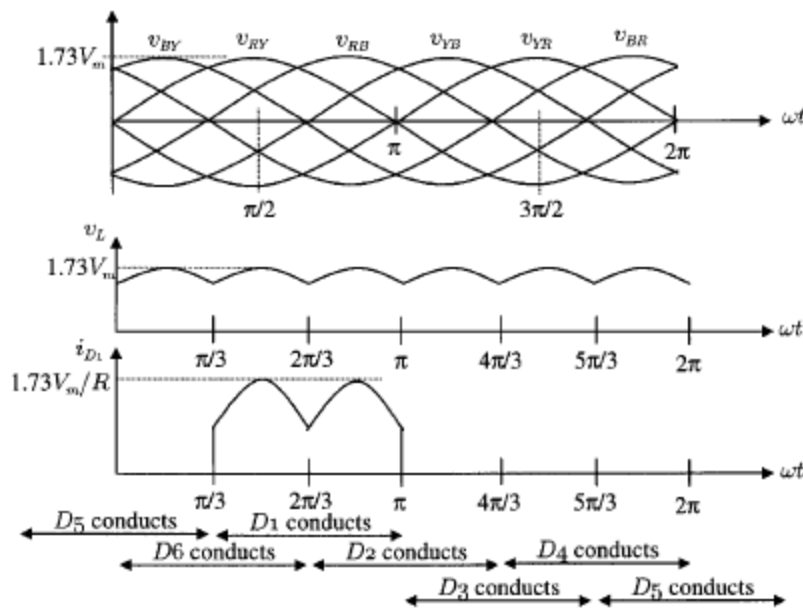
$$I_s = I_m \sqrt{\frac{2}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4} \right)} = 0.78 I_m \quad (10.51)$$

και το ρεύμα rms μέσα από ένα δίοδο είναι

$$I_D = I_m \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4} \right)} = 0.552 I_m \quad (10.52)$$

όπου το $I_m = 1.73V_m/R$.

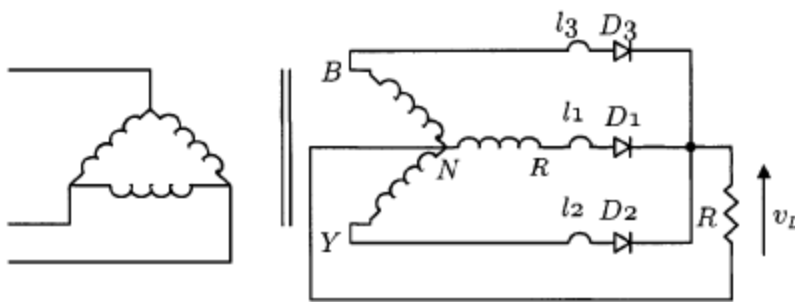
Με βάση τις εξισώσεις (10.48), (10.50), (10.51), και (10.52), όλοι οι σημαντικοί παράμετροι του τριφασικού star ανορθωτή μπορούν να εκτιμηθούν όπως αναγράφονται στην πιν. 10.3. Η τάση dc output είναι λίγο χαμηλότερο από τη peak line τάση η 2.34 φορές τη τάση της φάσης rms. Η τιμή της κορυφαίας επαναλαμβανόμενης αντίστροφης τάσης (VRRM) των διόδων που χρησιμοποιούνται είναι 1.05 φορές τη τάση dc output, και η τιμή του κορυφαίου επαναλαμβανόμενο μπροστινό ρεύμα (IFRM) των διόδων είναι 0.579 φορές το ρεύμα dc current. Έτσι το τριφασικό ανορθωτή γέφυρας είναι πολύ αποδοτική και δημοφιλής όπου και τάση dc και απαιτήσεις ρεύματος είναι υψηλές. Σε πολλές εφαρμογές κανένα επιπλέον φίλτρο δεν απαιτείται επειδή το output ripple είναι 4.2. Ακόμα και αν χρειάζεται ένα φίλτρο, το μέγεθος του φίλτρου είναι σχετικά μικρό επειδή η συχνότητα ripple αυξάνεται σε 6 φορές τη συχνότητα input.



Εικ.10.13 κυματομορφές τάσης και ρεύματος τριφασικού ανορθωτή γέφυρας

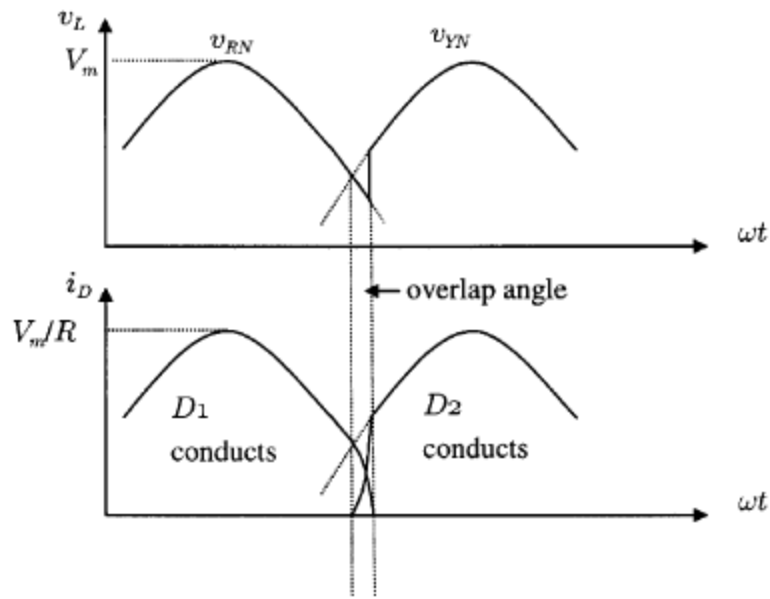
10.3.3 Λειτουργία ανορθωτών με πεπερασμένη πηγή αυτεπαγωγής

Υποτίθεται ότι στα προηγούμενα μέρη ότι η μετατροπή του ρεύματος από την μια δίοδο στην επόμενη συμβαίνει άμεσα όταν η εσωτερική τάση αναλαμβάνει την απαραίτητη πολικότητα. Στην πράξη αυτό δεν είναι δυνατόν επειδή υπάρχουν πεπερασμένες επαγωγές που συνδέονται με την πηγή. Για το σκοπό της συζήτησης των αποτελεσμάτων της πεπερασμένης πηγής αυτεπαγωγής, ένας τριφασικός ανορθωτή αστερά με απώλεια μετασχηματιστή φαίνεται στην εικ. 10.14, όπου l_1 , l_2 , και l_3 δείχνουν την απώλεια επαγωγής που συσχετίζονται με τις δευτερεύουσες περιελίξεις του μετασχηματιστή.



Εικ.10.14

Ανατρέξετε στην εικ. 10.15. Στην χρονική στιγμή που το v_{YN} πρόκειται να γίνει μεγαλύτερο από το v_{RN} , εξαιτίας απώλειας επαγωγής l_1 , το ρεύμα στο D_1 δεν μπορεί να πέσει αμέσως στο μηδέν. Παρομοίως, εξαιτίας της απώλειας επαγωγής l_2 , το ρεύμα στο D_2 δεν μπορεί να αυξηθεί άμεσα μέχρι την πλήρη αξία. Το αποτέλεσμα είναι ότι οι 2 δίοδοι γίνονται αγωγοί για μια συγκεκριμένη περίοδο, η οποία λέγεται η επικάλυψη (η commutation) γωνία. Η επικάλυψη μειώνει την ανορθωμένη τάση v_L όπως φαίνεται στην ανώτερη τάσης της κυματομορφή στην εικόνα 10.15. Αν όλες οι επαγωγές είναι ισότιμες, τότε $l_1=l_2=l_3=l_c$, τότε η ποσότητα της μείωσης της τάσης εξόδου dc μπορεί να εκτιμηθεί ως $m \sin \alpha$, όπου το m είναι η αναλογία του χαμηλότερου κυματισμού στη συχνότητα εισόδου.



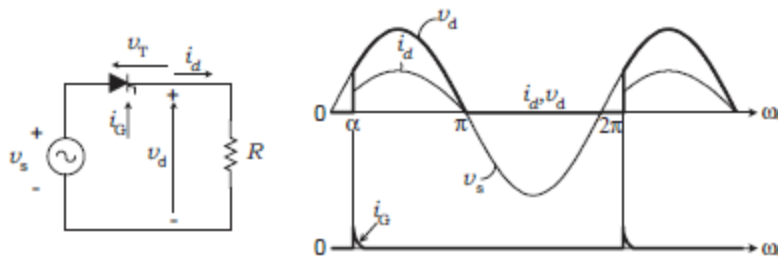
Εικ.10.15

Για παράδειγμα, για ένα τριφασικό ανορθωτή αστέρα που λειτουργεί από μια παροχή 60Hz με ένα μέσο ρεύμα φορτίου 50A, η ποσότητα της μείωσης της τάσης εξόδου dc είναι 2.7 V αν η απώλεια επαγωγής σε κάθε δευτερεύουσα περιέλιξη είναι 300μH .

11 Μονοφασικοί ελεγχόμενοι ανορθωτές

11.1 Γραμμή μεταγωγής μονοφασικών ελεγχόμενων ανορθωτών

11.1.1 Μονοφασικός μισού κύματος ανορθωτής



Εικ.11.1 ανορθωτής θυρίστορ με ωμικό φορτίο

Όπως φαίνεται στην εικ. 11.1, ο μονοφασικός ανορθωτής μισού κύματος χρησιμοποιεί ένα μόνο θυρίστορ για να ελέγχουμε τη τάση φορτίου. Το θυρίστορ θα γίνει αγωγός, σε κατάσταση on, όταν η τάση v_T είναι θετική και ένας παλμός πυροδότησης ρεύματος i_G εφαρμοστεί στη τερματική πύλη. Καθυστερώντας το ρυθμό πυροδότησης κατά μία γωνία α ελέγχει τη τάση φορτίου. Η γωνία πυροδότησης α μετριέται από τη θέση όπου μια δίοδος κανονικά θα γινόταν αγωγός. Στην εικ. 11.1 η γωνία μετριέται από το σημείο περάσματος της τάσης που παρέχεται v . Το φορτίο στην εικ. 11.1 αντιστέκεται και έτσι το ρεύμα i_d έχει την ίδια κυματομορφή με τη τάση φορτίου. Το θυρίστορ πηγαίνει στην κατάσταση μη αγωγής, κατάσταση off, όταν η τάση φορτίου και συνεπώς, το ρεύμα προσπαθούν να φτάσουν μια αρνητική αξία.

Η μέση τάση φορτίου δίνεται με το

$$V_{d\alpha} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_{\max} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{V_{\max}}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (11.1)$$

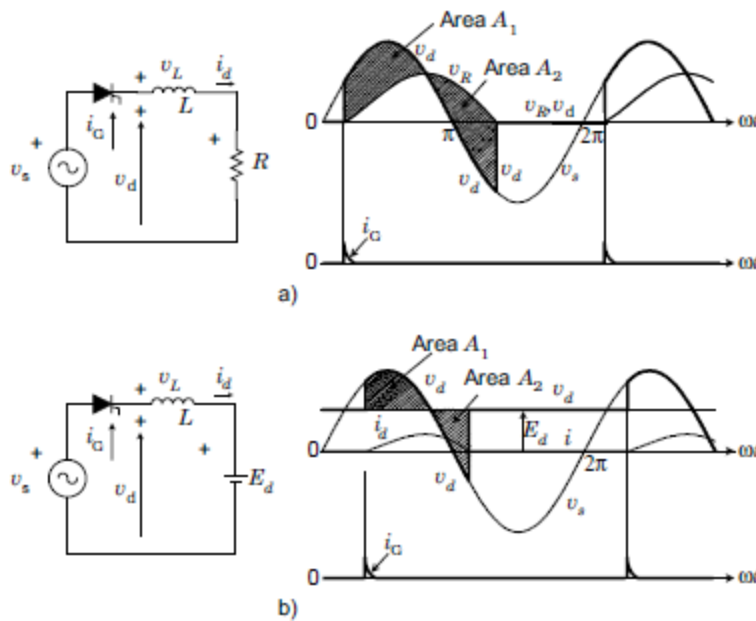
όπου το V_{\max} είναι η τάση κορυφής που παρέχεται. Έτσι, μπορούμε να το δούμε στην εξίσωση 11.1 ότι αν αλλάξουμε τη γωνία πυροδότησης α ελέγχει και την μέση τάση φορτίου και τη ροή ρεύματος. Η εικ. 11.2 α δείχνει τις κυματομορφές του ανορθωτή για ένα φορτίο R-L. Όταν το θυρίστορ είναι ενεργοποιημένο, η τάση είναι

$$v_L = v_S - v_R = L \frac{di_d}{dt} \quad (11.2)$$

Η τάση στην αντίσταση R είναι $v_R = R i_d$. Ενώ $v_S - v_R > 0$, η εξίσωση 11.2 δείχνει ότι το ρεύμα φορτίου αυξάνει με την αξία. Από την άλλη όμως, το i_d μειώνεται όταν το $v_S - v_R < 0$. Το ρεύμα φορτίου βρίσκεται με το

$$i_d(\omega t) = \frac{1}{\omega L} \int_x^{\omega t} v_L d\theta \quad (11.3)$$

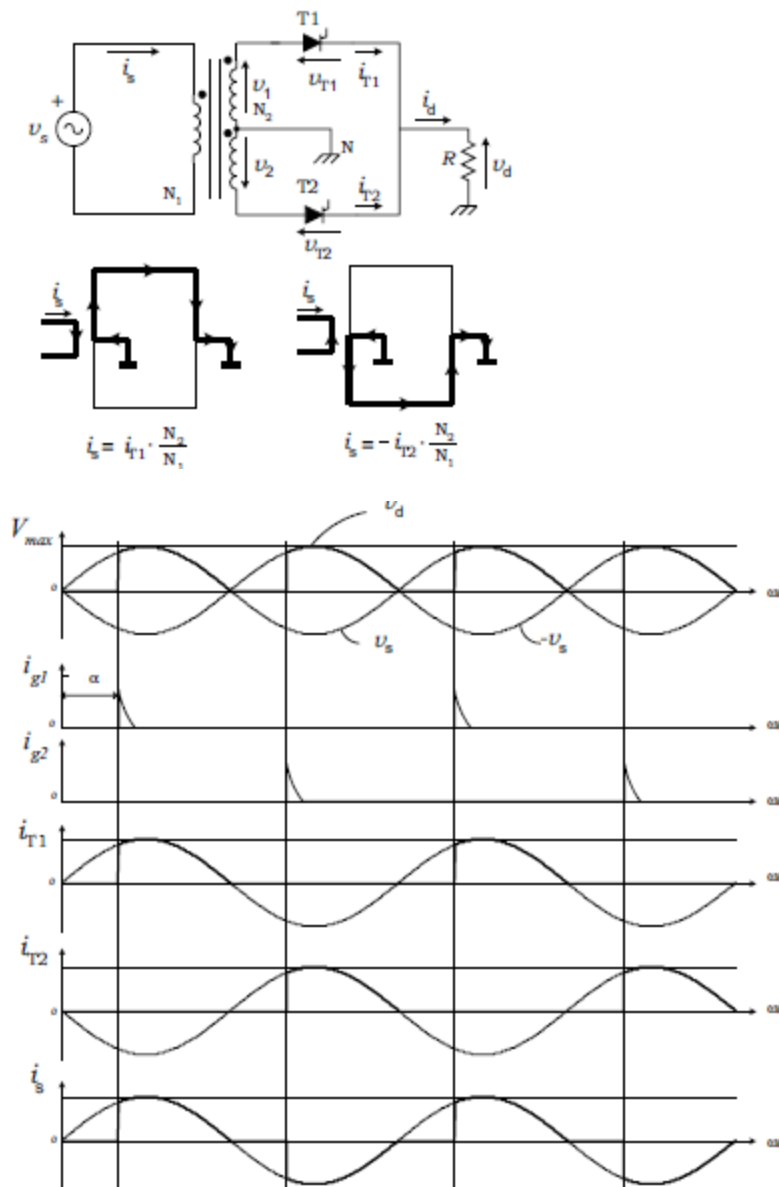
Γραφικά, η εξίσωση (11.3) σημαίνει ότι το ρεύμα φορτίου i_d είναι ισότιμο με το μηδέν όταν $A_1 = A_2$, διατηρώντας το θυρίστορ στην κατάσταση αγωγής ακόμα όταν $v_S < 0$.



Εικ.11.2 ανορθωτής θυρίστορ με α) ωμικό και επαγωγικό φορτίο και β) με ενεργό φορτίο

Όταν ένα επαγωγικό-ενεργό φορτίο συνδέεται με τον ανορθωτή, όπως απεικονίζεται στην εικ. 11.2 b, το θυρίστορ θα είναι ενεργοποιημένο αν ο παλμός πυροδότησης εφαρμοστεί στη θύρα όταν $v_S > E_d$. Πάλι, το θυρίστορ παραμένει στο on μέχρι $A_1 = A_2$. Όταν το θυρίστορ γυρίζει στο off, η τάση φορτίου θα είναι $v_d = E_d$.

11.1.2 Διφασικός μισού κύματος ανορθωτής



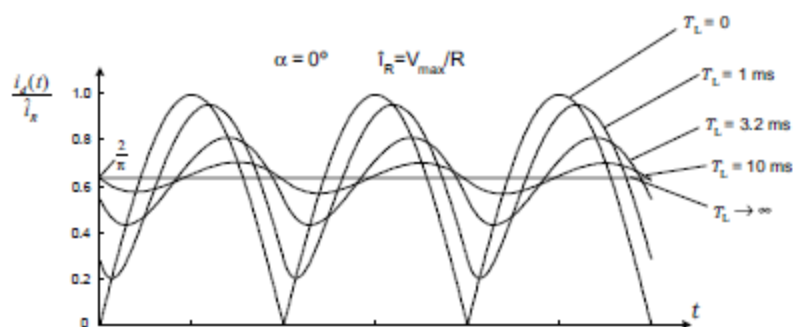
Εικ.11.3 διφασικός μισού κύματος ανορθωτής

Ο διφασικός μισού κύματος ανορθωτής που φαίνεται στην εικ. 11.3 χρησιμοποιεί ένα κεντρικά τοποθετημένο μετασχηματιστή για να παρέχει 2 τάσεις v_1 και v_2 . Αυτές οι 2 τάσεις είναι 180 μοίρες εκτός φάσης σε σχέση με το μεσαίο σημείο το ουδέτερο N. Σε αυτό το σχήμα, το φορτίο τροφοδοτείται διαμέσου το θυρίστορ σε κάθε θετικό κύκλο των τάσεων v_1 και v_2 και το ρεύμα φορτίο γυρίζει διαμέσου το ουδέτερο N.

Το θυρίστορ T1 (βλ. 11.13) μπορεί να πυροδοτηθεί σε κατάσταση ON οποιαδήποτε στιγμή με την προϋπόθεση ότι η τάση είναι $v_{T1} > 0$. Οι παλμοί πυροδότησης καθυστερούνται από μια γωνία α σε σχέση με τη στιγμή που οι δίοδοι θα γινόταν αγωγοί. Η εικ. 11.3 επίσης δείχνει τους δρόμους του ρεύματος για την κάθε κατάσταση επαγωγής. Το θυρίστορ T1 παραμένει στη κατάσταση ON μέχρι το ρεύμα φορτίου να φτάσει σε μια αρνητική αξία. Το θυρίστορ T2 πυροδοτείται στην κατάσταση ON όταν το $v_{T2} > 0$, το οποίο αντιστοιχεί στην εικ. 11.3 στην κατάσταση στην οποία $v_{T2} > 0$. Η μέση αξία της τάσης φορτίου με φορτίο που αντιστέκεται δίνεται με την εξίσωση

$$V_{dix} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_{\max} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{V_{\max}}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (11.4)$$

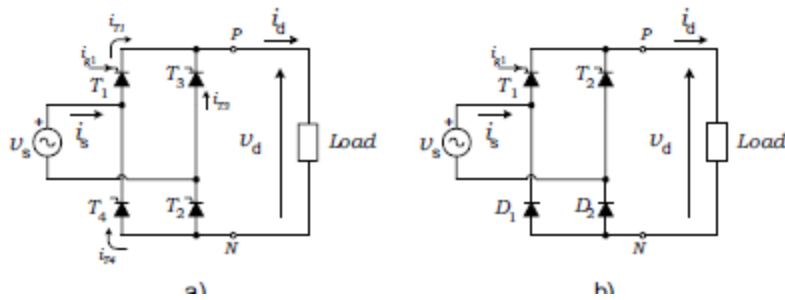
Το ρεύμα παροχής i_s είναι ισότιμο με το $i_{T1}(N2/N1)$ όταν το T1 είναι στην κατάσταση ON και $-i_{T2}(N2/N1)$ όταν το T2 είναι στην κατάσταση ON, όπου το $N2/N1$ είναι η αναλογία στροφών του μετασχηματιστή.



Εικ.11.4

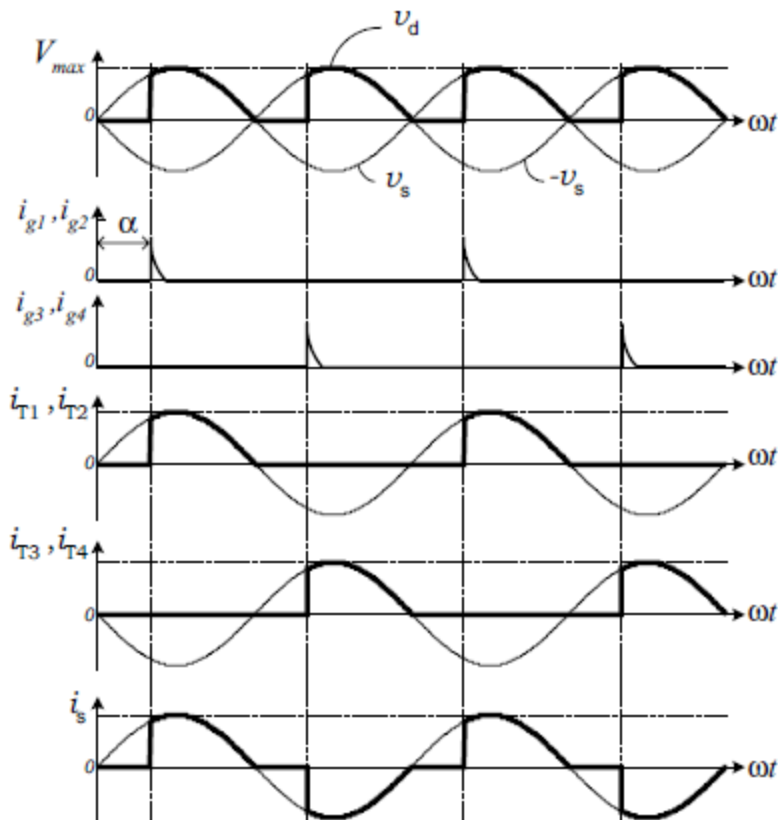
Η εικόνα 11.4 δείχνει την επίδραση της σταθερής αξίας του χρόνο φορτίου $T_L=L/R$ στο ομαλοποιημένο ρεύμα φορτίο $i_d(t)/i_g(t)$ για μια γωνία firing $\alpha=0$. Ο κυματισμός στο ρεύμα φορτίου μειώνεται καθώς το επαγωγικό φορτίο αυξάνεται. Αν η επαγωγή φορτίου $L \rightarrow \infty$, τότε το ρεύμα είναι τέλεια φιλτραρισμένο.

11.1.3 Μονοφασική γέφυρα ανόρθωσης



Εικ.11.5 Μονοφασική γέφυρα ανόρθωσης α) πλήρως ελεγχόμενη και β) μερικώς ελεγχόμενη

Η εικ. 11.5 α δείχνει μια πλήρως ελεγχόμενη γέφυρα ανόρθωσης, η οποία χρησιμοποιεί 4 θυρίστωρ για να ελέγχει τη μέση τάση φορτίου. Επιπλέον, η εικ. 11.5 β δείχνει την μερικώς ελεγχόμενη γέφυρα ανόρθωσης, η οποία χρησιμοποιεί 2 θυρίστωρ και δυο δίοδους.

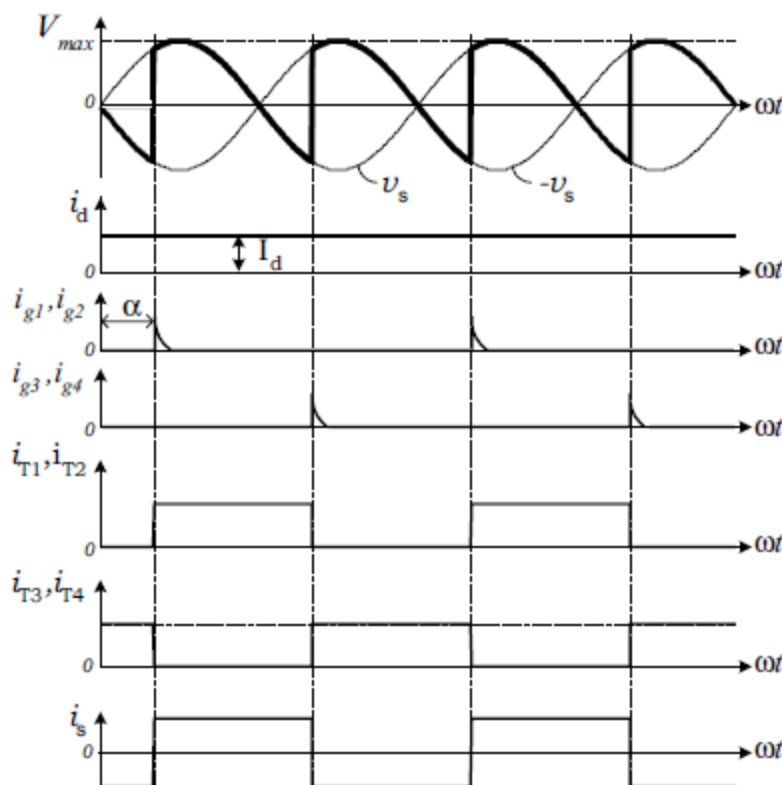


Εικ.11.6 κυματομορφές πλήρους ελεγχόμενης γέφυρας ανόρθωσης με ωμικό φορτίο.

Η εικ. 11.6 δείχνει τις κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος για την πλήρως ελεγχόμενη γέφυρα ανόρθωσης με ωμικό φορτίο που αντιστέκεται. Τα θυρίστορ T1 και T2 πρέπει να πυροδοτηθούν ταυτόχρονα κατά την διάρκεια του θετικού παλμού της τάσης της πηγής v_s , έτσι ώστε να επιτραπεί αγωγιμότητα του ρεύματος. Εναλλακτικά, τα θυρίστορ T3 και T4 πρέπει να πυροδοτηθούν ταυτόχρονα κατά την διάρκεια του αρνητικού παλμού της τάσης της πηγής. Για να εξασφαλίσουμε ταυτόχρονη πυροδότηση, τα θυρίστορ T1 και T2 χρησιμοποιούν το ίδιο σήμα πυροδότησης. Η τάση φορτίου είναι παρόμοια με τη τάση που αποκτάται με το διφασικό ανορθωτή μισού κύματος. Το ρεύμα που εισάγεται δίνεται με το

$$i_s = i_{T1} - i_{T4} \quad (11.5)$$

και η κυματομορφή του φαίνεται στην εικ. 11.6.



Εικ. 11.7 κυματομορφές πλήρους ελεγχόμενης γέφυρας ανόρθωσης με ωμικό επαγωγικό φορτίο ($L \rightarrow \infty$).

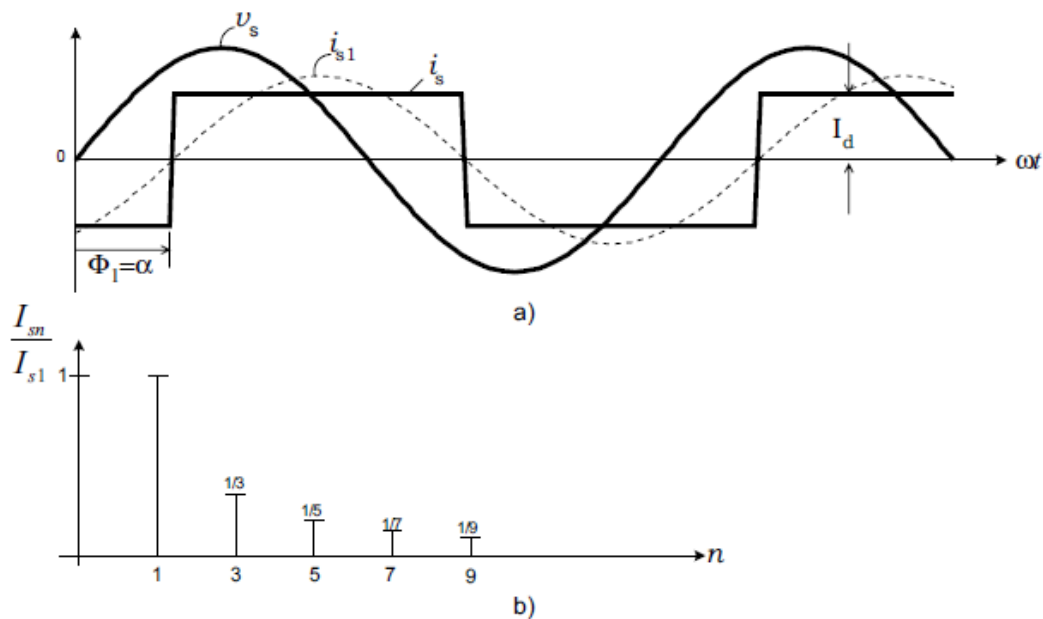
Η εικόνα 11.7 παρουσιάζει τη συμπεριφορά μιας πλήρους ελεγχόμενης γέφυρας ανόρθωσης με ωμικό επαγωγικό φορτίο ($L \rightarrow \infty$). Η αυτεπαγωγή υψηλού φορτίου παράγει ένα ρεύμα τέλεια φιλτραρισμένο και ο ανορθωτής συμπεριφέρεται σαν πηγή ρεύματος. Με συνεχόμενο ρεύμα φορτίου, τα θυρίστορ T1 και T2 παραμένουν στην κατάσταση on πέρα από το θετικό παλμό της τάσης της πηγής v_s . Για αυτό το λόγο, η τάση φορτίου v_d μπορεί να έχει μια άμεση αρνητική τιμή. Η πυροδότηση των θυρίστορ T3 και T4 έχει 2 επιδράσεις:

- i) Κλείνουν τα θυρίστορ T1 και T2, και
- ii) Μετά από τη μετατροπή να ασκούν το ρεύμα φορτίου

Αυτός είναι ο κύριος λόγος που αυτό το είδος μετατροπέα λέγεται και «φυσική μεταγωγή» η «γραμμή μεταγωγής» ανορθωτή. Το ρεύμα παροχής i_s έχει τετράγωνη κυματομορφή που φαίνεται στην εικ. 11.7 για συνεχή αγωγιμότητα. Σε αυτή τη περίπτωση η μέση τάση φορτίου δίνεται με το

$$V_{dix} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_{\max} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2V_{\max}}{\pi} \cos \alpha \quad (11.6).$$

11.1.4 Ανάλυση του ρεύματος που εισάγεται.



Εικ.11.8 Ρεύμα εισόδου μονοφασικής ελεγχόμενης γέφυρας ανόρθωσης σε σχέση α) κυματομορφές και β) φάσμα αρμονικών

Το ρεύμα που εισάγεται σε έναν ανορθωτή ελεγχόμενης γέφυρας είναι μια τετράγωνη κυματομορφή όταν το φορτίο φιλτράρεται τέλεια. Επιπλέον, το ρεύμα που εισάγεται i_s μετακινείται από τη γωνία πυροδότησης α , σε σχέση με τη τάση που εισάγεται u_s , όπως φαίνεται στην εικ. 11.8 α. Το ρεύμα που εισάγεται μπορεί να εκφραστεί ως μια σειρά Fourier, όπου το πλάτος κύματος των διάφορων αρμονικών δίνεται με το

$$I_{s \max n} = \frac{4}{\pi} \frac{I_d}{n} \quad (n = 1, 3, 5, \dots) \quad (11.7)$$

όπου n είναι η αρμονική σειρά. Η τιμή της μέσης τετραγωνικής ρίζας (rms) του κάθε αρμονικό μπορεί να εκφραστεί ως

$$I_{sn} = \frac{I_{s \max n}}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{I_d}{n} \quad (11.8).$$

Έτσι, η αξία rms του βασικού ρεύματος είναι

$$I_{s1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d = 0.9I_d \quad (11,9)$$

Μπορεί να παρατηρηθεί από την εικ. 11.8 α ότι η γωνία εκτοπισμού ϕ_1 του βασικού ρεύματος i_{s1} , αντιστοιχεί στη γωνία πυροδότησης α . η εικ. 11.8 b δείχνει ότι στο αρμονικό φάσμα του ρεύματος που εισάγεται, μόνο μονά αρμονικά είναι παρόν με πλάτος κύματος που μειώνεται. Η αξία rms του ρεύματος που εισάγεται i_s είναι

$$I_s = I_d \quad (11.10)$$

Η ολική αρμονική παραμόρφωση (THD) του ρεύματος που εισάγεται δίνεται με το

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} 100 = 48.4\% \quad (11.11)$$

11.1.5 Συντελεστής Δύναμης του Ανορθωτή

Ο συντελεστή εκτοπισμού του βασικού ρεύματος, που αποκτάται από την εικ. 11.8 α, είναι

$$\cos \phi_1 = \cos \alpha \quad (11.12)$$

Στην περίπτωση του μη ημιτονοειδούς ρεύματος, η ενεργή δύναμη που διανέμεται από τη παροχή ημιτονοειδούς μονοφασικού ρεύματος είναι

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v_s(t) i_s(t) dt = V_s I_{s1} \cos \phi_1 \quad (11.13)$$

Όπου V_s είναι η αξία rms της μονοφασικής τάσης v_s . Η εμφανή δύναμη δίνεται με το

$$S = V_s I_s \quad (11.14)$$

Ο συντελεστής δύναμης ορίζεται με το

$$\text{PF} = \frac{P}{S} \quad (11.15)$$

Η αντικατάσταση από τις εξισώσεις (11.12), (11.13) και (11.14) στην εξίσωση (11.15) βγάζει

$$\text{PF} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \alpha \quad (11.16)$$

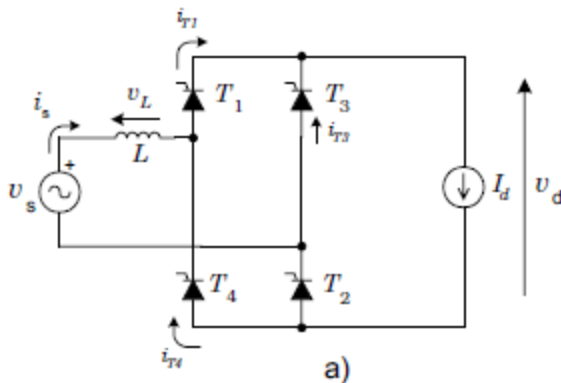
Αυτή εξίσωση δείχνει ξεκάθαρα ότι εξαιτίας του μη ημιτονοειδούς ρεύματος που εισάγεται, ο συντελεστής δύναμης του ανορθωτή επηρεάζεται αρνητικά από τη γωνία πυροδότησης α και την παραμόρφωση του ρεύματος που εισέρχεται. Στην πραγματικότητα, η παραμόρφωση του ρεύματος παράγει μια αύξηση στην αξία του I_s στην εξίσωση (11.16), κάτι το οποίο προκαλεί επιδείνωση στο συντελεστή δύναμης.

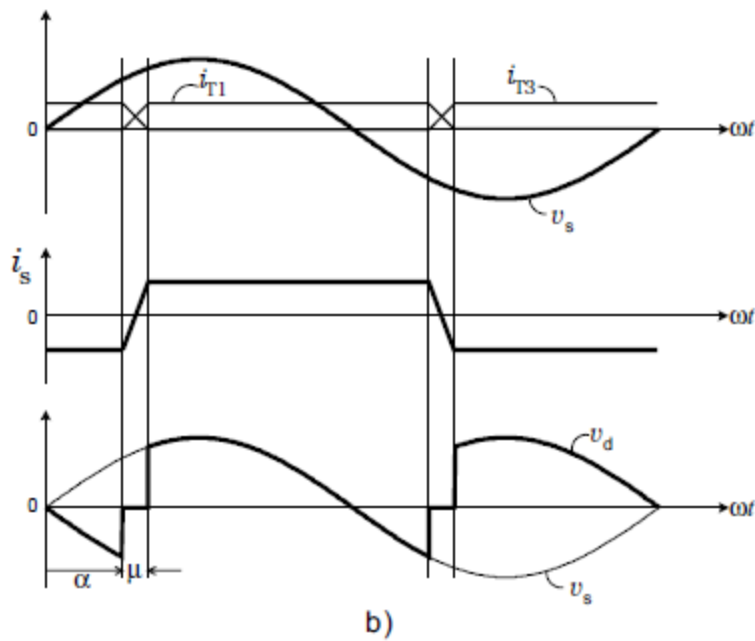
11.6 Η μεταγωγή των θυρίστορ

Μέχρι σήμερα η μεταγωγή των θυρίστορ έχει θεωρηθεί στιγμιαία. Αυτή η θεωρία δεν είναι έγκυρη σε πραγματικές περιπτώσεις εξαιτίας της παρουσίας της γραμμής αυτεπαγωγής L , όπως φαίνεται στην εικ. 11.9 a. Κατά την διάρκεια της εναλλαγής, το ρεύμα μέσα από τα θυρίστορ δεν μπορεί να αλλάξει στιγμιαία και για αυτό το λόγο, κατά την διάρκεια της γωνίας εναλλαγής μ , τα 4 θυρίστορ γίνονται αγωγοί ταυτόχρονα. Έτσι, κατά την διάρκεια της εναλλαγής ισχύει η παρακάτω σχέση για τη τάση φορτίου :

$$v_d = 0 \quad \alpha \leq \omega t \leq \alpha + \mu \quad (11.17)$$

Η επίδραση της εναλλαγής στη παροχή ρεύματος, στις κυματομορφές της τάσης και στις κυματομορφές του ρεύματος θυρίστορ παρατηρούνται στην εικ. 11.9 b.





Εικ.11.9 α) και β)

Κατά την διάρκεια της εναλλαγής, η παρακάτω έκφραση ισχύει:

$$L \frac{di_s}{dt} = v_s = V_{\max} \sin \omega t \quad \alpha \leq \omega t \leq \alpha + \mu \quad (11.18)$$

Αν ενσωματώσουμε την εξίσωση (11.18) στο χρόνο εναλλαγής, αποδίδει

$$\int_{-I_d}^{I_d} di_s = \frac{V_{\max}}{L} \int_{\alpha/\omega}^{\alpha+\mu/\omega} \sin \omega t dt \quad (11.19)$$

Από την εξίσωση (11.19) η παρακάτω σχέση αποκτάται για τη γωνία εναλλαγής μ :

$$\cos(\alpha + \mu) = \cos \alpha - \frac{2\omega L}{V_{\max}} I_d \quad (11.20)$$

Η εξίσωση (11.20) δείχνει ότι μια αύξηση της γραμμής επαγωγής L , ή μια αύξηση του ρεύματος φορτίου I_d , αυξάνει τη γωνία εναλλαγής μ . Επιπλέον, η γωνία εναλλαγής επηρεάζεται από τη γωνία πυροδότησης α . Στην πραγματικότητα, η εξίσωση (11.18) δείχνει ότι με διάφορες αξίες του α , η τάση τροφοδοσίας v_s , έχει διαφορετική στιγμιαία αξία, η οποία παράγει διαφορετικά di_s/dt , επηρεάζοντας έτσι την διάρκεια της μεταγωγής.

Η εξίσωση (11.7) και η κυματομορφή στην εικ. 11.9 b δείχνουν ότι η διαδικασία εναλλαγής μειώνει τη μέση τάση φορτίου V_{dx} . Όταν υπολογίζεται η επαγωγή, η έκφραση για τη μέση τάση φορτίου δίνεται με το

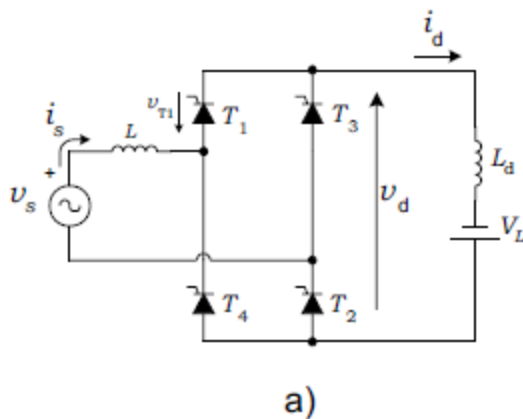
$$V_{dx} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha+\mu}^{\pi+\alpha} V_{\max} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{V_{\max}}{\pi} [\cos(\alpha + \mu) + \cos \alpha] \quad (11.21)$$

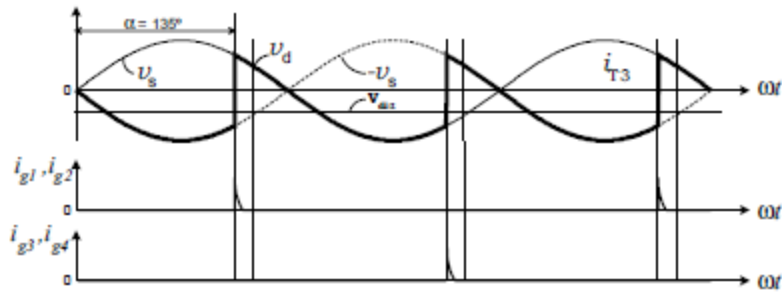
Αν αντικαταστήσουμε την εξίσωση (11.20) στην εξίσωση (11.21), αποδίδει

$$V_{dx} = \frac{2}{\pi} V_{\max} \cos \alpha - \frac{2\omega L}{\pi} I_d \quad (11.22)$$

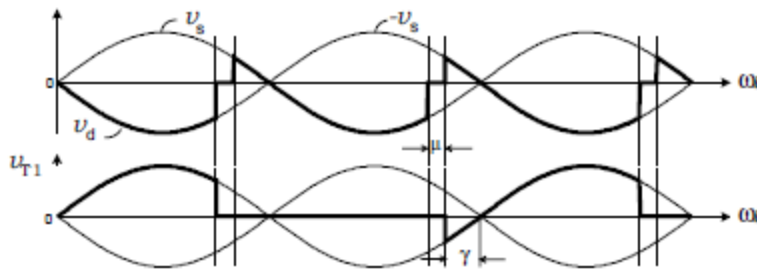
11.1.7 Λειτουργία σε κατάσταση αναστροφής

Όταν η γωνία $\alpha > 90^\circ$, είναι δυνατόν να αποκτήσουμε μια αρνητική μέση τάση φορτίου. Σε αυτή τη κατάσταση, το ρεύμα τροφοδοτείται πίσω στη μονοφασική παροχή από το φορτίο. Αυτή η κατάσταση λειτουργίας λέγεται αντιστροφείας ή κατάσταση αναστροφής, επειδή η ενέργεια μεταφέρεται από την πλευρά dc στην πλευρά ac. Στις πρακτικές περιπτώσεις αυτή κατάσταση λειτουργίας αποκτάται όταν η ρύθμιση παραμέτρων του φορτίου είναι όπως φαίνεται στην εικ.11.10α. Πρέπει να αναφέρουμε ότι αυτός ο ανορθωτής επιτρέπει ροή ρεύματος του φορτίου σε μια κατεύθυνση.





b)



c)

Εικ.11.10 a), b) και c)

Η εικόνα 11.10 b δείχνει τις κυματομορφές της τάσης φορτίου με τον ανορθωτή στην κατάσταση αναστροφής, αμελώντας την επαγωγή της πηγής L.

Το μέρος 11.1.6 περιέγραψε πως η επαγωγή παροχής αυξάνει το χρόνο αγωγιμότητας των θυρίστορ με τη γωνία μ . Καθώς φαίνεται στην εικ.11.10 c, η τάση θυρίστορ u_{T1} έχει αρνητική αξία κατά την διάρκεια της γωνίας εξαφάνισης γ , που ορίζεται από

$$\gamma = 180 - (\alpha + \mu) \quad (11.23)$$

Για να εξασφαλίσουμε ότι το εξερχόμενο θυρίστορ θα επαναφέρει την ικανότητα του για μπλοκάρισμα μετά από τη εναλλαγή, η γωνία εξαφάνισης πρέπει να εκπληρώσει τον παρακάτω περιορισμό:

$$\gamma > \omega t_q \quad (11.24)$$

όπου το ω είναι συχνότητα παροχής και t_q είναι ο χρόνος απενεργοποίησης του θυρίστορ. Υπολογίζοντας τις εξισώσεις (11.23) και (11.24) η μέγιστη γωνία πυροδότησης είναι, στην πράξη,

$$\alpha_{\max} = 180 - \mu - \gamma \quad (11.25)$$

Αν η κατάσταση της εξίσωσης (11.25) δεν εκπληρωθεί, η διαδικασία εναλλαγής θα αποτύχει και τότε θα προκύψουν καταστροφικά ρεύματα.

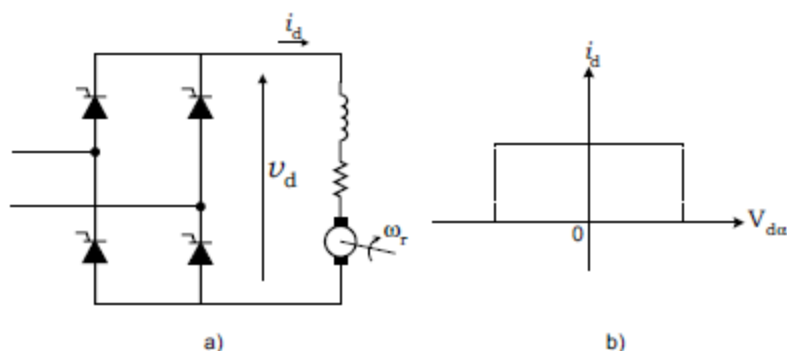
11.1.8 Εφαρμογές

Οι σημαντικές περιοχές των εφαρμογών των ελεγχόμενων ανορθωτών συμπεριλαμβάνουν αδιάκοπες παροχές δύναμης (UPS) για την τροφοδότηση κρίσιμων φορτίων. Η εικ. 11.11 δείχνει ένα απλοποιημένο διάγραμμα μιας μονοφασικής ρύθμισης παραμέτρων UPS, συνήθως με κατάλληλες τιμές για <math><10\text{kVA}</math>. Έναν πλήρως ελεγχόμενο η μίσο-ελεγχόμενος ανορθωτής χρησιμοποιείται για να παράγει τη τάση dc του μετατροπέα. Επιπλέον, ο ανορθωτής εισοδου δρα ως φορτιστής μπαταριών. Η εξαγωγή του αναστροφέα φιλτράρεται πριν τροφοδοτηθεί στο φορτίο. Οι πιο σημαντικές καταστάσεις λειτουργίας του UPS είναι:

- i) Κανονική κατάσταση λειτουργίας. Σε αυτή τη περίπτωση η τάση γραμμής είναι παρόν. Το κρίσιμο φορτίο τροφοδοτείται από το σχήμα ανορθωτή-μετατροπέα. Ο ανορθωτής κρατάει τη μπαταρία φορτισμένη.
- ii) Λειτουργία διακοπής. Κατά την διάρκεια μιας απώλειας της κύριας παροχής ac, η μπαταρία παρέχει την ενέργεια για τον μετατροπέα.
- iii) Λειτουργία παράκαμψης. Όταν το φορτίο απαιτεί ένα παραπάνω ρεύμα στον μετατροπέα, ο διακόπτης στατικής παράκαμψης ενεργοποιείται και το κρίσιμο φορτίο τροφοδοτείται απευθείας από την πρίζα.

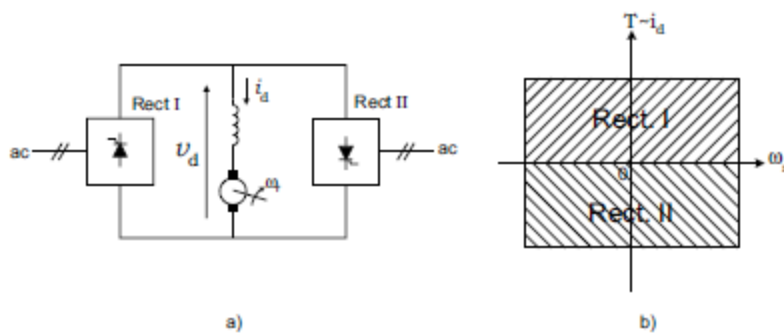
Ο έλεγχος των μοτέρ dc με χαμηλή ισχύ είναι άλλη μία ενδιαφέρουσα εφαρμογή των ελεγχόμενων μονοφασικών ανορθωτών. Στο κύκλωμα που φαίνεται στην εικ. 11.12, ο ελεγχόμενος ανορθωτής ρυθμίζει τη τάση οπλισμού και συνεπώς ελέγχει το ρεύμα του μοτέρ i_d έτσι ώστε να παρέχει την απαιτούμενη ροπή στέψης.

Αυτή ρύθμιση παραμέτρων επιτρέπει μόνο θετική ροή ρεύματος στο φορτίο. Ωστόσο, η τάση φορτίου μπορεί να είναι και θετική και αρνητική. Για αυτό το λόγο, αυτός ο μετατροπέας λειτουργεί στο 2 τεταρτημόριο κατάσταση λειτουργίας στο πλάνο i_d vs V_{da} .



εικ. 11.12

Όπως φαίνεται στην εικ. 11.13, καλύτερες επιδόσεις μπορούν να αποκτηθούν με δυο ανορθωτές σε back-to-back σύνδεση στα τερματικά dc. Η διάταξη αυτή, που είναι γνωστή ως διπλή σύνδεση μετατροπέα, επιτρέπει τη λειτουργία της μονάδας του σε όλο το four-quadrant. Ο ανορθωτής I παρέχει θετικό ρεύμα φορτίου i_d , ενώ ο ανορθωτής παρέχει αρνητικό ρεύμα φορτίου. Το μοτέρ μπορεί να λειτουργήσει σε προς τα εμπρός τροφοδότηση, προς τα εμπρός πέδηση, αντίστροφη τροφοδοσία και να αντιστρέψει την πέδηση. Αυτές οι καταστάσεις λειτουργίας φαίνονται στην εικόνα 11.13 b, όπου απεικονίζεται η ροπή T με την ταχύτητα του στροφέα.



Εικ. 11.13

11.2 Συντελεστής δύναμης σε μονοφασικούς ανορθωτές

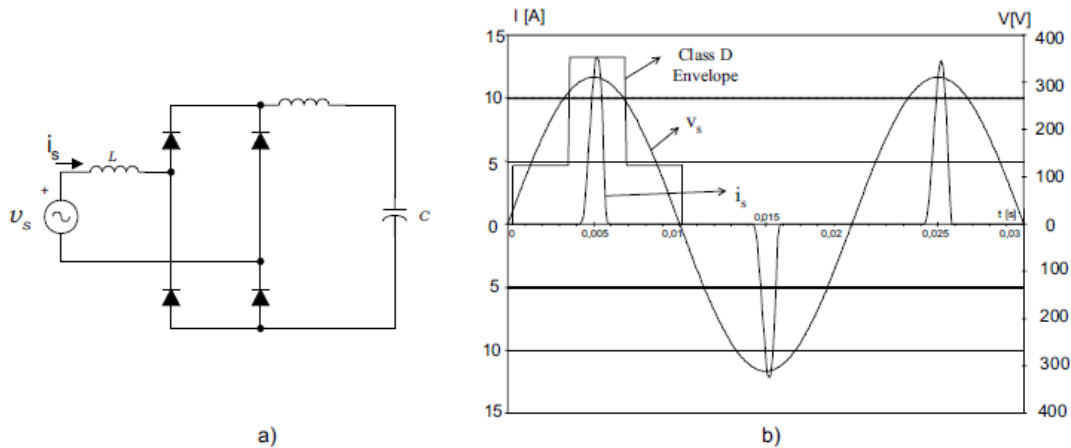
11.2.1 Το Πρόβλημα του Συντελεστή Δύναμης σε Μονοφασικούς γραμμικής μεταγωγής Ανορθωτές

Τα κύρια μειονεκτήματα των κλασικών γραμμικής μεταγωγής ανορθωτών είναι ότι

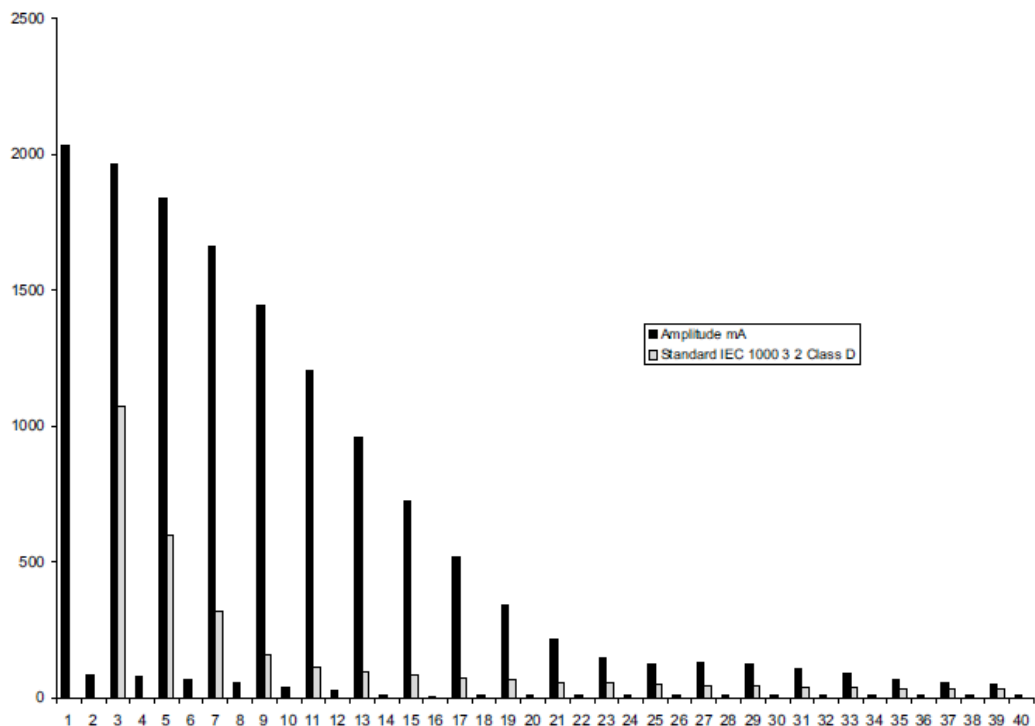
- i) παράγουν ένα παράγοντα μετατόπισης με επίπτωση στη τάση του συστήματος, και
- ii) ένα σημαντικό ποσό των αρμονικών ρευμάτων που εισέρχονται

Αυτά έχουν αρνητική επίδραση στο συντελεστή δύναμης και ποιότητα της δύναμης. Τα τελευταία χρόνια, η τεράστια χρήση των μονοφασικών μετατροπέων δύναμης έχει αυξήσει τα προβλήματα στην ποιότητα της δύναμης σε ηλεκτρονικά συστήματα. Στην πραγματικότητα, τα σύγχρονα εμπορικά κτήρια έχουν 50 και μέχρι 90 των απαιτήσεων που προέρχεται από τα μη-γραμμικά φορτία, τα οποία αποτελούνται πιο πολύ από ανορθωτές [1].

Σήμερα δεν είναι ασυνήθιστο να βρούμε ανορθωτές με ολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος THD>40 προκαλώντας σοβαρή υπερφόρτιση στους μετατροπείς και μετασηματιστές. Η εικόνα 11.14 δείχνει ένα μονοφασικό ανορθωτή με χωρητικό φίλτρο, που χρησιμοποιείται σε αρκετό από το σημερινό εξοπλισμό χαμηλής δύναμης. Το ρεύμα που εισάγεται είναι πολύ παραμορφωμένο εξαιτίας της παρουσίας του χωρητικού φίλτρου. Αυτό το ρεύμα έχει περιεχόμενο αρμονικό όπως φαίνεται στην εικ. 11.15τ και πιν. 11.1 με ένα THDi=197. Ο ανορθωτής της εικ. 11.14 έχει πολύ χαμηλό συντελεστή PF=0.45, κυρίως εξαιτίας του μεγάλο περιεχόμενο αρμονικό.



Εικ. 11.14



Εικ. 11.15

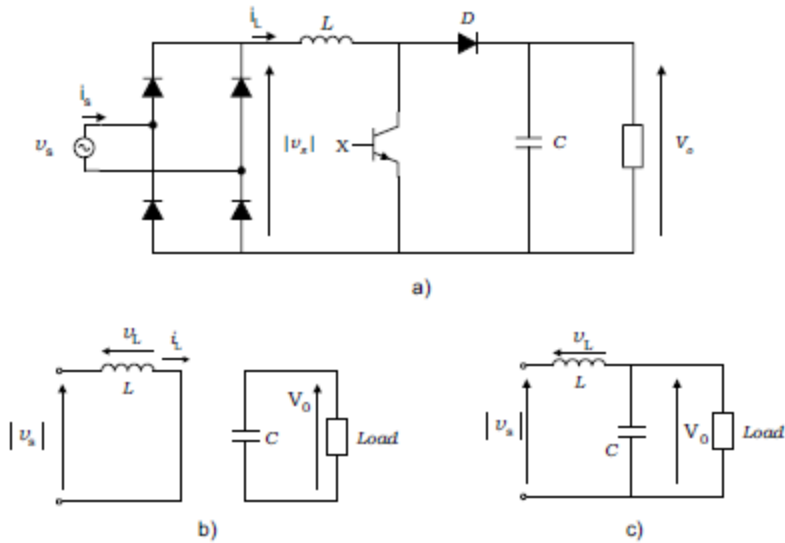
	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21
$\frac{I}{I_1} []$	96.8	90.5	81.7	71.0	59.3	47.3	35.7	25.4	16.8	10.6

11.2.2 Standards for Harmonics in Single-Phase Rectifiers

Η σχετικότητα των προβλημάτων που προέρχονται από τις αρμονικές στην γραμμή μεταγωγής μονοφασικών ανορθωτών έχει δώσει κίνητρο ορισμένοι φορείς να εισάγουν κάποια όρια σε αυτούς τους μετατροπείς. Το IEC διεθνές πρότυπο IEC 1000-3-2 καθορίζει οριακές τιμές για όλες τις συσκευές χαμηλής ισχύος ενιαίας φάσης που έχουν ρεύμα εισόδου με ένα ειδικό κύμα και μια ενεργή τάση εισόδου $P \leq 600W$. Ο εξοπλισμός στην κατηγορία D έχει ρεύμα που εισάγεται με ειδικό σχήμα κύματος που περιέχεται μέσα στο περίβλημα που δείχνει στην εικ. 11.14 b. Αυτή τάξη εξοπλισμού πρέπει να ικανοποιεί κάποια συγκεκριμένα αρμονικά όρια, όπως φαίνεται στην εικ. 11.15. Είναι ξεκάθαρο ότι σε ένα μονοφασικό ανορθωτή με γραμμή μεταγωγής με παραμέτρους που φαίνονται στην εικ. 11.14a δεν μπορεί να συμμορφώνεται με τη προδιαγραφή IEC 1000-3-2 της τάξης D. Αυτή μπορεί να ικανοποιηθεί μόνο αν προσθέσουμε γιγάντια φίλτρα, τα οποία αυξάνουν το μέγεθος, το βάρος και το κόστος του ανορθωτή. Αυτό το κριτήριο έδωσε το κίνητρο για την ανάπτυξη των ενεργών μεθόδων για να βελτιωθεί η ποιότητα του ρεύματος που εισάγεται και συνεπώς, ο συντελεστής δύναμης.

11.2.3 Μονοφασικοί ανορθωτές ώθησης (The Single-Phase Boost Rectifier)

Από τις θεωρητικές και εννοιολογικές απόψεις, ένα από τους σημαντικότερους ανορθωτές με συντελεστή υψηλής δύναμης είναι οι μονοφασικοί ανορθωτές ώθησης, όπως φαίνεται στην εικ. 11.6 a. Αυτός ο ανορθωτής αποκτάται από ένα κλασικό μην-ελεγχόμενο ανορθωτή γέφυρας, με την πρόσθεση του τρανζίστορ T, τη δίοδο D και τον απαγωγέα L.



Εικ. 11.16

Σε αυτόν τον ανορθωτή, το ρεύμα που εισέρχεται $i_5(t)$ ελέγχεται από την αλλαγή στην κατάσταση αγωγιμότητας του τρανζίστορ T. όταν το τρανζίστορ T είναι στην κατάσταση on, η μονοφασική παροχή δύναμης βραχυκυκλώνεται μέσα από το επαγωγού L, όπως φαίνεται στην εικ. 11.16 b, η διόδος αποφεύγει την εκκένωση του χωρητικού φίλτρου C μέσα από το τρανζίστορ. Το ρεύμα του επαγωγού i_L δίνεται με την παρακάτω εξίσωση

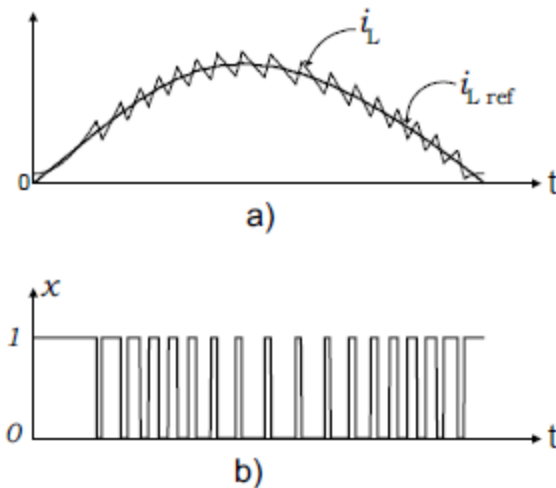
$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L} = \frac{|v_s|}{L} \quad (11.26)$$

Εξαιτίας του γεγονός ότι το $|v_s| > 0$, η κατάσταση ON του τρανζίστορ T πάντα παράγει μια αύξηση στο ρεύμα επαγωγού i_L και συνεπώς μια αύξηση στην απόλυτη αξία του ρεύματος της πηγής i_s .

Όταν το τρανζίστορ T απενεργοποιείται, το ρεύμα επαγωγού i_L δεν μπορεί να διακοπεί απότομα και ρέει από το δίοδο D, φορτίζοντας τον πυκνωτή C. Αυτό παρατηρείται στο ισότιμο κύκλωμα στην εικ. 11.16 c. Σε αυτή την κατάσταση η συμπεριφορά του ρεύματος επαγωγού περιγράφεται από

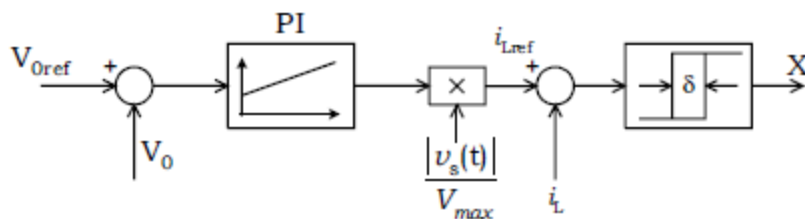
$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L} = \frac{|v_s| - V_o}{L} \quad (11.27)$$

Αν το $V_o > |v_s|$, η οποία είναι ένα σημαντικό κριτήριο για την σωστή συμπεριφορά του ανορθωτή, τότε $|v_s| - V_o < 0$, και αυτό σημαίνει ότι στην κατάσταση off το ρεύμα επαγωγού μειώνει την στιγμιαία αξία του.



Εικ. 11.17

Με μια κατάλληλη ακολουθία παλμών πυροδότησης να εφαρμόζεται στο τρανζίστορ T, η κυματομορφή του ρεύματος που εισέρχεται i , μπορεί να ελέγχεται να ακολουθήσει μια ημιτονοειδή αναφορά, όπως παρατηρείται στο θετικό μίσο-κύμα του i_S στην εικ. 11.17. Αυτή δείχνει το ρεύμα αναφοράς στο πηνίο $i_{L,ref}$, το ρεύμα επαγωγού i_L , και το σήμα x για το τρανζίστορ T. Το τρανζίστορ Tα είναι ON όταν $x="1"$ και είναι OFF όταν $x="0"$.

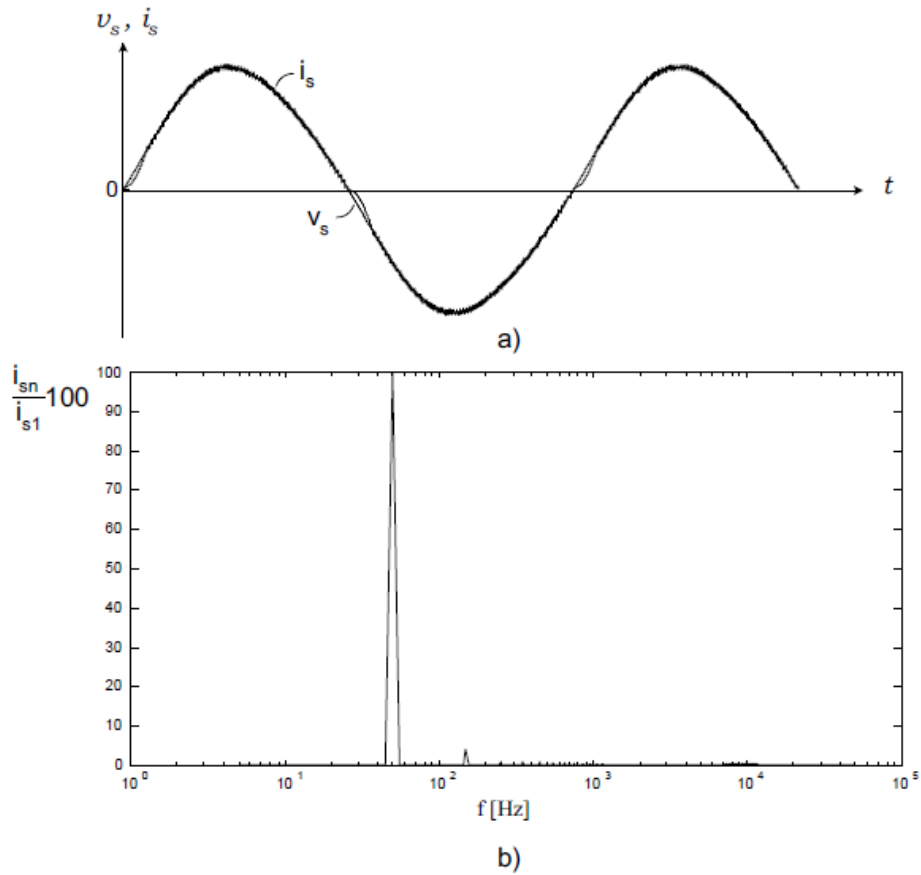


Εικ. 11.18

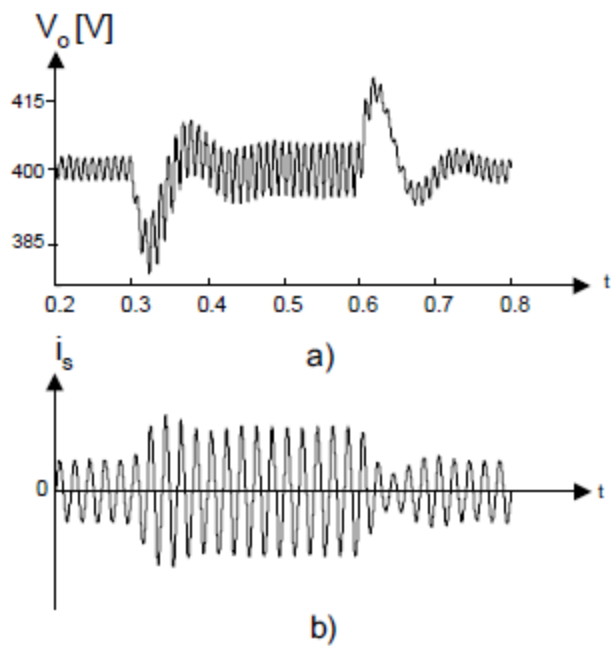
Η εικ. 11.18 παρουσιάζει ένα block διάγραμμα του συστήματος ελέγχου για τον ανορθωτή ώθησης, το οποίο συμπεριλαμβάνει έναν αναλογικό-ολοκληρωτικό ελεγκτή (PI) για να ρυθμίσει τη τάση εξόδου V_o . Η τιμή αναφοράς $i_{L,ref}$ για το εσωτερικό ρεύμα βρόχου ελέγχου αποκτάται από τον πολλαπλασιασμό της εξόδου του ελεγκτή της τάσης και η απόλυτης αξίας $|v_s(t)|$. Ένας ελεγκτής υστέρησης παρέχει γρήγορο έλεγχο για το ρεύμα επαγωγέα i_L , καταλήγοντας σε ένα σχεδόν ημιτονοειδές ρεύμα εισόδου που είναι i_S .

Συνήθως, η τάση που παράγεται V_o , πρέπει να είναι τουλάχιστο 10% υψηλότερη από την τιμή κορυφής της τάσης πηγής $v_s(t)$ έτσι ώστε να εξασφαλίσει καλό δυναμικό έλεγχο του ρεύματος. Ο έλεγχος λειτουργεί με την παρακάτω στρατηγική: μια βηματική αύξηση στην τάση αναφοράς V_o,ref θα παράγει μια αύξηση του σφάλματος τάσης $V_o,ref - V_o$, και μια αύξηση της εξόδου του ελεγκτή PI, η οποία προέρχεται από μια αύξηση του πλάτους του ρεύματος αναφοράς $i_{L,ref}$. Ο τρέχον ελεγκτής θα ακολουθήσει το νέο σημείο αναφοράς και θα αυξήσει το πλάτος του ημιτονοειδούς ρεύματος εισόδου i_S , το

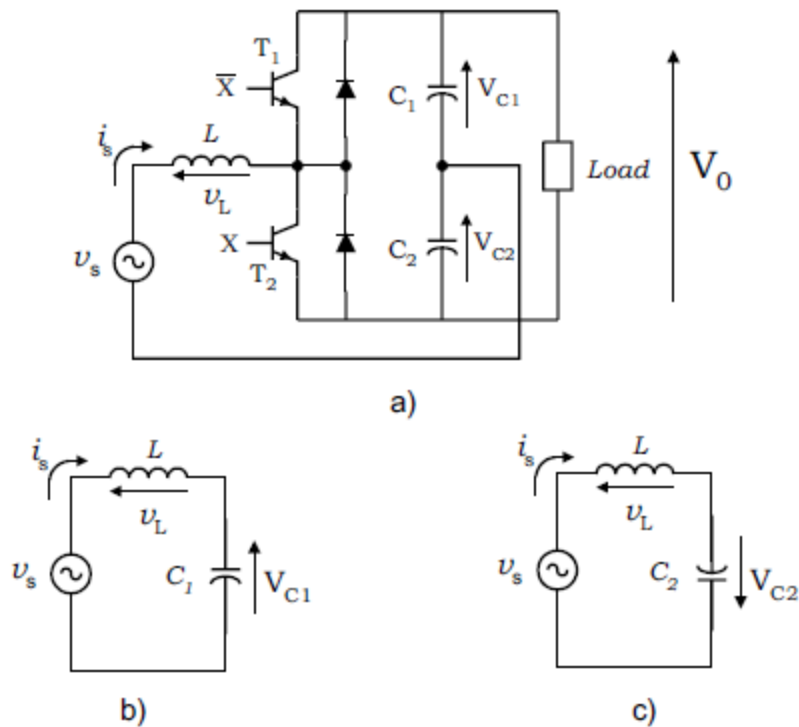
οποίο θα αυξήσει την ενεργό ισχύ που παρέχεται από την μονοφασική παροχή και τελικά θα παράγει μια αύξηση στη τάση εξόδου V_o .



Εικ. 11.19



Εικ. 11.20



Εικ. 11.21

Η εικ. 11.19a δείχνει την κυματομορφή του ρεύματος εισόδου i , και την τάση της πηγής v_s . Η κυμάτωση του ρεύματος εισόδου μπορεί να μειωθεί με τη μείωση του πλάτους υστέρησης d . Η τιμή που πρέπει να καταβληθεί για αυτή τη βελτίωση είναι μια αύξηση στην συχνότητα μεταγωγής, η οποία είναι ανάλογη με τις μεταγωγές του τρανζίστορ T . Για ένα δεδομένο πλάτος υστέρησης d , η μείωση της αυτεπαγωγής L παράγει επίσης μια αύξηση στην συχνότητα μεταγωγής.

Μια δραστική μείωση στο αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος εισόδου i_s μπορεί να παρατηρηθεί στο φάσμα συχνότητας στην εικ. 11.19b. αυτό το ρεύμα συμμορφώνεται με τα όρια που ορίζονται από το κριτήριο IEC1000-3-2. Η ολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος στην εικ. 11.19 a είναι $THD=4.96$ και ο συντελεστής δύναμης του ανορθωτή είναι $PF=0.99$.

Η εικόνα 11.20 δείχνει τη δυναμική συμπεριφορά της dc τάσης βρόγχο που ελέγχει για αλλαγές step στο φορτίο. Μια αύξηση στο φορτίο στο $t=0.3[s]$, παράγει μια αρχική μείωση της τάσης που παράγεται V_0 , η οποία αντισταθμίζεται με μια αύξηση στο ρεύμα που εισάγεται i_s . Στο $t=0.6[s]$ μια βηματική μείωση στο φορτίο εφαρμόζεται. Ο ελεγκτής της τάσης dc ξανά προσαρμόζει το ρεύμα που παρέχεται έτσι ώστε να ισορροπήσει την ενεργή ισχύ.

11.2.4 Τάση διπλασιαστή PWM ανορθωτή

Η εικ. 11.21a δείχνει το κύκλωμα τροφοδοσίας της τάσης διπλασιασμού εύρους παλμών (PWM) ανορθωτή, ο οποίος χρησιμοποιεί 2 τρανζίστορ και 2 πυκνωτές φίλτρου C1 και C2. Τα τρανζίστορ T1 και T2 εναλλάσσονται συμπληρωματικά για να ελεγχτεί η κυματομορφή του ρεύματος εισόδου i_S και η τάση dc που παράγεται V_o . Οι τάσεις των πυκνωτών V_{C1} και V_{C2} πρέπει να είναι υψηλότερες από την τιμή κορυφής της τάσης εισόδου v_S για να εξασφαλίσουμε τον έλεγχο του ρεύματος που εισόδου.

Το ισοδύναμο κύκλωμα του ανορθωτή με το τρανζίστορ T1 στην κατάσταση ON φαίνεται στην εικ. 11.21 b. Η εξίσωση δυναμικού της τάσης πηνίου είναι

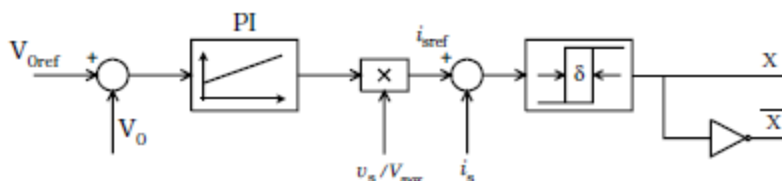
$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = v_s(t) - V_{C1} < 0 \quad (11.28)$$

Η εξίσωση (11.28) σημαίνει ότι υπο αυτή τη κατάσταση αγωγιμότητας, το ρεύμα $i_S(t)$ μειώνει την αξία του.

Από την άλλη το ισοδύναμο κύκλωμα της εικ. 11.21 c είναι έγκυρο όταν το τρανζίστορ T2 είναι στην κατάσταση αγωγιμότητας, φέρνοντας ως αποτέλεσμα την παρακάτω έκφραση για τη τάση πηνίου

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = v_s(t) + V_{C2} > 0 \quad (11.29)$$

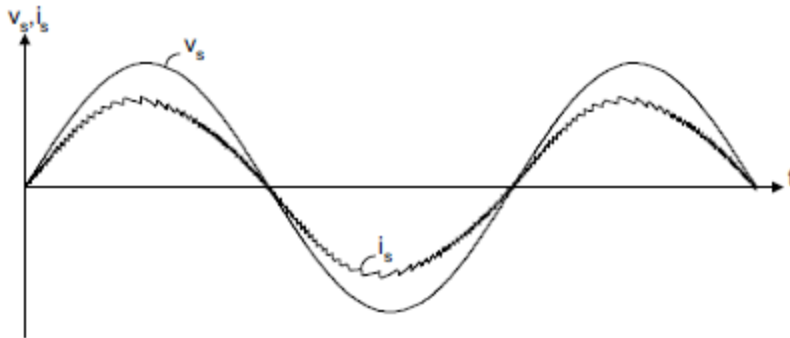
Έτσι σε αυτή την περίπτωση το ρεύμα που εισάγεται $i_S(t)$ αυξάνεται.



Εικ. 11.22

Με αυτό τον τρόπο, η κυματομορφή μπορεί να ελεγχθεί από την κατάλληλη εναλλαγή των τρανζίστορ T1 και T2 με έναν παρόμοιο τρόπο με αυτό που φαίνεται στην εικ. 11.17 a για το μονοφασικό μετατροπέα ώθησης. Η εικ. 11.22 δείχνει ένα μπλόκ διάγραμμα του συστήματος ελέγχου του ανορθωτή που διπλασιάζει τη τάση, το οποίο μοιάζει πολύ με το σχήμα ελέγχου του ανορθωτή ώθησης.

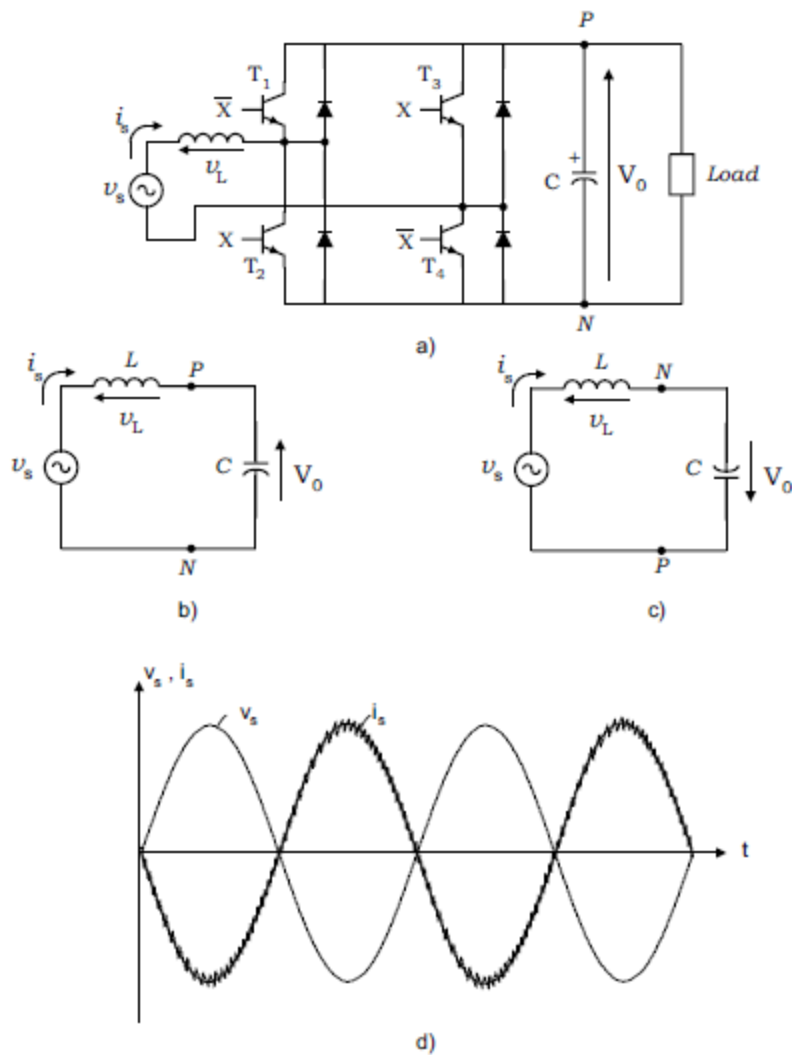
Αυτή τοπολογία μπορεί να παρουσιάζει μια ανισορροπία στις τάσεις πυκνωτών V_{c1} και V_{c2} , η οποία επηρεάζει την ποιότητα του ελέγχου. Αυτό το πρόβλημα λύνεται αν προσθέσουμε την πραγματική αξία τάσης i_s , ένα offset σήμα ανάλογο στην διαφορά στις τάσεις των πυκνωτών .



Εικ.11.23

Η εικ. 11.23 δείχνει την κυματομορφή του ρεύματος εισόδου . Το πλάτος κύματος αυτού του ρεύματος μπορεί να μειωθεί με την μείωση της υστέρησης του ελεγκτή.

11.2.5 Ο PWM ανορθωτής σε σύνδεση «γέφυρα»



Εικ.11.24

Η εικ. 11.24 α δείχνει το κύκλωμα δύναμης του πλήρως ελεγχόμενου μονοφασικού PWM ανορθωτή σε σύνδεση «γέφυρα», η οποία χρησιμοποιεί 4 τρανζίστορ με αντιπαράλληλους διόδους για να παραχθεί μια ελεγχόμενη τάση V_0 . Χρησιμοποιώντας μια στρατηγική διπολική PWM switching, αυτός ο μετατροπέας μπορεί να έχει 2 καταστάσεις switching:

- i) τα τρανζίστορ T_1 και T_4 είναι στην κατάσταση ON και T_2 και T_3 στην κατάσταση OFF, ή
- ii) τα τρανζίστορ T_2 και T_3 στην κατάσταση ON και T_1 και T_4 είναι στην κατάσταση OFF.

Σε αυτή τη τοπολογία, η τάση που παράγεται V_0 , πρέπει να είναι υψηλότερη από την κορυφαία αξία της τάσης πηγής ac U_s , για να εξασφαλιστεί σωστό έλεγχο του ρεύματος που εισέρχεται.

Η εικ. 11.24 b δείχνει το ισοδύναμο κύκλωμα με τα τρανζίστορ T1 και T4 ON. Σε αυτή τη κατάσταση, η τάση πηνίου δίνεται με το

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = v_s(t) - V_0 < 0 \quad (11.30)$$

Έτσι, σε αυτή τη κατάσταση παράγεται μια μείωση στο ρεύμα πηνίου i_S .

Η εικ. 11.24 c δείχνει το ισοδύναμο κύκλωμα με τα τρανζίστορ T2 και T3 ON. Έτσι, η τάση inductor έχει την παρακάτω έκφραση

$$v_L = L \frac{di_s}{dt} = v_s(t) + V_0 > 0 \quad (11.31)$$

το οποίο σημαίνει μια αύξηση στην στιγμιαία αξία του ρεύματος εισόδου i_S .

Η κυματομορφή του ρεύματος εισόδου i_S μπορεί να ελεγχθεί από την σωστή ανταλλαγή των τρανζίστορ T1-T4 ή T2-T3, δημιουργώντας ένα σχήμα παρόμοιο με αυτό που φαίνεται στην εικ. 11.17 a για το μονοφασικό ανορθωτή ώθησης.

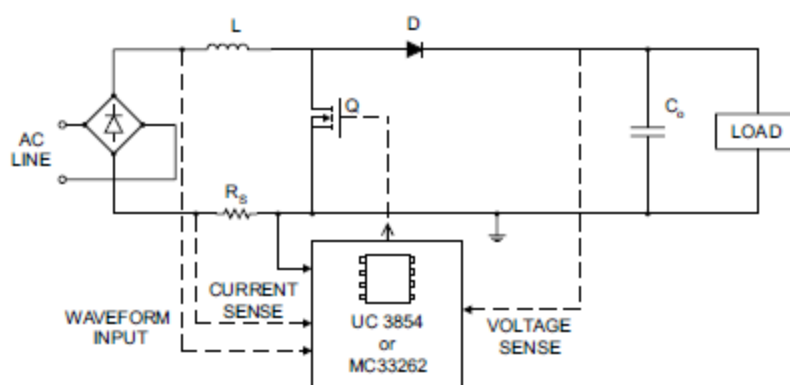
Η στρατηγική για τον έλεγχο για τον ανορθωτή είναι παρόμοια με αυτή που απεικονίζεται στην εικ. 11.22 για τη τοπολογία διπλασιαστή τάσης. Η ποιότητα του ρεύματος εισόδου που αποκτάται με αυτόν τον ανορθωτή είναι ίδια με αυτή που παρουσιάζεται στην εικ. 11.23 για το σχηματισμό που διπλασιάζει τη τάση.

Τελικά, πρέπει να αναφέρουμε ότι ένα από τα πιο ελκυστικά χαρακτηριστικά του πλήρους ελεγχόμενου PWM σε σύνδεση «γέφυρα» και του διπλασιαστή τάσης είναι η ικανότητα τους για αναγέννηση. Στην ουσία, αυτοί ανορθωτές μπορούν να διανέμουν δύναμη από το φορτίο στην παροχή μονοφασικής δύναμης, έτσι λειτουργώντας με ημιτονοειδές ρεύμα και υψηλό συντελεστή δύναμης του $PF > 0.99$. Η εικόνα 11.24 d δείχνει ότι κατά την διάρκεια της αναγέννησης το ρεύμα που εισάγεται i_S είναι 180° μοίρες εκτός φάσης σε σχέση με το ρεύμα εισόδου U_s , το οποίο σημαίνει ότι η λειτουργία με συντελεστή δύναμης $PF \approx -1$ (PF είναι κοντά στο 1 λόγω του μικρού αρμονικού περιεχόμενο στο ρεύμα εισόδου).

11.2.6 Εφαρμογές των συντελεστών ισχύος στους ανορθωτές (Unity Power Factor Rectifiers)

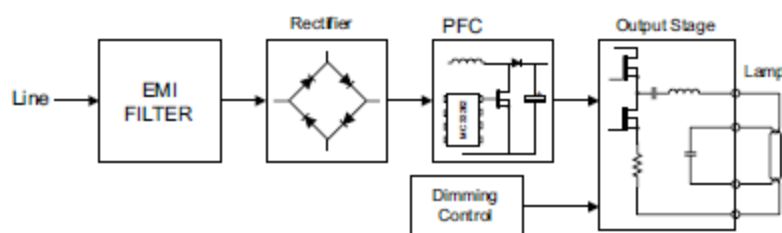
11.2.6.1 Ανορθωτής ώθησης .

Ο μονοφασικός ανορθωτής ώθησης έχει γίνει η πιο δημοφιλής τοπολογία για διόρθωση συντελεστή ισχύος (PFC) σε τροφοδοτικά γενικής χρήσης. Για να μειώσουν το κόστος, το ολόκληρο σύστημα ελέγχου που φαίνεται στην εικ. 11.18 και το κύκλωμα οδηγήσεως του τρανζίστορ ισχυρός συμπεριλήφθηκαν σε ένα ενιαίο ολοκληρωμένο κύκλωμα (IC) όπως το UC3854 ή το MC33262 που φαίνεται στην εικ. 11.25.



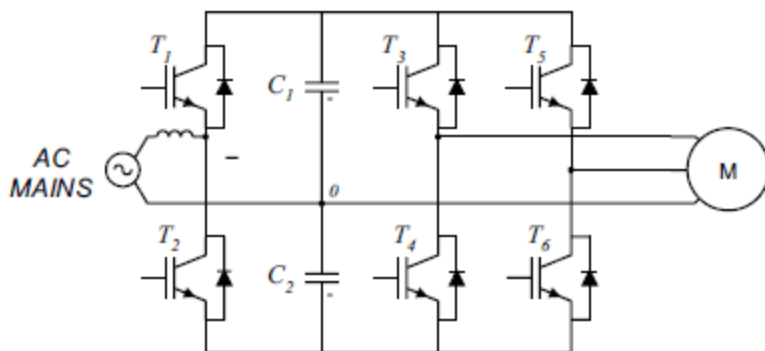
Εικ. 11.25

Σήμερα υπάρχει αυξημένο ενδιαφέρον στην ανάπτυξη υψηλής συχνότητας ηλεκτρονικών πηνίων στραγγαλισμού για να αντικαταστήσουν τους κλασικούς ηλεκτρομαγνητικούς στραγγαλιστές στους λαμπτήρες φθορισμού. Αυτά τα ηλεκτρονικά πηνία στραγγαλισμού απαιτούν έναν μετατροπέα ac-dc. Για να ικανοποιηθούν οι αρμονικές ρεύματος από τον ηλεκτρονικό εξοπλισμό και να διατηρηθεί υψηλή ποιότητα ισχύος, χρησιμοποιούμε έναν ανορθωτή υψηλής ισχύος, όπως φαίνεται στην εικ. 11.26[3].



Εικ.11.26

11.2.6.2 Τάση διπλασιαστή PWM ανορθωτή (Voltage Doubler PWM Rectifier)

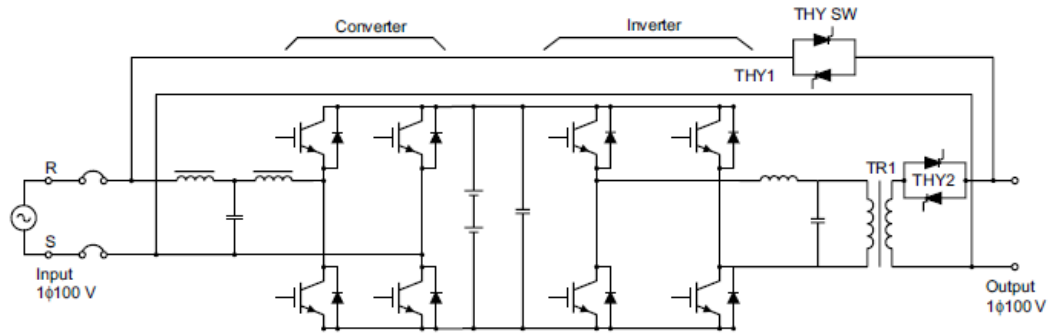


Εικ.11.27

Η ανάπτυξη των χαμηλού κόστους συστημάτων συμπαγών μοτέρ είναι ένα πολύ σημαντικό θέμα, ειδικά στην περιοχή χαμηλής ισχύος. Η εικ. 11.27 δείχνει έναν μετατροπέα χαμηλού κόστους για την επαγωγή χαμηλής ισχύος. Σε αυτή την διαμόρφωση ένας κινητήρας επαγωγής τριών φάσεων τροφοδοτείται μέσω του μετατροπέα από ένα τροφοδοτικό μονής φάσης. Τα τρανζίστορ T1 και T2 και οι πυκνωτές C1, C2 αποτελούν την τάση διπλασιασμού μονοφασικό ανορθωτή, ο οποίος ελέγχει τη τάση σύνδεσης dc και παράγει ημιτονοειδές ρεύμα εισόδου, λειτουργώντας με ένα συντελεστή ισχύος κοντά στη μονάδα [4]. Από την άλλη όμως, τα τρανζίστορ T3, T4, T5 και T6 και οι πυκνωτές C1 και C2 αποτελούν το κύκλωμα ισχύος ενός ασύμμετρου μετατροπέα που τροφοδοτεί το μοτέρ-κινητήρα. Ένα σημαντικό χαρακτηριστικό του κυκλώματος ισχύος που φαίνεται στην εικ. 11.27 είναι η ικανότητα της αναγέννησης ισχύος στο ηλεκτρικό μονοφασικό δίκτυο.

11.2.6.3 PWM ανορθωτής σε συνδεσμολογία γέφυρας

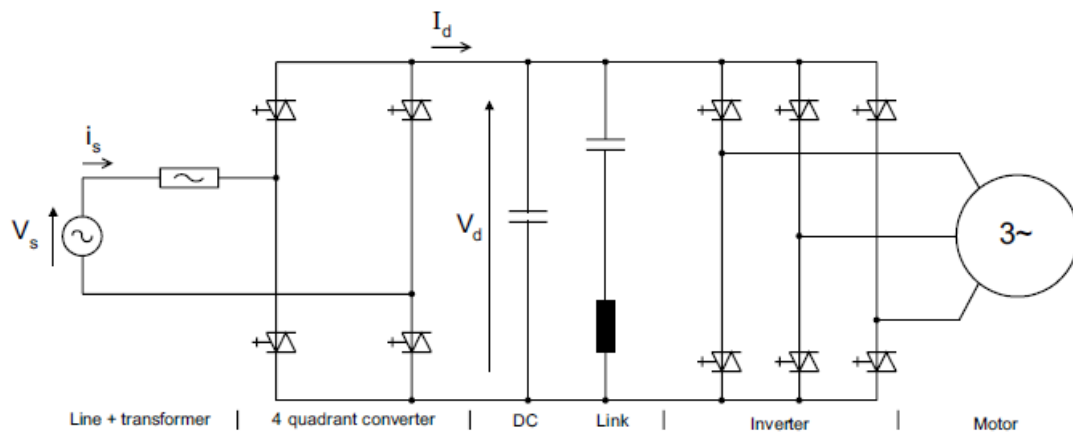
Η παραμόρφωση του ρεύματος που εισάγεται στους ανορθωτές γραμμικής μεταγωγής με χωρητικό φίλτράρισμα είναι ιδιαίτερη κρίσιμη σε αδιάκοπες παροχές ισχύος (UPS) που τροφοδοτούνται από συστήματα κινητήρα –γεννήτρια. Στην πραγματικότητα, εξαιτίας της υψηλότερης τιμής της σύνθετης αντίστασης της γεννήτριας, η παραμόρφωση ρεύματος μπορεί να προκαλέσει μια μη-αποδέκτη παραμόρφωση στη τάση ac, κάτι το οποίο επηρεάζει τη συμπεριφορά του όλου συστήματος. Για αυτό το λόγο, είναι πολύ ελκυστικό σε αυτή την εφαρμογή να χρησιμοποιηθούν ανορθωτές με χαμηλή παραμόρφωση στο ρεύμα που εισόδου.



Εικ. 11.28

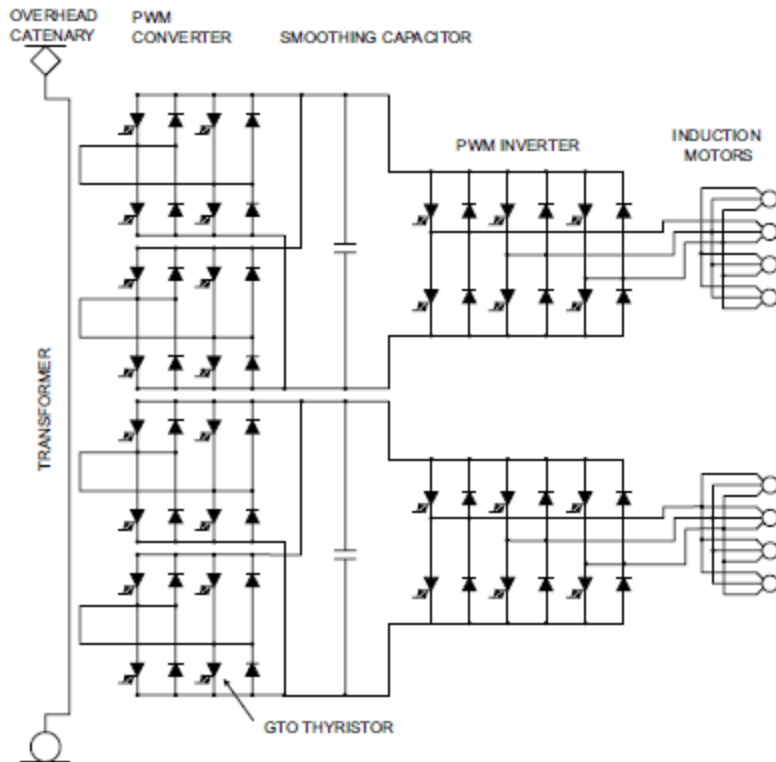
Η εικ. 11.28 δείχνει κύκλωμα ισχύος του μονοφασικού UPS , το οποίο έχει ανορθωτή PWM με σύνδεση γέφυρας στην πλευρά εισόδου . Αυτός ο ανορθωτής δημιουργεί ένα ημιτονοειδές ρεύμα εισόδου και ελέγχει τη φόρτιση της μπαταρίας.

Ίσως η πιο συνηθισμένη και ευρέως αποδεκτή εφαρμογή του υψηλού συντελεστή ισχύος στους μονοφασικούς ανορθωτές είναι στις ατμομηχανές [6]. Στην ουσία, μια απαραίτητη προϋπόθεση για την σωστή λειτουργία της τάσης πηγής των τριφασικών οδηγών των αντιστροφών στις σύγχρονες ατμομηχανές είναι η χρήση 4 quadrant line-side μετατροπών, οι οποίοι εξασφαλίζουν την οδήγηση και το φρενάρισμα του κυκλώματος , με μειωμένες αρμονικές στο ρεύμα εισόδου.



Εικ.11.29

Η εικόνα 11.29 δείχνει απλοποιημένο κύκλωμα ισχύος ενός τυπικού κυκλώματος για μια ατμομηχανή συνδεδεμένη με μονοφασική παροχή ισχύος [6], η οποία συμπεριλαμβάνει έναν ανορθωτή με συντελεστή υψηλής ισχύος στην εισαγωγή.



Εικ.11.30

Και τέλος, η εικ. 11.30 δείχνει το διάγραμμα του κύριου κυκλώματος του τρένου 300 series Shinkansen [7]. Σε αυτή την εφαρμογή, το εναλλασσόμενο ρεύμα ac από την εναέρια αλυσοειδή μεταδίδεται μέσω ενός μετασχηματιστή σε μονοφασικούς ανορθωτές PWM, οι οποίοι παρέχουν τάση dc για τους αντιστροφείς. Οι ανορθωτές είναι ικανοί να ελέγξουν το ac ρεύμα που εισάγεται κατά προσέγγιση με ημιτονοειδή κυματομορφή και εντός φάσης με την τάση, κατορθώνοντας έτσι έναν συντελεστή ισχύος κοντά στην μονάδα τόσο για την τροφοδοσία αλλά και την ανάστροφη πέδηση. Η ανάστροφη πέδηση παράγει την εξοικονόμηση ενέργειας και σημαντική επιχειρησιακή ευελιξία .

12 Τριφασικοί ελεγχόμενοι ανορθωτές

12.1 Εισαγωγή

Οι τριφασικοί ελεγχόμενοι ανορθωτές έχουν μια μεγάλη γκάμα εφαρμογών από μικρούς ανορθωτές έως και μεγάλους ανορθωτές με υψηλής τάσης συνεχούς ρεύματος (HVDC). Χρησιμοποιούνται για ηλεκτρομηκικές διαδικασίες, πολλά είδη μοτέρ έλξης, ελεγχόμενα τροφοδοτικά, έλεγχου ισχύος και πολλές άλλες εφαρμογές. Από άποψη διαδικασίας μετατροπής, μπορούν να ταξινομηθούν σε 2 σημαντικές κατηγορίες: ελεγχόμενοι ανορθωτές γραμμικής μεταγωγής (ανορθωτές θυρίστορ) και ανορθωτές δυναμικής μεταγωγής (force commutated PWM).

13 Μετατροπείς DC DC

13.1

Τα σύγχρονα ηλεκτρονικά συστήματα απαιτούν υψηλής ποιότητας, μικρά, ελαφριά, αξιόπιστα και αποτελεσματικά τροφοδοτικά. Οι γραμμικοί ρυθμιστές ισχύος, των οποίων η αρχή λειτουργίας βασίζεται σε ένα διαιρέτη τάσης η ρεύματος, δεν είναι αποδοτικοί. Αυτό είναι επειδή περιορίζονται σε τάσεις εξόδου μικρότερες από τη τάση εισόδου, και επίσης η πυκνότητα της δύναμης είναι χαμηλή επειδή απαιτούν χαμηλής συχνότητας (50 ή 60Hz) μετασχηματιστές γραμμής και φίλτρα. Οι γραμμικοί ρυθμιστές, όμως παρέχουν μια πολύ υψηλής ποιότητας τάση εξόδου. Ο κύριος τομέας της εφαρμογής τους είναι σε χαμηλά επίπεδα ισχύος. Οι ηλεκτρονικές συσκευές με γραμμικούς ρυθμιστές λειτουργούν στην κανονική λειτουργία, αλλά στα υψηλότερα επίπεδα ισχύος χρησιμοποιούνται ρυθμιστές μεταγωγής. Αυτοί χρησιμοποιούν ημιαγωγούς υψηλής ισχύος διακόπτες στις καταστάσεις on και off. Επειδή υπάρχει μια μικρή απώλεια ισχύος σε αυτές τις καταστάσεις (χαμηλή τάση σε όλο το διακόπτη στη κατάσταση on, μηδέν ρεύμα σε όλο το διακόπτη στη κατάσταση off), οι ανορθωτές διακοπής μπορούν να πετύχουν υψηλότερες αποδόσεις στην μετατροπή ενέργειας. Οι σύγχρονοι υψηλής ισχύος διακόπτες μπορούν να λειτουργούν σε υψηλές συχνότητες. Όσο πιο μεγάλη η συχνότητα λειτουργίας, τόσο μικρότεροι και πιο ελαφροί είναι οι μετασχηματιστές, τα επαγωγικά και χωρητικά φίλτρα.

Επιπλέον, τα δυναμικά χαρακτηριστικά των μετατροπέων βελτιώνονται με την αύξηση της λειτουργικής συχνότητας. Το εύρος ζώνης ενός βρόχου ελέγχου καθορίζεται συνήθως από τη γωνιακή συχνότητα του φίλτρου εξόδου. Έτσι, οι υψηλές συχνότητες λειτουργίας επιτρέπουν την επιτυχία μιας πιο γρήγορης δυναμικής ανταπόκρισης σε γρήγορες αλλαγές στο ρεύμα φορτίου και στην τάση που εισάγεται.

Οι υψηλοί συχνότητας επεξεργαστές ηλεκτρονικής ισχύος χρησιμοποιούνται σε μετατροπείς ρεύματος dc-dc. Οι λειτουργίες των μετατροπών dc-dc είναι

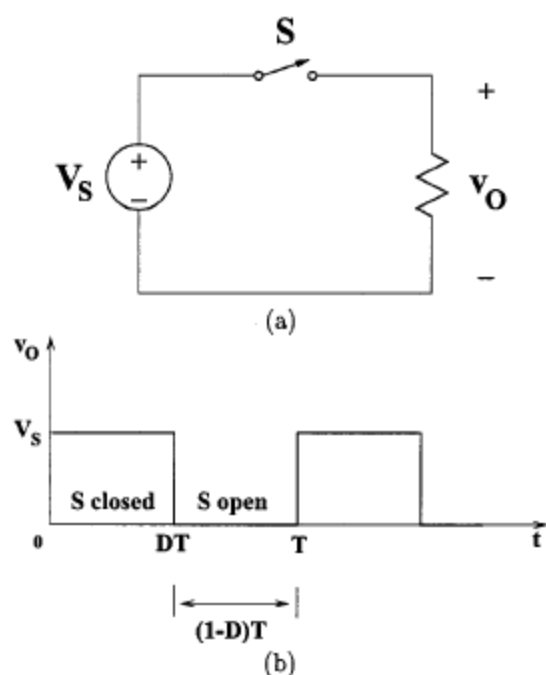
- Να μετατρέψουν μια τάση εισόδου dc V_s σε μια τάση εξόδου dc V_o
- Να ρυθμίσουν τη τάση εξόδου dc εναντίον των μεταβολών σε φορτίο και γραμμή
- Να μειώσουν την κυμάτωση της εναλλασσόμενης τάσης ac στην τάση εξόδου dc κάτω από το απαιτούμενο επίπεδο.
- Να παρέχουν απομόνωση ανάμεσα στη πηγή εισόδου και το φορτίο (δεν απαιτείται πάντα απομόνωση)
- Να προστατέψει το παρεχόμενο σύστημα και την πηγή εισόδου από ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές (EMI) και
- Να ικανοποιεί διάφορα εθνικά και διεθνή κριτήρια ασφαλείας.

Οι μετατροπείς dc-dc χωρίζονται σε δυο κύρια είδη: hard-μεταγωγής διαμορφωμένου εύρους παλμού (PWM) μετατροπείς και resonant και soft-μεταγωγής μετατροπείς. Αυτό το κεφάλαιο αφορά τους μετατροπείς dc-dc PWM, οι οποίοι είναι πολύ δημοφιλή τα τελευταία 30 χρόνια και χρησιμοποιούνται ευρέως σε όλα τα επίπεδα ισχύος. Οι τοπολογίες και τα χαρακτηριστικά των PWM μετατροπών κατανοούνται και περιγράφονται στα δημοσιευμένα έργα που αφορούν το θέμα. Τα πλεονεκτήματα τους συμπεριλαμβάνουν χαμηλού κόστους εξαρτήματα, υψηλή αποδοτικότητα, σταθερή συχνότητα λειτουργίας, σχετικά απλό έλεγχο και την εμπορική διαθεσιμότητα των ελεγκτών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, και την ικανότητα να επιτύχουν υψηλές αναλογίες μετατροπής για τις step down και step up εφαρμογές. Ένα μειονέκτημα των PWM dc-dc μετατροπών είναι ότι η ορθογώνια τάση PWM και οι κυματομορφές του ρεύματος προκαλούν απώλειες στο turn-on και turn-off σε συσκευές ημιαγωγών, οι οποίες περιορίζουν τις πρακτικές συχνότητες λειτουργίας σε εκατοντάδες kilohertz. Οι ορθογώνιες κυματομορφές επίσης παράγουν EMI (ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές).

Αυτό το κεφάλαιο ξεκινάει με ένα μέρος στις μηχανές dc οι οποίες χρησιμοποιούνται κυρίως σε κυκλώματα dc. Η τάση που παράγεται στις μηχανές dc ελέγχεται με την ρύθμιση στο χρόνο on ενός διακόπτη, το οποίο με τη σειρά του προσαρμόζει το εύρος ενός παλμού τάσεως στην έξοδο. Αυτό είναι το λεγόμενο έλεγχο του πλάτους παλμού (PWM). Οι μηχανές dc choppers με επιπλέον εξαρτήματα για φιλτράρισμα σχηματίζουν τους μετατροπείς PWM dc-dc. 4 βασικοί τοπολογίες του dc-dc μετατροπέα παρουσιάζονται στα μέρη 13.3-13.6 ολίσθησης, ώθησης, ολίσθησης-ώθησης και Cuk μετατροπείς. Οι δημοφιλείς επιμέρους εκδοχές τους επίσης συζητούνται. Η λειτουργία των μετατροπών εξηγείται υπό υποθέσεις ότι υπάρχουν ιδανικά εξαρτήματα και συσκευές ημιαγωγών.

Η ενότητα 13.7 ασχολείται με τις επιδράσεις των μη ιδεατών οντοτήτων σε μετατροπείς PWM, η ενότητα 13.8 παρουσιάζει τοπολογίες για αυξημένη αποδοτικότητα σε χαμηλές τάσεις εξόδου και για αμφίδρομη ροή ισχύος, η ενότητα 13.9 συζητά τις αρχές ελέγχου των PWM dc-dc μετατροπών, και περιγράφει δυο βασικά συστήματα ελέγχου, δηλαδή, τον έλεγχο της τάσης λειτουργίας και του ρεύματος λειτουργίας. Μια περίληψη δίνεται στο μέρος 13.10. Τέλος, μια λίστα με σύγχρονα βιβλία με θέμα τα ηλεκτρονικά ισχύος παρέχεται [1-8]. Αυτά τα βιβλία είναι εξαιρετικές πηγές για περισσότερη εξερεύνηση στον τομέα της dc-dc μετατροπής ισχύος.

13.2 DC μηχανές (Choppers)



Εικ.13.1

Ένα step-down dc chopper με ωμικό φορτίο φαίνεται στην εικ. 13.1a. Πρόκειται για μια εν σειρά σύνδεση μιας πηγής συνεχούς τάσης εισόδου V_s , έναν ρυθμιζόμενο διακόπτη S και ένα ωμικό φορτίο (αντίσταση) R . Στις περισσότερες περιπτώσεις, ο διακόπτης S έχει δυνατότητες μονής κατεύθυνσης μπλοκαρίσματος, της τάσης και της αγωγής ρεύματος. Οι ηλεκτρονικοί διακόπτες ισχύος συνήθως υλοποιούνται με τα power MOSFET, IGBT, MCT, power BJT, η GTO. Αν μια αντπαράλληλη δίοδος χρησιμοποιείται ή είναι ενσωματωμένη στον διακόπτη, ο διακόπτης εμφανίζει μια αμφίδρομη αγωγή ρεύματος.

Η εικ. 13.1 b δείχνει κυματομορφές σε step-down chopper. Ο διακόπτης λειτουργεί με αναλογία duty D που ορίζεται ως η αναλογία του διακόπτη στο on time προς το άθροισμα των χρόνων on και off. Για μια συνεχή λειτουργία συχνότητας

$$D \equiv \frac{t_{\text{on}}}{t_{\text{on}} + t_{\text{off}}} = \frac{t_{\text{on}}}{T}$$

(13.1)

Όπου το $T=1/f$ είναι η περίοδος της συχνότητας μεταγωγής f . Η μέση τιμή της τάσης εξόδου είναι

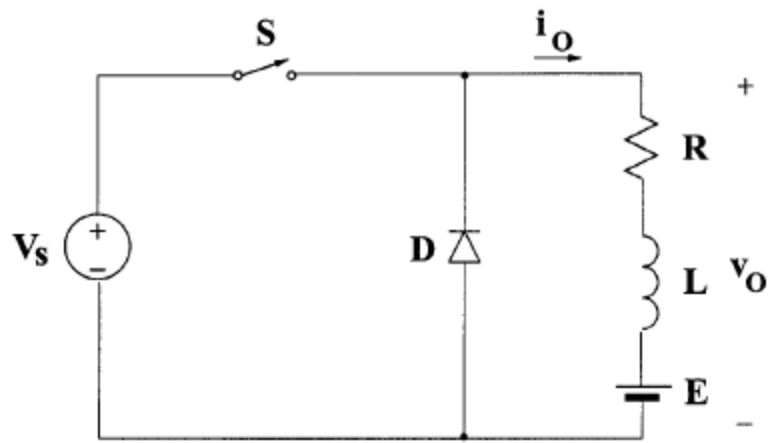
$$V_O = DV_S$$

(13.2)

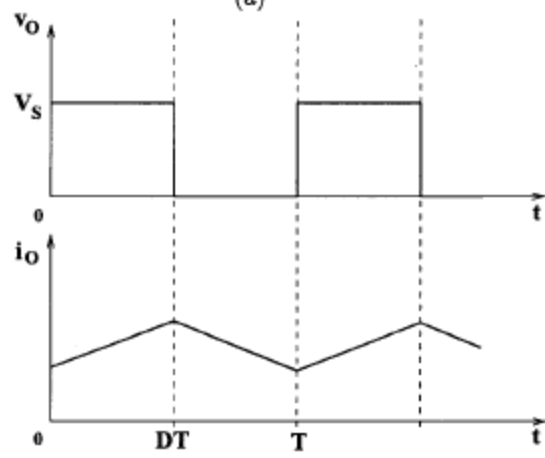
και μπορεί να ρυθμιστεί αν προσαρμόσουμε την αναλογία duty D. Η μέση τιμή της τάσης εξόδου είναι πάντα μικρότερη από την τάση εισόδου και έτσι προκύπτει το όνομα του μετατροπέα.

Τα dc (step-down) υποβιβασμού choppers χρησιμοποιούνται συνήθως σε κυκλώματα dc. Σε μια τέτοια περίπτωση, το φορτίο παριστάνεται ως συνδυασμός της επαγωγής L, της αντίστασης R, και της ανάδρασης (back emf) E όπως φαίνεται στην εικ. 13.2a. Για να παρέχουμε μια συνεχόμενη ροή ρεύματος επαγωγέα όταν ο διακόπτης είναι σε κατάσταση off, μια αντιπαράλληλη δίοδος D πρέπει να συνδεθεί στα άκρα του φορτίου. Επειδή το chopper στην εικ. 13.2 a παρέχει μια θετική τάση και ένα θετικό ρεύμα στο φορτίο, ονομάζεται chopper πρώτου τεταρτημορίου. Η τάση φορτίου και το ρεύμα φαίνονται σε γράφημα στην εικ. 13.2 b υπό προϋποθέσεις ότι το ρεύμα φορτίου ποτέ δεν φτάνει το μηδέν και ότι το ρεύμα φόρτωσης $\tau = L/R$ είναι πολύ μεγαλύτερη από το χρόνο περιόδου T. Οι μέσες τιμές της τάσης εξόδου και το ρεύμα μπορούν να ρυθμιστούν αν αλλάξουμε την αναλογία duty D.

Τα dc choppers μπορούν επίσης να παρέχουν μέγιστη τάση εξόδου υψηλότερη από την τάση εισόδου. Μια τέτοια διαμόρφωση step-up παρουσιάζεται στην εικ.13.3. Αποτελείται από μια πηγή εισόδου dc, V_S , ένα πηνίο L συνδεδεμένο σε σειρά με την πηγή, ένα διακόπτη S που συνδέει το πηνίο με το έδαφος και μια σειρά συνδυασμών σύνδεσης της δίοδου D με το φορτίο. Αν ο διακόπτης λειτουργεί με αναλογία duty D, η τάση εξόδου είναι μια σειρά από παλμούς διάρκειας $(1-D)T$ και πλάτους $V_S/(1-D)$. Έτσι αμελώντας τις απώλειες, η μέση τιμή της τάσης εξόδου είναι V_S . Για να αποκτήσουμε μια μέση τιμή της τάσης εξόδου μεγαλύτερη από V_S , ένας πυκνωτής θα πρέπει να συνδεθεί παράλληλα με το φορτίο. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα μια τοπολογία του boost dc-dc μετατροπέα (ώθησης) που περιγράφεται στη παράγραφο 13.4.

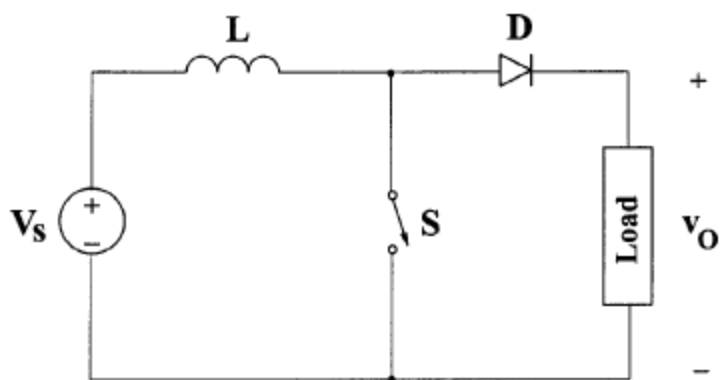


(a)

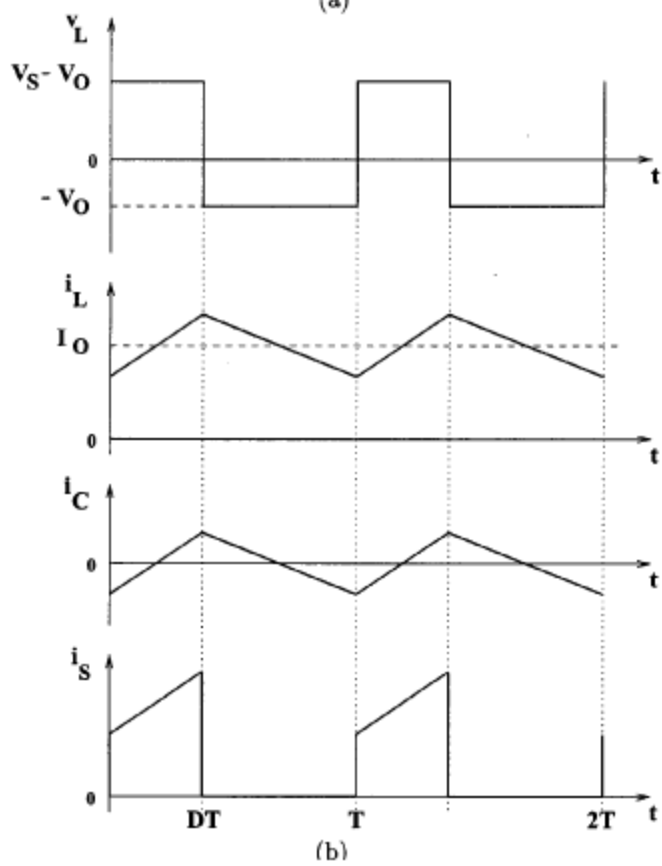
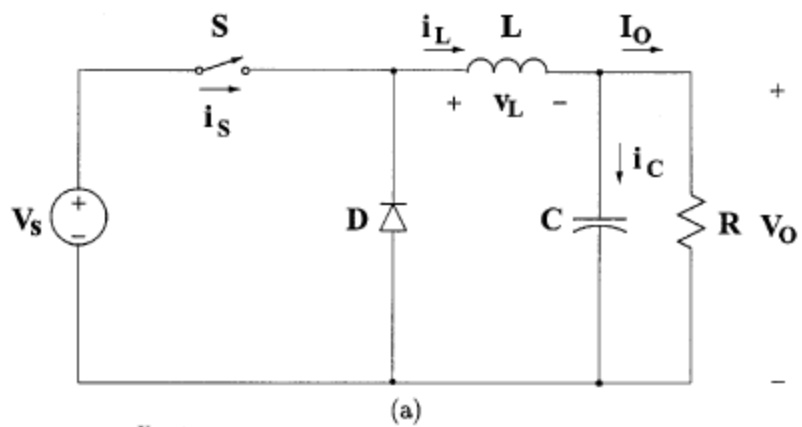


(b)

EtK. 13.2



EtK. 13.3



Елк.13.4

13.3 Step-Down Buck Converter (βήμα προς τα κάτω μετατροπείς)

13.1 Βασικός μετατροπέας

Οι (step-down dc-dc) βήμα προς τα κάτω μετατροπείς που συνήθως αναφέρονται ως μετατροπείς υποβιβασμού , φαίνεται στην εικ. 13.4 a. Αποτελείται από μια πηγή εισόδου dc τάσης V_s , ένα ελεγχόμενο διακόπτη S , μια δίοδο D , επαγωγέα φίλτρου L , ένα πυκνωτή φίλτρου C και αντίσταση φορτίου R . Οι συνηθισμένες κυματομορφές στον μετατροπέα φαίνονται στην εικ. 13.4 b υπό την προϋπόθεση ότι το ρεύμα πηνίου είναι πάντα θετικό. Η κατάσταση του μετατροπέα μέσα στον οποίο το ρεύμα πηνίου δεν είναι ποτέ μηδέν για καμία διάρκεια του χρόνου, λέγεται λειτουργία συνεχούς αγωγής (CCM). Φαίνεται από το κύκλωμα ότι όταν ο διακόπτης S είναι στην κατάσταση on , η δίοδος D είναι ανάστροφα πολωμένη όταν ο διακόπτης S είναι στην κατάσταση off , η δίοδος γίνεται αγωγός για να υποστηρίξει αδιάκοπο ρεύμα στο πηνίο .

Η σχέση ανάμεσα στη τάση εισόδου , την τάση εξόδου , και την αναλογία duty D του διακόπτη μπορεί να βρεθεί, για παράδειγμα, από τη κυματομορφή της τάσης επαγωγέα v_L (βλ. εικ. 13.4 b). Σύμφωνα με το νόμο του Faraday, το παράγωγο inductor volt-second σε μια περίοδο σταθερής κατάστασης είναι μηδέν. Για τον μετατροπέα buck

$$(V_s - V_o)DT = -V_o(1 - D)T \quad (13.3).$$

Έτσι η συνάρτηση της μεταφοράς της dc τάσης, ορίζεται ως αναλογία της τάσης εξόδου στην τάση εισόδου

$$M_V \equiv \frac{V_o}{V_s} = D \quad (13.4)$$

Φαίνεται από την εξίσωση (13.4) ότι η τάση που παράγεται είναι πάντα μικρότερη από την τάση που εισάγεται.

Οι μετατροπείς dc-dc μπορούν να λειτουργούν σε δυο συγκεκριμένους τρόπους σε σχέση με το ρεύμα του πηνίου i_L . Η εικ. 13.4b απεικονίζει το CCM στο οποίο το ρεύμα πηνίου είναι πάντα μεγαλύτερο από το μηδέν. Όταν η μέση τιμή του ρεύματος εξόδου είναι χαμηλή (μεγάλη R) και/ή , η συχνότητα εναλλαγής f είναι χαμηλή, ο μετατροπέας ίσως εισέλθει σε ασυνεχή λειτουργία αγωγής (DCM). Στο DCM, το ρεύμα πηνίου είναι μηδέν σε ένα τμήμα της περιόδου μεταγωγής . Το CCM προτιμάται για την υψηλή απόδοση και καλή αξιοποίηση των διακοπών ημιαγωγών και παθητικών εξαρτημάτων. Το DCM μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε εφαρμογές με ειδικές απαιτήσεις ελέγχου επειδή η δυναμική διάταξη του μετατροπέα μειώνεται (η αποθηκευμένη ενέργεια στο πηνίο είναι μηδέν στην αρχή και στο τέλος της κάθε περιόδου μεταγωγής).

Είναι ασυνήθιστο να ανακατέψουμε αυτούς τους δυο τρόπους λειτουργίας εξαιτίας διαφορετικών αλγορίθμων ελέγχου. Για τον μετατροπέα υποβιβασμού (buck converter), η αξία της αυτεπαγωγής φίλτρου και η οποία καθορίζει το όριο ανάμεσα στο CCM και στο DCM δίνεται με τον

$$L_b = \frac{(1 - D)R}{2f} \quad (13.5).$$

Για τις συνηθισμένες αξίες του $D=0.5$, $R=10\Omega$, και $f=100\text{kHz}$, το όριο είναι $L_b= 25\mu\text{H}$. Για $L>L_b$, ο μετατροπέας λειτουργεί στο CCM.

Το ρεύμα φίλτρου πηνίου i_L στο CCM αποτελείται από ένα στοιχείο dc , I_o , με ένα τριγωνικό στοιχείο ac που έχει εισαχθεί από πάνω. Σχεδόν όλα αυτά τα στοιχεία ac ρέουν μέσα από το φίλτρο πυκνωτή, ως ρεύμα i_c . Το ρεύμα i_c προκαλεί μεταπτώσεις στην τάση εξόδου V_o . Για να περιορίσουμε την peak-to-peak κυμάτωση της τάσης μικρότερη από μια συγκεκριμένη αξία V , το φίλτρο πυκνωτή πρέπει να είναι μεγαλύτερο από

$$C_{\min} = \frac{(1 - D)V_o}{8V_r I_o f^2} \quad (13.6)$$

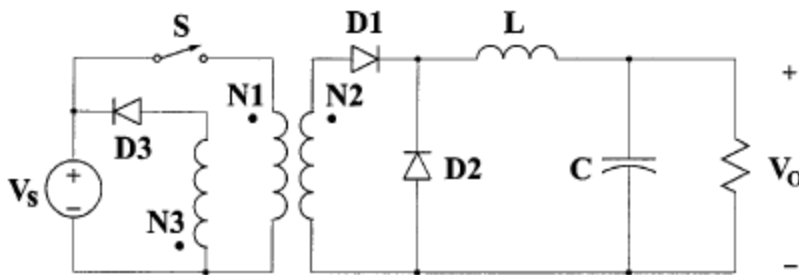
Στην αξία $D=0.05$, $V_r/V_o= 1\%$, $L=25\mu\text{H}$ και $f=100\text{kHz}$, ο μικρότερος πυκνωτής που μπορεί να χρησιμοποιηθεί είναι $C_{\min}=25\mu\text{F}$.

Οι εξισώσεις (13.5) και (13.6) και είναι εξισώσεις κλειδί στο σχεδιασμό του (buck converter) μετατροπέα ολίσθησης. Οι τάσεις εξόδου και εισόδου dc (, η αναλογία duty D), και το εύρος του φορτίου αντιστάσεων R συνήθως ορίζονται από τις προκαταρκτικές προδιαγραφές. Ο σχεδιαστής πρέπει να προσδιορίζει τις τιμές των παθητικών στοιχείων L και C και της συχνότητας μεταγωγής f . Η τιμή του φίλτρου πηνίου L υπολογίζεται από την κατάσταση CCM/DCM χρησιμοποιώντας την εξίσωση (13.5). Η τιμή του φίλτρου πυκνωτή C βρίσκεται από την κυματομορφή της τάσης κυμάτωσης εξ. (13.6). Για την συμβατικότητα και τις χαμηλές απώλειες αγωγιμότητας του μετατροπέα, είναι επιθυμητό να χρησιμοποιήσουμε μικρά παθητικά στοιχεία. Οι εξισώσεις (13.5) και (13.6) δείχνουν ότι μπορεί να κατορθωθεί χρησιμοποιώντας μια υψηλή συχνότητα μεταγωγής f . Η συχνότητα μεταγωγής είναι περιορισμένη ωστόσο, από το είδος των διακοπών ημιαγωγών που χρησιμοποιούνται και από τις απώλειες μεταγωγής. Πρέπει επίσης να σημειωθεί ότι οι αξίες του L και C ίσως μεταποιοούνται από τις επιδράσεις των παρασιτικών εξαρτημάτων στο μετατροπέα, ειδικά από την ισοδύναμη αντίσταση σειράς του πυκνωτή. Τα παρασιτικά εξαρτήματα στους μετατροπέες συζητούνται στην ενότητα 13.7.

13.3.2 Εκδοχές μετασχηματιστών μετατροπέα ολίσθησης (Transformer Versions of Buck Converter)

Σε πολλά dc τροφοδοτικά, μια γαλβανική απομόνωση ανάμεσα στην τάση εισόδου ac ή dc και dc εξόδου απαιτείται για ασφάλεια και αξιοπιστία. Ένας οικονομικός τρόπος στο να κατορθώσουμε μια τέτοια απομόνωση είναι να χρησιμοποιήσουμε μια εκδοχή μετασχηματιστή του dc-dc μετατροπέα. Οι μετασχηματιστές υψηλής συχνότητας έχουν μικρό μέγεθος και χαμηλό βάρος και παρέχουν υψηλή αποδοτικότητα. Η αναλογία των σπειρών τους μπορεί να χρησιμοποιηθεί επιπροσθέτως για να ρυθμιστεί το επίπεδο της τάσης εξόδου. Ανάμεσα στους μετατροπείς dc-dc, οι πιο δημοφιλείς είναι ο forward μετατροπέας, ο push-pull μετατροπέας, ο half-bridge μετατροπέας και ο full-bridge μετατροπέας.

13.3.2.1 Μετατροπέας προς τα εμπρός (Forward Converter)



Εικ.13.5

Το διάγραμμα του κυκλώματος του forward μετατροπέα απεικονίζεται στην εικ. 13.5. Όταν ο διακόπτης S είναι στο on, η διάδος D1 γίνεται αγωγός και η διάδος D2 είναι απενεργοποιημένη (off). Η ενέργεια μεταφέρεται από την είσοδο, μέσω του μετασχηματιστή, προς το φίλτρο εξόδου. Όταν ο διακόπτης είναι κλειστός (off), η κατάσταση των διόδων D1 και D2 είναι αντεστραμμένη. Η λειτουργία μεταφοράς συνεχούς ρεύματος του μετατροπέα προς τα εμπρός είναι

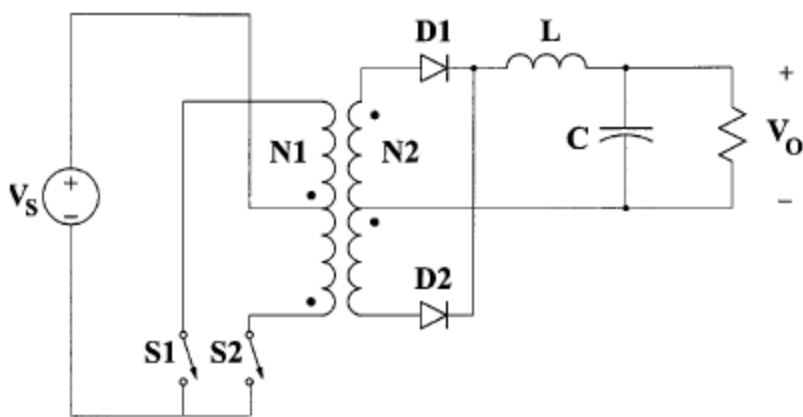
$$M_V = \frac{D}{n} \quad (13.7)$$

όπου $n=N1/N2$.

Στον προς τα εμπρός μετατροπέα, το ρεύμα μεταφοράς-ενέργειας ρέει μέσω του μετασχηματιστή σε μία κατεύθυνση. Ως εκ τούτου μια επιπλέον περιέλιξη με δίοδο D3 είναι απαραίτητη για να φέρει το ρεύμα μαγνητισμού στο μηδέν, κάτι το οποίο εμποδίζει τον κορεσμό του μετασχηματιστή. Η αναλογία στροφών $N1/N3$ πρέπει να επιλέγεται με τέτοιο τρόπο ώστε το ρεύμα μαγνητισμού να τείνει στο μηδέν κατά την διάρκεια ενός κλάσματος της χρονικής περιόδου όταν ο διακόπτης είναι κλειστός (off).

Οι εξισώσεις (13.5) και (13.6) μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να σχεδιαστούν τα στοιχεία των φίλτρων. Ο προς τα εμπρός μετατροπέας είναι πολύ δημοφιλής για εφαρμογές χαμηλής ισχύος. Για εφαρμογές μέσης ισχύος, οι μετατροπείς με μετασχηματιστή αμφίδρομης διέγερσης (push-pull, half-bridge, και full-bridge) είναι προτιμότεροι λόγω της καλύτερης αξιοποίησης των μαγνητικών στοιχείων.

13.3.2.2 Push-Pull μετατροπείς (Converter)



Εικ.13.6

Ο PWM dc-dc μετατροπέας φαίνεται στην εικ. 13.6. Οι διακόπτες S1 και S2 λειτουργούν μετατοπισμένοι σε φάση με $T/2$ με την ίδια αναλογία duty D, ωστόσο η αναλογία duty πρέπει να είναι μικρότερη από 0.5. Όταν ο διακόπτης S1 είναι στο on, η δίοδος D1 γίνεται αγωγός και η δίοδος D2 είναι στο off, οι καταστάσεις διόδων είναι αντίστροφες όταν ο διακόπτης S2 είναι στο on. Όταν και οι δυο ελεγχόμενοι διακόπτες είναι στο off, οι δίοδοι είναι στο on και μοιράζονται ισότιμα το ρεύμα του φίλτρου πηνίου. Η συνάρτηση μεταφοράς της τάσης dc του push-pull μετατροπέα είναι

$$M_V = \frac{2D}{n} \quad (13.8)$$

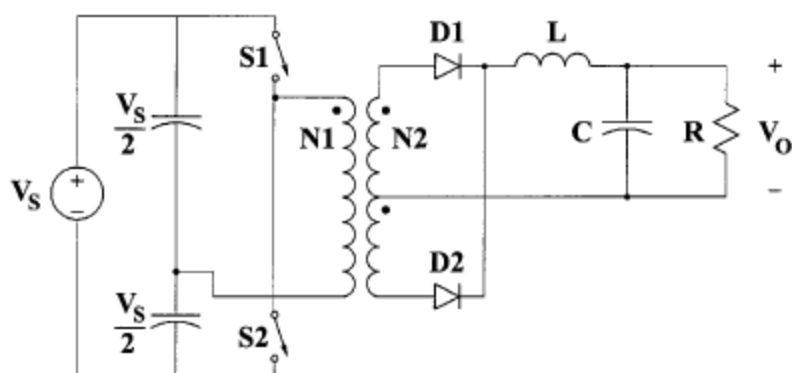
όπου το $n=N1/N2$. Η οριακή τιμή του φίλτρου πηνίου είναι

$$L_b = \frac{(1 - 2D)R}{4f} \quad (13.9)$$

Ο πυκνωτής φίλτρου μπορεί να βρεθεί με το

$$C_{\min} = \frac{(1 - 2D)V_O}{32V_r Lf^2} \quad (13.10)$$

13.3.2.3 Half-Bridge Converter



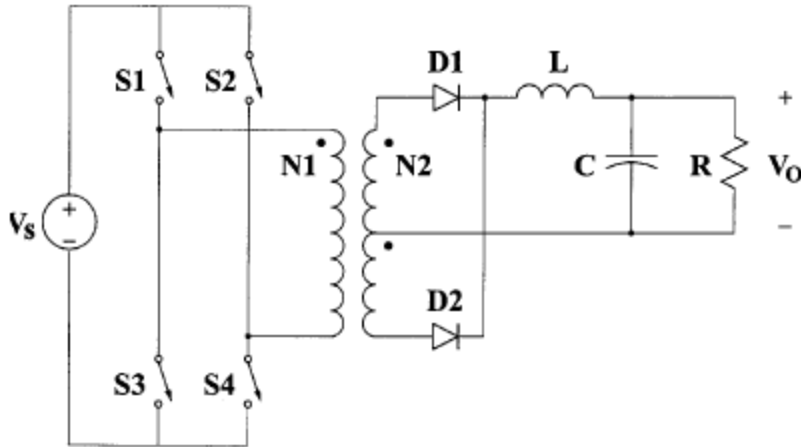
Εικ.13.7

Η εικόνα 13.7 δείχνει τον dc-dc half-bridge μετατροπέα. Η λειτουργία του PWM half-bridge μετατροπέα είναι παρόμοια με την λειτουργία του push-pull μετατροπέα. Σε σύγκριση με το push-pull μετατροπέα ο κύριος διακόπτης του μετασχηματιστή υλοποιείται χρησιμοποιώντας 2 πυκνωτές εισόδου που μοιράζονται την ίδια τάση. Η συνάρτηση μεταφοράς της dc τάσης του half-bridge μετατροπέα είναι

$$M_V \equiv \frac{V_D}{V_S} = \frac{D}{n} \quad (13.11)$$

όπου το $D \leq 0.5$. Οι εξισώσεις (13.9) και (13.10) εφαρμόζονται στα εξαρτήματα του φίλτρου.

13.3.2.4 Full-Bridge Converter



Εικ.13.8

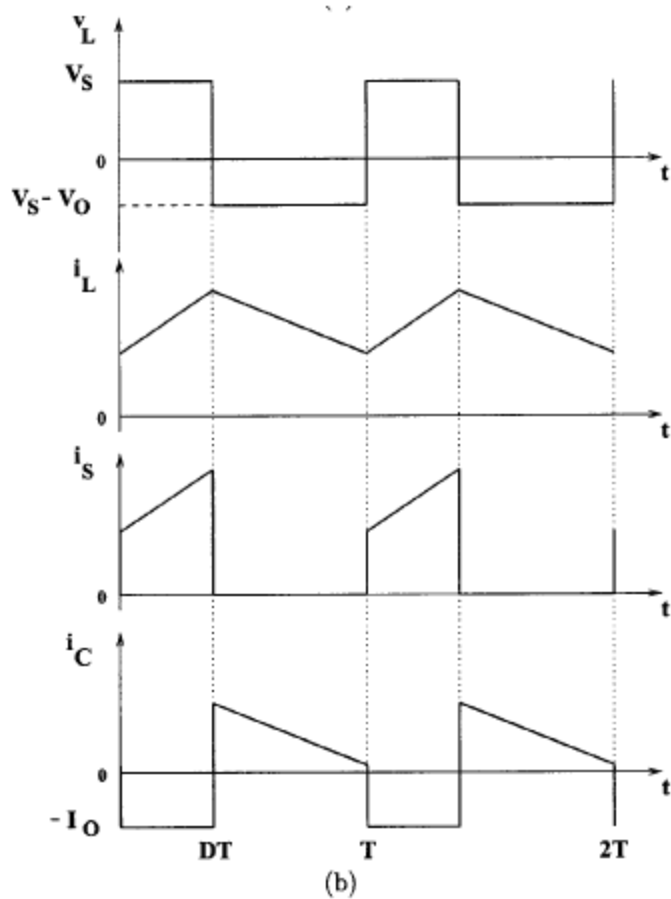
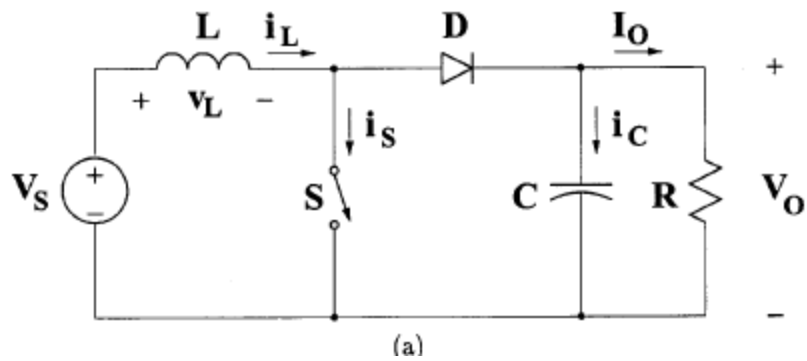
Συγκρίνοντας το PWM dc-dc full-bridge μετατροπέα στην εικ. 13.8 με τον half-bridge μετατροπέα, φαίνεται ότι οι πυκνωτές εισόδου έχουν αντικατασταθεί με δυο ελεγχόμενους διακόπτες που λειτουργούν σε ζεύγη. Όταν το S1 και το S4 είναι στο on, η τάση Vs εφαρμόζεται στον κύριο διακόπτη του μετασχηματιστή και η διάδος D1 γίνεται αγωγός. Με το S2 και S3 στο on, υπάρχει τάση $-V_s$, τα άκρα του πρωτεύοντος του μετασχηματιστή και η διάδος D2 γίνεται αγωγός. Με όλους του διακόπτες στο off, οι δυο διάοδοι γίνονται αγωγοί με τον ίδιο τρόπο όπως και στους push-pull και half-bridge μετατροπείς. Η συνάρτηση μεταφοράς της τάσης dc του full-bridge μετατροπέα είναι

$$M_V \equiv \frac{V_O}{V_S} = \frac{2D}{n} \quad (13.12)$$

όπου το $D \leq 0.5$. Οι αξίες των εξαρτημάτων μπορούν να βρεθούν από τις εξισώσεις (13.9) και (13.10).

Πρέπει να επισημάνουμε ότι η full-bridge τοπολογία είναι πολύ ευπροσάρμοστη. Με διαφορετικούς αλγόριθμους ελέγχου, είναι πολύ δημοφιλής σε μετατροπή dc-ac (μονοφασικούς τετραγωνικού κύματος, square wave, και μονοφασικούς PWM ανορθωτές) και επίσης χρησιμοποιείται σε τεταρτοκυκλικό (four-quadrant) dc drives.

13. 4 Βηματικοί μετατροπείς ώθησης (Step-Up Boost Converter)



Εικ.13.9 a), b)

Η εικ. 13.9a απεικονίζει έναν βηματικό (step-up) η PWM μετατροπέα ώθησης . Αποτελείται από πηγή συνεχούς dc τάσης εισόδου V_S , πηνίο ώθησης L , ελεγχόμενος διακόπτης S , δίοδος D , φίλτρο πυκνωτή C και αντίσταση φορτίου R . Οι κυματομορφές στο CCM παρουσιάζονται στην εικ. 13.9 b.

Όταν ο διακόπτης S είναι στην κατάσταση on, το ρεύμα στο πηνίο ώθησης αυξάνεται γραμμικά και η διάδοος D είναι στο off εκείνη τη στιγμή. Όταν ο διακόπτης S είναι στο off, η αποθηκευμένη ενέργεια στο πηνίο απελευθερώνεται μέσω της διάδοου στο RC κύκλωμα εξόδου.

Χρησιμοποιώντας το νόμο του Faraday για το πηνίο ώθησης

$$V_S DT = (V_O - V_S)(1 - D)T \quad (13.13)$$

από το οποίο η συνάρτηση μεταφοράς της dc τάσης καταλήγει να είναι

$$M_V \equiv \frac{V_O}{V_S} = \frac{1}{1 - D} \quad (13.14)$$

Όπως το όνομα του μετατροπέα υπονοεί, η τάση που παράγεται είναι πάντα μεγαλύτερη από τη τάση που εισάγεται.

Ο μετατροπέας boost λειτουργεί στο CCM για $L > L_b$ όπου

$$L_b = \frac{(1 - D)^2 DR}{2f} \quad (13.15)$$

Για το $D=0.5$, $R=10\Omega$ και $f=100\text{kHz}$, η οριακή τιμή της αυτεπαγωγής είναι $L_b=6.25\mu\text{H}$.

Όπως φαίνεται στην εικ. 13.9b, το ρεύμα που παρέχεται στην έξοδο του κυκλώματος RC δεν είναι συνεχής. Έτσι απαιτείται ένα μεγαλύτερο φίλτρο πυκνωτή σε σύγκριση με αυτό στους buck-derived μετατροπείς για να περιοριστεί η κυμάτωση της τάσης εξόδου. Ο πυκνωτής φίλτρου πρέπει να παρέχει ρεύμα εξόδου dc στο φορτίο όταν η διάδοος D είναι στο off. Η ελάχιστη τιμή της χωρητικότητας του φίλτρου που έχει σαν αποτέλεσμα την κυμάτωση της τάσης V_r , δίνεται με το

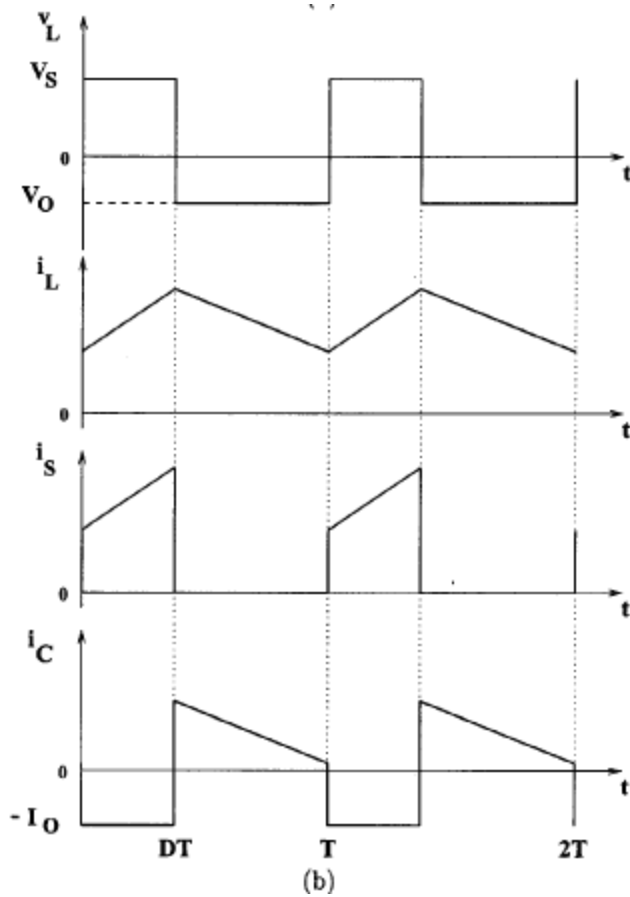
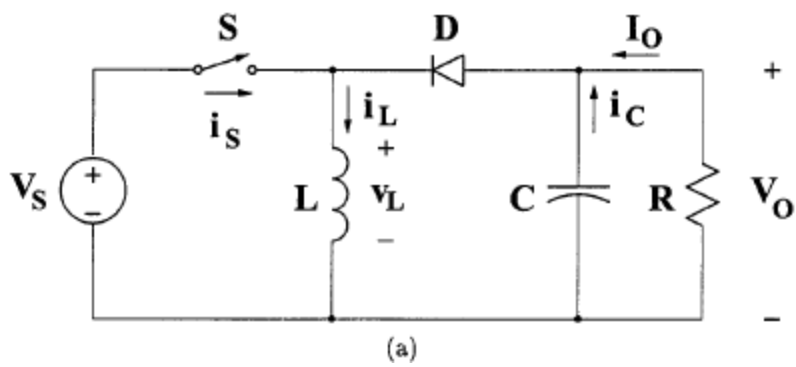
$$C_{\min} = \frac{DV_O}{V_r R f} \quad (13.16)$$

Στην αξία $D=0.5$, $V_r/V_O=1\%$, $R=10\Omega$ και $f=100\text{kHz}$, η ελάχιστη χωρητικότητα για τους μετατροπείς ώθησης είναι $C_{\min}=50\mu\text{f}$.

Ο μετατροπέας ώθησης δεν έχει μια δημοφιλή εκδοχή μετασχηματιστή.

13.5 (Buck-Boost Converter) Μετατροπείς ολίσθησης

13.5.1 Βασικός Μετατροπέας



Εικ.13.10 a), b)

Μια μη μεμονωμένη (transformerless) τοπολογία του buck-boost μετατροπέα φαίνεται στην εικ. 13.10 a. Ο μετατροπέας αποτελείται από μια πηγή συνεχούς τάσης dc εισόδου V_s , ελεγχόμενο διακόπτη S , πηνίο L , δίοδο D , φίλτρο πυκνωτή C και αντίσταση φορτίου R . Με τον διακόπτη στο on, το ρεύμα πηνίου αυξάνεται ενώ η δίοδος διατηρείται στο off. Όταν γυρίζουμε τον διακόπτη στο off, η δίοδος παρέχει ένα δρόμο για το ρεύμα του πηνίου. Προσέξτε την πολικότητα της δίοδου που αντιδρά σε κάθε ρεύμα που προέρχεται από την έξοδο. Οι κυματομορφές του μετατροπέα buck-boost απεικονίζονται στην εικ. 13.10 b. Η κατάσταση δευτερεύουσας παραγωγής-μηδαμινής τάσης για το πηνίο σε σταθερή κατάσταση βγάζει

$$V_s D T = -V_o (1 - D) T \quad (13.17)$$

Έτσι, η συνάρτηση της μεταφοράς της τάσης dc του buck-boost μετατροπέα είναι

$$M_V \equiv \frac{V_o}{V_s} = -\frac{D}{1 - D} \quad (13.18)$$

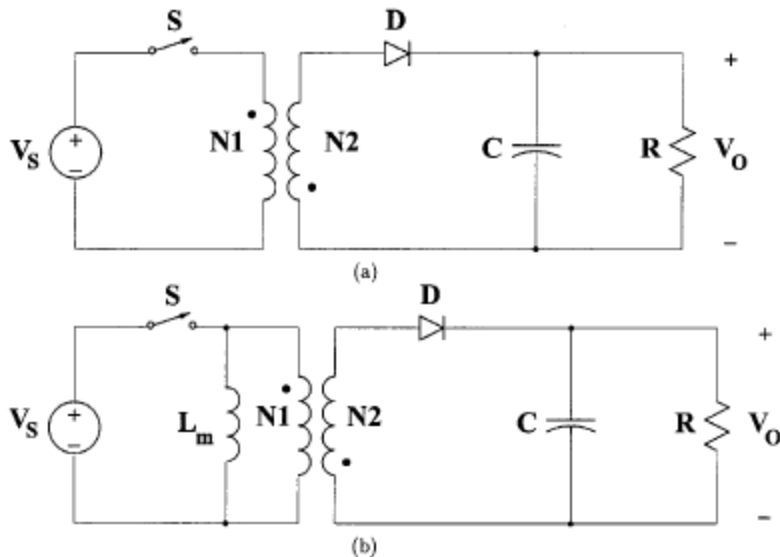
Η τάση εξόδου V_o είναι αρνητική σε σχέση με το έδαφος. Το μέγεθος του μπορεί να είναι η μεγαλύτερη ή μικρότερη (ισότιμο στην αξία $D=0.5$) από την τάση που εισάγεται όπως υπονοεί το όνομα του μετατροπέα.

Η τιμή του πηνίου το οποίο ορίζει το όριο ανάμεσα του CCM και DCM είναι

$$L_b = \frac{(1 - D)^2 R}{2f} \quad (13.19)$$

Η κατασκευή του τμήματος εξαγωγής του μετατροπέα είναι παρόμοια με αυτή του μετατροπέα ώθησης (η μονή διαφορά είναι οι αντίστροφες πολικότητες.) Έτσι, η τιμή του φίλτρου πυκνωτή μπορεί να βρεθεί από την εξίσωση 13.16.

13.5.2 Flyback Converter



Εικ. 13.11 a) , b)

Ένας PWM flyback μετατροπέας είναι μια πολύ πρακτική εκδοχή του buck-boost μετατροπέα. Το κύκλωμα του flyback μετατροπέα παρουσιάζεται στην εικ. 13.11 α. Έχει γίνει αντικατάσταση του πηνίου του buck-boost μετατροπέα με flyback μετασχηματιστή. Η πηγή της εισαγωγής dc V_s και ο διακόπτης S συνδέονται σε σειρά με τον πρωτεύων μετασχηματιστή. Η διάοδος D και το κύκλωμα εξόδου RC συνδέονται σε σειρά με το δευτερεύων του flyback μετασχηματιστή. Η εικ. 13.11 b δείχνει τον μετατροπέα με ένα απλό μοντέλο του flyback μετασχηματιστή ο οποίος περιλαμβάνει μια μαγνητική επαγωγή L_m , και ένα ιδανικό μετασχηματιστή με αναλογία στροφών $n=N_1/N_2$. Οι επαγωγικές απώλειες του flyback μετασχηματιστή και άλλες απώλειες αμελούνται στο πρωτότυπο. Πρέπει να αναφερθεί ότι οι επαγωγικές απώλειες, αν και δεν είναι σημαντικές από άποψη της αρχής λειτουργίας, επηρεάζουν αρνητικά τις μεταβολές διακοπών και διόδων. Έτσι συνήθως χρειάζονται snubbers στους μετατροπέις flyback. Βλέπε εικ. 13.11 b για τη λειτουργία μετατροπέα.

Όταν ο διακόπτης S είναι on, το ρεύμα μαγνήτισης αυξάνεται γραμμικά, η διάοδος D είναι off και δεν υπάρχει ρεύμα στις ιδανικές περιελίξεις του μετασχηματιστή. Όταν ο διακόπτης απενεργοποιείται off, το επαγωγικό ρεύμα μαγνήτισης εκτρέπεται στον ιδανικό μετασχηματιστή, η διάοδος ενεργοποιείται, και το μετασχηματισμένο επαγωγικό ρεύμα μαγνήτισης παρέχεται στο φορτίο RC . Η συνάρτηση της μεταφοράς της τάσης dc του μετατροπέα flyback είναι

$$M_V \equiv \frac{V_O}{V_S} = \frac{D}{n(1-D)} \quad (13.20)$$

Διαφέρει από τον συντελεστή μεταφοράς τάσης του buck-boost μετατροπέα λόγω της διαφοράς της αναλογίας των στροφών με συντελεστή n . Ένα θετικό πρόσημο έχει ληφθεί από μια κατάλληλη σύζευξη των περιελίξεων του μετασχηματιστή.

Αντίθετα με τους μετατροπείς μετασχηματιστή buck-derived, η αυτεπαγωγή μαγνητισμού L_m του μετασχηματιστή flyback είναι μια σημαντική παράμετρος σχεδιασμού. Η αξία της αυτεπαγωγής μαγνητισμού που καθορίζει το όριο ανάμεσα από το CCM και στο DCM δίνεται με την

$$L_{mb} = \frac{n^2(1-D)^2 R}{2f} \quad (13.21).$$