

ΤΕΙ ΗΠΕΙΡΟΥ ΤΜΗΜΑ
ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ Τ.Ε.

Πτυχιακή Εργασία

Θέμα

“Μελέτη τεχνικών που βασίζονται στην διαμόρφωση PWM για τον έλεγχο κινητήρων DC και AC”

Γεωργία Προσίλη ΑΜ:10717

Επόπτης Καθηγητής κ.Αγγέλης Κων/νος

Αρτα, Φεβρουάριος 2016

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Από την εποχή της ανακάλυψης των κινητήρων ανεξαρτήτως του είδους της τροφοδοσίας τους, για την επίτευξη ορισμένων εργασιών υπήρχε η ανάγκη ελέγχου των στροφών τους. Αυτή η ανάγκη οδήγησε τους ερευνητές στην ανακάλυψη διαφόρων τρόπων οδήγησης και ελέγχου. Αυτοί οι τρόποι δεν ήταν πάντα οι καλύτεροι όσον αναφορά την κατανάλωση ενέργειας. Παραδειγματικά αναφέρεται ο τρόπος εκκίνησης και ρύθμισης των στροφών των κινητήρων συνεχούς ρεύματος με παράλληλη και σύνθετη διέγερση ο οποίος γινόταν με την βοήθεια αντιστάσεων. Με τον τρόπο αυτό ρύθμιζαν τις στροφές αλλά με μεγάλη κατανάλωση ισχύος πάνω στις αντιστάσεις.

Αργότερα με την εφεύρεση των ηλεκτρονικών και την ανάπτυξη των ψηφιακών και αναλογικών κυκλωμάτων η εκκίνηση και ο έλεγχος των στροφών των κινητήρων γίνεται με περισσότερη ακρίβεια και πάνω από όλα με μεγαλύτερη οικονομία και απόδοση. Στην παρούσα μελέτη θα υλοποιηθεί και θα περιγραφεί ένας ελεγκτής PWM για την οδήγηση κινητήρων συνεχούς ρεύματος ο οποίος θα κάνει χρήση σύγχρονων ηλεκτρονικών, λογικών και ψηφιακών κυκλωμάτων. Ο σκοπός της κατασκευής είναι ο έλεγχος τις εκκίνησης και των στροφών ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος με μόνιμους μαγνήτες. Οι στροφές του κινητήρα πρέπει να διατηρούνται σταθερές ανεξάρτητα από την μεταβολή του φορτίου στον άξονά του. Αυτό επιτυγχάνεται με την ανάδραση, η οποία πραγματοποιείται με την χρήση μιας ταχομετρικής γεννήτριας η οποία πληροφορεί την καρδιά του ελέγχου για την κατάσταση των στροφών του κινητήρα. Η καρδιά του ελέγχου είναι ένας AVR μικροελεγκτής της ATMEL. Ο μικροελεγκτής όμως από μόνος του δεν μπορεί να διαχειριστεί την ισχύ που χρειάζεται ο κινητήρας για να δουλέψει. Οπότε η χρήση ενός DC-DC μετατροπέα με πλήρη γέφυρα είναι επιβεβλημένη όχι μόνο για να διαχειριστεί την ισχύ αλλά και να μπορεί να αντιστρέψει την φορά περιστροφής. Ο DC-DC μετατροπέας ελέγχεται με μια τεχνική η οποία ονομάζεται διαμόρφωση εύρους παλμού (PWM). Όλα καλά ως εδώ αλλά ακόμα δεν είδαμε ποιος αναλαμβάνει το βάρος της διαχείρισης του ρεύματος και της διακοπτικής συμπεριφοράς που συνεπάγεται το PWM. Αυτό το βάρος το αναλαμβάνουν τα ημιαγωγικά στοιχεία που στην παρούσα μελέτη έχουν επιλεγεί και είναι τα MOSFET.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

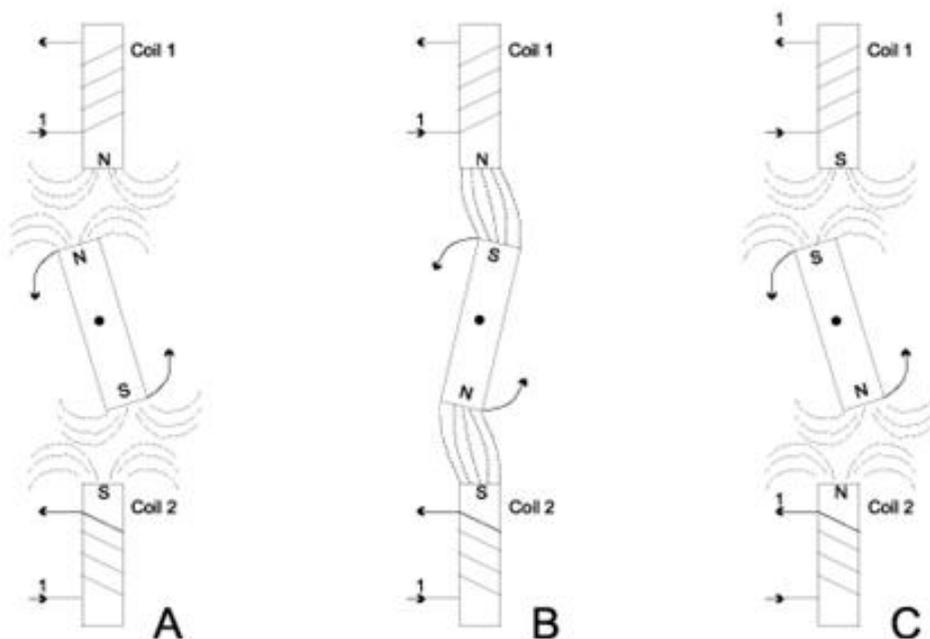
1.1 ΒΑΣΙΚΗ ΘΕΩΡΙΑ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ

1.1.1 Εισαγωγή

Έχει ειπωθεί ότι αν οι αρχαίοι Ρωμαίοι, είχαν εφεύρει έναν κινητήρα ατμού ο ρους τις ιστορίας θα είχε αλλάξει άρδην. Η ιστορία το αποδεικνύει αυτό με την ανακάλυψη του ηλεκτροκινητήρα. Ο τρόπος ζωής και εργασίας έχει πλέον αλλάξει και γίνεται πιο ποιοτικός και πιο αποδοτικός. Ο ηλεκτροκινητήρας είναι μια πολύ απλή συσκευή, όσον αφορά την αρχή λειτουργίας της. Αυτό που κάνει είναι να μετατρέπει την ηλεκτρική ενέργεια σε μηχανική. Από την πρώτη κιάλας κατασκευή μέχρι σήμερα ενώ ο σχεδιασμός των ηλεκτροκινητήρων έχει αλλάξει πάρα πολύ, η αρχή λειτουργίας τους παραμένει η ίδια.

1.1.2 Μαγνητική ώθηση μέσα σε κινητήρα.

Η βασική αρχή όλων των κινητήρων μπορεί εύκολα να παρουσιαστεί με την βοήθεια δύο ηλεκτρομαγνητών και ενός μόνιμου μαγνήτη. Όπως φαίνεται στην εικόνα 1.1 εάν από το πηνίο 1 περάσει ρεύμα με τέτοια κατεύθυνση έτσι ώστε να δημιουργηθεί νότιος πόλος στο πηνίο 1 και βόρειος στο πηνίο 2 ,τότε αυτοί οι δύο πόλοι των πηνίων θα απωθήσουν τους πόλους του μόνιμου μαγνήτη (εικόνα 1.1A) και αυτός θα περιστραφεί τόσο ώστε τελικά οι αντίθετοι πόλοι μόνιμου μαγνήτη και πηνίων να έλκονται (εικόνα 1.1B). Σε αυτό το σημείο όμως αλλάζει και η φορά του ρεύματος στα πηνία και τότε πάλι οι πόλοι τους απωθούνται με αποτέλεσμα η περιστροφή να συνεχίζεται (εικόνα 1.1C). Αυτή η κατασκευή είναι από τους πιο στοιχειώδης κινητήρες.

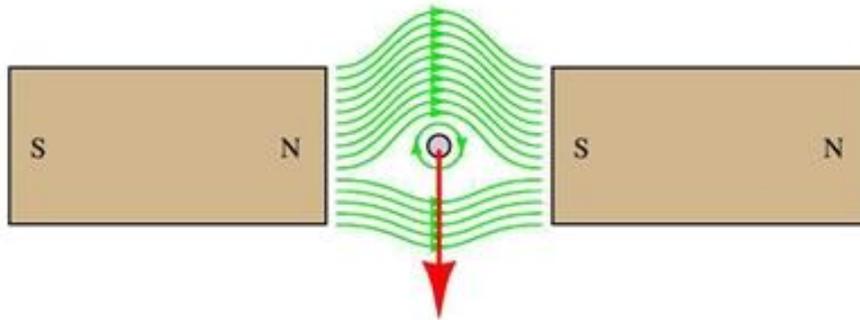


Εικόνα 1.1. Ο πιο απλός κινητήρας.

1.2 Βασικές αρχές του ηλεκτροκινητήρα.

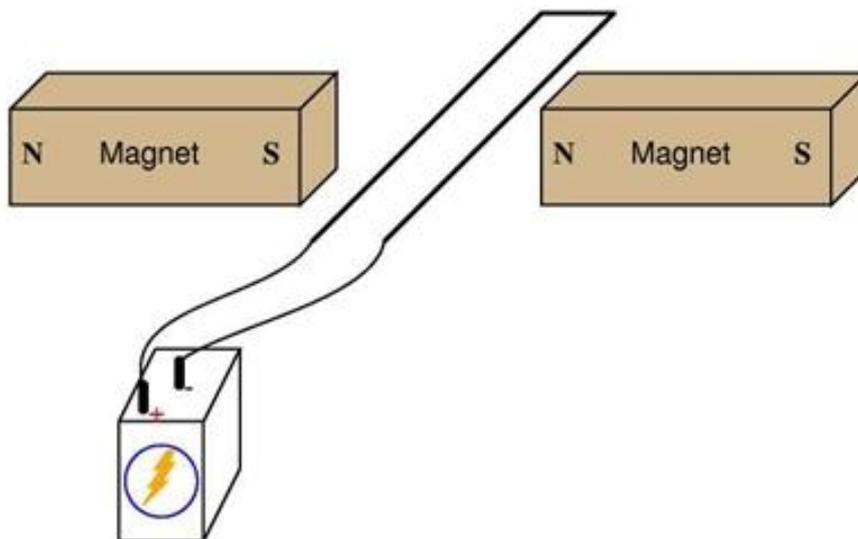
1.2.1 Μετατροπή ενέργειας.

Όταν ένας αγωγός ο οποίος βρίσκεται μέσα σε μαγνητικό πεδίο και ταυτόχρονα διαρρέεται από ρεύμα τότε σε αυτόν τον αγωγό ασκείται δύναμη από το μαγνητικό πεδίο η οποία κάνει τον αγωγό να κινηθεί μέσα στο μαγνητικό πεδίο. Αυτό φαίνεται καθαρά στην εικόνα 1.2.

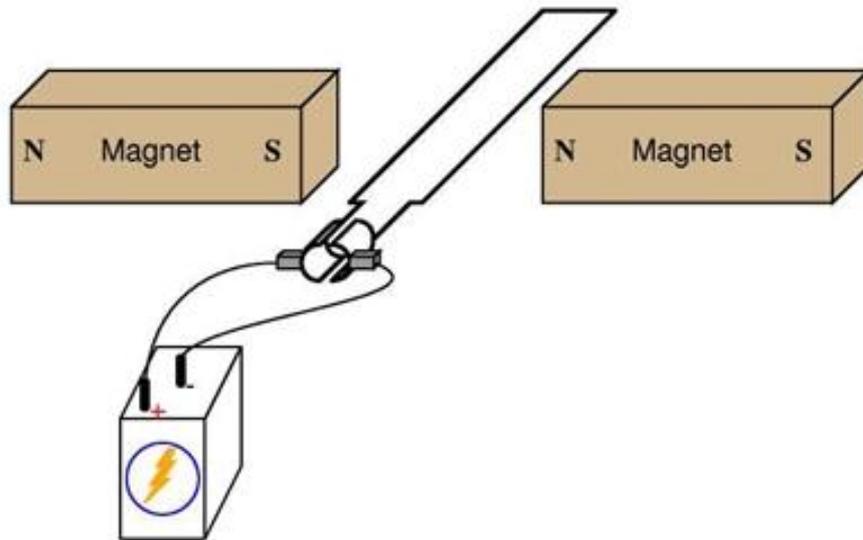


Εικόνα 1.2.. Κίνηση αγωγού που διαρρέεται από ρεύμα μέσα σε μαγνητικό πεδίο.

Στις επόμενες εικόνες παρουσιάζονται δύο παραδείγματα άσκησης δύναμης σε αγωγό που βρίσκεται μέσα σε μαγνητικό πεδίο και ταυτόχρονα διαρρέεται από ρεύμα. Στην εικόνα 1.3 θα κινηθεί με την φορά των δεικτών του ρολογιού για 90 μοίρες και θα παραμείνει εκεί γιατί η φορά του ρεύματος είναι σταθερή. Στην εικόνα 1.4 θα περιστρέφεται συνεχώς διότι η φορά του ρεύματος αλλάζει επίσης συνεχώς σύμφωνα με την παράγραφο (1.1.2).



Εικόνα 1.3. Περιστροφή κατά το ένα τέταρτο.



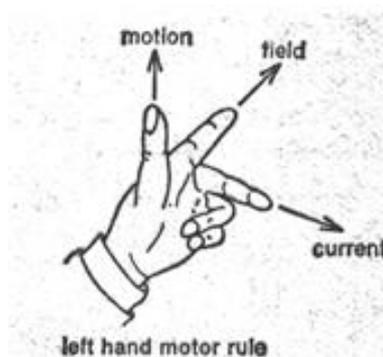
Εικόνα 1.4. Συνεχής περιστροφή..

1.2.2 Παραγωγή της δύναμης.

Ο κινητήρας και η γεννήτρια αν και είναι διαφορετικές συσκευές ως προς το αποτέλεσμα βασίζονται στην ίδια αρχή λειτουργίας και έχουν άμεση σχέση σε 3 χαρακτηριστικά τους:

- Την κατεύθυνση του μαγνητικού πεδίου (B).
- Την κατεύθυνση της κίνησης (u).
- Την κατεύθυνση του ρεύματος που διαρρέει τον αγωγό (I).

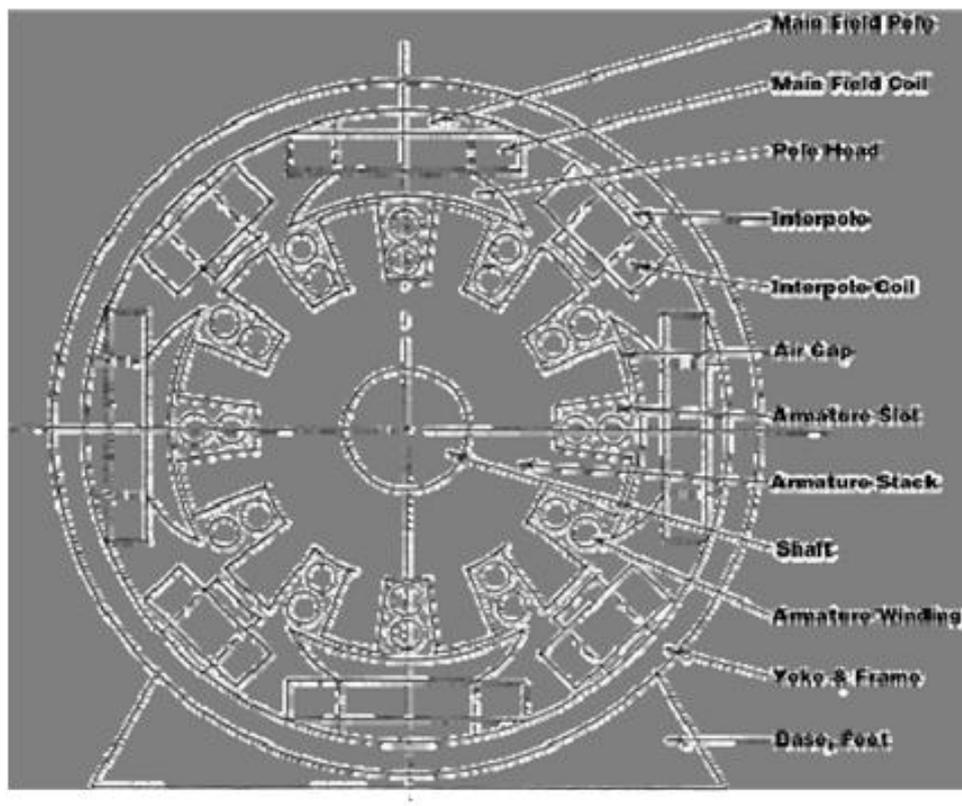
Τα τρία αυτά χαρακτηριστικά μπορούν να συνοψιστούν στον κανόνα του Fleming είτε πρόκειται για κινητήρα είτε για γεννήτρια. Αυτός ο κανόνας μπορεί να περιγραφεί ως εξής: εάν ο αντίχειρας και τα 2 πρώτα δάχτυλα του αριστερού χεριού μπουν σε κατάλληλες γωνίες μεταξύ τους τότε ο αντίχειρας θα δείχνει την κατεύθυνση της κίνησης, ο δείκτης θα δείχνει την κατεύθυνση του μαγνητικού πεδίου και ο μέσος θα δείχνει την κατεύθυνση του ρεύματος. Έτσι είναι γνωστές οι 2 από τις τρεις κατευθύνσεις τότε εύκολα γίνεται γνωστή και η τρίτη, αυτό φαίνεται σχηματικά στην εικόνα 1.5.



Εικόνα 1.5. Ο κανόνας του αριστερού χεριού

1.3 Κατασκευαστικά στοιχεία των ηλεκτροκινητήρων συνεχούς ρεύματος.

Ένας κινητήρας ή μια γεννήτρια συνεχούς ρεύματος συνήθως αποτελείται από κάποια βασικά κομμάτια τα οποία φαίνονται στην εικόνα 1.6 και περιγράφονται συνοπτικά αμέσως μετά την εικόνα 1.6. Αυτά είναι τα εξής: ο πυρήνας του δρομέα(armature core), το διάκενο(air gap), οι πόλοι (poles), το δαχτυλίδι πεδίου (yoke), το τύλιγμα του δρομέα(an armature winding),το τύλιγμα του πεδίου (field winding), οι ψήκτρες (brushes), ο συλλέκτης (commutator), το κέλυφος (frame), τα ρουλεμάν (bearings),οι ψυκτροφορείς (brush supports) και ο άξονας (shaft) ο οποίος βγάζει την κίνηση.



Εικόνα 1.6. Ηλεκτροκινητήρας συνεχούς ρεύματος 4 πόλων.

1.3.1 Πυρήνας του δρομέα.

Ο πυρήνας είναι φτιαγμένος από πολλές στρώσεις λεπτών ασάλινων ελασμάτων τα οποία σχηματίζουν ένα κενό στην μέση για τον άξονα και αυλάκια για να μπουν τα τυλίγματα. Τα ελάσματα αυτά μεταξύ τους είναι θερμοσυγκολλημένα, πριτσινωμένα ή γερά κολλημένα μεταξύ τους, ώστε να μην δημιουργούνται δινορρέματα με συνέπεια την θέρμανση του κινητήρα, και άσκοπες πρόσθετες απώλειες.

1.3.2 Το τύλιγμα του δρομέα.

Συνήθως το τύλιγμα αυτό μπαίνει στα αυλάκια του δρομέα και είναι αυτό που είτε δέχεται την τάση αν μιλάμε για κινητήρα είτε την παράγει αν μιλάμε για γεννήτρια. Το τύλιγμα του δρομέα συνδέεται στους τομείς του συλλέκτη και σε σχέση με το πυρήνα του

δρομέα είναι μονωμένο. Συνήθως αποτελείται από σύρμα χαλκού το οποίο είναι στρογγυλής ή πολυγωνικής διατομής. Η διατομή του καθορίζεται από τις προδιαγραφές του κινητήρα.

1.3.3 Οι πόλοι του κυρίως πεδίου.

Οι πυρήνες των πόλων μπορεί να είναι φτιαγμένοι είτε από συμπαγές ασάλι είτε από στρώσεις ασάλινων ελασμάτων για τον ίδιο λόγο που είναι έτσι κατασκευασμένος ο δρομέας, ο πόλος καταλήγει στο διάκενο και για λόγους μειωμένης αντίδρασης από τον αέρα σχηματίζει ένα πέδιλο που ακολουθεί το σχήμα του δρομέα. Οι πόλοι του πεδίου έχουν πάνω τους το τύλιγμα και όλο μαζί είναι πακτωμένο στο στάτη.

1.3.4 Τα πηνία του κυρίως πεδίου.

Αυτά είναι τοποθετημένα πάνω στους πόλους και είναι αυτά που δημιουργούν το σταθερό μαγνητικό πεδίο μέσα στην μηχανή. Είναι μονωμένα σε σχέση με τους πόλους και μπορεί να είναι σε σειρά, παράλληλα ή και σε συνδυασμό των δυο με το τύλιγμα του δρομέα με σκοπό την επίτευξη διαφόρων χαρακτηριστικών.

1.3.5 Το 'δαχτυλίδι' του κυρίως πεδίου.

Είναι ένα στρογγυλό ασάλινο δαχτυλίδι το οποίο υποστηρίζει το μαγνητικό πεδίο και προσφέρει το απαραίτητο μαγνητικό μονοπάτι μεταξύ των πόλων. Μπορεί να αποτελείτε από ελάσματα ή να είναι απόλυτα συμπαγές. Στις πιο πολλές μηχανές αυτήν την δουλειά την έχει αναλάβει ο στάτης για λόγους μείωσης του κόστους.

1.3.6 Ο συλλέκτης.

Ο συλλέκτης είναι ένας μηχανικός ανορθωτής ο οποίος μετατρέπει το εναλλασσόμενο ρεύμα που παράγεται μέσα στην μηχανή σε συνεχές. Αποτελείτε από τομείς που συνήθως είναι ίδιοι σε αριθμό με αυτό των αυλακιών του δρομέα. Οι τομείς του συλλέκτη συνήθως είναι κατασκευασμένοι από επιασημμένο χαλκό και μεταξύ τους είναι μονωμένοι με μίκα.

1.3.7 Οι ψήκτρες και οι ψυκτροφορείς.

Οι ψήκτρες είναι κατασκευασμένες συνήθως από κάρβουνο αν και υπάρχουν πολλών ειδών ψήκτρες. Οι ψήκτρες άγουν το ρεύμα από τον συλλέκτη προς το εξωτερικό κύκλωμα. Η επαφή τους με το συλλέκτη διατηρείτε από ένα ελατήριο στην καθεμία. Οι ψυκτροφορείς είναι αυτοί που φέρουν τις ψήκτρες και σε πολλές περιπτώσεις κυρίως μεγάλων κινητήρων μπορούν να ρυθμιστούν σε ύψος και σε γωνία σε σχέση με τον συλλέκτη ώστε να βελτιωθούν τα χαρακτηριστικά λειτουργίας των κινητήρων..

1.3.8 Οι βοηθητικοί πόλοι.

Είναι τοποθετημένοι μεταξύ των κυρίων πόλων είναι παρόμοιοι με αυτούς αλλά είναι πάντα συνδεδεμένοι σε σειρά με το τύλιγμα του δρομέα. Και αυτό για να εξουδετερώνουν την αντίδραση του δρομέα. Έτσι μηδενίζουν την ανάγκη για ρύθμιση των ψηκτρών που είναι πιο πολύπλοκη και κατά συνέπεια ακριβότερη να κατασκευαστεί.

1.4 Τυλίγματα του δρομέα.

Ο δρομέας όπως προαναφέρθηκε έχει πάνω του το πηνίο του σπλισμού, αυτό τυλίγεται πάνω του και μέσα στα αυλάκια με διάφορους τρόπους για βελτίωση των χαρακτηριστικών ή την επίτευξη διαφορετικών χαρακτηριστικών. Παρακάτω περιγράφονται τα δύο πιο γνωστά και ευρέως χρησιμοποιούμενα τυλίγματα περιέλιξης τα οποία είναι:

- Το βρογχοτύλιγμα και

- Το κυματοτύλιγμα.

Τα τυλίγματα αυτά αποτελούνται από επιμέρους πηνία τα οποία φαίνονται στην εικόνα 1.7 και ανάλογα με τον τρόπο σύνδεσης των πηνίων στον συλλέκτη, το τύλιγμα παίρνει την ονομασία του. Οι ευθείες πλευρές αυτών των πηνίων είναι αυτές που είναι ενεργές.



Εικόνα 1.7. Πηνίο τυλίγματος.

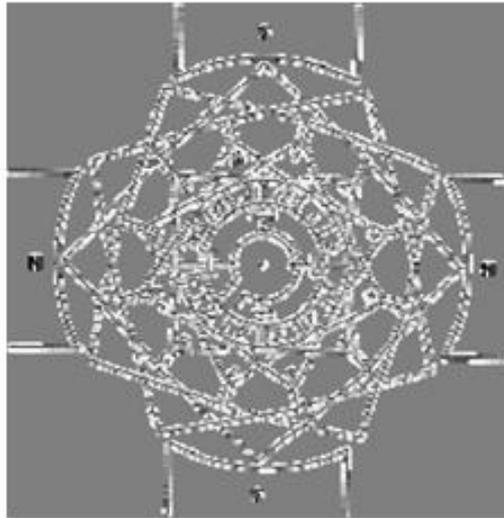
1.4.1 ΒΡΟΓΧΟΤΥΛΙΓΜΑ

Το βρογχοτύλιγμα επιτυγχάνεται όταν πηνία ενώνονται σε γειτονικούς τομείς του συλλέκτη. Με αυτόν τον τρόπο όσους πόλους έχει η μηχανή τόσους δρόμους έχει ο σπλισμός. Για να αξιοποιήσουμε στο μέγιστο αυτό το είδος της περιέλιξης πρέπει να έχουμε τόσες ψήκτρες όσους και πόλους ώστε να εναλλάσσονται οι ψήκτρες στο συν και το πλην την κατάλληλη στιγμή.



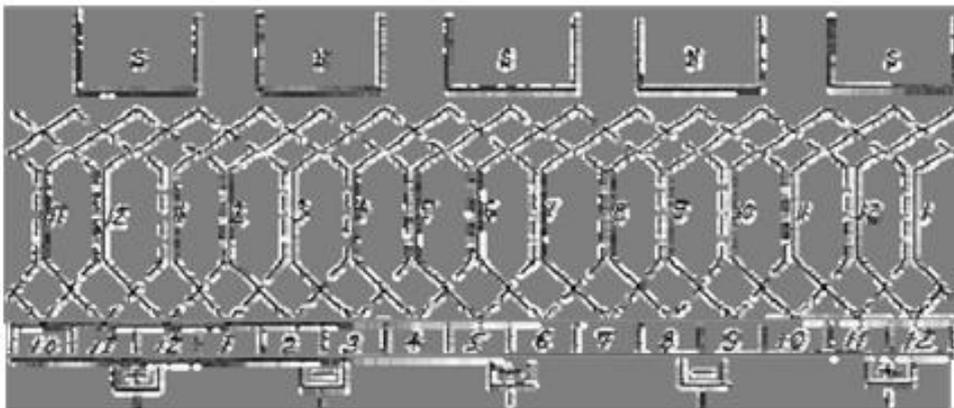
Εικόνα 1.8. Βρογχοτύλιγμα συνδεδεμένο στον συλλέκτη.

Οποιαδήποτε περιέλιξη μπορεί να δειχτεί σε εικόνα σε δυο διαφορετικές μορφές, στην κυκλική μορφή ή στην ανεπτυγμένη μορφή. Στο σχήμα 1.9 μπορούμε να δούμε το βρογχοτύλιγμα στην κυκλική μορφή και στο σχήμα 1.10 μπορούμε να δούμε την ανεπτυγμένη μορφή του ίδιου τυλίγματος.



Εικόνα 1.9. Βρογχοτύλιγμα σε κυκλική μορφή.

Στην κυκλική μορφή τα κομμάτια των αγωγών τα οποία κόβουν το μαγνητικό πεδίο φαίνονται με ίσιες μη διακεκομμένες γραμμές και αριθμούνται σε σχέση με τον συλλέκτη.

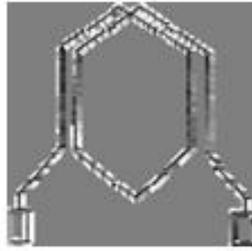


Εικόνα 1.10. Βρογχοτύλιγμα σε ανεπτυγμένη μορφή.

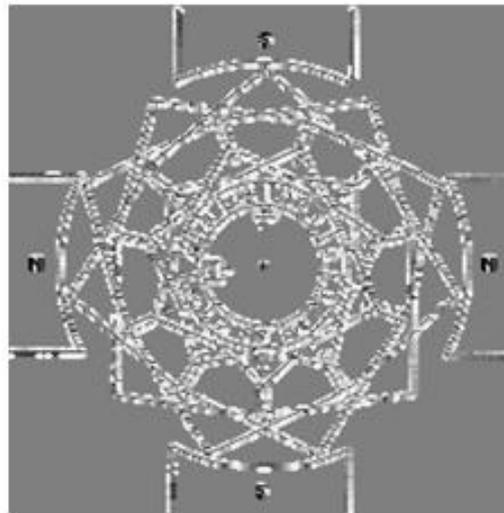
Η ανεπτυγμένη μορφή παρουσιάζει τον συλλέκτη κομμένο στην μια μεριά και ανοιγμένο. Εδώ είναι πιο εύκολο να καταλάβουμε τις συνδέσεις αλλά η συνέχεια του τυλίγματος έχει διακοπεί. Το βρογχοτύλιγμα είναι κατάλληλο για χαμηλές τάσεις και μεγάλα ρεύματα λόγω των πολλών παράλληλων δρόμων του.

1.4.2 Κυματοτύλιγμα.

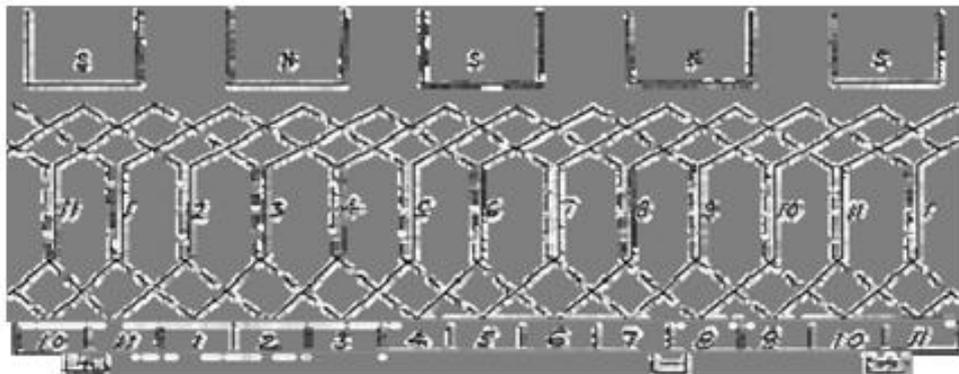
Το κυματοτύλιγμα επιτυγχάνεται όταν οι άκρες του πηνίου δεν συνδέονται σε γειτονικούς τομείς του συλλέκτη, αυτού του είδους η περιέλιξη έχει δυο δρόμους που περνάει το ρεύμα άσχετα με το πόσους πολλούς έχει η μηχανή και σε αντίθεση με το βρογχοτύλιγμα για να λειτουργήσει χρειάζεται μόνο 2 ψήκτρες. Οι τάσεις των πηνίων είναι αθροιστικές αλλά το ρεύμα πρέπει να διανύσει το μισό μήκος του τυλίγματος του δρομέα για να φτάσει από την μια ψήκτρα στην άλλη, έτσι αυτό το τύλιγμα είναι κατάλληλο για υψηλές τάσεις και χαμηλά ρεύματα λόγω των 2 μόνο δρόμων που έχει ο σπλισμός για να περνάει το ρεύμα.



Εικόνα 1.11. Πηγίο στο κυματοτύλιγμα.



Εικόνα 1.12 Κυματοτύλιγμα σε κυκλική μορφή

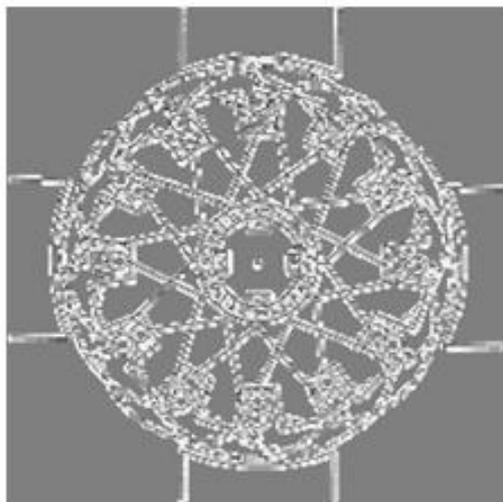


Εικόνα 1.13. Κυματοτύλιγμα σε ανεπτυγμένη μορφή

1.4.3 Αυλάκια και πηνία.

Όπως προαναφέρθηκε τα πηνία τοποθετούνται πάνω στον δρομέα μέσα σε αυλάκια που σχηματίζει ο πυρήνας του δρομέα, ο αριθμός των αυλακιών και το μέγεθός τους εξαρτάται από τις απαιτήσεις της μηχανής. Το αυλάκι θα πρέπει να είναι αρκετά φαρδύ ώστε να μπορεί να δεχτεί τον σωστό αριθμό αγωγών αλλά και το δόντι θα πρέπει να είναι αρκετά μεγάλο ώστε να περνάει από μέσα του η απαιτούμενη μαγνητική ροή. Σε ένα απλό τύλιγμα όσα είναι τα αυλάκια είναι και τα πηνία, αυτό σημαίνει ότι η μια μεριά του πηνίου είναι στο πάνω μέρος μέσα στο αυλάκι και η άλλη στον πάτο του αυλακιού. Κάθε πηνίο μπορεί να αποτελείται από μια ή περισσότερες σπείρες ανάλογα την τάση της μηχανής. Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται μια τυπική διάταξη αυλακιών και πηνίων, οι

συμπαγείς γραμμές δείχνουν τις ενώσεις με τον συλλέκτη ενώ οι διακεκομμένες δείχνουν την πίσω μεριά των πηνίων. Ακόμη στο σχήμα 1.14 μπορούμε να διαπιστώσουμε πως κατανέμονται οι αγωγοί μέσα στα αυλάκια. π.χ. στο αυλάκι 1 ο αγωγός που βρίσκεται στο πάνω μέρος είναι μέρος του πηνίου, του οποίου ο άλλος αγωγός βρίσκεται στο κάτω μέρος του αυλακιού 4.



Εικόνα 1.14 Τυπική διάταξη πηνίων και αυλακιών

1.4.4 Βήμα αυλακιών.

Ο όρος βήμα των αυλακιών, αναφέρεται στον αριθμό των αυλακιών τα οποία μεσολαβούν ανάμεσα στο κάθε πηνίο. Για παράδειγμα στην εικόνα 1.14, στο αυλάκι 1 το πηνίο που είναι στην κορυφή είναι στον πάτο στο αυλάκι 4, έτσι το βήμα του αυλακιού είναι 1-4 ή 3. σύμφωνα με τα παραπάνω αφού το πηνίο στο αυλάκι 1 είναι ακριβώς κάτω από τον βόρειο πόλο και στο αυλάκι 4 είναι ακριβώς κάτω από τον νότιο πόλο λέμε ότι είναι τύλιγμα ενός βήματος. Εάν τώρα το βήμα ήταν 2 αντί για 3 το τύλιγμα θα χαρακτηριζόταν ως τύλιγμα με βήμα $2/3$.

1.4.5 Τυλίγματα πεδίου.

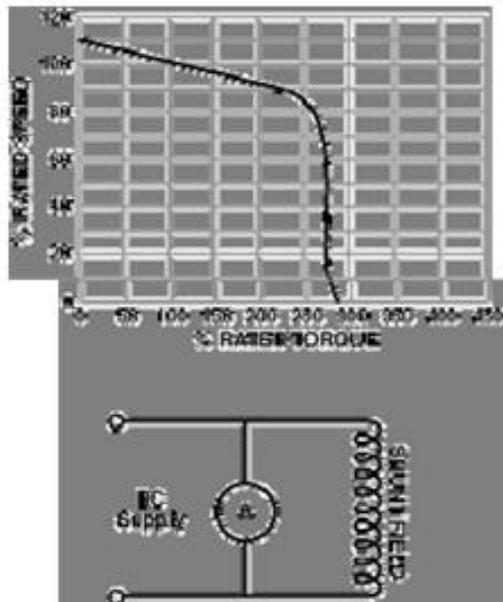
Τα τυλίγματα πεδίου παρέχουν στην μηχανή το μόνιμο μαγνητικό πεδίο που χρειάζεται για να λειτουργήσει. Παρακάτω θα δούμε τους συνδυασμούς των τυλιγμάτων πεδίου με τον σπλισμό μαζί με μια συνοπτική αναφορά στα χαρακτηριστικά τους.

1.5 ΕΙΔΗ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ

1.5.1 Παράλληλης διέγερσης.

Οι κινητήρες παράλληλης διέγερσης έχουν το τύλιγμα του πεδίου παράλληλα συνδεδεμένο με το τύλιγμα του σπλισμού. Αυτού του είδους οι κινητήρες προσφέρουν σχετικά επίπεδη καμπύλη ταχύτητας ροπής, παρέχουν καλή ρύθμιση στροφών σε μεγάλο εύρος φορτίων, ενώ η ροπή εκκίνησης τους είναι σχετικά χαμηλή συγκρινόμενη με τους άλλους κινητήρες. Όσον αφορά τα κατασκευαστικά τους χαρακτηριστικά: το τύλιγμα της διέγερσης αποτελείται από πολλές σπείρες αλλά από σύρμα μικρής διατομής. Αυτό τύλιγμα ενδείκνυται για εφαρμογές στις οποίες γίνεται και αντιστροφή του κινητήρα διότι παρέχει την ίδια ροπή και στις δύο

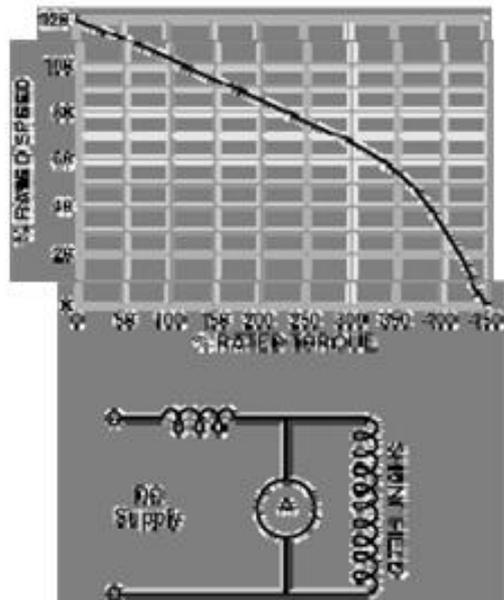
κατευθύνσεις. Η καμπύλη ροπής ρεύματος πάνω από το μέγιστο φορτίο δεν είναι γραμμική, αυτοί οι κινητήρες συχνά αυξάνουν τις στροφές τους με την αύξηση του φορτίου.



Εικόνα 1.15 Κινητήρας παράλληλης διέγερσης-τυπική καμπύλη ταχύτητας ροπής.

1.5.2 Σύνθετης διέγερσης.

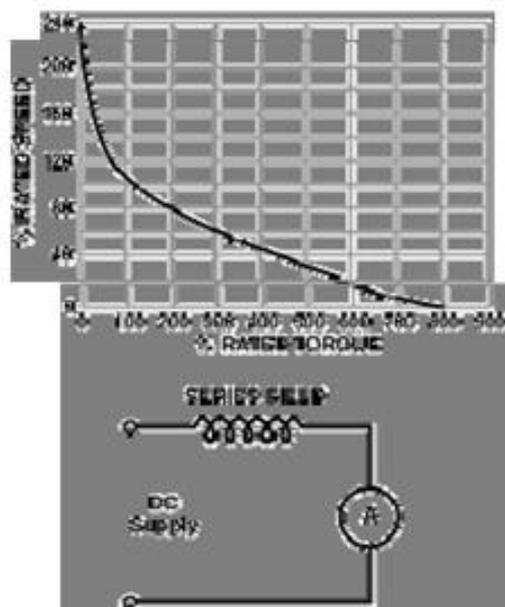
Οι κινητήρες σύνθετης διέγερσης συνδυάζουν διέγερση στην σειρά και διέγερση παράλληλα ώστε να επιτύχουν απόδοση κάπου ανάμεσα στους κινητήρες παράλληλης και διέγερση σειράς. Αυτός ο τύπος κινητήρα προσφέρει καλή ροπή εκκίνησης και σταθερότητα στροφών, με ποσοστό συνδυασμού παράλληλης διέγερσης και σειράς περίπου στο 12%. Παραπάνω συνδυασμός που φτάνει και το 40% έως και 50% προσφέρει παραπάνω ροπή εκκίνησης και χρησιμοποιείται σε ειδικές περιπτώσεις όπως ανελκυστήρες.



Εικόνα 1.16 Κινητήρας σύνθετης διέγερσης-τυπική καμπύλη ταχύτητας ροπής.

1.5.3 Διέγερσης σειράς.

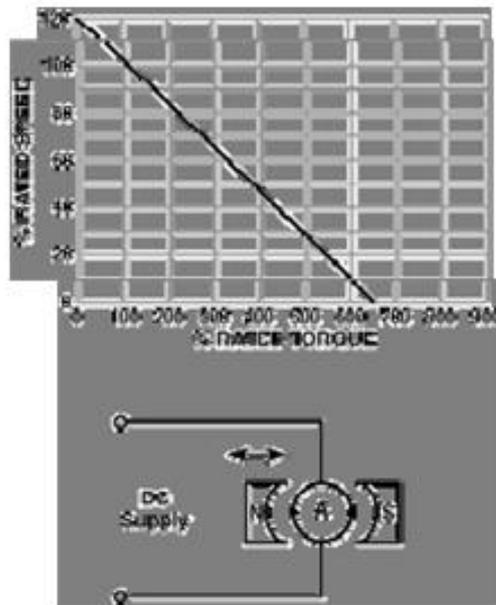
Οι κινητήρες διέγερσης σειράς έχουν το τύλιγμα του σπλισμού σε σειρά με το τύλιγμα διέγερσης. Το τύλιγμά τους αποτελείται από σύρμα μεγάλης διατομής αλλά από λίγες σπείρες. Προσφέρουν πολύ υψηλή ροπή εκκινήσεως και καλή ροπή εξόδου ανά αμπέρ, με το μειονέκτημα ότι δεν μπορούν να ρυθμιστούν οι στροφές τους εύκολα, και περιορίζονται σε κάποιο ανώτατο όριο στροφών ανά λεπτό. Το σοβαρό μειονέκτημά τους είναι ότι όταν χάσουν το φορτίο τους αυξάνουν στις στροφές τους μέχρι να καταστραφούν για αυτό και χρησιμοποιούνται σε ανελκυστήρες και γεραμούς όπου δεν υπάρχει περίπτωση να μείνουν χωρίς φορτίο.



Εικόνα 1.17. Κινητήρας διέγερσης σειράς-τυπική καμπύλη ταχύτητας ροπής.

1.5.4 Μόνιμου μαγνήτη.

Οι κινητήρες μόνιμου μαγνήτη δεν έχουν τυλίγματα πεδίου όπως μαρτυρά και η ονομασία τους αλλά χρησιμοποιούν μόνιμους μαγνήτες για την δημιουργία του πεδίου. Προσφέρουν άριστη ροπή εκκινήσεως και την δεύτερη καλύτερη ρύθμιση στροφών μετά τους κινητήρες σύνθετης διέγερσης. Οι εσωτερικές απώλειες που έχουν είναι πολύ λίγες σε σχέση με τους άλλους κινητήρες λόγω της έλλειψης των πηνίων πεδίου. Αυτοί οι κινητήρες μπορούν να φρεναριστούν και να αντιστραφεί η φορά λειτουργίας τους με χαμηλή τάση γύρω στο 10% της ονομαστικής χωρίς φόβο αλλά το ρεύμα αντιστροφής δεν θα πρέπει να ξεπερνάει αυτό που θα διέρρεε τον κινητήρα με σταματημένο δρομέα.



Εικόνα 1.18. Κινητήρας μόνιμου μαγνήτη-τυπική καμπύλη ταχύτητας ροπής.

1.5.5 Κινητήρας με σταθεροποιημένο παράλληλο τύλιγμα.

Αυτοί οι κινητήρες όπως και οι κινητήρες σύνθετης διέγερσης έχουν ένα τύλιγμα παράλληλο και ένα σε σειρά με το τύλιγμα του δρομέα, η διαφορά τους είναι ότι το τύλιγμα σε σειρά ή τύλιγμα σταθεροποίησης έχει λιγότερες σπείρες από αυτό του σύνθετης διέγερσης. Το τύλιγμα σταθεροποίησης χρησιμοποιείται για να εξασφαλίσει μια εξασθένηση των στροφών στην υπερφόρτιση του κινητήρα. Επίσης προς την μια κατεύθυνση λειτουργίας προσθέτει στην ροπή ενώ στην αντίθετη αφαιρεί από την ροπή του κινητήρα.

1.5.6 Κινητήρας παράλληλης αντιστάθμισης.

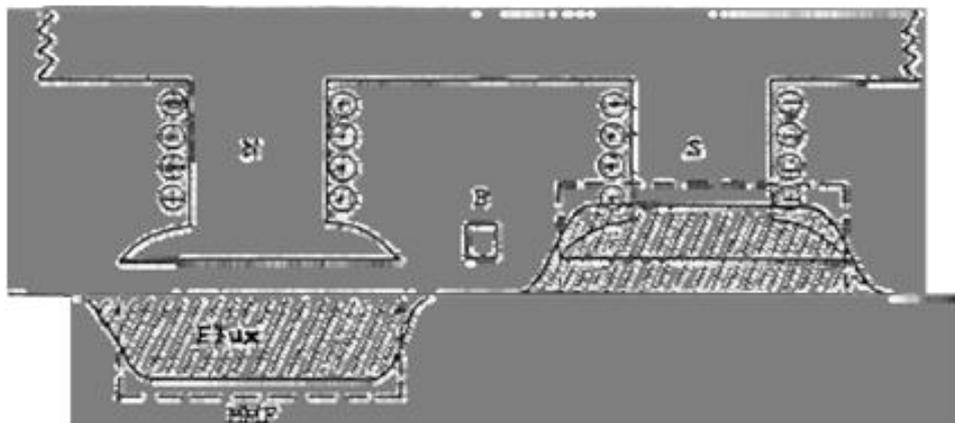
Αυτοί οι κινητήρες έχουν ένα παράλληλο τύλιγμα και ένα τύλιγμα αντιστάθμισης φτιαγμένο από μεγάλους αγωγούς τοποθετημένους σε αυλάκια στα πέλδρα των πόλων του κυρίως πεδίου. Η κατεύθυνση του ρεύματος στα βοηθητικά τυλίγματα είναι η αντίθετη με αυτήν που διαρρέει τους αγωγούς του δρόμεα που περνάνε εκείνη την στιγμή κάτω από τους πόλους. Η μαγνητική ροή που παράγεται από τα τυλίγματα της αντιστάθμισης εξουδετερώνει την μαγνητική ροή που παράγεται από τους αγωγούς του δρομέα με αποτέλεσμα την μείωση της παραμόρφωσης των μαγνητικών γραμμών στο διάκενο. Αυτού του τύπου οι κινητήρες διατηρούν σταθερή ταχύτητα σε όλα τα φορτία. Τα τυλίγματα της αντιστάθμισης προσθέτουν στην ροπή και στις δύο κατευθύνσεις λειτουργίας σε αντίθεση με τον κινητήρα με σταθεροποιημένο παράλληλο τύλιγμα. Αυτού του τύπου οι κινητήρες λόγω της δυσκολίας και του κόστους κατασκευής τους συναντάμε μόνο σε μεγάλες ισχύεις.

1.6 ΣΚΟΠΟΣ ΤΟΥ ΣΥΛΛΕΚΤΗ

Η μέγιστη τάση από το τύλιγμα του οπλισμού λαμβάνεται όταν οι ψύκτρες είναι σε επαφή με τους αγωγούς που βρίσκονται ανάμεσα στους πόλους, αυτό συμβαίνει γιατί εκείνη την χρονική στιγμή κόβουν τις μαγνητικές γραμμές σε μια κατεύθυνση οι περισσότεροι αγωγοί ανάμεσα στην αρνητική και θετική ψύκτρα. Υπό αυτές τις συνθήκες η θέση των ψηκτρών ονομάζεται ουδέτερη ή θέση χωρίς φορτίο. Το ρεύμα μέσα στα πηνία του δρομέα αλλάζει κατεύθυνση όπως ο δρομέας κινείται από πόλο σε πόλο. Η δουλειά του συλλέκτη είναι να κρατάει το ρεύμα σε μια κατεύθυνση δηλαδή να κάνει μια ανόρθωση. Στην απότομη αλλαγή της πολικότητας του ρεύματος όμως δημιουργείται μια τάση η οποία αντιστέκεται στην αλλαγή της κατεύθυνσης του ρεύματος. Επομένως η αλλαγή κατεύθυνσης του ρεύματος καθυστερεί και αν διακοπεί η επαφή της ψήκτρας με το πηνίο τότε δημιουργείται τόξο το οποίο φθείρει το συλλέκτη με αποτέλεσμα την πρόωρη καταστροφή του, οπότε πρέπει και να λαμβάνεται μέριμνα εξάλειψης του τόξου. Οι τρόποι που υπάρχουν για την εξάλειψη του τόξου αναφέρονται παρακάτω.

1.7 Αντίδραση του οπλισμού.

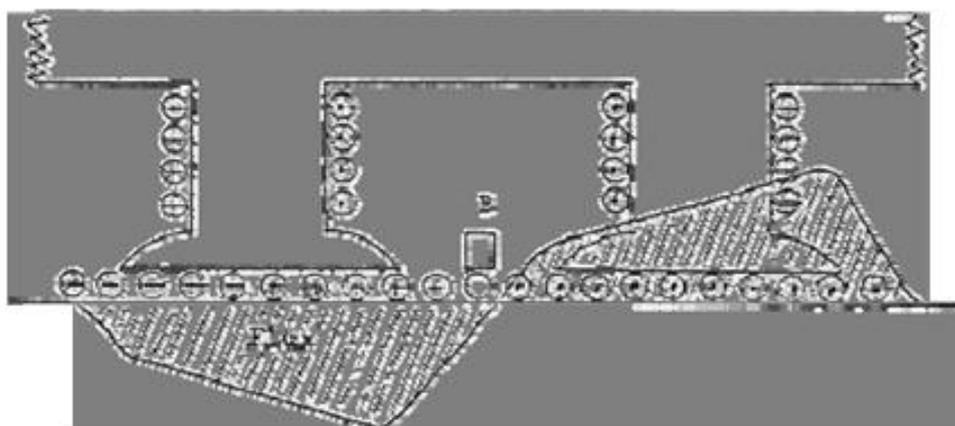
Εδώ θα περιγραφεί το φαινόμενο της αντίδρασης του οπλισμού το οποίο είναι υπεύθυνο για την δημιουργία των τόξων που φθείρουν το συλλέκτη. Από την στιγμή που τα τυλίγματα του δρομέα άγουν ρεύμα δημιουργούν γύρω τους μαγνητικό πεδίο το οποίο αντιτίθεται και παραμορφώνει το μαγνητικό πεδίο της μηχανής. Αυτό είναι που ονομάζουμε αντίδραση του οπλισμού. Στην εικόνα 1.19 παρακάτω φαίνεται το μαγνητικό πεδίο του στάτη, στην εικόνα 1.20 φαίνεται το μαγνητικό πεδίο από τον δρομέα και τέλος στην εικόνα 1.21 φαίνεται το συνδυασμένο αποτέλεσμα. Εάν η παραμόρφωση αυτή είναι μεγάλη έχει ως αποτέλεσμα να δημιουργούνται τόξα από την θετική στην αρνητική ψήκτρα με αποτέλεσμα την καταστροφή της μηχανής.



Εικόνα 1.19. Η συνιστάμενη μαγνητική ροή μόνο από τον στάτη



Εικόνα 1.20 Η συνιστάμενη μαγνητική ροή μόνο από την αντίδραση του οπλισμού.



Εικόνα 1.21. Η συνιστάμενη μαγνητική ροή από τον συνδυασμό του πεδίου του στάτη και του δρομέα.

1.7.1 Μετατόπιση των ψηκτρών.

Μια μέθοδος για να μειωθεί ο σπινθηρισμός στις ψήκτρες είναι να μετατοπιστούν από το ουδέτερο γεωμετρικό επίπεδο. Σε μια γεννήτρια πρέπει να μετακινηθούν οι ψήκτρες προς την φορά περιστροφής διότι η ροή του ρεύματος είναι η ίδια με την εναγόμενη τάση και η αλλαγή κατεύθυνσης του ρεύματος καθυστερείτε μέχρι οι πλευρές του πηνίου να βρεθούν κάτω από τους πόλους. Σε ένα κινητήρα η μετατόπιση των ψηκτρών πρέπει να γίνει αντίστροφα από την φορά περιστροφής διότι η ροή του ρεύματος είναι αντίθετη με την εναγόμενη τάση. Η μετατόπιση των ψηκτρών εξαρτάται από το φορτίο έτσι μια δεδομένη μετατόπιση δεν είναι ικανοποιητική για όλα τα φορτία, συνεπώς αποτελεί το βασικό μειονέκτημα αυτής της μεθόδου. Με την μετατόπιση των ψηκτρών η αντίδραση του δρομέα αντιτίθεται στο μαγνητικό πεδίο και μειώνει την μαγνητική ροή της μηχανής.

1.7.2 Βοηθητικοί πόλοι.

Μια άλλη μέθοδος μείωσης των σπινθηρισμών είναι η χρήση βοηθητικών πόλων. Αυτοί τοποθετούνται ανάμεσα στους κυρίως πόλους και δημιουργούν ένα αντίστροφο μαγνητικό πεδίο κατάλληλης δύναμης και πολικότητας ώστε να αντιτίθεται στο πεδίο του δρομέα. Αυτό επιτυγχάνεται με τη σύνδεση εν σειρά των βοηθητικών πόλων με το τύλιγμα του οπλισμού. Έτσι κάθε στιγμή δημιουργείται το κατάλληλο μαγνητικό πεδίο που αντιτίθεται στην αντίδραση του οπλισμού.

1.8 Απώλειες και απόδοση.

1.8.1 Μηχανικές απώλειες.

Σε αυτές τις απώλειες περιλαμβάνονται οι απώλειες τριβής (π.χ. ρουλεμάν, ψήκτρες και οι απώλειες ανεμισμού). Είναι σταθερές σε μια δεδομένη ταχύτητα αλλά μεταβάλλονται σε άλλες ταχύτητες. Οι απώλειες λόγω της τριβής αυξάνονται με το τετράγωνο της ταχύτητας ενώ οι απώλειες ανεμισμού αυξάνονται με τον κύβο της ταχύτητας.

1.8.2 Απώλειες χαλκού.

Αυτές οι απώλειες είναι ανάλογες από την αντίσταση των τυλιγμάτων και από το τετράγωνο του ρεύματος που διαρρέει τα τυλίγματα.

1.8.3 Απώλειες πυρήνα.

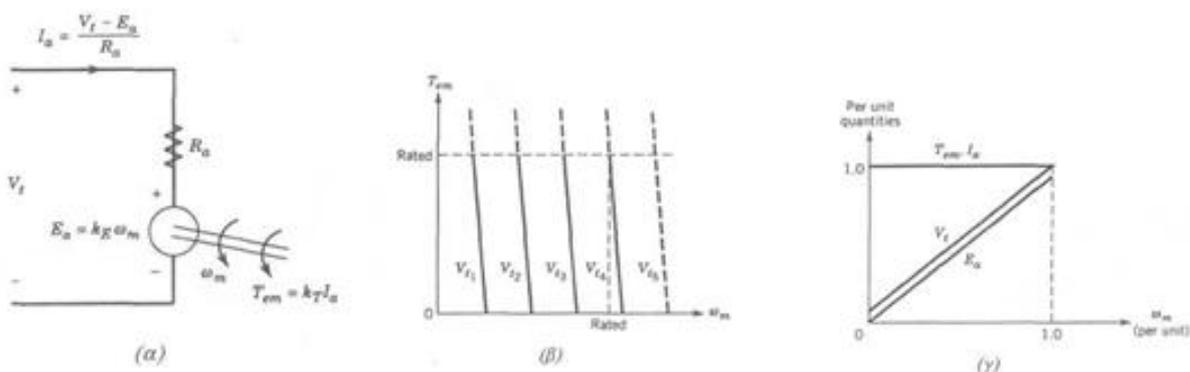
Σε αυτές τις απώλειες περιλαμβάνονται οι απώλειες δινορευμάτων και οι απώλειες υστέρησης του σιδηρομαγνητικού υλικού της μηχανής. Για παράδειγμα στον δρομέα έχουμε αγωγό που περιστρέφεται μέσα σε μαγνητικό πεδίο. Από το μαγνητικό πεδίο της επαγόμενης τάσης δημιουργούνται με την σειρά τους ρεύματα τα οποία ονομάζονται δινορρέυματα. Αυτά μειώνονται με το να χρησιμοποιούμε λεπτά χαλύβδινα ελάσματα μονωμένα μεταξύ τους για την κατασκευή του πυρήνα της μηχανής.

1.9 Ο κινητήρας που χρησιμοποιείται στην κατασκευή.

Ο κινητήρας που χρησιμοποιούμε είναι ένας κινητήρας συνεχούς τάσης 12V. Χρησιμοποιείται ευρέως στα αυτοκίνητα και ειδικότερα στην κίνηση των υαλοκαθαριστήρων. Για τον συγκεκριμένο κινητήρα δεν είναι διαθέσιμα τα τεχνικά χαρακτηριστικά του αφού είναι μεταχειρισμένος και έχει αποκολληθεί η πινακίδα του. Η κατασκευή εκπονήθηκε με πειραματικές μετρήσεις και σε συνεργασία με στοιχεία από κινητήρες που χρησιμοποιούνται για τον ίδιο σκοπό.

Ο δεύτερος κινητήρας που χρησιμοποιείται είναι παρόμοιος με τον προηγούμενο. Είναι συζευγμένος στον άξονα του 1ου κινητήρα και σε ρόλο γεννήτριας με σκοπό την πέδηση του κινητήρα υπό μελέτη.

Ο κινητήρας υπό μελέτη με τροφοδοσία 12V και χωρίς φορτίο στον άξονα του βρέθηκε ότι απορροφά 1,3A . Μετά την σύζευξη της γεννήτριας το απορροφούμενο ρεύμα χωρίς φορτίο στα άκρα της γεννήτριας είναι 2,3A.. Το σχήμα 1.23 παρουσιάζει θεμελιώδεις (από την κλασική θεωρία των κινητήρων συνεχούς ρεύματος μόνιμου μαγνήτη) απεικονίσεις για α)το ισοδύναμο κύκλωμά του β) τις χαρακτηριστικές ροπής ταχύτητας και γ) την ικανότητα συνεχούς ροπής σε σχέση με την ταχύτητά του.



Εικόνα 1.22 (α) ισοδύναμο κύκλωμα, (β) χαρακτηριστικές ροπής ταχύτητας: $v_{t5} > v_{t4} > v_{t3} > v_{t2} > v_{t1}$; όπου v_{t4} η ονομαστική τάση, (γ) συνεχής ικανότητα ροπής-ταχύτητας.

Χρησιμοποιώντας τους συμβολισμούς του σχήματος 1.23 (α), οι σχέσεις που συνδέουν τα απαραίτητα για την μελέτη μας μεγέθη είναι οι εξής:

$$T_{em} = k_T * I_a \quad (1.1)$$

$$E_a = k_E * \omega_m \quad (1.2)$$

$$V_t = E_a + R_a * I_a \quad (1.3)$$

όπου:

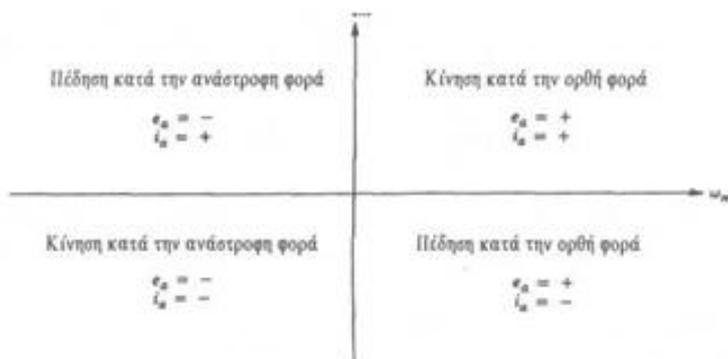
$$k_T = k_t * \phi_f \quad (1.4)$$

$$k_E = k_e * \phi_f \quad (1.5)$$

Από τις παραπάνω εξισώσεις είναι δυνατό να βρεθεί η ταχύτητα στη μόνιμη κατάσταση. Με συνδυασμό των εξισώσεων (1.1) και (1.3) προκύπτουν οι γραφικές παραστάσεις του σχήματος 1.23(β), όπου φαίνεται ότι καθώς αυξάνει η ροπή, η χαρακτηριστική ροπής-ταχύτητας για δεδομένη τάση V_t είναι σχεδόν κατακόρυφη, εκτός από την πτώση της ταχύτητας, που οφείλεται στην πτώση τάσης $I_a * R_a$ στην αντίσταση των τυλιγμάτων του σπλισμού. Αυτή η πτώση της ταχύτητας είναι πολύ μικρή στους κινητήρες συνεχούς ρεύματος με ισχύ μεγαλύτερη του 1 ίππου, αλλά μπορεί να είναι σημαντική σε μικρότερους κινητήρες. Όμως το σημαντικότερο είναι ότι η χαρακτηριστική ροπής-ταχύτητας μπορεί να μετατοπίζεται παράλληλα στον άξονα (χ) ελέγχοντας την τάση V_t όπως φαίνεται στο Σχ.1.23(β). Έτσι, σ' έναν κινητήρα συνεχούς ρεύματος μόνιμου μαγνήτη η ταχύτητα υπό φορτίο μπορεί να ελέγχεται με τον έλεγχο της τάσης V_t σε μια αυθαίρετη χαρακτηριστική ροπής-ταχύτητας.

Σε λειτουργία στη μόνιμη κατάσταση, το ρεύμα του σπλισμού I_a δεν θα πρέπει να υπερβαίνει την ονομαστική του τιμή. Το ίδιο ισχύει και για τη ροπή. Έτσι, στο Σχ.1.23(β) τα τμήματα των χαρακτηριστικών πάνω από την ονομαστική ροπή σημειώνονται με διακεκομμένες γραμμές. Με τον ίδιο τρόπο σημειώνονται και οι χαρακτηριστικές πάνω από την ονομαστική ταχύτητα, επειδή για να αυξηθεί η ταχύτητα πάνω από την ονομαστική της τιμή, απαιτείται τάση V_t μεγαλύτερη από την ονομαστική τάση. Αυτό αποτελεί έναν περιορισμό των κινητήρων συνεχούς ρεύματος με μόνιμο μαγνήτη. Η ταχύτητα τους δεν μπορεί να γίνει

μεγαλύτερη από την ονομαστική ταχύτητα του κινητήρα. Η ικανότητα ροπής ως προς την ταχύτητα δίνεται στο Σχ.1.23(γ). Στο σχήμα αυτό δίνονται και οι περιορισμοί της ροπής και του ρεύματος στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας. Ακόμη, στο Σχ.1.23(γ) δίνεται η απαιτούμενη τάση τροφοδοσίας και η αντίστοιχη ΑΗΕΔ E_a σε σχέση με την ταχύτητα. Τέλος στο σχήμα 1.23 απεικονίζονται οι τέσσερις δυνατές καταστάσεις λειτουργίας του κινητήρα συνεχούς ρεύματος μόνιμου μαγνήτη με τα σχετικά πρόσημα της τάσης και του ρεύματος σε κάθε περίπτωση.



Εικόνα 1.23. Λειτουργία τεσσάρων τεταρτημόριων του κινητήρα .

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

2.1 ΤΡΟΠΟΙ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ.

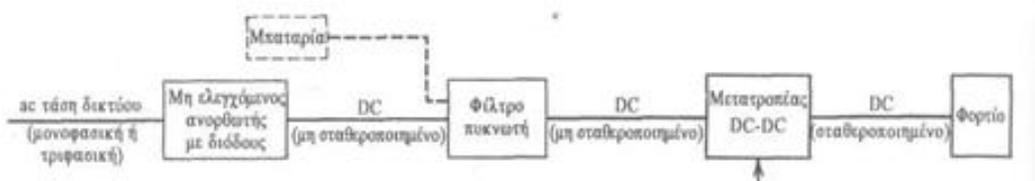
2.1.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Όπως αναφέρθηκε στην εισαγωγή, επειδή ο μικροελεγκτής με άμεσο τρόπο δεν μπορεί από μόνος του να διαχειριστεί την ισχύ του κινητήρα είναι επιβεβλημένη η χρήση τοπολογιών οδήγησης του κινητήρα. Αυτές οι τοπολογίες ονομάζονται DC-DC μετατροπείς.

Οι μετατροπείς dc-dc χρησιμοποιούνται ευρέως σε σταθεροποιημένες τροφοδοσίες Σ.Ρ. διακοπτικού τύπου και σε εφαρμογές κινητήριων συστημάτων Σ.Ρ. Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.1, η είσοδος αυτών των μετατροπέων είναι συχνά μια μη σταθεροποιημένη dc τάση, η οποία λαμβάνεται με ανόρθωση της τάσης του δικτύου. Εξαιτίας των μεταβολών του πλάτους της τάσης του δικτύου, η dc τάση αυξομειώνεται. Οι dc-dc μετατροπείς χρησιμοποιούνται για τη μετατροπή της μη σταθεροποιημένης dc (είσοδος) σε μια ελεγχόμενη dc (έξοδος).

Κατά τη θεώρηση των εφαρμογών αυτών των μετατροπέων, διαπιστώνεται ότι χρησιμοποιούνται πολύ συχνά με ένα μετασχηματιστή γαλβανικής απομόνωσης, όπως στα διακοπτικά τροφοδοτικά Σ.Ρ. και σχεδόν πάντα χωρίς μετασχηματιστή απομόνωσης στα κινητήρια συστήματα Σ.Ρ. Παρακάτω θα αναφερθούν και εξηγηθούν εν συντομία οι ακόλουθοι μετατροπείς dc-dc:

- Μετατροπείς υποβιβασμού τάσης.
- Μετατροπείς ανύψωσης τάσης.
- Μετατροπείς με πλήρη γέφυρα.



Σχήμα 2.1. Σύστημα μετατροπέα dc-dc

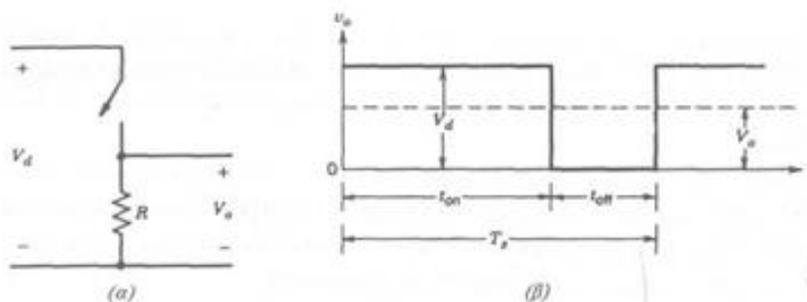
Ο μετατροπείς υποβιβασμού της τάσης και ο μετατροπείς ανύψωσης της τάσης θα αναφερθούν συνοπτικά διότι στην παρούσα μελέτη και κατασκευή έχει επιλεγεί η τοπολογία του μετατροπέα με πλήρη γέφυρα η οποία θα αναλυθεί διεξοδικά. Η επιλογή του μετατροπέα με πλήρη γέφυρα είναι μονόδρομος διότι μέσα στις απαιτήσεις της μελέτης ήταν και η αντιστροφή της φοράς περιστροφής του κινητήρα. (έλεγχος τεσσάρων τεταρτημόριων σύμφωνα με το σχήμα 1.22). Η μόνη τοπολογία που έχει αυτό το χαρακτηριστικό είναι αυτή του μετατροπέα με πλήρη γέφυρα.

2.1.2 ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ DC-DC

Πριν αναφερθούμε στις τοπολογίες των DC-DC μετατροπέων ξεχωριστά θα περιγραφεί συνοπτικά ο έλεγχος των DC-DC μετατροπέων.

Στους μετατροπείς dc-dc η μέση dc τάση εξόδου πρέπει να ελέγχεται, ώστε να είναι σε ένα επιθυμητό επίπεδο, ανεξάρτητα από το γεγονός ότι η τάση εισόδου και το φορτίο μπορούν να αυξομειώνονται. Οι μετατροπείς dc-dc διακοπτικού τύπου χρησιμοποιούν έναν ή περισσότερους διακόπτες για το μετασχηματισμό της dc τάσης από ένα επίπεδο σε ένα άλλο. Σ' ένα dc-dc μετατροπέα με δεδομένη τάση εισόδου, η μέση τάση εξόδου ρυθμίζεται ελέγχοντας τους χρόνους έναυσης και σβέσης (t_{on} και t_{off}) των διακοπών. Για να καταστεί φανερή η αρχή της μετατροπής διακοπτικού τύπου, ας θεωρηθεί ένας βασικός dc-dc μετατροπέας, όπως αυτός της σχήμα 2.2α. Η μέση τιμή V_o της τάσης εξόδου u_o , στο σχήμα 2.2(β), εξαρτάται από τους χρόνους t_{on} και t_{off} . Μια από τις μεθόδους

ελέγχου της μέσης τάσης εξόδου χρησιμοποιεί σταθερή συχνότητα μετάβασης (και συνεπώς σταθερή περίοδο μετάβασης $T_s = t_{on} + t_{off}$) και ρύθμιση της διάρκειας κατά την οποία ο διακόπτης είναι κλειστός. Σ' αυτήν τη μέθοδο, που ονομάζεται μετάβαση με Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (Pulse Width Modulation, PWM), μεταβάλλεται η σχετική διάρκεια αγωγής (Duty Ratio) $D = t_{on}/T_s$, που ορίζεται ως ο λόγος της διάρκειας κατά την οποία ο διακόπτης είναι κλειστός προς την περίοδο μετάβασης.



Εικόνα 2.2. Διακοπτική dc-dc μετατροπή.

Στη διαμόρφωση με PWM με σταθερή συχνότητα μετάβασης το σήμα ελέγχου του διακόπτη, το οποίο ελέγχει την κατάσταση του (κλειστός ή ανοιχτός), παράγεται με τη σύγκριση του επιπέδου της τάσης του σήματος ελέγχου $u_{control}$ με μια περιοδική κυματομορφή σταθερού πλάτους, όπως φαίνεται στα σχήματα 2.3α και 2.3β. Γενικά, το σήμα της τάσης ελέγχου λαμβάνεται ενισχύοντας το σφάλμα ή τη διαφορά μεταξύ της πραγματικής τάσης εξόδου και της επιθυμητής της τιμής. Η συχνότητα της περιοδικής κυματομορφής (συνήθως είναι πριονωτή), καθορίζει τη συχνότητα μετάβασης. Στον έλεγχο με PWM η συχνότητα αυτή διατηρείται σταθερή και επιλέγεται σε μια περιοχή από μερικά kHz μέχρι μερικές εκατοντάδες kHz. Για το χρονικό διάστημα όπου η τιμή του ενισχυμένου σήματος σφάλματος, (που μεταβάλλεται πολύ αργά με το χρόνο σε σχέση με τη συχνότητα μετάβασης), είναι μεγαλύτερη από την πριονωτή κυματομορφή, το σήμα ελέγχου του διακόπτη γίνεται high, προκαλώντας το κλείσιμο του διακόπτη (ON). Διαφορετικά, ο διακόπτης είναι ανοιχτός(OFF). Σύμφωνα με το σχήμα 2.3, η σχετική διάρκεια αγωγής μπορεί να εκφραστεί, ως συνάρτηση της $u_{control}$ και του πλάτους της πριονωτής κυματομορφής V_{st} , με τη σχέση:

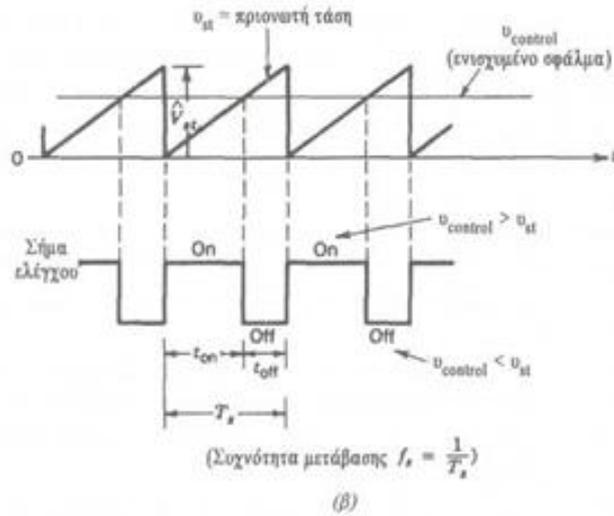
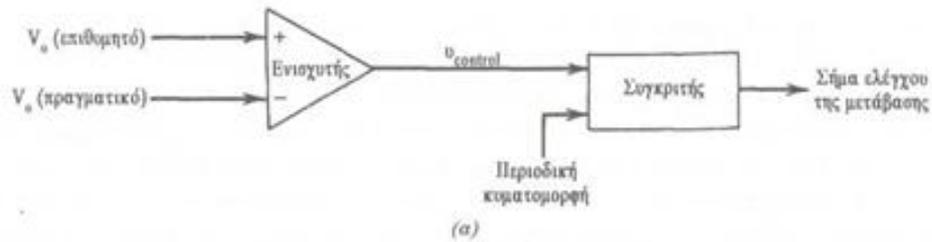
$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{V_{control}}{V_{st}} \quad (2.1)$$

Οι μετατροπείς dc-dc μπορούν να λειτουργούν με δύο διαφορετικούς τρόπους: (1) με αγωγή συνεχούς ρεύματος και (2) με αγωγή ασυνεχούς ρεύματος. Στην πράξη, ένας μετατροπέας μπορεί να λειτουργεί και με τους δύο τρόπους, οι οποίοι έχουν έντονα διαφορετικά χαρακτηριστικά. Για τον λόγο αυτό, ένας μετατροπέας και ο έλεγχος του πρέπει να σχεδιάζονται με βάση και τους δύο τρόπους λειτουργίας.

2.1.3 DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ ΤΑΣΗΣ

Όπως υποδηλώνει το όνομα του, ένας dc-dc μετατροπέας υποβιβασμού τάσης (step-down ή buck dc-dc converter) παράγει μια μέση τάση εξόδου χαμηλότερη από τη dc τάση εισόδου V_d . Η κύρια εφαρμογή του είναι τα σταθεροποιημένα διακοπτικά τροφοδοτικά Σ.Ρ. και ο έλεγχος της ταχύτητας των κινητήρων Σ.Ρ.

Το σχήμα 2.2^α απεικονίζει το βασικό κύκλωμα ενός μετατροπέα υποβιβασμού τάσης όπου θεωρείται ένας ιδανικός διακόπτης και ένα καθαρά ωμικό φορτίο. Η στιγμιαία τάση εξόδου εξαρτάται από την κατάσταση του διακόπτη.



Σχήμα 2.3. Διαμόρφωση Πλάτους Παλμού (PWM): (α) λειτουργικό διάγραμμα, (β) σήματα ασύγκριτη.

Από το σχήμα 2.3β, μπορεί να υπολογιστεί η μέση τάση εξόδου ως συνάρτηση της σχετικής διάρκειας αγωγής D:

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_o(t) dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{t_{on}} v_{st} dt + \int_{t_{on}}^{T_s} 0 dt \right) = \frac{t_{on}}{T_s} V_{st} = DV \Rightarrow V_o = DV \quad (2.2)$$

Αντικαθιστώντας στην Εξ.2-2 το D από την Εξ.2-1

$$V_o = \frac{\overline{V}}{V_{st}} V_{control} = k V_{control} \quad (2.3)$$

όπου

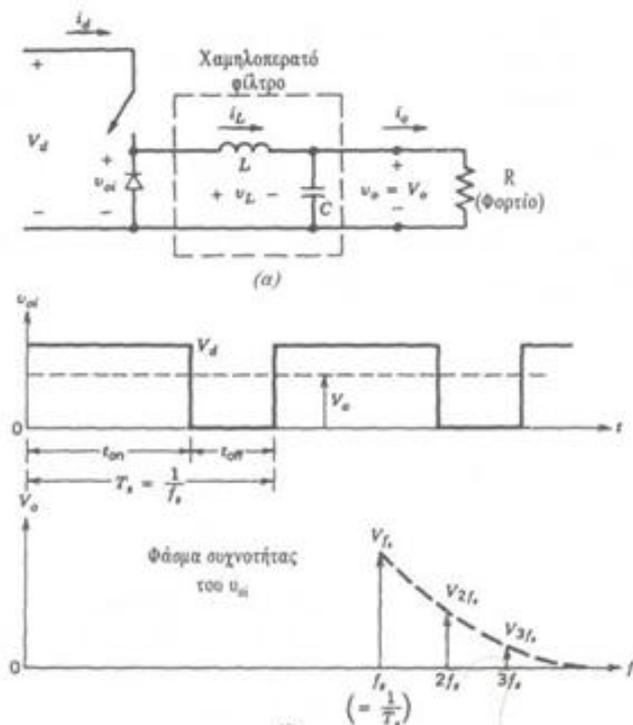
$$k = \frac{\overline{V}}{V_{st}} = \text{σταθερά} \quad (2.4)$$

Η V_o μπορεί να ελεγχθεί, μεταβάλλοντας το λόγο t_{on}/T_s . (Εξ.2.2) Μια άλλη σημαντική παρατήρηση είναι ότι η μέση τάση εξόδου V_o μεταβάλλεται γραμμικά με την τάση ελέγχου, όπως στην περίπτωση των γραμμικών ενισχυτών. Σε μια πρακτική εφαρμογή το προηγούμενο κύκλωμα έχει δύο μειονεκτήματα: (α) Επειδή ακόμη και σε ωμικό φορτίο και με ένα ωμικό φορτίο, θα υπάρχει πάντα κάποια παρασιτική αυτεπαγωγή τότε κατά συνέπεια ο διακόπτης θα πρέπει να απορροφά (ή να καταναλώνει) την ενέργεια που αποθηκεύεται σε αυτή την αυτεπαγωγή με πιθανότητα καταστροφής, το πρόβλημα αυτό εντείνεται στην πράξη επειδή το φορτίο είναι κατά κύριο λόγο επαγωγικό. (2) Η τάση εξόδου κυμαίνεται μεταξύ 0 και V_d , γεγονός μη αποδεκτό στις περισσότερες εφαρμογές. Το πρόβλημα της αποθηκευμένης ενέργειας λύνεται με τη χρήση μιας διόδου, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.4(α). Οι διακυμάνσεις της τάσης εξόδου ελαττώνονται κατά πολύ με τη χρήση ενός χαμηλοπερατού φίλτρου, το οποίο αποτελείται από ένα πηνίο και έναν πυκνωτή. Στην εικόνα 2.4β φαίνεται η κυματομορφή της εισόδου U_{oi} του φίλτρου. Αυτή αποτελείται από ένα dc όρο V_o , τις αρμονικές στη συχνότητα μετάβασης f_s και στις πολλαπλάσιες της, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.4(β). Η απόκριση συχνότητας του φίλτρου, με την απόσβεση που προκαλείται από το ωμικό φορτίο R , φαίνεται στο σχήμα 2.4(γ). Η συχνότητα αποκοπής f_c αυτού του φίλτρου επιλέγεται πολύ μικρότερη από τη συχνότητα μετάβασης, εξαλείφοντας ουσιαστικά την κυμάτωση στη συχνότητα μετάβασης από την τάση εξόδου.

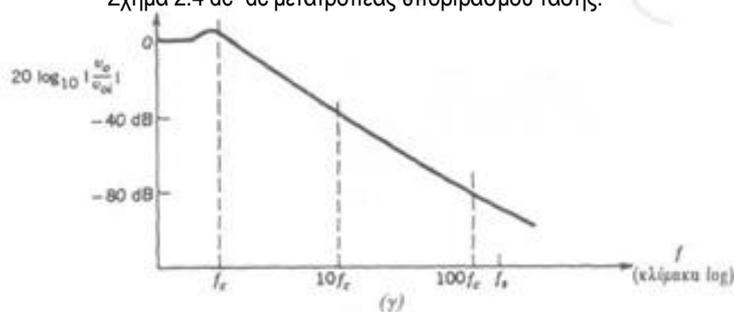
Όσο ο διακόπτης είναι κλειστός, η δίοδος το σχήμα 2.4(α) πολώνεται ανάστροφα και η είσοδος παρέχει ενέργεια, τόσο στο φορτίο, όσο και στο πηνίο. Όσο ο διακόπτης είναι ανοιχτός, το ρεύμα του πηνίου ρέει δια μέσου της διόδου, μεταφέροντας μέρος της αποθηκευμένης ενέργειας στο φορτίο.

Στην ανάλυση κατά τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, που παρουσιάστηκε εδώ, ο πυκνωτής εξομάλυνσης θεωρείται πολύ μεγάλος, όπως συμβαίνει συνήθως σε εφαρμογές που απαιτούν μια σχεδόν σταθερή στιγμιαία τάση εξόδου $u_o(t) = V_o$.

Από το σχήμα 2.4(α) παρατηρείται ότι σε ένα dc-dc μετατροπέα υποβιβασμού τάσης, το μέσο ρεύμα του πηνίου ισούται με το μέσο ρεύμα εξόδου i_o , εφόσον το μέσο ρεύμα του πυκνωτή στη μόνιμη κατάσταση είναι μηδέν.

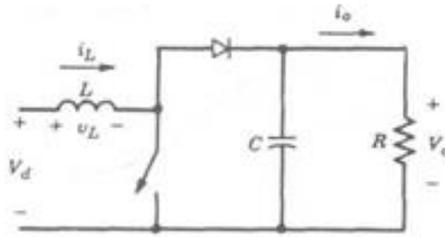


Σχήμα 2.4 dc- dc μετατροπέας υποβιβασμού τάσης.

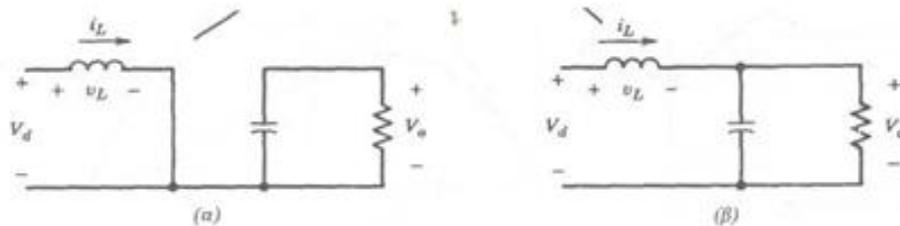


2.1.4 DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΑΝΥΨΩΣΗΣ ΤΑΣΗΣ

Στο σχήμα 2.5 δίνεται ένας dc-dc μετατροπέας τάσης (step up ή boost dc-dc converter). Η κύρια εφαρμογή του είναι στα dc διακοπτικά τροφοδοτικά και στην πέδηση dc κινητήρων με ανάκτηση ισχύος. Όπως υποδηλώνει το όνομα του, η τάση εξόδου είναι πάντα μεγαλύτερη από την τάση εισόδου. Όταν ο διακόπτης είναι κλειστός, η διόδος είναι ανάστροφα πολωμένη, απομονώνοντας έτσι τη βαθμίδα εξόδου (σχήμα 2.6(α)). Η είσοδος παρέχει ενέργεια στο πηνίο. Όταν ο διακόπτης είναι ανοιχτός, η βαθμίδα εξόδου απορροφά ενέργεια από το πηνίο και από την είσοδο. (Σχ. 2.6(β))



Σχήμα 2.5 dc-dc μετατροπέας ανύψωσης τάσης.



Σχήμα 2.6 (α) διακόπτης κλειστός, (β) διακόπτης ανοιχτός.

2.1.5 DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΜΕ ΠΛΗΡΗ ΓΕΦΥΡΑ.

Για τον dc-dc μετατροπέα με πλήρη γέφυρα υπάρχουν τρεις διαφορετικές εφαρμογές:

- κινητήρια συστήματα Σ.Ρ.
-
- μετατροπή (dc σε ac (με υψηλή ενδιάμεση συχνότητα) στα διακοπτικά τροφοδοτικά Σ.Ρ. με μετασχηματιστή απομόνωσης.

Αν και η τοπολογία πλήρους γέφυρας παραμένει η ίδια σε κάθε μια από τις τρεις αυτές εφαρμογές, το είδος του ελέγχου εξαρτάται από την εφαρμογή. Στο dc - dc μετατροπέα με πλήρη γέφυρα, που φαίνεται στην εικόνα 2.7, η είσοδος είναι μια καθορισμένου μεγέθους dc τάση V_d . Η έξοδος του μετατροπέα είναι μια dc τάση V_o , η οποία μπορεί να ελέγχεται ως προς το πλάτος και την πολικότητα.

Σε μια τοπολογία μετατροπέα, όπως αυτή του μετατροπέα με πλήρη γέφυρα της εικόνας 2.7 στην οποία οι διόδοι συνδέονται αντιπαράλληλα με τους διακόπτες, πρέπει να γίνει μια διάκριση της κατάστασης κατά την οποία ένας διακόπτης είναι κλειστός και

της κατάστασης αγωγής του. Εξαιτίας της αντιπαράλληλης σύνδεσης των διόδων με τους διακόπτες, όταν ένας διακόπτης κλείνει, μπορεί να άγει ή να μην άγει ρεύμα, ανάλογα με τη φορά του ρεύματος εξόδου i_o . Αν ο διακόπτης άγει ρεύμα, τότε είναι σε κατάσταση αγωγιμότητας. Ανάλογη διάκριση δεν απαιτείται, όταν ο διακόπτης είναι ανοιχτός.

Ο μετατροπέας με πλήρη γέφυρα αποτελείται από δύο σκέλη, το A (στο οποίο ανήκουν τα στοιχεία TA^+ , TA^- , DA^+ , DA^-) και το B (στο οποίο ανήκουν τα στοιχεία TB^+ , TB^- , DB^+ , DB^-). Κάθε σκέλος αποτελείται από δύο διακόπτες και τις αντιπαράλληλες διόδους τους. Οι δύο διακόπτες σε κάθε σκέλος αλλάζουν κατάσταση κατά τέτοιον τρόπο, ώστε, όταν ο ένας από αυτούς είναι ανοιχτός, ο άλλος διακόπτης είναι κλειστός. Επομένως, οι δύο διακόπτες ποτέ δεν είναι ανοιχτοί ταυτόχρονα. Στην πράξη και ο δύο διακόπτες είναι ανοιχτοί επί ένα σύντομο χρονικό διάστημα, γνωστό ως κενός χρόνος (blanking time), ώστε να αποφευχθεί η βραχυκύκλωση της dc εισόδου.

Πρέπει να σημειωθεί ότι, αν οι διακόπτες του μετατροπέα σε κάθε σκέλος αλλάζουν κατάσταση κατά τέτοιον τρόπο, ώστε να μην είναι ανοιχτοί ταυτόχρονα και οι δύο διακόπτες του ενός σκέλους, τότε το ρεύμα εξόδου i_o , στο σχήμα 2.7, θα ρέει συνεχώς. Επομένως, η τάση εξόδου καθορίζεται αποκλειστικά από την κατάσταση των διακοπών. Για παράδειγμα, ας θεωρηθεί το σκέλος A στο σχήμα 2.7. Η τάση εξόδου V_{AN} σε σχέση με τον αρνητικό dc ακροδέκτη N, καθορίζεται από τις καταστάσεις των διακοπών, όπως ακολουθεί: Όταν ο TA^+ είναι κλειστός, το ρεύμα εξόδου θα ρέει μέσω του TA^+ , αν το i_o είναι θετικό, ή θα ρέει μέσω της DA^+ αν το i_o είναι αρνητικό. Σε κάθε περίπτωση TA^+ κλειστός σημαίνει ότι το σημείο A στο σχήμα 2.7 βρίσκεται στο ίδιο δυναμικό με το θετικό ακροδέκτη της dc εισόδου, οπότε

$$V_{AN} = V_d \text{ (αν ο } TA^+ \text{ είναι κλειστός και ο } TA^- \text{ ανοιχτός)} \quad (2.5a)$$

Με τον ίδιο τρόπο, όταν ο TA^- είναι κλειστός, ένα αρνητικό i_o θα ρέει μέσω του TA^- (εφόσον η DA^+ είναι ανάστροφα πολωμένη) και ένα θετικό i_o θα ρέει μέσω της DA^- . Επομένως,

$$V_{AN} = 0 \text{ (αν ο } TA^- \text{ είναι κλειστός και ο } TA^+ \text{ ανοιχτός)} \quad (2.5b)$$

Οι Εξ.2-5α και 2-5β δείχνουν ότι η V_{AN} εξαρτάται μόνο από την κατάσταση των διακοπών και είναι ανεξάρτητη από τη φορά του i_o . Έτσι, η μέση τάση εξόδου του σκέλους A του μετατροπέα, στο διάστημα μιας περιόδου μετάβασης T_s , εξαρτάται μόνο από την τάση εισόδου V_d και τον λόγο D του TA^+ :

$$V_{AN} = \frac{V_d * T_{on} + 0 * T_{off}}{T_s} = V_d * D \quad (2.6)$$

όπου T_{on} και T_{off} είναι τα χρονικά διαστήματα κατά τα οποία ο TA^+ είναι κλειστός και ανοιχτός αντίστοιχα.

Παρόμοιοι συλλογισμοί βρίσκουν εφαρμογή και στο σκέλος B του μετατροπέα και η V_{BN} εξαρτάται από τη V_d και το λόγο D του διακόπτη TB^+ :

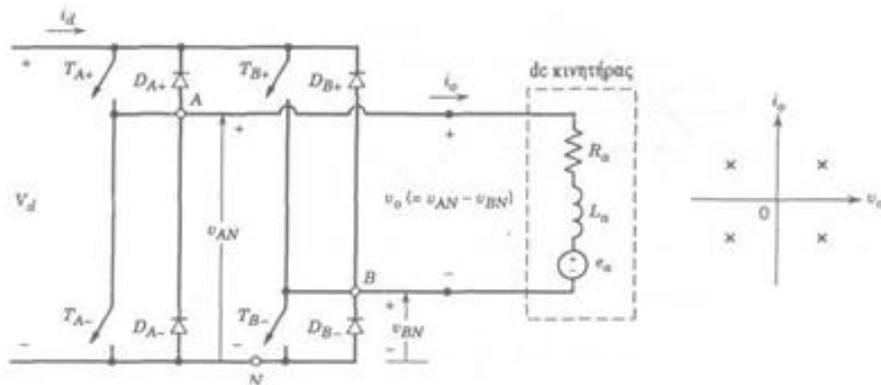
$$V_{BN} = V_d \text{ λόγος D του } TB^+ \quad (2.7)$$

ανεξάρτητα από τη φορά του i_o . Έτσι, η έξοδος του μετατροπέα $V_o (=V_{AN}-V_{BN})$ μπορεί να ελέγχεται με τη ρύθμιση των λόγων D των διακοπών και είναι ανεξάρτητη του πλάτους και της φοράς του i_o .

Η τάση εξόδου του μετατροπέα με πλήρη γέφυρα έχει αντιστρεπτή πολικότητα και έτσι, χρησιμοποιείται μια τριγωνική κυματομορφή, για τη διαμόρφωση του PWM των διακοπών του μετατροπέα. Παρακάτω περιγράφονται δύο τέτοιες στρατηγικές μετάβασης με διαμόρφωση PWM:

- Η διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου, όπου οι (TA+, TB-) και (TA-, TB+) αντιμετωπίζονται ως δυο ζεύγη διακοπών. Οι διακόπτες σε κάθε ζεύγος κλείνουν και ανοίγουν ταυτόχρονα. Αυτή η στρατηγική μετάβαση χρησιμοποιείται στη παρούσα εργασία.
- Η διαμόρφωση PWM με μονοπολική τάση εξόδου (λέγεται και διπλή μετάβαση με διαμόρφωση PWM). Εδώ οι διακόπτες σε κάθε σκέλος του αντιστροφέα ελέγχονται ανεξάρτητα από το άλλο σκέλος.

Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, το ρεύμα εξόδου των dc-dc μετατροπέων με πλήρη γέφυρα και με διαμόρφωση PWM, όταν τροφοδοτούν dc φορτία του τύπου της εικόνας 2.7, δεν γίνεται ασυνεχές στις χαμηλές τιμές του i_o .



Σχήμα 2.7 dc-dc μετατροπέας με πλήρη γέφυρα.

2.2 Διαμόρφωση PWM με Διπολική Τάση Εξόδου.

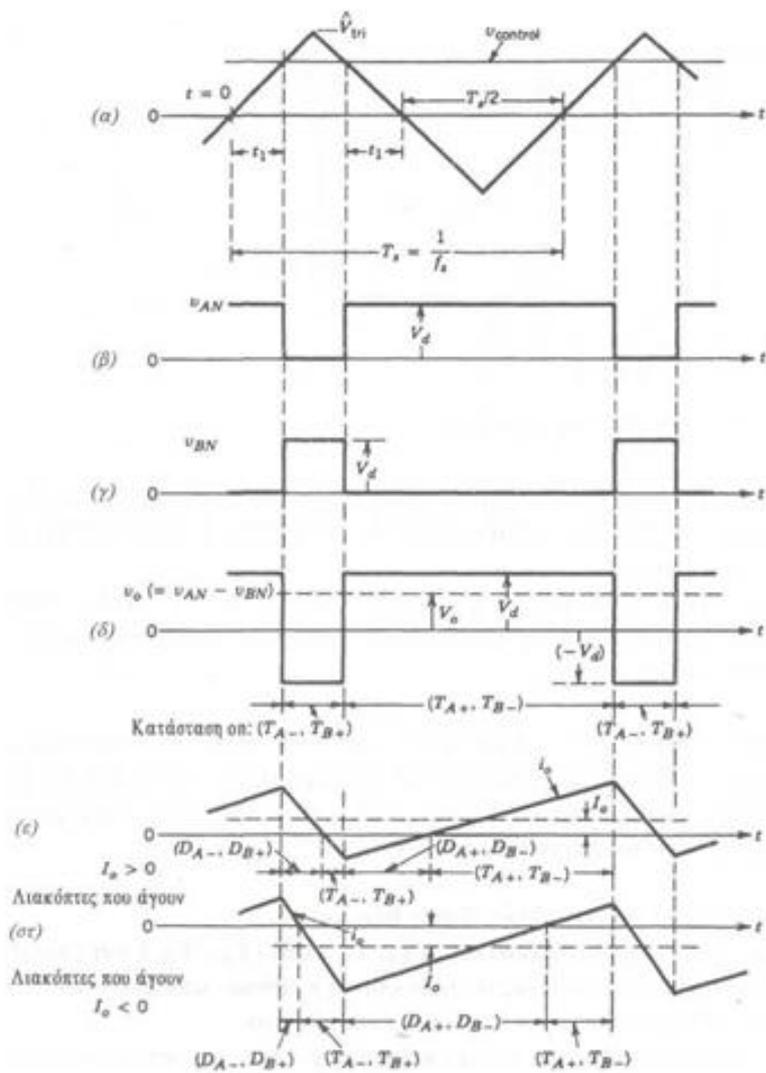
Στο είδος αυτό της μετάβασης, οι διακόπτες (TA+, TB-) και (TA-, TB+) αντιμετωπίζονται ως δύο ζεύγη διακοπών (δύο διακόπτες σε κάθε ζεύγος κλείνουν και ανοίγουν ταυτόχρονα). Ένα από τα δύο ζεύγη διακοπών είναι πάντοτε κλειστό.

Τα σήματα μετάβασης παράγονται από τη σύγκριση μιας τριγωνικής κυματομορφής με τη συχνότητα μετάβασης (u_{tri}) με την τάση ελέγχου $u_{control}$. Όταν $u_{control} > u_{tri}$, κλείνουν οι TA+ και TB-. Διαφορετικά, κλείνουν οι TA- και TB+. Οι λόγοι D των διακοπών μπορούν να βρεθούν από τις κυματομορφές το σχήμα 2.8(α) με αυθαίρετη επιλογή της αρχής του χρόνου, όπως φαίνεται στην εικόνα:

$$v_{tri} = V_{tri} * \frac{t}{T_s/4} \quad 0 < t < \frac{1}{4} T_s \quad (2.8)$$

Για $t=t_1$ στο σχήμα 2.8(α), η u_{tri} ισούται με τη $u_{control}$. Επομένως, από την Εξ.2.8, προκύπτει

$$t_1 = \frac{u_{control}}{V_{tri}} * \frac{T_s}{4} \quad (2.9)$$



Σχήμα 2.8 Διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου.

Μελετώντας την εικόνα 2.8 βρίσκεται ότι η διάρκεια t_{on} , κατά την οποία το ζεύγος διακοπών 1 (TA+, TB-) είναι κλειστό, είναι

$$t_{on} = 2 * t_1 + \frac{1}{2} * T_s \quad (2.10)$$

Επομένως, από την Εξ.2,10, προκύπτει ο λόγος D_1

$$D_1 = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{2 * t_1 + \frac{1}{2} * T_s}{T_s} = 2 * \left(\frac{t_1}{T_s} + \frac{1}{4} \right) = 2 * \left(1 + \frac{v_{control}}{V_{tri}} \right) \quad (TA+, TB-) \quad (2.11)$$

Έτσι, ο λόγος D_2 του ζεύγους διακοπών 2 (TA-, TB+) είναι

$$D_2=1-D_1$$

$$(TB+, TA-)$$

$$(2.12)$$

Χρησιμοποιώντας τους προηγούμενους λόγους D, μπορούν να βρεθούν οι V_{AN} και V_{BN} της εικόνας 2.8, από τις Εξ.2.6 και Εξ.2.7 αντίστοιχα. Άρα,

$$V_o = V_{AN} - V_{BN} = D_1 * V_d - D_2 * V_d = (2 * D_1 - 1) V_d \quad (2.13)$$

Αντικαθιστώντας το D, από την Εξ.2-11 στην Εξ.2-13, έχουμε

$$V_o = \frac{V_d}{V_{tri}} v_{control} = k v_{control} \quad (2.14)$$

όπου $k = V_d/V_{tri} =$ σταθερά. Η εξίσωση αυτή δείχνει ότι στον μετατροπέα με αυτήν τη διαμόρφωση η μέση τάση εξόδου μεταβάλλεται γραμμικά με το σήμα ελέγχου, όπως σ' ένα γραμμικό ενισχυτή.

Η κυματομορφή της τάσης εξόδου u_o στο σχήμα 2.8(δ), δείχνει ότι η τάση μεταβάλλεται μεταξύ της $+V_d$ και της $-V_d$. Αυτός είναι ο λόγος για τον οποίο αυτή η στρατηγική μετάβασης αναφέρεται ως "διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου".

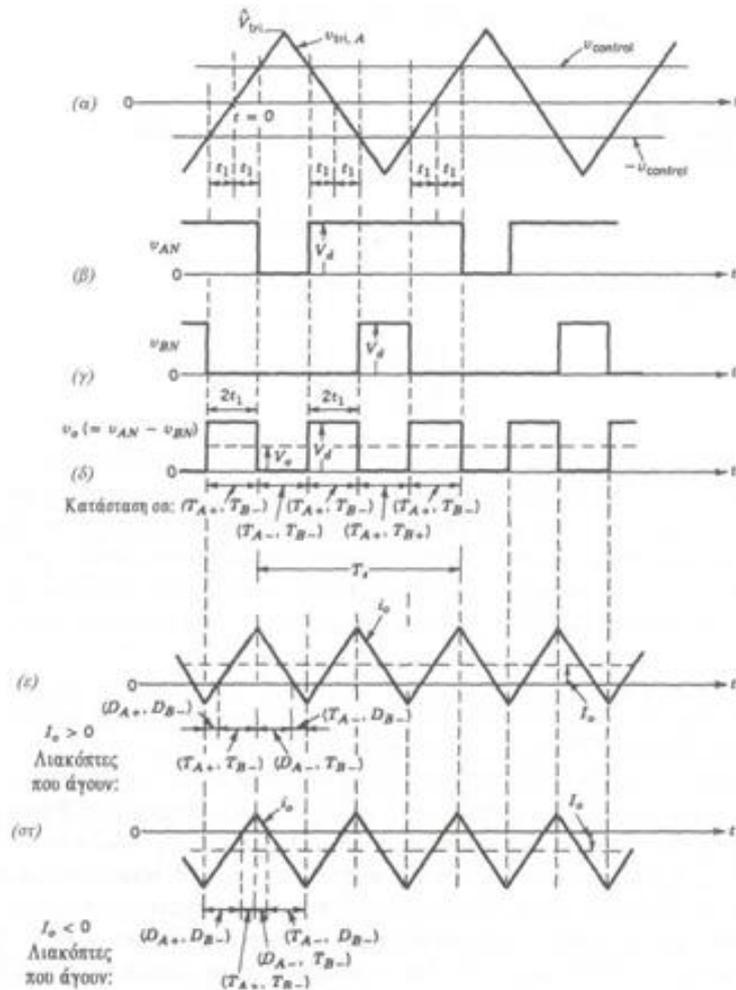
Πρέπει επίσης να σημειωθεί ότι ο λόγος D στην Εξ.2.11 μπορεί να μεταβάλλεται μεταξύ του 0 και του 1, ανάλογα με το πλάτος και την πολικότητα της $u_{control}$. Επομένως, η V_d μπορεί να μεταβάλλεται συνεχώς στην περιοχή από $-V_d$ μέχρι $+V_d$. Εδώ, επειδή αγνοείται ο κενός χρόνος, η τάση εξόδου του μετατροπέα είναι ανεξάρτητη από το ρεύμα εξόδου i_o .

Το μέσο ρεύμα εξόδου i_o μπορεί να είναι είτε θετικό είτε αρνητικό. Για μικρές τιμές του i_o , το i_o , κατά τη διάρκεια μιας περιόδου, μπορεί να είναι, τόσο θετικό, όσο και αρνητικό. Αυτό φαίνεται στο Σχ.2-8ε για $i_o > 0$, όπου η μέση ροή ισχύος είναι από τη V_o προς τη V_d και στο Σχ.2-8στ για $i_o < 0$, όπου η μέση ροή ισχύος είναι από τη V_o προς τη V_d .

2.3 Διαμόρφωση PWM με Μονοπολική Τάση Εξόδου.

Μια εξέταση του σχήματος 2.7 δείχνει ότι, ανεξάρτητα από τη φορά του i_o , αν είναι κλειστοί ταυτόχρονα οι διακόπτες $TA+$ και $TB+$, τότε $u_o=0$. Παρόμοια, $u_o=0$, αν είναι κλειστοί ταυτόχρονα οι διακόπτες $TA-$ και $TB-$. Η ιδιότητα αυτή μπορεί να αξιοποιηθεί για τη βελτίωση της κυματομορφής της τάσης εξόδου.

Στο σχήμα 2.9, για τον καθορισμό των σημάτων μετάβασης των σκελών A και B, συγκρίνεται μια τριγωνική κυματομορφή με τις τάσεις ελέγχου $u_{control}$ και $-u_{control}$ αντίστοιχα. Η σύγκριση των $u_{control}$ και u_{tri} ελέγχει τους διακόπτες του σκέλους A, ενώ οι διακόπτες του σκέλους B ελέγχονται με σύγκριση των $-u_{control}$ και u_{tri} κατά τον ακόλουθο τρόπο:



Εικόνα 2.9 Διαμόρφωση PWM με μονοπολική τάση εξόδου.

- $TA+$: κλειστός, αν $u_{control} > U_{tri}$ (2.15)

και

- $TB+$: κλειστός, αν $-u_{control} > U_{tri}$ (2.16)

Οι τάσεις εξόδου κάθε σκέλους και η u_o φαίνονται στο σχήμα 2.9. Εξετάζοντας το σχήμα 2.9 και συγκρίνοντας το με το σχήμα 2.8, φαίνεται ότι ο λόγος D_1 του διακόπτη $TA+$ δίνεται από την Εξ. 2-11 της προηγούμενης στρατηγικής μετάβασης. Παρόμοια, ο λόγος D_2 του διακόπτη $TB+$ δίνεται από την Εξ.2-12, δηλαδή,

$$D_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{v_{control}}{V_{tri}} + 1 \right) TA+$$

και

$$D_2 = 1 - D_1, TB+ \tag{2.17}$$

Επομένως, από την Εξ.2-13, η οποία ισχύει και σ' αυτήν την περίπτωση, έχουμε

$$V_o = (2 D_1 - 1) V_d \frac{V_d}{V_{tri}} v_{control} \tag{2.18}$$

Έτσι, η μέση τάση εξόδου V_o σ' αυτήν τη διάταξη μετάβασης είναι η ίδια, όπως στη διάταξη μετάβασης με διπολική τάση και μεταβάλλεται γραμμικά με τη $U_{control}$.

Στα σχήματα 2.9(ε) και 2.9(στ) δίνονται οι κυματομορφές των ρευμάτων και οι διακόπτες που άγουν για $I_o > 0$ και $I_o < 0$ αντίστοιχα, όπου η V_o είναι θετική και στις δύο περιπτώσεις.

Αν οι συχνότητες μετάβασης των διακοπών είναι οι ίδιες σ' αυτές τις δύο στρατηγικές PWM, τότε η μετάβαση με μονοπολική τάση οδηγεί σε μια καλύτερη κυματομορφή της τάσης εξόδου και σε μια καλύτερη απόκριση συχνότητας, επειδή διπλασιάζεται η "ενεργός" συχνότητα μετάβασης της κυματομορφής της τάσης εξόδου και μειώνεται η κυμάτωση.

2.4 ΟΙ ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΟΙ ΔΙΑΚΟΠΤΕΣ ΙΣΧΥΟΣ ΤΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ

2.4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στην αγορά υπάρχουν πολλά είδη ημιαγωγικών στοιχείων με διαφορετικά χαρακτηριστικά και συμπεριφορά. Παρακάτω θα αναφερθούν τα πιο σημαντικά είδη ημιαγωγικών διακοπών ισχύος τα οποία και θα περιγραφούν συνοπτικά. Θα εξηγηθούν οι λόγοι που επιλέχτηκαν τα τρανζίστορ μεταλλικών οξειδίων ημιαγωγών με επίδραση πεδίου (MOSFET).

2.4.2 ΕΙΔΗ ΚΑΙ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΩΝ ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

Οι πιο σημαντικοί ημιαγωγικοί διακόπτες ισχύος που υπάρχουν είναι οι εξής:

1. Δίοδοι.
2. Θυρίστορ.
3. Διπολικά τρανζίστορ επαφής (BJT) και μονολιθικά (darlington).
4. Τρανζίστορ μεταλλικών οξειδίων ημιαγωγών με επίδραση πεδίου (MOSFET).
5. Θυρίστορ με σβέση ελεγχόμενη από την πύλη (GTO).
6. Διπολικά τρανζίστορ με μονωμένη πύλη (IGBT).
7. Ελεγχόμενα MOS θυρίστορ (MCT).

2.4.2.1 ΔΙΟΔΟΙ

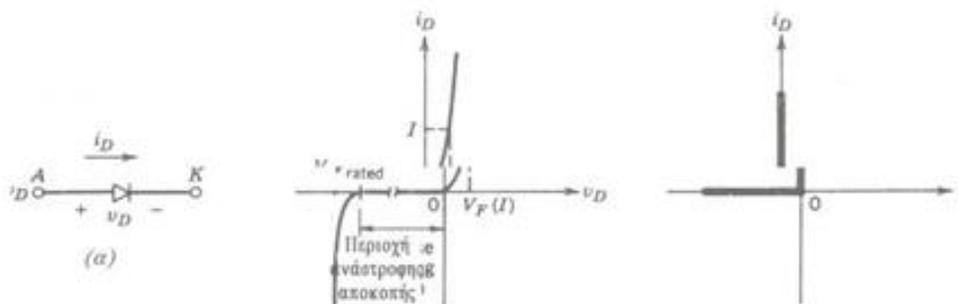
Η δίοδος όπως μπορούμε να δούμε από τα παρακάτω σχήματα και τις χαρακτηριστικές της διόδου, Όταν είναι ορθά πολωμένη, αρχίζει να άγει (κλείνει) με μια μικρή πτώση τάση στα άκρα της, της τάξης του 1 V. Όταν η δίοδος είναι ανάστροφα πολωμένη, και μέχρι η τάση στα άκρα της να γίνει ίση με την ανάστροφη τάση διάσπασης, διαρρέεται μόνο από ένα πολύ μικρό ρεύμα διαρροής. Κατά την κανονική λειτουργία της διόδου, η ανάστροφη τάση πόλωσης δεν θα πρέπει να φτάνει την ονομαστική τιμή της τάσης διάσπασης.

Λαμβάνοντας υπόψη τα πολύ μικρά ρεύματα διαρροής στην κατάσταση αποκοπής (ανάστροφη πόλωση) και τη μικρή πτώση τάσης στην κατάσταση αγωγιμότητας (ορθή πόλωση) σε σύγκριση με τις τάσεις και τα ρεύματα λειτουργίας του κυκλώματος στο οποίο χρησιμοποιείται η δίοδος, η $i-v$ χαρακτηριστική της διόδου μπορεί να εξιδανικευτεί, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.10(γ). Η ιδανική αυτή χαρακτηριστική μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την ανάλυση της τοπολογίας του μετατροπέα, αλλά δεν θα έπρεπε να χρησιμοποιηθεί για τη σχεδίαση του στην πράξη, για παράδειγμα, κατά τον υπολογισμό των απαιτήσεων απαγωγής θερμότητας για τη διάταξη.

Κατά το κλείσιμο, η δίοδος μπορεί να θεωρηθεί ιδανικός διακόπτης, επειδή μεταβαίνει γρήγορα σε σύγκριση με τα μεταβατικά φαινόμενα που εμφανίζονται στο κύκλωμα ισχύος. Κατά το άνοιγμα όμως, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.10, το ρεύμα της διόδου αναστρέφεται για κάποιο χρονικό διάστημα, πριν μηδενιστεί. Το χρονικό διάστημα αυτό ονομάζεται χρόνος ανάστροφης αποκατάστασης (reverse recovery time) t^r . Αυτό το αρνητικό ρεύμα ανάστροφης αποκατάστασης απαιτείται για να εξαλείψει την

περίσσεια φορέων στη δίοδο και να της επιτρέψει την αποκοπή. Σε επαγωγικά κυκλώματα, το ρεύμα ανάστροφης αποκατάστασης μπορεί να οδηγήσει σε υπερτάσεις.

Στα περισσότερα κυκλώματα, αυτό το ανάστροφο ρεύμα δεν επηρεάζει τη χαρακτηριστική εισόδου/εξόδου του μετατροπέα και έτσι η δίοδος μπορεί και πάλι να θεωρηθεί ιδανική κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας.



Σχήμα 2.10 Δίοδος: (α) σύμβολο, (β) i - v χαρακτηριστική, (γ) ιδανική χαρακτηριστική.

Για να ικανοποιηθούν οι απαιτήσεις των εφαρμογών, διατίθενται διάφορα είδη διόδων:

- Δίοδοι Schottky. Οι δίοδοι αυτές χρησιμοποιούνται εκεί όπου απαιτείται μικρή ορθή πτώση τάσης (τυπική τιμή 0,3 V), δηλαδή σε κυκλώματα με πολύ μικρή τάση εξόδου. Αυτές οι δίοδοι έχουν περιορισμένες τάσεις διάσπασης μέχρι 50-100 V.
- Δίοδοι ταχείας αποκατάστασης. Αυτές σχεδιάζονται για χρήση σε κυκλώματα υψηλής συχνότητας σε συνδυασμό με ελεγχόμενους διακόπτες, όπου απαιτείται μικρός χρόνος ανάστροφης αποκατάστασης. Στα επίπεδα ισχύος αρκετών εκατοντάδων volt και αρκετών εκατοντάδων amperes, τέτοιες δίοδοι έχουν ονομαστικούς χρόνους t_{tr} μικρότερους από μερικά μsec .
- Δίοδοι συχνότητας δικτύου. Η τάση (πτώση τάσης) αγωγιμότητας αυτών των διόδων σχεδιάζεται, ώστε να είναι η μικρότερη δυνατή και κατά συνέπεια έχουν μεγαλύτερους χρόνους t_{tr} , που είναι αποδεκτοί μόνο για εφαρμογές στη συχνότητα του δικτύου. Οι δίοδοι αυτές διατίθενται με ονομαστικές τάσεις διάσπασης αρκετών kV και ονομαστικά ρεύματα αρκετών kA. Επιπλέον, μπορούν να συνδεθούν σε σειρά ή και παράλληλα, για να ικανοποιήσουν οποιαδήποτε απαίτηση τάσης και ρεύματος.

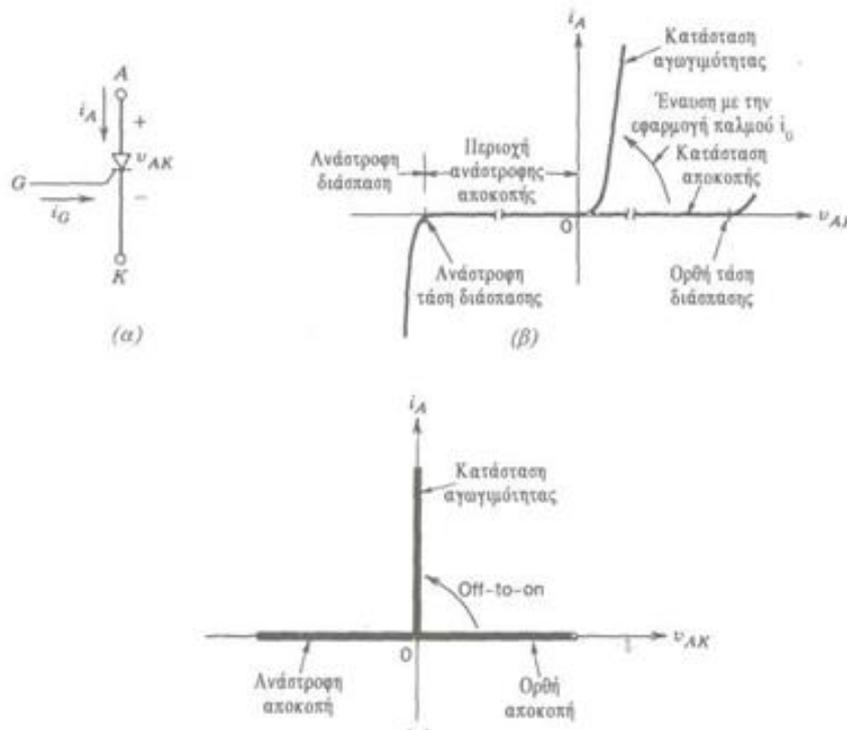
2.4.2.2 ΘΥΡΙΣΤΟΡ

Το κυκλωματικό σύμβολο του θυρίστορ και η i - v χαρακτηριστική του δίνονται στο σχήμα 2.11(α) και 2.11(β) αντίστοιχα. Το κύριο ρεύμα ρέει από την άνοδο (A) προς την κάθοδο (K). Στην κατάσταση αποκοπής, το θυρίστορ μπορεί να αποκόπτει μια ορθή τάση και να μην άγει, όπως φαίνεται από το τμήμα αποκοπής της i - v χαρακτηριστικής του σχήματος 2.11(β).

Το θυρίστορ μπορεί να κλείσει με την εφαρμογή ενός σύντομου θετικού παλμού ρεύματος στην πύλη, με την προϋπόθεση ότι είναι σε κατάσταση ορθής αποκοπής (ορθά πολωμένο). Η σχέση ρεύματος-τάσης που προκύπτει φαίνεται στο τμήμα αγωγιμότητας της i - v χαρακτηριστικής του σχήματος 2.11(β). Η ορθή πτώση τάσης στο θυρίστορ, όταν αυτό είναι κλειστό, είναι μόνο μερικά volt (τυπικά 1 ως 3 V ανάλογα με την ονομαστική τιμή της τάσης διάσπασης του στοιχείου).

Εφόσον το θυρίστορ κλείσει, παραμένει κλειστό και το ρεύμα της πύλης μπορεί να πάψει να εφαρμόζεται. Το θυρίστορ δεν μπορεί να ανοίξει από την πύλη και άγει όπως η δίοδος. Το θυρίστορ ανοίγει και το ρεύμα του μηδενίζεται μόνο όταν το ρεύμα άνοδου τείνει να γίνει αρνητικό, υπό την επίδραση του κυκλώματος μέσα στο οποίο βρίσκεται. Αυτό επιτρέπει στην πύλη να ανακτήσει τον έλεγχο, για να κλείσει και πάλι το θυρίστορ σε κάποια ελεγχόμενη χρονική στιγμή, εφόσον αυτό επανέλθει σε κατάσταση ορθής αποκοπής.

Σε ανάστροφη πόλωση και τάσεις κάτω από την ανάστροφη τάση διάσπασης, μόνο ένα ασήμαντα μικρό ρεύμα διαρροής περνάει από το θυρίστορ όπως φαίνεται στο σχήμα παρακάτω.



Σχήμα 2.11 Θυρίστορ: (α) σύμβολο, (β) *i-v* χαρακτηριστικές, (γ) ιδανικές χαρακτηριστικές.

2.4.2.3 ΔΙΠΟΛΙΚΑ TRANSISTOR ΕΠΑΦΗΣ (BJT) ΚΑΙ ΜΟΝΟΛΙΘΙΚΑ DARLINGTON (MD)

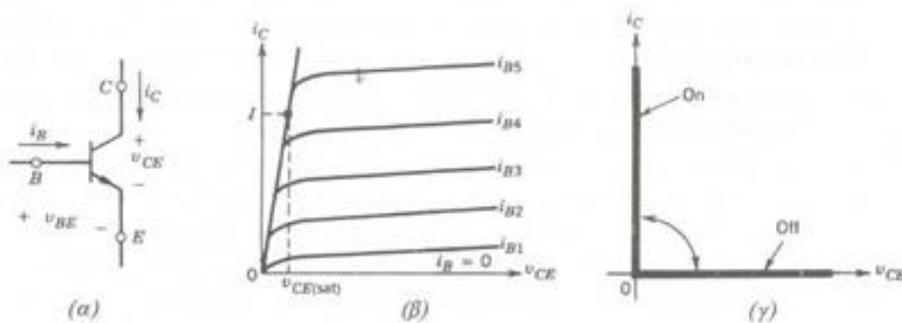
Το κυκλωματικό σύμβολο του NPN διπολικού τρανζίστορ επαφής δίνεται στο σχήμα 2.12(α) και οι *i-v* στατικές χαρακτηριστικές του στο σχήμα 2.12(β). Όπως φαίνεται στις *i-v* χαρακτηριστικές, ένα επαρκώς μεγάλο ρεύμα βάσης (εξαρτώμενο από το ρεύμα του συλλέκτη) φέρνει το στοιχείο σε κατάσταση πλήρους αγωγιμότητας. Για να γίνει αυτό, απαιτείται από το κύκλωμα ελέγχου η παροχή ενός ρεύματος βάσης επαρκώς μεγάλου, ώστε να ισχύει η σχέση

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} \quad (2.19)$$

όπου h_{FE} είναι το dc κέρδος ρεύματος του στοιχείου.

Η τάση αγωγιμότητας $V_{CE(sat)}$ των τρανζίστορ ισχύος είναι συνήθως της τάξης των 1 -2 V, έτσι ώστε οι απώλειες ισχύος αγωγιμότητας στο BJT να είναι αρκετά μικρές. Οι ιδανικές *i-v* χαρακτηριστικές του BJT κατά τη διακοπτική του λειτουργία δίνονται στο σχήμα 2.12(γ).

Τα BJT είναι διατάξεις ελεγχόμενες από ρεύμα και το ρεύμα της βάσης πρέπει να τροφοδοτείται συνεχώς για να τα κρατάει σε κατάσταση αγωγιμότητας. Το dc κέρδος ρεύματος h_{FE} των τρανζίστορ υψηλής ισχύος είναι συνήθως μόνο 5-10 και έτσι τα στοιχεία αυτά συνδέονται μερικές φορές σε συνδεσμολογία Darlington ή τριπλό Darlington ώστε να επιτευχθεί μεγαλύτερο κέρδος ρεύματος. Η συνδεσμολογία αυτή παρουσιάζει κάποια μειονεκτήματα, όπως είναι οι ελαφρά υψηλότερες τιμές της τάσης αγωγιμότητας $V_{CE(sat)}$ και οι χαμηλότερες ταχύτητες μετάβασης.



Σχήμα 2.12 Διπολικό τρανζίστορ επαφής (BJT): (α) σύμβολο, (β) i - v χαρακτηριστικές, (γ) ιδανικές χαρακτηριστικές.

2.4.2.4 ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΜΕΤΑΛΛΙΚΩΝ ΟΞΕΙΔΙΩΝ ΗΜΙΑΓΩΓΩΝ ΜΕ ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΠΕΔΙΟΥ (MOSFET)

Το κυκλωματικό σύμβολο του τρανζίστορ MOSFET n -καναλιού δίνεται στο σχήμα 2.13(α). Το ημιαγωγό αυτό στοιχείο είναι μια διάταξη ελεγχόμενη από τάση, όπως φαίνεται από τις i - v χαρακτηριστικές του σχήματος 2.13(β). Η διάταξη είναι σε πλήρη αγωγιμότητα και προσεγγίζει έναν κλειστό διακόπτη, όταν η τάση πύλης-πηγής είναι επαρκώς υψηλή. Το MOSFET είναι σε κατάσταση αποκοπής, όταν η τάση πύλης-πηγής είναι χαμηλότερη από την τιμή κατωφλίου (gate-source threshold voltage) $V_{cs(th)}$. Οι ιδανικές χαρακτηριστικές της διάταξης κατά τη διακοπτική της λειτουργία δίνονται στο σχήμα 2.13(γ).

Τα MOSFET απαιτούν τη συνεχή εφαρμογή μιας τάσης κατάλληλου μεγέθους μεταξύ της πύλης (gate) και της πηγής (source) για να βρίσκονται σε κατάσταση αγωγιμότητας. Από την πύλη δεν περνά ρεύμα, παρά μόνο κατά τις μεταβάσεις σβέσης και έναυσης, όταν η χωρητικότητα της πύλης φορτίζεται ή εκφορτίζεται. Οι χρόνοι μετάβασης είναι πολύ μικροί, από μερικές δεκάδες έως μερικές εκατοντάδες nsec, ανάλογα με το είδος του στοιχείου.

Η αντίσταση αγωγιμότητας $r_{DS(on)}$ του MOSFET μεταξύ του απαγωγού (drain) και της πηγής αυξάνεται γρήγορα με την ονομαστική τιμή της τάσης αποκοπής. Σε ανηγμένες ανά μονάδα (per unit, pu) μονάδες, η αντίσταση αγωγιμότητας μπορεί να εκφραστεί ως συνάρτηση της ονομαστικής τάσης αποκοπής BV_{DS} ως

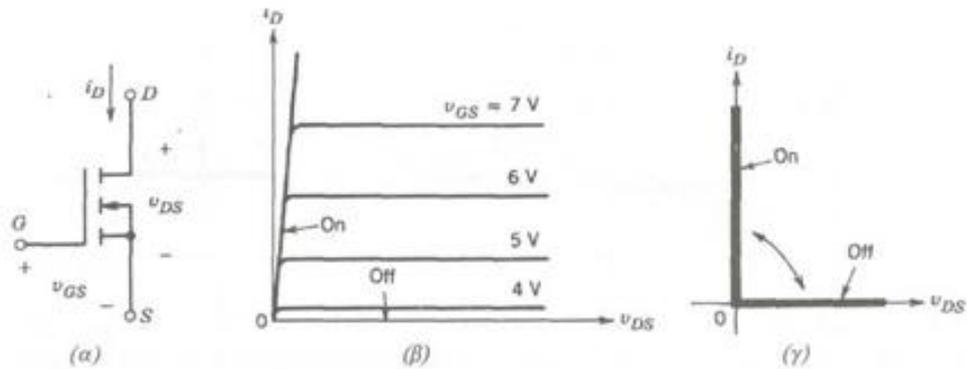
$$r_{DS(on)} = kBV_{DSS}^{2.5-2.7} \quad (2.20)$$

όπου k είναι μια σταθερά που εξαρτάται από τη γεωμετρία της διάταξης. Για τον λόγο αυτό στην αγορά διατίθενται μόνο MOSFET με χαμηλές ονομαστικές τάσεις, που έχουν χαμηλή αντίσταση αγωγιμότητας και κατά συνέπεια μικρές απώλειες αγωγιμότητας.

Ωστόσο, εξαιτίας της μεγάλης ταχύτητας μετάβασης τους, οι απώλειες μετάβασης μπορούν να είναι μικρές. Από την άποψη συνολικών απωλειών ισχύος, τα MOSFET των 300-400 V συναγωνίζονται τα διπολικά τρανζίστορ μόνο αν η συχνότητα μετάβασης είναι μεγαλύτερη των 30-100 kHz. Παρόλα αυτά, δεν μπορεί να οριστεί αυστηρά το όριο συχνότητας, επειδή εξαρτάται από τις τάσεις λειτουργίας και οι χαμηλές τάσεις ευνοούν τα MOSFET.

Τα MOSFET διατίθενται με ονομαστικές τάσεις μεγαλύτερες από 1000 V, αλλά με μικρά ονομαστικά ρεύματα, και με ονομαστικά ρεύματα μέχρι τα 100 A σε μικρές ονομαστικές τάσεις. Η μέγιστη τάση πύλης-πηγής είναι ± 20 V, αν και διατίθενται MOSFET που μπορούν να ελέγχονται με σήματα των 5 V.

Τα MOSFET παραλληλίζονται εύκολα, γιατί η αντίσταση αγωγιμότητας τους έχει θετικό θερμοκρασιακό συντελεστή. Αυτό προκαλεί θέρμανση του στοιχείου που άγει το υψηλότερο ρεύμα και έτσι το αναγκάζει να μοιραστεί εξίσου το ρεύμα του με τα άλλα MOSFET.

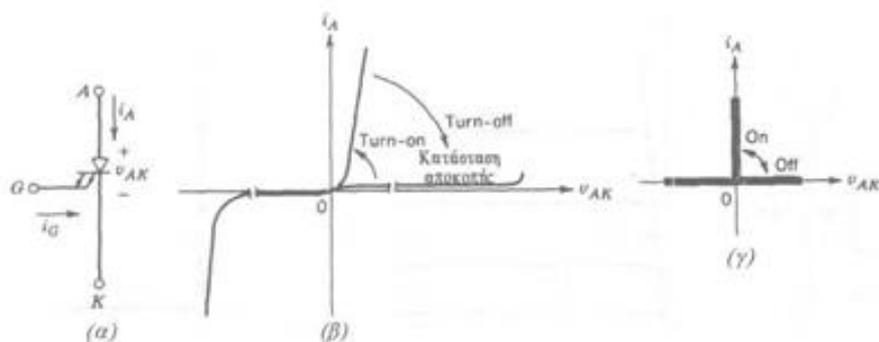


Σχήμα 2.13 Τρανζίστορ MOSFET n-καναλιού: (α) σύμβολο, (β) i - v χαρακτηριστικές, (γ) ιδανικές χαρακτηριστικές.

2.4.2.5 ΘΥΡΙΣΤΟΡ ΜΕ ΣΒΕΣΗ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΑΠΟ ΤΗΝ ΠΥΛΗ (GTO)

Το κυκλωματικό σύμβολο του θυρίστορ με έλεγχο της σβέσης από την πύλη (gate-turn-off θυρίστορ, GTO θυρίστορ, GTO) δίνεται στο σχήμα 2.14(α) και οι στατικές i - v χαρακτηριστικές του στο σχήμα 2.14(β). Όπως το θυρίστορ, το GTO μπορεί να κλείσει με ένα σύντομο παλμό ρεύματος στην πύλη και αφού κλείσει, μπορεί να παραμείνει κλειστό χωρίς να απαιτείται πλέον ρεύμα στην πύλη. Ωστόσο, αντίθετα με το θυρίστορ, το GTO μπορεί να ανοίξει με την εφαρμογή μιας αρνητικής τάσης μεταξύ της πύλης και της καθόδου και έτσι να προκαλέσει τη ροή ενός αρκετά μεγάλου αρνητικού ρεύματος στην πύλη. Αυτό το αρνητικό ρεύμα πύλης αρκεί να διαρκέσει μόλις μερικά μs (κατά τη διάρκεια της σβέσης), αλλά πρέπει να έχει πολύ μεγάλο πλάτος, τυπικά ίσο με το ένα τρίτο του ρεύματος ανόδου κατά τη σβέση. Τα GTO μπορούν να αποκόψουν ανάστροφες τάσεις των οποίων το μέγεθος εξαρτάται από τις λεπτομέρειες της σχεδίασης του GTO. Οι ιδανικές χαρακτηριστικές του GTO κατά τη διακοπτική του λειτουργία δίνονται στο σχήμα 2.14(γ).

Παρά το ότι το GTO είναι ένας ελεγχόμενος διακόπτης στην ίδια κατηγορία με τα MOSFET και τα BJT, η μετάβαση της σβέσης του είναι διαφορετική από αυτήν του Σχ.2.6(β). Αυτό συμβαίνει επειδή τα διαθέσιμα προς το παρόν GTO δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν για επαγωγική σβέση εκτός κι αν στα άκρα του GTO συνδεθεί ένα κύκλωμα εξωτερικής προστασίας (snubber). Η ανάγκη αυτή προκύπτει από το γεγονός ότι τα σημερινά GTO δεν μπορούν να αντέξουν το μεγάλο dv/dt που συνοδεύει την επαγωγική σβέση. Επομένως, για να μειωθεί το dv/dt κατά τη σβέση, πρέπει να χρησιμοποιηθεί στα άκρα του GTO ένα κύκλωμα που αποτελείται από R, C, και D. Οι κυματομορφές που προκύπτουν, το dv/dt μειώνεται σημαντικά σε σύγκριση με το dv/dt που θα προέκυπτε χωρίς το κύκλωμα εξωτερικής προστασίας κατά τη σβέση (turn-off snubber). Η τάση αγωγιμότητας (2-3 V) ενός GTO είναι ελαφρά υψηλότερη από εκείνες των θυρίστορ. Οι ταχύτητες μετάβασης των GTO είναι από μερικά μέχρι 25 μs . Εξαιτίας της ικανότητας του για διαχείριση υψηλών τάσεων (μέχρι 4,5 kV) και μεγάλων ρευμάτων (μέχρι μερικά kA), το GTO χρησιμοποιείται όταν χρειάζεται ένας διακόπτης για υψηλές τάσεις και μεγάλα ρεύματα σε συχνότητες μετάβασης από μερικές εκατοντάδες Hz μέχρι 10 kHz.

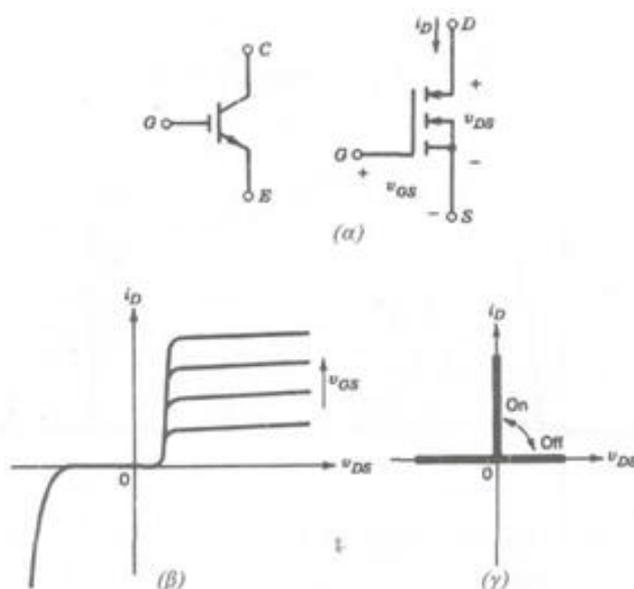


Σχήμα 2.14 Θυρίστορ με σβέση ελεγχόμενη από την πύλη (GTO): (α) σύμβολο, (β) i - v χαρακτηριστικές, (γ) ιδανικές χαρακτηριστικές.

2.4.2.6 ΔΙΠΟΛΙΚΑ TRANSISTOR ΜΕ ΜΟΝΩΜΕΝΗ ΠΥΛΗ (IGBT)

Το κυκλωματικό σύμβολο του διπολικού τρανζίστορ με μονωμένη πύλη (insulated gate bipolar transistor, IGBT) δίνεται στο σχήμα 2.15(α) και οι i - v χαρακτηριστικές του στο σχήμα 2.15(β). Τα IGBT έχουν κάποια από τα πλεονεκτήματα του MOSFET, του BJT και του GTO συνδυασμένα. Παρόμοια με το MOSFET, το IGBT έχει μεγάλη σύνθετη αντίσταση πύλης και έτσι απαιτείται μια μικρή μόλις ποσότητα ενέργειας για τη μετάβαση του. Όπως το BJT, το IGBT έχει μικρή τάση αγωγιμότητας, ακόμη και σε στοιχεία με μεγάλες ονομαστικές τάσεις αποκοπής (για παράδειγμα, $V_{on} = 2-3$ V σε ένα στοιχείο των 1000 V). Παρόμοια με το GTO, τα IGBT μπορούν να σχεδιαστούν για να αποκόψουν ανάστροφες τάσεις, όπως φαίνεται από τις ιδανικές διακόπτες χαρακτηριστικές τους στο σχήμα 2.15(γ).

Τα IGBT έχουν χρόνους έναυσης και σβέσης της τάξης του 1 μsec και διατίθενται με μεγάλες ονομαστικές τιμές τάσης και ρεύματος, όπως 1700 V και 1200 A, ενώ μελετούνται και με ονομαστικές τάσεις μέχρι 2-3 kV.



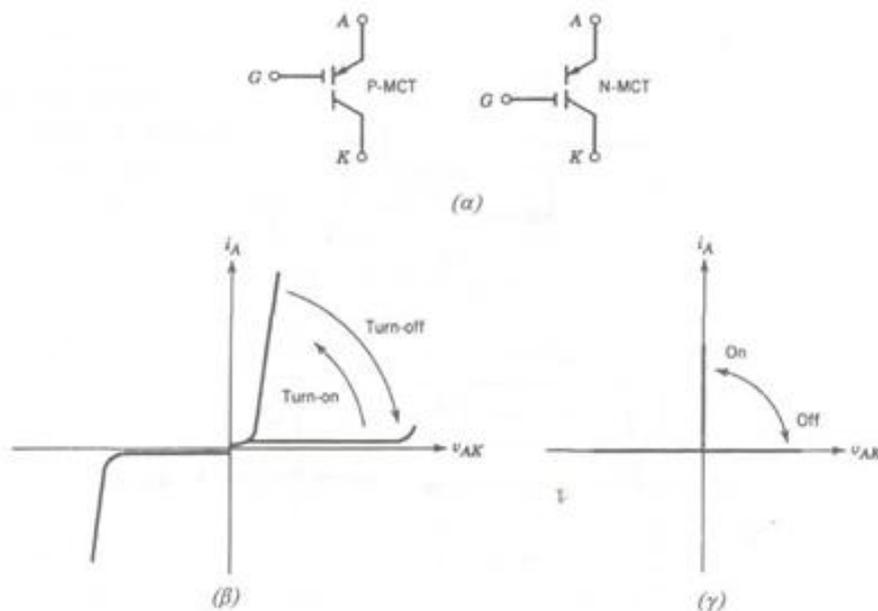
Σχήμα 2.15 Διπολικό transistor με μονωμένη πύλη (IGBT): (α) σύμβολο, (β) i - v χαρακτηριστικές, (γ) ιδανικές χαρακτηριστικές.

2.4.2.7 ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΑ MOS THRUSTER (MCT)

Το ελεγχόμενο MOS θυρίστορ (MOS-controlled thyristor, MCT) είναι ένα νέο ημιαγωγικό στοιχείο, που μόλις έχει εμφανιστεί στο εμπόριο. Τα κυκλωματικά του σύμβολα δίνονται στο σχήμα 2.16(α) και οι i - v χαρακτηριστικές του στο σχήμα 2.16(β). Τα δύο λίγο διαφορετικά σύμβολα για το MCT δηλώνουν το αν το στοιχείο είναι P-MCT ή N-MCT. Η διαφορά μεταξύ τους προκύπτει από τις διαφορετικές θέσεις των ακροδεκτών ελέγχου.

Από τις i - v χαρακτηριστικές, είναι φανερό ότι το MCT έχει πολλές από τις ιδιότητες του GTO, ανάμεσα στις οποίες χαμηλή πτώση τάσης στην κατάσταση αγωγιμότητας σε σχετικά υψηλά ρεύματα και μια χαρακτηριστική μανδάλωσης (το MCT παραμένει κλειστό ακόμη κι αν πάψει να εφαρμόζεται η διέγερση στην πύλη). Το MCT είναι μια διάταξη ελεγχόμενη από τάση, όπως το MOSFET και το IGBT, και απαιτείται περίπου η ίδια ενέργεια για να προκαλέσει τη μετάβαση του, όπως για ένα MOSFET ή ένα IGBT. Το MCT έχει δύο κυρία πλεονεκτήματα σε σχέση με το GTO: (α) πολύ απλούστερες απαιτήσεις διέγερσης (δεν απαιτείται μεγάλο αρνητικό ρεύμα πύλης για τη σβέση όπως στο GTO) και (β) μεγαλύτερες ταχύτητες μετάβασης (χρόνοι έναυσης και σβέσης μερικών μsec). Τα MCT έχουν μικρότερες πτώσεις τάσης στην κατάσταση αγωγιμότητας σε σύγκριση με τα IGBT παρόμοιων προδιαγραφών και διατίθενται

προς το παρόν με ονομαστικές τάσεις μέχρι 1500 V και ονομαστικά ρεύματα από 50 μέχρι μερικές εκατοντάδες A. Στοιχεία με ονομαστικές τάσεις 2500 - 3000 V έχουν παρουσιαστεί σε πρωτότυπα και θα διατίθενται σύντομα. Τα ονομαστικά ρεύματα μεμονωμένων MCT είναι σημαντικά μικρότερα από εκείνα των GTO, επειδή τα μεμονωμένα MCT δεν μπορούν να γίνουν τόσο μεγάλα σε επιφάνεια διατομής όσο τα GTO, εξαιτίας της πιο σύνθετης δομής τους.



Σχήμα 2.16 Ελεγχόμενο MOS θυρίστορ (MCT): (α) κυκλωματικά σύμβολα, (β) i - v χαρακτηριστικές, (γ) ιδανικές χαρακτηριστικές.

2.5 ΕΠΙΘΥΜΗΤΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΩΝ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΩΝ ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ

Όπως αναφέρθηκε στην εισαγωγή, αρκετά είδη ημιαγωγών ισχύος, όπως τα BJT, τα MOSFET, τα GTO και τα IGBT, μπορούν να κλείνουν και να ανοίγουν με σήματα ελέγχου που εφαρμόζονται στον ακροδέκτη ελέγχου του στοιχείου. Όταν ο διακόπτης είναι ανοιχτός δεν ρέει καθόλου ρεύμα, ενώ όταν είναι κλειστός το ρεύμα μπορεί να ρέει μόνο κατά τη φορά του βέλους. Ο ιδανικός ελεγχόμενος διακόπτης έχει τα ακόλουθα χαρακτηριστικά:

1. Όταν είναι ανοιχτός, αποκόπτει αυθαίρετα υψηλές ορθές και ανάστροφες τάσεις και δεν διαρρέεται από ρεύμα.
2. Όταν είναι κλειστός, άγει αυθαίρετα υψηλά ρεύματα με μηδενική πτώση τάσης στα άκρα του.
3. Όταν διεγερθεί μεταβαίνει ακαριαία από την κατάσταση αγωγιμότητας στην κατάσταση αποκοπής και αντίστροφα.
4. Για να διεγερθεί ο διακόπτης, απαιτείται μηδαμινή ισχύς από την πηγή ελέγχου.

σ' έναν ελεγχόμενο διακόπτη όμως τα επιθυμητά χαρακτηριστικά είναι τα ακόλουθα:

1. Μικρό ρεύμα διαρροής στην κατάσταση αποκοπής.
2. Μικρή τάση αγωγιμότητας V_{on} , για την ελαχιστοποίηση των απωλειών ισχύος κατά την κατάσταση αγωγιμότητας.
3. Μικροί χρόνοι έναυσης και σβέσης. Αυτό θα επιτρέψει τη χρήση της διάταξης σε υψηλές συχνότητες μετάβασης.
4. Μεγάλες τιμές ορθής και ανάστροφης τάσης αποκοπής. Αυτό θα ελαχιστοποιήσει την ανάγκη σύνδεσης αρκετών ημιαγωγικών στοιχείων σε σειρά, η οποία περιπλέκει τον έλεγχο και την προστασία των διακοπών. Ακόμη, τα περισσότερα από τα είδη των ημιαγωγικών στοιχείων έχουν μια ελάχιστη τάση αγωγιμότητας, ανεξάρτητα από την τιμή της τάσης αποκοπής τους. Μια σύνδεση τέτοιων στοιχείων σε σειρά θα οδηγούσε σε μια υψηλότερη συνολική τάση

αγωγιμότητας και κατά συνέπεια σε υψηλότερες απώλειες αγωγιμότητας. Στα περισσότερα (αλλά όχι σε όλα) κυκλώματα μετατροπών, τοποθετείται μια δίοδος στα άκρα του ελεγχόμενου διακόπτη για να επιτρέπει τη ροή του ρεύματος κατά την αντίθετη φορά. Στα κυκλώματα αυτά, οι ελεγχόμενοι διακόπτες δεν απαιτείται να έχουν ιδιαίτερα μεγάλη τιμή ανάστροφης τάσης αποκοπής.

5. Υψηλή ονομαστική τιμή ρεύματος αγωγιμότητας. Σε εφαρμογές υψηλών ρευμάτων αυτό θα ελαχιστοποιούσε την ανάγκη για παράλληλη σύνδεση αρκετών ημιαγωγικών στοιχείων, αποφεύγοντας έτσι το πρόβλημα της κατανομής του ρεύματος.
6. Αντίσταση αγωγιμότητας (on-state resistance) με θετικό θερμοκρασιακό συντελεστή. Αυτό εξασφαλίζει την κατανομή του συνολικού ρεύματος εξίσου στα παραλληλισμένα στοιχεία.
7. Μικρή απαίτηση ισχύος ελέγχου για τη μετάβαση του διακόπτη. Αυτό θα απλοποιήσει τη σχεδίαση του κυκλώματος ελέγχου.
8. Δυνατότητα αντοχής της ονομαστικής τάσης και του ονομαστικού ρεύματος ταυτόχρονα κατά τη μετάβαση. Αυτό θα εξαλείψει την ανάγκη για κυκλώματα εξωτερικής προστασίας (snubber) στα άκρα της διάταξης.
9. Υψηλές ονομαστικές τιμές των dv/dt και di/dt . Αυτό θα ελαχιστοποιήσει την ανάγκη για εξωτερικά κυκλώματα προστασίας που διαφορετικά χρειάζονται, ώστε να περιορίσουν τα dv/dt και di/dt στο ημιαγωγικό στοιχείο για να μην του προκληθεί βλάβη.

2.6 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΩΝ ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ

Λίγα μόνο σαφή σχόλια μπορούν να διατυπωθούν κατά τη σύγκριση αυτών των στοιχείων, επειδή πρέπει να ληφθούν υπόψη ταυτόχρονα ένα πλήθος ιδιοτήτων και γιατί τα στοιχεία αυτά εξελίσσονται ακόμη με γρήγορο ρυθμό. Μπορούν ωστόσο να γίνουν οι ποιοτικές παρατηρήσεις που δίνονται στον Πίνακα 2-1.

ΠΙΝΑΚΑΣ 2-1 Σχετικές Ιδιότητες Ελεγχόμενων Διακοπών

Ημιαγωγικό Στοιχείο	Δυνατότητα Ισχύος	Ταχύτητα Μετάβασης
BJT/MD	Μέση	Μέση
MOSFET	Χαμηλή	Γρήγορη
GTO	Υψηλή	Αργή
IGBT	Μέση	Μέση
MCT	Μέση	Μέση

Πρέπει να σημειωθεί ότι παράλληλα με τις βελτιώσεις αυτών των ημιαγωγικών στοιχείων εξετάζονται και νέες διατάξεις. Η πρόοδος στην τεχνολογία των ημιαγωγών θα οδηγήσει αναμφισβήτητα σε υψηλότερες ονομαστικές τιμές ισχύος, μεγαλύτερες ταχύτητες μετάβασης και χαμηλότερο κόστος.

Από την άλλη μεριά, το κοινό θυρίστορ εξαναγκασμένης μετάβασης, το οποίο είχε κάποτε διαδεδομένη χρήση σε κυκλώματα για εφαρμογές ελεγχόμενων διακοπών, δεν χρησιμοποιείται πια για τη σχεδίαση νέων μετατροπών, με την πιθανή εξαίρεση των μετατροπών ονομαστικής ισχύος πολλών MVA.

2.7 TRANSISTOR ΗΜΙΑΓΩΓΩΝ ΟΞΕΙΔΙΩΝ ΜΕΤΑΛΛΟΥ ΜΕ ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΠΕΔΙΟΥ (MOSFET)

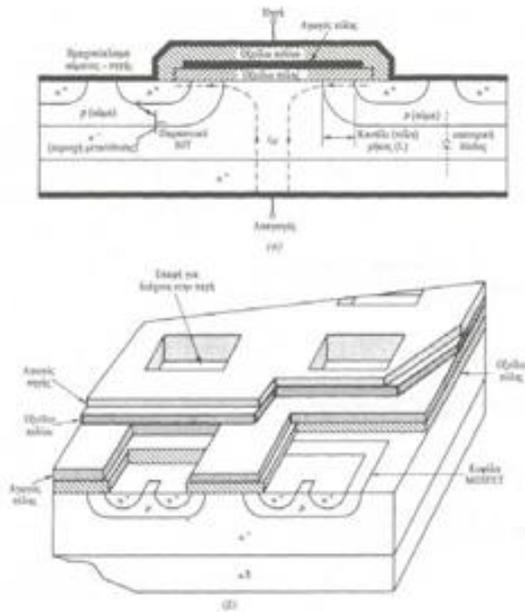
2.7.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Τα transistor φαινομένου πεδίου με δομή μέταλλο-οξειδίο-ημιαγωγός (MOSFET) με μεγάλη ικανότητα μεταφοράς ρεύματος και αποκοπής της τάσης στις καταστάσεις αγωγιμότητας και αποκοπής αντίστοιχα, που είναι κατάλληλα για ηλεκτρονικές εφαρμογές ισχύος, υπάρχουν από τις αρχές της δεκαετίας του 1980. Χρησιμοποιούνται πολύ, όπως τα BJT ισχύος, και μάλιστα έχουν αντικαταστήσει τα BJT σε πολλές εφαρμογές, ιδιαίτερα στις εφαρμογές που οι ταχύτητες μετάβασης πρέπει να είναι μεγάλες. Τα MISFIT λειτουργούν με διαφορετικούς φυσικούς μηχανισμούς από τα BJT και χρησιμοποιούνται αποτελεσματικά και τα δύο είδη, είναι σημαντική η πλήρης κατανόηση αυτών των διαφορών. Παρακάτω θα δούμε τους βασικούς φυσικούς μηχανισμούς που καθορίζουν τη λειτουργία των MISFIT, τους παράγοντες που επηρεάζουν τα όρια του ρεύματος και της τάσης και τους δυνατούς τρόπους καταστροφής, αν γίνει υπέρβαση αυτών των ορίων.

2.7.2 ΒΑΣΙΚΗ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ

Το MISFIT ισχύος έχει την κατακόρυφη δομή με τέσσερα στρώματα από προσμίξεις εναλλασσόμενου τύπου p και τύπου n, που φαίνεται στο σχήμα 2.17(α) για τη μια κυψέλη από τις πολλές παράλληλες κυψέλες που αποτελούν ένα πλήρες στοιχείο. Η δομή n⁺-p-n⁺ ονομάζεται MISFIT καναλιού n λειτουργίας ενίσχυσης (για τους λόγους που θα φανούν σύντομα). Μπορεί να πραγματοποιηθεί και δομή με την αντίθετη μορφή προσμίξεων και η οποία ονομάζεται MISFIT καναλιού p. Οι προσμίξεις στα δύο ακραία στρώματα τύπου n, που στο σχήμα 2.17 ονομάζονται πηγή (source) και επαγωγός (drain), είναι περίπου ίδιες και στα δύο στρώματα και αρκετά μεγάλες, συνήθως 10^{19}cm^{-3} . Το μεσαίο στρώμα τύπου p συνήθως ονομάζεται σώμα και είναι η περιοχή όπου δημιουργείται το κανάλι μεταξύ πηγής και επαγωγού και που η συνηθισμένη του τιμή προσμίξεων είναι 10^{16}cm^{-3} . Το στρώμα n⁺ είναι η περιοχή μετατόπισης του επαγωγού και οι προσμίξεις σ' αυτήν είναι 10^{14} - 10^{15}cm^{-3} . Η περιοχή μετατόπισης καθορίζει την τάση διάσπασης του στοιχείου.

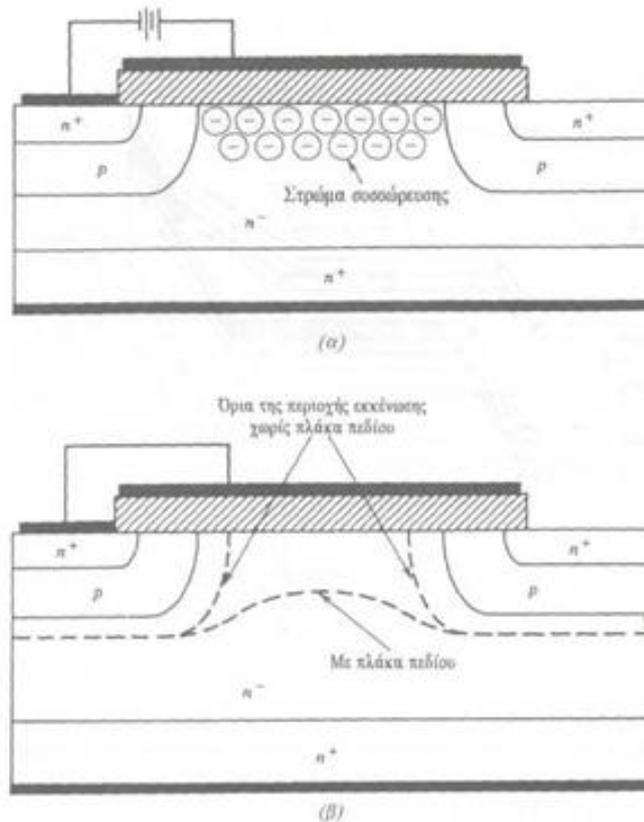
Με την πρώτη ματιά ίσως δημιουργηθεί η εντύπωση ότι δεν υπάρχει τρόπος να περάσει ρεύμα μεταξύ των ακροδεκτών επαγωγού και πηγής, επειδή η μία από τις επαφές pn (είτε η επαφή σώματος-πηγής είτε η επαφή επαγωγού-σώματος) θα έχει ανάστροφη πόλωση και από τις δύο εφαρμοζόμενες τάσεις μεταξύ επαγωγού και πηγής. Δεν μπορεί να γίνει έγχυση φορέων μειονότητας στην περιοχή του σώματος μέσω του ακροδέκτη της πύλης, επειδή η πύλη είναι μονωμένη από το σώμα μ' ένα στρώμα διοξειδίου του πυριτίου [που συνήθως ονομάζεται οξείδιο πύλης και έχει πάχος περίπου 1000 Å (angstrom)].



Σχήμα 2.17 (α) Κατακόρυφη τομή και (β) προοπτική άποψη του MOSFET ισχύος με κανάλι η. Ένα ολόκληρο MOSFET αποτελείται από πολλές χιλιάδες κυψέλες που συνδέονται παράλληλα, ώστε να έχουμε μεγάλη απολαβή και μικρή αντίσταση αγωγιμότητας. Μερικές από τις κυψέλες στην προοπτική άποψη έχουν κοπεί, ώστε το σχήμα να είναι ευκρινέστερο.

Το στρώμα αυτό είναι πολύ καλός μονωτής και κατά συνέπεια δεν υπάρχει λειτουργία ανάλογη των BJT. Ωστόσο, η εφαρμογή τάσης, που πολώνει την πύλη θετικά σε σχέση με την πηγή, μετατρέπει την επιφάνεια του πυριτίου που βρίσκεται κάτω από το οξειδίο στην περιοχή της πύλης σε στρώμα τύπου n ή κανάλι, συνδέοντας με τον τρόπο αυτόν την πηγή με τον απαγωγό και επιτρέποντας τη διέλευση μεγάλου ρεύματος. Το πάχος του οξειδίου πύλης, το πλάτος της πύλης όπως φαίνεται στο διάγραμμα του σχήματος 2.17 και το πλήθος των περιοχών πύλης/ πηγής που συνδέονται ηλεκτρικά με παράλληλο τρόπο είναι σημαντικά για τον καθορισμό της ποσότητας του ρεύματος που θα περάσει για δεδομένη τάση πύλης-πηγής.

Η δομή του σχήματος 2.17 συνήθως ονομάζεται VDMOS (vertical diffusion MOSFET), πράγμα που σημαίνει MOSFET κατακόρυφης διάχυσης. Το όνομα περιγράφει χονδρικά τη διαδικασία κατασκευής του στοιχείου. Το υπόστρωμα από το οποίο ξεκινάμε είναι συνήθως ο απαγωγός η⁺ πάνω στον οποίο αναπτύσσεται επιταξιακά η περιοχή μετατόπισης η⁻ με καθορισμένο πάχος. Στη συνέχεια διαχέεται στο πλακίδιο η περιοχή σώματος τύπου p, από την πλευρά πηγής του πλακιδίου, και ακολουθεί η διάχυση της πηγής η⁺. Αυτές οι δύο διαχύσεις είναι διαχύσεις με μάσκα, πράγμα που σημαίνει ότι τμήματα του πλακιδίου προστατεύονται με διοξείδιο του πυριτίου, ώστε οι προσμίξεις να μην μπορούν να φτάσουν στο πλακίδιο εκεί όπου υπάρχει SiO₂. Τα υπόλοιπα βήματα αφορούν στην επιμετάλλωση της πύλης και της πηγής και στα τελικά βήματα συσκευασίας.



Σχήμα 2.18 Επικάλυψη της περιοχής μετατόπισης του απαγωγού από το ηλεκτρόδιο της πύλης (α) για να δημιουργηθεί στρώμα συσσώρευσης στην κατάσταση αγωγιμότητας και (β) για να λειτουργεί σαν πλάκα πεδίου στην κατάσταση αποκοπής.

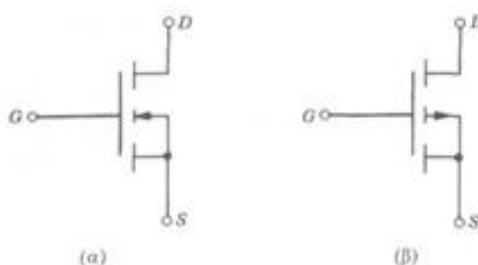
Πρέπει να επισημανθούν μερικά ακόμη σημεία στο MOSFET του σχήματος 2.17. Το πρώτο είναι ότι η πηγή κατασκευάζεται από πολλές (χιλιάδες) μικρές περιοχές σε σχήμα πολυγώνου, οι οποίες συνδέονται παράλληλα και περιβάλλονται από την περιοχή πύλης. Το γεωμετρικό σχήμα των περιοχών της πηγής επηρεάζει σε κάποιο βαθμό την αντίσταση αγωγιμότητας του MOSFET και μάλιστα μερικοί κατασκευαστές διαφημίζουν τη συγκεκριμένη σειρά τους στοιχείων MOSFET με το σχήμα της περιοχής της πηγής (π.χ. το HEXFET της International rectifier). Η βασική αιτία που οι περιοχές της πηγής είναι πολύ μικρές είναι η μεγιστοποίηση του πλάτους (της πλευρικής διάστασης που είναι κάθετη στην κατεύθυνση κίνησης του ρεύματος στο κανάλι) της περιοχής πύλης σε σύγκριση με το μήκος της (το μήκος του καναλιού). Το πλάτος πύλης W στο MOSFET είναι το μήκος της περιφέρειας της κυψέλης επί το πλήθος των κυψελών που αποτελούν το στοιχείο, θέλουμε ένα πολύ μεγάλο λόγο πλάτους πύλης προς μήκος, επειδή το γεγονός αυτό μεγιστοποιεί την απολαβή του στοιχείου.

Το δεύτερο σημείο είναι ότι υπάρχει ένα παρασιτικό BJT τύπου npn μεταξύ των επαφών πηγής και απαγωγού, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.17, όπου η περιοχή σώματος τύπου p λειτουργεί ως βάση του παρασιτικού BJT. Για να ελαχιστοποιήσουμε την πιθανότητα λειτουργίας αυτού του transistor, βραχυκυκλώνουμε την περιοχή σώματος τύπου p με την περιοχή πηγής επικαλύπτοντας την επιμετάλλωση της πηγής στην περιοχή σώματος τύπου p, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.17. Αποτέλεσμα αυτής της βραχυκύκλωσης σώματος-πηγής είναι η δημιουργία μιας παρασιτικής διόδου, που συνδέεται μεταξύ απαγωγού και πηγής του MOSFET, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.17. Αυτή η ενσωματωμένη διόδος μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε μετατροπείς μισής και πλήρους γέφυρας.

Το τρίτο σημείο είναι ότι υπάρχει η επικάλυψη της επιμετάλλωσης της πύλης κατά μήκος της περιοχής μετατόπισης η-, όπου προεξέχει στην επιφάνεια του πλακιδίου. Αυτή η επικάλυψη της επιμετάλλωσης της πύλης εξυπηρετεί δύο σκοπούς. Ο πρώτος είναι ότι τείνει να ενισχύει την αγωγιμότητα της περιοχής μετατόπισης στη διαχωριστική επιφάνεια n-SiO₂ με σχηματισμό ενός στρώματος

συσσώρευσης (περιοχής ενισχυμένης αγωγιμότητας που θα εξεταστεί σε επόμενα τμήματα), όπως φαίνεται στην εικόνα 2.27α, πράγμα που βοηθά στην ελαχιστοποίηση της αντίστασης αγωγιμότητας. Ο δεύτερος σκοπός είναι ότι η επιμετάλλωση τείνει να λειτουργεί σαν πλάκα πεδίου, όταν το MOSFET βρίσκεται εκτός λειτουργίας, και η οποία δεν επιτρέπει στην ακτίνα καμπυλότητας της περιοχής εκκένωσης της επαφής pn απαγωγού-σώματος να γίνει πολύ μικρή. Αυτό θα ελάττωνε την τάση διάσπασης του στοιχείου. Αυτή η λειτουργία της πλάκας πεδίου φαίνεται διαγραμματικά στο σχήμα 2.18(β).

Στο σχήμα 2.19(α) δίνεται το κυκλωματικό σύμβολο του MOSFET καναλιού n και στο σχήμα 2.19(β) του MOSFET καναλιού p. Η φορά του βέλους στον ακροδέκτη που πηγαίνει προς την περιοχή του σώματος δείχνει τη φορά της κίνησης του ρεύματος στην περίπτωση που η επαφή pn σώματος-πηγής είχε ορθή πόλωση, αν διακοπτόταν η βραχυκύκλωση μεταξύ των δύο και εφαρμοζόταν μια τάση ορθής πόλωσης. Με τον τρόπο αυτό ένα MOSFET καναλιού n με περιοχή σώματος τύπου p έχει το βέλος να δείχνει προς το σύμβολο του MOSFET, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.19(α), ενώ σε στοιχείο καναλιού p το βέλος δείχνει προς τα έξω.



Σχήμα 2.19 Κυκλωματικά σύμβολα του MOSFET (α) καναλιού n και (β) καναλιού p.

2.7.3 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ I-V

Το MOSFET, όπως και το BJT, είναι ένα στοιχείο με τρεις ακροδέκτες στο οποίο η είσοδος, που στην περίπτωση του MOSFET είναι η πύλη, ελέγχει τη ροή του ρεύματος μεταξύ των ακροδεκτών εξόδου, που είναι η πηγή και ο απαγωγός. Συνήθως ο ακροδέκτης της πηγής είναι κοινός μεταξύ της εισόδου και της εξόδου του MOSFET. Στο σχήμα 2.20(α) φαίνονται τα χαρακτηριστικά μεγέθη εξόδου, δηλαδή το ρεύμα απαγωγού i_D ως συνάρτηση της τάσης v_{DS} απαγωγού-πηγής με παράμετρο την τάση V_{GS} πύλης-πηγής σε MOSFET καναλιού n. Οι χαρακτηριστικές εξόδου για στοιχείο τύπου p είναι ίδιες εκτός από το ότι οι πολικότητες ρεύματος και τάσης είναι ανεστραμμένες, ώστε οι χαρακτηριστικές για στοιχείο με κανάλι p να εμφανίζονται στο τρίτο τεταρτημόριο του επιπέδου i_D-v_{DS} αντί στο πρώτο τεταρτημόριο, όπως συμβαίνει με τις χαρακτηριστικές στο σχήμα 2.20(α).

Σε εφαρμογές ηλεκτρονικών ισχύος το MOSFET χρησιμοποιείται ως διακόπτης, για να ελέγχει τη διέλευση ισχύος προς το φορτίο με τρόπο ανάλογο του BJT. Στις εφαρμογές αυτές το MOSFET διατρέχει τις χαρακτηριστικές i_D-v_{DS} από την αποκοπή μέσα από την ενεργό περιοχή προς την ομική περιοχή, καθώς το στοιχείο αρχίζει να άγει, και πάλι πίσω όταν αποκόπτεται. Στο σχήμα 2.20(α) φαίνονται η περιοχή αποκοπής, η ενεργός περιοχή και η ωμική περιοχή των χαρακτηριστικών.

Το MOSFET βρίσκεται σε αποκοπή, όταν η τάση πύλης-πηγής είναι μικρότερη από την τάση κατωφλίου $V_{GS(th)}$, που στα περισσότερα MOSFET είναι συνήθως μερικά volt. Το στοιχείο είναι ανοικτό κύκλωμα και πρέπει να διακόπτει την τάση τροφοδοσίας που εφαρμόζεται στο κύκλωμα. Αυτό σημαίνει ότι η τάση διάσπαση απαγωγού-πηγής BV_{DSS} πρέπει να είναι μεγαλύτερη από την εφαρμοζόμενη τάση απαγωγού-πηγής, για να αποφύγουμε τη διάσπαση και τη μεγάλη κατανάλωση ισχύος που τη συνοδεύει. Όταν συμβεί διάσπαση, αυτή οφείλεται στη διάσπαση χιονοστιβάδας της επαφής απαγωγού-σώματος.

Όταν το στοιχείο οδηγείται από μεγάλη τάση πύλης-πηγής, οδηγείται στην ωμική περιοχή (οι αιτίες αυτής της ονομασίας είναι δύο, όπου η πρώτη έχει να κάνει με τους φυσικούς μηχανισμούς λειτουργίας του MOSFET και θα εξεταστούν στην επόμενη ενότητα, και η δεύτερη για να αποφύγουμε τη σύγχυση στη σημασία του κορεσμού, η οποία σημαίνει άλλο πράγμα, όταν αναφέρεται στα BJT και άλλο όταν αναφέρεται στα MOSFET) όπου η τάση απαγωγού-πηγής $V_{DS(on)}$ είναι μικρή. Στην περιοχή αυτή η κατανάλωση

ισχύος μπορεί να διατηρηθεί σε λογικά όρια με ελαχιστοποίηση της $V_{DS(ση)}$, ακόμη και αν η απαγωγή ρεύματος είναι αρκετά μεγάλη. Το MOSFET βρίσκεται στην ωμική περιοχή, όταν ισχύει η σχέση

$$V_{GS} - V_{GS(th)} > v_{DS} > 0 \quad (2.21)$$

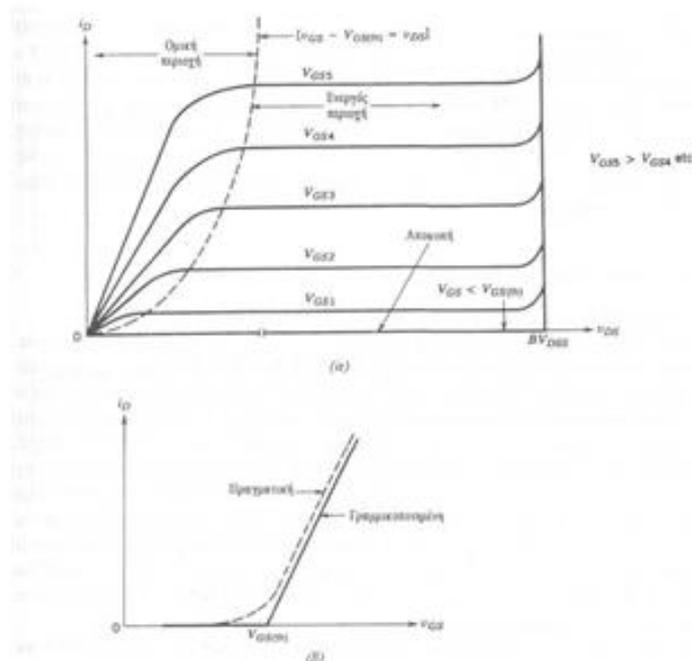
Στην ενεργό περιοχή το ρεύμα απαγωγού είναι ανεξάρτητο από την τάση απαγωγού-πηγής και εξαρτάται μόνο από την τάση πύλης-πηγής. Μερικές φορές λέμε ότι το ρεύμα έχει κορεστεί και κατά συνέπεια μερικές φορές αυτή η περιοχή ονομάζεται περιοχή κορεσμού. Θα ονομάσουμε την περιοχή αυτή ενεργό περιοχή, για να αποφύγουμε τη χρήση του όρου κορεσμός και την πιθανή σύγχυση που μπορεί να προκύψει με τον κορεσμό στα BJT. Η απλή προσέγγιση πρώτης τάξης προβλέπει ότι στην ενεργό περιοχή η απαγωγή ρεύματος δίνεται κατά προσέγγιση από τη σχέση

$$i_D = K (v_{GS} - V_{GS(th)})^2 \quad (2.22)$$

όπου το K είναι μια σταθερά που εξαρτάται από το σχήμα του στοιχείου. Στη διαχωριστική περιοχή μεταξύ της ωμικής περιοχής και της ενεργού περιοχής, όπου είναι $v_{GS} - V_{GS(th)}$ η Εξ.2.22 γίνεται

$$i_D = K v_{DS}^2 \quad (2.23)$$

που είναι ένας βολικός τρόπος καθορισμού του ορίου μεταξύ των δύο περιοχών, όπως είναι στο σχήμα 2.20(α).



Σχήμα 2.20 Χαρακτηριστικές ρεύματος-τάσης σε MOSFET ενίσχυσης με κανάλι π: (α) χαρακτηριστικές εξόδου (β) καμπύλη μεταφοράς.

Η σχέση που εκφράζεται με την Εξ.2.22 ακολουθείται αρκετά καλά από τα MOSFET σήματος. Μια γραφική παράσταση, ωστόσο, του i_D ως προς τη v_{GS} (με το MOSFET στην ενεργό περιοχή) στο σχήμα 2.20(β), που συνήθως ονομάζεται καμπύλη μεταφοράς, δείχνει ότι σε MOSFET ισχύος αυτή η εξίσωση ακολουθείται μόνο στις μικρές τιμές του ρεύματος απαγωγής. Γενικά η καμπύλη μεταφοράς ενός MOSFET ισχύος είναι αρκετά γραμμική, σε αντίθεση με την παραβολική καμπύλη μεταφοράς του MOSFET σήματος.

2.8 ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ

2.8.1 ΚΥΚΛΩΜΑΤΙΚΑ ΜΟΝΤΕΛΑ ΤΟΥ MOSFET

Τα MOSFET είναι από τη φύση τους ταχύτερα από τα διπολικά στοιχεία, επειδή δεν έχουν επιπλέον φορείς μειονότητας, οι οποίοι να πρέπει να μετακινούνται μέσα ή έξω από το στοιχείο κάθε φορά που αυτό περιέρχεται σε κατάσταση αγωγιμότητας ή αποκοπής. Τα μόνα φορτία που πρέπει να μετακινηθούν είναι τα φορτία των παρασιτικών χωρητικότητων και των χωρητικότητων του στρώματος εκκένωσης, τα οποία φαίνονται στην τομή του MOSFET του σχήματος 2.21. Οι χωρητικότητες αυτές μπορούν να παρασταθούν με το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 2.22(α), το οποίο ισχύει, όταν το MOSFET βρίσκεται στην αποκοπή ή στην ενεργό περιοχή. Παρόμοια κυκλωματικά μοντέλα χρειάζονται για τη λεπτομερή μελέτη των διακοπτικών ιδιοτήτων του MOSFET, ώστε να μπορούν να σχεδιαστούν τα κατάλληλα κυκλώματα οδήγησης της πύλης.

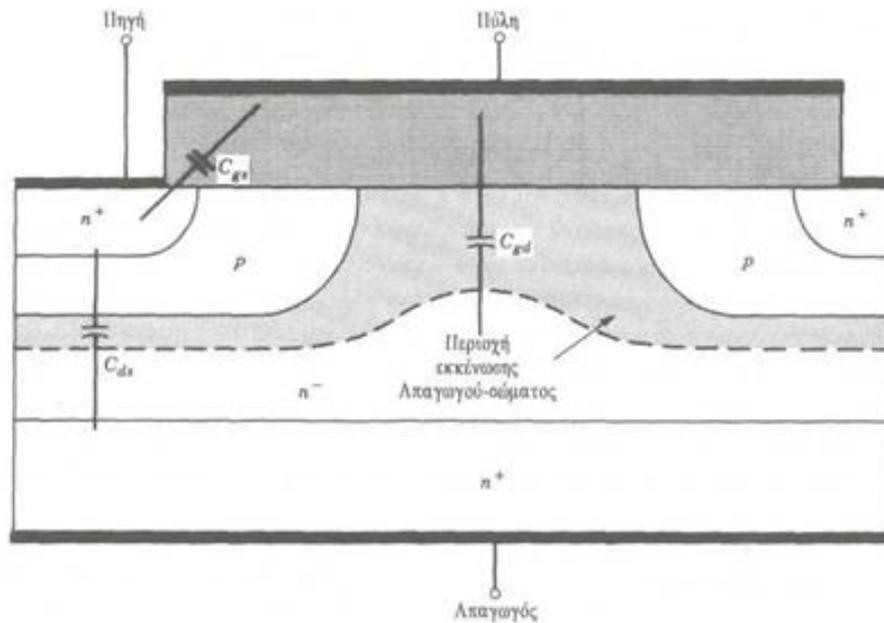
Η χωρητικότητα απαγωγού-πηγής που φαίνεται στο σχήμα 2.21 δεν περιλαμβάνεται στο ισοδύναμο κύκλωμα, επειδή δεν επηρεάζει ουσιαστικά κάποια από τις ιδιότητες ή τις κυματομορφές μετάβασης. Όμως, πρέπει να λαμβάνεται υπόψη, όταν σχεδιάζονται κυκλώματα snubber.

Η πηγή ρεύματος, που ελέγχεται από την τάση πύλης, είναι ίση με μηδέν, όταν είναι v_{GS} και $V_{GS(th)}$ με $g_m (v_{GS} - V_{GS(th)})$ όταν το στοιχείο βρίσκεται στην ενεργό περιοχή. Αυτός ο τρόπος αντιμετώπισης της ροής του ρεύματος απαγωγού στην ενεργό περιοχή υιοθετείται από το γεγονός ότι η χαρακτηριστική μεταφοράς στο σχήμα 2.20(β) είναι γραμμική στο μεγαλύτερο τμήμα της. Η κλίση της χαρακτηριστικής μεταφοράς στην ενεργό περιοχή είναι η διαγωγιμότητα g_m .

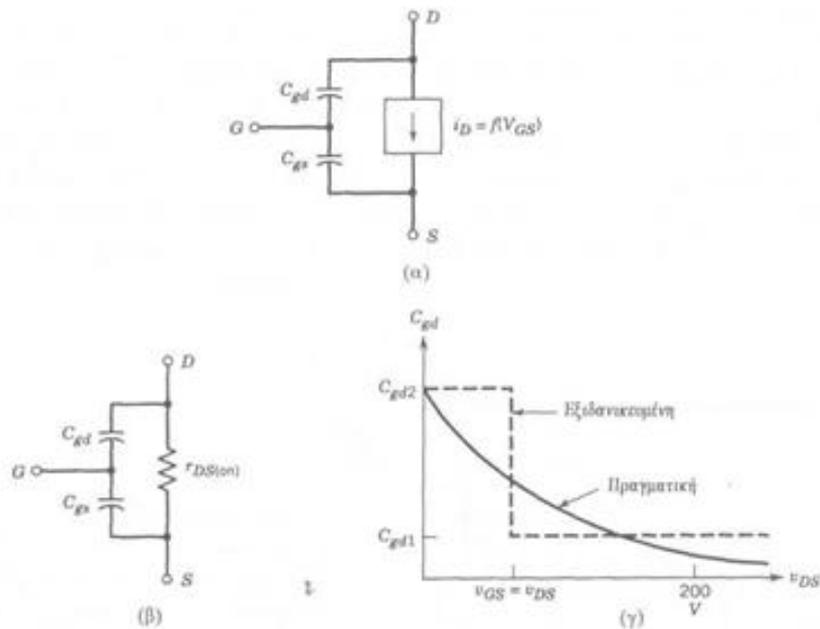
Το MOSFET εισέρχεται στην ωμική περιοχή, όταν η v_{DS} είναι ίση ή μικρότερη από $v_{GS} - V_{GS(th)}$. Σε διακοπτικές εφαρμογές ισχύος ισχύει η $v_{GS} \gg V_{GS(th)}$, όταν το στοιχείο βρίσκεται σε κατάσταση αγωγιμότητας, και έτσι τα κριτήρια για την είσοδο στην ωμική περιοχή μπορούν να απλουστευθούν στη σχέση $v_{DS} < v_{GS}$. Στην ωμική περιοχή το μοντέλο της εξαρτημένης πηγής ρεύματος δεν ισχύει πλέον, επειδή το στρώμα αναστροφής δεν είναι πια περιορισμένο στο άκρο απαγωγού του καναλιού, αλλά έχει ένα σχεδόν ομογενές πάχος στο χώρο, επειδή η v_{DS} είναι αρκετά μικρή. Το στρώμα αναστροφής ουσιαστικά συνδέει τον απαγωγό με την πηγή και έτσι το άκρο της C_{gd} στον απαγωγό φαίνεται στο ισοδύναμο κύκλωμα της ωμικής περιοχής στο σχήμα 2.22(β) ως γειωμένο. Για την παράσταση των ωμικών απωλειών στην κατάσταση αγωγιμότητας, οι οποίες προέρχονται κυρίως από την περιοχή μετατόπισης του απαγωγού, στο ισοδύναμο κύκλωμα προστίθεται μια αντίσταση $r_{DS(on)}$. Στην αντίσταση αγωγιμότητας συνεισφέρουν και άλλοι παράγοντες, όπως είναι οι ωμικές απώλειες στο κανάλι, αλλά στα στοιχεία με μεγάλη τάση διάσπασης οι συνεισφορές αυτές είναι συνήθως, σε σύγκριση με τη συνεισφορά της περιοχής μετατόπισης του απαγωγού. Αυτές οι άλλες συνεισφορές θα εξεταστούν σε επόμενες ενότητες αυτού του κεφαλαίου.

Ας σημειωθεί ότι οι χωρητικότητες C_{gs} και C_{gd} δεν είναι σταθερές, αλλά μεταβάλλονται με τις τάσεις στα άκρα τους, επειδή ένα τμήμα της χωρητικότητας προέρχεται από τα στρώματα εκκένωσης. Για παράδειγμα, η χωρητικότητα πύλης-πηγής είναι ο συνδυασμός της ηλεκτροστατικής χωρητικότητας του στρώματος οξειδίου εν σειρά με τη χωρητικότητα του στρώματος εκκένωσης που σχηματίζεται στη διαχωριστική επιφάνεια Si-SiO₂. Η σημαντικότερη μεταβολή της χωρητικότητας εμφανίζεται στην C_{gd} επειδή η μεταβολή της τάσης στα άκρα της, η V_{DS} , είναι πολύ μεγαλύτερη από τη μεταβολή τάσης στα άκρα της C_{gs} . Η μεταβολή της C_{gd} με την $v_{DS} (\gg V_{DS})$ που φαίνεται στο διάγραμμα του σχήματος 2.22(γ), μπορεί να είναι μεγαλύτερη από 10 μέχρι 100 φορές. Για τους

προσεγγιστικούς υπολογισμούς των κυματομορφών μετάβασης, η C_{gd} προσεγγίζεται με τις δύο διακριτές τιμές C_{gd1} και C_{gd2} , που φαίνονται στο σχήμα 2.22(γ). Η μεταβολή της τιμής πραγματοποιείται όταν $V_{Ds} = V_{GS}$, όπου το MOSFET εισέρχεται ή εξέρχεται από την ωμική περιοχή. Η χωρητικότητα πύλης-πηγής θεωρείται ότι είναι σταθερή.



Σχήμα 2.21 Τομή MOSFET με κανάλι η, όπου φαίνεται η κατά προσέγγιση προέλευση των παρασιτικών χωρητικότητων που καθορίζουν την ταχύτητα μετάβασης του στοιχείου.

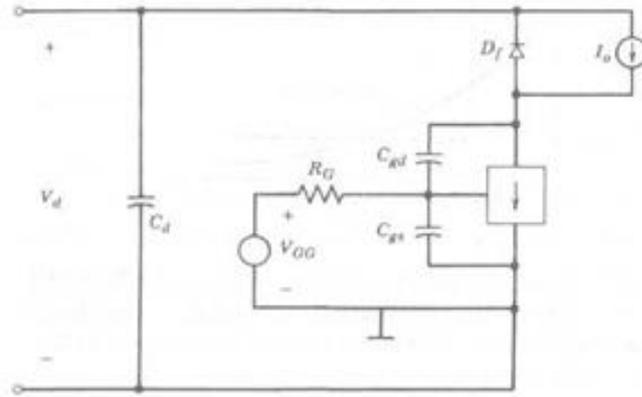


Σχήμα 2.22 Κυκλωματικά μοντέλα για την ανάλυση των μεταβατικών καταστάσεων του MOSFET: (α) Ισοδύναμο κύκλωμα MOSFET για την ανάλυση των μεταβατικών φαινομένων στην περιοχή αποκοπής και στην ενεργό περιοχή (β) Ισοδύναμο κύκλωμα MOSFET στην ωμική περιοχή (γ) Μεταβολή της χωρητικότητας πύλης-απαγωγού με την τάση απαγωγού-πηγής.

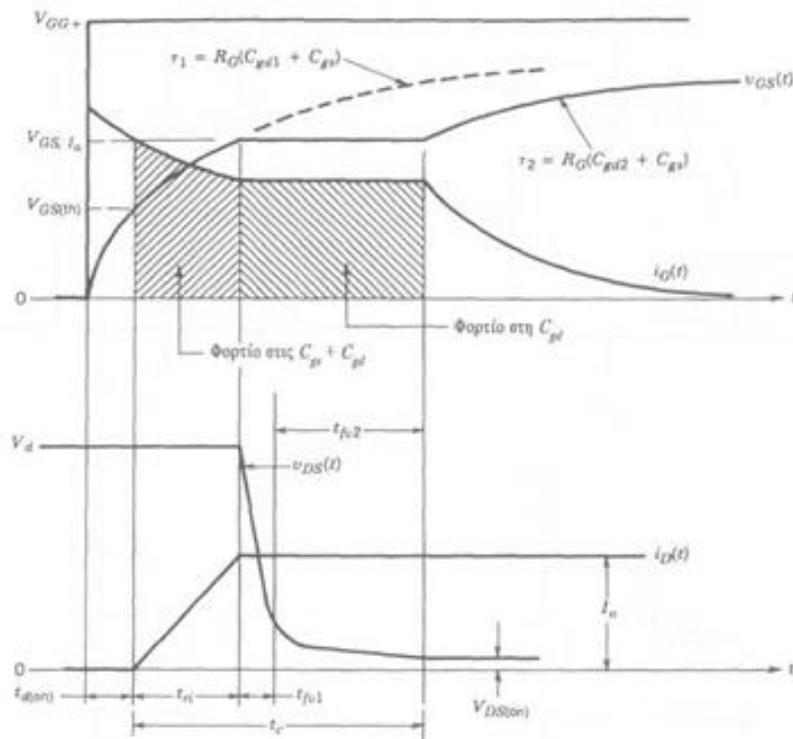
2.8.2 ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΕΣ ΚΑΤΑ ΤΗ ΜΕΤΑΒΑΣΗ

Θα εξετάσουμε τη συμπεριφορά ενός MOSFET κατά τη διάρκεια της μετάβασης στην κατάσταση αγωγιμότητας, το οποίο είναι τοποθετημένο σ' έναν dc-dc μετατροπέα υποβιβασμού τάσης. Αυτός ο μετατροπέας είναι ένα κύκλωμα που συναντούμε συχνά στα ηλεκτρονικά ισχύος. Όπως και στο αντίστοιχο κύκλωμα BJT, το επαγωγικό φορτίο παριστάνεται ως πηγή συνεχούς ρεύματος I_o . Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.23, εν παράλληλα υπάρχει μια δίοδος D_f . Στο σχήμα 2.23 το MOSFET έχει αντικατασταθεί με το ισοδύναμο κύκλωμα του της ενεργού περιοχής. Η πύλη οδηγείται από μια ιδανική πηγή τάσης, της οποίας η τάση θεωρείται βηματική με πλάτος V_{GG} . Εν σειρά με την πηγή υπάρχει μια εξωτερική αντίσταση πύλης R_g . Για να γίνει η ανάλυση απλή, θεωρούμε ότι η δίοδος ελεύθερης ροής του σχήματος 2.23 είναι ιδανική.

Στο σχήμα 2.24 δίνονται οι κυματομορφές κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας, όπου η τάση οδήγησης της πύλης είναι βηματική, εφαρμόζεται τη χρονική στιγμή $t = 0$ και μεταβάλλεται από το μηδέν μέχρι την τιμή V_{GG} . Η τιμή αυτή είναι αρκετά μεγαλύτερη από την $V_{GS(th)}$. Κατά τη διάρκεια του χρόνου καθυστέρησης της μετάβασης στην κατάσταση αγωγιμότητας $t_{d(on)}$ η τάση πύλης-πηγής v_{GS} ανεβαίνει από το μηδέν μέχρι την $V_{GS(th)}$ εξαιτίας των ρευμάτων που ρέουν μέσα από τις C_{gs} και C_{gd} όπως φαίνεται στο σχήμα 2.25(α). Η ταχύτητα ανόδου της v_{GS} στην περιοχή αυτή είναι σχεδόν γραμμική, αν και αποτελεί τμήμα της εκθετικής καμπύλης που φαίνεται με διακεκομμένη γραμμή στο σχήμα 2.24, και η οποία έχει σταθερά χρόνου $\tau_1 = R_g(C_{gs} + C_{gd1})$. Πέρα από την $v_{GS(th)}$, η v_{GS} συνεχίζει να ανέρχεται, όπως πριν, και το ρεύμα απαγωγού αρχίζει ν' αυξάνει σύμφωνα με τη γραμμικοποιημένη καμπύλη μεταφοράς. Κατά συνέπεια θα ισχύει το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 2.25(β). Η τάση απαγωγού-πηγής παραμένει V_d για όσο χρόνο θα είναι $i_D < I_o$ και θα άγει η δίοδος ελεύθερης ροής του D_f . Ο χρόνος που χρειάζεται, ώστε το i_D να ανέβει από μηδέν σε I_o είναι ο χρόνος ανόδου του ρεύματος t_r .



Σχήμα 2.23 MOSFET που χρησιμοποιείται για την οδήγηση επαγωγικού φορτίου με δίοδο ελεύθερης ροής. Ουσιαστικά το κύκλωμα είναι ένας dc-dc μετατροπέας υποβιβασμού τάσης. Το ισοδύναμο κύκλωμα ισχύει για την ανάλυση των μεταβατικών φαινομένων στην κατάσταση αποκοπής και στην ενεργό περιοχή.



Σχήμα 2.24 Κυματομορφές τάσης και ρεύματος κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας ενός MOSFET που οδηγεί επαγωγικό φορτίο με ιδανική δίοδο ελεύθερης ροής.

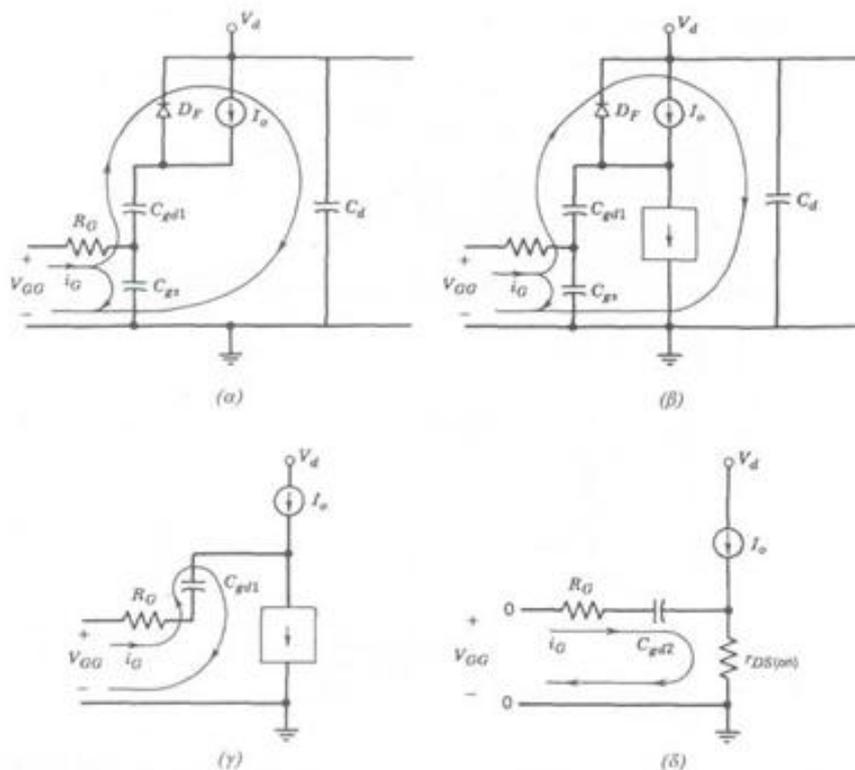
Από τη στιγμή που το MOSFET άγει το ρεύμα για πλήρες φορτίο I_o , αλλά εξακολουθεί να βρίσκεται στην ενεργό περιοχή, η τάση πύλης-πηγής για μια στιγμή σταθεροποιείται στην $V_{GS,io}$, η οποία είναι η τάση πύλης-πηγής από την καμπύλη μεταφοράς στο σχήμα 2.20(β) που χρειάζεται για να διατηρηθεί $i_D = I_o$. Όλο το ρεύμα στην πύλη i_G , που δίνεται από τη σχέση

$$i_G = \frac{V_{GG} - V_{GS,io}}{R_G} \quad (2.24)$$

διέρχεται μέσα από την C_{gd} όπως φαίνεται στο ισοδύναμο κύκλωμα στο σχήμα 2.25(γ). Αυτό αναγκάζει την τάση απαγωγού-πηγής να πέφτει με ταχύτητα

$$\frac{dv_{DG}}{dt} = \frac{dv_{DS}}{dt} = \frac{i_G}{C_{gd}} = \frac{V_{GS} - V_{GS,th}}{R_G C_{gd}} \quad (2.25)$$

Η ελάττωση της v_{DS} πραγματοποιείται σε δύο διακριτά χρονικά διαστήματα t_{v1} και t_{v2} . Το πρώτο χρονικό διάστημα αντιστοιχεί στη διάβαση μέσα από την ενεργό περιοχή όπου είναι $C_{gd} = C_{gd1}$. Το δεύτερο χρονικό διάστημα αντιστοιχεί στη συμπλήρωση της μεταβατικής κυματομορφής στην ωμική περιοχή, όπου ισχύει το ισοδύναμο κύκλωμα που φαίνεται στο σχήμα 2.25(γ) και είναι $C_{gd} = C_{gd2}$.

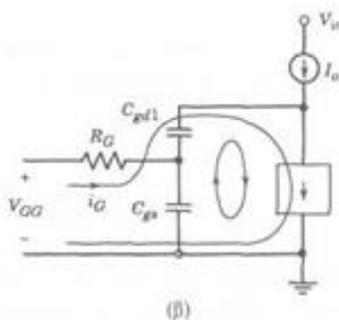
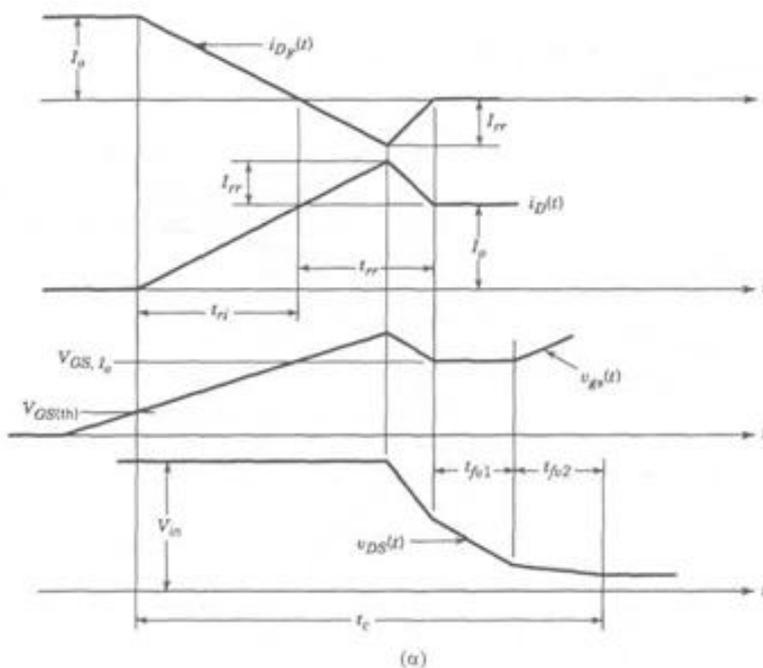


Σχήμα 2.25 Ισοδύναμα κυκλώματα που χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό των κυματομορφών ρεύματος και τάσης κατά τη μετάβαση του MOSFET στην κατάσταση αγωγιμότητας. Το MOSFET χρησιμοποιείται στο κύκλωμα με επαγωγικό φορτίο και δίοδο ελεύθερης ροής: (α) ισοδύναμο κύκλωμα κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος $t_{d(on)}$ (β) ισοδύναμο κύκλωμα κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος t_{ri} (γ) ισοδύναμο κύκλωμα για το χρονικό διάστημα t_{v1} (δ) ισοδύναμο κύκλωμα κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος t_{v2} .

Από τη στιγμή που η τάση απαγωγού-πηγής έχει συμπληρώσει την πτώση της στην τιμή που αντιστοιχεί στην κατάσταση αγωγιμότητας $I_{D(on)}$, η τάση πύλης-πηγής αποσταθεροποιείται και συνεχίζει την εκθετική της αύξηση προς την V_{GG} . Αυτό το τμήμα της αύξησης πραγματοποιείται με σταθερά χρόνου $t_2 = R_G(C_{gs} + C_{gd2})$ και ταυτόχρονα το ρεύμα πύλης ελαττώνεται προς το μηδέν με την ίδια σταθερά χρόνου, όπως φαίνεται στις κυματομορφές στο σχήμα 2.24.

Αν η δίοδος ελεύθερης ροής D_f δεν είναι ιδανική, αλλά έχει ανάστροφο ρεύμα, τότε οι κυματομορφές μετάβασης τροποποιούνται, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.26. Κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος ανόδου του ρεύματος, το ρεύμα απαγωγού αυξάνει πέρα από το I_o σε $I_o + I_{rr}$ εξαιτίας του ανάστροφου ρεύματος στην D_f . Το γεγονός αυτό προκαλεί την αύξηση της

v_{GS} πέρα από την $V_{GS,IO}$, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.26(α). Όταν το ρεύμα στη διόδο αποκόπτεται και επιστρέφει στο μηδέν, υπάρχει απότομη αύξηση της v_{GS} στην τιμή $V_{GS,IO}$ και αυτή η απότομη αύξηση προκαλεί ένα επιπλέον ρεύμα στην C_{gd} πέρα από το i_G , όπως φαίνεται στο ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 2.26(β). Αυτό το επιπλέον ρεύμα αναγκάζει τις v_{DG} και v_{DS} να ελαττωθούν πολύ απότομα κατά τη διάρκεια αυτού του χρονικού διαστήματος αποκατάστασης, όπως φαίνεται στις κυματομορφές στο σχήμα 2.26(α). Όταν τελειώσει το χρονικό διάστημα ανάστροφης αποκατάστασης, το ρεύμα του απαγωγού επιστρέφει στο I_O και η υπόλοιπη μεταβατική περίοδος προχωρά όπως στην περίπτωση της ιδανικής διόδου που δίνεται στο σχήμα 2.24.

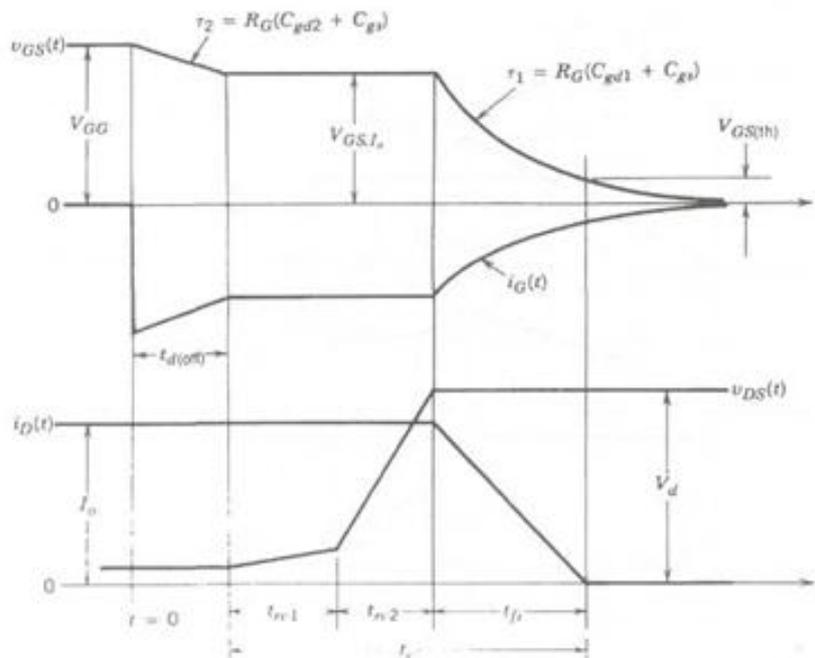


Σχήμα 2.26 Επίδραση του ρεύματος ανάστροφης αποκατάστασης της διόδου ελεύθερης ροής στις κυματομορφές ρεύματος του MOSFET κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας: (α) Κυματομορφές κατά τη μετάβαση του MOSFET στην κατάσταση αγωγιμότητας τροποποιημένες από την αποκοπή της διόδου ελεύθερης ροής, (β) ισοδύναμο κύκλωμα για τον υπολογισμό της επίδρασης της ανάστροφης αποκατάστασης της διόδου ελεύθερης ροής.

Η αποκοπή του MOSFET γίνεται με την αντίστροφη διαδοχή των γεγονότων που συνέβησαν κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας. Για να βρούμε τις κυματομορφές κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αποκοπής μπορεί να χρησιμοποιηθεί η ίδια βασική αναλυτική προσέγγιση που χρησιμοποιήθηκε για να βρούμε τις κυματομορφές κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας. Στο σχήμα 2.27 φαίνονται οι κυματομορφές μετάβασης στην αποκοπή και τα σχετικά χρονικά διαστήματα, για μια υποτιθέμενη βηματική μεταβολή της τάσης οδήγησης της πύλης, που συμβαίνει τη χρονική στιγμή $t = 0$, από V_{GS} σε μηδέν. Οι πραγματικές τιμές των χρόνων μετάβασης ποικίλλουν ανάλογα με το αν η τάση οδήγησης της πύλης θεθεί μηδέν ή γίνει αρνητική για

την επιτάχυνση της μετάβασης. Επιπλέον, η τιμή της R_G που χρησιμοποιείται για την αποκοπή μπορεί να είναι διαφορετική από την τιμή που χρησιμοποιείται για την έναρξη της αγωγιμότητας.

Κατά τη μετάβαση στις καταστάσεις αγωγιμότητας και αποκοπής οι στιγμιαίες απώλειες ισχύος συμβαίνουν κυρίως κατά τη διάρκεια του χρόνου διασταύρωσης t_c που φαίνεται στα σχήματα 2.24, 2.26, και 2.27 όπου η $p(t)=v_{DS}i_D$ είναι μεγάλη. Επειδή οι χωρητικότητες του MOSFET δεν μεταβάλλονται με τη θερμοκρασία της επαφής, οι απώλειες ισχύος κατά τη μετάβαση του MOSFET είναι και αυτές ανεξάρτητες από τη θερμοκρασία της επαφής. Ωστόσο, η αντίσταση αγωγιμότητας μεταβάλλεται με τη θερμοκρασία και για τον λόγο αυτό οι απώλειες αγωγιμότητας θα μεταβάλλονται με τη θερμοκρασία της επαφής.



Σχήμα 2.27 Οι κυματομορφές του ρεύματος και της τάσης κατά την αποκοπή του MOSFET στο κύκλωμα με επαγωγικό φορτίο και ιδανική δίοδο ελεύθερης ροής.

2.9 ΠΕΡΙΟΡΙΣΜΟΙ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΚΑΙ ΠΕΡΙΟΧΕΣ ΑΣΦΑΛΟΥΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ

2.9.1 ΤΑΣΗ ΔΙΑΣΠΑΣΗΣ

Τα MOSFET έχουν δυο μέγιστες τιμές τάσης που δεν πρέπει να ξεπεραστούν: την V_{GSmax} και την BV_{DSS} . Η μέγιστη επιτρεπόμενη τάση πύλης-πηγής V_{GSmax} καθορίζεται από την απαίτηση ότι το οξειδίο πύλης δεν πρέπει να καταστραφεί από μεγάλα ηλεκτρικά πεδία. Το καλής ποιότητας SiO_2 που έχει αναπτυχθεί με θερμικές μεθόδους καταστρέφεται σε τιμές ηλεκτρικού πεδίου της τάξης των $5 \cdot 10^6 - 10 \cdot 10^6$ V/cm. Αυτό σημαίνει ότι οξειδίο πύλης με πάχος 1000 Å μπορεί θεωρητικά να αντέξει τάση πύλης-πηγής 50-100 V. Οι συνηθισμένες προδιαγραφές για την V_{GSmax} είναι 20-30 V, πράγμα που δείχνει ότι οι κατασκευαστές συσκευών βάζουν ένα περιθώριο ασφάλειας στις μέγιστες τιμές τους. Αυτό γίνεται επειδή η διάσπαση του οξειδίου πύλης σημαίνει μόνιμη βλάβη του στοιχείου. Ας σημειωθεί ότι ακόμη και στατικό φορτίο που βρέθηκε στο οξειδίο της πύλης από απροσεξία μπορεί να είναι αρκετό να διασπάσει το οξειδίο. Ο χρήστης του στοιχείου πρέπει να γειώνεται προσεκτικά πριν ακουμπήσει κάποιο MOSFET, για να αποφύγει τυχόν προβλήματα από στατικό φορτίο. Αν υπάρχει περίπτωση υπέρβασης της τάσης πύλης-πηγής V_{GSmax} , η πύλη θα πρέπει να προστατεύεται με σύνδεση εν σειρά και πλάτη με πλάτη δύο διόδων zener μεταξύ των ακροδεκτών της πύλης και της πηγής. Η τάση διάσπασης των zener θα πρέπει να είναι μικρότερη από την V_{GSmax} .

Η μέγιστη επιτρεπόμενη τάση απαγωγού-πηγής V_{DSS} είναι η μέγιστη τάση την οποία μπορεί ν' αντέξει το MOSFET χωρίς διάσπαση χιονοστιβάδας της επαφή ρη απαγωγού-σώματος. Μεγάλες τάσεις διάσπασης επιτυγχάνονται χρησιμοποιώντας λίγες προσμίξεις στην περιοχή μετατόπισης του απαγωγού. Η περιοχή μετατόπισης του απαγωγού με λίγες προσμίξεις χρησιμοποιείται για να περιέχει το στρώμα εκκένωσης της ανάστροφα πολωμένης επαφής απαγωγού-σώματος. Το μήκος της περιοχής μετατόπισης καθορίζεται από την επιθυμητή μέγιστη τιμή της τάσης διάσπασης. Οι λίγες προσμίξεις της περιοχής μετατόπισης σε σύγκριση με τις πολλές προσμίξεις της περιοχής σώματος εξασφαλίζουν ότι το στρώμα εκκένωσης της επαφής δεν θα εκτείνεται βαθιά μέσα στο σώμα προς την περιοχή πηγής, ώστε να αποφευχθεί η διάσπαση λόγω διάτρησης.

Η σχετικά μεγάλη καμπυλότητα της περιοχής σώματος με διάχυση τύπου p μπορεί να οδηγήσει στην ελάττωση της V_{DSS} , αν δεν ληφθούν τα κατάλληλα διορθωτικά μέτρα. Η επέκταση της επιμετάλλωσης της πύλης στην περιοχή μετατόπισης του απαγωγού, λειτουργεί ως πλάκα πεδίου που ελαττώνει την καμπυλότητα της περιοχής εκκένωσης. Το γεγονός αυτό με τη σειρά του αποτρέπει τη μεγάλη ελάττωση της τάσης διάσπασης.

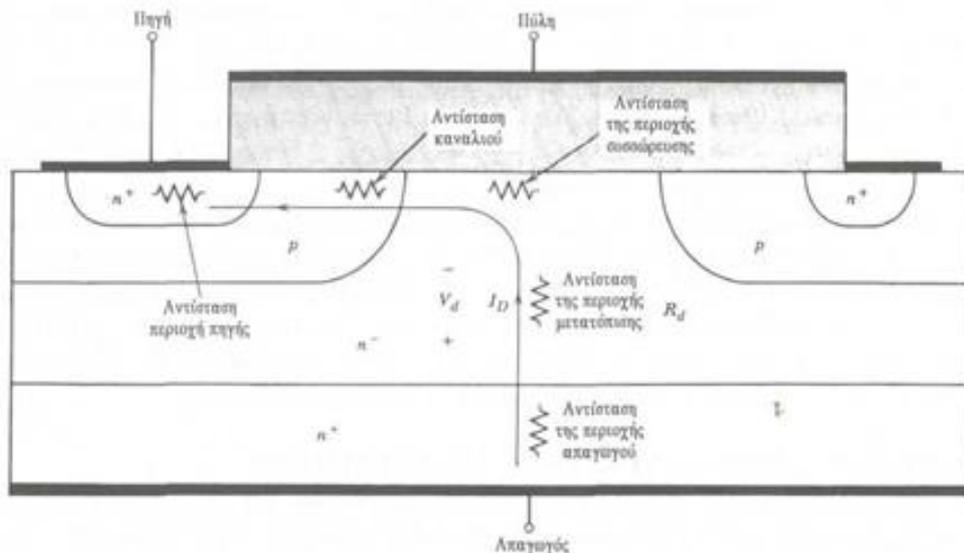
2.9.2 ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΣΤΗΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΑΓΩΓΙΜΟΤΗΤΑΣ

Στις διακοπτικές εφαρμογές ισχύος, εκτός από την περίπτωση των υψηλών συχνοτήτων μετάβασης, σχεδόν όλη η ισχύς που καταναλίσκεται στο MOSFET καταναλίσκεται όταν το στοιχείο βρίσκεται στην κατάσταση αγωγιμότητας. Η στιγμιαία κατανάλωση ισχύος του MOSFET στην κατάσταση αγωγιμότητας δίνεται από τη σχέση

$$P_{on} = I_{DS(on)}^2 r_{DS(on)} \quad (2.26)$$

Η αντίσταση στην κατάσταση αγωγιμότητας έχει αρκετές συνιστώσες, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.28. Σε στοιχεία με μικρές τάσεις διάσπασης (μερικές εκατοντάδες volt ή λιγότερο), όλες αυτές οι συνιστώσες συνεισφέρουν λίγο-πολύ εξίσου στη συνολική αντίσταση αγωγιμότητας. Ο κατασκευαστής προσπαθεί να ελαχιστοποιήσει όλες τις συνεισφορές χρησιμοποιώντας σε κάθε περιοχή τις περισσότερες προσμίξεις, που συμβαδίζουν με άλλες απαιτήσεις, όπως είναι οι απαιτήσεις για την τάση διάσπασης. Ένα παράδειγμα για τη λεπτομερή προσοχή που δίνεται σ' αυτές τις συνεισφορές είναι η επέκταση της επιμετάλλωσης της πύλης στην περιοχή μετατόπισης του απαγωγού, όπου προεξέχει στην επιφάνεια του πυριτίου μεταξύ των περιοχών σώματος τύπου p. Αυτή η επικάλυψη του μετάλλου της πύλης επιτρέπει στην πόλωση πύλης-πηγής να αυξάνει την αγωγιμότητα της περιοχής μετατόπισης στη διαχωριστική περιοχή μεταξύ της περιοχής μετατόπισης και του οξειδίου πύλης με την προσέλκυση επιπλέον ελεύθερων ηλεκτρονίων προς τη διαχωριστική περιοχή και τη δημιουργία ενός στρώματος συσσωρευσης.

Ακόμη, δίνεται προσοχή στον έλεγχο των διαστάσεων των χαρακτηριστικών περιοχών του MOSFET, ώστε να ελαχιστοποιούνται οι διαδρομές του ρεύματος σε περιοχές με μεγάλη αντίσταση. Μιλώντας γενικά, η σχεδίαση της κυψέλης της πηγής και οι ανοχές της σε διαστάσεις έχουν τη μεγαλύτερη επίδραση στην $r_{DS(on)}$ των MOSFET με μικρή τάση διάσπασης. Η σημαντική πρόοδος που έχει επιτελεστεί στην ελάττωση των απωλειών αγωγιμότητας των MOSFET χαμηλής τάσης επιβεβαιώνεται από το γεγονός ότι, εκτός ίσως από την περίπτωση πολύ μεγάλων τιμών του ρεύματος, τα MOSFET μπορούν να έχουν μικρότερες απώλειες αγωγιμότητας από τα BJT με μέγιστες τάσεις διάσπασης κάτω από μερικές εκατοντάδες Volt.



Σχήμα 2.28 Συνιστώσες της αντίστασης στην κατάσταση αγωγιμότητας σε MOSFET ενίσχυσης καναλιού η.

Δύο από τις συνιστώσες της αντίστασης, η αντίσταση καναλιού και η αντίσταση του στρώματος συσσώρευσης, επηρεάζονται από την πόλωση πύλης-πηγής, από τις προσμίξεις και τις διαστάσεις. Και στις δύο αυτές συνιστώσες οι μεγαλύτερες τιμές της πόλωσης πύλης-πηγής ελαττώνουν τις αντιστάσεις αυτές. Κατά συνέπεια το επιθυμητό είναι να χρησιμοποιούμε όσο το δυνατό μεγαλύτερη τάση οδήγησης της πύλης, που να είναι και συμβατή με την τάση διάσπασης του οξειδίου της πύλης.

Για V_{DSS} μεγαλύτερη από μερικές εκατοντάδες volt, η αντίσταση της περιοχής μετατόπισης του απαγωγού R_d αποτελεί την κύρια συνιστώσα της αντίστασης στην κατάσταση αγωγιμότητας. Το αποτέλεσμα θα είναι

$$\frac{V_d}{J} = R A \approx 3 * 10^{-7} BV_{DSS}^2 \quad (2.27)$$

όπου A είναι η διατομή μέσα από την οποία διέρχεται το ρεύμα απαγωγού. Πειραματικά αποτελέσματα και ακριβέστερη θεωρητική εξέταση δείχνουν ότι η εξάρτηση είναι στην πραγματικότητα ανάλογη του BV_{DSS}^{25-27} . Εξαιτίας της μεγάλης εξάρτησης της R_d από την τάση διάσπασης, τα MOSFET έχουν μεγαλύτερες απώλειες αγωγιμότητας στις μεγαλύτερες τάσεις αποκοπής σε σύγκριση με τα BJT.

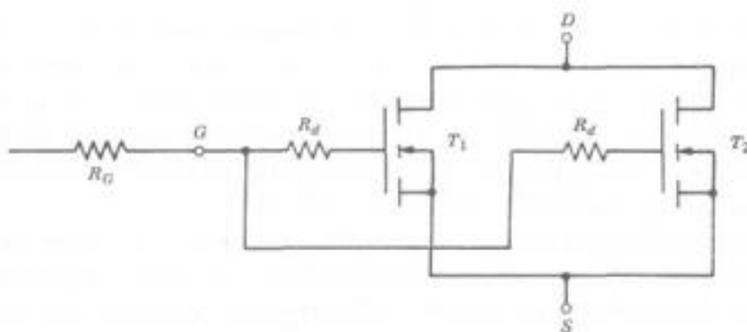
Η αντίσταση αγωγιμότητας αυξάνει σημαντικά, όταν αυξάνει η θερμοκρασία επαφής. Το γεγονός αυτό με τη σειρά του σημαίνει ότι η κατανάλωση κατά την αγωγιμότητα θα αυξάνει με τη θερμοκρασία στις περισσότερες ηλεκτρονικές εφαρμογές ισχύος. Ο θετικός θερμοκρασιακός συντελεστής της αντίστασης στην κατάσταση αγωγιμότητας προέρχεται από την ελάττωση της ευκινησίας των φορέων, καθώς αυξάνει η θερμοκρασία του ημιαγωγού. Αυτό συμβαίνει επειδή, σε μεγαλύτερες θερμοκρασίες, οι φορείς υφίστανται περισσότερες συγκρούσεις ανά μονάδα χρόνου με το πλέγμα του ημιαγωγού, αφού κάθε άτομο στο πλέγμα έχει πλέον μεγαλύτερο πλάτος ταλάντωσης. Η ευκινησία είναι κατά προσέγγιση αντιστρόφως ανάλογη του αριθμού των συγκρούσεων με το πλέγμα ανά μονάδα χρόνου και η $r_{DS(on)}$ είναι αντιστρόφως ανάλογη της ευκινησίας.

2.9.3 ΠΑΡΑΛΛΗΛΗ ΣΥΝΔΕΣΗ ΤΩΝ MOSFET

Εξαιτίας του θετικού θερμοκρασιακού συντελεστή της αντίστασης στην κατάσταση αγωγιμότητας, τα MOSFET μπορούν να συνδεθούν παράλληλα μεταξύ τους πολύ εύκολα, όπως συνδέονται τα δύο MOSFET του σχήματος 2.29. Για την ίδια θερμοκρασία επαφής, αν η $r_{DS(on)}$ του T_2 ξεπεράσει την $r_{DS(on)}$ του T_1 τότε στην κατάσταση αγωγιμότητας το T_1 θα έχει μεγαλύτερο ρεύμα και κατά

συνέπεια μεγαλύτερες απώλειες ισχύος σε σύγκριση με το T_2 , επειδή στα άκρα και των δύο τρανζίστορ εφαρμόζεται η ίδια τάση. Κατά συνέπεια η θερμοκρασία επαφής του T_1 θα αυξάνει μαζί με την αντίσταση. Το γεγονός αυτό θα προκαλέσει τη μείωση του αντίστοιχου ρεύματος και κατά συνέπεια εμφανίζεται ένα φαινόμενο θερμικής διατήρησης της ευστάθειας.

Κατά τη διάρκεια της μετάβασης το ρεύμα σε κάθε MOSFET καθορίζεται από τη χαρακτηριστική μεταφοράς. Η διακύμανση της χαρακτηριστικής μεταφοράς από ένα στοιχείο σε άλλο του ίδιου τύπου είναι πολύ μικρή. Κατά συνέπεια είναι καλύτερο να διατηρούμε την τάση πύλης-πηγής των παραλληλισμένων τρανζίστορ κατά τη διάρκεια της μετάβασης ίδια, ώστε να έχουν περίπου τα ίδια ρεύματα. Ωστόσο, οι πύλες δεν μπορούν να συνδεθούν μεταξύ τους απευθείας, αλλά σε κάθε σύνδεση πύλης πρέπει να συνδεθεί εν σειρά μια μικρή αντίσταση ή ένα μικρό κομμάτι φερίττη, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.29. Αυτό συμβαίνει επειδή οι είσοδοι στις πύλες είναι πολύ χωρητικές και σχεδόν χωρίς απώλειες, αν και υπάρχει πάντοτε κάποια παρασιτική επαγωγή. Οι παρασιτικές επαγωγές σε συνδυασμό με τις χωρητικότητες των πυλών μπορεί να έχουν ως αποτέλεσμα ανεπιθύμητες ταλαντώσεις σε μεγάλες συχνότητες στα MOSFET, που αποφεύγονται με την αντίσταση απόσβεσης που φαίνεται στο σχήμα 2.29. Κάτι ακόμη που πρέπει να θυμόμαστε όταν συνδέουμε MOSFET παράλληλα είναι ότι η διάταξη τους πρέπει να είναι συμμετρική.

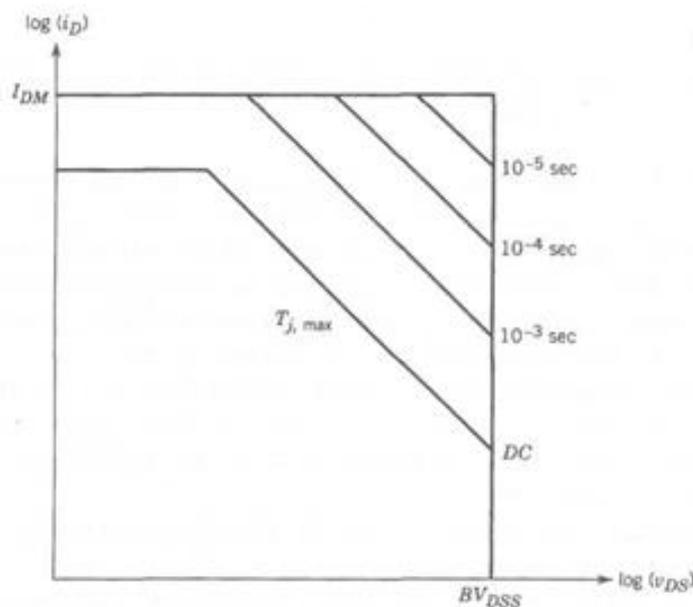


Σχήμα 2.29 Παράλληλη σύνδεση των MOSFET. Για ελαχιστοποίηση πιθανών ταλαντώσεων σε μεγάλες συχνότητες θα πρέπει να συνδεθεί εν σειρά με κάθε MOSFET μια μικρή αντίσταση απόσβεσης.

2.9.5 ΠΕΡΙΟΧΗ ΑΣΦΑΛΟΥΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ

Στο σχήμα 2.30 φαίνεται η περιοχή ασφαλούς λειτουργίας (SOA) ενός MOSFET ισχύος. Τρεις παράγοντες καθορίζουν την SOA του MOSFET: το μέγιστο ρεύμα απαγωγού I_{DM} , η θερμοκρασία της εσωτερικής επαφής T_J , η οποία εξαρτάται από την κατανάλωση του στοιχείου και η τάση διάσπασης BV_{DSS} . Αυτοί οι περιοριστικοί παράγοντες έχουν ήδη εξεταστεί σε κάποιο βαθμό και είναι ανάλογοι με τους αντίστοιχους παράγοντες του BJT. Το MOSFET δεν έχει περιορισμούς δεύτερης διάσπασης, όπως το BJT, και έτσι στην SOA δεν εμφανίζονται τέτοιοι περιορισμοί.

Για διακοπτικές εφαρμογές η SOA του MOSFET είναι τετράγωνη, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.30. Δεν υπάρχει διάκριση μεταξύ SOA για ορθή πόλωση και ανάστροφη πόλωση στο MOSFET. Και οι δύο είναι ακριβώς ίδιες.



Σχήμα 2.30 Η SOA ενός MOSFET ενίσχυσης καναλιού η. Ας σημειωθεί η απουσία δεύτερης διάσπασης.

2.9.6 Περιορισμοί ρεύματος.

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, η ενεργός τιμή της ροπής που μπορεί να παρέχει ο κινητήρας, εξαρτάται από τα θερμικά του χαρακτηριστικά. Όμως, ένας κινητήρας μπορεί να παρέχει σημαντικά μεγαλύτερη κορυφή ροπής (περίπου τέσσερις φορές μεγαλύτερη από τη μέγιστη ροπή), αρκεί η χρονική διάρκεια της κορυφής ροπής να είναι μικρή συγκρινόμενη με τη θερμική σταθερά χρόνου του κινητήρα. Επειδή η T_{em} είναι ανάλογη του i , μια κορυφή ροπής απαιτεί μια ανάλογη κορυφή ρεύματος από τον ηλεκτρονικό μετατροπέα ισχύος. Το ρεύμα που αντέχουν τα ημιαγωγικά στοιχεία του μετατροπέα περιορίζεται από τη μέγιστη θερμοκρασία της επαφής του στοιχείου και από άλλους παράγοντες. Ένα μεγάλο ρεύμα προκαλεί μεγάλες θερμοκρασίες επαφής, εξαιτίας των απωλειών μέσα στο ημιαγωγικό στοιχείο. Η θερμική σταθερά χρόνου του ημιαγωγού είναι πολύ μικρότερη από την αντίστοιχη σταθερά χρόνου των διάφορων κινητήρων. Έτσι, ο περιορισμός ρεύματος του ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος πρέπει να επιλεγεί με βάση την τιμή κορυφής και την ενεργό τιμή της ροπής που πρέπει να παρέχει ο κινητήρας.

2.9.7 Περιορισμοί τάσης.

Στους dc και στους ac κινητήρες αναπτύσσεται μια αντιηλεκτρεγερτική δύναμη e , η οποία αντιτίθεται στην εφαρμοζόμενη τάση v . Ο ρυθμός με τον οποίο μπορεί να ελεγχθεί το ρεύμα και κατά συνέπεια η ροπή δίνεται από τη σχέση

$$\frac{di}{dt} = \frac{v - e}{L} \quad (2.28)$$

όπου L είναι η αυτεπαγωγή που παρουσιάζει ο κινητήρας στον μετατροπέα ισχύος.

Για να είναι δυνατός ο ταχύς έλεγχος του ρεύματος και της ροπής, πρέπει η τάση εξόδου του ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος να είναι αρκετά μεγαλύτερη από την αντιηλεκτρεγερτική δύναμη e . Όταν η μαγνητική ροή διακένου του κινητήρα είναι σταθερή, το πλάτος της e αυξάνει γραμμικά με την ταχύτητα της μηχανής. Έτσι, ο περιορισμός τάσης του ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος, όταν η ροή διακένου είναι σταθερή, εξαρτάται από τη μέγιστη ταχύτητα του κινητήρα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

3.1 Ο ΕΛΕΓΧΟΣ

3.1.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στα προηγούμενα Κεφάλαια αναφέρθηκαν και περιγράφηκαν οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος, οι τοπολογίες που μπορούν να οδηγήσουν ένα κινητήρα και τέλος περιγράφηκαν οι ημιαγωγικοί διακόπτες ισχύος οι οποίοι διαχειρίζονται την ισχύ από και προς τον κινητήρα. Αυτό το Κεφάλαιο αναφέρεται στον έλεγχο του κινητήρα υπό μελέτη και στα επιθυμητά αποτελέσματα αυτού. Τα αποτελέσματα αυτά αφορούν τη ρύθμιση των στροφών του κινητήρα κατά την εκκίνηση αλλά και κατά την ανάληψη φορτίου.

Ο έλεγχος και η ρύθμιση των στροφών γίνεται από έναν AVR μικροελεγκτή της εταιρίας ATMEL με κωδική ονομασία ATmega16. Στις επόμενες παραγράφους θα περιγραφεί ο ίδιος ο μικροελεγκτής καθώς και ο τρόπος με τον οποίο ρυθμίζεται για να έχουμε το επιθυμητό αποτέλεσμα. Ο ATmega16 είναι ένας 8-μπιτος χαμηλής ισχύος C-MOS μικροελεγκτής βασισμένος στην αναβαθμισμένη αρχιτεκτονική RISC. Να σημειωθεί ότι το data sheet του είναι της τάξεως των 320 σελίδων οπότε στην παρούσα πτυχιακή εργασία θα αναφερθούν γενικά τα βασικότερα χαρακτηριστικά του, επομένως για περαιτέρω λεπτομέρειες θα πρέπει ο αναγνώστης να αναφερθεί στο ίδιο το data sheet.

3.2 Ο ΜΙΚΡΟΕΛΕΓΚΤΗΣ

Ο ATmega16 έχει 16K bytes εσωτερική αυτό-προγραμματιζόμενη μνήμη flash με διάρκεια 10000 κύκλων εγγραφής διαγραφής παράλληλα με μια EEPROM μεγέθους 512 bytes με διάρκεια 100000 κύκλων εγγραφής διαγραφής και τέλος μία εσωτερική SRAM μεγέθους 1K bytes, όπως και προγραμματιζόμενο κλειδίωμα της μνήμης για προστασία του προγράμματος.

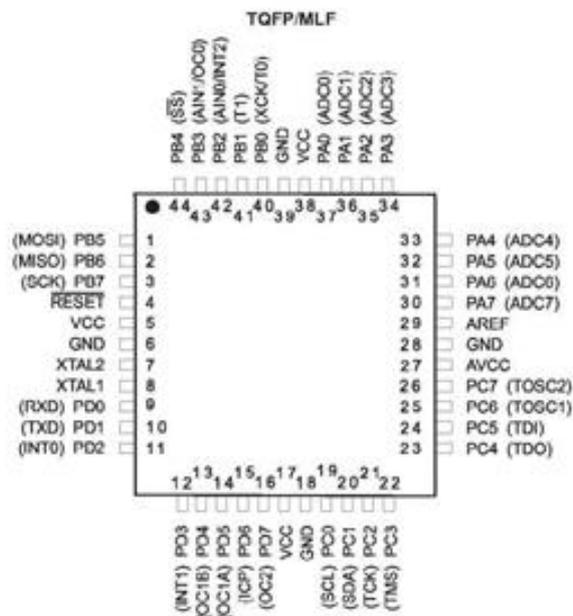
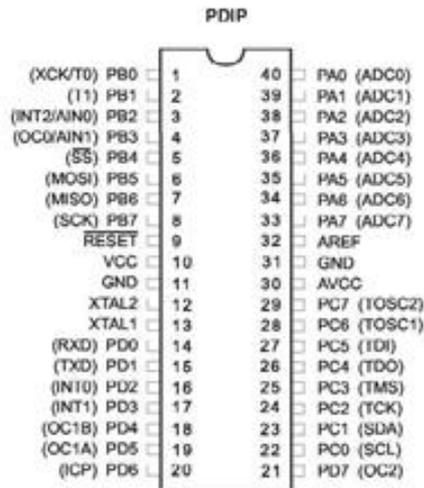
Εκτός από την μνήμη εσωτερικά έχει 3 χρονιστές/απαριθμητές (X/A) ή αλλιώς timers/counters από τους οποίους οι 2 είναι 8-μπιτοι και ο άλλος που απομένει είναι 16-μπιτος, με την χρήση αυτών των X/A μπορεί και βγάζει 4 κανάλια PWM. Ταυτόχρονα, διαθέτει μονάδα μετατροπής από αναλογικό σε ψηφιακό σήμα (ADC) με δυνατότητα μετατροπής συνολικά 8 αναλογικών εισόδων σε ψηφιακές που μπορούν είτε να είναι 8 με μία κοινή γη με τον μικροελεγκτή είτε να είναι 7 κανάλια τα οποία έχουν διαφορετική γη από τον μικροελεγκτή. Δύο από αυτά τα κανάλια μπορούν να ρυθμιστούν με κέρδος 1x, 10x, 200x. Εσωτερικά έχει και ένα αναλογικό συγκριτή ο οποίος δεν μπορεί να λειτουργεί ταυτόχρονα με την μονάδα ADC.

Για την επικοινωνία με τον υπολογιστή ή με άλλους μικροελεγκτές διαθέτει μια προγραμματιζόμενη USART όπως και το λεγόμενο SPI σειριακής διασύνδεσης, για την σύνδεση με προσομοιωτές διαθέτει και JTAG.

Μερικά από τα ειδικά χαρακτηριστικά αυτού του μικροελεγκτή είναι ότι κατά την εκκίνηση, βρίσκεται σε κατάσταση reset (3.2.5.2), όπως επίσης και ότι διαθέτει προγραμματιζόμενο εσωτερικό ταλαντωτή RC για την δημιουργία ρολογιού. Για την μείωση της κατανάλωσης σε περιπτώσεις που ο μικροελεγκτής περιμένει να γίνει ένα συμβάν για να δράσει υπάρχουν 6 διαφορετικές καταστάσεις αδράνειας (idle modes).

Η τάση λειτουργίας είναι από 4,5 μέχρι 5,5 volt, και η ταχύτητα λειτουργίας για τον μικροελεγκτή της κατασκευής μας είναι μέχρι τα 16 MHz . Ο μικροελεγκτής ATmega16 έχει ένα ακόμα πολύ βασικό χαρακτηριστικό, δηλαδή μπορεί να προγραμματιστεί με 2 διαφορετικούς τρόπους:

- ③ Με σειριακή σύνδεση SPI η οποία έχει το πλεονέκτημα ότι μπορούμε να προγραμματίσουμε τον μικροελεγκτή πάνω στην πλακέτα εφαρμογής χωρίς να τον βγάλουμε από αυτήν.
- ③ Με προγραμματισμό υψηλής τάσης.



Σχήμα 3.1 Διάταξη των ακίδων του Atmega16.

3.2.1 ΣΗΜΑΣΙΑ ΤΩΝ ΑΚΙΔΩΝ

Στο σχήμα 3.1 φαίνεται η διάταξη των ακίδων του μικροελεγκτή.

- VCC: Ακίδα τροφοδοσίας.
- GND: Ακίδα αναφοράς.(γη)
- Ports A (PA7..PA0), Port B (PB7..PB0), Port C (PC7..PC0), Port D (PD7..PD0).

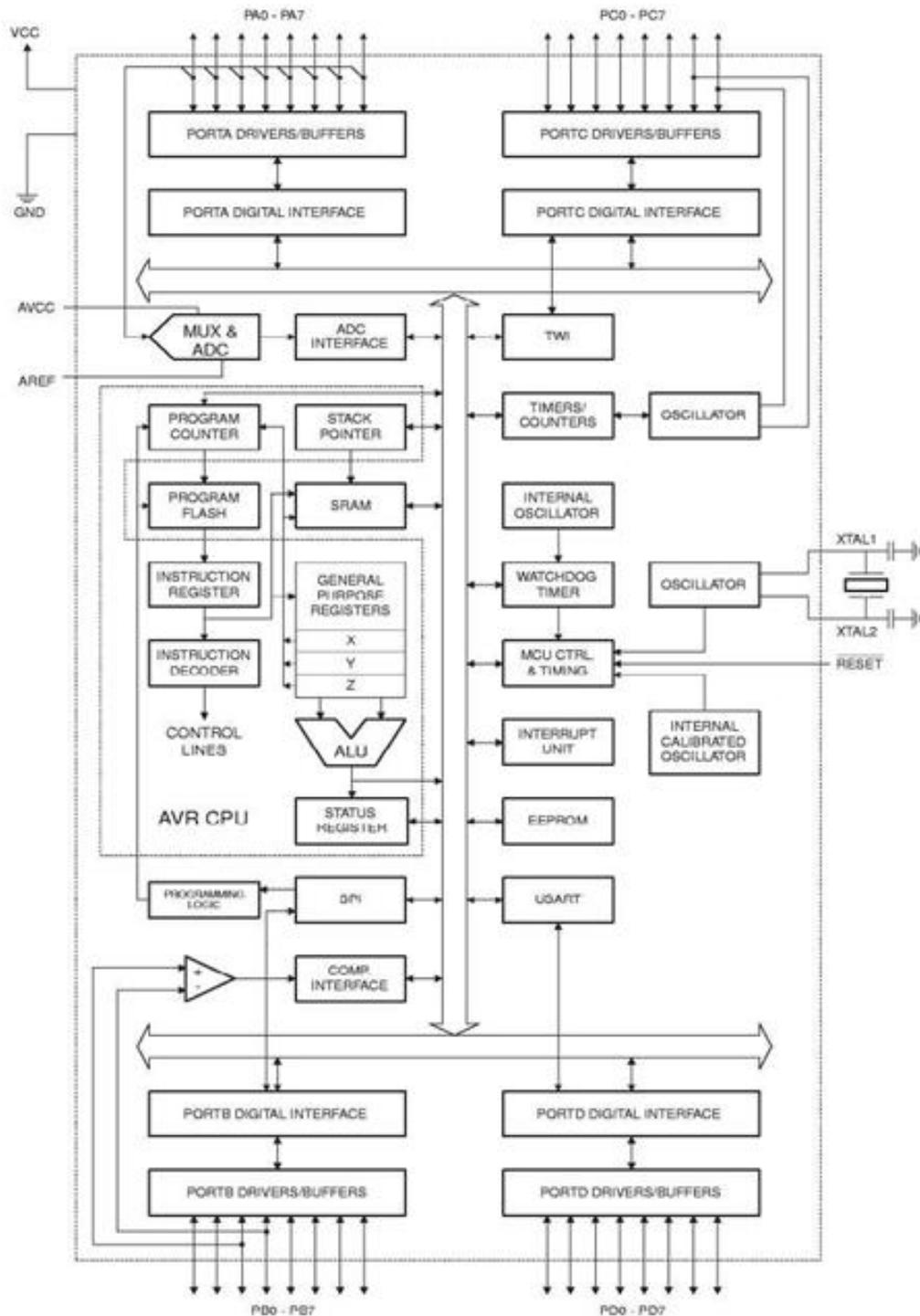
Οι θύρες περιλαμβάνουν 8 αμφίδρομες (In/Out) ακίδες (pin). Οι ακίδες αυτές μπορούν κατ' επιλογή να συνδεθούν εσωτερικά στην τροφοδοσία μέσω αντιστάσεων ζεύξης (pull-up resistors) όταν λειτουργούν σαν είσοδοι. Όλες οι ακίδες όταν συμπεριφέρονται είτε σαν έξοδοι είτε σαν είσοδοι, μπορούν να απορροφήσουν η να δώσουν την ίδια ποσότητα ρεύματος. Όταν χρησιμοποιούνται σαν είσοδοι και πρέπει να 'δουν' το LOW ενεργοποιούμε τις εσωτερικές αντιστάσεις. Ενώ για να 'δουν' High τοποθετούμε εξωτερικά αντιστάσεις Pull-Down. Οι ακίδες σε περίπτωση reset μεταβαίνουν σε κατάσταση υψηλής αντίστασης ανεξάρτητα από την λειτουργία.

Ειδικότερα για κάθε θύρα ισχύουν και τα ακόλουθα:

- Η θύρα A χρησιμοποιείται και από την μονάδα ADC.

- Η θύρα B χρησιμοποιείται και για άλλους σκοπούς που αν ενεργοποιηθούν αποκλείουν την απλή λειτουργία των ακίδων σαν είσοδοι οι έξοδοι.
- Στην θύρα C στα pin PC5 , PC3 , PC2 ενεργοποιούνται οι εσωτερικές αντιστάσεις πρόσδεσης όταν ενεργοποιηθεί το JTAG και παραμένουν ακόμα και σε κατάσταση ρεσέτ.
- Η θύρα D εξυπηρετεί και άλλους σκοπούς οι οποίοι αναλύονται στο data sheet του μικροελεγκτή.
- RESET: Ακίδα επανεκκίνησης .Ο μικροελεγκτής αρχικοποιείται , όταν επιβληθεί σε αυτόν χαμηλή στάθμη τάσης για χρόνο περισσότερο από 50ns. Μικρότεροι χρόνοι από 50ns δεν εγγυώνται ότι ο μικροελεγκτής θα μπει σε κατάσταση reset. Σε κατάσταση reset θα μπει έστω και αν το ρολόι δεν δουλεύει.
- XTAL1: Είσοδος στον εσωτερικό αναστρέφοντα ταλαντωτή και ταυτόχρονα στο σύστημα χρονισμού του μικροελεγκτή.
- XTAL2: Έξοδος του αναστρέφοντα ταλαντωτή .
- AVCC: Ακίδα τροφοδοσίας για την θύρα A και για την μονάδα ADC. Πρέπει να συνδεθεί εξωτερικά στην τάση τροφοδοσίας έστω και αν η μονάδα ADC δεν χρησιμοποιείται, ενώ αν χρησιμοποιείται πρέπει να συνδεθεί στην τάση τροφοδοσίας μέσω ενός χαμηλοπερατού φίλτρου.
- AREF: Είναι η ακίδα αναφοράς τάσης της μονάδας ADC.

Στο σχήμα 3.2 φαίνεται το διάγραμμα βαθμίδων του ATmega16 .



Σχήμα 3.2 Διάγραμμα βαθμίδων του μικροελεγκτή ATmega16.

3.2.2 ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΤΟΥ ATmega16.

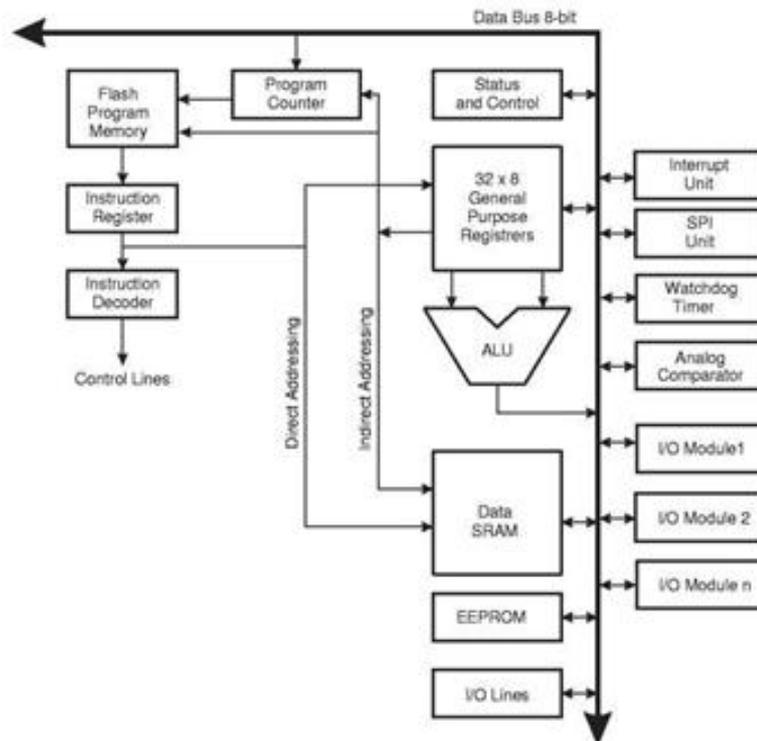
Με σκοπό την μεγιστοποίηση των δυνατοτήτων, η AVR τεχνολογία χρησιμοποιεί αρχιτεκτονική Harvard με ξεχωριστές περιοχές μνήμης (program and data memory) και ξεχωριστούς διαύλους (Buses) για κάθε μια. Με την χρήση τεχνικών έμμεσης διοχέτευσης (pipelining) γίνεται ανάκληση, από την μνήμη προγράμματος τύπου Flash, της επόμενης εντολής τη στιγμή που εκτελείται η πρώτη. Η μνήμη του προγράμματος είναι εσωτερική και είναι τύπου Flash.

Η ιδέα των καταχωρητών (registers) ταχείας - προσπέλασης στηρίζεται σε 32x8-bit καταχωρητές γενικής χρήσης με χρόνο πρόσβασης ένα κύκλο ρολογιού. Αυτό σημαίνει ότι σε ένα κύκλο ρολογιού, μόνο μια λειτουργία της ALU εκτελείται. Δύο τελεστές

εξάγονται από τους καταχωρητές, η λειτουργία που υποδεικνύει ο τελεστής, και το αποτέλεσμα αποθηκεύεται πίσω στους καταχωρητές σε χρόνο ίσο με ένα κύκλο ρολογιού.

Έξι από τους 32 καταχωρητές μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως τρεις 16-bit καταχωρητές δείκτες (Index) για έμμεση διευθυνσιοδότηση. Αυτοί οι καταχωρητές με τις επιπρόσθετες λειτουργίες, είναι οι καταχωρητές : X-register, Y-register και Z-register.

Το σχήμα 3.3 δείχνει την AVR και RISC αρχιτεκτονική του ATmega16.



Σχήμα 3.3 Αρχιτεκτονική του μικροελεγκτή

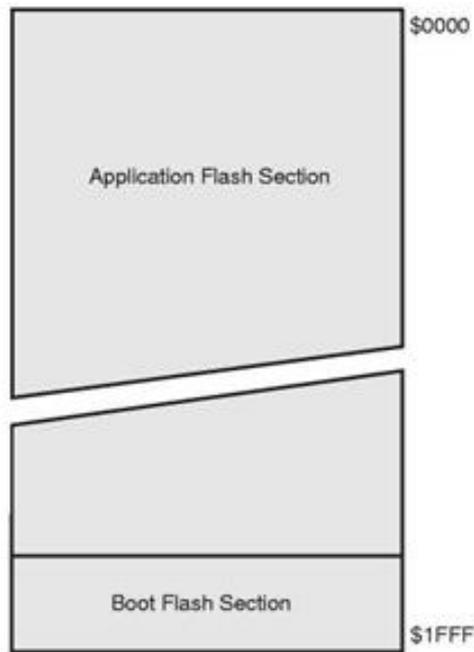
3.2.3 Η ΑΡΙΘΜΗΤΙΚΗ ΚΑΙ ΛΟΓΙΚΗ ΜΟΝΑΔΑ (ALU).

Η υψηλής απόδοσης αριθμητική μονάδα δουλεύει σε άμεση σύνδεση με όλους τους 32 καταχωρητές γενικής χρήσης. Μέσα στο χρόνο ενός κύκλου ρολογιού εκτελούνται αριθμητικές πράξεις μεταξύ των καταχωρητών ή μεταξύ ενός καταχωρητή και μιας σταθεράς. Οι λειτουργίες της αριθμητικής και λογικής μονάδας χωρίζονται σε 3 κατηγορίες: α) αριθμητικές β) λογικές γ) και δυαδικές λειτουργίες. Αξίζει να σημειωθεί ότι συγκεκριμένες διατάξεις αρχιτεκτονικής παρέχουν και δυνατότητες πολλαπλασιασμού.

3.2.4 ΟΙ ΜΝΗΜΕΣ ΤΟΥ ATmega16.

3.2.4.1 ΕΣΩΤΕΡΙΚΗ ΕΠΑΝΑΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΙΖΟΜΕΝΗ FLASH ΜΝΗΜΗ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΟΣ

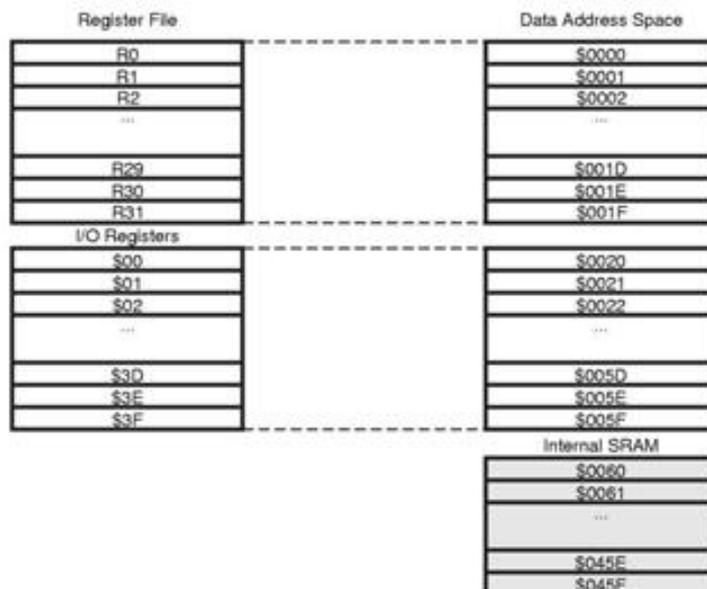
Ο ATmega16 περιέχει 16K bytes εσωτερική επαναπρογραμματιζόμενη μνήμη προγράμματος. Από την στιγμή που όλες οι AVR εντολές είναι 16 ή 32 bit η μνήμη είναι οργανωμένη σε 8K x 16. Για την ασφάλεια του προγράμματος η μνήμη είναι χωρισμένη σε 2 μέρη, το κομμάτι του προγράμματος της εφαρμογής και το κομμάτι του προγράμματος εκκίνησης.



Σχήμα 3.4 Η μνήμη flash του προγράμματος.

3.2.4.2 ΜΝΗΜΗ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ SRAM.

Το σχήμα 3.5 παρακάτω δείχνει, πως είναι οργανωμένη η μνήμη SRAM του ATmega16. Η δομή αυτής της μνήμης είναι ως εξής: οι πρώτες 96 θέσεις περιέχουν τα αρχεία των καταχωρητών και τους καταχωρητές εισόδων και εξόδων. Οι επόμενες 1024 θέσεις απαρτίζουν την εσωτερική μνήμη SRAM. Στην εικόνα 3.5 φαίνεται η διάταξη αυτής της μνήμης.



Σχήμα 3.5 Διάταξη της μνήμης SRAM.

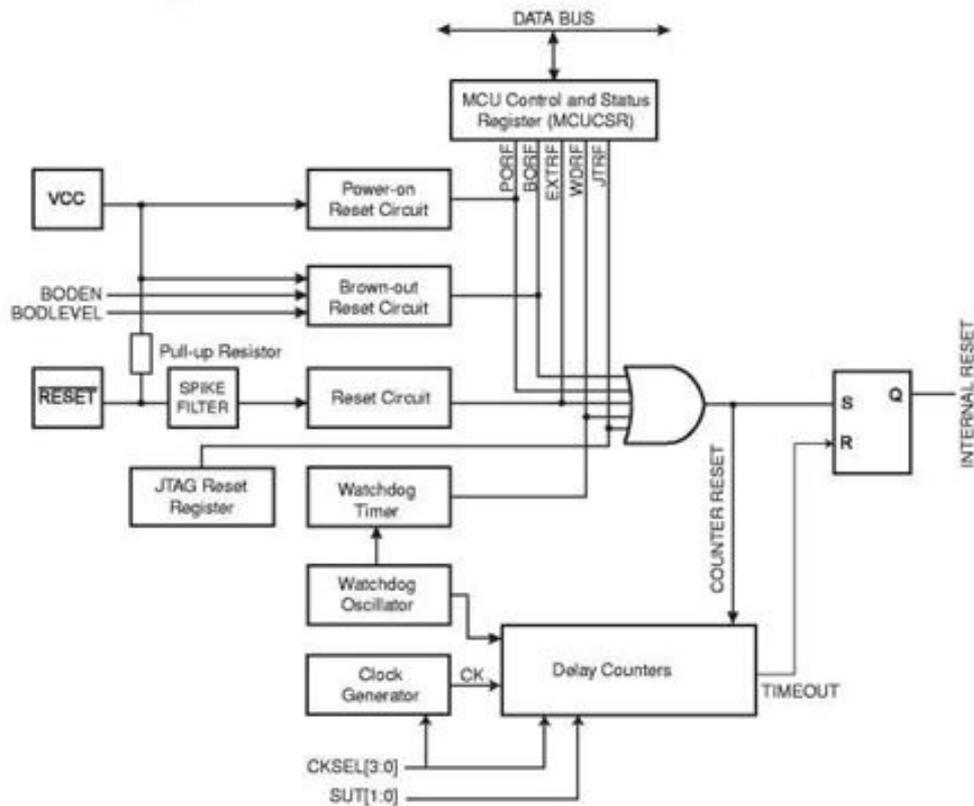
3.2.4.3 ΜΝΗΜΗ EEPROM

Αυτή η μνήμη έχει μέγεθος 512 byte και είναι οργανωμένη σαν ένας ξεχωριστός χώρος για δεδομένα στον οποίο μπορούν να γραφτούν και να διαβαστούν μεμονωμένα byte.

3.2.5 ΠΗΓΕΣ RESET ΤΟΥ ATmega16.

3.2.5.1 ΕΚΤΕΛΩΝΤΑΣ ΕΝΑ RESET.

Κατά την διάρκεια ενός reset όλοι οι καταχωρητές εισόδου/εξόδου επανέρχονται στις αρχικές τους τιμές και το πρόγραμμα αρχίζει να εκτελείται από το αρχείο reset. Αυτό δεν απαιτεί την λειτουργία του ρολογιού. Αφού όλες οι πηγές reset έχουν γίνει ανενεργές τότε ξεκινάει ένας απεριθμητής καθυστέρησης επιμηκύνοντας το εσωτερικό reset με σκοπό την αύξηση της τάσης σε ασφαλή επίπεδα για την λειτουργία του. Αυτός ο χρόνος καθυστέρησης μπορεί να ρυθμιστεί από τον χρήστη μέσω των ασφαλειών (fuses) CKSEL.



Σχήμα 3.6 Το λογικό διάγραμμα του reset.

Symbol	Parameter	Condition	Min	Typ	Max	Units
V_{POT}	Power-on Reset Threshold Voltage (rising)			1.4	2.3	V
	Power-on Reset Threshold Voltage (falling) ⁽¹⁾			1.3	2.3	V
V_{RST}	RESET Pin Threshold Voltage		$0.2 V_{CC}$		$0.85V_{CC}$	V
t_{RST}	Minimum pulse width on RESET Pin			50		ns
V_{BOT}	Brown-out Reset Threshold Voltage ⁽²⁾	BODLEVEL = 1	2.5	2.7	3.2	V
		BODLEVEL = 0	3.7	4.0	4.2	
t_{BOD}	Minimum low voltage period for Brown-out Detection	BODLEVEL = 1		2		μ s
		BODLEVEL = 0		2		μ s
V_{HYST}	Brown-out Detector hysteresis			50		mV

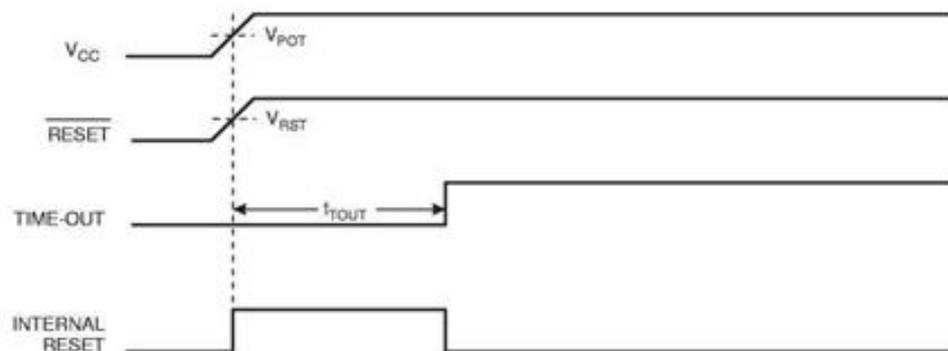
- Notes: 1. The Power-on Reset will not work unless the supply voltage has been below V_{POT} (falling).
2. V_{BOT} may be below nominal minimum operating voltage for some devices. For devices where this is the case, the device is tested down to $V_{CC} = V_{BOT}$ during the production test. This guarantees that a Brown-out Reset will occur before V_{CC} drops to a voltage where correct operation of the microcontroller is no longer guaranteed. The test is performed using BODLEVEL = 1 for ATmega16L and BODLEVEL = 0 for ATmega16. BODLEVEL = 1 is not applicable for ATmega16.

Σχήμα 3.7 Χαρακτηριστικά του reset.

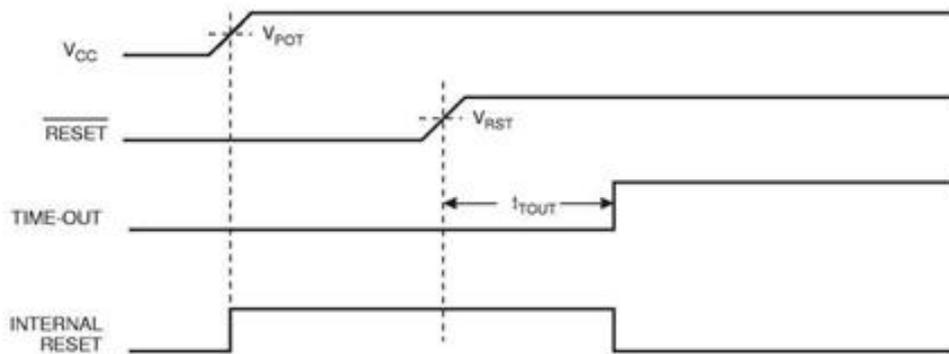
3.2.5.2 ΠΗΓΕΣ RESET.

Ο ATmega16 έχει 5 πηγές ρεσέτ:

- Το reset εκκίνησης. Ο κεντρικός επεξεργαστής βρίσκεται σε reset μέχρι την αύξηση της τάσης σε ασφαλή επίπεδα. Όπως βλέπουμε από το σχήμα 3.8 όταν η τάση φτάσει σε επίπεδο λειτουργίας απενεργοποιείται το εξωτερικό reset και ενεργοποιείται το εσωτερικό RESET.

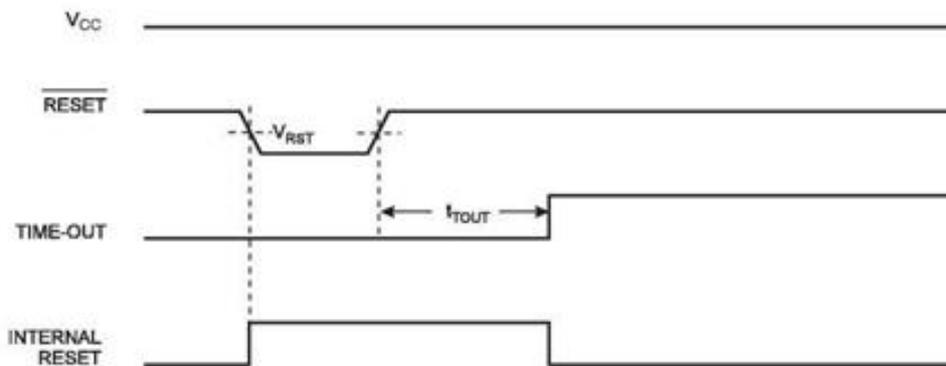


Σχήμα 3.8 Εκκίνηση MCU σε σχέση με την τάση τροφοδοσίας.



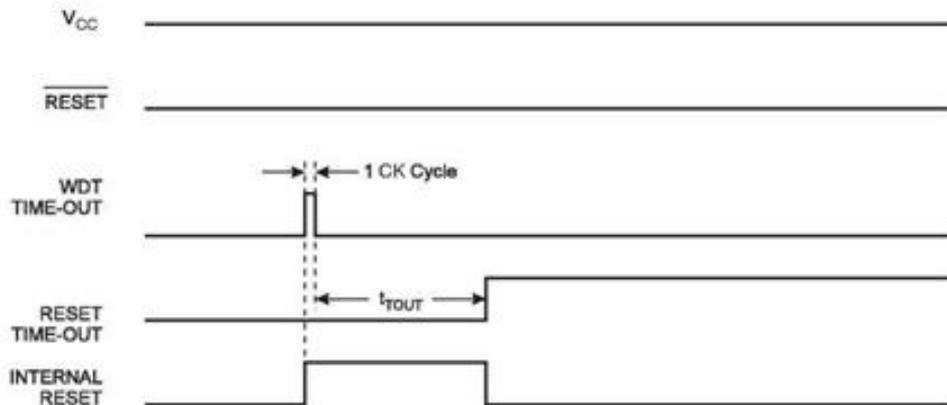
Σχήμα 3.9 εκκίνηση MCU με καθυστέρηση από εξωτερικό reset.

- Το εξωτερικό reset . ο κεντρικός επεξεργαστής βρίσκεται σε reset όταν στο pin του reset υπάρχει χαμηλό επίπεδο τάσης μεγαλύτερο από το μικρότερο δυνατό παλμό.



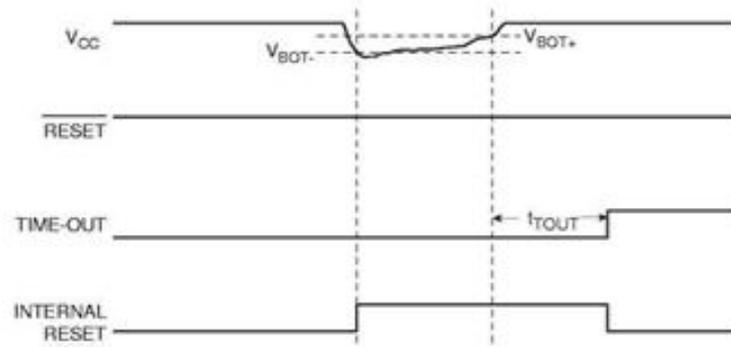
Σχήμα 3.10 Εξωτερικό reset κατά την διάρκεια της λειτουργίας.

- Το reset του χρονιστή επίβλεψης(watchdog timer).



Σχήμα 3.11 Reset του χρονιστή επίβλεψης κατά την διάρκεια της λειτουργίας.

- Το reset του ελέγχου για το αν η τάση τροφοδοσίας είναι χαμηλότερη από ένα όριο ασφαλούς λειτουργίας.(brown-out).



Σχήμα 3.12 Reset λόγω μειωμένης τάσης, κατά την διάρκεια της λειτουργίας.

- JTAG reset.

5.2 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, "Power Electronics: Converters Applications and Design", John Willey & Sons, New York, USA, 1989.
- [2] Bose B.K., "Introduction to Power Electronics", Modern Power Electronics, Evolution, Technology and Applications" edited by Bose B.K., IEEE Press, 1992.
- [3] Nishihara M., "Power Electronics Diversity", International Power Electronics Conference(IPEC'90), vol.1, April 1990, pp.21-28.
- [4] Hingorani N.G., "Power Electronics in Electric Utilities: Role of Power Electronics in Future Power Systems", Proceedings of the IEEE, vol.76, no.4, April 1988, pp.311-334.
- [5] Van Wyk J.D., Skudenly H.Ch., Muller-Hellmann A., "Power Electronics, control of the electromechanical energy conversion process and some applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. IE-36, no.3, August 1989, pp.403-412.
- [6] Bose B.K., "Technology Trends in Microcomputer Control of Electrical Machines", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. IE-35, no.1, February 1988, pp.160-177.
- [7] Leonhard W., "Adjustable-Speed AC Drives", Proceedings of the IEEE, vol.76, no.4, April 1988, pp.455-471.
- [8] Sen P.C., "Principles of Electric Machines and Power Electronics", John Wiley, , New York, USA, 1995.
- [9] Leonhard W., "Control of Electrical Machines", John Wiley, , New York, USA, 1996.
- [10] <http://www.irf.com>
- [11] <http://www.atmel.com>
- [12] <http://www.intersil.com>