

ΔΗΜΟΚΡΙΤΕΙΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΡΑΚΗΣ
ΠΟΛΥΤΕΧΝΙΚΗ ΣΧΟΛΗ ΞΑΝΘΗΣ
ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΠΑΡΑΓΩΓΗΣ ΚΑΙ ΔΙΟΙΚΗΣΗΣ

ΣΗΜΕΙΩΣΕΙΣ ΓΙΑ ΤΟ ΜΑΘΗΜΑ
ΒΙΟΜΗΧΑΝΙΚΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΚΑΙ
ΑΥΤΟΜΑΤΙΣΜΟΙ

ΔΙΔΑΣΚΩΝ : ΚΑΡΑΚΑΤΣΑΝΗΣ Σ. ΘΕΟΚΛΗΤΟΣ

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

ΣΤΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ

Κατά τα τελευταία τριάντα χρόνια στις εφαρμογές των ηλεκτρικών κινητήρων έχει συμβεί μια πραγματική επανάσταση. Η ανάπτυξη των ηλεκτρονικών μονάδων οδήγησης (solid-state drive packages) έχει φτάσει σε τέτοιο σημείο εξέλιξης, που είναι πλέον πρακτικά δυνατό να λυθεί οποιοδήποτε πρόβλημα ρύθμισης ισχύος. Μ' αυτές τις μονάδες οδήγησης είναι δυνατή η λειτουργία κινητήρων συνεχούς ρεύματος με πηγές εναλλασσόμενης τάσης, αλλά και η λειτουργία κινητήρων εναλλασσόμενου ρεύματος με πηγές συνεχούς τάσης. Είναι, επίσης, δυνατή η μετατροπή της εναλλασσόμενης ισχύος συγκεκριμένης συχνότητας σε εναλλασσόμενη ισχύ διαφορετικής συχνότητας.

Ακόμη, το κόστος των ηλεκτρονικών μονάδων οδήγησης έχει μειωθεί σημαντικά, ενώ η αξιοπιστία τους έχει βελτιωθεί. Οι πολλές δυνατότητες και το μικρό κόστος των ηλεκτρονικών μονάδων οδήγησης ή ελέγχου είχαν ως αποτέλεσμα την ανάπτυξη πολλών νέων εφαρμογών για τους κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος, με τις οποίες αυτοί οι κινητήρες μπορούν πια να κάνουν όλες τις εργασίες που έκαναν παλιότερα μόνο οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος. Επιπλέον, με τη χρήση ηλεκτρονικών μονάδων οδήγησης έχουν κερδίσει σε ευελιξία και οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος.

Αυτές οι σημαντικές αλλαγές ήταν το αποτέλεσμα της ανάπτυξης και βελτίωσης μιας σειράς ηλεκτρονικών στοιχείων ισχύος. Αν και η λεπτομερής μελέτη αυτών των ηλεκτρονικών στοιχείων και κυκλωμάτων θα απαιτούσε ένα ιδιαίτερο σύγγραμμα, κάποια μικρή εξοικείωση μαζί τους είναι πολύ σημαντική για την κατανόηση των μοντέρνων εφαρμογών των κινητήρων. Σ' αυτό το κεφάλαιο γίνεται μια σύντομη εισαγωγή στα ηλεκτρονικά στοιχεία ισχύος και στα κυκλώματα που έχουν αναπτυχθεί.

3-1 ΤΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ ΙΣΧΥΟΣ

Στα κυκλώματα ελέγχου των κινητήρων χρησιμοποιούνται κάποιοι βασικοί τύποι ημιαγωγικών διατάξεων. Ανάμεσα σ' αυτούς οι πιο σημαντικοί είναι οι εξής:

1. Η δίοδος
2. Το thyristor δύο επαφών ή δίοδος PNPN
3. Ο ελεγχόμενος ανορθωτής πυριτίου ή thyristor τριών επαφών (SCR)
4. Το thyristor με διακοπή από την πύλη (GTO)
5. Το DIAC
6. Το TRIAC
7. Το transistor ισχύος (PTR)
8. Το διπολικό transistor με απομονωμένη πύλη (IGBT)

Σ' αυτό το κεφάλαιο μελετώνται κυκλώματα που περιέχουν τα οκτώ παραπάνω στοιχεία. Όμως, πριν την ανάλυση των κυκλωμάτων είναι απαραίτητη η κατανόηση της λειτουργίας του κάθε στοιχείου ξεχωριστά.

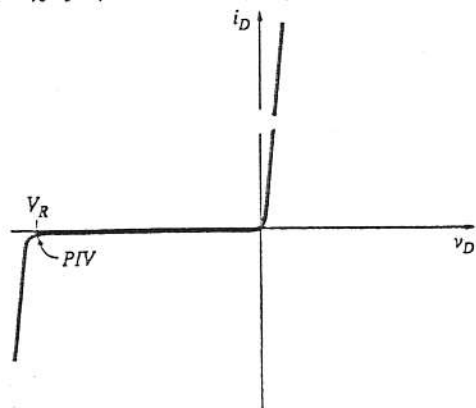
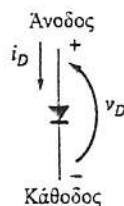
Η Δίοδος

Δίοδος (diode), είναι το ημιαγωγικό στοιχείο που σχεδιάστηκε, ώστε να άγει μόνο κατά τη μια κατεύθυνση. Στο Σχ. 3-1, δίνεται το σύμβολο της διόδου. Αυτό το στοιχείο είναι σχεδιασμένο, ώστε να άγει από την άνοδο προς την κάθοδο και όχι προς την αντίθετη κατεύθυνση.

Στο Σχ. 3-2, δίνεται η v - i χαρακτηριστική της διόδου. Όταν στη δίοδο εφαρμόζεται τάση κατά την ορθή φορά αυτή διαρρέεται από ένα μεγάλο ρεύμα.

Όταν η τάση που εφαρμόζεται έχει την ανάστροφη φορά, το ρεύμα περιορίζεται σε μια μικρή τιμή (της τάξης των μA ή και μικρότερο). Αν στη δίοδο εφαρμοστεί αρκετά μεγάλη ανάστροφη τάση, αυτή τελικά καταρρέει και επιτρέπει τη διέλευση του ρεύματος κατά την ανάστροφη φορά. Στη v - i χαρακτηριστική της διόδου, του Σχ. 3-2, φαίνονται αυτές οι τρεις περιοχές λειτουργίας.

Οι προδιαγραφές των διόδων καθορίζονται από το ποσό της ενέργειας που μπορούν να καταναλώσουν με ασφάλεια και από τη μέγιστη ανάστροφη τάση με την οποία μπορούν να λειτουργούν χωρίς να καταρρέουν. Η ισχύς που καταναλώνεται από μια δίοδο σε συνθήκες ορθής πόλωσης είναι ίση με την πτώση τάσης στα άκρα της επί το ρεύμα που τη διαρρέει. Αυτή η ισχύς πρέπει να περιορίζεται, ώστε η



ΣΧΗΜΑ 3-1 Κυκλωματικό σύμβολο της διόδου. ΣΧΗΜΑ 3-2 v - i χαρακτηριστική της διόδου.

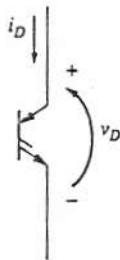
δίοδος να προστατεύεται από υπερθέρμανση. Η μέγιστη ανάστροφη τάση μιας διόδου ονομάζεται *κορυφή της ανάστροφης τάσης (peak inverse voltage - PIV)*. Αυτή πρέπει να είναι αρκετά μεγάλη, ώστε η διόδος να μην καταρρέει και να μην άγει κατά την ανάστροφη κατεύθυνση.

Ακόμη, οι διόδοι προδιαγράφονται και για το χρόνο μετάβασης (switching time). Ο χρόνος μετάβασης είναι ο χρόνος ο οποίος απαιτείται για τη μετάβαση από την κατάσταση αγωγιμότητας στην κατάσταση αποκοπής και αντίστροφα. Επειδή οι διόδοι ισχύος είναι στοιχεία μεγάλου μεγέθους και ισχύος, τα φορτία που συσσωρεύονται στις επαφές τους είναι μεγάλα και η μετάβασή τους από τη μια κατάσταση λειτουργίας στην άλλη είναι πιο αργή από τη μετάβαση των διόδων σήματος των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων μικρής ισχύος. Γενικά, όλες οι διόδοι ισχύος μπορούν ν' αλλάξουν κατάσταση αρκετά γρήγορα, ώστε να είναι δυνατό να χρησιμοποιηθούν ως ανορθωτές σε κυκλώματα με συχνότητα 50 Hz ή 60 Hz. Όμως, μερικές εφαρμογές, όπως η διαμόρφωση εύρους παλμού (PWM), απαιτούν διόδους ισχύος που να αλλάζουν κατάσταση με ρυθμό μεγαλύτερο από 1000 Hz. Σ' αυτές τις ταχύτατες εφαρμογές χρησιμοποιούνται ειδικές διόδοι που ονομάζονται *δίοδοι γρήγορης ανάκτησης (fast-recovery diodes)*.

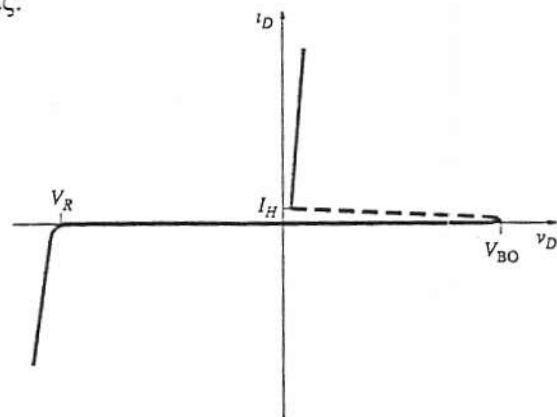
Thyristor Δύο Επαφών ή Δίοδος PNPN

Thyristor ονομάζονται όλα τα στοιχεία μιας οικογένειας ημιαγωγών της οποίας τα μέλη κατασκευάζονται από τέσσερα ημιαγωγά επίπεδα. Ένα από τα μέλη της οικογένειας είναι το thyristor δύο επαφών, που είναι γνωστό και ως διόδος PNPN. Το όνομα, που δίνεται σ' αυτό το εξάρτημα στην τυποποίηση της IEEE για τα γραφικά σύμβολα είναι *thyristor ανάστροφης αποκοπής τύπου διόδου (reverse-blocking diode-type thyristor)*. Το σύμβολό του φαίνεται στο Σχ. 3-3.

Η διόδος PNPN έχει μια ασυνήθιστη v - i χαρακτηριστική στην περιοχή της ορθής πόλωσης. Στο Σχ. 3-4, φαίνεται αυτή η v - i χαρακτηριστική. Η χαρακτηριστική καμπύλη αποτελείται από τρεις περιοχές:



ΣΧΗΜΑ 3-3 Κυκλωματικό σύμβολο του Thyristor Δύο επαφών ή διόδου PNPN.



ΣΧΗΜΑ 3-4 v - i χαρακτηριστική της διόδου PNPN.

1. Περιοχή ανάστροφης αποκοπής
2. Περιοχή ορθής αποκοπής
3. Αγώγιμη περιοχή

Στην περιοχή ανάστροφης αποκοπής η διόδος PNPN συμπεριφέρεται όπως ακριβώς μια κοινή διόδος και αποκόπτει όλο το ρεύμα μέχρις ότου η τάση να γίνει ίση με την τάση διάσπασης. Στην αγώγιμη περιοχή, η διόδος PNPN λειτουργεί και πάλι όπως η κοινή διόδος επιτρέποντας τη διέλευση μεγάλων ρευμάτων με μικρή πτώση τάσης. Η περιοχή που διακρίνει τη διόδο PNPN από την κοινή διόδο είναι η περιοχή ορθής αποκοπής.

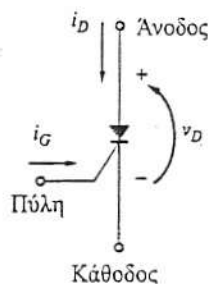
Όταν η διόδος PNPN πολώνεται κατά την ορθή φορά και μέχρις ότου η ορθή τάση υπερβεί μια συγκεκριμένη τιμή, που ονομάζεται *ορθή τάση κατάρρευσης* (*breakover voltage* V_{BO}), μέσα από τη διόδο δε διέρχεται ρεύμα. Μόλις η τάση στα άκρα της διόδου PNPN υπερβεί την τάση V_{BO} , η διόδος PNPN άγει και παραμένει σ' αυτή την κατάσταση μέχρις ότου το ρεύμα της μειωθεί κάτω από μια συγκεκριμένη ελάχιστη τιμή (τυπικά αυτή είναι μερικά mA). Αν το ρεύμα μειωθεί κάτω από αυτήν την ελάχιστη τιμή, που ονομάζεται *ρεύμα συγκράτησης* (*holding current* I_H), η διόδος PNPN παύει να άγει.

Η λειτουργία της διόδου PNPN συνοψίζεται στα εξής

1. Αρχίζει να άγει, όταν η εφαρμοζόμενη τάση v_D υπερβαίνει την V_{BO}
2. Αποκόπτεται, όταν το ρεύμα i_D μειώνεται κάτω από το I_H
3. Αποκόπτει κάθε ροή ρεύματος κατά την ανάστροφη κατεύθυνση, μέχρις ότου η τάση ξεπεράσει τη μέγιστη ανάστροφη τάση

Thyristor Τριών Επαφών ή Ελεγχόμενος Ανορθωτής Πυριτίου (SCR)

Το πιο σημαντικό μέλος της οικογένειας των thyristor είναι το thyristor τριών επαφών, που είναι γνωστό κι ως *ελεγχόμενος ανορθωτής πυριτίου* (*silicon controlled rectifier* - SCR). Το στοιχείο αυτό αναπτύχθηκε το 1958 από την General Electric Company. Σ' αυτήν ανήκει και η ονομασία του SCR. Η ονομασία thyristor δόθηκε στο εξάρτημα αργότερα από την International Electrotechnical Commission (IEC). Το κυκλωματικό σύμβολο SCR φαίνεται στο Σχ. 3-5.



ΣΧΗΜΑ 3-5 Κυκλωματικό σύμβολο του SCR.

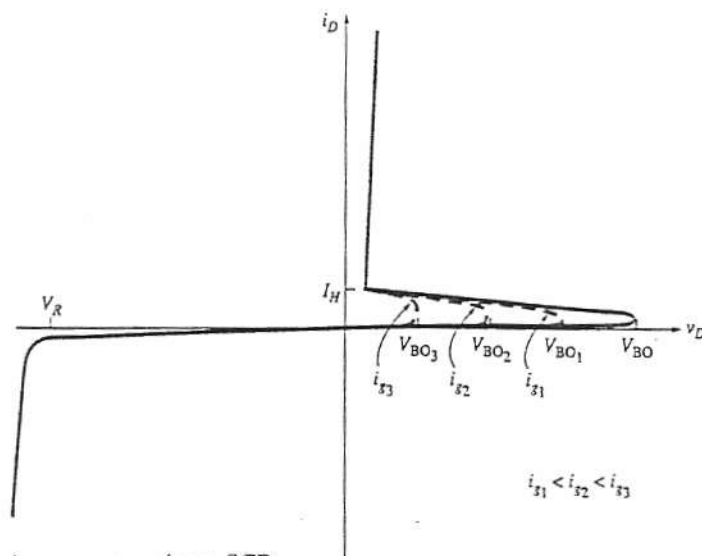
Όπως φανερώνει και το όνομά του, πρόκειται για έναν *ελεγχόμενο* ανορθωτή ή δίοδο. Η χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος του εξαρτήματος, όταν λειτουργεί με την πύλη (gate) ανοικτή, είναι όμοια μ' αυτή της διόδου PNPN.

Το χαρακτηριστικό του SCR, που το κάνει ιδιαίτερα χρήσιμο σε εφαρμογές ελέγχου κινητήρων, είναι το ότι η *ορθή τάση κατάρρευσης του εξαρτήματος έχει τη δυνατότητα να ρυθμίζεται* από το ρεύμα που εφαρμόζεται στην πύλη. Όσο μεγαλύτερο γίνεται το ρεύμα της πύλης, τόσο μικρότερη γίνεται η τάση V_{BO} (βλ. Σχ. 3-6). Αν ένα SCR επιλεγεί, ώστε η ορθή τάση κατάρρευσης χωρίς ρεύμα στην πύλη να είναι μεγαλύτερη από τη μέγιστη τάση του κυκλώματος, τότε αυτό είναι δυνατό να άγει, *μόνο* όταν στην πύλη εφαρμόζεται κάποιο ρεύμα. Μετά την έναυση του SCR αυτό άγει, μέχρις ότου το ρεύμα γίνει μικρότερο από το I_H . Έτσι, αφού το SCR σκανδαλιστεί (triggering), το ρεύμα μπορεί να πάψει να εφαρμόζεται στην πύλη, χωρίς να επηρεαστεί η κατάσταση αγωγιμότητας. Στην κατάσταση αγωγιμότητας η πτώση τάσης στα άκρα του SCR είναι 1,2 έως 1,5 φορές μεγαλύτερη από την πτώση τάσης στα άκρα της ορθά πολωμένη διόδου.

Τελικά, τα SCR είναι τα πιο κοινά εξαρτήματα από αυτά που χρησιμοποιούνται στα κυκλώματα ελέγχου της ισχύος. Η χρήση τους είναι πολύ διαδεδομένη σε κυκλώματα διακοπών ή ανόρθωσης και στις μέρες μας είναι διαθέσιμα με ονομαστικά ρεύματα που κυμαίνονται από μερικά Α μέχρι περίπου 3000 Α.

Συνοψίζοντας το SCR:

1. Αρχίζει να άγει, όταν η τάση v_D , που εφαρμόζεται στα άκρα του, υπερβαίνει την V_{BO}
2. Διαθέτει μια ορθή τάση διάσπασης V_{BO} , το επίπεδο της οποίας ελέγχεται από το ρεύμα της πύλης i_D του SCR
3. Αποκόπτεται, όταν το ρεύμα i_D , που το διαρρέει, γίνει μικρότερο από το I_H
4. Δεν άγει κατά την ανάστροφη φορά, μέχρις ότου ξεπεραστεί η μέγιστη ανάστροφη τάση

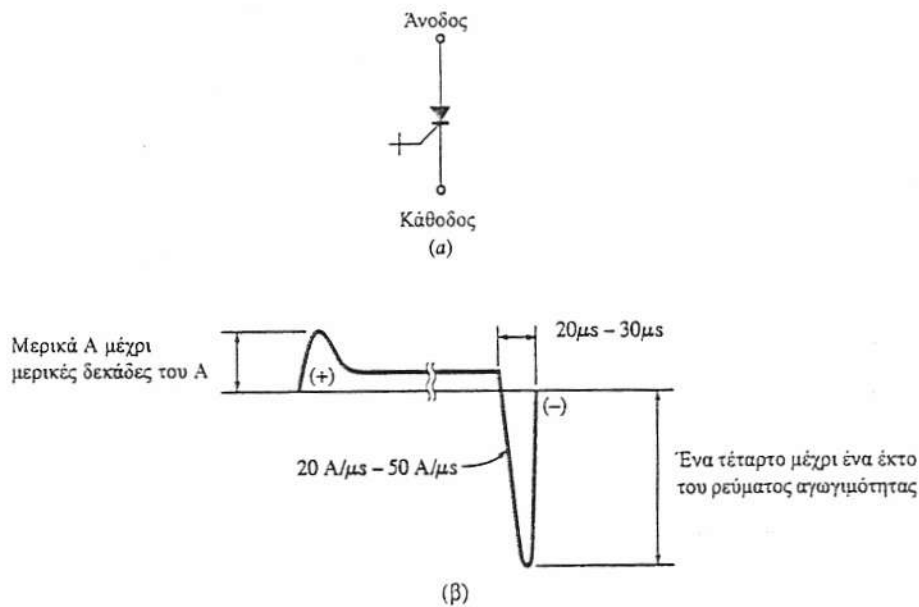


ΣΧΗΜΑ 3-6 v-i χαρακτηριστή του SCR.

Thyristor με Διακοπή από την Πύλη

Το thyristor με διακοπή από την πύλη (gate turn-off thyristor - GTO) συγκαταλέγεται ανάμεσα στις πιο πρόσφατες βελτιώσεις του αρχικού thyristor. Το GTO είναι ένα SCR, που μπορεί να μεταβεί στην κατάσταση αποκοπής με την εφαρμογή ενός αρκετά μεγάλου αρνητικού παλμού στην πύλη του, ακόμη κι αν το ρεύμα i_D είναι μεγαλύτερο του I_H . Αν και τα GTO ήταν γνωστά από τη δεκαετία του 1960, πρακτικά χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές ελέγχου κινητήρων από τα τέλη της δεκαετίας του 1970. Η χρήση αυτών των εξαρτημάτων άρχισε να γίνεται όλο και ευρύτερη στις μονάδες ελέγχου κινητήρων, επειδή τα GTO μειώνουν τις απαιτήσεις για εξωτερικά κυκλώματα σβέσης των SCR σε κυκλώματα συνεχούς ρεύματος (βλ. Ενότητα 3-5). Το κυκλωματικό σύμβολο του thyristor GTO φαίνεται στο Σχ. 3-7α.

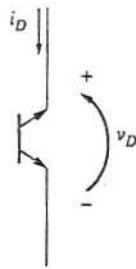
Το Σχ. 3-7β, δείχνει μια τυπική κυματομορφή του ρεύματος πύλης σ' ένα GTO μεγάλης ισχύος. Η τυπική τιμή του ρεύματος πύλης για την έναυση ενός GTO είναι μεγαλύτερη από αυτή του SCR. Για GTO μεγάλης ισχύος τα ρεύματα πύλης που απαιτούνται είναι της τάξης των 10 A ή και μεγαλύτερα. Για τη σβέση του GTO απαιτείται ένας αρνητικός παλμός ρεύματος με μεγάλο πλάτος και διάρκεια 20 έως 30 μ s. Το πλάτος αυτού του αρνητικού παλμού θα πρέπει να είναι ίσο με το ένα έκτο μέχρι το ένα τέταρτο του ρεύματος που διαρρέει το εξάρτημα.



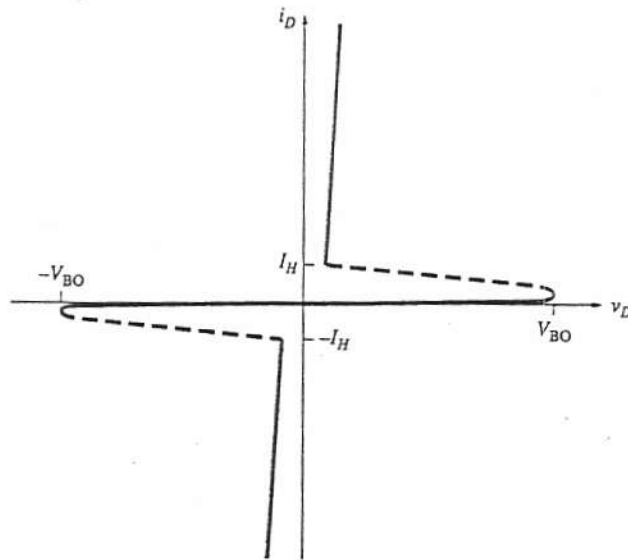
ΣΧΗΜΑ 3-7 (α) Κυκλωματικό σύμβολο του thyristor διακοπής από την πύλη (GTO). (β) Η κυματομορφή του απαιτούμενου ρεύματος έναυσης και σβέσης ενός GTO.

DIAC

Το DIAC είναι ένα εξάρτημα που συμπεριφέρεται όπως δύο δίοδοι PNPN συνδεδεμένες πλάτη με πλάτη. Το DIAC έχει τη δυνατότητα να άγει και προς τις δύο κατευθύνσεις, αρκεί η τάση στα άκρα του να ξεπεράσει την ορθή τάση κατάρρευσης. Στο Σχ. 3-8, φαίνεται το κυκλωματικό σύμβολο του DIAC, ενώ στο Σχ. 3-9, φαίνεται η v - i χαρακτηριστική του εξαρτήματος. Όπως φαίνεται, το DIAC αρχίζει να άγει, όταν η τάση του, ανεξάρτητα από την πολικότητά της, υπερβαίνει την τάση V_{BO} . Μετά την έναυσή του το DIAC συνεχίζει να άγει, μέχρις ότου το ρεύμα του γίνει μικρότερο του I_H .



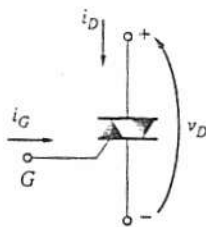
ΣΧΗΜΑ 3-8 Κυκλωματικό σύμβολο του DIAC.



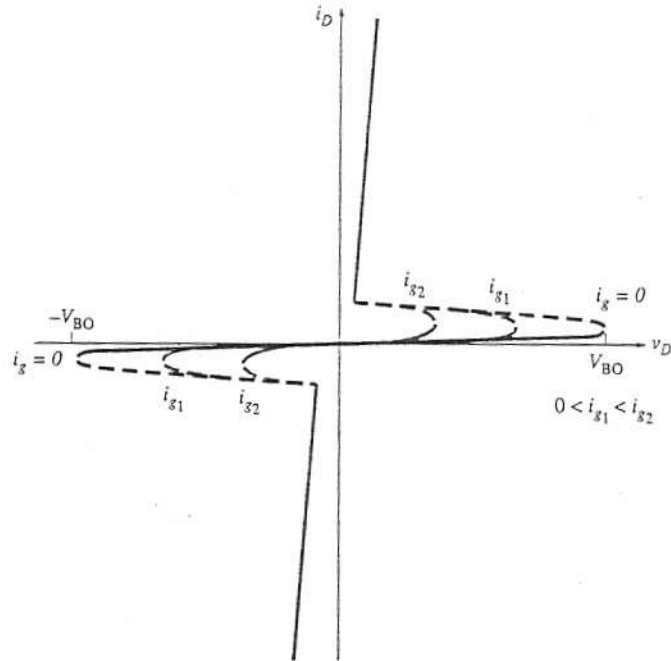
ΣΧΗΜΑ 3-9 v - i χαρακτηριστική του DIAC.

TRIAC

Το TRIAC είναι ένα εξάρτημα που συμπεριφέρεται όπως δύο SCR συνδεδεμένα πλάτη με πλάτη και έχοντας κοινή πύλη. Το TRIAC έχει τη δυνατότητα να άγει και προς τις δύο κατευθύνσεις, αρκεί η τάση στα άκρα του να ξεπεράσει την ορθή τάση κατάρρευσης. Στο Σχ. 3-10, φαίνεται το κυκλωματικό σύμβολο του TRIAC, ενώ στο Σχ. 3-11, φαίνεται η χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος του εξαρτήματος. Η ορθή τάση κατάρρευσης του TRIAC ελαττώνεται με την αύξηση του ρεύματος πύλης με τον ίδιο ακριβώς τρόπο που αυτό συμβαίνει στο SCR, αλλά με τη διαφορά ότι το TRIAC ανταποκρίνεται τόσο σε θετικούς όσο και σε αρνητικούς παλμούς ρεύματος. Τέλος, το TRIAC συνεχίζει μετά την έναυσή του να άγει μέχρις ότου το ρεύμα του γίνει μικρότερο του I_H .



ΣΧΗΜΑ 3-10 Κυκλωματικό σύμβολο του TRIAC.



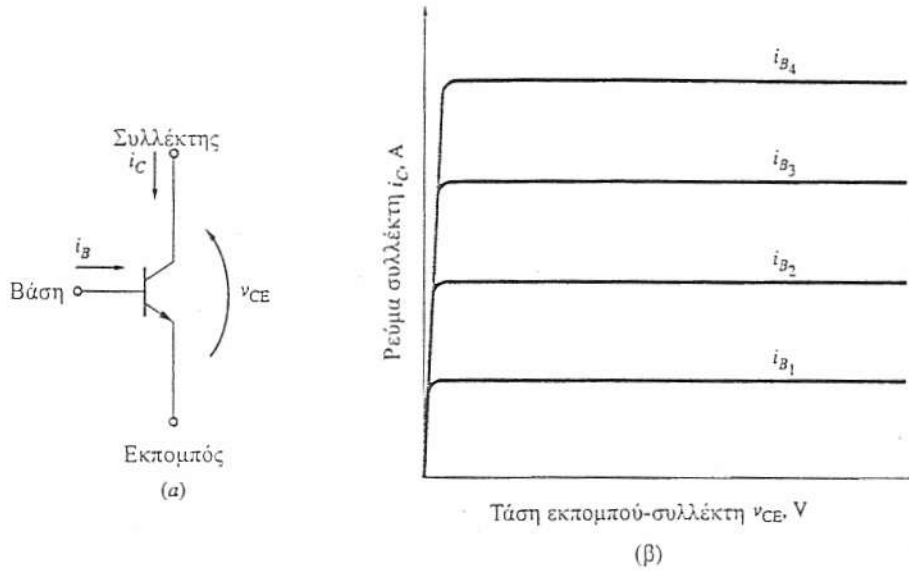
ΣΧΗΜΑ 3-11 v-i χαρακτηριστική του TRIAC.

Transistor Ισχύος

Το Σχ. 3-12α, δείχνει το κυκλωματικό σύμβολο του transistor, ενώ στο Σχ. 3-12β, φαίνονται οι v-i χαρακτηριστικές εκπομπού -συλλέκτη. Όπως δείχνει το Σχ. 3-12β, το ρεύμα συλλέκτη i_C στο transistor είναι ανάλογο του ρεύματος στη βάση του i_B , για κάποιο μεγάλο εύρος τιμών της τάσης συλλέκτη-εκπομπού (v_{CE}).

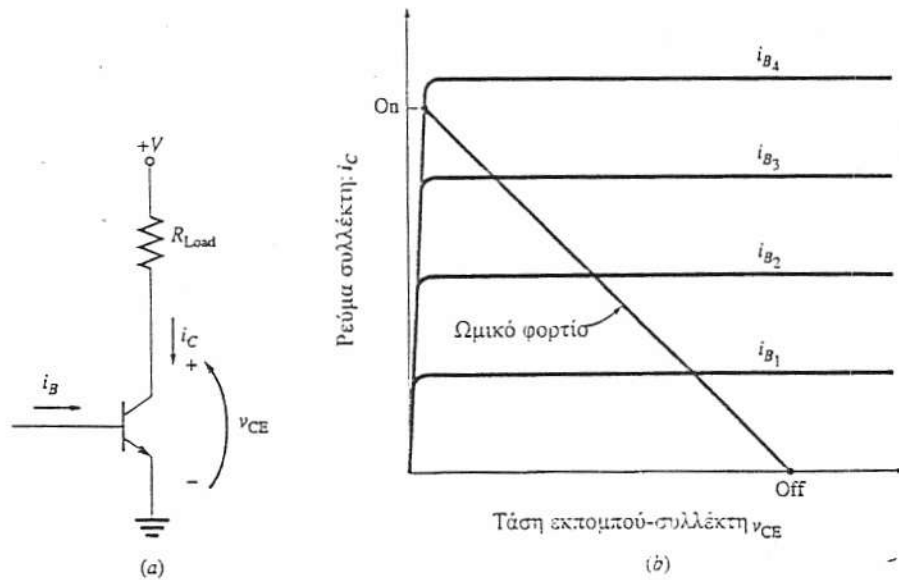
Τα transistor ισχύος (PTR) χρησιμοποιούνται πολύ συχνά στον έλεγχο ηλεκτρικών μηχανών ως διακόπτες. Στο Σχ. 3-13α, φαίνεται ένα transistor συνδεδεμένο με κάποιο ωμικό φορτίο και στο Σχ. 3-13β, φαίνεται η καμπύλη $i_C - v_{CE}$ του transistor μαζί με τη v-i χαρακτηριστική του φορτίου. Τα transistor χρησιμοποιούνται για να διακόπτουν τελείως ή να επιτρέπουν τη ροή του ρεύματος. Όπως φαίνεται στο Σχ. 3-13β, ένα ρεύμα βάσης i_{B4} φέρνει το transistor σε πλήρη κατάσταση αγωγιμότητας, ενώ ο μηδενισμός του ρεύματος βάσης το αποκόπτει τελείως.

Αν το ρεύμα βάσης του transistor ήταν ίσο με i_{B3} , τότε το transistor δε θα βρισκόταν ούτε πλήρως στην αγωγιμότητα, ούτε τελείως στην αποκοπή. Αυτή είναι μια πολύ αναπιθύμιτη κατάσταση λειτουργίας, αφού το μεγάλο ρεύμα συλλέκτη σε συνδυασμό με τη μεγάλη τάση συλλέκτη-εκπομπού θα είχε ως αποτέλεσμα τη μεγάλη κατανάλωση ισχύος στο εσωτερικό του transistor. Για να είναι βέβαιο ότι το transistor άγει, χωρίς να καταναλώνει μεγάλη ισχύ, είναι απαραίτητη η οδήγησή του με αρκετά μεγάλο ρεύμα βάσης, ώστε να οδηγείται πλήρως στον κορεσμό.



ΣΧΗΜΑ 3-12 (α) Κυκλωματικό σύμβολο του transistor ισχύος. (β) v-i χαρακτηριστική του transistor ισχύος.

Τα transistor ισχύος χρησιμοποιούνται συνήθως σε κυκλώματα αντιστροφών (inverters). Το σημαντικό μειονέκτημα των transistor μεγάλης ισχύος ως διακοπών είναι η σχετική αργή μετάβαση από την κατάσταση αγωγιμότητας στην κατάσταση αποκοπής και αντίστροφα. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι κατά τη μετάβαση εφαρμόζονται ή απομακρύνονται σχετικά μεγάλα ρεύματα βάσης.



ΣΧΗΜΑ 3-13 (α) Ένα transistor με ωμικό φορτίο. (β) v-i χαρακτηριστικές του transistor και του φορτίου.

Διπολικό Transistor Απομονωμένης Πύλης

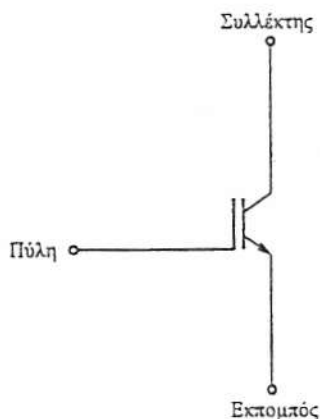
Το διπολικό transistor απομονωμένης πύλης (*insulated gate bipolar transistor - IGBT*) είναι ο συνδυασμός ενός transistor μετάλλου-οξειδίου-ημιαγωγού με επίδραση πεδίου (MOSFET) και ενός transistor ισχύος. Στο Σχ. 3-14, φαίνεται το κυκλωματικό σύμβολο του IGBT. Από την πλευρά της εισόδου το IGBT συμπεριφέρεται ως MOSFET, ενώ από την πλευρά της εξόδου συμπεριφέρεται ως transistor ισχύος.

Το IGBT είναι ένα σχετικά νέο στοιχείο. Συμπεριφέρεται με τον ίδιο τρόπο, όπως το transistor ισχύος, με τη διαφορά ότι ελέγχεται από την τάση που εφαρμόζεται στην πύλη του, παρά από το ρεύμα της βάσης, όπως συμβαίνει στο transistor ισχύος. Η σύνθετη αντίσταση της πύλης του IGBT είναι πολύ μεγάλη, με αποτέλεσμα το ρεύμα της πύλης να είναι εξαιρετικά μικρό.

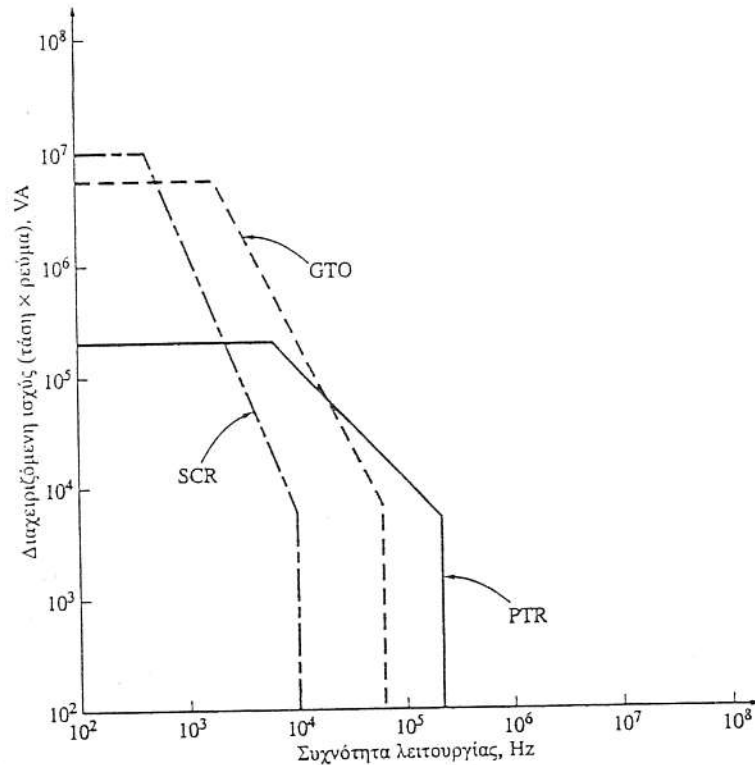
Επειδή το IGBT ελέγχεται από τάση στην πύλη, η οποία διαρρέεται από ένα πολύ μικρό ρεύμα, έχει τη δυνατότητα να αλλάζει κατάσταση πολύ πιο γρήγορα απ' ό,τι το transistor ισχύος. Γι' αυτό το λόγο τα IGBT χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές μεγάλης ισχύος και υψηλής συχνότητας.

Σύγκριση των Ηλεκτρονικών Στοιχείων Ισχύος ως προς την Ισχύ και την Ταχύτητα
Στο Σχ. 3-15, παρουσιάζεται η σύγκριση ανάμεσα στις δυνατότητες των SCR, των GTO και των transistor ισχύος ως προς την ταχύτητα απόκρισης και την ισχύ που διαχειρίζονται.

Είναι φανερό ότι τα SCR μπορούν να διαχειριστούν μεγαλύτερα ποσά ισχύος από τα άλλα στοιχεία. Τα GTO μπορούν να λειτουργούν με ισχύ σχεδόν ίση με αυτή των SCR και είναι πολύ ταχύτερα από τα SCR. Τέλος, τα transistor ισχύος διαχειρίζονται μικρότερη ισχύ από τα thyristor, αλλά μπορούν να μεταβαίνουν με ταχύτητα δεκαπλάσια από αυτά.



ΣΧΗΜΑ 3-14 Κυκλωματικό σύμβολο του IGBT.



ΣΧΗΜΑ 3-15 Συγκριτικό διάγραμμα της ταχύτητας απόκρισης και της διαχειριζόμενης ισχύος των SCR, των GTO και των transistor ισχύος (PTR).

3.2 ΒΑΣΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΑΝΟΡΘΩΤΩΝ

Ο ανορθωτής είναι ένα κύκλωμα που μετατρέπει εναλλασσόμενη ισχύ σε συνεχή. Υπάρχουν πολλά διαφορετικά κυκλώματα ανορθωτών που παράγουν συνεχή έξοδο με διαφορετικό βαθμό εξομάλυνσης το καθένα. Τα πιο κοινά κυκλώματα ανόρθωσης είναι τα επόμενα τέσσερα:

1. Ημιανορθωτής
2. Γέφυρα πλήρους ανόρθωσης
3. Τριφασικός ημιανορθωτής
4. Πλήρης τριφασικός ανορθωτής

Ένα καλό μέτρο της εξομάλυνσης της συνεχούς τάσης εξόδου των ανορθωτών δίνει η *κυμάτωση (ripple)* της εξόδου. Η εκατοστιαία τιμή της κυμάτωσης μιας πηγής συνεχούς τάσης ορίζεται ως λόγος της ενεργού τιμής των εναλλασσομένων συνιστωσών προς τη συνεχή τιμή της τάσης

$$r = \frac{V_{ac,rms}}{V_{DC}} \times 100\% \quad (3-1)$$

όπου $V_{ac,rms}$ είναι η ενεργός τιμή των εναλλασσομένων συνιστωσών της τάσης εξόδου και V_{DC} είναι η συνεχής συνιστώσα της τάσης εξόδου. Όσο μικρότερη είναι η κυμάτωση μιας πηγής τάσης, τόσο πιο ομαλή είναι η παραγόμενη συνεχής κυματομορφή.

Η συνεχής συνιστώσα της τάσης εξόδου V_{DC} υπολογίζεται πολύ εύκολα, αφού είναι ίση με τη μέση τιμή της τάσης εξόδου του ανορθωτή:

$$V_{DC} = \frac{1}{T} \int v_0(t) dt \quad (3-2)$$

Όμως, η ενεργός τιμή του εναλλασσόμενου μέρους της εξόδου υπολογίζεται πιο δύσκολα, επειδή πρέπει πρώτα να αφαιρεθεί η συνεχής συνιστώσα της τάσης. Τελικά, η κυμάτωση r είναι δυνατό να υπολογιστεί με κάποιον διαφορετικό, αλλά ισοδύναμο τύπο, που δεν απαιτεί υπολογισμό της ενεργού τιμής του εναλλασσόμενου μέρους της τάσης. Αυτός ο τύπος για την κυμάτωση είναι

$$r = \sqrt{\left(\frac{V_{rms}}{V_{DC}}\right)^2 - 1} \times 100\% \quad (3-3)$$

όπου V_{rms} είναι η ενεργός τιμή της συνολικής τάσης εξόδου του ανορθωτή και V_{DC} είναι η συνεχής ή μέση τιμή της τάσης εξόδου.

Στην ανάλυση των κυκλωμάτων ανόρθωσης, που ακολουθεί, η συχνότητα της εναλλασσόμενης τάσης εισόδου θεωρείται ίση με 60 Hz.

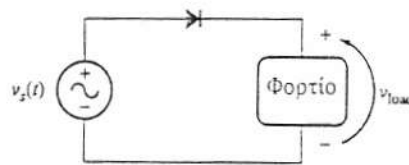
Ημιανορθωτής

Ένας ημιανορθωτής φαίνεται στο Σχ. 3-16α, ενώ η έξοδός του φαίνεται στο Σχ. 3-16β. Η διάδος άγει κατά τη θετική ημιπερίοδο, ενώ είναι αποκομμένη κατά την αρνητική. Η έξοδος ενός τέτοιου απλού ημιανορθωτή είναι μια πολύ κακή προσέγγιση της συνεχούς κυματομορφής - περιέχει εναλλασσόμενη συνιστώσα με συχνότητα 60 Hz και όλες τις αρμονικές της. Ένας ανορθωτής όμοιος με τον παραπάνω έχει κυμάτωση $r = 121\%$, πράγμα που σημαίνει ότι στην έξοδό του η εναλλασσόμενη συνιστώσα είναι μεγαλύτερη από τη συνεχή συνιστώσα. Είναι, λοιπόν, φανερό ότι ο ημιανορθωτής αποτελεί ένα κακό μέσο παραγωγής συνεχούς τάσης από μια εναλλασσόμενη πηγή.

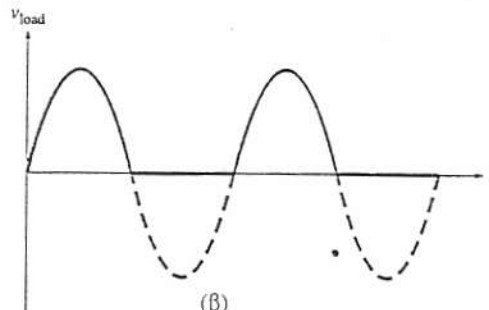
Παράδειγμα 3-1. Να υπολογιστεί η κυμάτωση για τον ημιανορθωτή του Σχ. 3-16.

Λύση. Η τάση της πηγής στο Σχ. 3-16, είναι $v_s(t) = V_M \sin \omega t$. Η τάση εξόδου του ανορθωτή είναι

$$v_{load}(t) = \begin{cases} V_M \sin \omega t & 0 < \omega t < \pi \\ 0 & \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases}$$



(α)



(β)

ΣΧΗΜΑ 3-16 (α) Κύκλωμα ημιανόρθωσης. (β) Η τάση εξόδου του κυκλώματος ημιανόρθωσης.

Έτσι, η μέση τιμή της τάσης εξόδου του ανορθωτή είναι:

$$\begin{aligned}
 V_{DC} &= V_{avg} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{load}(t) dt \\
 &= \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\pi/\omega} V_M \sin \omega t dt \\
 &= \frac{\omega}{2\pi} \left(-\frac{V_M}{\omega} \cos \omega t \right) \Big|_0^{\pi/\omega} \\
 &= -\frac{V_M}{2\pi} [(-1) - (1)] \\
 &= \frac{V_M}{\pi}
 \end{aligned}$$

Η ενεργός τιμή της τάσης εξόδου του ανορθωτή είναι

$$\begin{aligned}
 V_{rms}(t) &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_{load}^2(t) dt} \\
 &= \sqrt{\frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\pi/\omega} V_M^2 \sin^2 \omega t dt} \\
 &= V_M \sqrt{\frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\pi/\omega} \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} dt}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= V_M \sqrt{\frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\pi/\omega} \frac{1}{2} dt - \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\pi/\omega} \frac{1}{2} \cos 2\omega t dt} \\
&= V_M \sqrt{\left(\frac{\omega}{4\pi} t - \frac{1}{8\pi} \sin 2\omega t \right) \Big|_0^{\pi/\omega}} \\
&= V_M \sqrt{\left(\frac{1}{4} - \frac{1}{8\pi} \sin 2\pi \right) - \left(0 - \frac{1}{8\pi} \sin 0 \right)} \\
&= \frac{V_M}{2}
\end{aligned}$$

Άρα η κυμάτωση του ανορθωτικού κυκλώματος είναι

$$\begin{aligned}
r &= \sqrt{\left(\frac{V_M/2}{V_M/\pi} \right)^2 - 1} \times 100\% \\
r &= 121\%
\end{aligned}$$

Μπορούμε να υπολογίσουμε την κυμάτωση με το MATLAB αν υλοποιήσουμε τους υπολογισμούς μέσης και ενεργού τάσης και στη συνέχεια υπολογίσουμε την κυμάτωση από την Εξίσωση (3-3). Το πρώτο μέρος της συνάρτησης που ακολουθεί υπολογίζει τον μέσο όρο μιας κυματομορφής εισόδου, ενώ το δεύτερο μέρος της συνάρτησης υπολογίζει την ενεργό τιμή της κυματομορφής εισόδου. Τέλος, η κυμάτωση υπολογίζεται άμεσα από την Εξίσωση (3-3).

```

function r = ripple(waveform)
% Function to calculate the ripple on an input waveform.

% Calculate the average value of the waveform
nvals = size(waveform,2);
temp = 0;
for ii = 1:nvals
    temp = temp + waveform(ii);
end
average = temp/nvals;

% Calculate rms value of waveform
temp = 0;
for ii = 1:nvals
    temp = temp + waveform(ii)^2;
end
rms = sqrt(temp/nvals);

% Calculate ripple factor
r = sqrt((rms / average)^2 - 1) * 100;

```


Μπορούμε να ελέγξουμε τη συνάρτηση ripple αν γράψουμε ένα αρχείο-m για να δημιουργήσουμε μια ημιανορθωμένη κυματομορφή και να παρέχουμε αυτή την κυματομορφή στη συνάρτηση. Ακολουθεί το κατάλληλο αρχείο-m:

```
% M-file: test_halfwave.m
% M-file to calculate the ripple on the output of a half-wave
% wave rectifier.

% First, generate the output of a half-wave rectifier
waveform = zeros(1,128);
for ii = 1:128
    waveform(ii) = halfwave(ii*pi/64);
end

% Now calculate the ripple factor
r = ripple(waveform);

% Print out the result
string = ['The ripple is ' num2str(r) '%.'];
disp(string);
```

Η έξοδος του ημιανορθωτή προσομοιώνεται με τη συνάρτηση halfwave.

```
function volts = halfwave(wt)
% Function to simulate the output of a half-wave rectifier.
% wt = Phase in radians (=omega x time)

% Convert input to the range 0 <= wt < 2*pi
while wt >= 2*pi
    wt = wt - 2*pi;
end
while wt < 0
    wt = wt + 2*pi;
end

% Simulate the output of the half-wave rectifier
if wt >= 0 & wt <= pi
    volts = sin(wt);
else
    volts = 0;
end
```

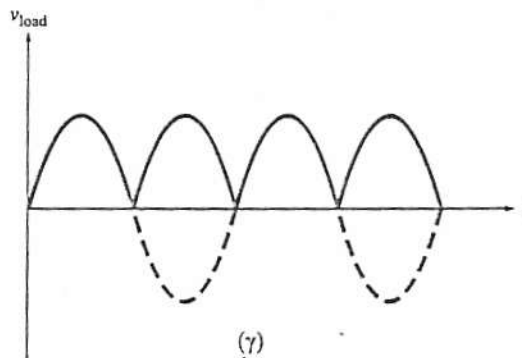
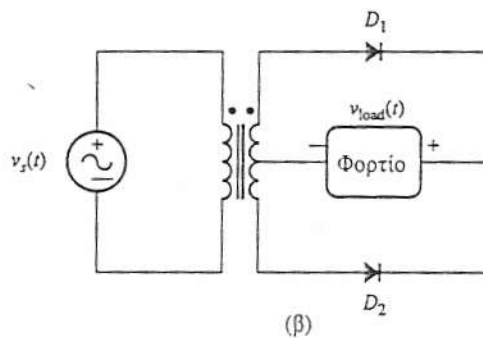
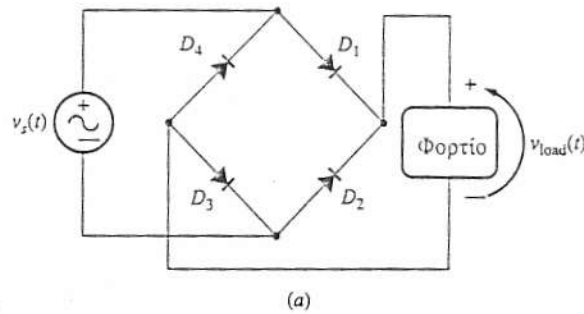
When test_halfwave is executed, the results are:

```
> test_halfwave
The ripple is 121.1772%.
```

Η απάντηση αυτή συμφωνεί με την αναλυτική επίλυση που υπολογίσαμε πιο πριν.

Πλήρης Ανόρθωτής

Το κύκλωμα της γέφυρας πλήρους ανόρθωσης φαίνεται στο Σχ. 3-17α, ενώ στο Σχ. 3-17γ, φαίνεται η τάση στην έξοδο του κυκλώματος. Εδώ, οι διόδοι D_1 και D_3 άγουν κατά τη θετική ημιπερίοδο της εναλλασσόμενης τάσης εισόδου, ενώ οι D_2 και D_4 , άγουν κατά την αρνητική ημιπερίοδο. Η τάση εξόδου του κυκλώματος είναι πιο ομαλή σε σχέση με την τάση εξόδου του ημιανορθωτή, αλλά περιέχει ακόμη εναλλασσόμενες συνιστώσες στα 120 Hz και στις αρμονικές συχνότητες. Η κυμάτωση ενός τέτοιου ανορθωτή είναι $r = 48,2\%$ και προφανώς είναι πολύ καλύτερη από την κυμάτωση του ημιανορθωτή.



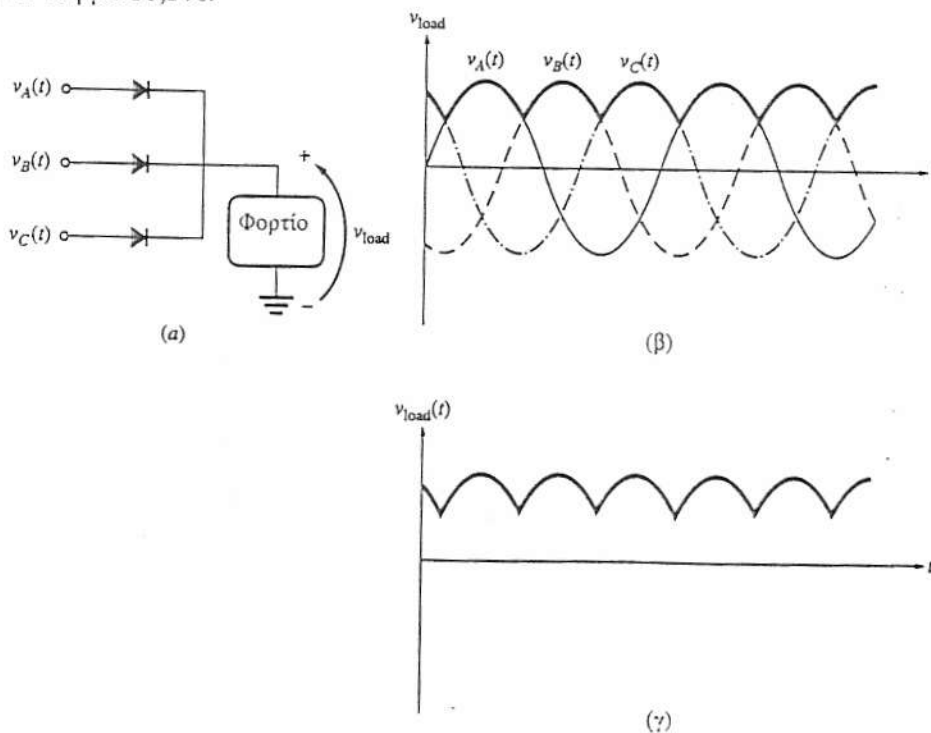
ΣΧΗΜΑ 3-17 (α) Κύκλωμα γέφυρας πλήρους ανόρθωσης. (β) Ένα εναλλακτικό κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης με δύο διόδους και μετασχηματιστή με μεσαία λήψη. (γ) Η τάση εξόδου του κυκλώματος ανόρθωσης.

Το Σχ. 3-17β, δείχνει ένα διαφορετικό πλήρη ανορθωτή. Σ' αυτό το κύκλωμα η διάδος D_1 άγει κατά τη θετική ημιπερίοδο της εναλλασσόμενης τάσης εισόδου και το ρεύμα επιστρέφει μέσω της μεσαίας λήψης του μετασχηματιστή, ενώ η διάδος D_2 άγει κατά την αρνητική ημιπερίοδο και το ρεύμα επιστρέφει μέσω της μεσαίας λήψης του μετασχηματιστή. Η κυματομορφή εξόδου είναι ακριβώς ίδια μ' αυτή του Σχ. 3-17γ.

Τριφασικός Ημιανορθωτής

Ένας τριφασικός ημιανορθωτής φαίνεται στο Σχ. 3-18α. Εδώ ο συνδυασμός των τριών διόδων με τις καθόδους τους συνδεδεμένες σ' ένα κοινό σημείο έχει ως αποτέλεσμα να άγει κάθε χρονική στιγμή η διάδος με τη μεγαλύτερη τάση στα άκρα της, ενώ οι άλλες δύο είναι αναστροφή πολωμένες. Η τριφασική τάση που εφαρμόζεται στην είσοδο του ημιανορθωτή φαίνεται στο Σχ. 3-18β και στο Σχ. 3-18γ, φαίνεται η τάση που παράγεται στην έξοδο του κυκλώματος. Ας σημειωθεί ότι η τάση εξόδου του ημιανορθωτή είναι ίση, κάθε χρονική στιγμή, με τη μεγαλύτερη από τις τρεις τάσεις εισόδου τη συγκεκριμένη στιγμή.

Αυτή η τάση εξόδου είναι περισσότερο ομαλή από την έξοδο της μονοφασικής γέφυρας πλήρους ανόρθωσης. Περιλαμβάνει εναλλασσόμενες συνιστώσες στα 180 Hz και στις αρμονικές αυτής της συχνότητας. Η κυμάτωση ενός τέτοιου ανορθωτή είναι ίση με 18,3%.



ΣΧΗΜΑ 3-18 (α) Ένα τριφασικό κύκλωμα ημιανόρθωσης. (β) Η τριφασική τάση εισόδου στο κύκλωμα ημιανόρθωσης. (γ) Η τάση εξόδου του κυκλώματος ημιανόρθωσης.

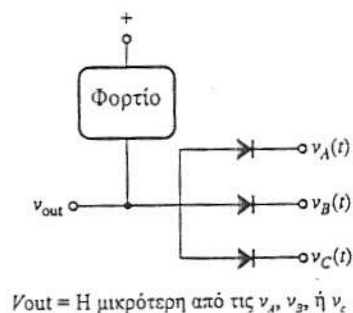
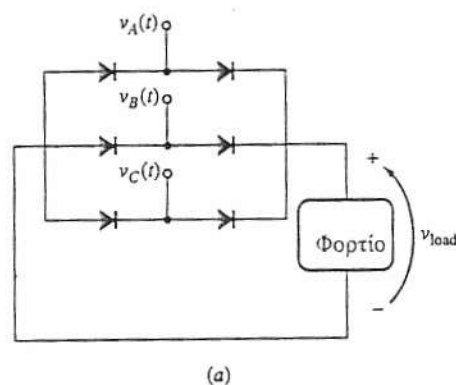
Πλήρης Τριφασικός Ανορθωτής

Ένας πλήρης τριφασικός ανορθωτής φαίνεται στο Σχ. 3-19α. Ένα τέτοιου είδους κύκλωμα είναι δυνατό να χωριστεί σε δύο ξεχωριστά τμήματα. Το ένα τμήμα είναι ακριβώς όμοιο με τον τριφασικό ημιανορθωτή του Σχ. 3-18 και αναλαμβάνει κάθε χρονική στιγμή τη σύνδεση της μεγαλύτερης από τις τρεις φάσεις με το φορτίο.

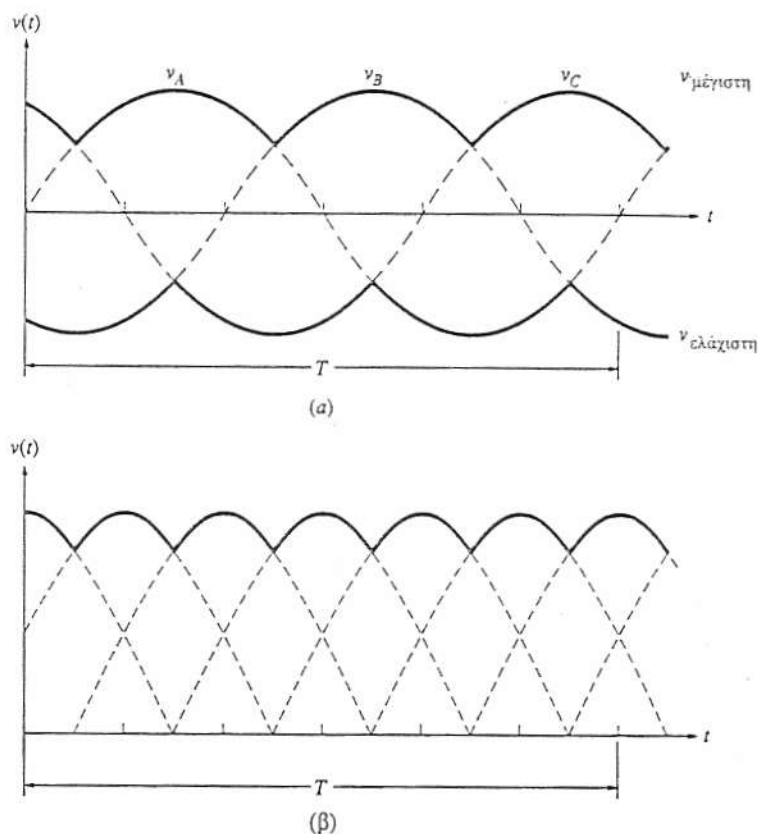
Το άλλο μέρος του κυκλώματος περιλαμβάνει τρεις διόδους που προσανατολίζονται με τις ανόδους τους προς το φορτίο και με τις καθόδους προς την τροφοδοσία (Σχ. 3-19β). Μ' αυτόν τον τρόπο, κάθε χρονική στιγμή, η μικρότερη από τις τάσεις εισόδου συνδέεται στο φορτίο.

Έτσι, κάθε χρονική στιγμή, ο πλήρης τριφασικός ανορθωτής συνδέει τη μεγαλύτερη από τις τρεις εισόδους στο ένα άκρο του φορτίου και ταυτόχρονα τη μικρότερη από τις τρεις φάσεις εισόδου στην άλλη πλευρά του φορτίου. Στο Σχ. 3-20, φαίνεται το αποτέλεσμα αυτής της σύνδεσης.

Η έξοδος ενός πλήρους τριφασικού ανορθωτή είναι ακόμη πιο ομαλή σε σχέση με την έξοδο του τριφασικού ημιανορθωτή. Η κατώτερη εναλλασσόμενη συχνότητα στην έξοδό του είναι στα 360 Hz και η κυμάτωσή του είναι ίση με 4,2%.



ΣΧΗΜΑ 3-19 (α) Τριφασικό κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης. (β) Το κύκλωμα αυτό μεταφέρει την τάση με τη μικρότερη τιμή στην έξοδό του.



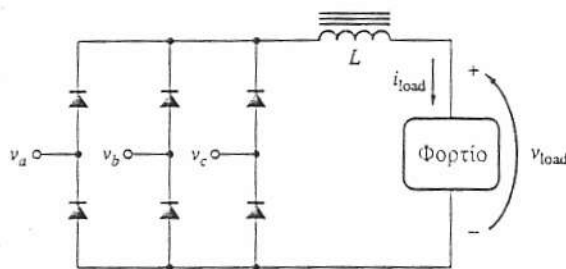
ΣΧΗΜΑ 3-20 (α) Οι υψηλότερες και οι χαμηλότερες τιμές της τάσης στον πλήρη τριφασικό ανορθωτή. (β) Η τελική τάση εξόδου.

Φίλτρα στην Έξοδο του Ανορθωτή

Η έξοδος όλων των προηγούμενων ανορθωτών μπορεί να εξομαλυνθεί ακόμη περισσότερο με τη χρήση φίλτρων διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων (low-pass filter), ώστε να μην εμφανίζεται στην έξοδο το μεγαλύτερο μέρος των εναλλασσόμενων συνιστωσών. Οι δύο τύποι στοιχείων που χρησιμοποιούνται συνήθως για την εξομάλυνση της εξόδου ενός ανορθωτή είναι οι εξής:

1. Πυκνωτές συνδεδεμένοι παράλληλα στις γραμμές τροφοδοσίας, που εξομαλύνουν τις μεταβολές της εναλλασσόμενης τάσης.
2. Πηνία που συνδέονται σε σειρά πάνω στις γραμμές τροφοδοσίας και εξομαλύνουν τις μεταβολές του εναλλασσόμενου ρεύματος.

Ένα κοινό φίλτρο, που χρησιμοποιείται στα κυκλώματα ανορθωτών τα οποία λειτουργούν με ηλεκτρικές μηχανές, είναι το απλό πηνίο σε σειρά ή απλά το πηνίο choke (τσοκ). Στο Σχ. 3-21, φαίνεται ένας πλήρης τριφασικός ανορθωτής που διαθέτει φίλτρο choke.



ΣΧΗΜΑ 3-21 Ένα τριφασικό κύκλωμα ανόρθωσης με επαγωγικό φίλτρο για τη μείωση της κυμάτωσης της εξόδου.

3.3 ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΠΑΛΜΩΝ

Τα SCR, τα GTO και τα TRIAC, που περιγράφηκαν στην Ενότητα 3-1, αρχίζουν να άγουν με την εφαρμογή ενός παλμού ρεύματος στην πύλη τους. Η δημιουργία κυκλωμάτων ελέγχου ισχύος απαιτεί την ανάπτυξη κάποιας μεθόδου παραγωγής και εφαρμογής παλμών στις πύλες των εξαρτημάτων κάποια καθορισμένη στιγμή με σκοπό την έναυσή τους. (Ακόμη είναι απαραίτητη η εφαρμογή αρνητικών παλμών στις πύλες των GTO σε κάποια καθορισμένη στιγμή με σκοπό την αποκοπή τους.)

Για την παραγωγή των παλμών τάσης και ρεύματος έχουν αναπτυχθεί πολλές τεχνικές, που διακρίνονται σε δύο μεγάλες κατηγορίες, τις αναλογικές και τις ψηφιακές τεχνικές. Τα αναλογικά κυκλώματα παραγωγής παλμών χρησιμοποιούνται από τότε που άρχισαν να εφαρμόζονται τα κυκλώματα ελέγχου με ηλεκτρονικά ισχύος. Κυρίως βασίζονται σε εξαρτήματα όπως οι δίοδοι PNPN που διαθέτουν $v-i$ χαρακτηριστικές με διακριτές περιοχές αγωγιμότητας και αποκοπής. Η μετάβαση από την περιοχή αγωγιμότητας στην περιοχή αποκοπής (ή αντίστροφα), χρησιμοποιείται στην παραγωγή παλμών τάσης ή ρεύματος. Σ' αυτή την ενότητα περιγράφονται κάποια απλά αναλογικά κυκλώματα παραγωγής παλμών. Αυτά τα κυκλώματα είναι συνολικά γνωστά ως *ταλαντωτές χαλάρωσης (relaxation oscillators)*.

Στις μοντέρνες συσκευές οδήγησης με ηλεκτρονικά ισχύος αρχίζουν να εμφανίζονται όλο και περισσότερο τα ψηφιακά κυκλώματα παραγωγής παλμών. Αυτά συνήθως περιέχουν έναν μικροϋπολογιστή που εκτελεί κάποιο πρόγραμμα αποθηκευμένο στη *μνήμη του*. Το πρόγραμμα του υπολογιστή είναι δυνατό να επιτρέπει την εφαρμογή διαφορετικών εισόδων, ώστε οι παλμοί έναυσης να δημιουργούνται την κατάλληλη χρονική στιγμή κάθε φορά. Για παράδειγμα, ένα τέτοιο πρόγραμμα μπορεί να περιλαμβάνει την επιθυμητή ταχύτητα του κινητήρα, την πραγματική ταχύτητα του κινητήρα, το ρυθμό με τον οποίο αυτός επιταχύνεται ή επιβραδύνεται, καθώς και όλους τους περιορισμούς τάσης και ρεύματος, με σκοπό να προσδιορίζεται ο χρόνος δημιουργίας των παλμών έναυσης. Οι εισοδοί που παίρνει υπόψη του ο μικροϋπολογιστής και η βαρύτητα που αποκτά η κάθε είσοδος είναι δυνατό να με-

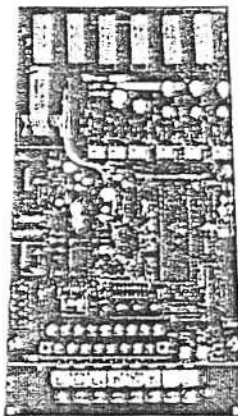
ταβάλλονται με την τοποθέτηση κάποιων διακοπών στο κύκλωμα εισόδου, πράγμα που κάνει πολύ ευέλικτες τις μονάδες οδήγησης με ψηφιακή παραγωγή παλμών. Μια τυπική κάρτα κυκλώματος ψηφιακής παραγωγής παλμών μιας μονάδας οδήγησης επαγωγικού κινητήρα με διαμόρφωση εύρους παλμού (PWM) φαίνεται στο Σχ. 3-22. Παραδείγματα τέτοιων ηλεκτρονικών μονάδων οδήγησης κινητήρων συνεχούς ή εναλλασσόμενου ρεύματος που κατασκευάζονται με ψηφιακά κυκλώματα έναυσης περιγράφονται στα Κεφάλαια 7 και 9 αντίστοιχα.

Η παραγωγή των παλμών έναυσης (σκανδαλισμού) των SCR, των GTO και των TRIAC είναι το πιο πολύπλοκο τμήμα του ελέγχου με ηλεκτρονικά ισχύος. Τα απλά αναλογικά κυκλώματα που περιλαμβάνονται εδώ, είναι παραδείγματα των πιο απλοϊκών κυκλωμάτων παραγωγής παλμών (η παρουσίαση πιο προηγμένων κυκλωμάτων είναι πέρα από τους σκοπούς αυτού του βιβλίου).

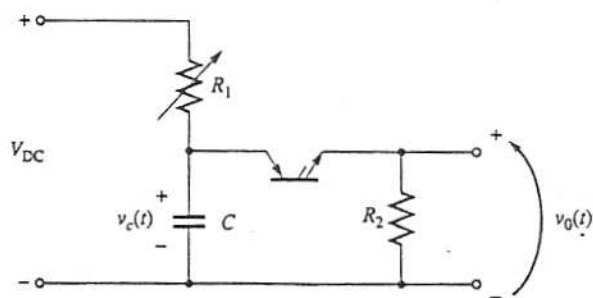
Ταλαντωτής Χαλάρωσης με Δίοδο PNPN

Στο Σχ. 3-23, φαίνεται ένας ταλαντωτής χαλάρωσης ή κύκλωμα παραγωγής παλμών που κατασκευάζεται με χρήση μιας διόδου PNPN. Για να λειτουργεί αυτό το κύκλωμα θα πρέπει να ισχύουν οι παρακάτω συνθήκες:

1. Η τάση της πηγής V_{DC} θα πρέπει να είναι μεγαλύτερη από την τάση V_{BO} της διόδου PNPN.
2. Η ποσότητα V_{DC}/R_1 θα πρέπει να είναι μικρότερη του ρεύματος συγκράτησης I_H της διόδου PNPN.
3. Η R_1 θα πρέπει να είναι πολύ μεγαλύτερη από την R_2 .



ΣΧΗΜΑ 3-22 Ένα τυπικό τυπωμένο κύκλωμα ψηφιακής παραγωγής παλμών για μονάδα οδήγησης επαγωγικού κινητήρα με διαμόρφωση εύρους παλμών

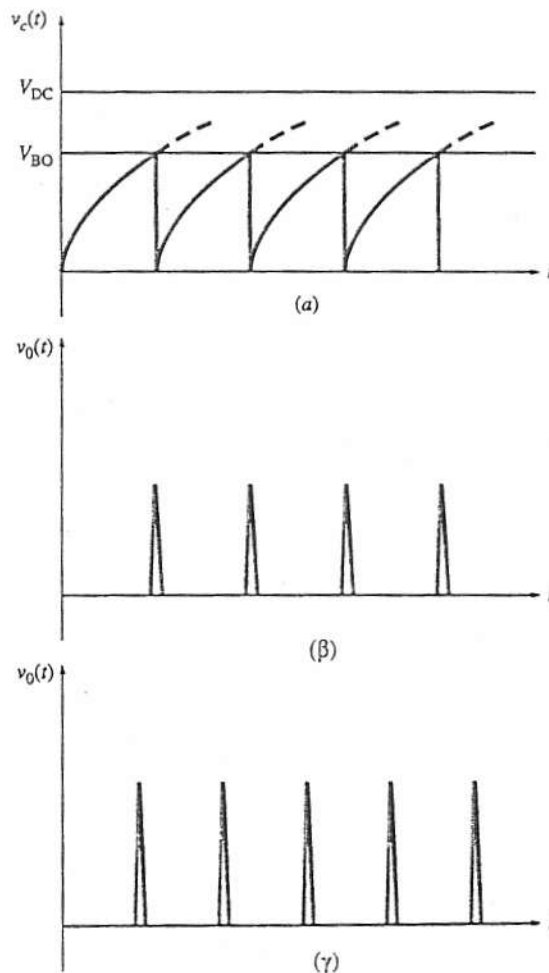


ΣΧΗΜΑ 3-23 Ταλαντωτής χαλάρωσης (ή γεννήτρια παλμών) με δίοδο PNPN.

Όταν ο διακόπτης του κυκλώματος κλείνει για πρώτη φορά, ο πυκνωτής C φορτίζεται μέσω της αντίστασης R_1 με σταθερά χρόνου $\tau = R_1 C$. Καθώς η τάση του πυκνωτή αυξάνει, κάποτε ξεπερνάει την τάση V_{BO} , οπότε η διόδος PNPN άγει και ο πυκνωτής εκφορτίζεται μέσω αυτής. Η εκφόρτιση είναι πολύ γρήγορη, επειδή η R_2 είναι πολύ μικρότερη από την R_1 . Μετά την εκφόρτιση του πυκνωτή η διόδος PNPN παύει να άγει, αφού το ρεύμα ισορροπίας που διαρρέει την R_1 είναι μικρότερο από το ρεύμα συγκράτησης I_H της διόδου PNPN.

Η τάση στα άκρα του πυκνωτή και η τελική τάση και το ρεύμα εξόδου, φαίνονται στα Σχ. 3-24α και 3-24β, αντίστοιχα.

Ο χρονισμός των παλμών είναι δυνατό να μεταβάλλεται με τη μεταβολή της R_1 . Ας υποθεθεί ότι η αντίσταση R_1 μειώνεται. Τότε, ο πυκνωτής φορτίζεται πιο γρήγορα και η διόδος PNPN οδηγείται πιο νωρίς στην αγωγιμότητα. Έτσι, οι παλμοί θα βρίσκονται πιο κοντά μεταξύ τους (βλ. Σχ. 3-24γ).

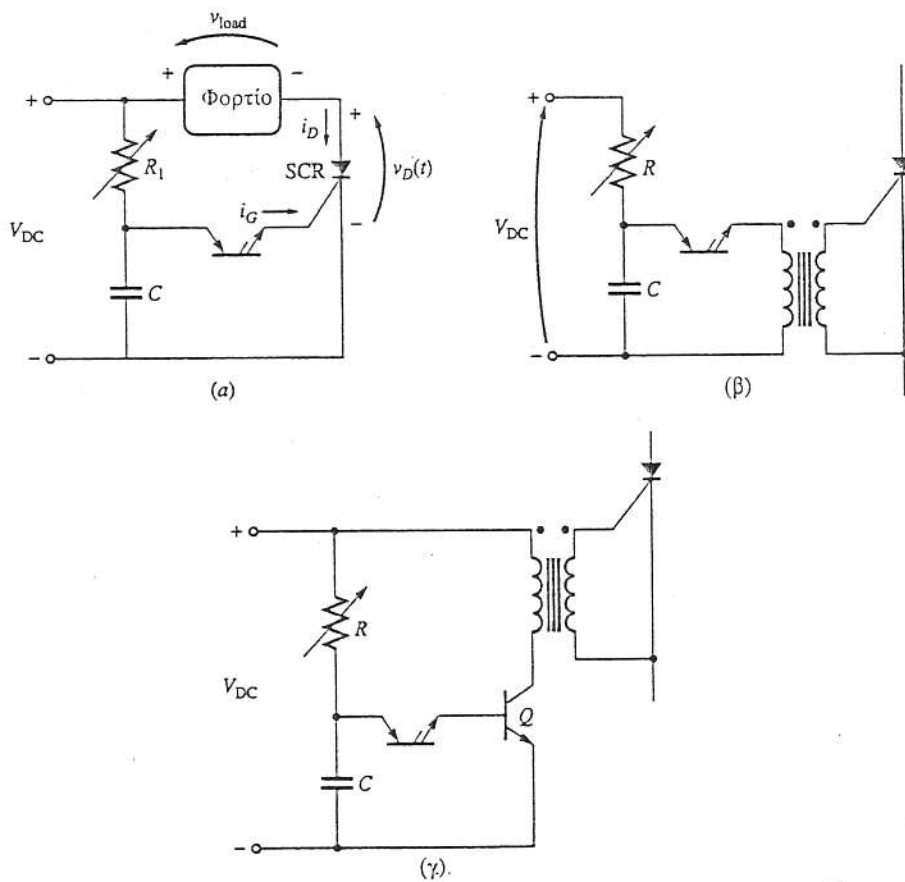


ΣΧΗΜΑ 3-24 (α) Η τάση στον πυκνωτή του ταλαντωτή χαλάρωσης. (β) Η τάση στην έξοδο του ταλαντωτή χαλάρωσης. (γ) Η τάση στην έξοδο του ταλαντωτή χαλάρωσης μετά τη μείωση της R_1 .

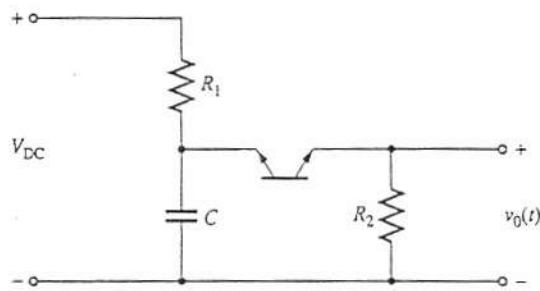
Το παραπάνω κύκλωμα είναι δυνατό να χρησιμοποιηθεί για την απευθείας έναυση ενός SCR, αν στη θέση της αντίστασης R_2 τοποθετηθεί η πύλη του SCR (βλ. Σχ. 3-25α). Εναλλακτικά το κύκλωμα παραγωγής παλμών μπορεί να συζευχθεί με το SCR μέσω ενός μετασχηματιστή, όπως στο Σχ. 3-25β. Αν απαιτείται μεγαλύτερο ρεύμα για την έναυση του SCR ή του TRIAC, ο παλμός μπορεί να ενισχυθεί με μια επιπλέον βαθμίδα με transistor, όπως στο Σχ. 3-25γ.

Το ίδιο βασικό κύκλωμα μπορεί να κατασκευαστεί και με ένα DIAC στη θέση της διόδου PNP (βλ. Σχ. 3-26). Αυτό εργάζεται με τον ίδιο ακριβώς τρόπο που περιγράφηκε παραπάνω.

Η ποσοτική ανάλυση των κυκλωμάτων παραγωγής παλμών είναι γενικά αρκετά πολύπλοκη και πέρα από τους σκοπούς αυτού του βιβλίου. Όμως παρακάτω, δίνεται ένα απλό παράδειγμα ταλαντωτή χαλάρωσης. Αυτό το παράδειγμα είναι δυνατό να παρακαμφθεί χωρίς να χαθεί η συνέχεια.



ΣΧΗΜΑ 3-25 (α) Χρήση μιας γεννήτριας παλμών για τον απευθείας σκανδαλισμό του SCR. (β) Σύζευξη μιας γεννήτριας παλμών μ' ένα SCR μέσω μετασχηματιστή. (γ) Σύνδεση μιας γεννήτριας παλμών στο SCR μέσω ενισχυτή με transistor με σκοπό την αύξηση της ικανότητας των παλμών έναυσης.



ΣΧΗΜΑ 3-26 Ταλαντωτής χαλάρωσης με DIAC στη θέση της διόδου PNPN.

Παράδειγμα 3-2. Στο Σχ. 3-27, φαίνεται ένας ταλαντωτής χαλάρωσης με δίοδο PNPN. Σ' αυτό το κύκλωμα είναι

$$\begin{aligned} V_{DC} &= 120 \text{ V} & R_1 &= 100 \text{ k}\Omega \\ C &= 1 \text{ }\mu\text{F} & R_2 &= 1 \text{ k}\Omega \\ V_{BO} &= 75 \text{ V} & I_H &= 10 \text{ mA} \end{aligned}$$

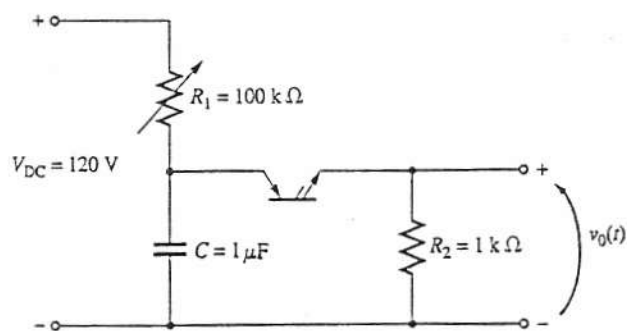
(α) Να υπολογιστεί η συχνότητα έναυσης του κυκλώματος.

(β) Να υπολογιστεί η συχνότητα έναυσης του κυκλώματος, αν η R_1 αυξηθεί και γίνει ίση με $150 \text{ k}\Omega$.

Λύση.

(α) Όταν η δίοδος PNPN παύει να άγει, ο πυκνωτής C φορτίζεται μέσω της αντίστασης R_1 με σταθερά χρόνου $\tau = R_1 C$ και όταν η δίοδος PNPN αρχίζει να άγει, ο πυκνωτής C εκφορτίζεται μέσω της αντίστασης R_2 με σταθερά χρόνου $\tau = R_2 C$. (Στην πραγματικότητα η ταχύτητα εκφόρτισης ρυθμίζεται από τον παράλληλο συνδυασμό των R_1 και R_2 αλλά, επειδή $R_1 \gg R_2$, ο παράλληλος συνδυασμός είναι πρακτικά ίσος με την R_2). Από τη βασική θεωρία κυκλωμάτων είναι γνωστό πως η εξίσωση της τάσης στον πυκνωτή συναρτήσει του χρόνου κατά τη διάρκεια της φόρτισης είναι

$$v_C(t) = A + B e^{-t/R_1 C}$$



ΣΧΗΜΑ 3-27 Ο ταλαντωτής χαλάρωσης του Παραδείγματος 3-2.

όπου A και B είναι σταθερές που εξαρτώνται από τις αρχικές συνθήκες του κυκλώματος. Αφού $v_C(0) = 0 \text{ V}$ και $v_C(\infty) = V_{DC}$, είναι δυνατός ο υπολογισμός των A και B .

$$\begin{aligned} A &= v_C(\infty) = V_{DC} \\ A + B &= v_C(0) = 0 \Rightarrow B = -V_{DC} \end{aligned}$$

Έτσι

$$v_C(t) = V_{DC} - V_{DC} e^{-t/R_1 C} \quad (3-4)$$

Η χρονική στιγμή στην οποία η τάση του πυκνωτή φτάνει την ορθή τάση διάσπασης υπολογίζεται από την Εξ.(3-4), αν λυθεί ως προς το χρόνο t

$$t_1 = -R_1 C \ln \frac{V_{DC} - V_{BO}}{V_{DC}}$$

Σ' αυτή την περίπτωση είναι

$$\begin{aligned} t_1 &= -(100 \text{ k}\Omega)(1 \mu\text{F}) \ln \frac{120\text{V} - 75\text{V}}{120\text{V}} \\ &= 98 \text{ ms} \end{aligned}$$

Ομοίως, η εξίσωση της τάσης του πυκνωτή συναρτήσει του χρόνου κατά τη διάρκεια της εκφόρτισης εξάγεται με τον ίδιο τρόπο και είναι

$$v_C(t) = V_{BO} e^{-t/R_2 C} \quad (3-6)$$

Έτσι, το ρεύμα που διαρρέει τη δίοδο PNPN γίνεται

$$i(t) = \frac{V_{BO}}{R_2} e^{-t/R_2 C} \quad (3-7)$$

Αν αγνοηθεί η συνεχής ροή ρεύματος μέσω της R_1 , η στιγμή που το $i(t)$ φτάνει να γίνει ίσο με το I_H και η δίοδος PNPN παύει να άγει είναι

$$\begin{aligned} t_2 &= -R_2 C \ln \frac{I_H R_2}{V_{BO}} \\ &= -(1 \text{ k}\Omega)(1 \mu\text{F}) \ln \frac{(10 \text{ mA})(1 \text{ k}\Omega)}{75 \text{ V}} = 2 \text{ ms} \end{aligned} \quad (3-8)$$

Έτσι, η συνολική περίοδος του ταλαντωτή χαλάρωσης είναι

$$T = t_1 + t_2 = 98 \text{ ms} + 2 \text{ ms} = 100 \text{ ms}$$

και η συχνότητα του ταλαντωτή είναι

$$f = \frac{1}{T} = 10 \text{ Hz}$$

(β) Αν η R_1 αυξηθεί στα 150 kΩ, ο χρόνος φόρτισης του πυκνωτή γίνεται

$$\begin{aligned}t_1 &= -R_1 C \ln \frac{V_{DC} - V_{BO}}{V_{DC}} \\&= -(150 \text{ k}\Omega)(1 \mu\text{F}) \ln \frac{120\text{V} - 75\text{V}}{120\text{V}} \\&= 147 \text{ ms}\end{aligned}$$

Ο χρόνος εκφόρτισης του πυκνωτή παραμένει σταθερός και ίσος με

$$t_2 = -R_2 C \ln \frac{I_H R_2}{V_{BO}} = 2 \text{ ms}$$

Έτσι, η συνολική περίοδος του ταλαντωτή χαλάρωσης είναι

$$T = t_1 + t_2 = 147 \text{ ms} + 2 \text{ ms} = 149 \text{ ms}$$

και η συχνότητα του ταλαντωτή είναι

$$f = \frac{1}{0,149 \text{ s}} = 6,71 \text{ Hz}$$

Συγχρονισμός Παλμών

Στις εφαρμογές εναλλασσόμενου ρεύματος είναι σημαντικό το γεγονός ότι ο παλμός έναυσης εφαρμόζεται στο SCR την ίδια στιγμή σε κάθε περίοδο του εναλλασσόμενου ρεύματος. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω του συγχρονισμού του κυκλώματος παλμών με τη γραμμή ισχύος που τροφοδοτεί τα SCR. Κάτι τέτοιο είναι εύκολο να πραγματοποιηθεί κάνοντας την πηγή εισόδου του κυκλώματος έναυσης ίδια με την πηγή που τροφοδοτεί τα SCR.

Αν το κύκλωμα έναυσης τροφοδοτείται από τη μια ημιπερίοδο του εναλλασσόμενου ρεύματος της γραμμής ισχύος, το κύκλωμα RC θα ξεκινά πάντα τη φόρτισή του στην αρχή της περιόδου κι έτσι ο παλμός θα εμφανίζεται πάντα σ' ένα συγκεκριμένο σημείο σε σχέση με την αρχή της περιόδου.

Ο συγχρονισμός παλμών στα τριφασικά κυκλώματα και στους αντιστροφείς (inverters) είναι πολύ πιο πολύπλοκος και η ανάλυσή του είναι πέρα από τους σκοπούς αυτού του βιβλίου.

3.4 ΡΥΘΜΙΣΗ ΤΑΣΗΣ ΜΕ ΕΛΕΓΧΟ ΤΗΣ ΓΩΝΙΑΣ ΦΑΣΗΣ

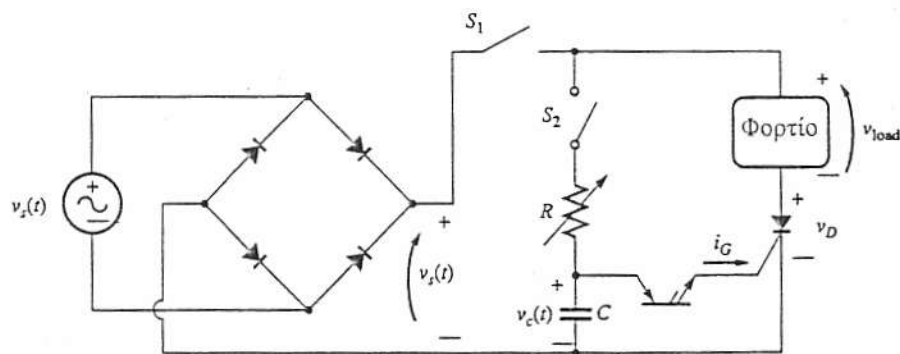
Το επίπεδο της τάσης που εφαρμόζεται σ' έναν κινητήρα είναι μια από τις συνηθέστερες μεταβλητές στις εφαρμογές ελέγχου κινητήρων. Τα SCR και τα TRIAC προσφέρουν μια απλή μέθοδο ελέγχου της μέσης τιμής της τάσης που εφαρμόζεται σ'

ένα φορτίο, μεταβάλλοντας τη γωνία φάσης (phase angle) κατά την οποία η πηγή τάσης εφαρμόζεται στο φορτίο.

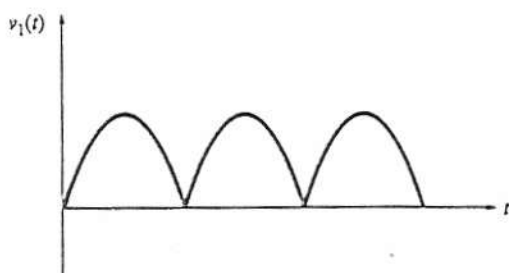
Έλεγχος Γωνίας Φάσης για Φορτίο Συνεχούς Ρεύματος

Το Σχ. 3-28, περιγράφει την αρχή λειτουργίας του ελέγχου γωνίας φάσης. Το σχήμα αυτό δείχνει ένα κύκλωμα ρύθμισης του επιπέδου της συνεχούς τάσης ενός ωμικού φορτίου. Το κύκλωμα τροφοδοτείται από μια πηγή εναλλασσόμενου ρεύματος και η ρύθμιση της τάσης γίνεται με έλεγχο γωνίας. Το SCR του κυκλώματος έχει ορθή τάση κατάρρευσης (όταν $i_G = 0$ A) μεγαλύτερη από οποιαδήποτε άλλη τάση του κυκλώματος, ενώ η διάοδος PNPN έχει πολύ μικρή ορθή τάση κατάρρευσης, περίπου 10 V. Η γέφυρα πλήρους ανόρθωσης υποχρεώνει την τάση που εφαρμόζεται στο SCR και στο φορτίο να είναι πάντα θετική.

Αν ο διακόπτης S_1 είναι ανοικτός, τότε η τάση V_1 στα άκρα του ανορθωτή θα είναι η τάση εισόδου πλήρως ανορθωμένη (βλ. Σχ. 3-29).



ΣΧΗΜΑ 3-28 Κύκλωμα ελέγχου της τάσης ενός φορτίου συνεχούς ρεύματος με έλεγχο γωνίας φάσης.



ΣΧΗΜΑ 3-29 Η τάση στην έξοδο της γέφυρας του κυκλώματος, όταν ο διακόπτης S_1 είναι ανοικτός.

Αν ο διακόπτης S_1 κλείσει και ο S_2 παραμείνει ανοιχτός, το SCR δεν πρόκειται ν' αρχίσει να άγει. Αυτό συμβαίνει, επειδή η τάση στην έξοδο του ανορθωτή ποτέ δεν ξεπερνάει την τάση V_{BO} του SCR. Αφού το SCR είναι πάντα ανοικτό, το ρεύμα του και το ρεύμα του φορτίου, καθώς και η τάση στα άκρα του φορτίου έχουν μηδενικές τιμές.

Ας υποθεθεί, τώρα, ότι ο διακόπτης S_2 κλείνει. Κατόπιν, με την αρχή της πρώτης ημιπεριόδου μετά το κλείσιμο του διακόπτη, η τάση στον κλάδο RC αρχίζει να αυξάνει και ο πυκνωτής φορτίζεται. Κατά τη διάρκεια της φόρτισης του πυκνωτή το SCR δεν άγει, επειδή η τάση που εφαρμόζεται στα άκρα του δεν ξεπερνάει τη V_{BO} . Με την πάροδο του χρόνου ο πυκνωτής φορτίζεται μέχρι την ορθή τάση διάσπασης της διόδου PNPN κι έτσι αυτή άγει. Το ρεύμα μέσω του πυκνωτή και της διόδου PNPN εφαρμόζεται στην πύλη του SCR και ελαττώνει την τάση V_{BO} του SCR, με αποτέλεσμα το SCR ν' αρχίσει να άγει. Τότε, το SCR και το φορτίο διααρρέονται από ρεύμα. Αυτό το ρεύμα συνεχίζει να υφίσταται για όλη την υπόλοιπη ημιπερίοδο, ακόμη κι όταν ο πυκνωτής έχει εκφορτιστεί, αφού το SCR παύει να άγει, μόνο όταν το ρεύμα του μειωθεί κάτω από το ρεύμα συγκράτησης (επειδή η τιμή του I_H είναι μερικά mA, αυτό δε συμβαίνει παρά μόνο με την πλήρη ολοκλήρωση της ημιπεριόδου).

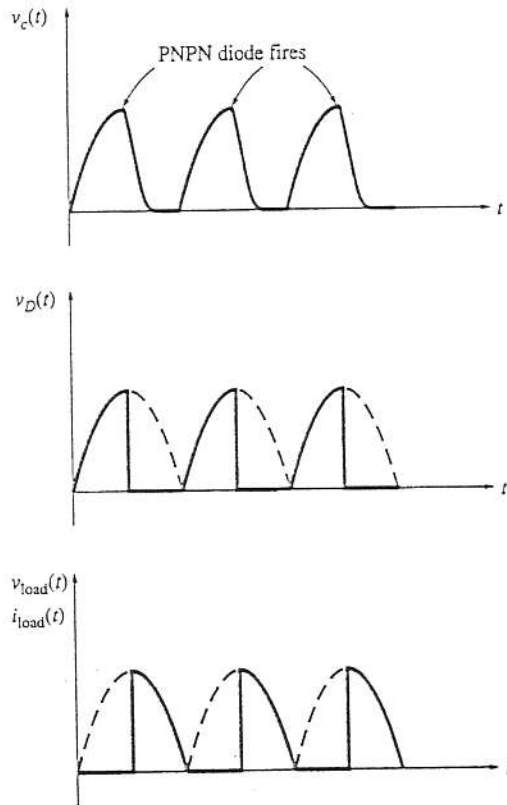
Με την αρχή της επόμενης ημιπεριόδου το SCR και πάλι δεν άγει. Το κύκλωμα RC επαναφορτίζεται και προκαλεί την έναυση της διόδου PNPN μετά από κάποιο συγκεκριμένο χρόνο. Η διάδος PNPN σκανδαλίζει με ρεύμα το SCR κι αυτό άγει πάλι. Αφού το SCR έχει οδηγηθεί στην αγωγιμότητα, παραμένει σ' αυτήν την κατάσταση για το υπόλοιπο τμήμα της περιόδου. Οι κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος για το παραπάνω κύκλωμα φαίνονται στο Σχ. 3-30.

Εδώ προβάλλει το κρίσιμο ερώτημα: Με ποιον τρόπο είναι δυνατή η μεταβολή της ισχύος που παρέχεται στο φορτίο; Ας σημειωθεί ότι η τιμή της αντίστασης R μειώνεται. Τότε, με την αρχή της κάθε ημιπεριόδου ο πυκνωτής θα φορτίζεται γρηγορότερα και ο παλμός έναυσης θα δίνεται στο SCR πιο νωρίς. Αφού το SCR θα άγει για περισσότερο διάστημα της ημιπεριόδου, το φορτίο θα τροφοδοτείται με περισσότερη ισχύ (βλ. Σχ. 3-31). Η αντίσταση R ελέγχει τη ροή ισχύος στο φορτίο του κυκλώματος.

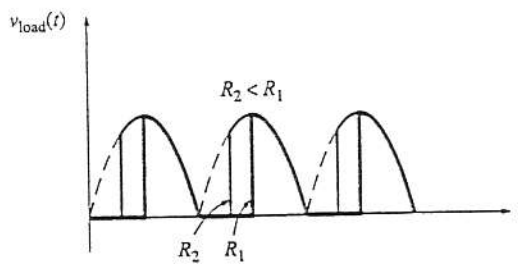
Η ισχύς που παρέχεται στο φορτίο αποτελεί συνάρτηση του χρόνου πυροδότησης του SCR. Όσο πιο νωρίς πυροδοτείται, τόσο μεγαλύτερη ποσότητα ισχύος θα παρέχει. Ο χρόνος πυροδότησης του SCR συνήθως εκφράζεται με τον όρο *γωνία πυροδότησης* (firing angle), όπου η γωνία πυροδότησης είναι η γωνία της εφαρμοζόμενης ημιτονικής τάσης τη στιγμή της πυροδότησης. Η σχέση μεταξύ της γωνίας πυροδότησης και της ισχύος που παρέχεται προκύπτει από το Παράδειγμα 3-3, που ακολουθεί.

Έλεγχος γωνίας για Φορτίο Εναλλασσόμενου Ρεύματος

Το κύκλωμα του Σχ. 3-28, είναι δυνατό να μετατραπεί, ώστε να ελέγχει την ισχύ σ' ένα φορτίο εναλλασσόμενου ρεύματος, απλά με τη μετατόπιση του φορτίου από την πλευρά συνεχούς ρεύματος του κυκλώματος σε κάποιο σημείο πριν από τον ανορθωτή. Το κύκλωμα που προκύπτει φαίνεται στο Σχ. 3-32α, ενώ στο Σχ. 3-32β, φαίνονται οι κυματομορφές των τάσεων και των ρευμάτων.



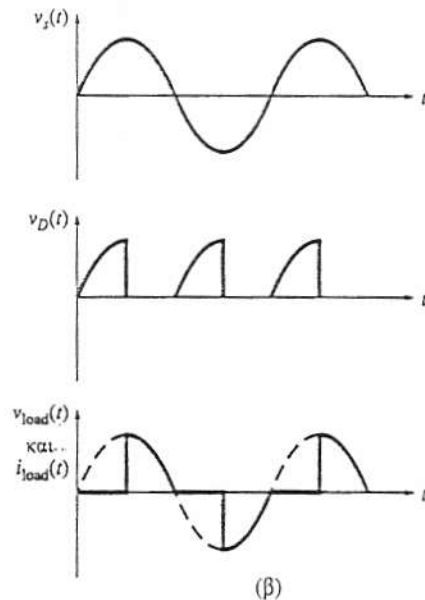
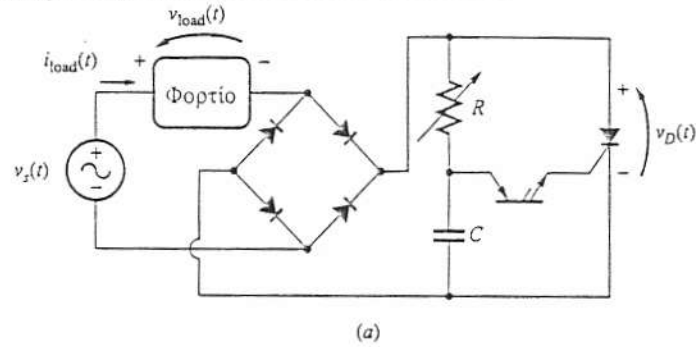
ΣΧΗΜΑ 3-30 Οι τάσεις στα άκρα του πυκνωτή, του SCR και του φορτίου και το ρεύμα στο φορτίο, όταν οι διακόπτες S_1 και S_2 είναι κλειστοί.



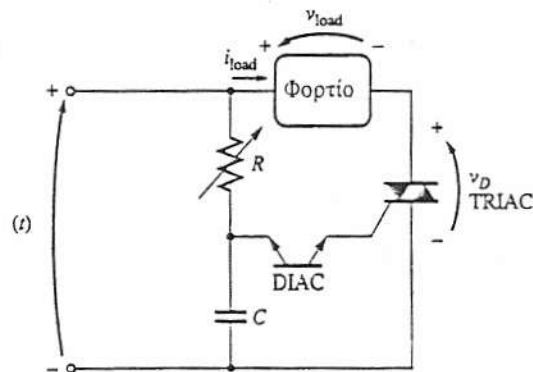
ΣΧΗΜΑ 3-31 Το αποτέλεσμα της μείωσης της αντίστασης R στην τάση εξόδου που εφαρμόζεται στο φορτίο του Σχ. 3-28.

Υπάρχει, όμως, ένας πολύ πιο εύκολος τρόπος για την υλοποίηση του ρυθμιστή εναλλασσόμενης ισχύος. Αν στο ίδιο βασικό κύκλωμα χρησιμοποιηθεί ένα DIAC στη θέση της διόδου PNPN και ένα TRIAC στη θέση του SCR, τότε η γέφυρα μπορεί να παραλειφθεί τελείως από το κύκλωμα. Επειδή το DIAC και το TRIAC είναι εξαρτήματα διπλής κατεύθυνσης, λειτουργούν το ίδιο καλά και στις δύο ημιπεριό-

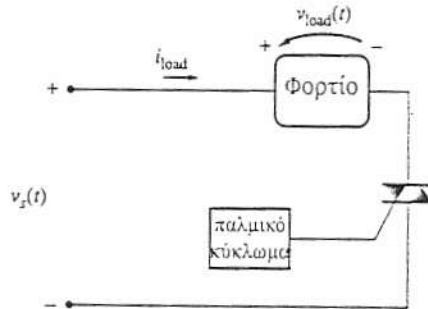
δους της εναλλασσόμενης εισόδου. Στο Σχ. 3-33, φαίνεται ένας ρυθμιστής ισχύος με έλεγχο φάσης που χρησιμοποιεί DIAC και TRIAC.



ΣΧΗΜΑ 3-32 (α) Κύκλωμα ελέγχου της τάσης σε φορτίο εναλλασσόμενου ρεύματος με έλεγχο γωνίας φάσης. (β) Οι τάσεις στο φορτίο, στην πηγή και στο SCR του κυκλώματος.



ΣΧΗΜΑ 3-33 Κύκλωμα ελέγχου της τάσης σε φορτίο εναλλασσόμενου ρεύματος με έλεγχο γωνίας φάσης, που χρησιμοποιεί ένα DIAC κι ένα TRIAC.



ΣΧΗΜΑ 3-34 Κύκλωμα ελέγχου της τάσης σε φορτίο εναλλασσόμενου ρεύματος με έλεγχο γωνίας φάσης, που χρησιμοποιεί ένα TRIAC, που σκανδαλιζεται από ένα ψηφιακό παλμικό κύκλωμα.

Παράδειγμα 3-3. Το Σχ. 3-34 παρουσιάζει έναν ελεγκτή γωνίας φάσης εναλλασσόμενου ρεύματος, που παρέχει ισχύ σε ένα φορτίο αντίστασης. Το κύκλωμα χρησιμοποιεί ένα TRIAC που σκανδαλιζεται από ένα ηλεκτρικό παλμικό κύκλωμα, το οποίο παρέχει παλμούς πυροδότησης σε οποιοδήποτε σημείο της ημιπεριόδου της εφαρμοζόμενης τάσης $v_s(t)$. Ας υποθέσουμε ότι η τάση τροφοδοσίας ενεργός τιμή της τάσης 120 V στα 60 Hz.

(α) Ορίστε την ενεργό τιμή της τάσης που εφαρμόζεται στο φορτίο σαν συνάρτηση της γωνίας πυροδότησης του παλμικού κυκλώματος. Παρουσιάστε γραφικά τη σχέση μεταξύ της γωνίας πυροδότησης και της τάσης που παρέχεται.

(β) Ποια γωνία πυροδότησης απαιτείται για να παρέχουμε ενεργό τιμή τάσης 75 V στο φορτίο;

Λύση.

(α) Το πρόβλημα είναι απόλυτα κατάλληλο για επίλυση με το MATLAB επειδή συμπεριλαμβάνει τον επαναλαμβανόμενο υπολογισμό της ενεργού τιμής τάσης που εφαρμόζεται στο φορτίο σε πολλές διαφορετικές γωνίες πυροδότησης. Θα επιλύσουμε το πρόβλημα υπολογίζοντας την κυματομορφή που δημιουργείται από την πυροδότηση του TRIAC σε κάθε γωνία από 1° ως 179° , και υπολογίζοντας την ενεργό τιμή της τάσης της κυματομορφής που προκύπτει. (Θα πρέπει να σημειώσουμε ότι υπολογίζουμε μόνο τη θετική ημιπερίοδο, αφού η αρνητική ημιπερίοδος είναι αρνητική).

Το πρώτο στάδιο της διαδικασίας επίλυσης είναι να δημιουργήσουμε μια συνάρτηση MATLAB που μιμείται την τάση φορτίου για κάθε δεδομένη γωνία ωt και γωνία πυροδότησης. Αυτό το κάνει η συνάρτηση `ac_phase_controller`. Δέχεται δύο ορίσματα εισόδου, έναν κανονικοποιημένο χρόνο ωt σε ακτίνια και μια γωνία πυροδότησης σε μοίρες. Αν ο χρόνος ωt έρχεται πριν τη γωνία πυροδότησης, η τάση φορτίου εκείνη τη στιγμή θα είναι 0 V. Αν ο χρόνος ωt έρχεται πριν τη γωνία πυροδότησης, η τάση φορτίου θα είναι ίδια με την τάση πηγής, τη συγκεκριμένη στιγμή.

```

function volts = ac_phase_controller(wt,deg)
% Function to simulate the output of the positive half
% cycle of an ac phase angle controller with a peak
% voltage of 120 * SQRT(2) = 170 V.
% wt = Phase in radians (=omega x time)
% deg = Firing angle in degrees

```

```

% Degrees to radians conversion factor
deg2rad = pi / 180;

```

```

% Simulate the output of the phase angle controller.
if wt > deg * deg2rad;
    volts = 170 * sin(wt);
else
    volts = 0;
end

```

Το επόμενο στάδιο είναι να γράψουμε ένα αρχείο-m που να δημιουργεί την κυματομορφή φορτίου για κάθε πιθανή γωνία πυροδότησης, και υπολογίζει και παρουσιάζει γραφικά την ενεργό τιμή της τάσης που προκύπτει. Το αρχείο-m που ακολουθεί χρησιμοποιεί τη συνάρτηση `ac_phase_controller` για να υπολογίσει την κυματομορφή τάσης φορτίου για κάθε γωνία πυροδότησης, ενώ στη συνέχεια υπολογίζει την ενεργό τιμή της τάσης της συγκεκριμένης κυματομορφής.

```

% M-file: volts_vs_phase_angle.m
% M-file to calculate the rms voltage applied to a load as
% a function of the phase angle firing circuit, and to
% plot the resulting relationship.

```

```

% Loop over all firing angles (1 to 179 degrees)
deg = zeros(1,179);
rms = zeros(1,179);
for ii = 1:179

```

```

    % Save firing angle
    deg(ii) = ii;

```

```

    % First, generate the waveform to analyze.
    waveform = zeros(1,180);
    for jj = 1:180
        waveform(jj) = ac_phase_controller(jj*pi/180,ii);
    end

```

```

    % Now calculate the rms voltage of the waveform
    temp = sum(waveform.^2);
    rms(ii) = sqrt(temp/180);

```

```

end

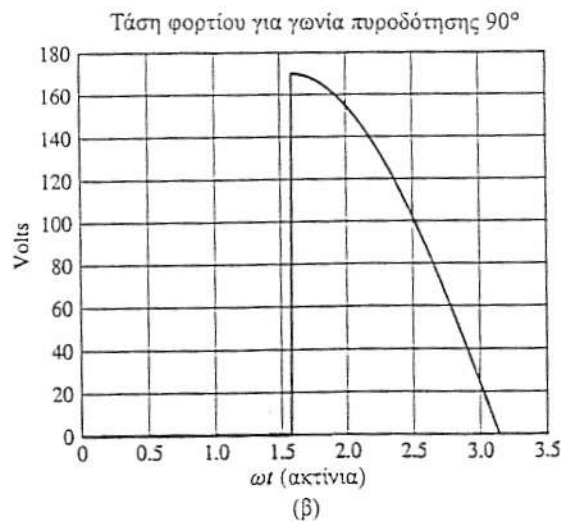
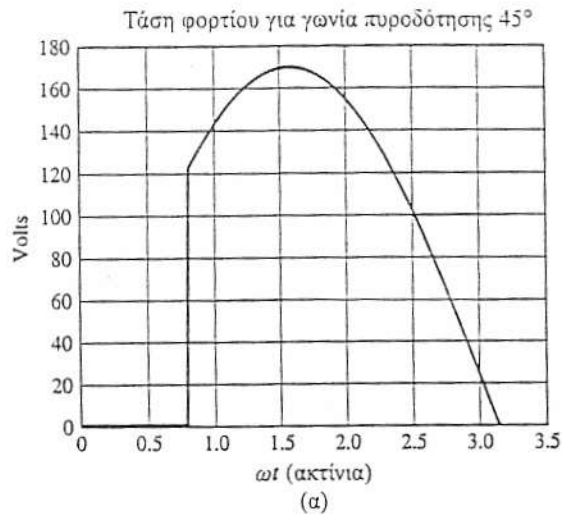
```

```

% Plot rms voltage of the load as a function of firing
angle
plot(deg,rms);
title('Load Voltage vs. Firing Angle');
xlabel('Firing angle (deg)');
ylabel('RMS voltage (V)');
grid on;

```

Το Σχήμα 3-35 παρουσιάζει δύο παραδείγματα κυματομορφών που δημιουργήθηκαν από αυτή τη συνάρτηση.



ΣΧΗΜΑ 3-35 Η κυματομορφή που παράγεται από τη συνάρτηση `volts_vs_phase_angle` για γωνία πυροδότησης (α) 45° και (β) 90° .

Όταν εκτελείται το αρχείο-m, προκύπτει η γραφική παράσταση που παρουσιάζεται στο Σχήμα 3-36. Θα πρέπει να σημειώσουμε ότι όσο πιο νωρίς είναι η γωνία πυροδότησης, τόσο μεγαλύτερη είναι η ενεργός τιμή της τάσης που εφαρμόζεται στο φορτίο. Ωστόσο, η σχέση μεταξύ της γωνίας πυροδότησης και της τάσης που προκύπτει δεν είναι γραμμική, έτσι δεν είναι εύκολο να προβλέψουμε την απαιτούμενη γωνία πυροδότησης για να πετύχουμε μια δεδομένη τάση φορτίου.

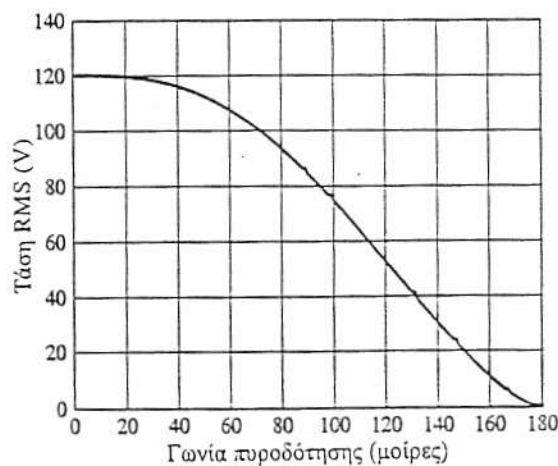
(β) Η γωνία πυροδότησης, που θα πρέπει να παρέχει 75 V στο φορτίο, μπορεί να βρεθεί από το Σχήμα 3-36. Είναι περίπου 99°.

Επιπτώσεις των Επαγωγικών Φορτίων στον Έλεγχο Γωνίας Φάσης

Αν το φορτίο ενός ρυθμιστή ισχύος με έλεγχο γωνίας φάσης είναι επαγωγικό (και οι πραγματικές μηχανές είναι τέτοια φορτία), η λειτουργία του ρυθμιστή γίνεται περισσότερο πολύπλοκη. Λόγω της φύσης της αυτεπαγωγής, το ρεύμα του επαγωγικού φορτίου δεν είναι δυνατό να μεταβάλλεται ακαριαία. Αυτό σημαίνει ότι το ρεύμα στο φορτίο δεν αναπτύσσεται απότομα μετά την έναυση του SCR και ότι δεν αποκόπτεται αμέσως μετά το τέλος του ημιπεριόδου. Στο τέλος της ημιπεριόδου η επαγωγική τάση του φορτίου συγκρατεί το SCR στην αγωγιμότητα για κάποιο τμήμα της επόμενης ημιπεριόδου, μέχρις ότου το ρεύμα στο φορτίο και στο SCR γίνει τελικά μικρότερο του I_H . Στο Σχ. 3-37, φαίνεται αυτή η καθυστέρηση των κυματομορφών της τάσης και του ρεύματος για το κύκλωμα του Σχ. 3-32.

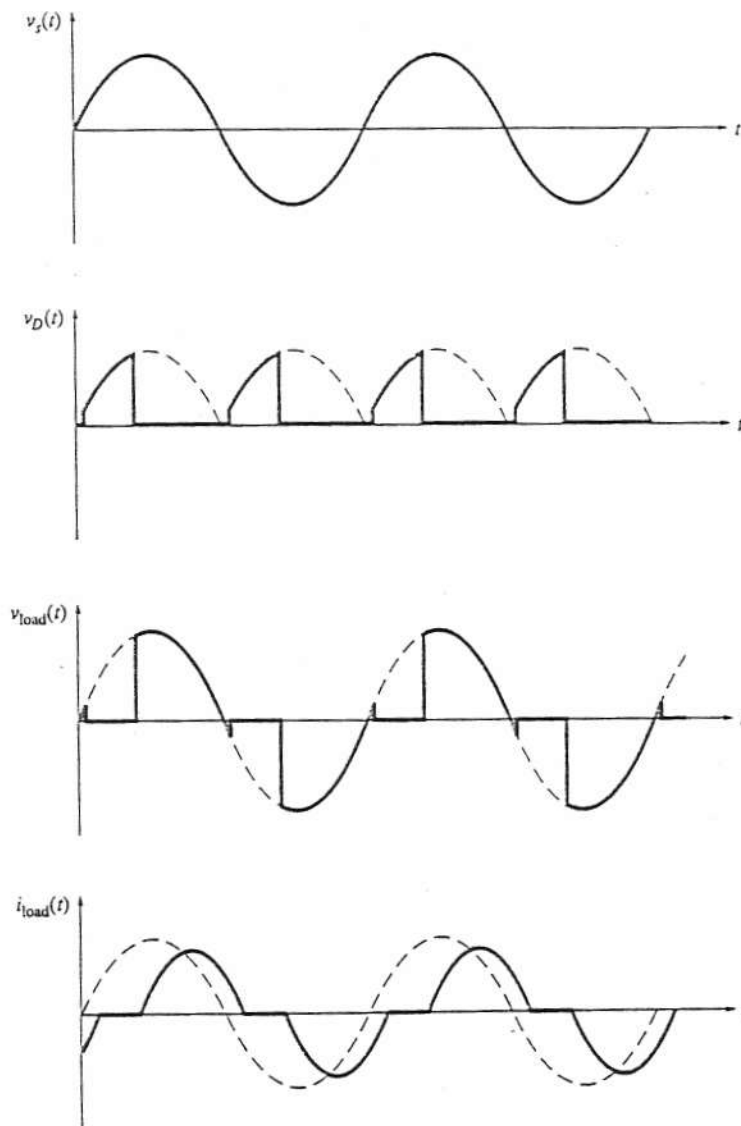
Μια μεγάλη αυτεπαγωγή στο φορτίο ενός ρυθμιστή με έλεγχο φάσης μπορεί να προκαλέσει δύο σοβαρά προβλήματα:

1. Η αυτεπαγωγή μπορεί να κάνει την ανάπτυξη του ρεύματος τόσο αργή, ώστε, μετά την έναυση του SCR και πριν το τέλος του παλμού στην πύλη, το ρεύμα να μην υπερβεί την τιμή του ρεύματος συγκράτησης. Αν συμβεί κάτι τέτοιο, το SCR δε θα παραμείνει στην αγωγιμότητα, αφού το ρεύμα του θα είναι μικρότερο του I_H .



ΣΧΗΜΑ 3-36 Γραφική παράσταση της ενεργού τιμής της τάσης φορτίου ως προς τη γωνία πυροδότησης TRIAC.

2. Αν το ρεύμα διατηρείται για μεγάλο διάστημα μετά το τέλος μιας δεδομένης περιόδου, χωρίς να μειώνεται σε τιμή μικρότερη του I_{H} , η ανάπτυξη της εφαρμοζόμενης τάσης στην επόμενη περίοδο μπορεί να είναι αρκετή, ώστε να συντηρήσει το ρεύμα και έτσι το SCR δεν πρόκειται ποτέ να οδηγηθεί στην αποκοπή.



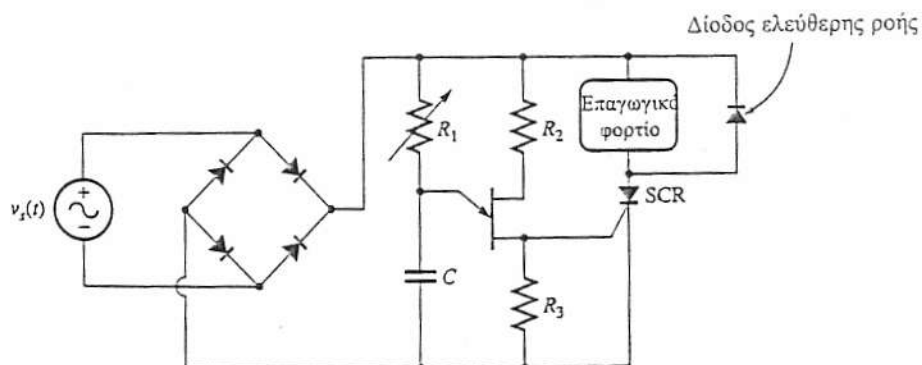
ΣΧΗΜΑ 3-37 Οι επιπτώσεις του επαγωγικού φορτίου στις κυματομορφές τάσης και ρεύματος για το κύκλωμα του Σχ. 3-32.

Η προφανής λύση στο πρώτο πρόβλημα είναι η χρησιμοποίηση ενός ειδικού κυκλώματος για την παραγωγή παλμών έναυσης μεγαλύτερης διάρκειας. Αυτοί οι μεγαλύτεροι παλμοί δίνουν στο ρεύμα του SCR άφθονο χρόνο, για να ξεπεράσει το I_{H} και έτσι του επιτρέπουν να άγει για όλη την υπόλοιπη ημιπερίοδο.

Η λύση στο δεύτερο πρόβλημα γίνεται με την εισαγωγή μιας *διόδου ελεύθερης ροής* (*free-wheeling diode*). Αυτή η διόδος συνδέεται παράλληλα στο φορτίο και προσανατολίζεται, ώστε να άγει, όταν το ρεύμα διαρρέει κανονικά το φορτίο. Στο Σχ. 3-38, φαίνεται μια τέτοια διόδος. Στο τέλος μιας ημιπεριόδου το ρεύμα στο επαγωγικό φορτίο προσπαθεί να διατηρήσει την προηγούμενη διεύθυνσή του. Τότε, στο φορτίο αναπτύσσεται τάση με τέτοια πολικότητα, ώστε να διατηρηθεί το παραπάνω ρεύμα. Αυτή η τάση πολώνει θετικά τη διόδο ελεύθερης ροής και προσφέρει μια διαδρομή για την εκφόρτιση του ρεύματος του φορτίου. Μ' αυτόν τον τρόπο το SCR μπορεί να αποκοπεί χωρίς να απαιτείται ακαριαίος μηδενισμός του ρεύματος στο φορτίο.

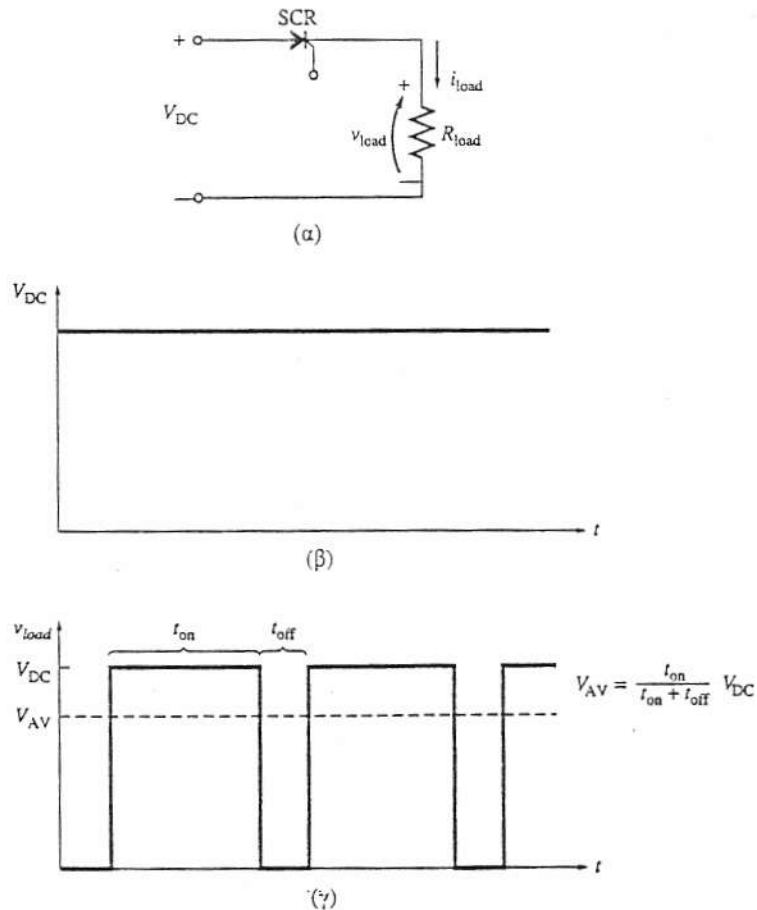
3.5 ΕΛΕΓΧΟΣ ΙΣΧΥΟΣ ΣΤΟ ΣΥΝΕΧΕΣ ΡΕΥΜΑ - CHOPPERS

Μερικές φορές είναι επιθυμητή η ρύθμιση της τάσης που προσφέρει μια πηγή συνεχούς ρεύματος, πριν αυτή εφαρμοστεί σε κάποιο φορτίο. Τα κυκλώματα που μεταβάλλουν την τάση μιας πηγής συνεχούς ρεύματος ονομάζονται *μετατροπείς συνεχούς ρεύματος* (*dc-to-dc converters*) ή *choppers*. Η είσοδος ενός chopper είναι η σταθερή τάση μιας πηγής συνεχούς ρεύματος, ενώ η τάση εξόδου μεταβάλλεται με τη ρύθμιση του ποσοστού του χρόνου στον οποίο η πηγή συνδέεται με το φορτίο. Όταν το SCR σκανδαλίζεται, αρχίζει να άγει και το φορτίο τροφοδοτείται με ισχύ. Όταν παύει να άγει, το φορτίο αποσυνδέεται από την πηγή.

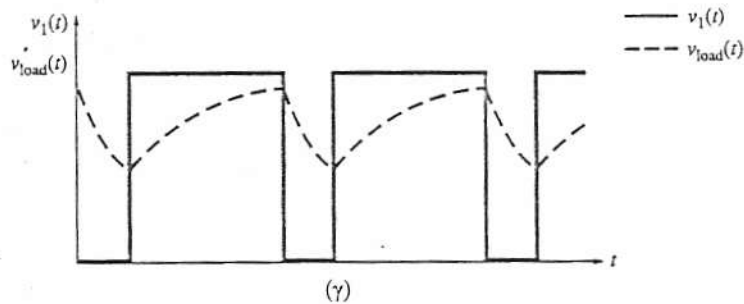
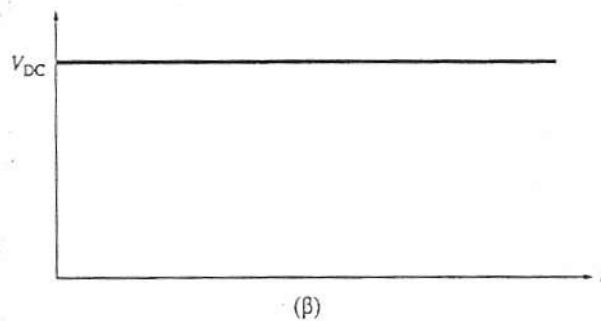
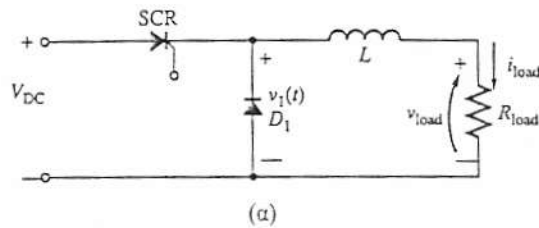


ΣΧΗΜΑ 3-38 Κύκλωμα για τον έλεγχο της γωνίας φάσης στο οποίο παρουσιάζεται η χρήση της διόδου ελεύθερης ροής σε συνδυασμό με το επαγωγικό φορτίο.

Στο κύκλωμα του Σχ. 3-39, το φορτίο είναι μια αντίσταση, της οποίας η τάση είναι είτε ίση με V_{DC} είτε ίση με μηδέν. Ομοίως, το ρεύμα στο φορτίο είναι είτε ίσο με V_{DC}/R είτε ίσο με μηδέν. Είναι ακόμη δυνατή η εξομάλυνση της τάσης και του ρεύματος στο φορτίο με τη σύνδεση μιας αυτεπαγωγής σε σειρά, ώστε να αποκοπούν κάποιες από τις εναλλασσόμενες συνιστώσες της κυματομορφής. Στο Σχ. 3-40, δίνεται ένα κύκλωμα chopper με επαγωγικό φίλτρο. Το ρεύμα μέσω της αυτεπαγωγής αυξάνεται εκθετικά, όταν το thyristor άγει και μειώνεται εκθετικά με την αποκοπή του SCR. Αν η αυτεπαγωγή είναι αρκετά μεγάλη, η σταθερά χρόνου των μεταβολών του ρεύματος ($\tau = L/R$) θα είναι μεγάλη σχετικά με τον κύκλο έναυσης-αποκοπής του SCR, η τάση και το ρεύμα στο φορτίο θα είναι σχεδόν σταθερά και θα κυμαίνονται γύρω από μια μέση τιμή.



ΣΧΗΜΑ 3-39 (α) Η βασική αρχή λειτουργίας ενός κυκλώματος chopper. (β) Η τάση εισόδου στο κύκλωμα. (γ) Η τελική τάση στο φορτίο.



ΣΧΗΜΑ 3-40 Κύκλωμα chopper με επαγωγικό φίλτρο για την εξομάλυνση της τάσης και του ρεύματος στο φορτίο.

Στην περίπτωση των μετατροπέων εναλλασσόμενου ρεύματος με έλεγχο γωνίας φάσης τα SCR σβήνουν αυτόματα, όταν στο τέλος της κάθε ημιπεριόδου το ρεύμα γίνεται μηδέν. Στα κυκλώματα συνεχούς ρεύματος δεν υπάρχει κάποιο σημείο στο οποίο το ρεύμα να πέφτει κάτω από το I_H κι έτσι, αν το SCR αρχίσει να άγει, δεν αποκόπτεται ποτέ. Για να πραγματοποιηθεί η αποκοπή του SCR με το τέλος του παλμού είναι απαραίτητη η εφαρμογή, για ένα μικρό διάστημα, μιας ανάστροφης τάσης στα άκρα του. Αυτή η ανάστροφη τάση μηδενίζει το ρεύμα του SCR και το οδηγεί στην αποκοπή. Αφού το SCR σβήσει δε θα βρεθεί ξανά στην αγωγιμότητα, παρά μόνο αν ένας νέος παλμός εφαρμοστεί στην πύλη του. Η διαδικασία που αναγκάζει το SCR να σβήσει κατά την επιθυμητή χρονική στιγμή ονομάζεται *εξαναγκασμένη μετάβαση (forced commutation)*.

Τα GTO αποτελούν την ιδανική λύση για τα κυκλώματα chopper, αφού έχουν τη δυνατότητα της αυτομετάβασης. Αντίθετα από τα SCR, τα GTO είναι δυνατό να αποκοπούν με την εφαρμογή αρνητικού παλμού στην πύλη τους. Έτσι τα πρόσθετα κυκλώματα που χρειάζονται για την αποκοπή του SCR σ' ένα κύκλωμα chopper με SCR είναι δυνατό να παραλειφθούν στο κύκλωμα chopper που χρησιμοποιεί GTO (Σχ. 3-41α). Τα transistor ισχύος έχουν κι αυτά τη δυνατότητα της αυτομετάβασης και χρησιμοποιούνται σε κυκλώματα chopper που λειτουργούν μέσα στα όρια ισχύος των transistor (Σχ. 3-41β).

Τα chopper χρησιμοποιούνται σε dc συστήματα, για τη ρύθμιση της ταχύτητας των κινητήρων συνεχούς ρεύματος. Το σημαντικότερο πλεονέκτημα της ρύθμισης της ταχύτητας μέσω συνεχούς ρεύματος σε σχέση με τις συμβατικές μεθόδους (όπως το σύστημα Ward-Leonard, που περιγράφεται στο Κεφάλαιο 6) είναι το ότι παρουσιάζουν μεγαλύτερη απόδοση από τα συστήματα που αντικαθιστούν.

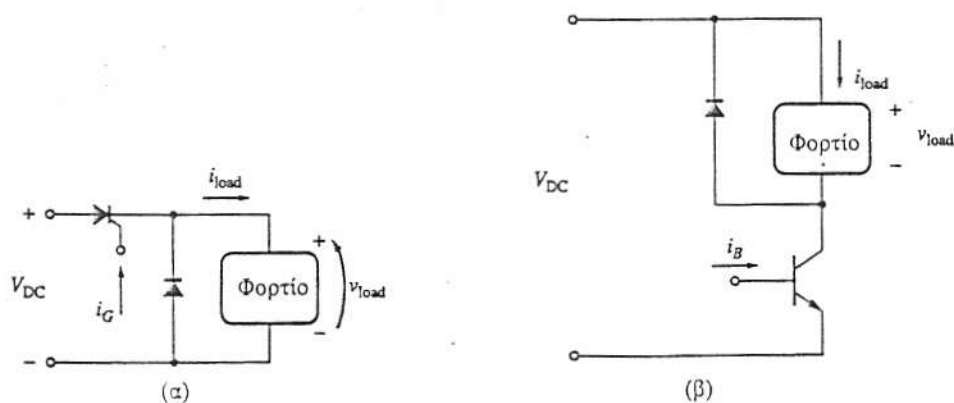
Εξαναγκασμένη Μετάβαση στα Κυκλώματα Chopper

Όταν τα SCR χρησιμοποιούνται σε κυκλώματα chopper, θα πρέπει να συνοδεύονται από κάποιο κύκλωμα εξαναγκασμένης μετάβασης, με σκοπό τα SCR να μεταβαίνουν στην κατάσταση αποκοπής την επιθυμητή χρονική στιγμή. Τα περισσότερα κυκλώματα εξαναγκασμένης μετάβασης στηρίζουν την παραγωγή της τάσης αποκοπής σ' έναν φορτισμένο πυκνωτή. Στη σύντομη ανάλυση που ακολουθεί εξετάζονται δύο βασικές εκδοχές της μετάβασης με πυκνωτή:

1. Τα κυκλώματα μετάβασης με πυκνωτή συνδεδεμένο σε σειρά
2. Τα κυκλώματα μετάβασης με πυκνωτή συνδεδεμένο παράλληλα

Κυκλώματα Μετάβασης με Πυκνωτή Συνδεδεμένο σε Σειρά

Στο Σχ. 3-42, φαίνεται ένα κύκλωμα chopper συνεχούς ρεύματος, όπου η μετάβαση γίνεται με πυκνωτή συνδεδεμένο σε σειρά. Το κύκλωμα αποτελείται από ένα SCR,



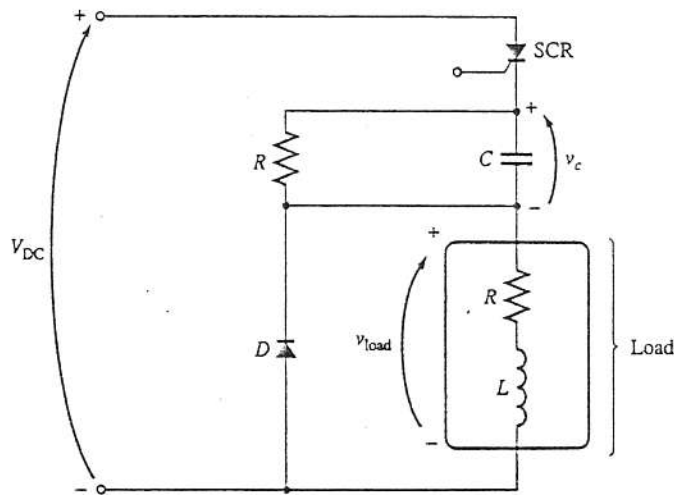
ΣΧΗΜΑ 3-41 (α) Κύκλωμα chopper με GTO. (β) Κύκλωμα chopper με transistor.

από έναν πυκνωτή και από ένα φορτίο συνδεδεμένο σε σειρά. Ο πυκνωτής έχει συνδεδεμένη στα άκρα του μια αντίσταση εκφόρτισης, ενώ παράλληλα με το φορτίο συνδέεται μια διόδος ελεύθερης ροής.

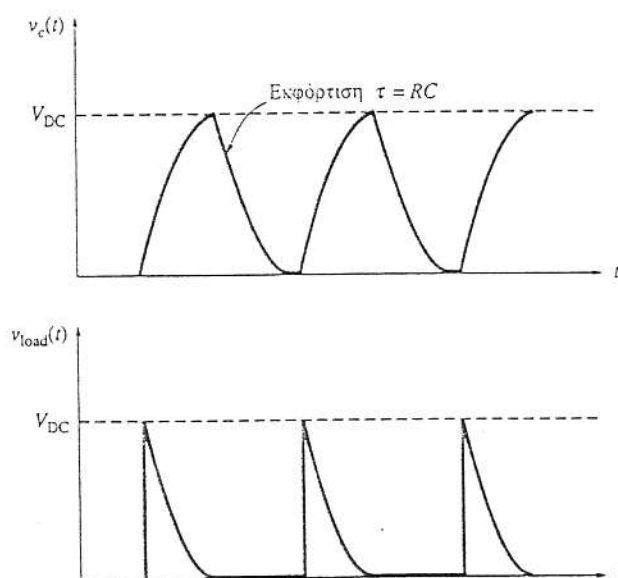
Το SCR αρχίζει να άγει με την εφαρμογή ενός παλμού στην πύλη του. Αφού το SCR άγει, στα άκρα του φορτίου εφαρμόζεται μια τάση και κάποιο ρεύμα αρχίζει να το διαρρέει. Όμως, αυτό το ρεύμα προς το φορτίο διαρρέει και τον πυκνωτή ο οποίος φορτίζεται σταδιακά. Όταν η τάση του πυκνωτή φτάσει σχεδόν την τιμή της V_{DC} , το ρεύμα μέσω του SCR μειώνεται κάτω από το I_H και το SCR αποκόπτεται.

Αφού ο πυκνωτής έχει οδηγήσει το SCR στην αποκοπή, εκφορτίζεται σταδιακά μέσω της αντίστασης R . Όταν ο πυκνωτής έχει εκφορτιστεί τελείως, το SCR είναι και πάλι έτοιμο να δεχθεί έναν νέο παλμό έναυσης στην πύλη του. Οι κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος γι' αυτό το κύκλωμα φαίνονται στο Σχ. 3-43.

Δυστυχώς, ένα τέτοιο κύκλωμα περιορίζεται από τη σχετική διάρκεια του παλμού, αφού το SCR δεν μπορεί να σκανδαλιστεί ξανά πριν από την εκφόρτιση του πυκνωτή. Ο χρόνος εκφόρτισης εξαρτάται από τη σταθερά χρόνου $\tau = RC$ και η χωρητικότητα C θα πρέπει να είναι μεγάλη, ώστε να τροφοδοτεί το φορτίο με αρκετό ρεύμα, πριν αποκόψει το SCR. Όμως, η R πρέπει να είναι μεγάλη, αφού το ρεύμα που ρέει διαμέσου της αντίστασης θα πρέπει να είναι μικρότερο από το ρεύμα συγκράτησης του SCR. Αν αυτά τα δύο γεγονότα συνδυαστούν μεταξύ τους, συνεπάγεται ότι το SCR δεν μπορεί να δεχθεί παλμό έναυσης πολύ γρήγορα μετά την αποκοπή του. Αυτό σημαίνει ότι ο χρόνος αποκατάστασης είναι μεγάλος.



ΣΧΗΜΑ 3-42 Κύκλωμα chopper εξαναγκασμένης μετάβασης με πυκνωτή σειράς.



ΣΧΗΜΑ 3-43 Οι τάσεις στον πυκνωτή και στο φορτίο ενός κυκλώματος chopper σειράς.

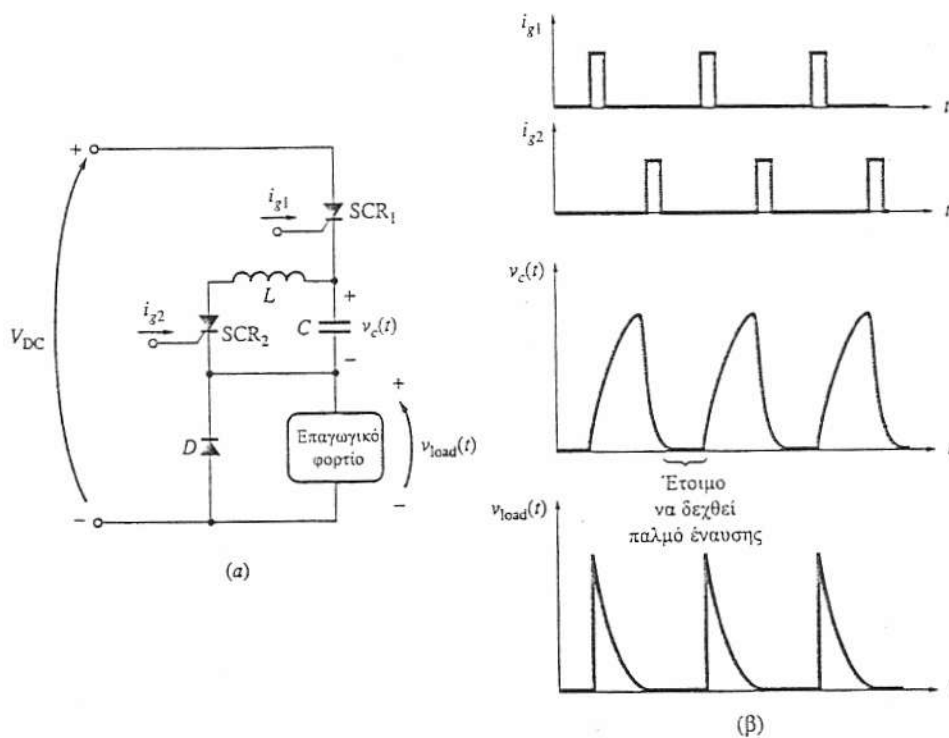
Στο Σχ. 3-44, φαίνεται ένα βελτιωμένο κύκλωμα μετάβασης με πυκνωτή σειράς, όπου ο χρόνος αποκατάστασης έχει γίνει μικρότερος. Αυτό το κύκλωμα είναι όμοιο με το προηγούμενο, μόνο που η αντίσταση έχει αντικατασταθεί από ένα SCR και μια αυτεπαγωγή. Όταν το SCR σκανδαλιστεί, το φορτίο διαρρέεται από ρεύμα και ο πυκνωτής φορτίζεται ώστε να αποκόψει το SCR₁. Μετά την αποκοπή του, είναι δυνατή η έναυση του SCR₂, με σκοπό ο πυκνωτής να εκφορτιστεί πολύ πιο γρήγορα απ' ό,τι σε μια αντίσταση. Η αυτεπαγωγή που συνδέεται στη σειρά με το SCR₂ προστατεύει από υπερεντάσεις που μπορεί να ξεπερνούν τις προδιαγραφές του. Αφού ο πυκνωτής έχει εκφορτιστεί, το SCR₂ αποκόπτεται και το SCR₁ είναι έτοιμο να σκανδαλιστεί ξανά.

Κυκλώματα Μετάβασης με Πυκνωτή Συνδεδεμένο Παράλληλα

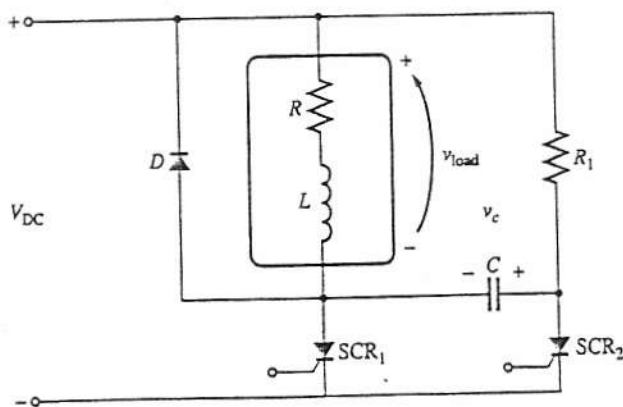
Ο άλλος συνηθισμένος τρόπος υλοποίησης της εξαναγκασμένης μετάβασης είναι η μέθοδος με πυκνωτή συνδεδεμένο παράλληλα. Στο Σχ. 3-45, φαίνεται ένα απλό παράδειγμα διάταξης με παράλληλο πυκνωτή. Εδώ το SCR₁ είναι το κύριο SCR, που τροφοδοτεί το φορτίο με ισχύ, ενώ το SCR₂, ελέγχει τη λειτουργία του πυκνωτή μετάβασης. Για να τροφοδοτηθεί το φορτίο με ισχύ, σκανδαλίζεται το SCR₁. Ταυτόχρονα ο πυκνωτής C φορτίζεται μέσω της αντίστασης R μέχρι την τάση V_{DC}.

Όταν φτάνει η στιγμή που η ισχύς θα πρέπει να αποκοπεί από το φορτίο, σκανδαλίζεται το SCR₂. Τότε, η τάση στα άκρα του SCR₂ μηδενίζεται. Επειδή η τάση στα άκρα ενός πυκνωτή δεν είναι δυνατό να μεταβληθεί απότομα, η τάση στην αριστερή πλευρά του πυκνωτή θα πρέπει για μια στιγμή να γίνει ίση με -V_{DC}. Το γεγονός αυτό

οδηγεί το SCR₁ στην αποκοπή, ενώ ο πυκνωτής αρχίζει να φορτίζεται μέσω του φορτίου και του SCR₂ μέχρι την τάση V_{DC} και με θετικό το αριστερό άκρο του. Όταν φορτιστεί ο πυκνωτής, το SCR₂ αποκόπτεται και ο κύκλος μπορεί να αρχίσει και πάλι.



ΣΧΗΜΑ 3-44 (α) Κύκλωμα chopper εξαναγκασμένης μετάβασης με πυκνωτή σε σειρά και με βελτίωση του χρόνου αποκατάστασης του πυκνωτή. (β) Οι παραγόμενες κυματομορφές τάσης στον πυκνωτή και στο φορτίο. Ας σημειωθεί ότι, ο πυκνωτής εκφορτίζεται πολύ πιο γρήγορα κι έτσι το SCR₁ μπορεί να δεχθεί παλμό έναυσης πολύ πιο γρήγορα απ' ό τι στην προηγούμενη σχεδίαση.



ΣΧΗΜΑ 3-45 Κύκλωμα chopper εξαναγκασμένης μετάβασης με παράλληλο πυκνωτή.

Και πάλι η αντίσταση R_1 πρέπει να είναι μεγάλη, ώστε το ρεύμα που το διαρρέει να είναι μικρότερο από το ρεύμα συγκράτησης του SCR_2 . Όμως, μια μεγάλη τιμή για την R_1 σημαίνει ότι μετά την έναυση του SCR_1 ο πυκνωτής φορτίζεται αργά. Το γεγονός αυτό περιορίζει το πόσο γρήγορα μετά την έναυσή του θα αποκοπεί το SCR_1 .

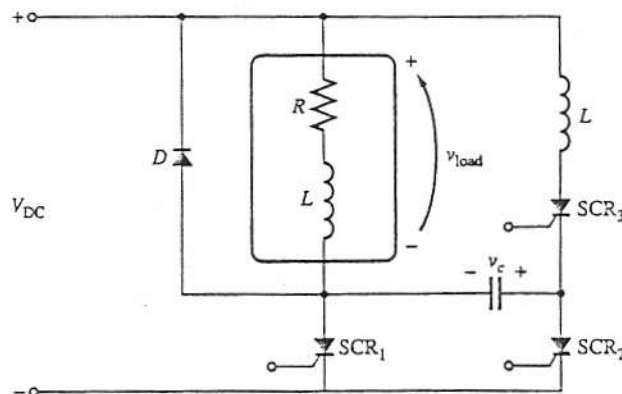
Στο Σχ. 3-46, φαίνεται ένα κύκλωμα, όπου ο χρόνος φόρτισης του πυκνωτή είναι μειωμένος. Εδώ το SCR_3 σκανδαλίζεται την ίδια στιγμή με το SCR_1 κι έτσι ο πυκνωτής φορτίζεται πολύ πιο γρήγορα. Το γεγονός αυτό επιτρέπει η διακοπή του ρεύματος να γίνει πολύ πιο γρήγορα, αν κάτι τέτοιο είναι επιθυμητό.

Σ' όλα τα κυκλώματα αυτού του είδους η διόδος ελεύθερης ροής είναι εξαιρετικά σημαντική. Όταν το SCR_1 αποκόπτεται, θα πρέπει να είναι διαθέσιμη μια άλλη διαδρομή για το ρεύμα του επαγωγικού φορτίου, διαφορετικά το SCR_1 πιθανότατα θα καταστραφεί.

3.6 ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ

Ίσως η πιο γρήγορα αναπτυσσόμενη περιοχή των ηλεκτρονικών ισχύος στις μέρες μας είναι η στατική μετατροπή συχνότητας, δηλαδή, η μετατροπή εναλλασσόμενης ισχύος μιας συχνότητας σε εναλλασσόμενη ισχύ διαφορετικής συχνότητας με τη βοήθεια των ηλεκτρονικών διακοπών. Οι δύο παραδοσιακές μέθοδοι στατικής μετατροπής συχνότητας εναλλασσόμενου ρεύματος υλοποιούνται με τους *κυκλομετατροπείς (cycloconverters)* ή με τους *ανορθωτές-αντιστροφείς (rectifiers-inverters)*.

Ο κυκλομετατροπέας είναι μια διάταξη που μετατρέπει απευθείας εναλλασσόμενη ισχύ μιας συχνότητας σε εναλλασσόμενη ισχύ διαφορετικής συχνότητας, ενώ ο ανορθωτής-αντιστροφέας μετατρέπει αρχικά την εναλλασσόμενη ισχύ σε συνεχή και κατόπιν τη συνεχή ισχύ σε εναλλασσόμενη με διαφορετική συχνότητα από την αρχική. Αυτή η ενότητα αναφέρεται στους ανορθωτές-αντιστροφείς, ενώ στην Ενότητα 3-7, περιγράφονται οι κυκλομετατροπείς.



ΣΧΗΜΑ 3-46 Κύκλωμα chopper εξαναγκασμένης μετάβασης με παράλληλο πυκνωτή και με βελτίωση του χρόνου φόρτισης του πυκνωτή. Το SCR_3 επιτρέπει την αποκοπή της ισχύος από το φορτίο, πιο γρήγορα απ' ό,τι το βασικό παράλληλο κύκλωμα του πυκνωτή.

Ένας ανορθωτής-αντιστροφέας διαιρείται σε δύο τμήματα:

1. Σ' έναν ανορθωτή, που παράγει συνεχή ισχύ
2. Σ' έναν αντιστροφέα, που μετατρέπει τη συνεχή ισχύ σε εναλλασσόμενη

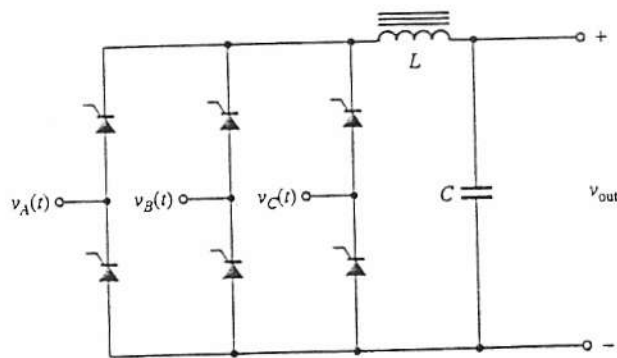
Το κάθε τμήμα εξετάζεται ξεχωριστά.

Ο Ανορθωτής

Τα βασικά κυκλώματα ανορθωτών που μετατρέπουν την εναλλασσόμενη ισχύ σε συνεχή περιγράφηκαν στην Ενότητα 3-2. Αυτά τα κυκλώματα, από τη σκοπιά του ελέγχου κινητήρων, παρουσιάζουν κάποιο πρόβλημα (η τάση εξόδου είναι συγκεκριμένη για μια δεδομένη τάση εισόδου). Αυτό το πρόβλημα μπορεί να ξεπεραστεί με την αντικατάσταση των διόδων με SCR.

Στο Σχ. 3-47, φαίνεται ένα τριφασικό κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης, όπου οι διόδοι έχουν αντικατασταθεί από SCR. Η μέση συνεχής τάση εξόδου του κυκλώματος αυτού εξαρτάται από το χρόνο στον οποίο σκανδαλίζονται τα SCR κατά τη διάρκεια των θετικών ημιπεριόδων τους. Αν σκανδαλίζονται στην αρχή της θετικής ημιπεριόδου, το κύκλωμα θα είναι το ίδιο μ' αυτό του τριφασικού ανορθωτή πλήρους ανόρθωσης που χρησιμοποιεί διόδους. Αν τα SCR δε σκανδαλίζονται ποτέ, τότε η τάση εξόδου θα είναι 0 V. Για κάθε άλλη τιμή της γωνίας έναυσης μεταξύ των 0° και των 180°, η συνεχής τάση εξόδου θα βρίσκεται κάπου μεταξύ της μέγιστης τιμής και των 0 V.

Όταν στο κύκλωμα ανόρθωσης χρησιμοποιούνται τα SCR, αντί για διόδους, ώστε να ρυθμίζεται η συνεχής τάση εξόδου, αυτή η τάση περιέχει περισσότερες αρμονικές από την τάση του απλού ανορθωτή. Έτσι, η παρεμβολή ενός φίλτρου στην έξοδο είναι απαραίτητη. Στο Σχ. 3-47, φαίνεται ένα φίλτρο με αυτεπαγωγή και χωρητικότητα τοποθετημένο στην έξοδο του ανορθωτή, που έχει σκοπό να εξομαλύνει τη συνεχή τάση εξόδου.



ΣΧΗΜΑ 3-47 Τριφασικό κύκλωμα ανόρθωσης με SCR για τον έλεγχο του επιπέδου της συνεχούς τάσης εξόδου.

Αντιστροφείς Εξωτερικής Μετάβασης

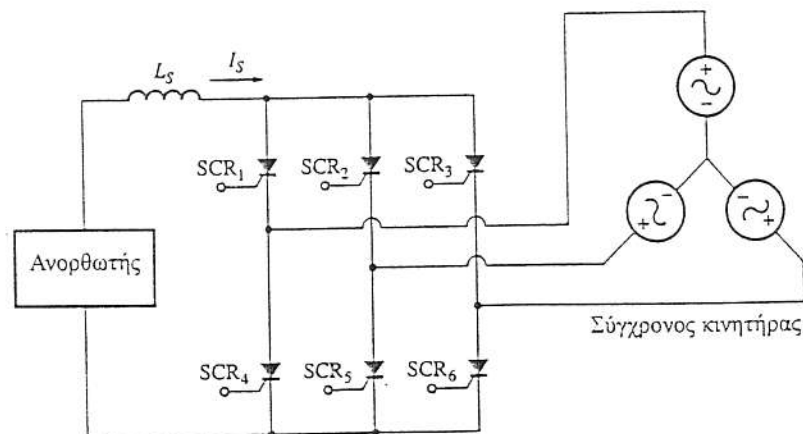
Οι αντιστροφείς ανάλογα με την τεχνική μετάβασης που χρησιμοποιούν, χωρίζονται σε δύο τύπους: εξωτερικής μετάβασης και αυτομετάβασης. Οι αντιστροφείς εξωτερικής μετάβασης είναι αντιστροφείς στους οποίους η ενέργεια που απαιτείται για την αποκοπή των SCR προσφέρεται από έναν εξωτερικό κινητήρα ή από μια εξωτερική πηγή ισχύος. Το Σχ. 3-48, δείχνει ένα παράδειγμα αντιστροφέα εξωτερικής μετάβασης. Ο αντιστροφέας είναι συνδεδεμένος με ένα τριφασικό σύγχρονο κινητήρα, ο οποίος προσφέρει την αντίστροφη τάση που αποκόπτει ένα SCR, όταν το SCR που το συνοδεύει δέχεται παλμό έναυσης.

Τα SCR αυτού του κυκλώματος σκανδαλίζονται με την ακόλουθη σειρά: SCR₁, SCR₆, SCR₂, SCR₄, SCR₃, SCR₅. Όταν το SCR₁ δέχεται παλμό έναυσης, η τάση που αναπτύσσεται στο εσωτερικό του σύγχρονου κινητήρα αποτελεί την τάση, που είναι απαραίτητη, για την αποκοπή του SCR₃. Ας σημειωθεί ότι, αν το φορτίο δεν ήταν συνδεδεμένο στον αντιστροφέα, κανένα από τα SCR δε θα αποκόπτονταν και, μετά από μικρό κύκλο ανάμεσα στα SCR₁ και SCR₄, θα δημιουργούνταν βραχυκύκλωμα.

Αυτός ο αντιστροφέας ονομάζεται και *αντιστροφέας με μετάβαση από το φορτίο (load-commutated inverter)*.

Αντιστροφείς Αυτομετάβασης

Αν δεν είναι δυνατό να εξασφαλιστεί ότι το φορτίο θα προσφέρει πάντοτε την κατάλληλη αντίστροφη τάση, για να πραγματοποιηθεί η μετάβαση, τότε θα πρέπει να χρησιμοποιείται ο αντιστροφέας αυτομετάβασης. Αυτός είναι ένας αντιστροφέας στον οποίο τα ενεργά SCR αποκόπτονται με την ενέργεια που αποθηκεύεται σ' έναν πυκνωτή, όταν κάποιο άλλο SCR αρχίζει να άγει. Είναι, επίσης, δυνατή η σχεδίαση αντιστροφέων αυτομετάβασης με τη χρήση των GTO ή των transistor ισχύος, στους οποίους δεν απαιτούνται πια οι πυκνωτές μετάβασης.

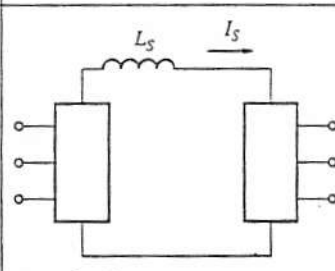
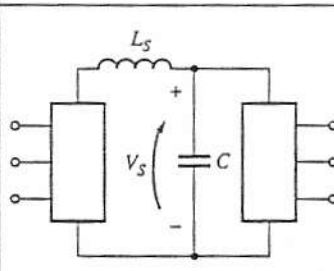
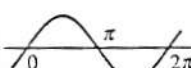
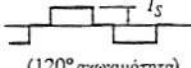
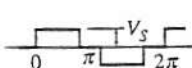



ΣΧΗΜΑ 3-48 Αντιστροφέας με εξωτερική μετάβαση.

Υπάρχουν τρεις τύποι αντιστροφέων αυτομετάβασης: οι αντιστροφέες πηγών ρεύματος (CSI), οι αντιστροφέες πηγών τάσης (VSI) και οι αντιστροφέες διαμόρφωσης εύρους παλμού (PWM). Οι αντιστροφέες πηγών ρεύματος και τάσης είναι πολύ απλούστεροι από τους αντιστροφέες PWM και χρησιμοποιούνται πολύ περισσότερο χρόνια. Οι αντιστροφέες PWM απαιτούν πιο πολύπλοκα κυκλώματα ελέγχου και πιο γρήγορα διακοπτικά στοιχεία απ' ό,τι οι αντιστροφέες CSI και VSI. Πρώτα αναλύονται οι αντιστροφέες CSI και VSI.

Οι αντιστροφέες πηγών ρεύματος και τάσης συγκρίνονται μεταξύ τους στο Σχ. 3-49.

Στον αντιστροφέα πηγής ρεύματος, ο ανορθωτής συνδέεται με τον αντιστροφέα μέσω ενός μεγάλου πηνίου L_s σε σειρά. Η αυτεπαγωγή του L_s είναι αρκετά μεγάλη, ώστε να αναγκάζει το συνεχές ρεύμα να είναι σχεδόν σταθερό. Η κυματομορφή του ρεύματος εξόδου των SCR θα είναι προσεγγιστικά μια τετραγωνική κυματομορφή,

	Αντιστροφέας πηγής ρεύματος	Αντιστροφέας πηγής τάσης
Δομή του κυρίως κυκλώματος		
Είδος της πηγής	Πηγή ρεύματος - I_s σχεδόν σταθερό	Πηγή τάσης - V_s σχεδόν σταθερή
Σύνθετη αντίσταση εξόδου	Μεγάλη	Μικρή
Κυματομορφή εξόδου	<p>Τάση γραμμής </p> <p>Ρεύμα  (120° αγωγιμότητα)</p>	<p>Τάση γραμμής  (180° αγωγιμότητα)</p> <p>Ρεύμα </p>
Χαρακτηριστικά	<ol style="list-style-type: none"> 1. Ευκολία στον έλεγχο των υπερρευματών μ' αυτή τη σχεδίαση 2. Η τάση εξόδου μεταβάλλεται σημαντικά με τις αλλαγές του φορτίου 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Δύσκολος ο περιορισμός των ρευμάτων λόγω του πυκνωτή. 2. Οι μεταβολές της τάσης εξόδου είναι μικρές λόγω του πυκνωτή.

ΣΧΗΜΑ 3-49 Σύγκριση των αντιστροφέων πηγής ρεύματος με τους αντιστροφέες πηγής τάσης.

αφού το ρεύμα I_s αναγκάζεται να είναι σχεδόν σταθερό. Η τάση γραμμής θα είναι προσεγγιστικά τριγωνική. Σ' αυτή τη σχεδίαση είναι εύκολος ο περιορισμός των υπερεντάσεων, αλλά η τάση εξόδου μπορεί να παίρνει μεγάλο εύρος τιμών ανταποκρινόμενη στις μεταβολές του φορτίου.

Στον αντιστροφέα πηγής τάσης ο ανορθωτής συνδέεται στον αντιστροφέα μέσω ενός πηνίου L_s σε σειρά και ενός πυκνωτή C συνδεδεμένου παράλληλα. Η χωρητικότητα του πυκνωτή C είναι αρκετά μεγάλη, ώστε να αναγκάζει την τάση να είναι σχεδόν σταθερή. Η κυματομορφή εξόδου της τάσης γραμμής στο SCR θα είναι προσεγγιστικά τετραγωνική, επειδή η τάση V_C αναγκάζεται να είναι σχεδόν σταθερή. Το ρεύμα εξόδου θα είναι προσεγγιστικά τριγωνικό. Οι μεταβολές της τάσης είναι μικρές σ' αυτό το κύκλωμα, τα ρεύματα είναι δυνατό να μεταβάλλονται σε μεγάλο εύρος τιμών με τις μεταβολές του φορτίου και η υλοποίηση της προστασίας από υπερεντάσεις είναι δύσκολη.

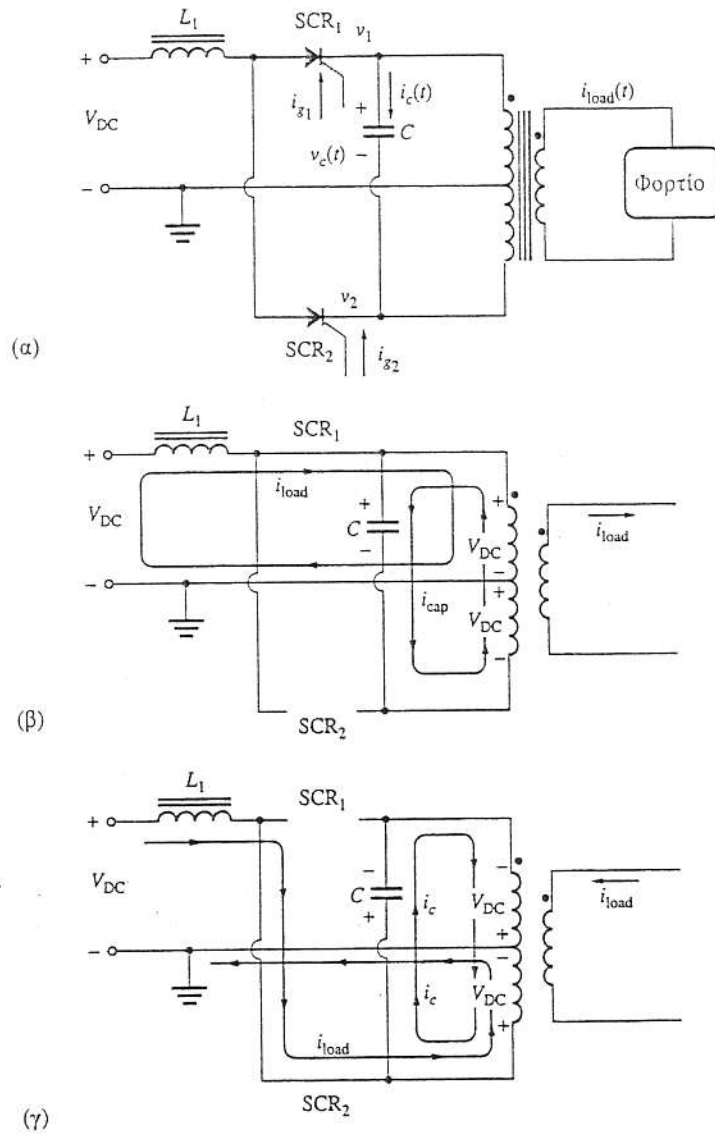
Οι συχνότητες των αντιστροφέων πηγών τάσης και ρεύματος μπορούν εύκολα να ρυθμιστούν με τη μεταβολή των παλμών έναυσης που εφαρμόζονται στις πύλες των SCR, με αποτέλεσμα και οι δύο αντιστροφείς να μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τη ρύθμιση της ταχύτητας κινητήρων εναλλασσόμενου ρεύματος (βλ. Κεφάλαιο 7).

Αντιστροφέας Μονοφασικής Πηγής Ρεύματος

Στο Σχ. 3-50, φαίνεται ένας αντιστροφέας μονοφασικής πηγής ρεύματος που διαθέτει πυκνωτή μετάβασης. Αυτός αποτελείται από δύο SCR, από έναν πυκνωτή και από ένα μετασχηματιστή εξόδου. Για να γίνει κατανοητή η λειτουργία του κυκλώματος, ας υποθεθεί αρχικά πως κανένα από τα δύο SCR δεν άγει. Αν τώρα στην πύλη του SCR₁ εφαρμοστεί κάποιο ρεύμα και αρχίσει να άγει, στο επάνω μισό τμήμα του μετασχηματιστή θ' αρχίσει να εφαρμόζεται η τάση V_{DC} . Αυτή η τάση επάγει μια τάση ίσης με $2V_{DC}$ στα άκρα του πυκνωτή. Οι τάσεις και τα ρεύματα του κυκλώματος αυτή τη χρονική στιγμή φαίνονται στο Σχ. 3-50β.

Έστω τώρα ότι το SCR₂ άγει. Η τάση στην κάθοδο του SCR γίνεται ίση με V_{DC} . Επειδή η τάση στα άκρα του πυκνωτή δεν μπορεί να μεταβληθεί απότομα, η τάση στο άνω μέρος του αναγκάζεται να γίνει ίση με $3V_{DC}$ κι έτσι το SCR₁ σβήνει. Σ' αυτό το σημείο η τάση στο κάτω μισό του μετασχηματιστή αναπτύσσεται, ώστε να είναι θετική στο κάτω άκρο και αρνητική στο πάνω άκρο του τυλίγματος έχοντας μέτρο V_{DC} . Η τάση στο κάτω μισό του μετασχηματιστή επάγει μια τάση ίση με V_{DC} στο άνω μισό, με αποτέλεσμα ο πυκνωτής να φορτίζεται μέχρι τα $2V_{DC}$ και με πολικότητα θετική στο κάτω άκρο του σε σχέση με το επάνω. Η κατάσταση του κυκλώματος αυτή τη χρονική στιγμή φαίνεται στο Σχ. 3-50γ.

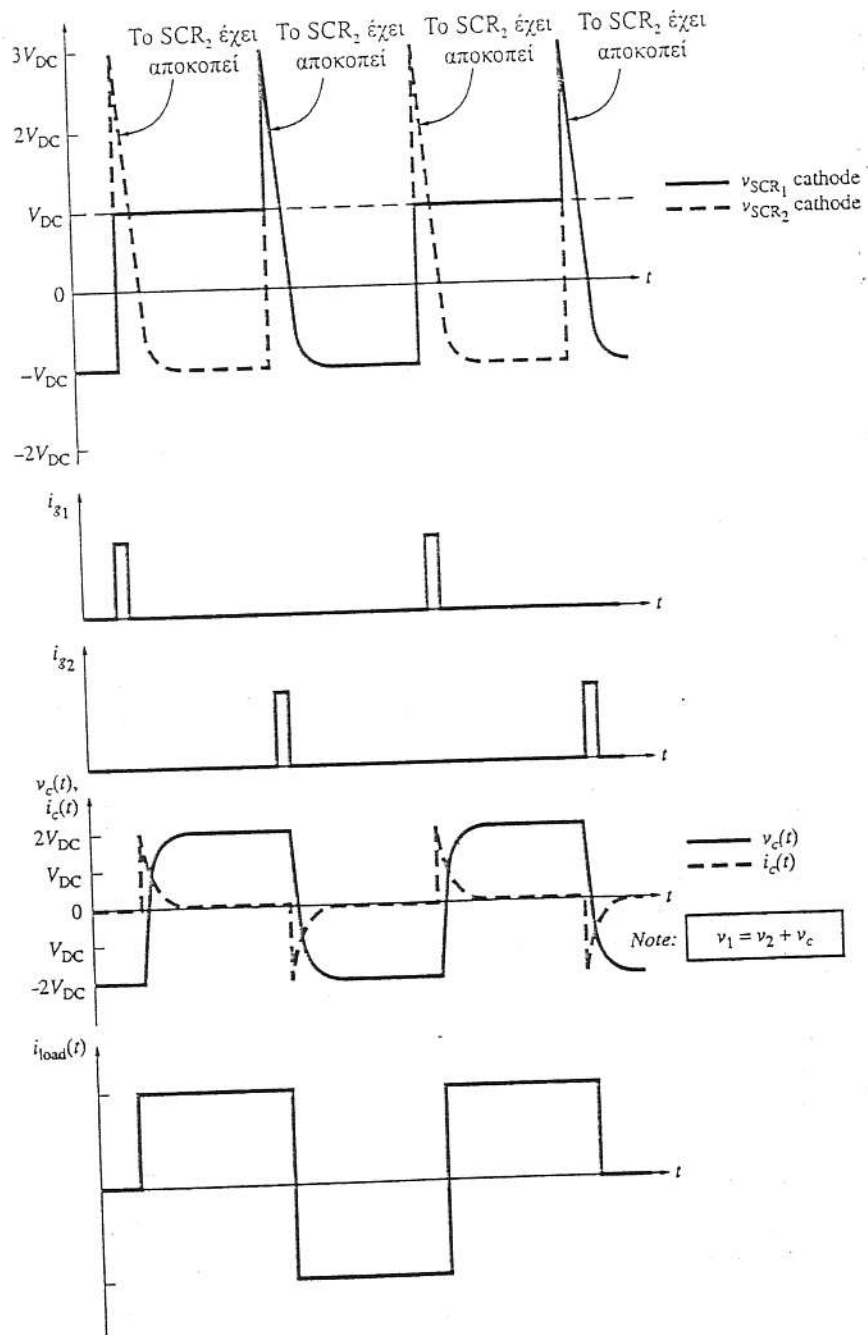
Όταν το SCR₁ δέχεται ξανά παλμό έναυσης, η τάση του πυκνωτή αποκόπτει το SCR₂ και η διαδικασία μπορεί να συνεχιστεί επ' άπειρο. Στο Σχ. 3-51, φαίνονται οι κυματομορφές τάσης και ρεύματος.



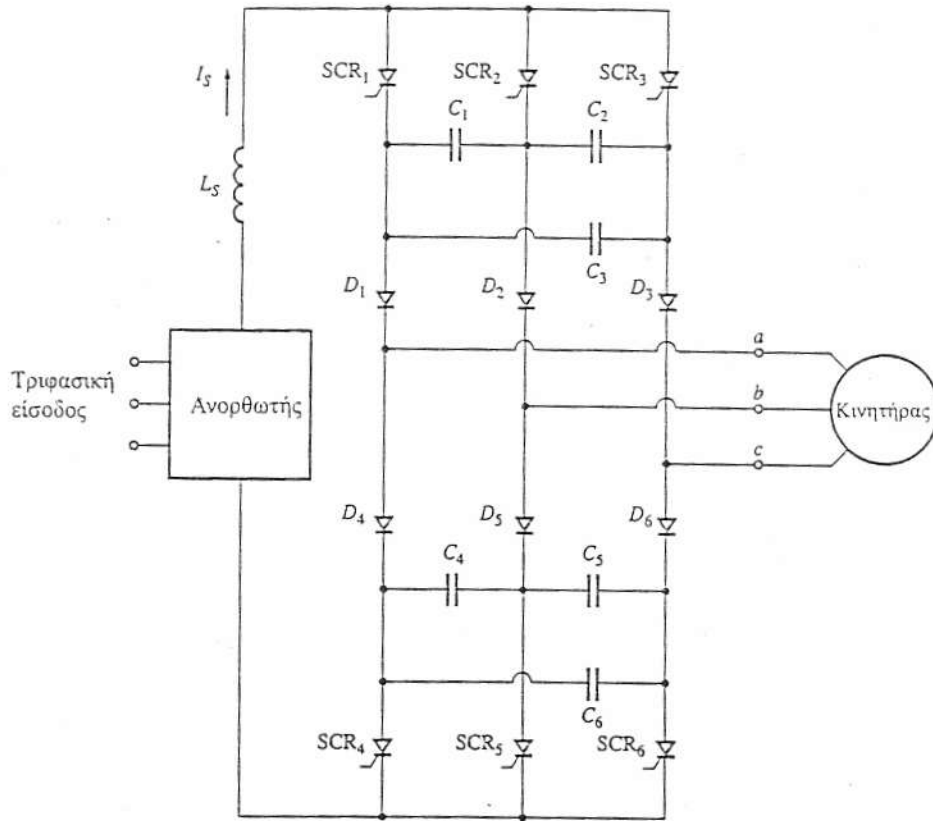
ΣΧΗΜΑ 3-50 (α) Ένα απλό κύκλωμα μονοφασικού αντιστροφέα. (β) Οι τάσεις και τα ρεύματα στο κύκλωμα μετά την έναυση του SCR_1 . (γ) Οι τάσεις και τα ρεύματα στο κύκλωμα μετά την έναυση του SCR_2 .

Αντιστροφέας Τριφασικής Πηγής Ρεύματος

Το Σχ. 3-52, δείχνει έναν αντιστροφέα τριφασικής πηγής ρεύματος. Τα έξι SCR του κυκλώματος σκανδαλίζονται διαδοχικά με τη σειρά $SCR_1, SCR_6, SCR_2, SCR_4, SCR_3, SCR_5$. Οι πυκνωτές C_1 έως C_6 προκαλούν τη μετάβαση των SCR.



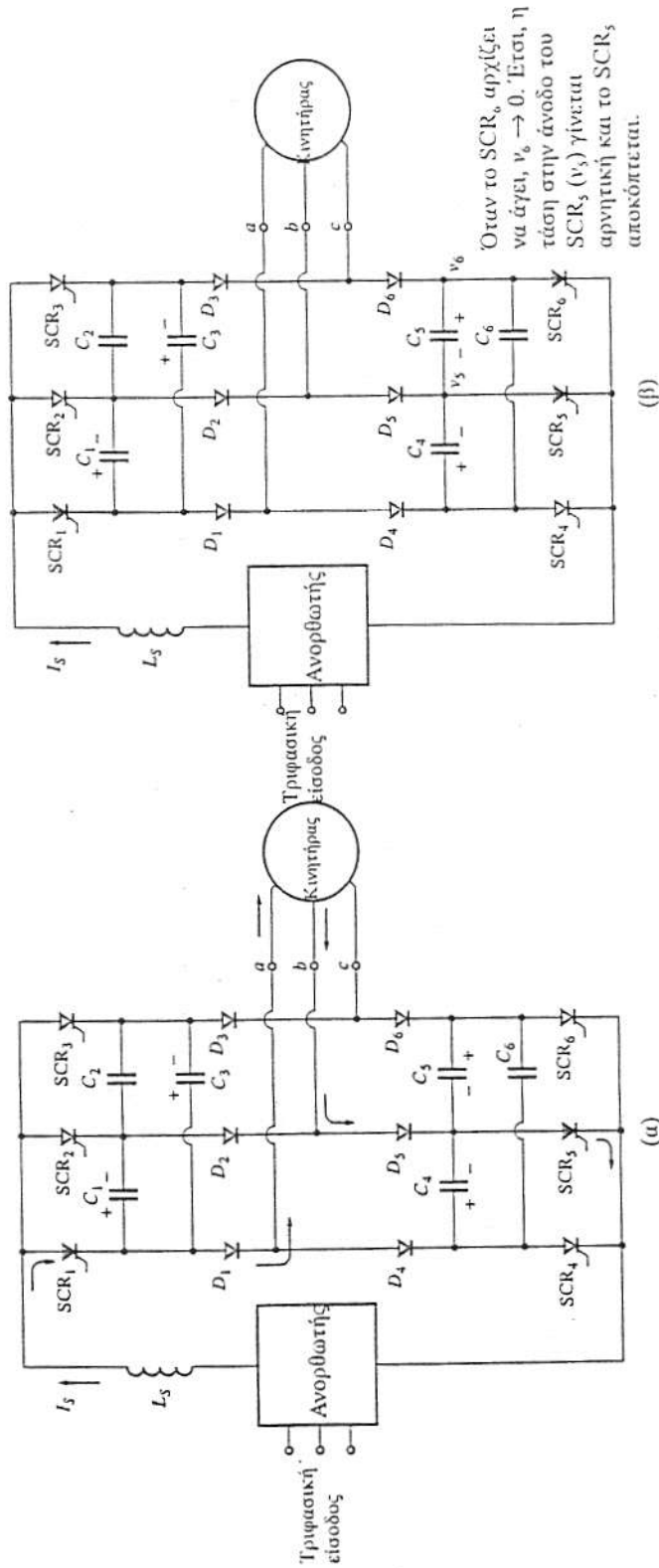
ΣΧΗΜΑ 3-51 Διαγράμματα των τάσεων και των ρευμάτων στο κύκλωμα του αντιστροφέα. V_1 είναι η τάση στην κάθοδο του SCR₁ και V_2 είναι η τάση στην κάθοδο του SCR₂. Επειδή οι τάσεις στις δύο ανόδους είναι V_{DC} , το αντίστοιχο SCR αποκόπτεται. Το ρεύμα i_{load} είναι αυτό με το οποίο τροφοδοτείται το φορτίο του αντιστροφέα.



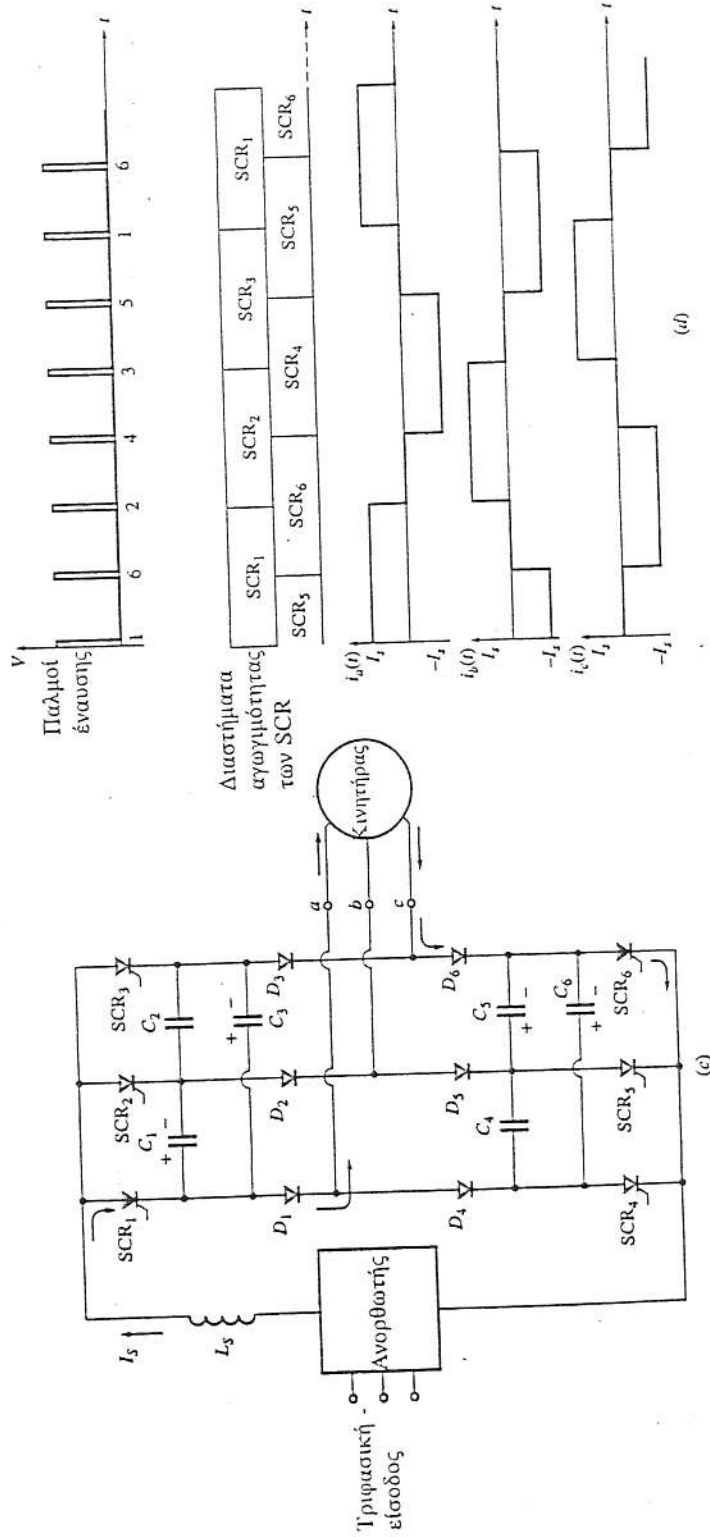
ΣΧΗΜΑ 3-52 Τριφασικός αντιστροφέας πηγής ρεύματος.

Για να γίνει κατανοητή η λειτουργία του κυκλώματος εξετάζεται το Σχ. 3-53. Έστω ότι αρχικά τα SCR_1 και SCR_2 άγουν, όπως φαίνεται στο Σχ. 3-53α. Τότε, στα άκρα των πυκνωτών C_1 , C_3 , C_4 και C_5 αναπτύσσεται τάση, όπως φαίνεται στο διάγραμμα. Έστω τώρα ότι το SCR_6 δέχεται παλμό έναυσης. Όταν το SCR_6 αρχίζει να άγει, η τάση στο σημείο 6 μηδενίζεται. Επειδή η τάση του πυκνωτή C_5 δεν μπορεί να μεταβληθεί απότομα, η άνοδος του SCR_5 πολώνεται αρνητικά και το SCR_5 αποκόπτεται. Όταν το SCR_6 άγει, όλοι οι πυκνωτές φορτίζονται με τον τρόπο που φαίνεται στο Σχ. 3-53γ και το κύκλωμα είναι έτοιμο να αποκόψει το SCR_6 , μόλις το SCR_4 δεχθεί παλμό έναυσης. Η ίδια ακριβώς διαδικασία μετάβασης εφαρμόζεται στην επάνω ομάδα των SCR με τον ίδιο τρόπο.

Στο Σχ. 3-53δ φαίνονται τα φασικά ρεύματα και τα ρεύματα γραμμής στην έξοδο του κυκλώματος.



ΣΧΗΜΑ 3-53 Η λειτουργία ενός τριφασικού SCL: (α) Αρχικά τα SCR₁ και SCR₃ άγουν. Φαίνεται πως οι πυκνωτές μετάβασης έχουν φορτιστεί. Η κατάσταση του αντιστροφέα μετά την έναυση του SCR₆ γίνεται σχεδόν ακαριαία ίση με μηδέν. Επειδή η τάση στα άκρα του πυκνωτή C₃ δεν μπορεί να μεταβληθεί απότομα, η τάση στην άνοδο του SCR₃ θα γίνει αρνητική και το SCR₃ θα αποκόπτεται.



ΣΧΗΜΑ 3-53 (Συνέχεια) (γ) Τώρα τα SCR_1 και SCR_6 άγουν και οι πυκνωτές μετάβασης φορτίζονται, όπως φαίνεται στο σχήμα. (δ) Οι παλμοί έναυσης, τα διαστήματα αγωγιμότητας των SCR και το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα.

Αντιστροφέας Τριφασικής Πηγής Τάσης

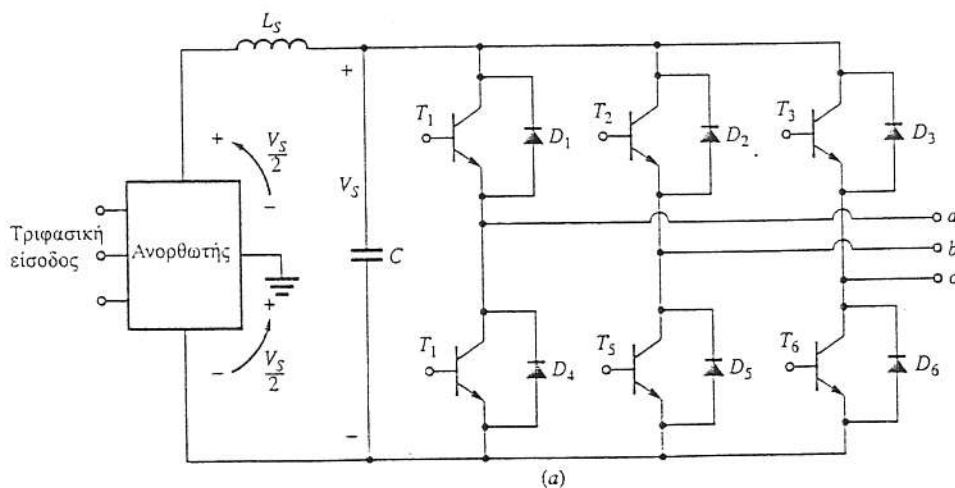
Το Σχ. 3-54, δείχνει τον αντιστροφέα μιας τριφασικής πηγής τάσης, στον οποίο ως ενεργά στοιχεία χρησιμοποιούνται τα transistor ισχύος. Επειδή τα transistor ισχύος είναι στοιχεία με αυτομετάβαση, σ' αυτό το κύκλωμα δεν περιλαμβάνονται κάποια ειδικά εξαρτήματα μετάβασης.

Η σειρά με την οποία τα transistor του κυκλώματος άγουν είναι η εξής: T_1, T_6, T_2, T_4, T_3 και T_5 . Στο Σχ. 3-54β, φαίνονται τα φασικά ρεύματα και τα ρεύματα γραμμής στην έξοδο του κυκλώματος.

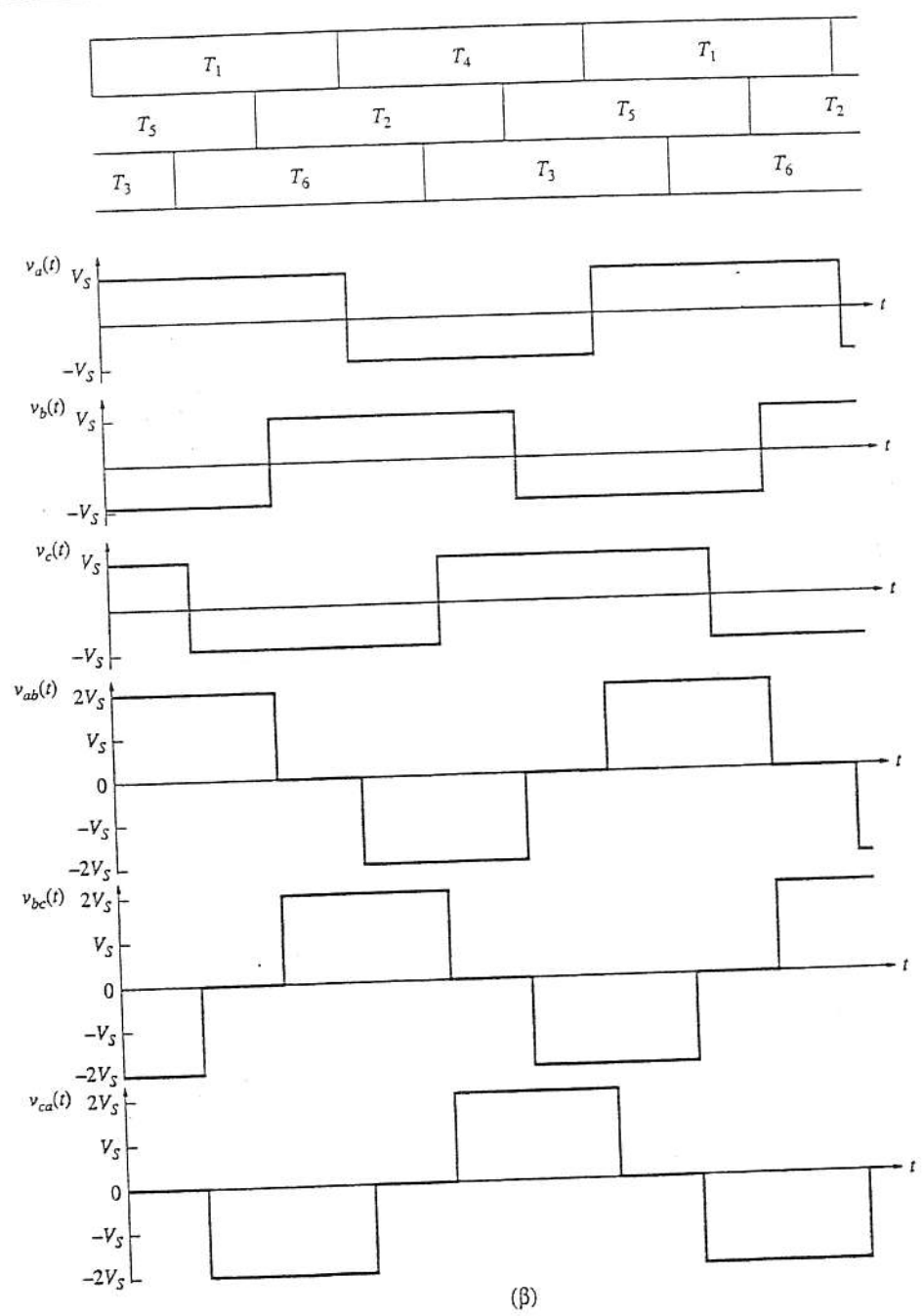
Αντιστροφείς Διαμόρφωσης Εύρους Παλμού

Η διαμόρφωση εύρους παλμού (*pulse-width modulation - PWM*) είναι μια διαδικασία στην οποία ρυθμίζεται το εύρος (η διάρκεια) των παλμών μιας παλμοσειράς ανάλογα με το πλάτος ενός μικρού σήματος ελέγχου. Όσο μεγαλύτερο είναι το πλάτος της τάσης ελέγχου, τόσο μεγαλύτερο εύρος έχουν οι παλμοί που παράγονται. Με τη χρήση ενός ημιτόνου επιθυμητής συχνότητας στη θέση της τάσης ελέγχου ενός κυκλώματος PWM είναι δυνατή η παραγωγή μιας κυματομορφής ισχύος, της οποίας η μέση τιμή της τάσης μεταβάλλεται ημιτονοειδώς και με τρόπο κατάλληλο για την οδήγηση κινητήρων εναλλασσόμενου ρεύματος.

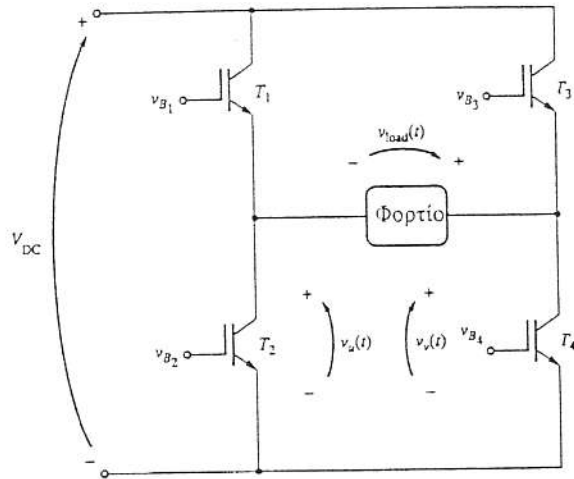
Οι βασικές αρχές λειτουργίας της διαμόρφωσης εύρους παλμών περιγράφονται στο Σχ. 3-55. Το Σχ. 3-55α, δείχνει ένα κύκλωμα μονοφασικού αντιστροφέα PWM που χρησιμοποιεί IGBT. Οι καταστάσεις λειτουργίας των IGBT₁ έως IGBT₄ στο κύκλωμα ρυθμίζονται από τους δύο συγκριτές που φαίνονται στο Σχ. 3-55β.



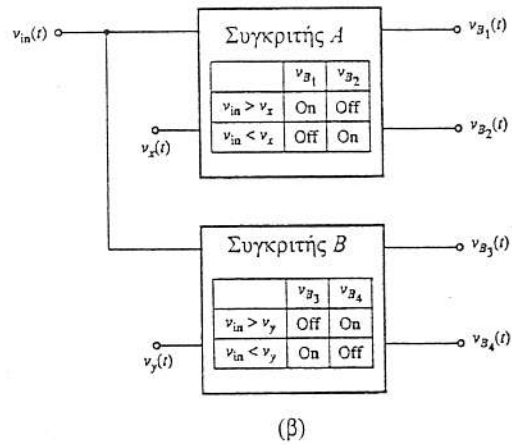
ΣΧΗΜΑ 3-54 (α) Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης με transistor ισχύος.



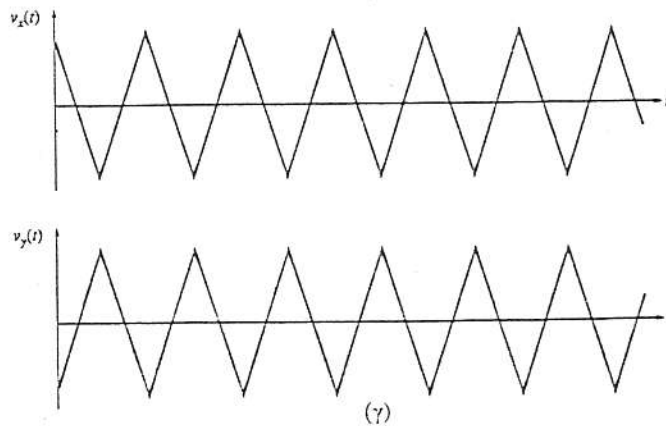
ΣΧΗΜΑ 3-54 (Συνέχεια) (β) Οι φασικές τάσεις και οι τάσεις γραμμής στην έξοδο του αντιστροφέα του Σχ. 3-54α.



ΣΧΗΜΑ 3-55 Οι βασικές αρχές της διαμόρφωσης εύρους παλμού. (α) Μονοφασικό κύκλωμα PWM με IGBT.



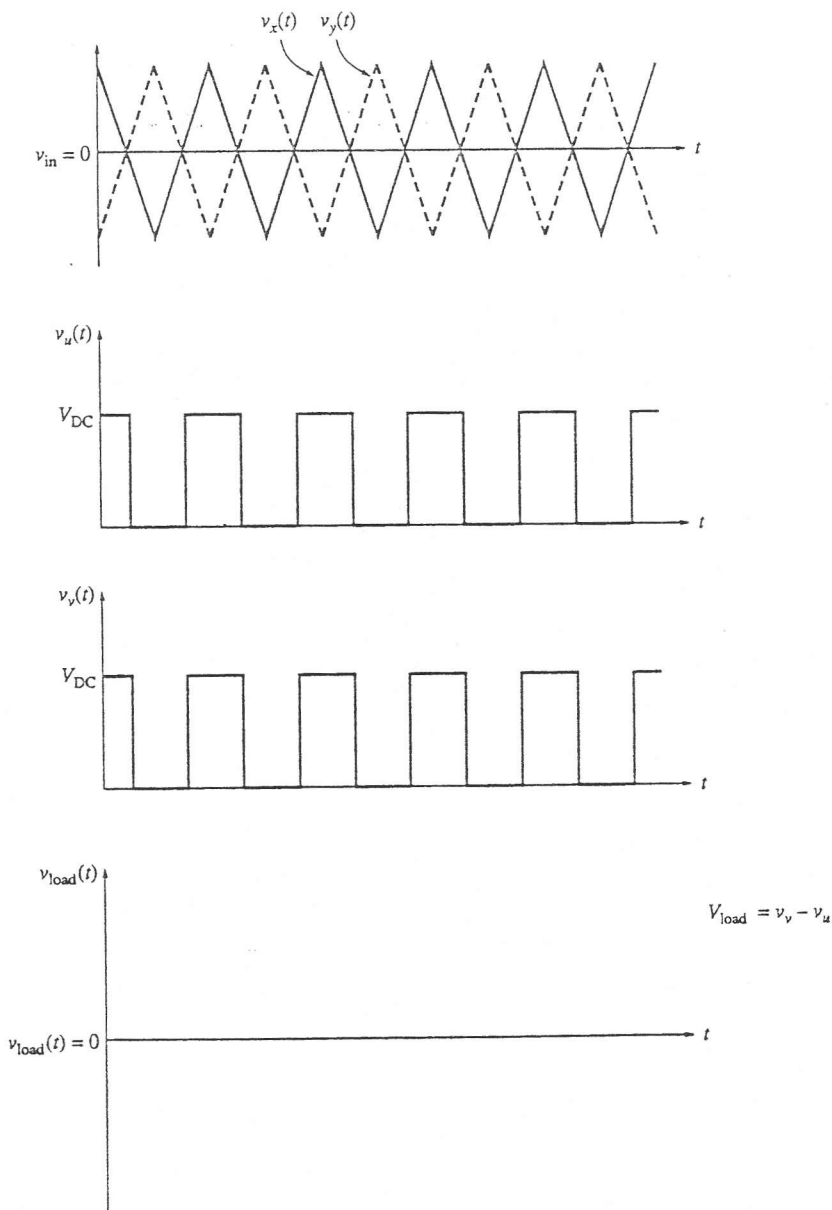
(β)



(γ)

ΣΧΗΜΑ 3-55 (Συνέχεια) (β) Οι συγκριτές για τον έλεγχο των χρόνων αγωγιμότητας και αποκοπής των transistor. (γ) Οι τάσεις αναφοράς στους συγκριτές.

Ο συγκριτής (*comparator*) είναι κάποιο εξάρτημα που συγκρίνει την τάση εισόδου $v_{in}(t)$ με κάποιο σήμα αναφοράς και δίνει παλμό έναυσης ή σβέσης στα transistor ανάλογα με το αποτέλεσμα της σύγκρισης. Ο Συγκριτής *A*, συγκρίνει την $v_{in}(t)$ με την τάση αναφοράς $v_x(t)$ και ελέγχει τα IGBT T_1 και T_2 με βάση το αποτέλεσμα της σύγκρισης. Ομοίως, ο Συγκριτής *B* συγκρίνει την $v_{in}(t)$ με την τάση αναφοράς $v_y(t)$ και ελέγχει τα IGBT T_3 και T_4 με βάση το αποτέλεσμα της σύγκρισης. Αν η $v_{in}(t)$



ΣΧΗΜΑ 3-56 Η έξοδος του κυκλώματος PWM, του οποίου η είσοδος είναι ίση με 0 V. Ας σημειωθεί ότι $v_x(t) = v_y(t)$ κι έτσι $v_{load}(t) = 0$.

είναι μεγαλύτερη από την $v_x(t)$ σε οποιαδήποτε χρονική στιγμή t , ο συγκριτής A δίνει παλμό έναυσης στο T_1 και παλμό σβέσης στο T_2 . Στην αντίθετη περίπτωση δίνει παλμό σβέσης στο T_1 και παλμό έναυσης στο T_2 . Παρόμοια, αν η $v_{in}(t)$ είναι μεγαλύτερη από την $v_y(t)$ σε οποιαδήποτε χρονική στιγμή t , ο συγκριτής B δίνει παλμό έναυσης στο T_3 και παλμό σβέσης στο T_4 . Στην αντίθετη περίπτωση δίνει παλμό σβέσης στο T_3 και παλμό έναυσης στο T_4 . Στο χ. 3-55γ, φαίνονται οι τάσεις αναφοράς $v_x(t)$ και $v_y(t)$.

Για την κατανόηση της λειτουργίας αυτού του κυκλώματος αντιστροφέα PWM εξετάζεται το τι συμβαίνει, όταν εφαρμόζονται διαφορετικές τάσεις ελέγχου σ' αυτό. Ας υποθεθεί αρχικά ότι η τάση ελέγχου είναι 0 V. Τότε, οι τάσεις $v_u(t)$ και $v_v(t)$ είναι ακριβώς ίσες και η τάση εξόδου στο φορτίο $v_{load}(t)$ είναι ίση με μηδέν (βλ. Σχ. 3-56).

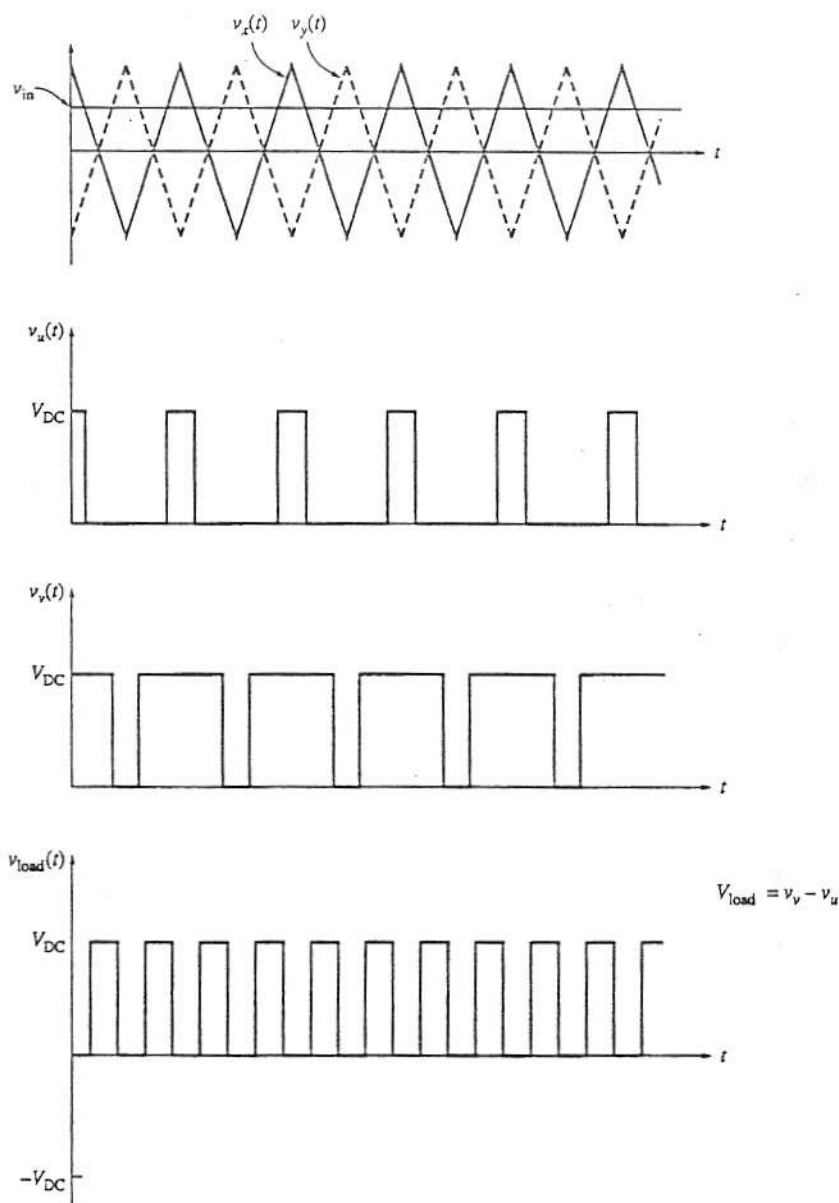
Κατόπιν ας υποθεθεί ότι η τάση ελέγχου που εφαρμόζεται στο κύκλωμα είναι σταθερή, θετική και ίση με το μισό της μέγιστης τάσης αναφοράς. Η τάση εξόδου, που παράγεται τώρα, είναι μια παλμοσειρά με σχετική διάρκεια παλμών 50%, όπως φαίνεται στο Σχ. 3-57.

Ας υποθεθεί, τελικά, ότι η τάση ελέγχου είναι ημιτονοειδής, όπως δείχνει το Σχ. 3-58. Το εύρος της παλμοσειράς που παράγεται, μεταβάλλεται ημιτονοειδώς με την τάση ελέγχου. Το αποτέλεσμα είναι μια κυματομορφή εξόδου, της οποίας η μέση τάση σε οποιαδήποτε μικρή περιοχή της κυματομορφής είναι ανάλογη της μέσης τάσης του σήματος ελέγχου στην ίδια περιοχή. Η *βασική συχνότητα* της κυματομορφής εξόδου είναι η ίδια με τη συχνότητα της τάσης ελέγχου. Όπως είναι φυσικό, στην τάση εξόδου υπάρχουν αρμονικές συνιστώσες, που συνήθως δεν αφορούν τις εφαρμογές ελέγχου κινητήρων. Αυτές οι αρμονικές συνιστώσες ίσως προκαλέσουν αύξηση της θερμοκρασίας του κινητήρα που οδηγείται από τον αντιστροφέα, αλλά αυτή η αύξηση μπορεί να αντισταθμιστεί με την αγορά ενός ειδικά σχεδιασμένου κινητήρα ή με τον *υποβιβασμό (derating)* ενός συμβατικού κινητήρα (με τη λειτουργία σε ισχύ μικρότερη από την ονομαστική).

Ένας πλήρης τριφασικός αντιστροφέας PWM αποτελείται από τρεις μονοφασικούς αντιστροφείς όμοιους μ' αυτόν που περιγράφηκε παραπάνω, ενώ οι τάσεις ελέγχου του είναι ημίτονα με διαφορά φάσης 120° μεταξύ τους. Ο έλεγχος συχνότητας σ' έναν τέτοιο αντιστροφέα PWM πραγματοποιείται με τη μεταβολή στη συχνότητα της τάσης ελέγχου.

Ο αντιστροφέας PWM μεταβαίνει πολλές φορές από τη μια κατάσταση στην άλλη κατά τη διάρκεια μιας περιόδου της παραγόμενης τάσης εξόδου. Την εποχή που γράφεται αυτό το βιβλίο, στους αντιστροφείς PWM οι τάσεις αναφοράς έφταναν σε συχνότητες μέχρι 12 kHz κι έτσι τα διακοπτικά στοιχεία ενός αντιστροφέα πρέπει ν' αλλάζουν κατάσταση μέχρι 24000 φορές το δευτερόλεπτο. Αυτές οι ταχύτατες αλλαγές καταστάσεων οδηγούν στο συμπέρασμα ότι οι αντιστροφείς PWM απαιτούν ταχύτερα διακοπτικά στοιχεία από τους κοινούς αντιστροφείς πηγών ρεύματος και τάσης. Για να λειτουργούν σωστά οι αντιστροφείς PWM απαιτούν διακοπτικά στοιχεία υψηλής συχνότητας, όπως είναι το GTO, τα IGBT και/ή τα transistor ισχύος. Η

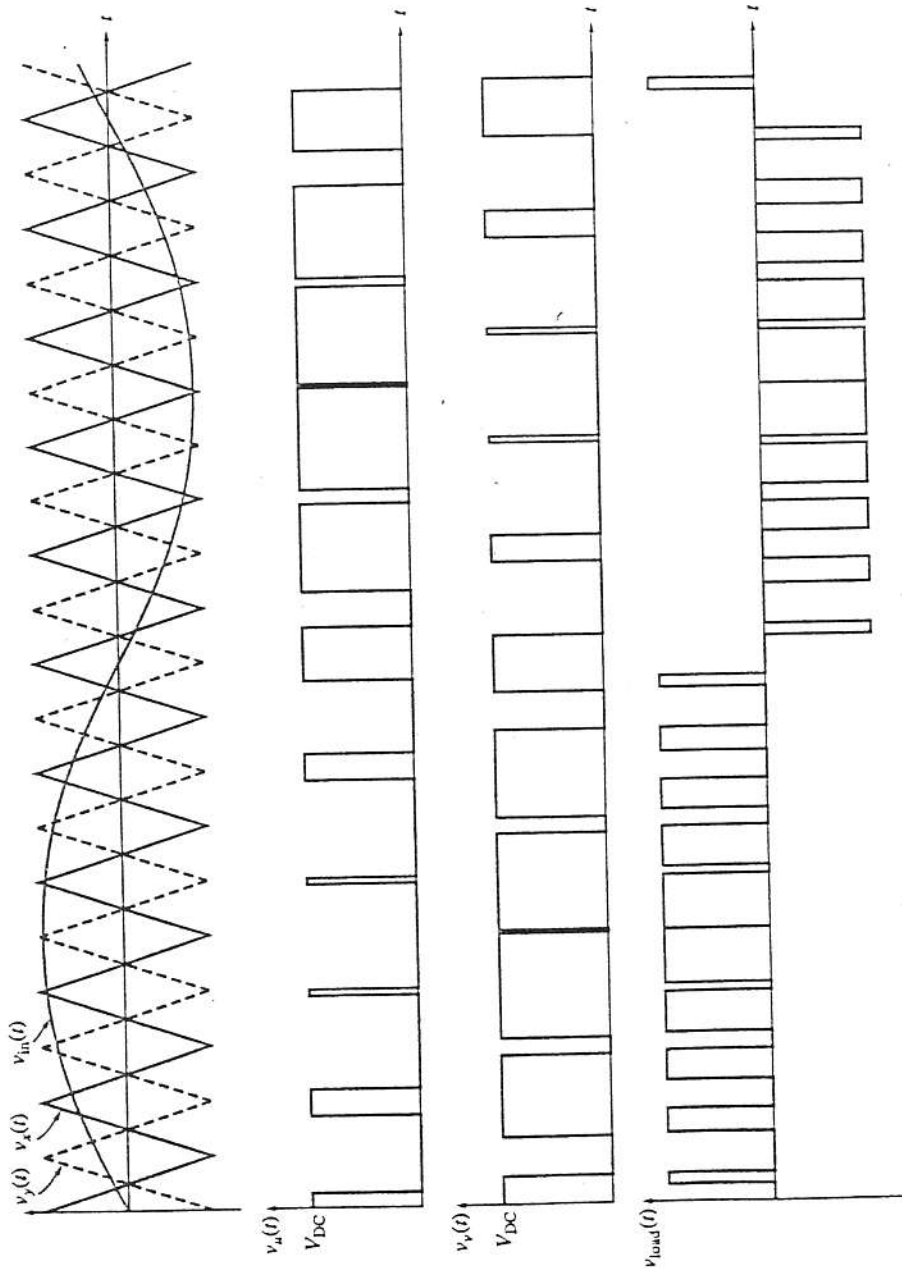
τάση ελέγχου που τροφοδοτεί τα κυκλώματα των συγκριτών συχνά υλοποιείται ψηφιακά με τη βοήθεια ενός μικροεπεξεργαστή που τοποθετείται σε μια κάρτα στο εσωτερικό της μονάδας ελέγχου του κινητήρα. Η τάση ελέγχου (και επομένως το εύρος των παλμών εξόδου) είναι δυνατό να ελέγχεται από τον μικροεπεξεργαστή με κάποιον πιο βελτιωμένο τρόπο απ' αυτόν που περιγράφηκε παραπάνω. Ο μικροεπεξεργαστής έχει τη δυνατότητα να μετατρέπει την τάση ελέγχου, ώστε να πετυχαίνει διαφορετικά επίπεδα συχνότητας και τάσης με οποιονδήποτε επιθυμητό τρόπο. Για



ΣΧΗΜΑ 3-57 Η έξοδος του κυκλώματος PWM με τάση εισόδου ίση με το μισό του πλάτους της τάσης του συγκριτή.

παράδειγμα, ο μικροεπεξεργαστής αυτός θα μπορούσε να περιλαμβάνει ράμπες μεταβλητής επιτάχυνσης και επιβράδυνσης, περιορισμούς ρευμάτων και καμπύλες τάσης-συχνότητας με την απλή μεταβολή κάποιων παραμέτρων στο πρόγραμμά του.

Μια πραγματική μονάδα οδήγησης PWM ενός επαγωγικού κινητήρα περιγράφεται στην Ενότητα 7-10.



ΣΧΗΜΑ 3-58 Η έξοδος του κυκλώματος PWM, στην είσοδο του οποίου εφαρμόζεται μια ημιτονοειδής τάση ελέγχου.

3.7 ΚΥΚΛΟΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ

Ο κυκλομετατροπέας είναι μια διάταξη για την απευθείας μετατροπή εναλλασσόμενης ισχύος μιας συχνότητας σε εναλλασσόμενη ισχύ μιας άλλης συχνότητας. Αν ο κυκλομετατροπέας συγκριθεί με τις διατάξεις των ανορθωτών-αντιστροφών, φαίνεται ότι απαιτεί περισσότερα SCR και πολύ πιο περίπλοκη συνδεσμολογία στα κυκλώματα έναυσης. Ανεξάρτητα από αυτά τα μειονεκτήματα οι κυκλομετατροπείς μπορεί να είναι πιο φτηνοί από τους ανορθωτές-αντιστροφείς και να λειτουργούν σε μεγαλύτερη ισχύ.

Στις μέρες μας είναι διαθέσιμοι οι κυκλομετατροπείς σταθερής συχνότητας και μεταβλητής συχνότητας. Ένας κυκλομετατροπέας σταθερής συχνότητας χρησιμοποιείται για να προσφέρει ισχύ με κάποια συχνότητα από μια πηγή διαφορετικής συχνότητας (π.χ. για να τροφοδοτεί φορτία των 50 Hz από μια πηγή των 60 Hz). Οι κυκλομετατροπείς μεταβλητής συχνότητας χρησιμοποιούνται για την παραγωγή μεταβλητής τάσης και συχνότητας από μια πηγή σταθερής τάσης και συχνότητας. Τέτοιοι μετατροπείς χρησιμοποιούνται συχνά ως μονάδες οδήγησης επαγωγικών κινητήρων.

Αν και οι λεπτομέρειες ενός κυκλομετατροπέα μπορεί να είναι πολύπλοκες, η βασική ιδέα για τη λειτουργία της διάταξης είναι απλή. Η είσοδος του κυκλομετατροπέα είναι μια τριφασική πηγή που αποτελείται από τρεις τάσεις ίσες σε πλάτος και με διαφορά φάσης 120° μεταξύ τους. Η επιθυμητή τάση εξόδου είναι κάποια συγκεκριμένη κυματομορφή, συνήθως ένα ημίτονο διαφορετικής συχνότητας. *Ο κυκλομετατροπέας παράγει την επιθυμητή κυματομορφή εξόδου με την επιλογή εκείνου του συνδυασμού των τριών φάσεων εισόδου, που σε κάθε συγκεκριμένη χρονική στιγμή προσεγγίζει καλύτερα την επιθυμητή τάση εξόδου.*

Υπάρχουν δύο μεγάλες κατηγορίες κυκλικών μετατροπέων: οι *κυκλομετατροπείς χωρίς παρασιτικό ρεύμα (noncirculating current cycloconverters)* και οι *κυκλομετατροπείς παρασιτικού ρεύματος (circulating current cycloconverters)*. Αυτές οι κατηγορίες διακρίνονται μεταξύ τους από το αν το ρεύμα κυκλοφορεί στο εσωτερικό του κυκλομετατροπέα και παρουσιάζουν διαφορετικές χαρακτηριστικές. Οι δύο τύποι κυκλομετατροπέων αναλύονται παρακάτω μετά από την εισαγωγή στις βασικές αρχές του κυκλομετατροπέα.

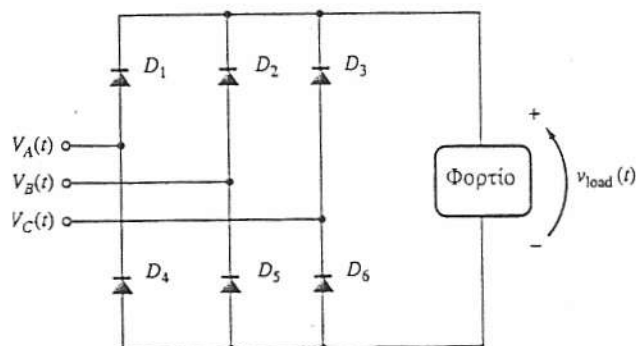
Βασικές Αρχές Λειτουργίας

Ένας καλός τρόπος εισαγωγής στη μελέτη των κυκλομετατροπέων, είναι μια πιο λεπτομερής ανάλυση της τριφασικής γέφυρας πλήρους ανόρθωσης που περιγράφηκε στην Ενότητα 3.2. Αυτό το κύκλωμα, στο Σχ. 3-59, φαίνεται συνδεδεμένο σε κάποιο ωμικό φορτίο. Σ' αυτό το σχήμα οι δίοδοι χωρίζονται σε δύο ίσα τμήματα: ένα θετικό και ένα αρνητικό τμήμα. Στο θετικό τμήμα, η δίοδος με τη μεγαλύτερη τάση στα άκρα της σε μια δεδομένη χρονική στιγμή θα άγει πολώνοντας αντίστροφα τις άλλες δύο διόδους του τμήματος. Στο αρνητικό τμήμα, η δίοδος με τη μικρό-

τερη τάση στα άκρα της σε μια δεδομένη χρονική στιγμή θα άγει πολώνοντας αντίστροφα τις άλλες δύο διόδους του τμήματος. Η παραγόμενη τάση εξόδου, φαίνεται στο Σχ. 3-60.

Ας υποθεθεί, τώρα, ότι οι έξι διόδους της γέφυρας αντικαθίστανται από έξι SCR, όπως στο Σχ. 3-61. Έστω, ότι αρχικά το SCR₁ άγει, όπως φαίνεται στο Σχ. 3-61β. Αυτό το SCR θα συνεχίζει να άγει μέχρι το ρεύμα του να μειωθεί κάτω από το I_H . Αν κανένα άλλο SCR του θετικού τμήματος δε δεχθεί παλμό έναυσης, το SCR₁ θα αποκοπεί, όταν η τάση v_A γίνει μηδενική και αλλάξει πολικότητα στο σημείο 2. Όμως, αν το SCR₂ σκανδαλιστεί σε οποιαδήποτε στιγμή μετά το σημείο 1, τότε το SCR₁ στιγμιαία θα πολωθεί ανάστροφα και θα αποκοπεί. Η διαδικασία κατά την οποία το SCR₂ αναγκάζει το SCR₁ να αποκοπεί ονομάζεται εξαναγκασμένη μετάβαση. Μπορεί να παρατηρηθεί ότι η εξαναγκασμένη μετάβαση είναι δυνατή μόνο για γωνίες έναυσης μεταξύ των σημείων 1 και 2. Όπως φαίνεται στο Σχ. 3-61γ, τα SCR του αρνητικού τμήματος συμπεριφέρονται με παρόμοιο τρόπο. Ας σημειωθεί ότι, αν κάθε SCR σκανδαλίζεται αμέσως μόλις η μετάβαση είναι δυνατή, η έξοδος αυτής της γέφυρας είναι η ίδια με την έξοδο της γέφυρας πλήρους ανόρθωσης με διόδους του Σχ. 3-59.

Ας υποθέσουμε, τώρα, ότι είναι επιθυμητή η παραγωγή μιας γραμμικά φθίνουσας τάσης στην έξοδο αυτού του κυκλώματος, όπως φαίνεται στο Σχ. 3-62. Για την παραγωγή μιας τέτοιας εξόδου, το SCR που άγει στο θετικό τμήμα της γέφυρας θα πρέπει να αποκόπτεται κάθε φορά που η τάση του πέφτει πολύ χαμηλότερα από την επιθυμητή τιμή. Κάτι τέτοιο επιτυγχάνεται με την έναυση ενός άλλου SCR με τάση μεγαλύτερη από την επιθυμητή τιμή. Ομοίως, το SCR που άγει στο αρνητικό τμήμα της γέφυρας θα πρέπει να αποκόπτεται κάθε φορά που η τάση του αυξάνεται πολύ πάνω από την επιθυμητή τιμή. Σκανδαλίζοντας στην κατάλληλη χρονική στιγμή τα



$$V_A(t) = V_M \sin \omega t \text{ V}$$

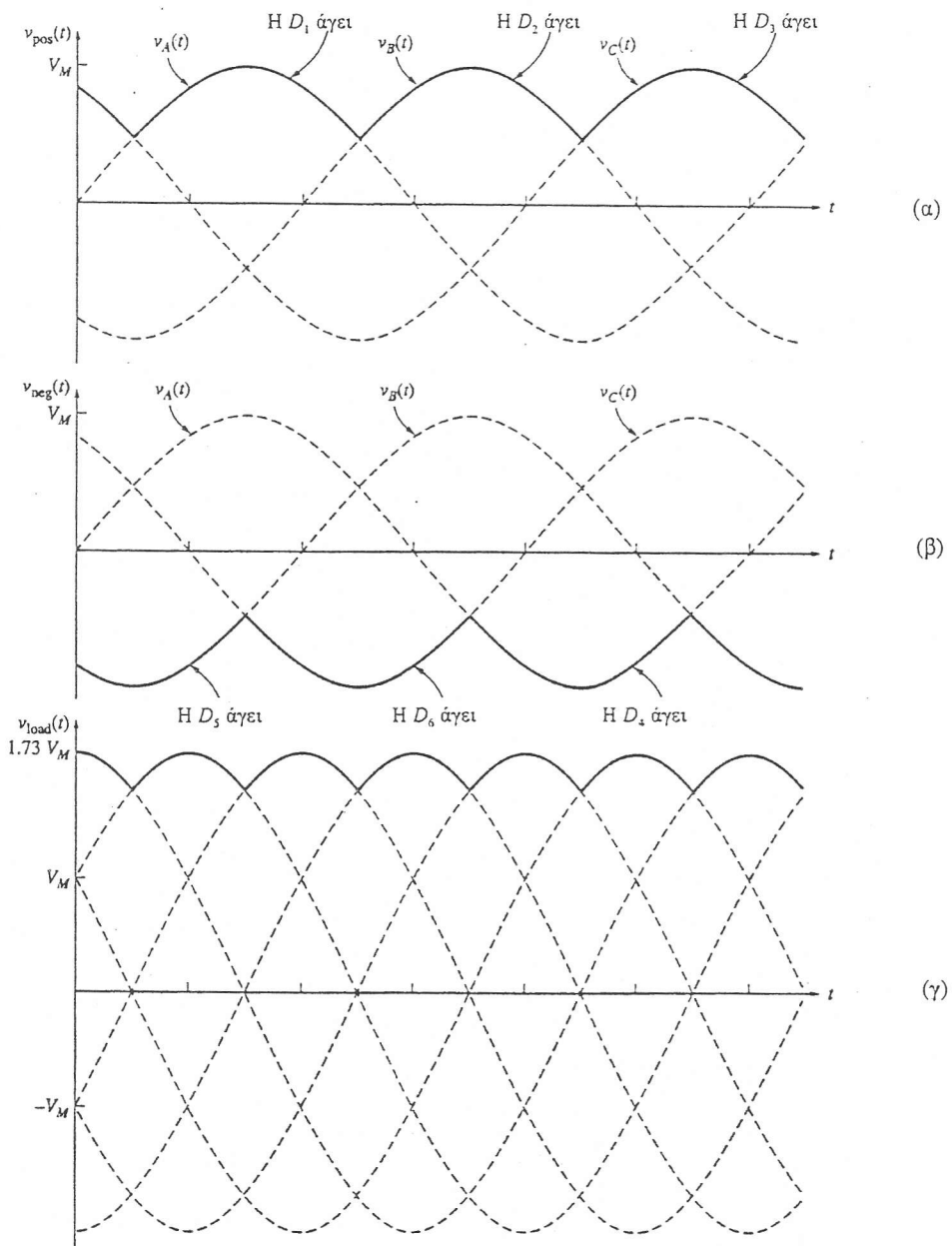
$$V_B(t) = V_M \sin (\omega t - 120^\circ) \text{ V}$$

$$V_C(t) = V_M \sin (\omega t - 240^\circ) \text{ V}$$

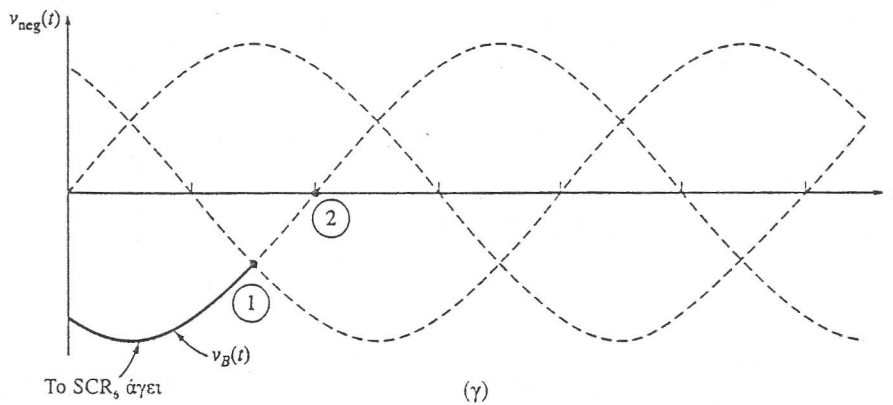
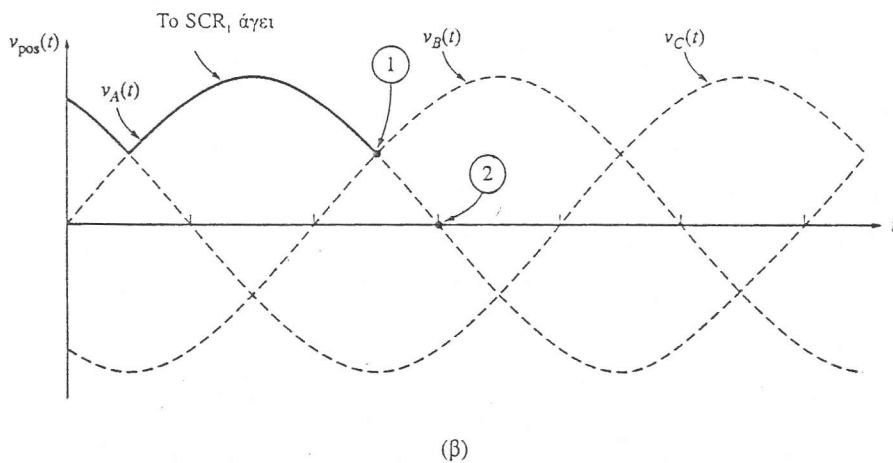
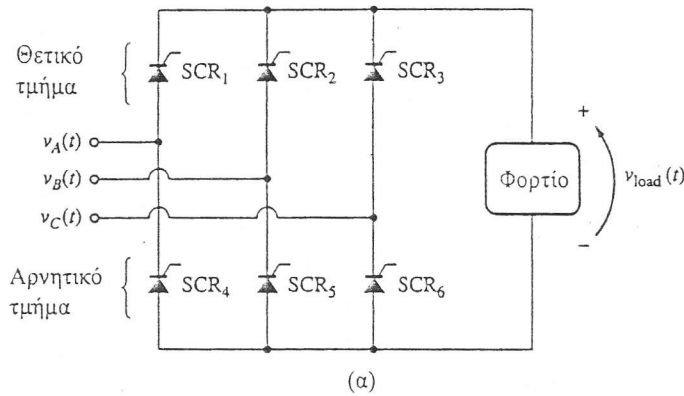
ΣΧΗΜΑ 3-59 Τριφασική γέφυρα πλήρους ανόρθωσης με διόδους, που συνδέεται σε ωμικό φορτίο.

SCR του θετικού και του αρνητικού τμήματος είναι δυνατή η παραγωγή μιας τάσης εξόδου που φθίνει με τρόπο σχεδόν αντίστοιχο με την επιθυμητή κυματομορφή. Από την εξέταση του Σχ. 3-62, είναι φανερή η παρουσία πολλών αρμονικών συνιστωσών στην παραγόμενη τάση εξόδου.

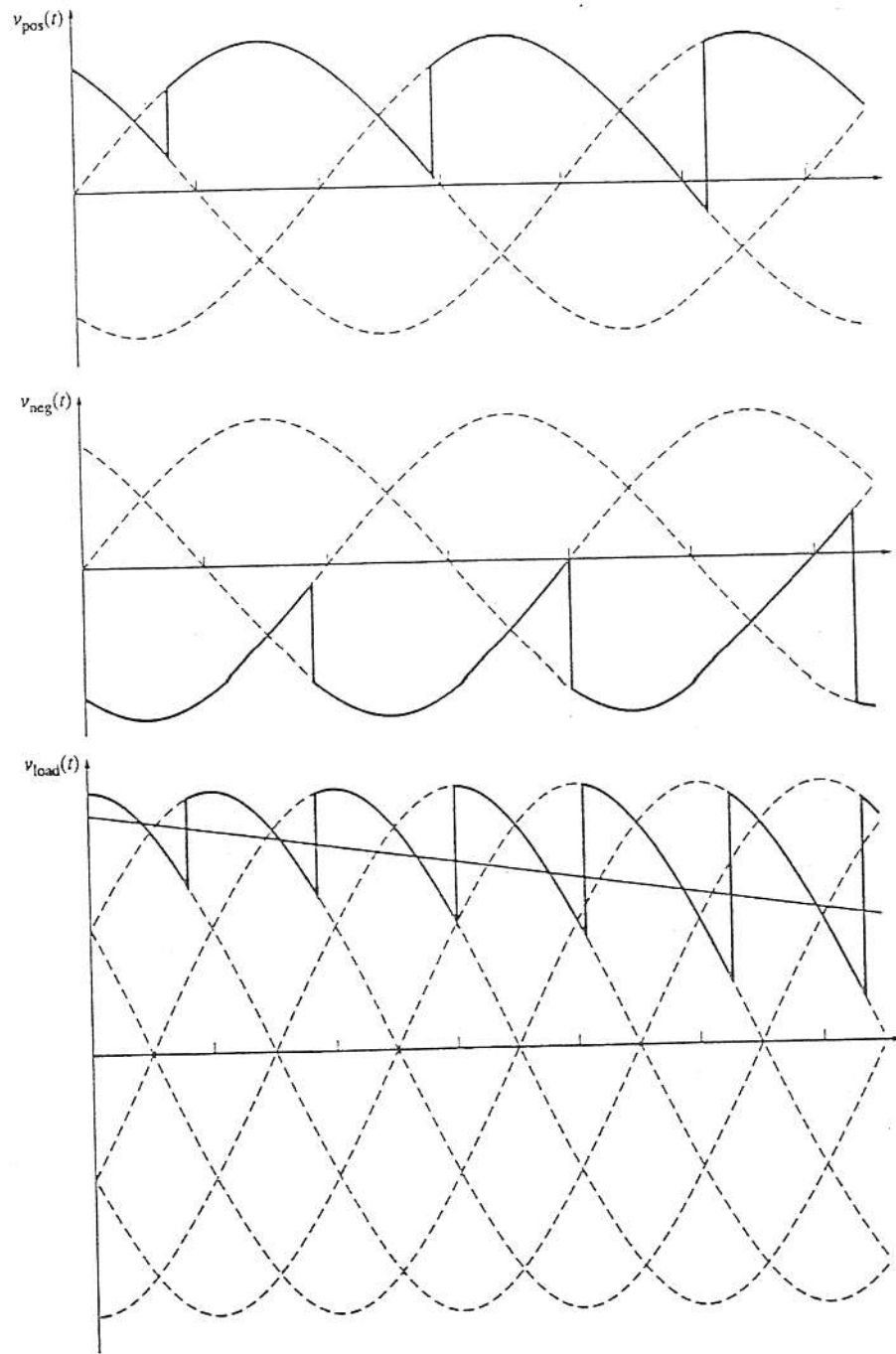
Αν δύο τέτοιες γέφυρες με SCR συνδεθούν παράλληλα και με αντίθετες πολικότητες, σχηματίζεται ένας κυκλομετατροπέας χωρίς παρασιτικό ρεύμα.



ΣΧΗΜΑ 3-60 (α) Η τάση εξόδου του θετικού τμήματος των διόδων. (β) Η τάση εξόδου του αρνητικού τμήματος των διόδων. (γ) Η συνολική τάση που εφαρμόζεται στο φορτίο.



ΣΧΗΜΑ 3-61 (α) Μια τριφασική γέφυρα πλήρους ανόρθωσης με SCR, συνδεδεμένη σε ωμικό φορτίο. (β) Η λειτουργία του θετικού τμήματος των SCR άγει. Αν το SCR₂ σκανδαλιστεί σε οποιοδήποτε σημείο μετά το σημείο 1, το SCR₁ πολώνεται ανάστροφα και αποκόπτεται. (γ) Η λειτουργία του αρνητικού τμήματος των SCR. Έστω ότι αρχικά το SCR₆ άγει. Αν το SCR₄ σκανδαλιστεί σε οποιοδήποτε σημείο μετά το σημείο 1, το SCR₆ πολώνεται αντίστροφα και αποκόπτεται.



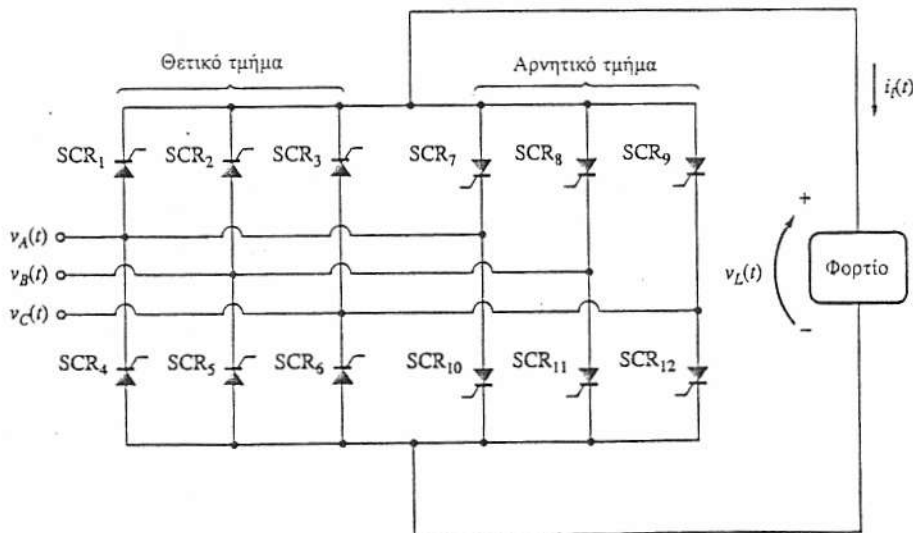
ΣΧΗΜΑ 3-62 Προσέγγιση μιας γραμμικά φθίνουσας τάσης με ένα τριφασικό κύκλωμα γέφυρας SCR πλήρους κύματος.

Κυκλομετατροπείς Χωρίς Παρασιτικό Ρεύμα

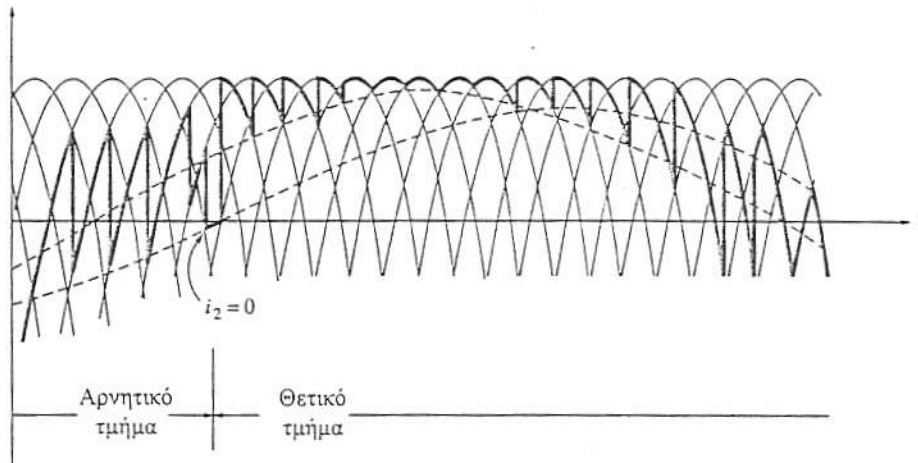
Η μια φάση ενός κυκλομετατροπέα χωρίς παρασιτικό ρεύμα, φαίνεται στο Σχ. 3-63. Ο πλήρης τριφασικός κυκλομετατροπέας αποτελείται από τρία όμοια κυκλώματα αυτού του είδους. Το κάθε κύκλωμα αποτελείται από δύο πλήρεις τριφασικές γέφυρες SCR, από τις οποίες η μία άγει κατά τη θετική φορά (θετικό τμήμα) και η άλλη άγει κατά την αρνητική φορά (αρνητικό τμήμα). Τα SCR σ' αυτά τα κυκλώματα σκανδαλίζονται με τέτοιο τρόπο, ώστε η τάση εξόδου να προσεγγίζει την ημιτονοειδή κυματομορφή. Τα SCR του θετικού τμήματος δέχονται παλμό έναυσης, όταν το ρεύμα έχει θετική φορά, ενώ τα SCR της αρνητικής πλευράς δέχονται παλμό έναυσης, όταν το ρεύμα έχει αρνητική φορά. Στο Σχ. 3-64, φαίνεται η παραγόμενη τάση εξόδου.

Όπως φαίνεται στο Σχ. 3-63, οι κυκλομετατροπείς χωρίς παρασιτικό ρεύμα παράγουν τάση εξόδου με αρκετά υψηλό ποσοστό αρμονικών. Αυτές οι ανώτερες αρμονικές περιορίζουν τη συχνότητα εξόδου του κυκλομετατροπέα σε μια τιμή μικρότερη από το ένα τρίτο περίπου της συχνότητας εισόδου.

Ακόμη, σημειώνεται ότι, το ρεύμα θα πρέπει να μεταβαίνει από το θετικό στο αρνητικό τμήμα και αντίστροφα κάθε φορά που το ρεύμα φορτίου αλλάζει κατεύθυνση. Τα κυκλώματα ελέγχου των παλμών έναυσης στον κυκλομετατροπέα θα πρέπει να αντιλαμβάνονται αυτή τη μετάβαση του ρεύματος με κάποιο αισθητήρα πολικότητας ρεύματος και να μεταφέρουν το σκανδαλισμό από το ένα τμήμα των SCR στο άλλο. Γενικά, σ' αυτή τη μεταφορά υπάρχει κάποιο σύντομο χρονικό διάστημα στο οποίο ούτε το θετικό, ούτε το αρνητικό τμήμα άγει. Αυτή η διακοπή του ρεύματος προκαλεί πρόσθετες ανωμαλίες στην κυματομορφή εξόδου.



ΣΧΗΜΑ 3-63 Η μια φάση ενός κυκλώματος κυκλομετατροπέα χωρίς παρασιτικό ρεύμα.



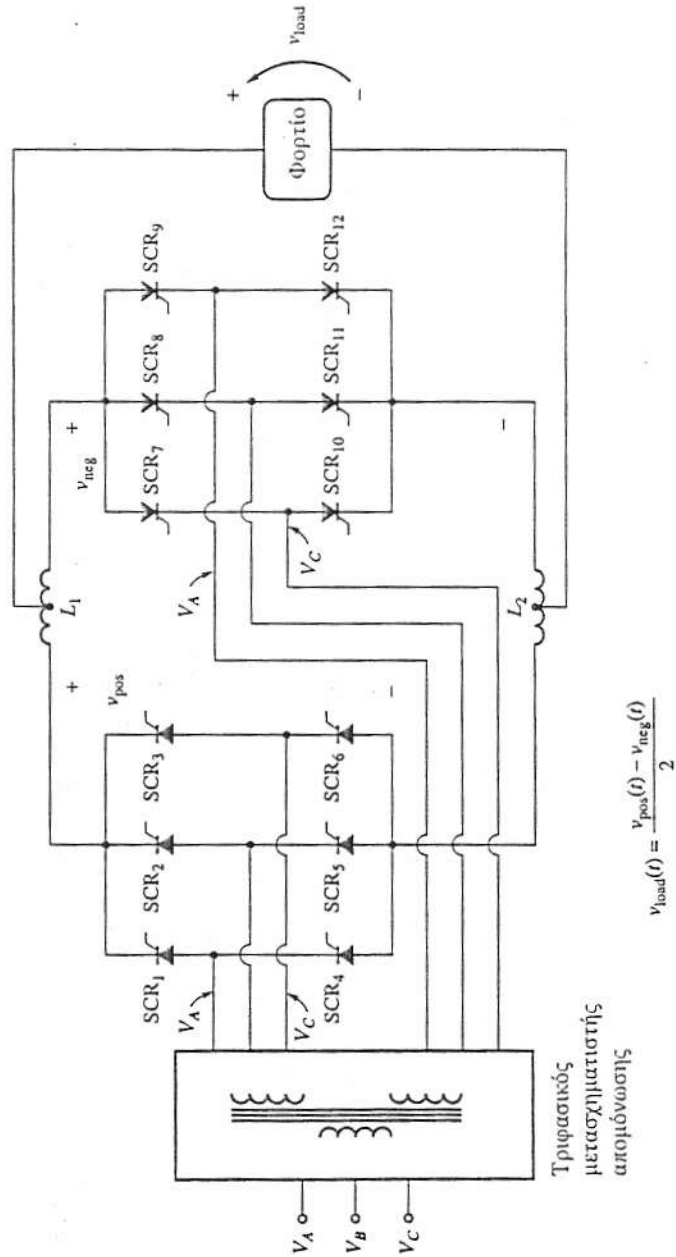
ΣΧΗΜΑ 3-64 Η τάση και το ρεύμα εξόδου ενός κυκλομετατροπέα χωρίς παρασιτικό ρεύμα που συνδέεται σε επαγωγικό φορτίο. Εδώ φαίνεται η αλλαγή κατάστασης από το θετικό στο αρνητικό τμήμα, τη χρονική στιγμή που το ρεύμα αλλάζει φορά.

Οι ανώτερες αρμονικές συνιστώσες, η μικρή μέγιστη συχνότητα και οι ανωμαλίες του ρεύματος που παρουσιάζουν οι κυκλομετατροπείς χωρίς παρασιτικό ρεύμα έχουν ως αποτέλεσμα την περιορισμένη χρήση τους. Σε κάθε πραγματικό κυκλομετατροπέα χωρίς παρασιτικό ρεύμα τοποθετείται ανάμεσα στην έξοδό του και στο φορτίο ένα φίλτρο (συνήθως πηνίο σε σειρά ή μετασχηματιστής), με σκοπό την καταστολή κάποιων από τις αρμονικές εξόδου.

Κυκλομετατροπείς Παρασιτικού Ρεύματος

Στο Σχ. 3-65, φαίνεται η μια φάση ενός κυκλομετατροπέα παρασιτικού ρεύματος. Αυτός διαφέρει από τον κυκλομετατροπέα χωρίς παρασιτικό ρεύμα στο ότι το θετικό και το αρνητικό τμήμα συνδέονται μέσω δύο μεγάλων πηνίων, ενώ το φορτίο τροφοδοτείται από τις μεσαίες λήψεις των πηνίων. Εδώ, αντίθετα απ' ό τι συμβαίνει στον κυκλομετατροπέα χωρίς παρασιτικό ρεύμα, κατά την ίδια χρονική στιγμή άγει τόσο το θετικό όσο και το αρνητικό τμήμα, ενώ κάποιο παρασιτικό ρεύμα κυκλοφορεί στο βρόχο που σχηματίζουν τα δύο τμήματα και τα πηνία. Τα πηνία, που συνδέονται στη σειρά, θα πρέπει να είναι αρκετά μεγάλα, ώστε να περιορίζουν το παρασιτικό ρεύμα σε μια τιμή ασφαλείας.

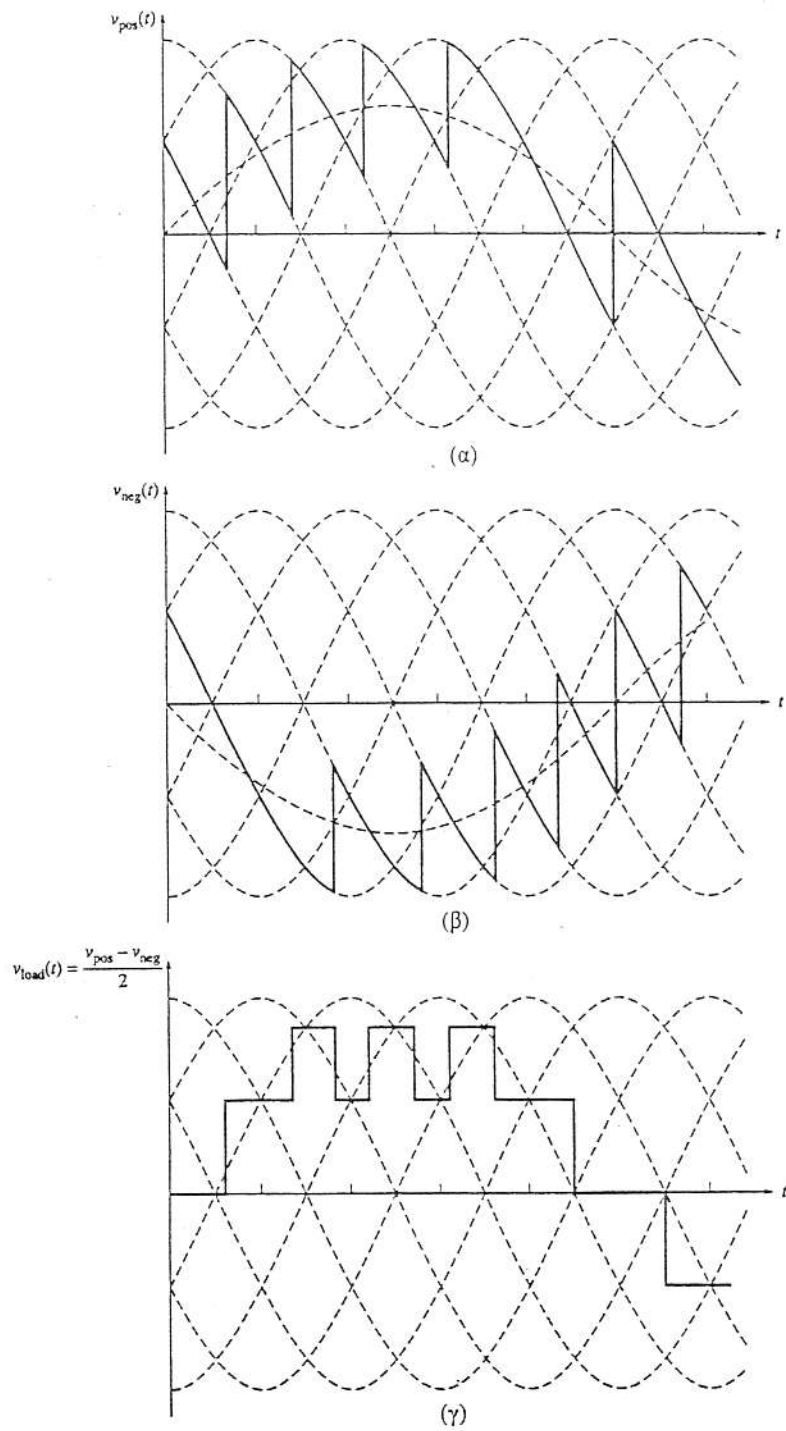
Η τάση εξόδου του κυκλομετατροπέα παρασιτικού ρεύματος περιέχει αρμονικές συνιστώσες μικρότερης τάξης από αυτές που περιέχει η έξοδος του κυκλομετατροπέα χωρίς μεταβατικό ρεύμα και εδώ η μέγιστη συχνότητα μπορεί να είναι μεγαλύτερη. Αυτός ο κυκλομετατροπέας παρουσιάζει μικρό συντελεστή ισχύος εξαιτίας των μεγάλων πηνίων κι έτσι συχνά χρησιμοποιείται κάποιος πυκνωτής για τη διόρθωση του συντελεστή ισχύος.



ΣΧΗΜΑ 3-65 Η μια φάση ενός κυκλομετατροπέα παρασιτικού ρεύματος έξι παλμών.

Ο λόγος για τον οποίο ο κυκλομετατροπέας παρασιτικού ρεύματος παρουσιάζει χαμηλότερες αρμονικές συνιστώσες, φαίνεται στο Σχ. 3-66. Το Σχ. 3-66α, δείχνει την τάση εξόδου του θετικού τμήματος και το Σχ. 3-66β, την τάση εξόδου του αρνητικού τμήματος. Οι τάσεις εξόδου στις μεσαίες λήψεις των πηνίων είναι

$$v_{load}(t) = \frac{v_{pos}(t) - v_{neg}(t)}{2} \quad (3-9)$$



ΣΧΗΜΑ 3-66 Οι τάσεις σ' έναν κυκλομετατροπέα παρασιτικού ρεύματος έξι παλμών. (α) Η τάση στα άκρα του θετικού τμήματος. (β) Η τάση στα άκρα του αρνητικού τμήματος. (γ) Η τελική τάση στο φορτίο.

Πολλές από τις ανώτερες αρμονικές που εμφανίζονται, όταν το θετικό και το αρνητικό τμήμα εξετάζονται ανεξάρτητα, είναι κοινές και στα δύο τμήματα. Έτσι αυτές εξαλείφονται κατά την αφαίρεση και δεν εμφανίζονται στην έξοδο του κυκλομετατροπέα.

Πολλοί κυκλομετατροπείς παρασιτικού ρεύματος είναι πιο πολύπλοκοι από αυτόν του Σχ. 3-65. Με κάποιες πιο εξεζητημένες σχεδιάσεις είναι δυνατή η κατασκευή κυκλομετατροπέων με μέγιστη συχνότητα εξόδου μεγαλύτερη κι από τη συχνότητα εισόδου. Η παρουσίαση αυτών των πιο πολύπλοκων διατάξεων είναι πέρα από τους σκοπούς αυτού του βιβλίου.

3.8 ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΑ ΑΡΜΟΝΙΚΩΝ

Τα ηλεκτρονικά εξαρτήματα και κυκλώματα ισχύος είναι τόσο ευέλικτα και χρήσιμα ώστε οι διατάξεις που ελέγχουν αποτελούν τώρα το 50% με 60% του συνολικού φορτίου στα περισσότερα συστήματα ισχύος του ανεπτυγμένου κόσμου. Ως αποτέλεσμα η συμπεριφορά αυτών των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων ισχύος επηρεάζει έντονα τη συνολική λειτουργία των συστημάτων ισχύος με τα οποία συνδέονται.

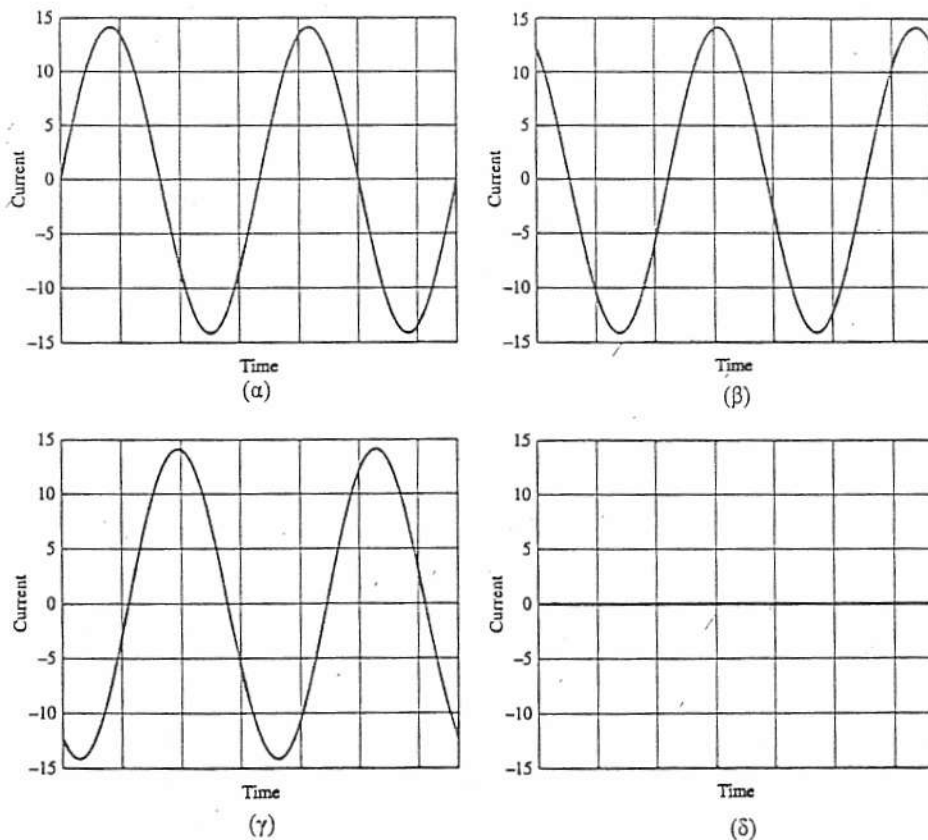
Το βασικό πρόβλημα που σχετίζεται με τα ηλεκτρονικά ισχύος είναι οι αρμονικές συνιστώσες της τάσης και του ρεύματος που επάγονται στα συστήματα ισχύος από τις διακοπτόμενες ταλαντώσεις στους ηλεκτρονικούς ελεγκτές ισχύος. Οι αρμονικές αυτές αυξάνουν τις συνολικές ροές ρεύματος στις γραμμές (ιδιαίτερα στην ουδέτερη κατάσταση ενός τριφασικού συστήματος ισχύος). Τα επιπλέον ρεύματα προκαλούν αυξημένες απώλειες και θέρμανση στα εξαρτήματα του συστήματος ισχύος, απαιτώντας μεγαλύτερες συνιστώσες, ώστε να παρέχει το ίδιο συνολικό φορτίο. Επιπλέον, τα υψηλά ουδέτερα ρεύματα μπορούν να θέσουν σε λειτουργία ηλεκτρονόμους προστασίας (ρελέ), που σταματούν τη λειτουργία τμημάτων ενός συστήματος ισχύος.

Σαν παράδειγμα του προβλήματος αυτού, ας πάρουμε έναν τριφασικό κινητήρα σύνδεσης αστέρα (Y) που απορροφά 10 A υπό πλήρες. Όταν ο κινητήρας αυτός συνδέεται σε ένα σύστημα ισχύος, τα ρεύματα που ρέουν σε κάθε φάση θα έχουν ίσο μέγεθος και διαφορά φάσης 120° μεταξύ τους, και η επιστροφή ρεύματος στο ουδέτερο είναι ίση με 0 (βλ. Σχήμα 3-67). Τώρα, ας πάρουμε τον ίδιο κινητήρα που τροφοδοτείται με την ίδια ολική ισχύ μέσω ενός ανορθωτή-μετατροπέα, που παράγει παλμούς ρεύματος. Τα ρεύματα στη γραμμή ισχύος παρουσιάζονται στο Σχ. 3-68. Θα πρέπει να σημειώσουμε ότι η ενεργός τιμή του ρεύματος κάθε γραμμής είναι ακόμη 10 A, αλλά ο ουδέτερος έχει επίσης ρεύμα με ενεργό τιμή 15 A! Το ρεύμα στον ουδέτερο αποτελείται πλήρως από αρμονικές συνιστώσες.

Τα φάσματα των ρευμάτων στις τρεις φάσεις και στον ουδέτερο παρουσιάζονται στο Σχήμα 3-69. Στον κινητήρα που συνδέεται άμεσα στη γραμμή, παρουσιάζεται στις φάσεις η βασική αρμονική, ενώ τίποτα δεν παρουσιάζεται στον ουδέτερο. Στον κινητήρα που συνδέεται μέσω ενός ηλεκτρονικού ελεγκτή ισχύος, το ρεύμα στις

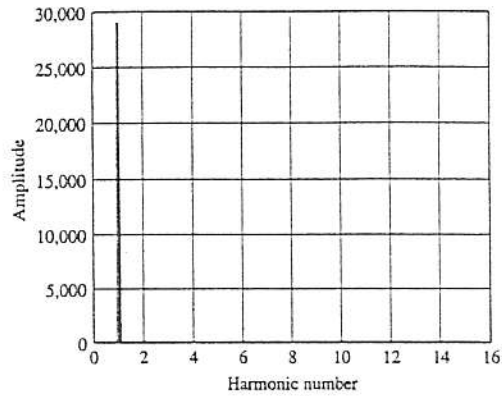
φάσεις συμπεριλαμβάνει και τη βασική συχνότητα και όλες τις περιττές αρμονικές. Το ρεύμα στον ουδέτερο αποτελείται κυρίως από την τρίτη, την ένατη και τη δέκατη-πέμπτη αρμονική.

Αφού τα ηλεκτρονικά κυκλώματα ισχύος αποτελούν ένα τόσο μεγάλο μέρος του συνολικού φορτίου σε ένα σύγχρονο σύστημα ισχύος, το υψηλό περιεχόμενο τους σε αρμονικές προκαλεί σημαντικά προβλήματα στο σύνολο του συστήματος ισχύος. Έχουν δημιουργηθεί νέα πρότυπα* για τον περιορισμό του πλήθους των αρμονικών που δημιουργούν τα ηλεκτρονικά κυκλώματα ισχύος, και έχουν σχεδιαστεί νέοι ελεγκτές για να περιορίσουν τις αρμονικές που παράγουν.

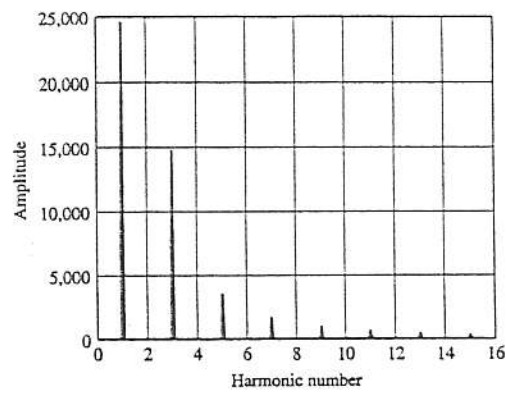


ΣΧΗΜΑ 3-67 Η ροή ρεύματος σε έναν τριφασικό κινητήρα σύνδεσης αστέρα (Y): (α) φάση α, (β) φάση β, (γ) φάση γ, (δ) ουδέτερος. Η ενεργός τιμή του ρεύματος στις φάσεις α, β, και γ είναι 10 A, και στον ουδέτερο είναι 0.

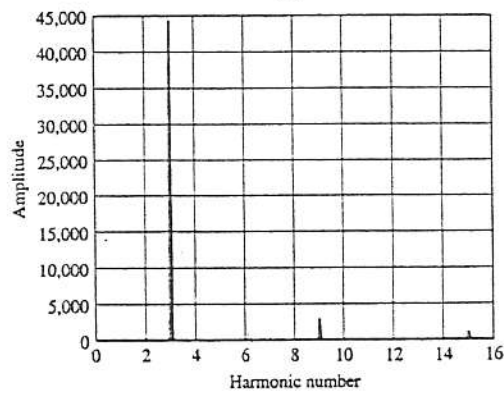
* Βλέπε IEC 1000-3-2. EMC: Μέρος 3, Ενότητα 2, "Περιορισμοί της εκπομπής ρεύματος αρμονικών (εξαρτήματα ρεύματος εισόδου ≤ 16 A ανά φάση)", και πρότυπο ANSI/IEEE 519-1992, "προτεινόμενες πρακτικές από την IEEE και απαιτήσεις για τον έλεγχο των αρμονικών στα συστήματα ισχύος".



(α)

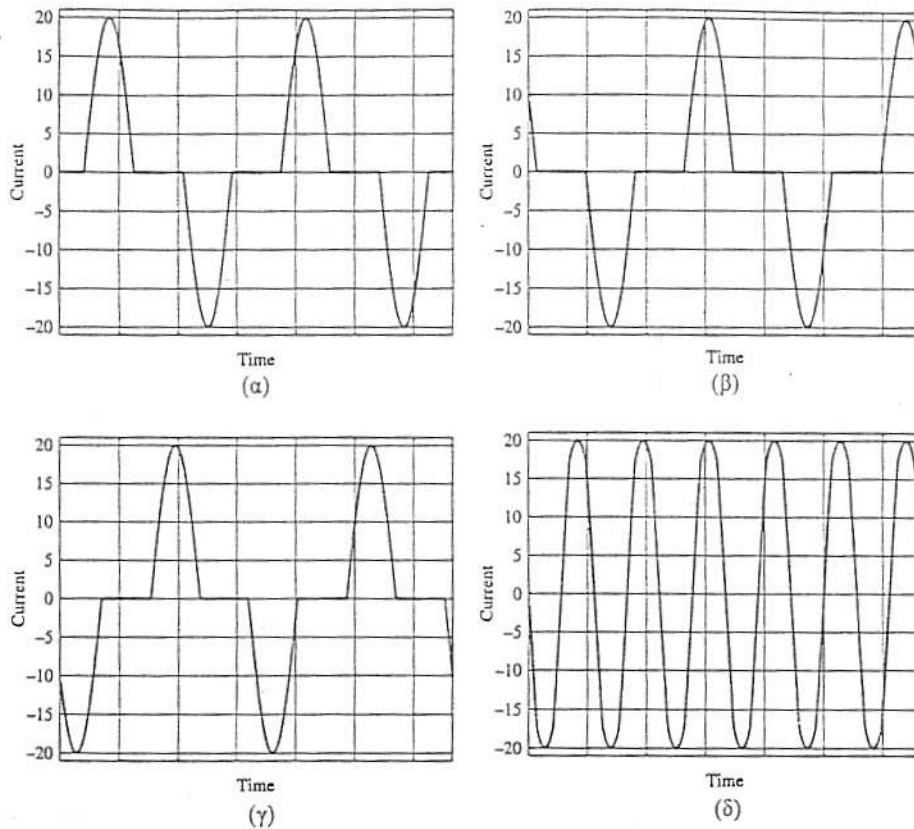


(β)



(γ)

ΣΧΗΜΑ 3-69 (α) Το φάσμα του ρεύματος φάσης στον τριφασικό κινητήρα που συνδέεται σε αστέρα απευθείας στη γραμμή ισχύος. Μόνον η βασική συχνότητα είναι παρούσα. (β) Το φάσμα του ρεύματος φάσης στον τριφασικό κινητήρα που συνδέεται σε αστέρα μέσω ενός ηλεκτρονικού ελεγκτή ισχύος που παράγει παλμούς ρεύματος. Παρούσες είναι η βασική συχνότητα και όλες οι περιττές αρμονικές. (γ) Το ρεύμα στον ουδέτερο για τον κινητήρα που συνδέεται μέσω ενός ηλεκτρονικού ελεγκτή ισχύος. Παρούσες στο ρεύμα είναι η τρίτη, ένατη και δέκατη-πέμπτη αρμονική.



ΣΧΗΜΑ 3-68 Η ροή ρεύματος σε έναν τριφασικό κινητήρα σύνδεσης αστέρα (Y), ο οποίος συνδέεται με τη γραμμή ισχύος μέσω ενός ηλεκτρονικού ελεγκτή ισχύος που παράγει παλμούς ρεύματος: (α) φάση α, (β) φάση β, (γ) φάση γ, (δ) ουδέτερος. Η ενεργός τιμή του ρεύματος στις φάσεις α, β, και γ είναι 10 A, και στον ουδέτερο είναι 15 A.

3.9 ΑΝΑΚΕΦΑΛΑΙΩΣΗ

Τα ηλεκτρονικά ισχύος και τα κυκλώματά τους έχουν προκαλέσει τα τελευταία περίπου 30 χρόνια πραγματική επανάσταση στο χώρο του ελέγχου των κινητήρων. Τα ηλεκτρονικά ισχύος προσφέρουν έναν εύκολο τρόπο για τη μετατροπή εναλλασσόμενης ισχύος σε συνεχή, για τη μεταβολή του επιπέδου της μέσης τάσης σε συστήματα συνεχούς ισχύος, για τη μετατροπή συνεχούς ισχύος σε εναλλασσόμενη και για τη μεταβολή της συχνότητας συστημάτων εναλλασσόμενης ισχύος.

Η μετατροπή εναλλασσόμενης ισχύος σε συνεχή πραγματοποιείται με τους ανορθωτές και το επίπεδο της συνεχούς τάσης εξόδου που παράγεται μπορεί να ελεγχθεί με τη μεταβολή των χρόνων έναυσης στα SCR του ανορθωτή.

Η ρύθμιση του επιπέδου της μέσης συνεχούς τάσης σ' ένα φορτίο πραγματοποιείται με τα κυκλώματα chopper, που ελέγχουν το ποσοστό του χρόνου για το οποίο μια συγκεκριμένη συνεχής τάση εφαρμόζεται στο φορτίο.

Η στατική μετατροπή συχνότητας πραγματοποιείται με ανορθωτές-αντιστροφείς ή με κυκλομετατροπείς. Οι δύο βασικοί τύποι αντιστροφέων είναι οι αντιστροφείς εξωτερικής μετάβασης και οι αντιστροφείς αυτομετάβασης. Οι αντιστροφείς εξωτερικής μετάβασης αποκτούν την απαιτούμενη τάση μετάβασης από το φορτίο τους, ενώ οι αντιστροφείς αυτομετάβασης χρησιμοποιούν πυκνωτές για την παραγωγή της τάσης μετάβασης ή αποτελούνται από εξαρτήματα με αυτομετάβαση, όπως τα GTO. Στους αντιστροφείς αυτομετάβασης περιλαμβάνονται οι αντιστροφείς πηγών ρεύματος, οι αντιστροφείς πηγών τάσης και οι αντιστροφείς διαμόρφωσης εύρους παλμού.

Οι κυκλομετατροπείς χρησιμοποιούνται για την απευθείας μετατροπή εναλλασσόμενης ισχύος μιας συχνότητας σε εναλλασσόμενη ισχύ μιας άλλης συχνότητας. Υπάρχουν δύο τύποι κυκλομετατροπέων: χωρίς παρασιτικό ρεύμα και παρασιτικού ρεύματος. Οι κυκλομετατροπείς χωρίς παρασιτικό ρεύμα περιέχουν μεγάλες αρμονικές συνιστώσες και λειτουργούν σε σχετικά χαμηλές συχνότητες. Οι κυκλομετατροπείς παρασιτικού ρεύματος έχουν ασθενέστερες αρμονικές συνιστώσες και είναι ικανοί να λειτουργούν σε υψηλότερες συχνότητες. Επίσης, απαιτούν μεγάλα πηνία συνδεδεμένα σε σειρά, για τον περιορισμό του παρασιτικού ρεύματος σε ασφαλή επίπεδα κι έτσι είναι πιο ογκώδεις από τους κυκλομετατροπείς χωρίς παρασιτικό ρεύμα που έχουν τις ίδιες προδιαγραφές.

ΕΡΩΤΗΣΕΙΣ

- 3-1. Να περιγραφεί η λειτουργία της διόδου και να σχεδιαστεί η χαρακτηριστική εξόδου της.
- 3-2. Να περιγραφεί η λειτουργία της διόδου PNPN και να σχεδιαστεί η χαρακτηριστική εξόδου της.
- 3-3. Σε τι διαφέρει το SCR από τη δίοδο PNPN. Πότε άγει ένα SCR;
- 3-4. Τι είναι το GTO; Σε τι διαφέρει από ένα κοινό thyristor;
- 3-5. Τι είναι το IGBT; Ποια είναι τα πλεονεκτήματά του σε σχέση με τα υπόλοιπα ηλεκτρονικά στοιχεία ισχύος;
- 3-6. Τι είναι το TRIAC; Το DIAC;
- 3-7. Ο μονοφασικός πλήρης ανορθωτής παράγει καλύτερη ή χειρότερη συνεχή έξοδο από τον τριφασικό πλήρη ανορθωτή; Γιατί;
- 3-8. Για ποιο λόγο τα κυκλώματα παραγωγής παλμών είναι απαραίτητα στις διατάξεις ελέγχου κινητήρων;
- 3-9. Ποια είναι τα πλεονεκτήματα των ψηφιακών κυκλωμάτων παραγωγής παλμών σε σχέση με τα αναλογικά κυκλώματα παραγωγής παλμών;
- 3-10. Ποιο είναι το αποτέλεσμα της μεταβολής στην αντίσταση R του Σχ. 3-32; Να αιτιολογηθεί η εμφάνιση αυτού του αποτελέσματος.
- 3-11. Τι ονομάζεται εξαναγκασμένη μετάβαση; Για ποιο λόγο είναι απαραίτητη στα κυκλώματα ελέγχου από συνεχή ισχύ; (dc to dc)
- 3-12. Ποια εξαρτήματα μπορούν να χρησιμοποιηθούν στα κυκλώματα ελέγχου συνεχούς ισχύος, χωρίς να είναι απαραίτητη η εξαναγκασμένη μετάβαση;

-
- 3-13. Για ποιο λόγο επιβάλλεται η εισαγωγή μιας διόδου ελεύθερης ροής σ' ένα κύκλωμα ελέγχου με επαγωγικό φορτίο;
- 3-14. Πώς επηρεάζεται η λειτουργία μιας συσκευής με έλεγχο φάσης από κάποιο επαγωγικό φορτίο;
- 3-15. Είναι δυνατή η αυθαίρετη επιμήκυνση της διάρκειας της αγωγιμότητας ενός chopper, στον οποίο η μεταγωγή γίνεται με πυκνωτή σειράς;
- 3-16. Είναι δυνατή η αυθαίρετη επιμήκυνση της διάρκειας της αγωγιμότητας ενός chopper, στον οποίο η μεταγωγή γίνεται με παράλληλο πυκνωτή;
- 3-17. Τι είναι ο ανορθωτής-αντιστροφέας; Για ποιο λόγο χρησιμοποιείται;
- 3-18. Τι είναι ο αντιστροφέας πηγής ρεύματος;
- 3-19. Τι είναι ο αντιστροφέας πηγής τάσης; Να αντιπαρατεθούν τα χαρακτηριστικά ενός VSI με τα αντίστοιχα χαρακτηριστικά του CSI.
- 3-20. Τι είναι η διαμόρφωση εύρους παλμού; Με ποιον τρόπο συγκρίνονται οι αντιστροφείς PWM με τους VSI και CSI αντιστροφείς;
- 3-21. Είναι τα transistor ισχύος πιο κατάλληλα για χρήση στους αντιστροφείς PWM ή στους αντιστροφείς CSI; Γιατί;