

ΑΛΕΞΑΝΔΡΕΙΟ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ

ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗΣ

ΣΧΟΛΗ Σ.Τ.Ε.Φ.

ΤΜΗΜΑ ΑΥΤΟΜΑΤΙΣΜΟΥ

ΤΙΤΛΟΣ ΠΤΥΧΙΑΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ:

“ Υλοποίηση DC-DC μετατροπέα με ρυθμιζόμενη αντίσταση εισόδου.”

ΓΑΤΣΗ ΚΥΡΙΑΚΗ

ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ

ΚΙΖΙΡΟΓΛΟΥ ΜΙΧΑΗΛ

ΝΟΕΜΒΡΙΟΣ 2013

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο

“Εισαγωγή στους μετατροπείς DC-DC”

1.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Λέγοντας Μετατροπείς Συνεχούς Τάσης σε Συνεχή Τάση (DC-DC Converters) εννοούμε κάποιες διατάξεις οι οποίες περιέχουν πάντα έναν τουλάχιστον ημιαγωγικό διακόπτη και μετατρέπουν τη συνεχή τάση εισόδου τους σε συνεχή τάση διαφορετικής τιμής και ενίοτε και πολικότητας στην έξοδο τους. Αυτοί οι μετατροπείς συνήθως αποκαλούνται και με τον όρο τροφοδοτικά, αφού η πιο συνήθης εφαρμογή τους είναι στην τροφοδοσία αναλογικών και ψηφιακών συστημάτων. Άλλες εφαρμογές αυτών των μετατροπέων είναι στη φόρτιση συσσωρευτών με χρήση φωτοβολταϊκών πάνελ, στον έλεγχο μηχανών συνεχούς ρεύματος, στα συστήματα διόρθωσης του συντελεστή ισχύος κ.α.

Οι τεχνικές που έχουν χρησιμοποιηθεί, μέχρι σήμερα, για την κατασκευή και τον έλεγχο των τροφοδοτικών ισχύος, χωρίζονται σε δυο μεγάλες κατηγορίες:

- 1) **Στην τεχνική των γραμμικών τροφοδοτικών.** Η τεχνική αυτή συνίσταται στο ότι το ημιαγωγικό στοιχείο του μετατροπέα λειτουργεί στην ενεργό (δηλαδή, στη γραμμική) περιοχή, επομένως, συμπεριφέρεται σαν ρυθμιζόμενη αντίσταση και η πτώση τάσεως που εμφανίζει στα άκρα του καθορίζει την τιμή της τάσης στην έξοδο του μετατροπέα.
- 2) **Στην τεχνική των διακοπτικών τροφοδοτικών.** Η τεχνική των διακοπτικών φορτίων συνίσταται στο ότι το ημιαγωγικό στοιχείο του μετατροπέα λειτουργεί ως διακόπτης, δηλαδή λειτουργεί είτε σε κατάσταση αποκοπής και το ποσοστό του χρόνου αγωγής του στη διάρκεια μιας περιόδου λειτουργίας καθορίζει την τιμή της τάσης στην έξοδο του μετατροπέα.

Τα περισσότερα τροφοδοτικά είναι σχεδιασμένα για να ικανοποιούν όλες ή μερικές από τις παρακάτω απαιτήσεις:

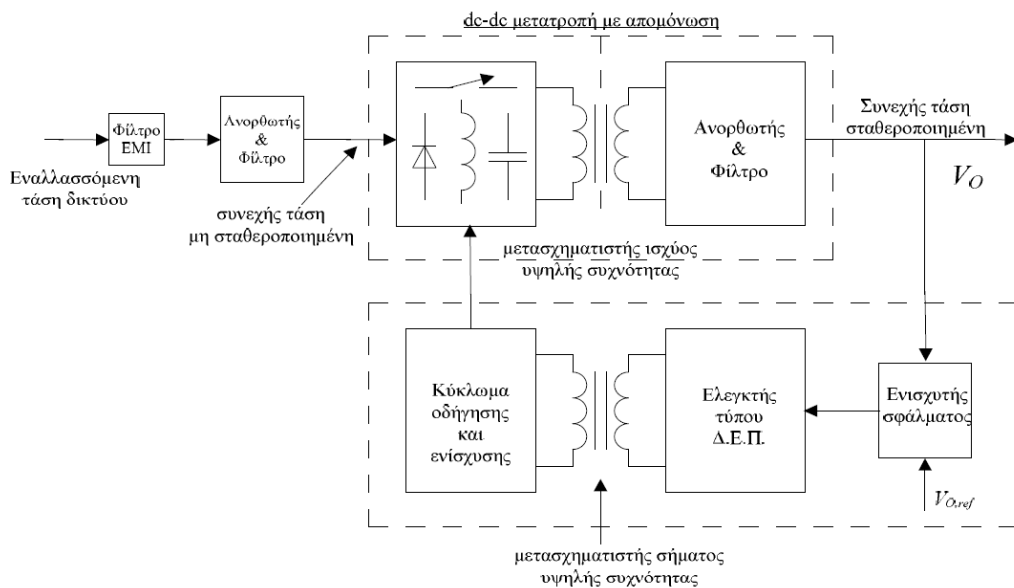
- *Σταθεροποιημένη Έξοδο:* Η τάση εξόδου πρέπει να παραμένει σταθερή ως προς τις μεταβολές της τάσης εισόδου και του φορτίου στην έξοδο, μέσα σε κάποια όρια.

- *Απομόνωση:* Η έξοδος πρέπει να είναι ηλεκτρικά απομονωμένη από την είσοδο.
- *Πολλαπλές Έξοδοι:* Πρέπει να υπάρχουν πολλαπλές έξοδοι (θετικές και αρνητικές), οι οποίες πρέπει να διαφέρουν ως προς τις προδιαγραφές τάσης και ρεύματος. Αυτές οι έξοδοι πρέπει να είναι απομονωμένες μεταξύ τους.

Εκτός από τις παραπάνω απαιτήσεις, κοινή επιδίωξη σήμερα σε αυτά τα κυκλώματα είναι η μείωση του όγκου και του βάρους τους, καθώς και η αύξηση της απόδοσης τους. Παλαιότερα χρησιμοποιούνταν τα γραμμικά τροφοδοτικά. Η εξέλιξη, όμως της τεχνολογίας των ημιαγωγών και ουσιαστικά η εμφάνιση των MOFSET ισχύος (στις αρχές της δεκαετίας του '80), είναι οι κύριοι παράγοντες που συνέβαλαν στην ευρεία χρήση των διακοπτικών τροφοδοτικών, που παρουσιάζουν αρκετά πλεονεκτήματα σε σχέση με τα γραμμικά τροφοδοτικά. Σημειώνουμε ότι, στην παγκόσμια αγορά των τροφοδοτικών τα διακοπτικά τροφοδοτικά κατέχουν το 70-80% της αγοράς.

Οι μετατροπείς DC-DC είναι συστήματα ηλεκτρονικών ισχύος οποιαδήποτε ισχύος, οι οποίοι χρησιμοποιούνται συνήθως σε σταθεροποιημένες DC τροφοδοσίες διακοπτικού τύπου και σε εφαρμογές DC κινητήριων συστημάτων. Οι μετατροπείς αυτοί συγκεκριμένα βρίσκουν εφαρμογή στη φόρτιση μπαταριών (φωτοβολταϊκά συστήματα), στη μεταφορά ισχύος από μία συσκευή χαμηλότερης συνεχούς τάσης σε μια άλλη με ανάγκη υψηλότερης τάσης, στα κυκλώματα ελέγχου πεδίου των εναλλασσόμενων μηχανών κ.α.

Οι μετατροπείς συνεχούς τάσης υλοποιούνται χρησιμοποιώντας ημιαγωγούς όπως το τρανζίστορ ισχύος, το IGBT, το MOFSET ισχύος, το θυρίστορ ή κάποιο ελεγχόμενο ημιαγωγό ισχύος καθώς επίσης διόδους και LC κυκλώματα. Συνήθως οι αντιστροφείς συνεχούς τάσης συνοδεύονται από ένα μετασχηματιστή ο οποίος τους προσφέρει γαλβανική-ηλεκτρική απομόνωση. Υπάρχουν όμως και περιπτώσεις, όπως π.χ στα DC κινητήρια συστήματα όπου οι μετατροπείς δεν συνοδεύονται από μετασχηματιστή. Άρα μία βασική κατηγοριοποίηση των αντιστροφέων συνεχούς τάσης είναι σε απομονωμένους και μη-απομονωμένους. Στη συνέχεια του κεφαλαίου θα παρουσιαστούν αναλυτικά οι δυο αυτές κατηγορίες μετατροπέων DC-DC, καθώς επίσης και οι μέθοδος ελέγχου της εξόδου, των μετατροπέων, PWM.



Σχήμα 1: Απλοποιημένο λειτουργικό διάγραμμα ενός διακοπτικού τροφοδοτικού που ελέγχεται με την τεχνική της Δ.Ε.Π και με ηλεκτρική απομόνωση.

1.2 ΜΗ ΑΠΟΜΟΝΩΜΕΝΟΙ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ (NON-ISOLATED CONVERTERS)

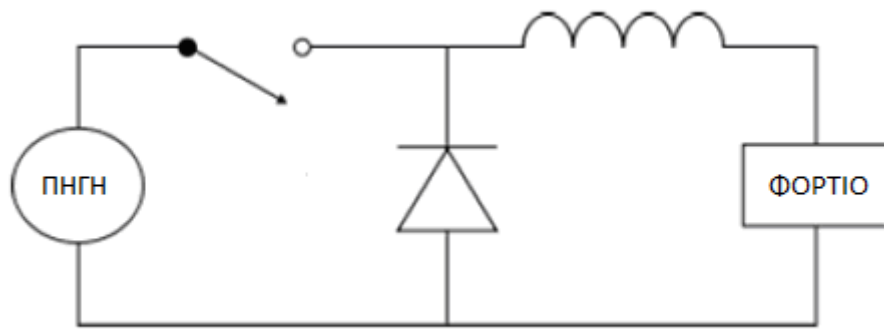
Οι βασικές διατάξεις είναι ο μετατροπέας ανύψωσης και υποβιβασμού τάσης, από όπου προκύπτουν όλες οι άλλες. Αυτοί που συνήθως συναντώνται είναι οι ακόλουθοι:

- Μετατροπέας Υποβιβασμού Τάσης (Buck DC-DC Converter)
- Μετατροπέας Ανύψωσης Τάσης (Boost DC-DC Converter)
- Μικτός Μετατροπέας (Buck-Boost DC-DC Converter)
- Μετατροπέας Cuk

Βέβαια υπάρχουν πολύ περισσότερα είδη (π.χ sepic converter, zeta converter) καθώς επίσης και συνδυασμοί αυτών όπως ο boost-boost converter, όταν δύο φορτία θέλουμε να ελέγχονται αυτόνομα.

1.2.1 Μετατροπέας Υποβιβασμού Τάσης (Buck DC-DC Converter)

Στο σχήμα 1.1 απεικονίζεται ένας μετατροπέας υποβιβασμού τάσης (step-down ή buck dc-dc converter). Όπως υποδηλώνεται και από το όνομα του, η μέση τάση εξόδου αυτού του μετατροπέα είναι χαμηλότερη από την τάση εισόδου.

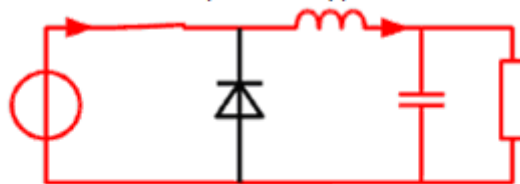


Σχήμα 1.1 : DC-DC Μετατροπέας Υποβιβασμού Τάσης

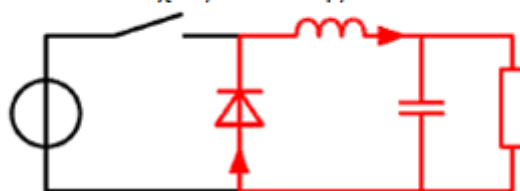
Η κύρια εφαρμογή αυτών των μετατροπέων είναι τα σταθεροποιημένα dc διακοπτικά τροφοδοτικά και ο έλεγχος της ταχύτητας κινητήρων συνεχούς ρεύματος.

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

ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ 1: Κλειστός Διακόπτης



ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ 2: Ανοιχτός Διακόπτης



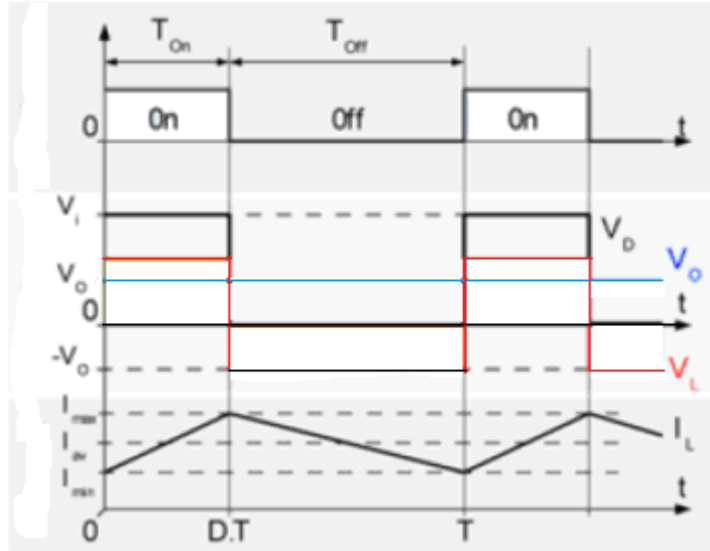
Σχήμα 1.2: Οι δύο καταστάσεις λειτουργίας του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης

Θεωρώντας συνεχή αγωγή ρεύματος, οι κυματομορφές της μόνιμης κατάστασης ισορροπίας φαίνονται στο σχήμα 1.3. Γνωρίζοντας ότι στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας, το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου στο χρόνο μιας περιόδου πρέπει να ισούται με το μηδέν έχουμε:

$$(V_d - V_o)t_{on} = V_o(T_s - t_{on})$$

Επομένως ισχύει ότι:

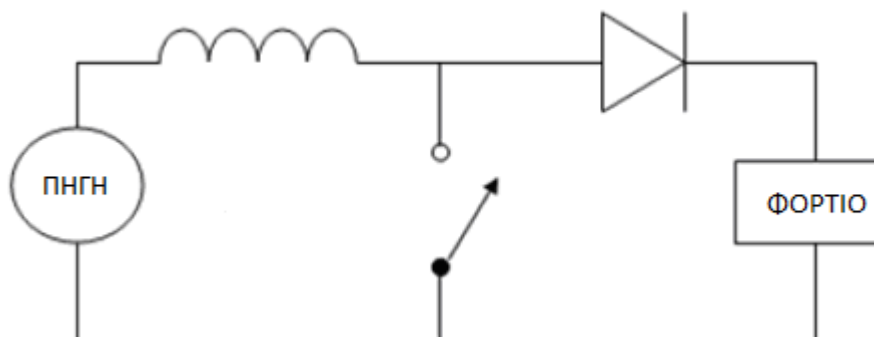
$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_s} = D$$



Σχήμα 1.3: Λειτουργία συνεχούς αγωγής ρεύματος μετατροπέα υποβιβασμού τάσης

1.2.2 Μετατροπέας Ανύψωσης Τάσης (Boost DC-DC Converter)

Στο σχήμα 1.4 απεικονίζεται ένας dc-dc μετατροπέας ανύψωσης τάσης (step-up ή boost converter). Όπως γίνεται προφανές και από το όνομα του μετατροπέα, η τάση εξόδου είναι πάντα μεγαλύτερη της τάσης εισόδου. Ανήκει στην κατηγορία των διακοπτικών τροφοδοτικών ισχύος και περιλαμβάνει τουλάχιστον δυο ημιαγωγικούς διακόπτες (μία δίοδο και ένα τρανζίστορ) και ένα στοιχείο αποθήκευσης ενέργειας. Επίσης συχνά στην έξοδο αυτών των μετατροπέων συναντώνται φίλτρα που αποτελούνται από συνδυασμούς πηνίων και πυκνωτών, με σκοπό την βελτίωση της απόδοσης τους.



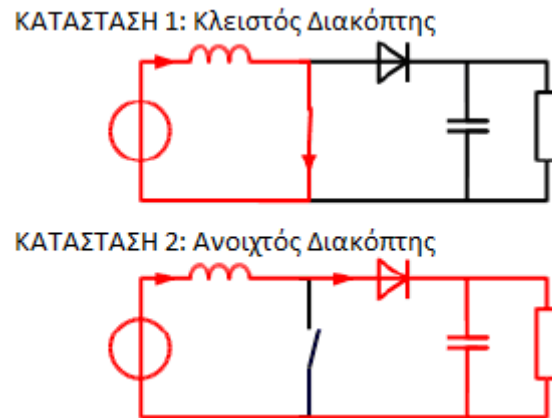
Σχήμα 1.4: DC-DC Μετατροπέας Ανύψωσης Τάσης

Λόγω του ότι η ισχύς πρέπει να διατηρείται σταθερή, το ρεύμα εξόδου είναι μικρότερο από το ρεύμα εισόδου.

Οι μετατροπείς αυτοί χρησιμοποιούνται κυρίως σε dc διακοπτικά τροφοδοτικά και στην πέδηση dc κινητήρων με ανάκτηση ισχύος.

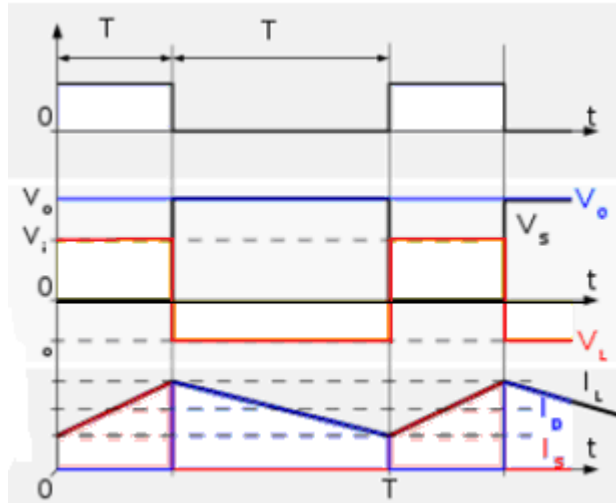
Σε συστήματα που τροφοδοτούνται από μπαταρίες, μία συχνά χρησιμοποιούμενη λύση είναι η τοποθέτηση σε σειρά μίας συστοιχίας μπαταριών για την αύξηση της τάσης. Υπάρχουν όμως περιπτώσεις, όπου δεν υπάρχει η δυνατότητα τοποθέτησης μιας σειράς μπαταριών, λόγω έλλειψης χώρου. Σε αυτές λοιπόν τις εφαρμογές η χρήση ενός μετατροπέα ανύψωσης τάσης είναι σωτήρια, αφού επιτυγχάνεται ανύψωση τάσης και εξοικονόμηση χώρου.

Ο μετατροπέας αυτός λειτουργεί ως εξής: όταν ο διακόπτης είναι κλειστός, η δίοδος είναι ανάστροφα πολωμένη, απομονώνοντας έτσι τη βαθμίδα εξόδου. Η είσοδος παρέχει ενέργεια στο πηνίο. Όταν ο διακόπτης είναι ανοιχτός, η βαθμίδα εξόδου απορροφά ενέργεια από το πηνίο και από την είσοδο.



Σχήμα 1.5: Οι δύο καταστάσεις λειτουργίας του μετατροπέα ανύψωσης τάσης

Στην λειτουργία συνεχούς ρεύματος, το ρεύμα του πηνίου ρέει συνεχώς. Οι κυματομορφές της μόνιμης κατάστασης ισορροπίας για αυτόν τον τρόπο αγωγής φαίνονται στο σχήμα 1.6.



Σχήμα 1.6: Λειτουργία συνεχούς ρεύματος μετατροπέα ανύψωσης τάσης

Γνωρίζοντας ότι στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας, το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου στο χρόνο μίας περιόδου πρέπει να ισούται με μηδέν έχουμε:

$$V_d t_{on} + (V_d - V_o) t_{off} = 0$$

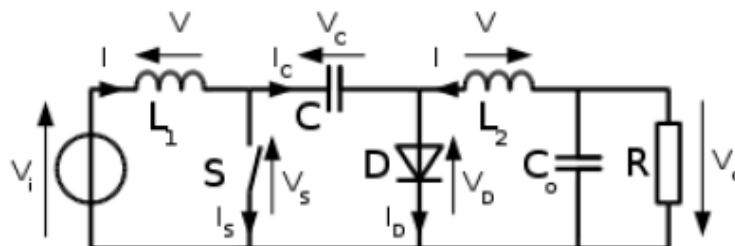
Διαιρώντας και τα δύο μέλη δια T_s καταλήγουμε στην σχέση:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{T_s}{t_{off}} = \frac{1}{1 - D}$$

Όπου, με V_o συμβολίζεται η τάση εξόδου του μετατροπέα, με V_d η τάση εισόδου αυτού και με D η σχετική διάρκεια αγωγής του διακοπτικού στοιχείου.

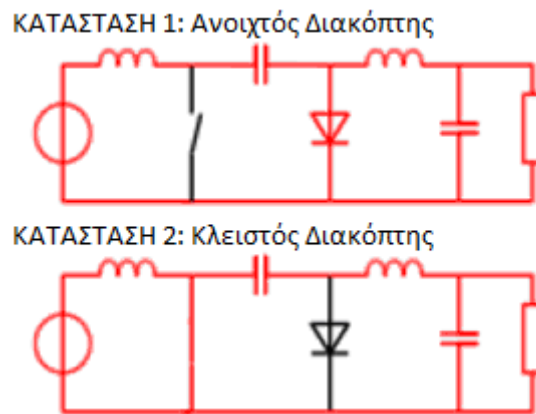
1.2.3 Μετατροπέας του CUK

Στο σχήμα 1.7 απεικονίζεται το κυκλωματικό διάγραμμα του dc-dc μετατροπέα του Cuk. Ο μετατροπέας αυτός παρέχει μία σταθεροποιημένη τάση εξόδου με αρνητική πολικότητα σε σχέση με το κοινό της τάσης εισόδου. Ο πυκνωτής C είναι το κύριο μέσο αποθήκευσης και μεταφοράς ενέργειας από την είσοδο προς την έξοδο.



Σχήμα 1.7: DC-DC Μετατροπέας του Cuk

Ο μετατροπέας αυτός λειτουργεί ως εξής: όταν ο διακόπτης είναι ανοιχτός, τα ρεύματα των αυτεπαγωγών L_1 και L_2 ρέουν μέσω της διόδου. Ο πυκνωτής C φορτίζεται δια μέσω της διόδου με ενέργεια τόσο από την είσοδο όσο και από την αυτεπαγωγή L_1 . Το ρεύμα i_{L1} μειώνεται επειδή η τάση του πυκνωτή C είναι μεγαλύτερη από την τάση εισόδου ($V_c = V_i + V_o$). Η ενέργεια που αποθηκεύεται στην αυτεπαγωγή L_2 τροφοδοτεί την έξοδο. Επομένως μειώνεται και το ρεύμα i_{L2} . Όταν ο διακόπτης είναι κλειστός η V_c πολώνει ανάστροφα την diode. Τα ρεύματα των αυτεπαγωγών i_{L1} και i_{L2} ρέουν μέσω του διακόπτη. Αφού ισχύει $V_c > V_o$, ο C εκφορτίζεται μέσω του διακόπτη, μεταφέροντας ενέργεια στην έξοδο και στην L_2 . Επομένως το i_{L2} αυξάνεται. Η είσοδος παρέχει ενέργεια στην L_1 προκαλώντας την αύξηση του i_{L1} .



Σχήμα 1.8: Καταστάσεις λειτουργίας του μετατροπέα του Cuk

Θεωρώντας συνεχή αγωγή των ρευμάτων των αυτεπαγωγών i_{L1} και i_{L2} , για τον dc-dc μετατροπέα του Cuk ισχύσει η σχέση:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1 - D}$$

Ένα από τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα που παρουσιάζει ο μετατροπέας αυτός είναι ότι τόσο το ρεύμα εισόδου όσο και το ρεύμα εξόδου είναι σχεδόν χωρίς κυμάτωση (η κυμάτωση μπορεί να εξαλειφθεί πλήρως με αποτέλεσμα να παρατηρούνται μικρότερες απαιτήσεις εξωτερικής εξομάλυνσης). Όμως ο μετατροπέας αυτός παρουσιάζει και ένα σημαντικότερο μειονέκτημα, την απαίτηση ενός πυκνωτή C με μεγάλη δυνατότητα αγωγής του ρεύματος κυμάτωσης.

1.3 DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΜΕ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ ΑΠΟΜΟΝΩΣΗ (ISOLATED CONVERTERS)

Η ηλεκτρική απομόνωση σε αυτούς τους μετατροπείς επιτυγχάνεται με ένα μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας. Ανάλογα με τον τρόπο χρήσης του πυρήνα του Μ/Σ διακρίνονται σε δυο κατηγορίες, με **μονοκατευθυντική διέγερση πυρήνα** και **αμφίδρομη διέγερση**.

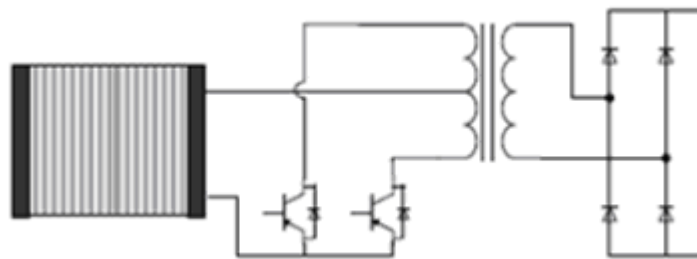
Με Μονοκατευθυντική Διέγερση Πυρήνα:

- Μετατροπέας Flyback
- Μετατροπέας Forward

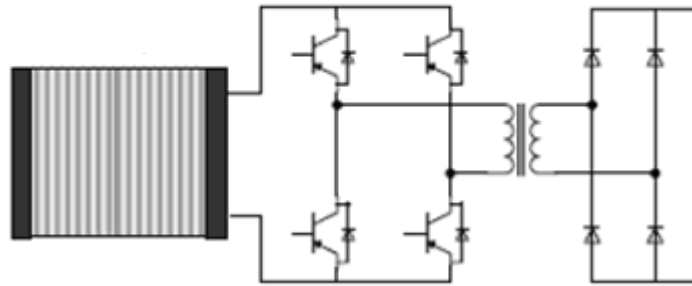
Με Αμφίδρομη Διέγερση Πυρήνα:

- Μετατροπέας Push-Pull
- Μετατροπέας Μισής Γέφυρας (Half-Bridge Converter)
- Μετατροπέας Πλήρους Γέφυρας (Full-Bridge Converter)

Σε ένα DC-DC μετατροπέα με απομόνωση, η dc τάση εισόδου μετατρέπεται σε μία τάση υψηλής συχνότητας που τροφοδοτεί ένα μετασχηματιστή απομόνωσης. Η ανυψωμένη ac έξοδος του Μ/Σ ανορθώνεται και φιλτράρεται ώστε να δώσει την επιθυμητή τάση V_{out} στην έξοδο. Το αποτέλεσμα της χρήσης αυτών των μετατροπέων είναι η αύξηση της απόδοσης του συστήματος των ηλεκτρονικών ισχύος στο 70-90%. Επίσης, ο μετασχηματιστής απομόνωσης υψηλής συχνότητας είναι μικρότερος σε μέγεθος, βάρος και κόστος σε σχέση με εκείνους των 50Hz.



Σχήμα 1.9: Μετατροπέας Push-Pull



Σχήμα 1.10: Μετατροπέας Full-Bridge

Ο Μ/Σ απομόνωσης χρειάζεται σωστό σχεδιασμό, για να λειτουργήσει ομαλά το σύστημα. Οι απώλειες στα επαγωγικά και χωρητικά στοιχεία επηρεάζουν τη λειτουργία και περιορίζουν τις δυνατότητες του κυκλώματος.

Στους μετατροπείς **forward** υπάρχει πρόβλημα με τη μαγνήτιση του Μ/Σ, επειδή ο πυρήνας του διεγείρεται μονόδρομα. Ο πυρήνας του Μ/Σ πρέπει να σχεδιαστεί ώστε να έχει μικρή παραμένουσα πυκνότητα ροής (πρακτικά εισάγεται ένα διάκενο στον πυρήνα).

Στην περίπτωση των μετατροπέων με αμφίδρομη διέγερση, το διάκενο εμποδίζει τον κορεσμό του Μ/Σ κατά την εκκίνηση και στις μεταβατικές καταστάσεις. Όταν υπάρχει ασυμμετρία στην τάση εμφανίζεται μια dc τάση στον πυρήνα (dc κορεσμός). Το πρόβλημα αυτό είναι έντονο στον push-pull. Για να λυθεί το πρόβλημα χρειάζεται έλεγχος του ρεύματος των διακοπών ώστε να μην υπάρχουν άνισα ρεύματα. Το βασικό πλεονέκτημα του push-pull είναι ότι δεν άγουν ποτέ περισσότεροι από ένας διακόπτες (2 συνολικά) σε σειρά και έτσι έχει καλύτερη ενεργειακή απόδοση.

Όπως φαίνεται στις κυκλωματικές διατάξεις των μετατροπέων (σχήματα 1.9 & 1.10) είναι απαραίτητη η ύπαρξη ατιπαράλληλων διόδων στους διακόπτες για να δίνουν διέξοδο στο ρεύμα διαρροής του μετασχηματιστή απομόνωσης.

Στον πίνακα που ακολουθεί γίνεται σύγκριση των μετατροπέων με απομόνωση και αμφίδρομη διέγερση:

Είδος	Κύκλωμα	Πλεονεκτήματα	Μειονεκτήματα	Εφαρμογές
Push-pull		Λίγους διακόπτες	Προκαλεί το κορεσμό του Μ/Σ σε μεγάλες ισχύεις(saturation)	Χαμηλής τάσης- ενέργεια(0.5- 1.5kW)
Half-bridge		Λίγους διακόπτες	Διπλάσιο λόγο μετασχηματισμού και διπλάσια αγωγή ρεύματος(από τον Full-Bridge)	Μέσης ενέργειας
Full-bridge		Χαμηλή τάση διακοπών και καλή χρησιμοποίησή τους	Πολλούς διακόπτες	Υψηλής ενέργειας

Πίνακας 1.1: Σύγκριση μετατροπέων με ηλεκτρική απομόνωση και αμφίδρομη διέγερση πυρήνα.

Όλοι οι DC-DC μετατροπείς που παρουσιάστηκαν σε αυτή την ενότητα, έχουν μονόδρομη ροή ισχύος (unidirectional).

1.4 ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ DC-DC

Στους μετατροπείς dc-dc η μέση τάση εξόδου πρέπει να ελέγχεται ώστε να είναι σε ένα επιθυμητό επίπεδο, ανεξάρτητα από το γεγονός ότι η τάση εισόδου και το φορτίο μπορούν να αυξομειώνονται.

Όπως ήδη αναφέρθηκε, οι μετατροπείς dc-dc διακοπτικού τύπου χρησιμοποιούν ένα ή περισσότερους διακόπτες για το μετασχηματισμό της συνεχής τάσης από το ένα επίπεδο στο άλλο. Επομένως, η μέση τάση εξόδου ρυθμίζεται ανάλογα με τους χρόνους έναυσης και σβέσης (t_{on} και t_{off}) των διακοπών.

Μία από τις μεθόδους που χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο των dc-dc μετατροπέων, η μετάβαση με Διαμόρφωση Έυρους Παλμών (Pulse-Width Modulation, PWM), χρησιμοποιεί σταθερή συχνότητα μετάβασης (άρα και σταθερή περίοδο μετάβασης $T_s = t_{on} + t_{off}$) και ρύθμιση της διάρκειας κατά την οποία ο διακόπτης είναι κλειστός. Δηλαδή, μεταβάλλεται η σχετική διάρκεια αγωγής (duty ratio) D .

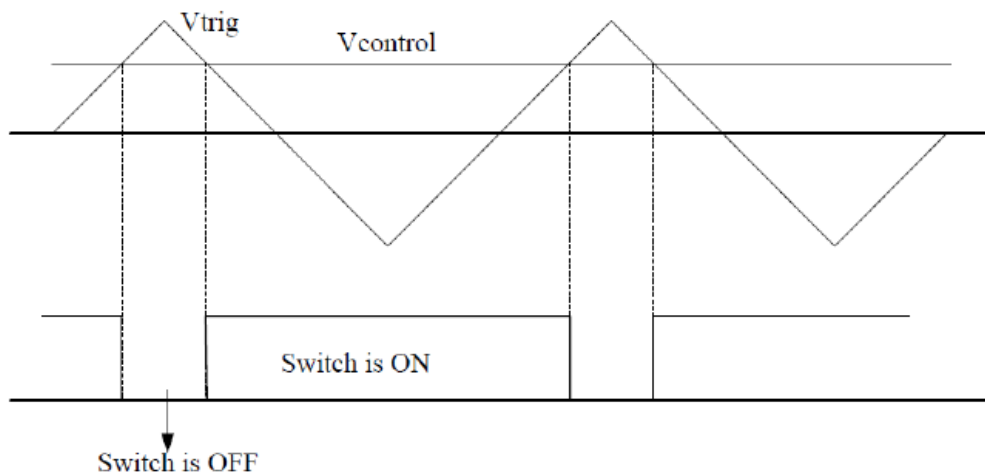
Η σχετική διάρκεια αγωγής είναι ο λόγος της διάρκειας κατά την οποία ο διακόπτης είναι κλειστός προς την περίοδο μετάβασης.

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

Μια άλλη μέθοδος που χρησιμοποιείται είναι γενικότερη, και σύμφωνα με αυτή μεταβάλλεται και η συχνότητα μετάβασης αλλά και η διάρκεια κατά την οποία ο διακόπτης είναι κλειστός. Η χρήση της συναντάται μόνο σε dc-dc μετατροπείς που χρησιμοποιούν thyristors με εξαναγκασμένη μετάβαση.

Στη μετάβαση με διαμόρφωση εύρους παλμών, το σήμα ελέγχου του διακόπτη το οποίο ελέγχει την κατάσταση του (ανοιχτός ή κλειστός) παράγεται με τη σύγκριση του επιπέδου τάσης του σήματος ελέγχου $u_{control}$ με μια περιοδική κυματομορφή σταθερού πλάτους (συνήθως πριονωτή). Η συχνότητα της περιοδικής κυματομορφής καθορίζει τη συχνότητα μετάβασης.

Η Διαμόρφωση Εύρους Παλμών λειτουργεί ως εξής: όταν η τάση ελέγχου (που μεταβάλλεται πολύ αργά με τον χρόνο σε σχέση με την συχνότητα μετάβασης) είναι μεγαλύτερη από την πριονωτή κυματομορφή, τότε το σήμα ελέγχου του διακόπτη γίνεται high με αποτέλεσμα ο διακόπτης να κλείνει. Σε αντίθετη περίπτωση, ο διακόπτης παραμένει ανοιχτός.



Σχήμα 1.11: Διαμόρφωση Εύρους Παλμών

Επομένως, η σχετική διάρκεια αγωγής είναι:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{v_{control}}{\widehat{V}_{st}}$$

Οι μετατροπείς dc-dc διακοπτικού τύπου μπορούν να λειτουργήσουν με συνεχή αγωγή ρεύματος και με ασυνεχή. Οι δύο αυτοί τρόποι διαφέρουν σημαντικά, αλλά ένας μετατροπέας μπορεί να λειτουργήσει και με τους δυο τρόπους.

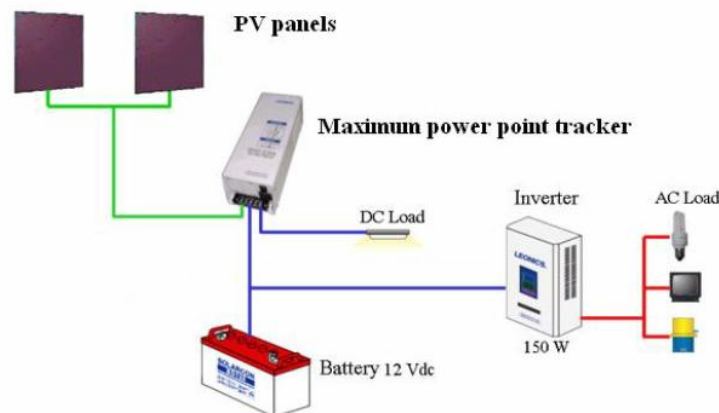
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο

“Αλγόριθμοι & Τεχνικές Ιχνηλάτησης του Μεγίστου Σημείου Ισχύος MPPT”

2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Τα τελευταία χρόνια το ενδιαφέρον για τις ανανεώσιμες πηγές ενέργειας (Α.Π.Ε.) έχει αυξηθεί ιδιαίτερα σε παγκόσμια κλίμακα, καθώς τόσο η απόκτηση περιβαλλοντικής συνείδησης, αλλά και η αστάθεια των τιμών των ορυκτών καυσίμων έχουν οδηγήσει στην αναζήτηση οικονομικότερων και πιο βιώσιμων πηγών ενέργειας. Μάλιστα, το κόστος παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας από φωτοβολταϊκές εγκαταστάσεις έχει πλέον μειωθεί αισθητά. Από το 2002 δε η παραγωγή φωτοβολταϊκών πάνελ σχεδόν διπλασιάζεται κάθε δυο χρόνια, μετατρέποντας την στην πιο γρήγορα αναπτυσσόμενη ενεργειακή τεχνολογία, ενώ σε αρκετές χώρες δίνονται και οικονομικά κίνητρα για την εγκατάσταση μονάδων παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας από φωτοβολταϊκές εγκαταστάσεις.

Οι ηλιακές κυψέλες μετατρέπουν την ενέργεια από μια ανεξάντλητη, στην ουσία, πηγή –τον ήλιο- σε χρήσιμη ηλεκτρική ενέργεια. Λόγω της απεριόριστης φύσης της πηγής είναι επιθυμητό να παίρνουμε την μέγιστη δυνατή ισχύ από τις φωτοβολταϊκές κυψέλες. Γι' αυτό το λόγο έχουν αναπτυχθεί συστήματα τα οποία παρεμβάλλονται ανάμεσα στις φωτοβολταϊκές κυψέλες και στην σύνδεση τους με το φορτίο που αυτές εξυπηρετούν. Είτε αυτό είναι μια μπαταρία, είτε ακόμη το ηλεκτρικό δίκτυο κάποιας περιοχής.



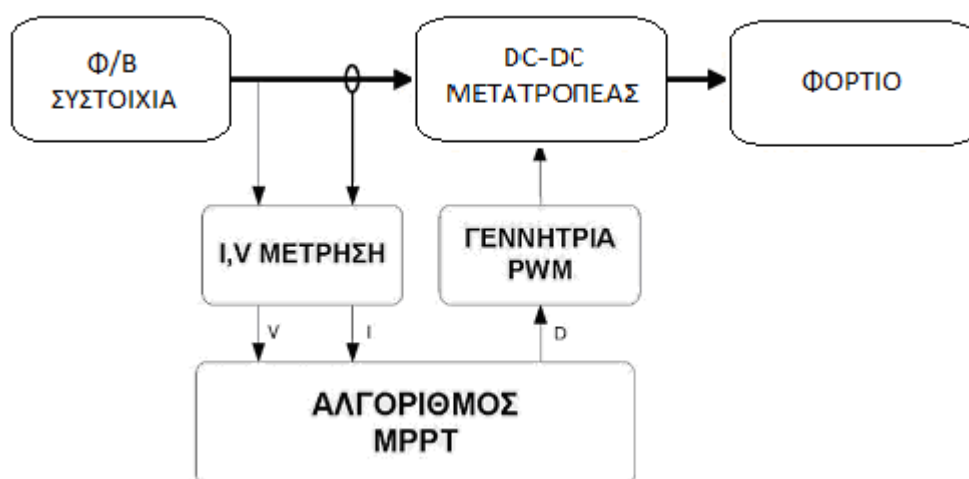
Σχήμα 2: Τοπολογία μίας απλής φωτοβολταϊκής εγκατάστασης

Χρησιμοποιείται, λοιπόν, ένας ανιχνευτής σημείου μέγιστης ισχύος (Maximum Power Point Tracker - MPPT), ο οποίος επιτελεί μια διαδικασία ώστε η

φωτοβολταϊκή εγκατάσταση να δουλεύει στο ιδανικό σημείο μέγιστης ισχύος, να παρέχει δηλαδή τη μέγιστη δυνατή ισχύ στην έξοδό της.

Οι MPPTs είναι στην ουσία μετατροπείς dc-dc, οι οποίοι χρησιμοποιούνται ώστε να αυξάνεται η τάση μέχρι το επιθυμητό επίπεδο. Με αυτή τη μέθοδο στην έξοδο του μετατροπέα παίρνουμε το ζευγάρι τιμών τάσης και ρεύματος που να αντιστοιχούν στην μέγιστη δυνατή ισχύ, ώστε να αυξάνεται και η απόδοση της εγκατάστασης. Σε αυτούς τους dc-dc μετατροπείς, η σύνθετη αντίσταση εισόδου παίρνει την κατάλληλη τιμή ώστε να οδηγεί το σύστημα να δουλεύει στο σημείο μέγιστης ισχύος. Επίσης η έξοδος τους δίνει μια μεταβλητή τάση η οποία μπορεί να είναι είτε μικρότερη από την τάση εισόδου, είτε μεγαλύτερη.

Στο Σχήμα 2.1 παρουσιάζεται η συνήθης διάταξη ενός ελεγκτή MPPT. Όταν συνδεθεί μια φ/β συστοιχία απευθείας σε ένα φορτίο είναι μάλλον απίθανη η λειτουργία της συστοιχίας στο σημείο MPP. Εισάγοντας ένα μετατροπέα DC με το κατάλληλο σχήμα ελέγχου που να ρυθμίζει το ρεύμα ή/και την τάση ανάμεσα στη φ/β συστοιχία και το φορτίο, τότε είναι σαν να υπάρχει ένα νέο ισοδύναμο «έξυπνο» φορτίο όπου λειτουργεί την συστοιχία μονίμως στο MPP.



Σχήμα 2.1: Τυπική δομή ενός ελεγκτή MPPT

Οι περισσότεροι αλγόριθμοι που έχουν αναπτυχθεί για την ιχνηλάτηση του σημείου MPP βασίζονται στη μέτρηση της τάσης και του ρεύματος εξόδου της φ/β συστοιχίας βάση των οποίων προσδιορίζεται το τρέχον σημείο λειτουργίας πάνω στην P-V χαρακτηριστική. Στις περισσότερες περιπτώσεις αλγορίθμων γίνεται έλεγχος αν το τρέχον σημείο λειτουργίας αντιστοιχεί στο MPP (ολικό μέγιστο της P-V χαρακτηριστικής) και, ανάλογα με τον αλγόριθμο, προσαρμόζεται το Duty Cycle του μετατροπέα ώστε να συγκλίνει το σημείο λειτουργίας στο MPP. Πρέπει να σημειωθεί και η δυνατότητα που έχουν αρκετές MPPT τεχνικές ώστε σε περίπτωση σκίασης της συνολικής επιφάνειας της φ/β συστοιχίας και, κατ' επέκταση, της δημιουργίας πολλών τοπικών μεγίστων στη P-V χαρακτηριστική, να προσδιορίζεται πάντα το ολικό μέγιστο.

Αυτό συμβαίνει σε περιπτώσεις φ/β εγκαταστάσεων μεγάλης ισχύος όπου η έκταση της φ/β εγκατάστασης είναι σημαντική.

Η ιχνηλάτηση του σημείου μέγιστης ισχύος σε συστοιχία φ/β γεννητριών είναι πολύ σημαντική για τη συνολική παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας της φ/β εγκατάστασης. Για το λόγο αυτό τα τελευταία χρόνια έχουν αναπτυχθεί ευφυείς αλγόριθμοι MPPT, οι οποίοι ενσωματώθηκαν σε πολλές τεχνικές. Οι τεχνικές αυτές διαφέρουν μεταξύ τους ως προς την πολυπλοκότητα, τον αριθμό των αισθητήρων που χρειάζονται, τους αλγορίθμους που χρησιμοποιούν, την ταχύτητα ιχνηλάτησης του MPP σημείου, το κόστος του υλικού, το hardware που χρειάζεται για την υλοποίησή τους κ.α.

Στη συνέχεια του δεύτερου κεφαλαίου της παρούσας εργασίας θα επιχειρηθεί μια παρουσίαση των κυριότερων τεχνικών MPPT με σκοπό την ανάδειξη των πιο σημαντικών χαρακτηριστικών τους. Πρέπει να σημειωθεί ότι θα αναλυθεί η βασική ιδέα της κάθε τεχνικής και όχι και των βελτιώσεων που έχουν γίνει, για τις οποίες θα γίνει επιγραμματική αναφορά.

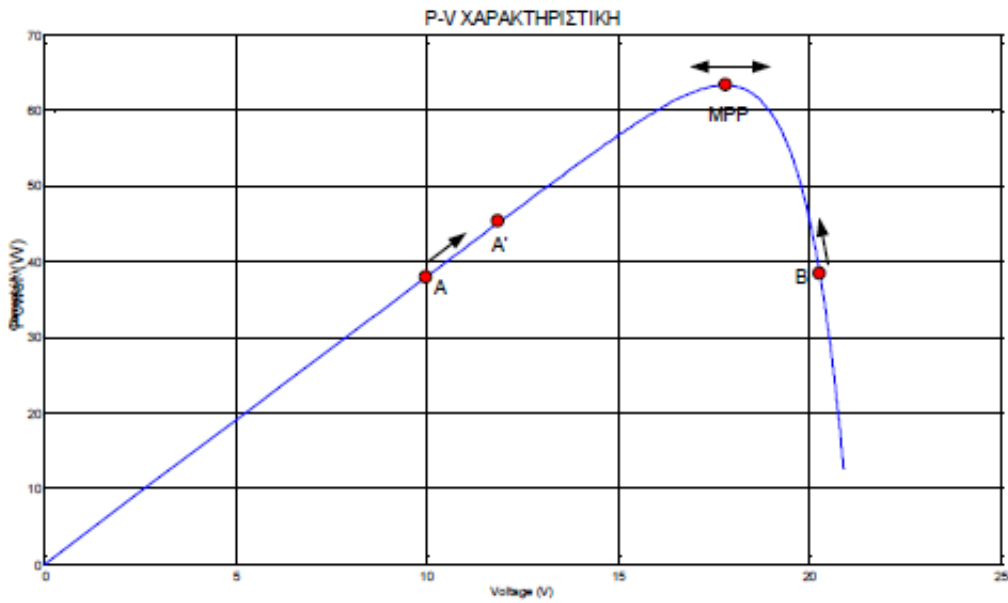
2.2 ΔΙΑΤΑΡΑΧΗ ΚΑΙ ΠΑΡΑΤΗΡΗΣΗ (P&O)

Η Διαταραχή και Παρατήρηση είναι μια από τις πιο διαδεδομένες μεθόδους MPPT, στην οποία χρησιμοποιείται αλγόριθμος τύπου Hill climbing. Εν συντομία, ένας Hill climbing αλγόριθμος είναι μια μαθηματική τεχνική βελτιστοποίησης μέσω της οποίας μπορούν να λυθούν προβλήματα που έχουν πολλές λύσεις, με κάποιες από αυτές να είναι καλύτερες από τις άλλες. Ο αλγόριθμος ξεκινά με μια τυχαία (πιθανή) λύση, για την οποία πραγματοποιούνται πολύ μικρές αλλαγές-δοκιμές επαναληπτικά πάνω σε

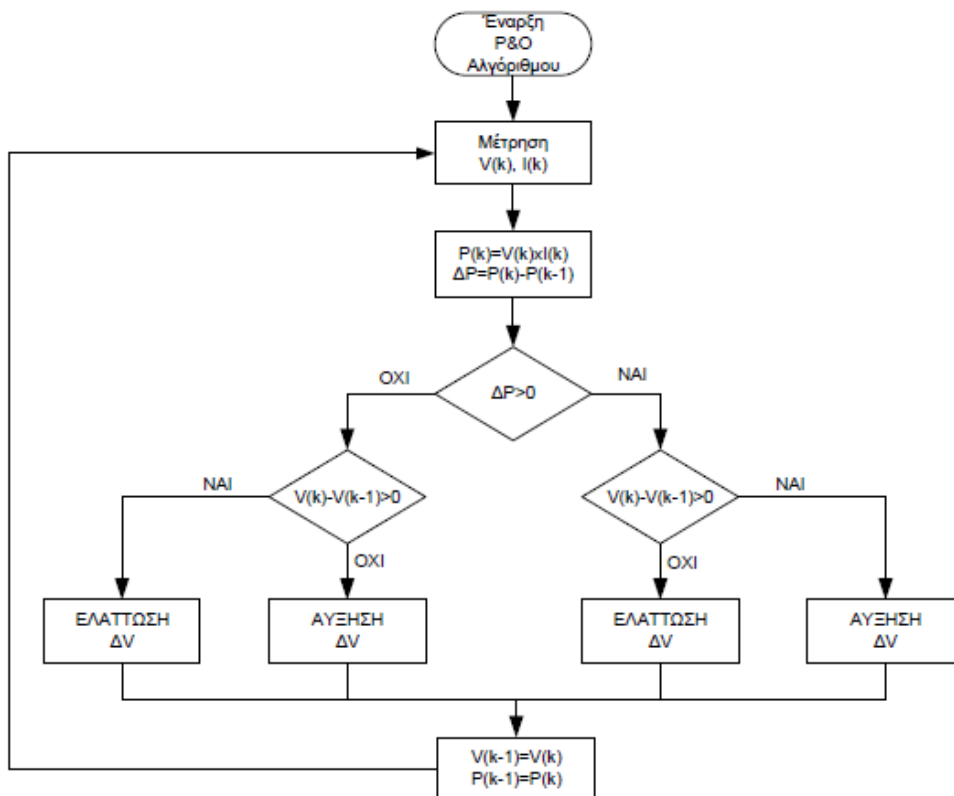
αυτή, επιχειρώντας τη βελτιστοποίησή της. Όταν ο αλγόριθμος αδυνατεί να τη βελτιστοποιήσει περαιτέρω, τότε προβάλλει την τελευταία λύση που προέκυψε ως τη βέλτιστη. Ωστόσο, όπως θα φανεί και παρακάτω, δεν είναι απόλυτα σίγουρο ότι η συγκεκριμένη λύση είναι όντως η βέλτιστη δυνατή.

Σε ένα φ/β σύστημα όπως του Σχήματος 2.1, στο οποίο το φ/β πλαίσιο παρουσιάζει την P-V χαρακτηριστική του Σχήματος 2.2, η βασική εκδοχή της P&O μεθόδου λειτουργεί ως εξής: Αρχικά λαμβάνεται σαν αφετηρία ένα τυχαίο σημείο A μέσω της μέτρησης του I και V από την έξοδο του πλαισίου. Αυξάνοντας (διαταράσσοντας) τεχνητά την τάση λειτουργίας του φ/β πλαισίου με μεταβολή του duty ratio του μετατροπέα κατά TV, λαμβάνεται ένα νέο ρεύμα I' και, κατά συνέπεια, η φ/β συστοιχία λειτουργεί σε νέο σημείο A' στη χαρακτηριστική P-V. Αν $\Delta P / \Delta V > 0$ τότε η συστοιχία λειτουργεί αριστερά του MPP (βλ. Σχήμα 2.2) και θα πρέπει να αυξηθεί η τάση λειτουργίας του φ/β πλαισίου περαιτέρω κατά TV προκειμένου να κινηθεί το σημείο λειτουργίας προς το MPP. Στον επόμενο κύκλο επαναλαμβάνεται η σύγκριση και αν $\Delta P / \Delta V < 0$, δηλαδή το σημείο λειτουργίας βρεθεί δεξιά του MPP, τότε θα πρέπει να μειωθεί η τάση λειτουργίας του φ/β πλαισίου. Η συγκεκριμένη διαδικασία επαναλαμβάνεται διαρκώς με απώτερο σκοπό την προσέγγιση του MPP.

Ένα πολύ σημαντικό πρόβλημα του συγκεκριμένου αλγορίθμου, που ταυτόχρονα υποβαθμίζει την απόδοση του όλου συστήματος ιχνηλάτησης του MPP, είναι η αδυναμία τερματισμού του όταν προσεγγιστεί η περιοχή του MPP, με αποτέλεσμα τη διαρκή ταλάντωση γύρω από αυτό. Το εύρος της ταλάντωσης έχει να κάνει με το βήμα όπου είναι προγραμματισμένη να μεταβάλλεται η τάση TV, σε συνδυασμό πάντα με την ταχύτητα μεταβολής των ατμοσφαιρικών συνθηκών. Μια πρόταση για τη μείωση της ταλάντωσης θα μπορούσε να είναι η μείωση του βήματος της μεταβολής στην τάση AV. Κάτι τέτοιο, όμως, θα καθιστούσε τη συγκεκριμένη τεχνική αργή στην εύρεση του MPP. Τελικά προκύπτει ότι η καλύτερη λύση για το πρόβλημα της ταλάντωσης γύρω από το MPP είναι το βήμα μεταβολής της τάσης AV να είναι μεταβλητό και να μειώνεται σταδιακά όσο προσεγγίζεται το MPP.

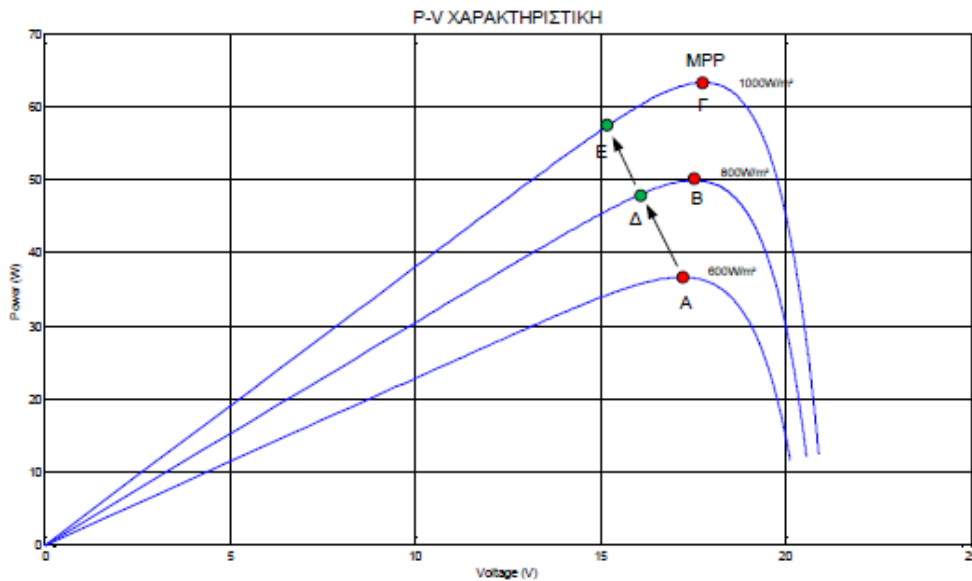


Σχήμα 2.2: Μετακίνηση του λειτουργίας πάνω στην P-V ενός Φ/Β Πάνελ.



Σχήμα 2.3: Διάγραμμα ροής βασικού P&O.

Ένα ακόμα πρόβλημα της P&O τεχνικής είναι η πιθανότητα λανθασμένης μετακίνησης του σημείου λειτουργίας της φ/β συστοιχίας σε αντίθετη κατεύθυνση από το MPP, κάτω από ραγδαίες αλλαγές των ατμοσφαιρικών συνθηκών. Αυτό φαίνεται με τη βοήθεια του Σχήματος 2.4.



Σχήμα 2.4: Λανθασμένη λειτουργία του αλγόριθμου P&O λόγω ξαφνικής αλλαγής της ακτινοβολίας

Ας υποθεθεί ότι ένα φ/β σύστημα, στο οποίο εφαρμόζεται η κλασική P&O τεχνική, κάποια χρονική στιγμή λειτουργεί ταλαντευόμενο στη στενή περιοχή του σημείου Α όπου βρίσκεται το MPP για τις παρούσες συνθήκες περιβάλλοντος (βλ. σχήμα 2.4). Αν η ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας αυξηθεί ξαφνικά, τότε ο αλγόριθμος P&O θα υπολογίσει $\Delta P > 0$. Αυτό έχει σαν συνέπεια, για την περίπτωση που το TV είναι αρνητικό (δηλαδή κίνηση προς τα αριστερά του MPP), το σημείο λειτουργίας της φ/β συστοιχίας να μετακινηθεί στο Δ αντί στο Β. Αυτό συμβαίνει διότι η συγκεκριμένη τεχνική MPPT δεν μπορεί να αποφανθεί αν το θετικό TP προκύπτει λόγω αύξησης της έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας και το ερμηνεύει ως κίνηση του σημείου λειτουργίας εγγύτερα στο MPP. Όμως, επειδή η κίνηση του σημείου λειτουργίας τη στιγμή της ξαφνικής μεταβολής της έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας ήταν προς τα αριστερά, ο αλγόριθμος αντιλαμβάνεται ότι το MPP θα βρίσκεται πιο αριστερά του Δ και θα προχωρήσει με αρνητικό TV. Αν η αύξηση της ηλιακής ακτινοβολίας συνεχιστεί με ταχύ ρυθμό, το σημείο λειτουργίας θα μεταφέρεται περαιτέρω προς τα αριστερά (π.χ. στο Ε), απομακρύνοντας το ακόμα πιο πολύ από το MPP. Κατά συνέπεια, συμπεραίνεται ότι ο αλγόριθμος P&O δεν είναι αξιόπιστος στις περιπτώσεις που οι μεταβολές στην ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας (αλλά και των συνθηκών περιβάλλοντος γενικότερα) λαμβάνουν χώρα με ρυθμό που είναι συγκρίσιμος με την ταχύτητα επεξεργασίας των δεδομένων ρεύματος και τάσης της φ/β συστοιχίας. Ωστόσο, το πρόβλημα αυτό λύνεται σε κάποιες βελτιωμένες εκδοχές του αλγορίθμου με σύγκριση του τρέχοντος σημείου λειτουργίας με τουλάχιστον δύο προηγούμενα. Έτσι, η απόφαση που θα ληφθεί για το πρόσημο του TV θα είναι περισσότερο ασφαλής.

Γενικά, ο συγκεκριμένος MPPT αλγόριθμος είναι εξαιρετικά δημοφιλής λόγω της ευκολίας στην υλοποίησή του. Εντούτοις, όπως αναφέρθηκε, για ταχέως

μεταβαλλόμενες ατμοσφαιρικές συνθήκες η συγκεκριμένη τεχνική δεν είναι η καλύτερη δυνατή. Ωστόσο, έχουν αναπτυχθεί πάρα πολλές τεχνικές που έχουν βελτιώσει τα μειονεκτήματα του βασικού P&O, με τις περισσότερες να εστιάζουν σε τρόπους βελτιστοποίησης της δειγματοληψίας, κι άλλες να χρησιμοποιούν adaptive Hill Climbing αλγόριθμους. Τέλος, πρέπει να επισημανθεί ότι για την ολοκλήρωση της υλοποίησης της τεχνικής P&O χρειάζονται και δύο αισθητήρες για τη μέτρηση της τάσης λειτουργίας και του ρεύματος που εξάγεται από τη φ/β συστοιχία. Έτσι, υπολογίζεται το τρέχον σημείο P και, κατόπιν, το πλάτος (όπου υπάρχει η δυνατότητα μεταβλητού πλάτους) και το πρόσημο του TV. Από τα παραπάνω είναι φανερό πως η συγκεκριμένη τεχνική υλοποιείται κυρίως με μΥ, δεδομένου του τρόπου λειτουργίας του αλγόριθμου.

2.3 ΣΤΟΙΧΕΙΩΔΗΣ ΑΓΩΓΙΜΟΤΗΤΑ (INCCOND)

Ο συγκεκριμένος αλγόριθμος (IncCond εν συντομία) βασίζεται στο γεγονός ότι η κλίση της P-V χαρακτηριστικής στο MPP είναι μηδέν (βλ. Σχήμα 2.2), αριστερά του MPP θετική και δεξιά του MPP αρνητική. Δηλαδή:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dP}{dV} = 0, \text{ στο } _MPP \\ \frac{dP}{dV} > 0, \text{ αριστερά } _ \text{ του } _MPP \\ \frac{dP}{dV} < 0, \text{ δεξιά } _ \text{ του } _MPP \end{array} \right. \quad (\text{Σχέση 2.1})$$

Επειδή $\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \cong I + V \frac{\Delta I}{\Delta V}$ η σχέση 2.1 ξαναγράφεται

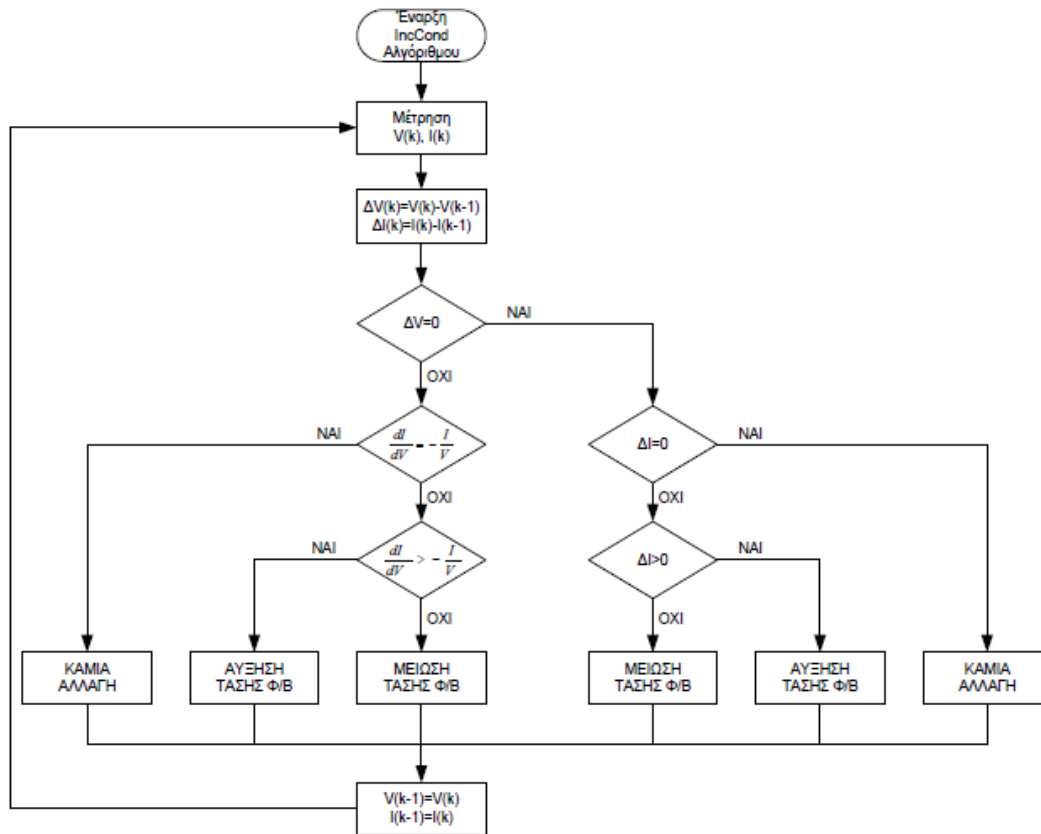
ως εξής:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V}, \text{ στο } _MPP \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V}, \text{ αριστερά } _ \text{ του } _MPP \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V}, \text{ δεξιά } _ \text{ του } _MPP \end{array} \right. \quad (\text{Σχέση 2.2})$$

Επομένως, το σημείο MPP προσεγγίζεται συγκρίνοντας διαδοχικά τη στιγμιαία αγωγιμότητα (I/V) με τη στοιχειώδη ($\Delta I/rV$). Στο Σχήμα 2.5 παρουσιάζεται το διάγραμμα ροής του αλγόριθμου.

Όπως και στην περίπτωση του P&O, ο αλγόριθμος IncCond ξεκινά μετρώντας την τρέχουσα τιμή του ρεύματος και της τάσης της φ/β συστοιχίας. Κατόπιν, υπολογίζονται οι στοιχειώδεις μεταβολές dI και dV (χρησιμοποιώντας τις αμέσως προηγούμενες τιμές ρεύματος και τάσης της φ/β συστοιχίας) προκειμένου να γίνουν οι έλεγχοι της σχέσης 2.2. Βάσει αυτών των ελέγχων θα ληφθεί η απόφαση για το πρόσημο και το πλάτος του βήματος μεταβολής της τάσης της φ/β συστοιχίας. Σχηματικά τα παραπάνω παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.6.

Το μεγάλο πλεονέκτημα που υπεισέρχεται σε αυτόν τον αλγόριθμο είναι ότι όταν προσεγγιστεί το MPP, τότε το σημείο λειτουργίας της φ/β συστοιχίας παραμένει αμετάβλητο δίχως να ταλαντώνεται. Οι μηχανισμοί μεταβολής του σημείου λειτουργίας θα ενεργοποιηθούν ξανά μόλις η διαφορά στιγμιαίας και στοιχειώδους αγωγιμότητας γίνει διάφορη του μηδέν, κάτι που θα συμβεί όταν μεταβληθούν οι συνθήκες του περιβάλλοντος που λειτουργεί η φ/β συστοιχία.



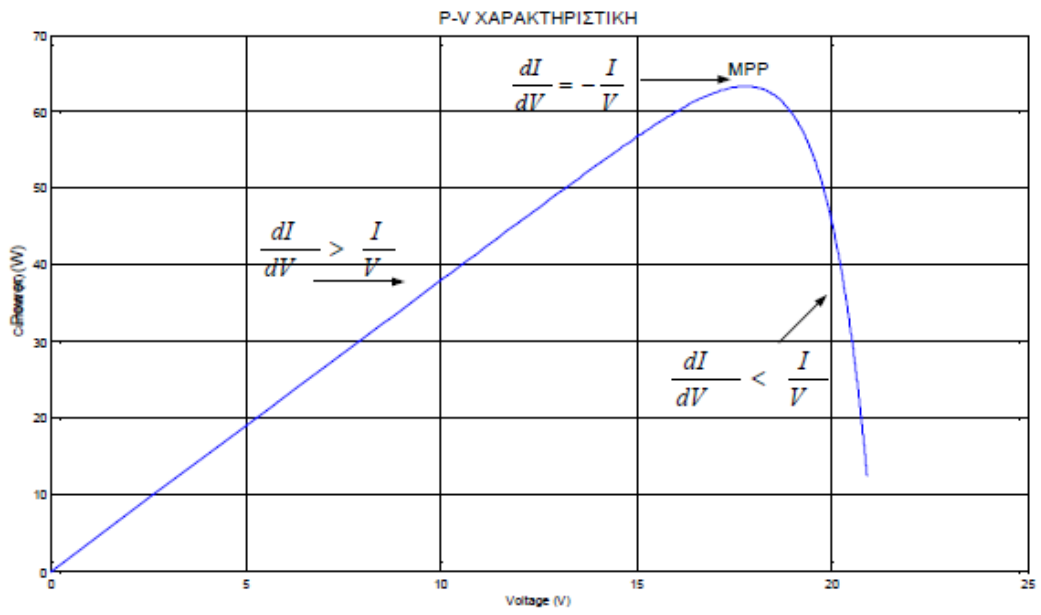
Σχήμα 2.5: Διάγραμμα ροής βασικού InCond.

Το βήμα της στοιχειώδους μεταβολής της τάσης καθορίζει και το πόσο γρήγορα ο αλγόριθμος προσδιορίζει το MPP. Ωστόσο, υπερβολική αύξηση του βήματος ενέχει τον κίνδυνο το σημείο MPP να μην μπορεί να προσεγγιστεί επακριβώς, με αποτέλεσμα την ύπαρξη ταλαντώσεων γύρω από αυτό (ότι δηλαδή συμβαίνει και στην περίπτωση του P&O). Όπως και στην περίπτωση του P&O, έτσι και στον IncCond έχουν βρεθεί τρόποι ώστε να αποφεύγεται η ταλάντωση, είτε έχοντας μεταβλητό βήμα ή βελτιώνοντας συγκεκριμένα σημεία του αλγορίθμου ή εντάσσοντας στο βρόχο ελέγχου του συστήματος ένα PI ελεγκτή. Αυτό γίνεται αν θεωρηθεί σαν σήμα σφάλματος η παρακάτω ποσότητα:

$$e = \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} \quad (\text{Σχέση 2.3})$$

Η σχέση 2.3 τείνει στο μηδέν όσο το σημείο λειτουργίας προσεγγίζει το MPP. Επομένως, εντάσσοντας στο βρόχο ελέγχου έναν PI ελεγκτή, το e προοδευτικά μηδενίζεται και, έτσι, προσεγγίζεται το MPP.

Πρέπει να σημειωθεί ότι η τεχνική InCond έχει πολύ καλή συμπεριφορά σε γρήγορες μεταβολές των καιρικών συνθηκών. Για να λειτουργήσει χρειάζεται μόνο δύο αισθητήρες, έναν για τη μέτρηση της τάσης και έναν για τη μέτρηση του ρεύματος της φ/β συστοιχίας. Λόγω του αλγορίθμου ελέγχου, η συγκεκριμένη τεχνική υλοποιείται με H/Y.



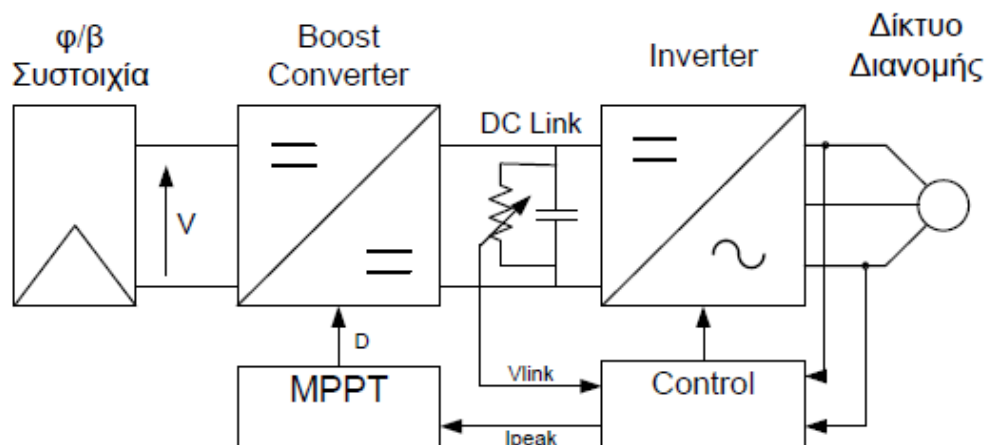
Σχήμα 2.6: Ο τρόπος λειτουργίας του αλγόριθμου InCond

2.4 DC Link Capacitor Droop Control (DC LCDC)

Η συγκεκριμένη τεχνική MPPT βρίσκει εφαρμογή σε φ/β συστήματα που λειτουργούν εγχέοντας την παραγόμενη ενέργειά του σε ac δίκτυο (on-grid), όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.7. Το duty ratio ενός ιδανικού μετατροπέα ανύψωσης είναι:

$$D = 1 - \frac{V}{V_{link}}$$

όπου V είναι η τάση της φ/β συστοιχίας και $V_{n,k}$ η τάση στην έξοδο του μετατροπέα DC (βλ Σχήμα 2.7). Αν, διατηρώντας τη $V_{n,k}$ σταθερή, αυξηθεί το ρεύμα που εισρέει στον inverter, θα αυξηθεί το ρεύμα που εξέρχεται από τον μετατροπέα DC (ανύψωσης στο συγκεκριμένο παράδειγμα) και, κατά συνέπεια, θα αυξηθεί η ισχύς εξόδου της φ/β συστοιχίας. Ενώ το ρεύμα αυξάνει, η $V_{n,k}$ μπορεί να παραμείνει σταθερή όσο η απαιτούμενη από τον inverter ισχύς δεν χρειαστεί να υπερβεί τη μέγιστη ισχύ που μπορεί να δώσει η φ/β συστοιχία. Αν οι απαιτήσεις του inverter αυξηθούν η $V_{n,k}$ θα αρχίσει να μειώνεται. Ακριβώς πριν η $V_{n,k}$ ρίξει την τιμή της, η εντολή ελέγχου ρεύματος I_{peak} του inverter αντιστοιχεί στη μέγιστη τιμή της εισερχόμενης σε αυτόν ισχύος, με συνέπεια η φ/β συστοιχία να λειτουργεί στο MPP. Η ανατροφοδότηση από το βρόχο ελέγχου της εξόδου του inverter προλαβαίνει τη $V_{n,k}$ από το να μειώσει την τιμή της, μεταβάλλοντας το duty ratio του μετατροπέα DC. Έτσι, με αυτόν τον τρόπο το I_{peak} ανακτά τη μέγιστη τιμή του και διατηρείται το σημείο λειτουργίας της φ/β συστοιχίας στο MPP (αναλυτικά η λειτουργία των μετατροπέων ανύψωσης παρουσιάζεται στο επόμενο κεφάλαιο).



Σχήμα 2.7: Τοπολογία DC LCDC

Όπως είναι προφανές, η τεχνική DC LCDC δεν χρειάζεται να «χαρτογραφήσει» τη χαρακτηριστική I-V ή P-V, όπως η τεχνική σάρωσης ρεύματος, προκειμένου να ληφθούν οι αποφάσεις για το σημείο λειτουργίας της φ/β συστοιχίας. Λειτουργεί προσπαθώντας συνεχώς να ικανοποιεί τις απαιτήσεις εξόδου του inverter, άρα του φορτίου. Η συγκεκριμένη τεχνική υλοποιείται σχετικά εύκολα με αναλογικά κυκλώματα τελεστικών ενισχυτών και λογικά κυκλώματα για τη λήψη αποφάσεων.

2.5 ΑΛΛΕΣ ΤΕΧΝΙΚΕΣ MPPT

Οι αλγόριθμοι και τεχνικές MPPT που παρουσιάστηκαν στις προηγούμενες ενότητες είναι οι πιο γνωστές, με τους αλγορίθμους P&O και IncCond να χρησιμοποιούνται ευρέως κυρίως σε διασυνδεδεμένα φ/β συστήματα. Πέρα από αυτές, αναπτύχθηκαν και άλλες, για τις πιο σημαντικές εκ των οποίων, αν και δεν μπόρεσαν ποτέ στο στάδιο της μαζικής παραγωγής, αναφέρονται τα βασικά χαρακτηριστικά.

Μια από αυτές τις μεθόδους MPPT εκμεταλλεύεται τη γραμμικότητα που υπάρχει σε μια φ/β συστοιχία μεταξύ του φωτορεύματος (άρα και του I) και της έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας. Το σύστημα ελέγχου παίρνει δεδομένα για την ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας από κάποιον αισθητήρα (π.χ. πυρανόμετρο), κατόπιν γίνεται ο υπολογισμός του $I_{M\>I}$, και μέσω ενός ελεγκτή PI εξάγεται ρεύμα από τη φ/β συστοιχία ίσο με το I_{MPP} .

Μια άλλη μέθοδος υπολογίζει σε τακτά χρονικά διαστήματα απευθείας τα I_{MPP} και V_{MPP} βάσει κατάλληλων εξισώσεων, οι οποίες έχουν ως μεταβλητές εισόδου την ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας και τη θερμοκρασία λειτουργίας της φ/β συστοιχίας. Όταν γίνει ο υπολογισμός των I_{MPP} και V_{MPP} , τροποποιείται ανάλογα το duty ratio του μετατροπέα DC προκειμένου να μεταβεί η φ/β συστοιχία στο σημείο αυτό.

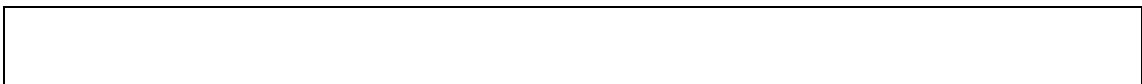
Τέλος, μια ακόμα μέθοδος MPPT που αξίζει να αναφερθεί, κάνει χρήση ενός μετατροπέα DC υποβιβασμού του οποίου η διακοπτική συνάρτηση u ορίζεται σύμφωνα με τη σχέση:

$$\begin{cases} u = 0, & S \geq 0 \\ u = 1, & S < 0 \end{cases}$$

όπου για $u=0$, ο διακόπτης του μετατροπέα είναι ανοικτός και για $u=1$, ο διακόπτης είναι κλειστός, ενώ το S δίνεται από τη σχέση:

$$S = dP/dV = I + dI/dV$$

Επομένως, ο ελεγκτής που πραγματοποιεί αυτή τη μέθοδο MPPT χρησιμοποιεί ένα μY που τρέχει τον παραπάνω αλγόριθμο, λαμβάνοντας τις τιμές του ρεύματος και της τάσης της φ/β συστοιχίας από αισθητήρες.



ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο

“ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ DC/DC ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΟΥ ΤΡΟΠΟΥ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΓΙΑ ΜΡΡΤ”

3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

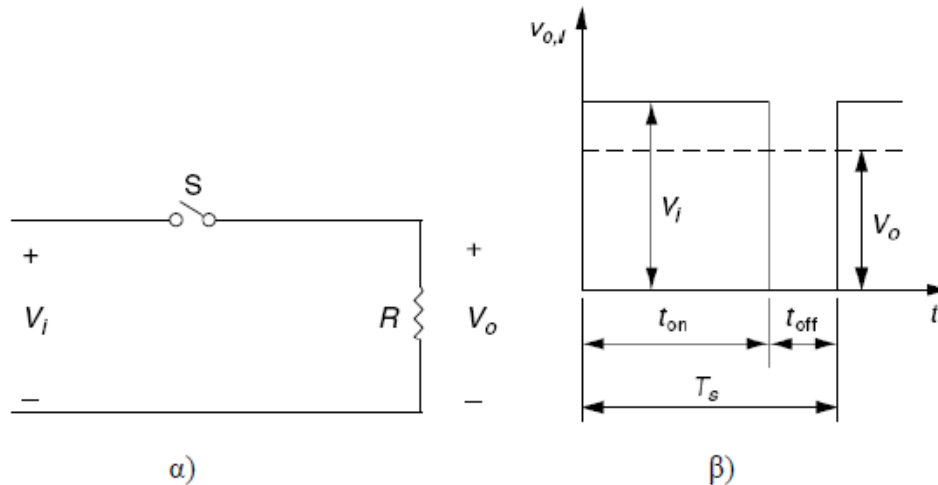
Στο προηγούμενο κεφάλαιο αναδείχθηκε η σημασία του μετατροπέα DC/DC στη λειτουργία του μηχανισμού της ιχνηλάτησης του MPP, δηλαδή του σημείου λειτουργίας της φ/β συστοιχίας που πραγματοποιείται η μέγιστη μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας. Σε αυτό το κεφάλαιο θα παρουσιαστούν οι DC μετατροπείς διακοπτικού τρόπου λειτουργίας (switch mode) που χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές ΜΡΡΤ, θα γίνει η κατηγοριοποίησή τους, θα δοθεί η αρχή λειτουργίας τους, θα παρουσιαστούν οι σημαντικότερες τοπολογίες και, τέλος, θα εξαχθούν οι σχέσεις μεταξύ duty ratio και τάσης ή ρεύματος. Επίσης, θα παρουσιαστεί η τεχνική της προσαρμογής φορτίου με μετατροπέα DC και θα αναλυθεί η δομή των ελεγκτών ΜΡΡΤ και PWM. Έχει δοθεί ιδιαίτερη έμφαση στον μετατροπέα υποβιβασμού, καθώς σε αυτόν επενεργεί ο αλγόριθμος ΜΡΡΤ στο προσομοιωμένο σύστημα (βλ. επόμενο κεφάλαιο).

Γενικά, ο ρόλος ενός μετατροπέα DC είναι η παροχή μιας σταθεροποιημένης DC τάσης και ρεύματος εξόδου (συγκεκριμένης τιμής και πολικότητας) σε ένα φορτίο πολλές φορές μεταβαλλόμενο, έχοντας σαν είσοδο μια επίσης DC τάση, η οποία δεν είναι πάντα σταθερή. Η τάση εξόδου μπορεί να είναι μικρότερης ή μεγαλύτερης τιμής από την τάση εισόδου, να έχει αντίστροφη πολικότητα ή να είναι γαλβανικά απομονωμένη. Τα κυκλώματά των μετατροπέων διακοπτικού τρόπου λειτουργίας αποτελούνται κυρίως από πυκνωτές, πηνία και διακόπτες. Όλα αυτά τα στοιχεία, ιδανικά, δεν καταναλώνουν ενέργεια, στην πραγματικότητα όμως καταναλώνουν ένα πολύ μικρό ποσοστό, γεγονός που συμβάλει στην υψηλή τους απόδοση.

Οι μετατροπείς DC διακοπτικού τρόπου λειτουργίας παρουσιάζουν σημαντικά πλεονεκτήματα σε σχέση με τους γραμμικούς, με κυριότερα (πέραν της υψηλότερης απόδοσης) τον μικρότερο όγκο και τη δυνατότητα ανύψωσης της τάσης εισόδου. Η ευρεία χρήση τους με τεχνικές ελέγχου PWM, οι οποίες υλοποιούνται με προγραμματιζόμενους μικροελεγκτές, τους κάνουν ιδιαίτερα αξιόπιστους για την ενσωμάτωσή τους σε κρίσιμες εφαρμογές.

3.2 ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ

Η αρχή λειτουργίας του μετατροπέα DC διακοπτικού τρόπου λειτουργίας μπορεί να εξηγηθεί με βάση το απλό κύκλωμα που εικονίζεται στο Σχήμα 3.1. Η τάση εξόδου ελέγχεται προσαρμόζοντας το χρόνο που είναι κλειστός ο διακόπτης (t_{on}), ρυθμίζοντας με αυτό τον τρόπο το εύρος του παλμού εξόδου και κατ' επέκταση τη μέση τιμή της τάσης εξόδου. Δηλαδή, η ρύθμιση της (μέσης) τιμής της τάσης εξόδου είναι συνάρτηση του χρόνου που ο διακόπτης παραμένει κλειστός (on time), του εύρους του παλμού ανά περίοδο (PWM) και της περιόδου T_s (βλ Σχήμα 3.1 β).



Σχήμα 3.1: Αρχή λειτουργίας μετατροπέα DC υποβιβασμού

Τις περισσότερες φορές ο χρόνος T_s ή, αλλιώς, η διακοπτική συχνότητα f ($f = 1/T_s$), είναι αμετάβλητη παράμετρος του συστήματος. Επομένως, ρυθμιστικός παράγοντας της τάσης εξόδου θα είναι τότε ο χρόνος αγωγής του διακόπτη t_{on} . Ορίζουμε ως Duty Ratio τη σχέση:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \quad (\text{Σχέση 3.1})$$

Η σχέση του Duty Ratio με την τάση και το ρεύμα εξόδου θα φανεί ποσοτικά κατά την παρουσίαση της κάθε τοπολογίας.

Στις πραγματικές εφαρμογές, ο διακόπτης είναι ελεγχόμενος ημιαγωγός ισχύος, όπως SCR, MOSFET, IGBT κ.λ.π., ανάλογα με τις απαιτήσεις ισχύος και διακοπτικής συχνότητας για τις οποίες έχει διαστασιολογηθεί ο μετατροπέας DC. Η διακοπτική συχνότητα συνήθως επιλέγεται να είναι μεγαλύτερη των 20KHz έτσι ώστε ο διακοπτικός θόρυβος να είναι εκτός του ακουστικού φάσματος. Οι χρονικές στιγμές που ο διακόπτης θα άγει, ρυθμίζονται από κύκλωμα ελέγχου, το οποίο, με δεδομένη την περίοδο T_s , επανακαθορίζει συνεχώς το D ώστε η έξοδος να παραμένει σταθερή, ανεξαρτήτως των διακυμάνσεων της εισόδου.

3.3 ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ

Λόγω των ιδιαίτερων απαιτήσεων που θα πρέπει να πληρούν οι μετατροπείς DC σε ένα σύστημα, έχουν αναπτυχθεί πολλές διαφορετικές τοπολογίες. Γενικά, είναι δυνατόν να κατηγοριοποιηθούν σε: γαλβανικά απομονωμένες και μη-γαλβανικά απομονωμένες τοπολογίες.

Στις γαλβανικά απομονωμένες τοπολογίες χρησιμοποιείται μετασχηματιστής υψηλής συχνότητας. Με κατάλληλη κάθε φορά επιλογή του λόγου πρωτεύοντος- δευτερεύοντος, εκτός της γαλβανικής απομόνωσης εισόδου-εξόδου, καθορίζεται και η ανύψωση ή μη της τάσης εξόδου. Οι πιο διαδεδομένες τοπολογίες αυτής της κατηγορίας είναι η flyback, ημιγέφυρας ή πλήρους γέφυρας.

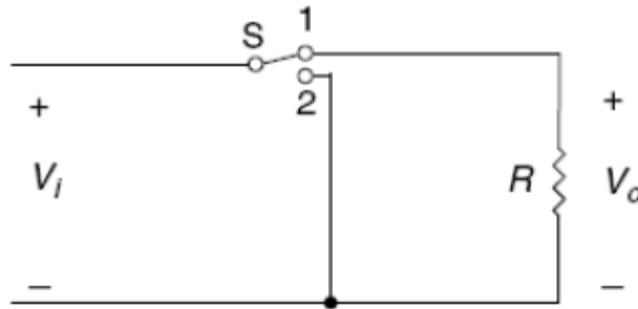
Στις μη-γαλβανικά απομονωμένες τοπολογίες λείπει, φυσικά, ο μετασχηματιστής γαλβανικής απομόνωσης, καθιστώντας τις, έτσι, λιγότερο ογκώδεις. Ο τύπος αυτός χρησιμοποιείται ευρύτατα στις αυτόνομες φ/β εγκαταστάσεις, στις οποίες συνδέονται με DC κινητήρα άντλησης νερού ή/και φορτιστή συσσωρευτών. Οι σημαντικότερες τοπολογίες της κατηγορίας αυτής είναι:

- Μετατροπείς υποβιβασμού (Step Down ή Buck Converters)
- Μετατροπείς ανύψωσης (Boost Converters)
- Μετατροπείς ανύψωσης και υποβιβασμού (Buck-Boost)
- Μετατροπείς Cuk ή SEPIC

Όπως φανερώνει και το όνομά τους, οι μετατροπείς ανύψωσης ανυψώνουν την DC τάση εισόδου (θεωρητικά ως 7 φορές), έχοντας ως ελάχιστη τιμή τάσης εξόδου την τάση εισόδου. Αντίθετα, οι μετατροπείς υποβιβασμού υποβιβάζουν την τάση εισόδου ακόμα και σε μηδενικά επίπεδα. Στις δύο τελευταίες τοπολογίες υπάρχει η δυνατότητα ανύψωσης και υποβιβασμού ταυτόχρονα της τάσης εισόδου. Στις επόμενες ενότητες θα γίνει η ανάλυση του τρόπου λειτουργίας πρώτου τεταρτημορίου των παραπάνω τοπολογιών (δίνοντας μεγαλύτερη έμφαση στον μετατροπέα υποβιβασμού), δεδομένου ότι όλες μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε σύστημα MPPT.

3.3.1 Μετατροπείς Υποβιβασμού

Με τους μετατροπείς υποβιβασμού ρυθμίζεται η μέση τιμή της τάσης εξόδου σε επίπεδο μικρότερο ή ίσο από αυτό της εισόδου. Το κύκλωμα του ιδανικού μετατροπέα υποβιβασμού, που αποτελείται από έναν ιδανικό διακόπτη και ωμικό φορτίο στην έξοδο, εικονίζεται στο Σχήμα 3.2.



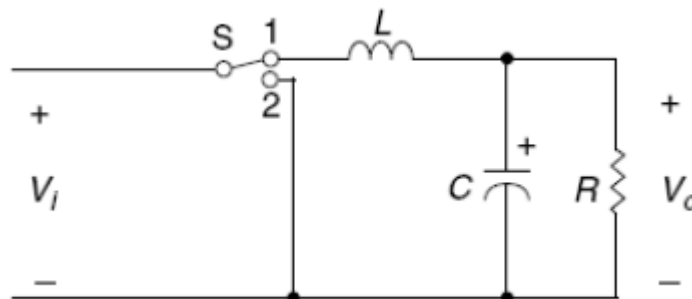
Σχήμα 3.2: Το κύκλωμα του ιδανικού μετατροπέα υποβιβασμού

Όταν ο διακόπτης S βρίσκεται στη θέση 1, η τάση εξόδου ισούται με την τάση εισόδου, ενώ όταν βρίσκεται στη θέση 2, η τάση εξόδου είναι μηδέν. Ανάλογα με το πόσο χρόνο μέσα σε μια περίοδο T_s παραμένει σε κάθε θέση ο διακόπτης, η τάση εξόδου θα έχει τη μορφή τετραγωνικής κυματομορφής όπως εκείνη που παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.1β, με τη μέση τιμή της να εξαρτάται από τον χρόνο t_{on} , δηλαδή το χρόνο που ο διακόπτης βρίσκεται στη θέση 1. Επομένως, η μέση τιμή της τάσης εξόδου σαν σχέση του Duty Ratio και της τάσης εισόδου θα είναι:

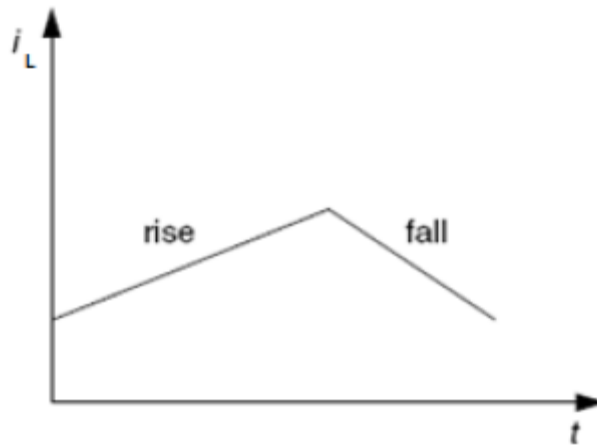
$$\overline{V_O} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_o(t) dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{t_{on}} V_{in} dt + \int_{t_{on}}^{T_s} 0 dt \right) = \frac{t_{on}}{T_s} V_{in} = D \cdot V_{in} \quad (\text{Σχέση 3.2})$$

Από την προηγούμενη σχέση γίνεται φανερός ο τρόπος ελέγχου της μέσης τιμής της τάσης εξόδου μέσω του duty ratio του διακόπτη.

Το κύκλωμα του Σχήματος 3.2 δεν δύναται να παρουσιάζει πρακτικό ενδιαφέρον. Γι' αυτό το λόγο, προστίθεται σε σειρά μια αυτεπαγωγή L, ώστε να επιτευχθεί μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας από την είσοδο προς την έξοδο του μετατροπέα, καθώς και παράλληλα μια χωρητικότητα C ώστε να μειωθεί η κυμάτωση (βλ Σχήμα 3.3). Το αποτέλεσμα της εισαγωγής αυτού του LC φίλτρου εικονίζεται στο Σχήμα 3.4.



Σχήμα 3.3: Το κύκλωμα του μετατροπέα υποβιβασμού με φίλτρο LC

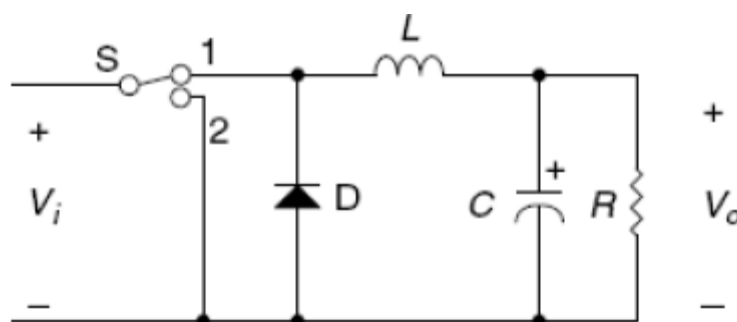


Σχήμα 3.4: Η εξομαλυσμένη μορφή του ρεύματος του πηνίου μετά την εισαγωγή του LC φίλτρου

Για όσο χρόνο ο διακόπτης S βρίσκεται στη θέση 1, το ρεύμα που ρέει προς την αντίσταση φορτίου (μέσω της αυτεπαγωγής) αυξάνει προοδευτικά και όχι απότομα, αυξάνοντας και την αποθηκευμένη ενέργεια. Ο ρυθμός αύξησης του ρεύματος εξαρτάται από την τιμή της αυτεπαγωγής και είναι

Όταν ο διακόπτης μεταβεί στη θέση 2, η αποθηκευμένη στην αυτεπαγωγή ενέργεια μειώνεται, επίσης προοδευτικά, μειώνοντας και το ρεύμα στο φορτίο. Η αύξηση και η μείωση του ρεύματος στο φορτίο είναι γραμμική αν η σταθερά χρόνου που ορίζεται από το μέγεθος των στοιχείων LR είναι σχετικά μεγάλη συγκρινόμενη με τους χρόνους t_{on} και t_{off} του διακόπτη S (βλ. Σχήμα 3.4). Ο ηλεκτρολυτικός πυκνωτής που τοποθετείται παράλληλα στο φορτίο συμβάλλει στην περαιτέρω μείωση της κυμάτωσης της τάσης εξόδου. Άρα, το LC φίλτρο εξομαλύνει δραστικά την κυματομορφή της τάση και του ρεύματος εξόδου.

Στο Σχήμα 3.5 απεικονίζεται μια πιο ρεαλιστική προσέγγιση του μετατροπέα υποβιβασμού, στην οποία υπάρχει τοποθετημένη και μια διάοδος ελεύθερης διέλευσης.



Σχήμα 3.5: Κύκλωμα μετατροπέα υποβιβασμού με διάοδο ελεύθερης διέλευσης.

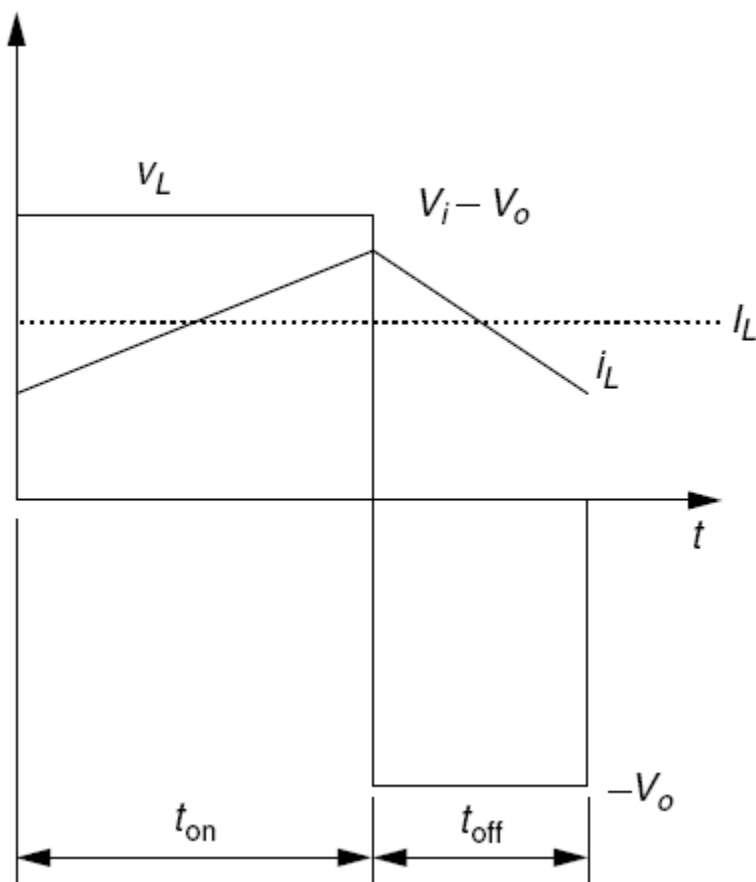
Στο κύκλωμα αυτό η φόρτιση και εκφόρτιση του πηνίου ελέγχεται πλήρως από δύο διακόπτες (S και διάοδο ελεύθερης διέλευσης D). Ο ρόλος της διάοδος ελεύθερης διέλευσης είναι, όταν ο διακόπτης βρίσκεται στη θέση 2, να δημιουργείται βρόχος ρεύματος προκειμένου να εκφορτιστεί η αποθηκευμένη

ενέργεια του πηνίου στο φορτίο (μέρος fall, Σχήμα 3.4). Όταν ο διακόπτης μεταβεί ξανά στη θέση 1, τότε η διόδος είναι ανάστροφα πολωμένη και το ρεύμα περνάει μέσα από το πηνίο, φορτίζοντάς το.

Ανάλογα με το αν μέσα σε μια περίοδο T_s η κυματομορφή του ρεύματος του πηνίου είναι συνεχής ή όχι (δηλαδή αν βρεθεί στο μηδέν), διακρίνεται ο συνεχούς αγωγής και ο ασυνεχούς αγωγής τρόπος λειτουργίας των μετατροπέων υποβιβασμού. Παρακάτω αναλύονται αυτοί οι δύο τρόποι λειτουργίας.

3.3.1.1 Τρόπος λειτουργίας συνεχούς αγωγής

Σύμφωνα με το συγκεκριμένο τρόπο λειτουργίας, το ρεύμα του πηνίου είναι συνεχές, δηλαδή δεν θα βρεθεί ποτέ στο μηδέν κατά τη διάρκεια μιας περιόδου T_s . Η μέση τιμή της τάση εξόδου θα είναι αυτή που προκύπτει από τη σχέση 3.2. Στο Σχήμα 3.6 παρουσιάζεται η μορφή που λαμβάνει το ρεύμα και η τάση στο πηνίο.



Σχήμα 3.6: Η τάση και το ρεύμα του πηνίου στο συνεχή τρόπο λειτουργίας

Κατά το χρονικό διάστημα που ο διακόπτης S είναι κλειστός, η τάση του πηνίου V_L θα ισούται με $V_i - V_o$, ενώ όταν είναι ανοικτός θα ισούται με $-V_o$. Επομένως, η αύξηση του ρεύματος για το χρόνο t_{on} θα είναι:

$$\Delta I_{L(OFF)} = \int_0^{t_{ON}} \frac{V_L}{L} dt = \frac{(V_i - V_o)}{L} t_{ON} \quad (\text{Σχέση 3.3})$$

ενώ η μείωση του ρεύματος για το χρόνο t_{off} θα είναι:

$$\Delta I_{L(OFF)} = \int_0^{t_{OFF}} \frac{V_L}{L} dt = \frac{-V_o}{L} t_{OFF} \quad (\text{Σχέση 3.4})$$

Η DC συνάρτηση μεταφοράς του μετατροπέα θα προκύψει σύμφωνα με την παραδοχή ότι στη μόνιμη κατάσταση η ενέργεια που αποθηκεύεται στο πηνίο στο τέλος της περιόδου T_s θα ισούται με την ενέργεια στην αρχή του επόμενου κύκλου διάρκειας T_s . Αυτή η ενέργεια για ένα κύκλο είναι όμως μηδέν, κάτι που σημαίνει ότι το ολοκλήρωμα (άρα το συνολικό εμβαδό) της κυματομορφής της τάσης του πηνίου σε μια περίοδο είναι μηδέν. Από το Σχήμα 3.6 και με τη βοήθεια της σχέσης 3.1 προκύπτει:

$$V_L \cdot t_{on} - V_o \cdot t_{off} = 0 \Rightarrow (V_i - V_o)DT_s - V_o(T_s - t_{on}) = 0 \Rightarrow \dots \Rightarrow$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o} = D \quad (\text{Σχέση 3.5})$$

Από την παραπάνω σχέση γίνεται εμφανές ότι η είσοδος με την έξοδο του μετατροπέα έχουν γραμμική σχέση, καθώς και το ότι η έξοδος δεν μπορεί να υπερβεί την είσοδο ($0 < D < 1$).

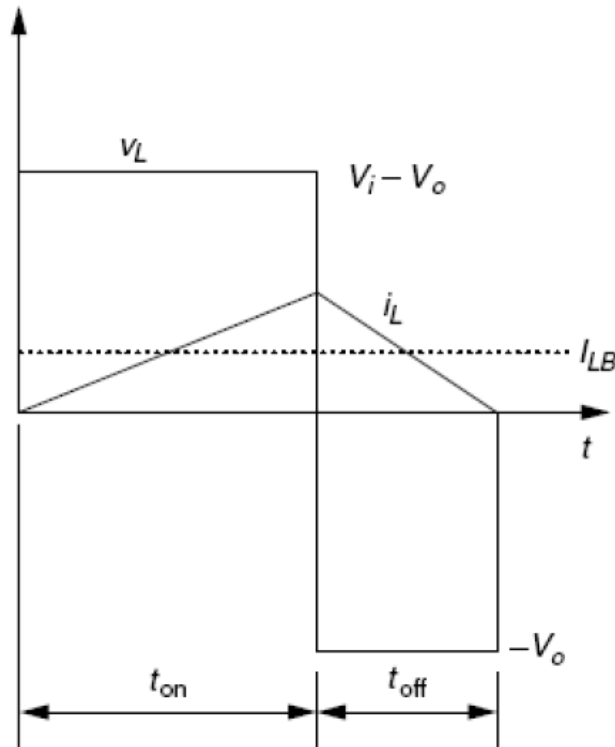
3.3.1.2 Τρόπος λειτουργίας ασυνεχούς αγωγής

Κατά τον συγκεκριμένο τρόπο λειτουργίας, το ρεύμα που διαρρέει το πηνίο μετά από κάποιο σημείο της περιόδου T_s παίρνει τιμή ίση με μηδέν. Πιθανές αιτίες που μπορεί να οδηγήσουν σε αυτό τον τρόπο λειτουργίας είναι η χαμηλή διακοπτική συχνότητα f , σε συνάρτηση με χαμηλές ενεργειακές απαιτήσεις του φορτίου.

Υποθέτοντας ότι η άνοδος και η πτώση του ρεύματος του πηνίου είναι γραμμική, όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.7, το σημείο που καθορίζει το όριο μεταξύ συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής είναι η χρονική στιγμή κατά την οποία η μέση τιμή του ρεύματος του πηνίου I_{LB} γίνει το μισό της peak τιμής του i . Η οριακή τιμή της μέσης τιμής του ρεύματος I_{LB} είναι:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L(\text{peak})} = \frac{DT_s}{2L} (V_i - V_o) \quad (\text{Σχέση 3.6})$$

Ανάλογα με την εφαρμογή, θα λαμβάνεται σταθερή η τάση εισόδου ή εξόδου. Αν ληφθεί σταθερή η τιμή της τάσης εισόδου, τότε η μέση τιμή του ρεύματος i_{LB} υπολογίζεται αντικαθιστώντας την τιμή της τάσης εξόδου στην εξίσωση 3.6 με την αντίστοιχη από την εξίσωση 3.5, οπότε προκύπτει:



Σχήμα 3.7: Το ρεύμα του πηνίου στο όριο μεταξύ συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής

$$I_{LB} = \frac{DT_s}{2L} (V_i)(1 - D) \quad (\text{Σχέση 3.7})$$

Ο λόγος των τάσεων εξόδου προς την τάση εισόδου θα είναι τότε:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4} \left(\frac{I_o}{I_{LB(\text{max})}} \right)} \quad (\text{Σχέση 3.8})$$

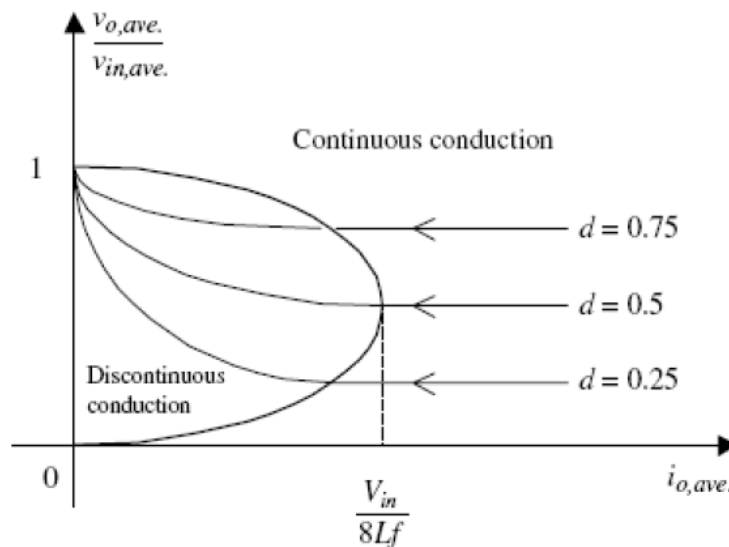
όπου I_{LB} είναι max όταν $D=1/2$. Αν η τιμή της τάσης εξόδου ληφθεί σταθερή (κάτι που είναι και το πιο σύνηθες), η μέση τιμή του ρεύματος i^{\wedge} υπολογίζεται αντικαθιστώντας, όπως και στην προηγούμενη περίπτωση, την τιμή της τάσης εισόδου στην εξίσωση 3.6 με αυτή της εξίσωσης 3.5, οπότε προκύπτει:

$$I_{LB} = \frac{T_s}{2L} (V_o)(1 - D) \quad (\text{Σχέση 3.9})$$

Το duty ratio του μετατροπέα για τον ασυνεχή τρόπο λειτουργίας θα προσδιοριστεί από την εξίσωση 3.8:

$$D = \frac{V_o}{V_i} \left(\frac{I_o / I_{LB(\max)}}{1 - \left(\frac{V_o}{V_i} \right)} \right)^{1/2} \quad (\text{Σχέση 3.10})$$

Από τις σχέσεις 3.8 και 3.10 διαπιστώνεται ότι ο υπολογισμός της τάσης εξόδου ενός μετατροπέα υποβιβασμού κατά τον ασυνεχούς αγωγής τρόπο λειτουργίας είναι πολύ πιο περίπλοκος σε σχέση με τον συνεχούς αγωγής διότι αποτελεί μη γραμμική συνάρτηση της αυτεπαγωγής L , της περιόδου T_s , του ρεύματος εξόδου I_o και, φυσικά, των D και V_i . Στο Σχήμα 3.8 εικονίζεται το διάγραμμα της κανονικοποιημένης τάσης V_o/V_{in} και του ρεύματος i_o , στο οποίο φαίνεται η μη γραμμικότητα στην οριοθετημένη περιοχή της ασυνεχούς αγωγής.



Σχήμα 3.8: Διάγραμμα V_o/V_i προς i_o

3.3.1.3 Κυμάτωση τάσης εξόδου

Όπως προκύπτει από την προηγούμενη ανάλυση, οι δύο διαφορετικοί τρόποι λειτουργίας εξυπηρετούν διαφορετικούς σκοπούς, οι οποίοι συνδέονται με τη φύση και τις ενεργειακές ανάγκες του φορτίου, το ποσοστό χρησιμοποίησης των ημιαγωγών κ.λ.π. Η τιμή της αυτεπαγωγής που ορίζει το όριο μεταξύ συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής τρόπου λειτουργίας είναι:

$$L_b = \frac{(1-D)R}{2f} \quad (\text{Σχέση 3.11})$$

Για τιμή αυτεπαγωγής $L > L_b$, ο μετατροπέας λειτουργεί σε συνεχούς αγωγής τρόπο λειτουργίας.

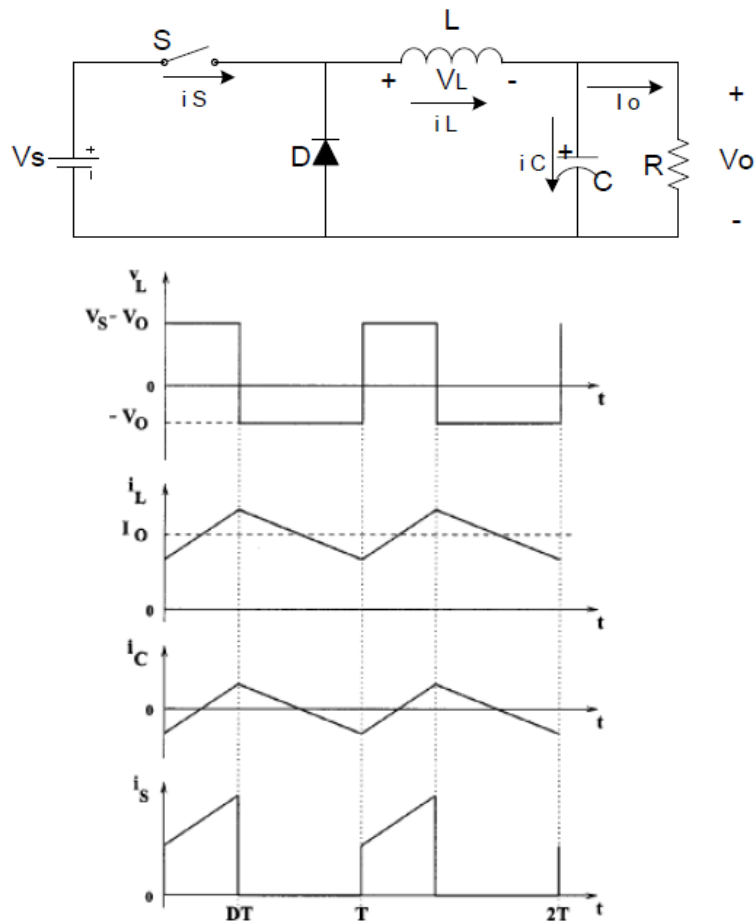
Το ρεύμα του πηνίου i_L κατά τον τρόπο λειτουργίας συνεχούς αγωγής συνίσταται από μια dc συνιστώσα I_o και από μια ac συνιστώσα i_c τριγωνικής μορφής, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.9. Ο σκοπός του μετατροπέα είναι η dc συνιστώσα του ρεύματος που διαρρέει το φορτίο να είναι όσο γίνεται περισσότερο σταθεροποιημένη. Για να γίνει αυτό πρέπει όλη η τριγωνική ac συνιστώσα να απορροφηθεί από τον κλάδο του πυκνωτή C. Επομένως, η επιλογή της σωστής χωρητικότητας του πυκνωτή είναι ιδιαίτερης σημασίας για την εφαρμογή. Προκειμένου η peak-to-peak τιμή της τάσης κυμάτωσης να μπορεί να περιοριστεί κάτω από μια οριακή τιμή ΔV_o , η ελάχιστη τιμή της χωρητικότητας του πυκνωτή θα πρέπει να είναι:

$$C_{\min} = \frac{(1-D)V_o}{8\Delta V_o L f^2} \quad (\text{Σχέση 3.12})$$

Στους μετατροπείς DC, η κυμάτωση της τάσης εξόδου αποτελεί μια σχεδιαστική παράμετρο που πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη σημασία. Η peak-to-peak κυμάτωση της τάσης του μετατροπέα υποβιβασμού του Σχήματος 3.9, για συνεχούς αγωγής τρόπο λειτουργίας και για συγκεκριμένη τιμή του πυκνωτή εξομάλυνσης, υπολογίζεται βάσει του πρόσθετου φορτίου που αποθηκεύει στον πυκνωτή το θετικό μέρος της κυμάτωσης. Βάσει της συγκεκριμένης προσέγγισης, όλο το «κυματικό» ρεύμα (βλ Σχήμα 3.10) ρέει διαμέσου του πυκνωτή εξομάλυνσης, ενώ το ρεύμα που έχει να κάνει με τη μέση τιμή του (δηλαδή το ρεύμα του πηνίου) ρέει στην αντίσταση φορτίου. Η τιμή της peak-to-peak κυμάτωσης της τάσης υπολογίζεται λαμβάνοντας την περιοχή μεταξύ του I_o και του κυματικού μέρους του i_L που βρίσκεται πάνω από το I_o (το μέρος, δηλαδή, που συσσωρεύεται φορτίο στον πυκνωτή).

Έτσι προκύπτει:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{\Delta I_L T_s}{2} = \frac{T_s^2}{8C} \frac{V_o}{L} (1-D) \quad (\text{Σχέση 3.13})$$



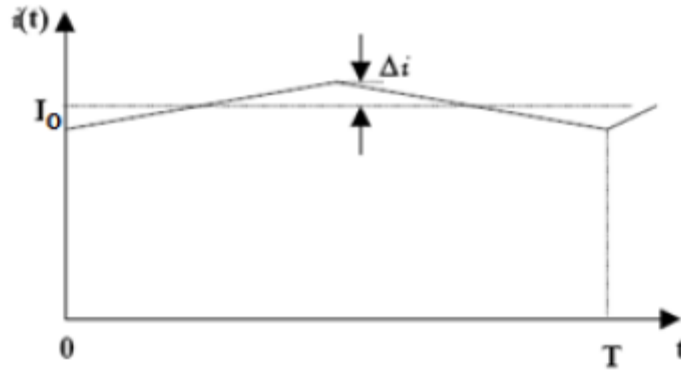
Σχήμα 3.9: Κύκλωμα και κυματομορφές μετατροπέα υποβιβασμού λειτουργίας συνεχούς αγωγής

Συνήθως, η κυμάτωση αναφέρεται ως ποσοστό της μέσης τιμής της τάσης εξόδου, δηλαδή:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8} \frac{T_s^2 (1-D)}{LC} = \frac{\pi^2}{2} (1-D) \left(\frac{f_c}{f_s} \right)^2 \quad (\text{Σχέση 3.14})$$

Όπου f_s είναι η διακοπτική συχνότητα και f_c είναι η συχνότητα αποκοπής του βαθυπερατού LC φίλτρου εξόδου. Από την παραπάνω σχέση συνάγεται ότι ο **κυματισμός της τάσης εξόδου μειώνεται όσο μικρότερη είναι η συχνότητα αποκοπής του LC φίλτρου σε σχέση με τη διακοπτική συχνότητα.**

Στο Σχήμα 3.10 εικονίζεται η τελική μορφή που έχει το ρεύμα i_o στο φορτίο. Όπως αναφέρθηκε, όσο προσεκτικά και αν επιλεγθεί η χωρητικότητα του πυκνωτή εξομάλυνσης, θα υφίσταται πάντα ένα ποσοστό κυμάτωσης.

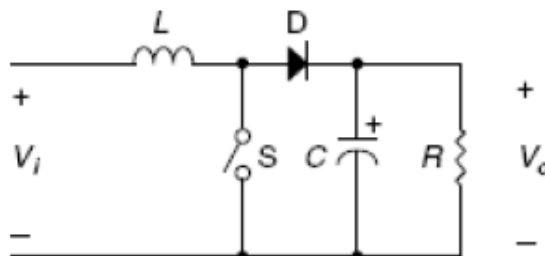


Σχήμα 3.10: Το ρεύμα εξόδου του μετατροπέα υποβιβασμού του σχήματος 3.9

3.3.2 Μετατροπείς Ανύψωσης

Ο μετατροπέας ανύψωσης (boost ή step up converter) ρυθμίζει τη μέση τιμή της τάσης εξόδου σε ένα επίπεδο υψηλότερο από αυτό της τάσης εισόδου. Η DC πηγή εισόδου βρίσκεται πάντα συνδεδεμένη σε σειρά με ένα πηνίο, κατά κανόνα μεγάλης τιμής αυτεπαγωγής. Το πηνίο αυτό παίζει το ρόλο πηγής ρεύματος, η οποία θα ενεργοποιείται περιοδικά μέσω του διακόπτη S. Η περιοδική απελευθέρωση της αποθηκευμένης ενέργειας του μαγνητικού πεδίου του πηνίου, σε συνδυασμό με την εφαρμογή της τάσης εισόδου, συμβάλουν στην ανύψωση της DC τιμής της τάσης εξόδου.

Στο Σχήμα 3.11 εικονίζεται το κύκλωμα του ιδανικού μετατροπέα ανύψωσης. Κατά το χρονικό διάστημα που ο διακόπτης S είναι κλειστός, το ρεύμα της πηγής V θα ρέει προς το πηνίο, φορτίζοντάς το. Η δίοδος στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας θα είναι αρνητικά πολωμένη, με αποτέλεσμα να εμποδίζεται η ροή ρεύματος προς το φορτίο. Όταν ο διακόπτης S ανοίξει, θα υπάρξει ροή ρεύματος προς το φορτίο από την πηγή V_b , η οποία θα είναι ενισχυμένη και από το ρεύμα του πηνίου που δημιουργήθηκε από την ενέργεια που συσσωρεύσε όταν ο διακόπτης ήταν κλειστός. Έτσι, για όσο χρόνο ο διακόπτης S είναι ανοικτός, η τάση στο φορτίο θα είναι μεγαλύτερη της τάσης εισόδου λόγω της πρόσθετης ενέργειας που συνεισφέρει το πηνίο (φαινόμενο boost). Το φορτίο αποτελείται από μια αντίσταση και ένα πυκνωτή εν παραλλήλω. Η τάση του πυκνωτή θα είναι μεγαλύτερη από αυτή της εισόδου. Ο ρόλος του είναι η παροχή μιας σταθεροποιημένης τάσης εξόδου, η οποία να έχει μεγαλύτερη τιμή από αυτήν της τάσης εισόδου.

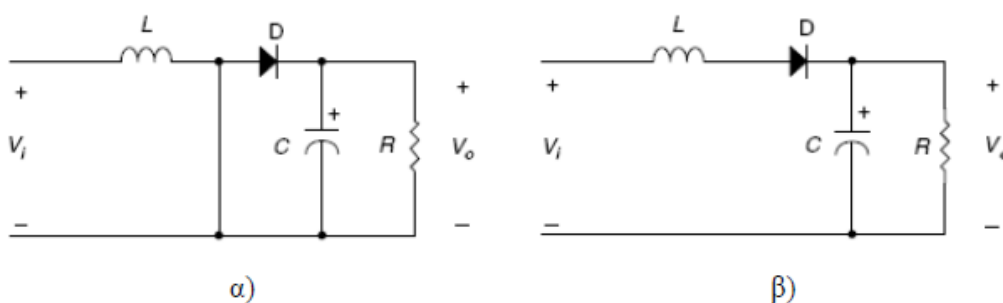


Σχήμα 3.11: Το κύκλωμα του ιδανικού μετατροπέα ανύψωσης

Όπως και στην περίπτωση του μετατροπέα υποβιβασμού, έτσι και ο μετατροπέας ανύψωσης μπορεί να βρεθεί σε τρόπο λειτουργίας συνεχούς ή ασυνεχούς αγωγής. Στη συνέχεια, περιγράφονται εν συντομία τα βασικά χαρακτηριστικά της εκάστοτε λειτουργίας.

3.3.2.1 Τρόπος λειτουργίας συνεχούς αγωγής

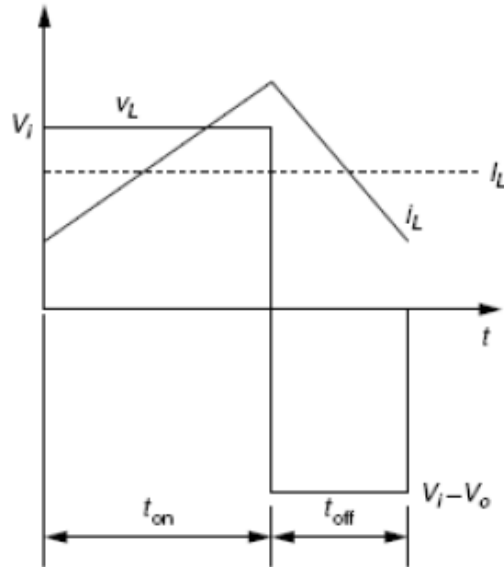
Σύμφωνα με τον τρόπο λειτουργίας συνεχούς αγωγής, το ρεύμα που διέρχεται από το πηνίο είναι πάντα συνεχές και μεγαλύτερο του μηδενός. Στη μόνιμη κατάσταση, αυτός ο τρόπος λειτουργίας αποτελείται από δύο μέρη: το πρώτο, όπου ο διακόπτης S είναι κλειστός και ρεύμα από την πηγή φορτίζει το πηνίο (Σχήμα 3.12 α), και το δεύτερο, κατά το οποίο ο διακόπτης S ανοίγει εκφορτίζοντας την ενέργεια του πηνίου στο φορτίο ταυτόχρονα με την εφαρμογή της τάσης εισόδου (Σχήμα 3.12 β). Αυτό συμβάλει στην εμφάνιση στα άκρα του πυκνωτή C τάσης μεγαλύτερης τιμής από αυτής της εισόδου. Η τάση εξόδου παραμένει σταθερή αν η σταθερά χρόνου RC είναι πολύ μεγαλύτερη από το χρόνο που ο διακόπτης είναι κλειστός (on time). Στο Σχήμα 3.13 παρουσιάζεται η μορφή που θα έχουν το ρεύμα και η τάση στο πηνίο κατά τον τρόπο λειτουργίας συνεχούς αγωγής.



Σχήμα 3.12: Το κύκλωμα του ιδανικού μετατροπέα ανύψωσης όταν α) ο διακόπτης S είναι κλειστός και β) ο διακόπτης S είναι ανοικτός.

Όπως και στην περίπτωση του μετατροπέα υποβιβασμού, η DC συνάρτηση μεταφοράς θα προκύψει από την παραδοχή ότι στη μόνιμη κατάσταση η ενέργεια που αποθηκεύεται στο πηνίο στο τέλος της περιόδου T_s θα ισούται με την ενέργεια στην αρχή του επόμενου κύκλου διάρκειας T_s . Δηλαδή, θέτοντας το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου (βλ. Σχήμα 3.13) σε μια περίοδο ίσο με μηδέν προκύπτει:

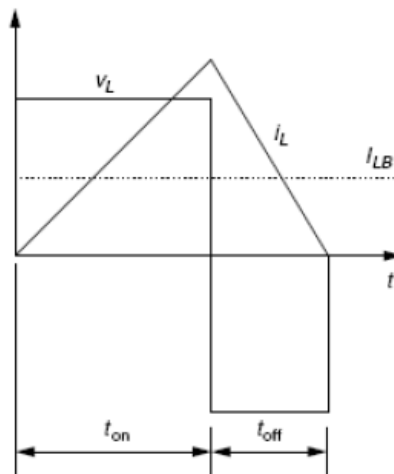
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o} = \frac{1}{1-D} \quad (\text{Σχέση 3.15})$$



Σχήμα 3.13: Η μορφή του ρεύματος και της τάσης του πηνίου για μετατροπέα ανύψωσης σε τρόπο λειτουργίας συνεχούς αγωγής.

3.3.2.2 Τρόπος λειτουργίας ασυνεχούς αγωγής

Στον τρόπο λειτουργίας ασυνεχούς αγωγής, το ρεύμα στο πηνίο κατά τη διάρκεια μιας περιόδου T_s παίρνει μηδενική τιμή. Το οριακό σημείο μεταξύ συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής προκύπτει από την παραδοχή ότι η μέση τιμή του ρεύματος πηνίου I_{LB} σε μια περίοδο T_s είναι το μισό της τιμής κορυφής του, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.14.



Σχήμα 3.14: Το ρεύμα πηνίου του μετατροπέα ανύψωσης στο οριακό σημείο μεταξύ συνεχούς-ασυνεχούς αγωγής

Σύμφωνα με την παραδοχή αυτή, το ρεύμα στο σημείο αυτό θα είναι:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L(\text{peak})} = \frac{V_o T_s}{2L} D(1-D) \quad (\text{Σχέση 3.16})$$

Το ρεύμα εξόδου στο σημείο αυτό υπολογίζεται από τις εξισώσεις 3.15 και 3.16 και είναι:

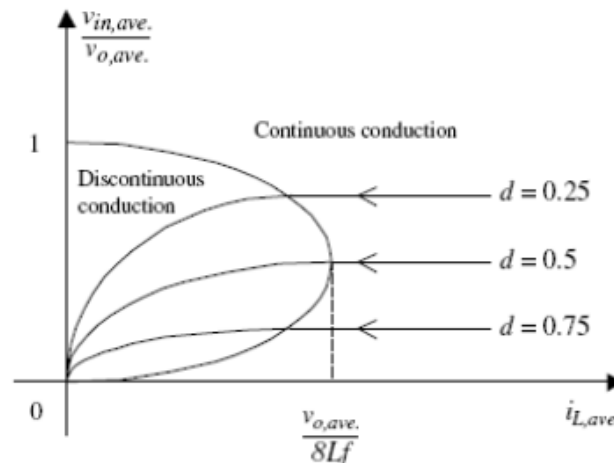
$$I_{OB} = \frac{V_o T_s}{2L} D(1-D)^2 \quad (\text{Σχέση 3.17})$$

Για το μετατροπέα ανύψωσης σε λειτουργία ασυνεχούς αγωγής, η τάση εξόδου V_o διατηρείται συνήθως σταθερή. Αυτό σημαίνει ότι το Duty Ratio θα μεταβάλλεται, προκειμένου ο μετατροπέας να ακολουθήσει τις όποιες αλλαγές στην τιμή της τάσης εισόδου. Το Duty Ratio ορίζεται ως συνάρτηση του ρεύματος εξόδου και του λόγου τάσεων εισόδου-εξόδου, σύμφωνα με τη Σχέση 3.18.

$$D = \left[\frac{4 V_o}{27 V_i} \left(\frac{V_o}{V_i} - 1 \right) \frac{I_o}{I_{oB(\max)}} \right]^{1/2} \quad (\text{Σχέση 3.18})$$

όπου $I_{OB(\max)}$ το ρεύμα εξόδου όταν $D=0.5$.

Στο Σχήμα 3.15 εικονίζεται το διάγραμμα της κανονικοποιημένης τάσης V_i/V_o και του ρεύματος i_L όπου, όπως και στην περίπτωση του μετατροπέα υποβιβασμού, η μη γραμμικότητα φαίνεται στην οριοθετημένη περιοχή της ασυνεχούς αγωγής.



Σχήμα 3.15: Διάγραμμα V_{in}/V_o προς i_L

3.3.2.3 Κυμάτωση της τάσης εξόδου

Προκειμένου ο μετατροπέας ανύψωσης να λειτουργεί στο συνεχούς αγωγής τρόπο λειτουργίας, θα πρέπει η τιμή της αυτεπαγωγής να είναι μεγαλύτερη μιας οριακής τιμής L_b που ορίζεται ως:

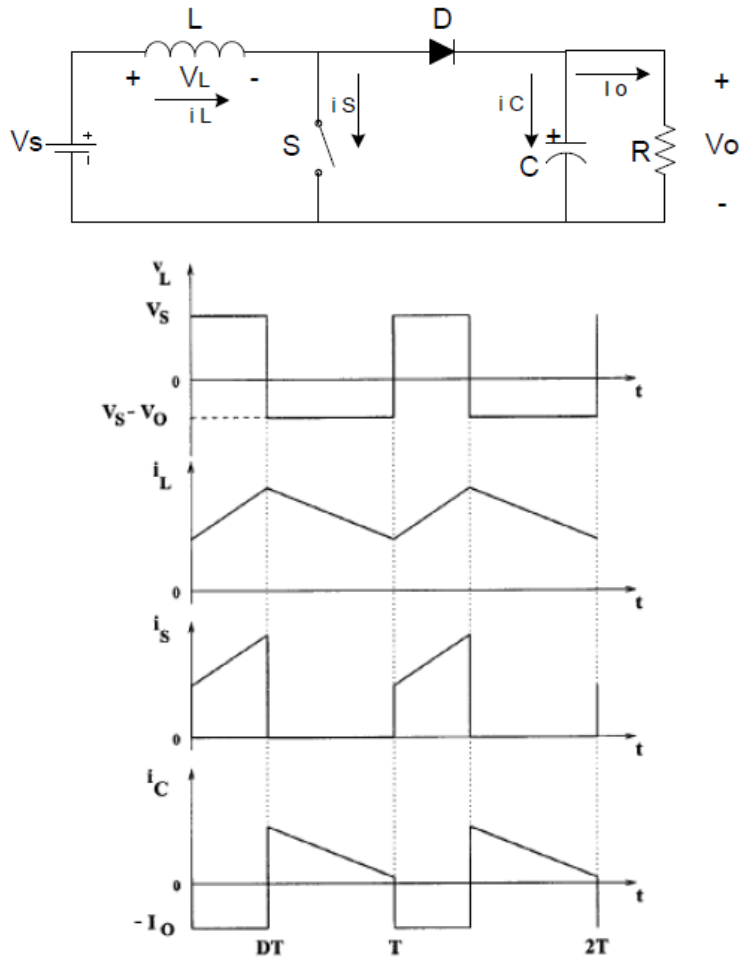
$$Lb = \frac{(1-D)^2 DR}{2f} \quad (\text{Σχέση 3.19})$$

Στο Σχήμα 3.16 εικονίζεται το κύκλωμα του μετατροπέα ανύψωσης, ενώ παράλληλα παρουσιάζονται οι κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος, από τις οποίες διαπιστώνεται ότι το ρεύμα που διαρρέει τον πυκνωτή εξομάλυνσης δεν είναι συνεχές. Επομένως, η τιμή της χωρητικότητας θα πρέπει να είναι σχετικά υψηλότερη σε σχέση με το μετατροπέα υποβιβασμού, προκειμένου να κατασταλεί η κυμάτωση.

Επίσης, ο πυκνωτής θα πρέπει να είναι σε θέση να παρέχει ρεύμα στο φορτίο όταν ο διακόπτης S είναι κλειστός και η πολωμένα ανάστροφα δίοδος αποκόπτει την είσοδο από το φορτίο. Η ελάχιστη τιμή χωρητικότητας για την οποία η κυμάτωση δεν υπερβαίνει μια οριακή peak-to-peak τιμή ΔV_o (πάντα αναφορικά ως προς τον συνεχούς αγωγής τρόπο λειτουργίας) θα υπολογίζεται μέσω της σχέσης 3.18:

$$C_{\min} = \frac{DV_o}{\Delta V_o Rf} \quad (\text{Σχέση 3.20})$$

όπου f είναι η διακοπτική συχνότητα.



Σχήμα 3.16: Κύκλωμα και κυματομορφές μετατροπέα ανύψωσης κατά τη λειτουργία του σε τρόπο συνεχούς αγωγής.

Η peak-to-peak τιμή Δv_o , όπως και στην περίπτωση του μετατροπέα υποβιβασμού, υπολογίζεται από το πρόσθετο φορτίο TQ που αποθηκεύει το θετικό μέρος της κυμάτωσης στον πυκνωτή και θα είναι:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o DT_s}{C} = \frac{V_o DT_s}{RC} \quad (\text{Σχέση 3.21})$$

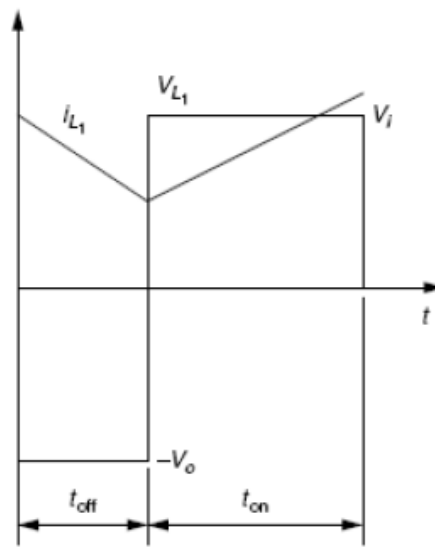
Το ποσοστό της κυμάτωσης της τάσης εξόδου θα δίνεται από τη σχέση 3.22.

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT_s}{RC} = D \frac{T_s}{\tau} \quad (\text{Σχέση 3.22})$$

όπου $\tau=RC$ η σταθερά χρόνου του φίλτρου εξόδου. Είναι προφανές ότι η κυμάτωση της τάσης εξόδου μειώνεται όσο αυξάνει η σταθερά χρόνου τ .

3.4 Προσαρμογή φορτίου

Όπως αναφέρθηκε στην εισαγωγή, ο ρόλος ενός μετατροπέας dc σε ένα φ/β σύστημα είναι να αποτελεί μια έξυπνη διάταξη που παρεμβάλλεται μεταξύ φ/β συστοιχίας και φορτίου (βλ Σχήμα 3.20) ώστε η φ/β συστοιχία να λειτουργεί πάντα στο MPP. Η τεχνική αυτή, που χαρακτηρίζεται ως προσαρμογή φορτίου (load matching), πραγματοποιείται μεταβάλλοντας το duty ratio του μετατροπέα μέσω κατάλληλου κυκλώματος ελεγκτή, στον οποίο τρέχει ο αλγόριθμος MPPT. Ο τρόπος με τον οποίο το duty ratio συμβάλλει στην προσαρμογή του φορτίου της φωτοβολταϊκής συστοιχίας παρουσιάζεται στη συνέχεια με βάση έναν Cuk μετατροπέα.



Σχήμα 3.17: Η κυματομορφή του ρεύματος και της τάσης του πηνίου L1 του μετατροπέα του Cuk

Σύμφωνα με το κύκλωμα του Σχήματος 3.20, η σύνθετη αντίσταση του φορτίου θα είναι:

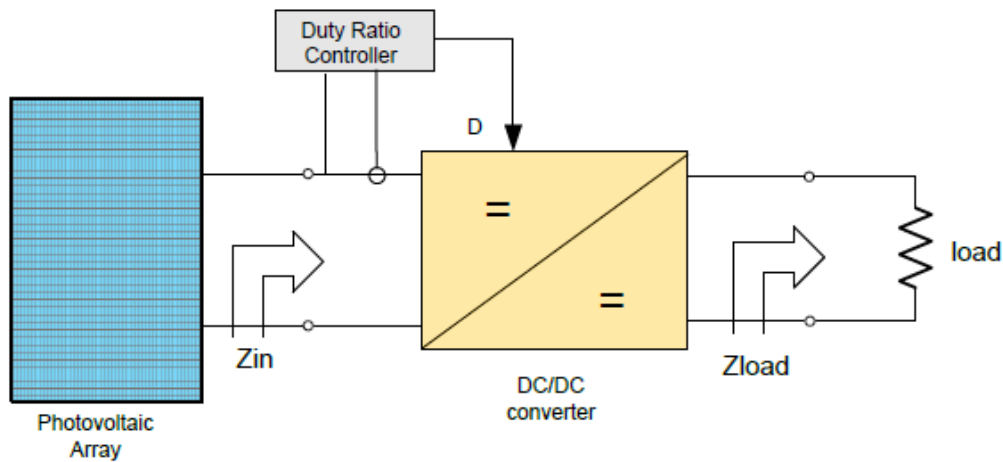
$$Z_{load} = \frac{V_o}{I_o} \quad (\text{Σχέση 3.33})$$

όπου V_o και I_o είναι η τάση εξόδου και ρεύμα εξόδου αντίστοιχα. Όταν η φωτοβολταϊκή συστοιχία λειτουργεί στο MPP, η σύνθετη αντίσταση του φορτίου θα είναι:

$$Z_{opt} = \frac{V_{MPP}}{I_{MPP}} \quad (\text{Σχέση 3.34})$$

όπου V_{mpp} και I_{mpp} είναι αντίστοιχα η τάση και το ρεύμα στο σημείο μέγιστης ισχύος της φωτοβολταϊκής συστοιχίας. Ο απώτερος σκοπός είναι οι τιμές της σύνθετης αντίστασης φορτίου, όπως περιγράφονται από τις σχέσεις 3.33 και

3.34, να ταυτιστούν. Αυτό διασφαλίζεται μέσω της παρεμβολής του μετατροπέα dc μεταξύ του φορτίου και της φ/β συστοιχίας.



Σχήμα 3.18: Προσαρμογή φορτίου μέσω μετατροπέα DC.

Για την περίπτωση μετατροπέα Cuk, ισχύει οι σχέσεις:

$$V_s = \frac{1-D}{D} V_o \quad (\text{Σχέση 3.35})$$

$$I_s = \frac{D}{1-D} I_o \quad (\text{Σχέση 3.36})$$

Άρα, από τις σχέσεις 3.35 και 3.36 προκύπτει:

$$Z_{in} = \frac{V_s}{I_s} = \frac{(1-D)^2}{D^2} \cdot \frac{V_o}{I_o} = \frac{(1-D)^2}{D^2} Z_{load} \quad (\text{Σχέση 3.37})$$

Με ανάλογο τρόπο προκύπτει και η σχέση για τους υπόλοιπους μετατροπείς (π.χ. για τον μετατροπέα υποβιβασμού είναι $Z^{\wedge} = Z_{load}/D^2$). Η σχέση 3.37 είναι πολύ σημαντική γιατί δείχνει την εξάρτηση που έχει η σύνθετη αντίσταση εισόδου του μετατροπέα Cuk με τη σύνθετη αντίσταση φορτίου και το duty ratio. Επομένως, με κατάλληλη κάθε φορά επιλογή του duty ratio (με γνωστή τη Z_{load}) είναι δυνατή η προσαρμογή της αντίστασης Z_{in} στην τιμή της Z_{opt} και, άρα, τη λειτουργία της φωτοβολταϊκής συστοιχίας στο MPP.

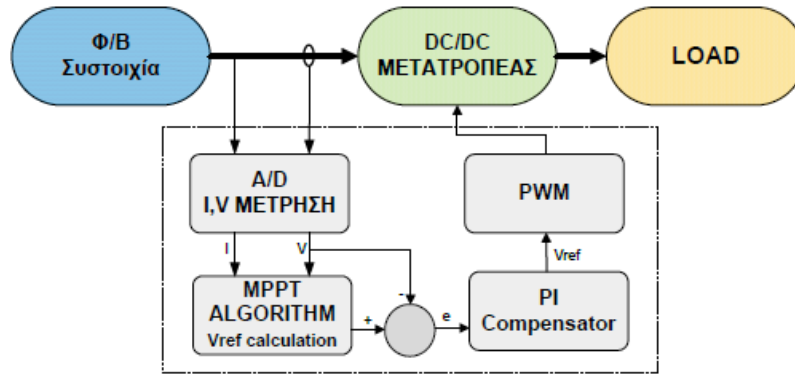
3.5 Έλεγχος MPPT και PWM

Το κλειδί για την επιτυχή ιχνηλάτηση του MPP είναι η εφαρμογή του κατάλληλου αλγόριθμου στο κατάλληλο σχήμα ελέγχου, προκειμένου να

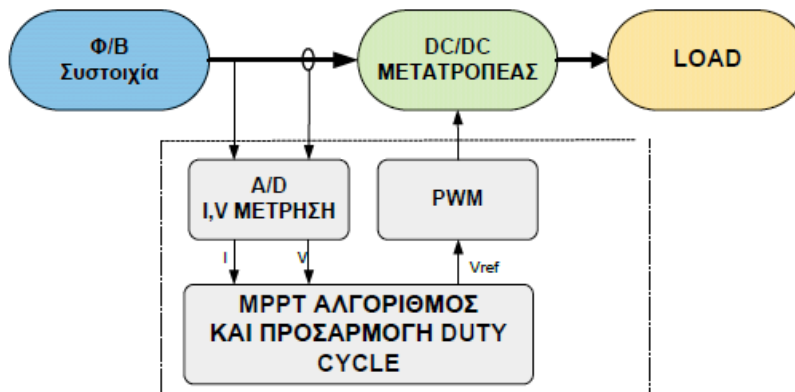
αναπροσαρμόζεται το Duty ratio του μετατροπέα DC. Όπως αναφέρθηκε στο δεύτερο κεφάλαιο, οι περισσότεροι αλγόριθμοι είναι προτιμότερο να υλοποιούνται με μY λόγω των πολλών πλεονεκτημάτων που παρουσιάζουν έναντι των αναλογικών μεθόδων υλοποίησης. Άλλωστε, πολλές σύγχρονες τεχνικές MPPT ενσωματώνουν αλγόριθμους, των οποίων η υλοποίηση αποκλειστικά με μY είναι μονόδρομος. Στην παρούσα ενότητα γίνεται αναφορά στα επικρατέστερα σχήματα ελέγχου MPPT και τις πιο διαδεδομένες τεχνικές PWM που ενσωματώνονται μέσα στα σχήματα αυτά. Τα σχήματα αυτά είναι γενικά και μπορούν να υλοποιηθούν με μY , καθώς και με αναλογικά κυκλώματα, αν παραληφθεί η μονάδα A/D.

Η φιλοσοφία ενός αλγόριθμου MPPT είναι η συνεχής παρακολούθηση του σημείου λειτουργίας μιας φ/β συστοιχίας και η μετακίνησή του στο επιθυμητό, κάθε φορά, σημείο. Δύο ελεγκτές που μπορούν να πραγματοποιήσουν την παραπάνω λειτουργία παρουσιάζονται στα Σχήματα 3.21α και β.

Στον ελεγκτή του Σχήματος 3.21α αρχικά πραγματοποιείται μέτρηση της τάσης και του ρεύματος της φ/β συστοιχίας. Κατόπιν, ο αλγόριθμος MPPT που χρησιμοποιείται επεξεργάζεται τις τιμές αυτές και υπολογίζει την τάση αναφοράς (V_{ref}), δηλαδή τη νέα τάση στην οποία θα πρέπει να μετακινηθεί το σημείο λειτουργίας της φ/β συστοιχίας. Ο υπολογισμός της V_{ref} έχει να κάνει αποκλειστικά με τον αλγόριθμο MPPT. Στη συνέχεια, η τάση σφάλματος που παράγεται οδηγείται σε ένα PI ελεγκτή, του οποίου σκοπός είναι η ελαχιστοποίηση του σφάλματος μεταξύ της V_{ref} και τάσης της φ/β συστοιχίας, κάτι που γίνεται με αναπροσαρμογή στο duty ratio του μετατροπέα. Ο ελεγκτής PI πρέπει να είναι ταχύτερος από τη διάταξη εφαρμογής του αλγορίθμου MPPT και ευσταθής.



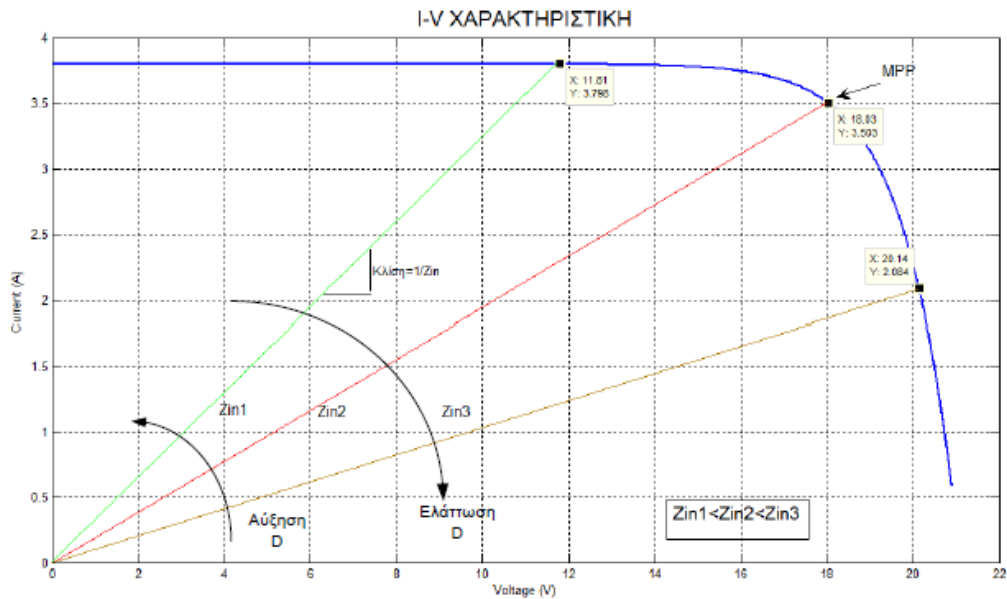
α)



β)

Σχήμα 3.19: Διαγράμματα ελεγκτών MPPT: α) με PI και β) με απευθείας έλεγχο

Στο Σχήμα 3.21β παρουσιάζεται ένας άλλος ελεγκτής, ο οποίος είναι σημαντικά πιο απλός από αυτόν του Σχήματος 3.21α καθώς χρησιμοποιεί μόνο ένα βρόχο ελέγχου. Όπως παρουσιάστηκε στην ενότητα 3.4, η ρύθμιση του duty ratio βασίζεται πάνω στη θεωρία της προσαρμογής φορτίου. Έτσι, η φ/β συστοιχία στην έξοδό της θα βλέπει την αντίσταση εισόδου του μετατροπέα, που είναι εξαρτώμενη από το duty ratio D (η περίπτωση ενός μετατροπέα Cuk περιγράφεται από τη σχέση 3.37). Όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.22, αύξηση του D θα επιφέρει μείωση στην αντίσταση εισόδου Z_{in} , άρα μετακίνηση του σημείου λειτουργίας της φ/β συστοιχίας προς τα αριστερά, ενώ μείωση του D επιφέρει τα αντίθετα αποτελέσματα. Η απόφαση για τη μετακίνηση του σημείου λειτουργίας λαμβάνεται από τον αλγόριθμο MPPT που χρησιμοποιείται.

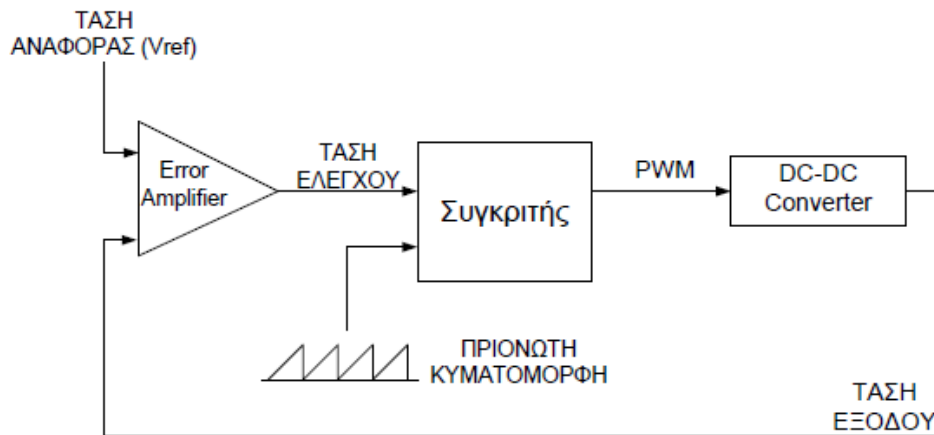


Σχήμα 3.20: Η σχέση μεταξύ αντίστασης εισόδου και D

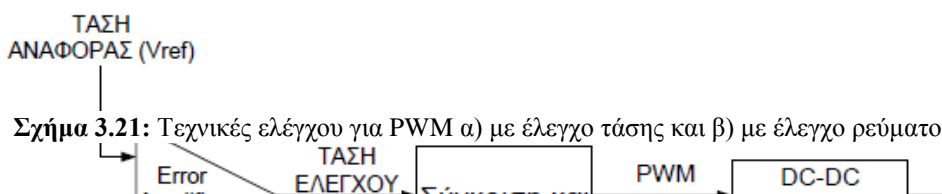
Είναι προφανές ότι ο συγκεκριμένος ελεγκτής είναι σημαντικά πιο αργός σε σχέση με τον ελεγκτή που ενσωματώνει PI ρυθμιστή, κάτι που σημαίνει ότι δεν ενδείκνυται για εφαρμογές MPPT όπου σημειώνονται γρήγορες μεταβολές στο φορτίο ή στις συνθήκες περιβάλλοντος. Στη συνέχεια, θα παρουσιαστούν δύο βασικά σχήματα ελέγχου PWM γενικής χρήσεως, που βρίσκουν εφαρμογή ως υποσυστήματα σε ελεγκτές MPPT.

Όπως αναφέρθηκε στην εισαγωγή του κεφαλαίου, ένας μετατροπέας DC πρέπει να παρέχει πάντα μια τάση εξόδου πλήρως καθορισμένη και σταθεροποιημένη, ανεξάρτητα από ενδεχόμενες αλλαγές στο φορτίο και την τάση εισόδου. Επίσης, ο μετατροπέας θα πρέπει να είναι αναισθητός και στις όποιες αλλαγές των τιμών των στοιχείων από τα οποία αποτελείται, κάτι που συμβαίνει συχνά λόγω της γήρανσης, της ποιότητας των υλικών, της θερμοκρασίας λειτουργίας, της θερμοκρασίας περιβάλλοντος κ.λ.π. Επομένως, το σχήμα PWM που θα επιλεγεί, προκειμένου να απορροφήσει τις παραπάνω μεταβολές, θα πρέπει να είναι κλειστού βρόχου με αρνητική ανάδραση. Από τη σχετική βιβλιογραφία, φαίνεται πως έχουν επικρατήσει δύο τεχνικές ελέγχου κλειστού βρόχου για PWM: η τεχνική με έλεγχο τάσης (Σχήμα 3.23 α) και με έλεγχο ρεύματος (Σχήμα 3.23 β).

Κατά την τεχνική PWM με έλεγχο τάσης, δείγμα της τάσης εξόδου του μετατροπέα οδηγείται σε ένα ενισχυτή σφάλματος όπου αφαιρείται από μια τάση αναφοράς. Η έξοδος του ενισχυτή θα είναι ένα σήμα τάσης ελέγχου (control voltage), το οποίο, συγκρινόμενο με μια πριονωτή κυματομορφή σταθερού πλάτους και συχνότητας, θα παράξει το σήμα PWM που τροφοδοτεί τις πύλες των διακοπών του μετατροπέα. Όπως προκύπτει από την έξοδο του ενισχυτή σφάλματος, το duty ratio του PWM σήματος εξαρτάται από την τιμή που θα έχει το σήμα τάσης ελέγχου. Η διακοπτική συχνότητα του σήματος PWM είναι ίδια με αυτή της πριονωτής κυματομορφής.



α)



Από τον τρόπο λειτουργίας της τεχνική PWM με έλεγχο τάσης, γίνεται εμφανής η απλότητα στη σχεδίαση και υλοποίησή του ελεγκτή. Επίσης, το γεγονός ότι η τάση αναφοράς στην είσοδο του ενισχυτή σφάλματος όπως και τα χαρακτηριστικά της πριονωτής κυματομορφής (πλάτος, συχνότητα) μπορούν να ρυθμιστούν εξωτερικά, προσδίδει στον ελεγκτή μεγάλη ευελιξία (συνεργάζεται πολύ καλά με τις τεχνικές ελέγχου MPPT των Σχημάτων 3.21α και β). Επειδή ο ενισχυτής σφάλματος αντιδρά ταχύτατα στις αλλαγές της τάσης εξόδου του μετατροπέα, το συγκεκριμένο σχήμα ελέγχου παρουσιάζει εξαιρετικές ικανότητες στη διατήρηση σταθερής τιμής τάσης εξόδου για ενδεχόμενες μεταβολές στο φορτίο. Αντίθετα, το συγκεκριμένο σχήμα ελέγχου δεν ανταποκρίνεται γρήγορα στις αλλαγές της τάσης εισόδου διότι πρέπει πρώτα, οι όποιες αλλαγές, να απορροφηθούν από το σύστημα του μετατροπέα και να μεταβληθεί η τιμή της τάσης εξόδου. Μόνο τότε το σχήμα ελέγχου θα ενεργήσει προκειμένου να αντισταθμίσει αυτή τη μεταβολή. Ωστόσο, έχουν αναπτυχθεί τεχνικές που θεραπεύουν αυτή την αδυναμία του συγκεκριμένου σχήματος ελέγχου με πολύ εξαιρετική επιτυχία.

Στο σχήμα με έλεγχο ρεύματος, που εικονίζεται στο Σχήμα 3.23β, υπάρχει ένας πρόσθετος εσωτερικός βρόχος. Ο ρόλος του είναι να ανατροφοδοτεί το ρεύμα πηνίου του μετατροπέα σε ένα κύκλωμα συγκριτή. Εκεί, αφού πρώτα μετασχηματιστεί σε σήμα τάσης αναλόγου μεγέθους, συγκρίνεται με το σήμα ελέγχου από τον ενισχυτή σφάλματος. Η έξοδος του συγκριτή θα είναι και το σήμα PWM για τις πύλες των διακοπών του μετατροπέα. Αυτή η προσέγγιση αντικαθιστά τη γεννήτρια σήματος ράμπας που υπάρχει στο προηγούμενο σχήμα ελέγχου που αναφέρθηκε. Έτσι, το συγκεκριμένο σχήμα γίνεται περισσότερο δυναμικό, προσδίδοντας στο μετατροπέα ιδιότητες που θυμίζουν αυτές της σταθερής πηγής ρεύματος. Πρέπει να σημειωθεί ότι το ρεύμα εξόδου ενός μετατροπέα dc είναι είτε ίσο με τη μέση τιμή του ρεύματος

εξόδου του πηνίου (μετατροπείς υποβιβασμού και Cuk) ή ίσο με το γινόμενο της μέσης τιμής του ρεύματος του πηνίου και μιας συνάρτησης του duty ratio. Συνεπώς, χρειάζεται ιδιαίτερη προσοχή στο κύκλωμα που βρίσκεται στον συγκριτή που θα μετασχηματίσει το ρεύμα σε σήμα τάσης.

Κατά την εφαρμογή του σχήματος ελέγχου με έλεγχο ρεύματος, είναι πιο εύκολο να ανιχνευτεί η peak τιμή του ρεύματος του πηνίου παρά η μέση τιμή του. Η peak τιμή του ρεύματος του πηνίου είναι όμως ίδια με την peak τιμή του ρεύματος του διακόπτη του μετατροπέα. Επομένως, στο βρόχο ρεύματος μπορεί να χρησιμοποιηθεί η peak τιμή του ρεύματος του διακόπτη, μια προσέγγιση που απλοποιεί αρκετά το κύκλωμα του αισθητήρα ρεύματος, δεδομένου ότι η peak τιμή του ρεύματος είναι ευθέως ανάλογη της τάσης εισόδου.

Λόγω των ιδιαίτερων χαρακτηριστικών που προσδίδει το σχήμα με έλεγχο ρεύματος στη λειτουργία του μετατροπέα dc, έχει βελτιωθεί με πολλούς διαφορετικούς τρόπους. Στις περισσότερες περιπτώσεις έχει επικρατήσει να προσδίδεται η διακοπτική συχνότητα του μετατροπέα από κάποιο κύκλωμα ταλαντωτή. Κάτι τέτοιο, όμως, προσδίδει ακόμα περισσότερη πολυπλοκότητα σε ένα ήδη πολύπλοκο συνολικό κύκλωμα ελέγχου του μετατροπέα. Αυτό αποτελεί και το σοβαρότερο μειονέκτημα του συγκεκριμένου σχήματος.

Όπως αναφέρθηκε στην αρχή αυτής της ενότητας, για τους μετατροπείς dc έχουν αναπτυχθεί αρκετά σχήματα ελέγχου. Ένα από τα εναλλακτικά και εύκολα υλοποιήσιμα σχήματα είναι ο έλεγχος με υστέρηση (ή bang-bang). Στην περίπτωση αυτή, η διακοπτική συχνότητα δεν μπορεί να είναι καθορισμένη, κάτι που σημαίνει πως υπάρχει κίνδυνος εκπομπής ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο

“Προσομοίωση των Μετατροπέων Ανύψωσης Τάσης & Υποβιβασμού Τάσης με χρήση του Multisim”

4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΟ ΛΟΓΙΣΜΙΚΟ MULTISIM

Σήμερα, η σχεδίαση ηλεκτρονικών κυκλωμάτων έχει περάσει σε ένα νέο επίπεδο και χρησιμοποιεί ηλεκτρονικούς υπολογιστές και προγράμματα σχεδίασης τα οποία μειώνουν τον χρόνο σχεδίασης και μας παρέχουν δυνατότητες που δεν μπορούμε να αποκτήσουμε χρησιμοποιώντας απλά μέσα σχεδίασης.

Στην εξέλιξη των προγραμμάτων σχεδίασης ηλεκτρονικών κυκλωμάτων, έχουν εισαχθεί και νέα στοιχεία που αυξάνουν την ποιότητα των κυκλωμάτων μας και μειώνουν το κόστος παραγωγής τους χρησιμοποιώντας μεθόδους προσομοίωσης και ανάλυσης αυτών.

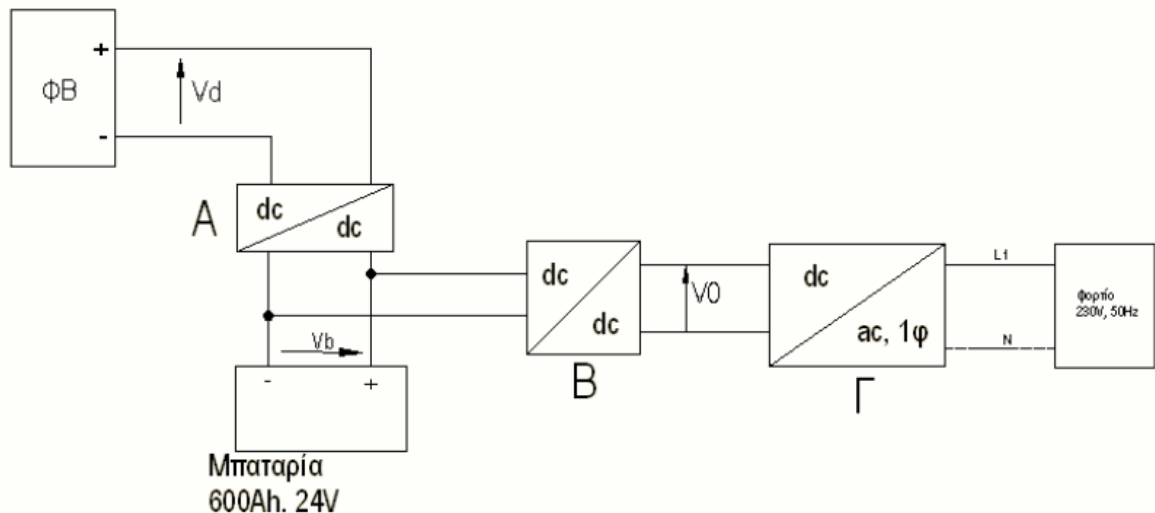
Το λογισμικό MultiSIM της National Instruments είναι ένα πρόγραμμα σχεδιασμού, προσομοίωσης και ανάλυσης ηλεκτρονικών κυκλωμάτων. Με το MultiSIM μπορούμε να σχεδιάσουμε απλά κυκλώματα χρησιμοποιώντας μία μεγάλη βάση δεδομένων από εξαρτήματα του εμπορίου. Το MultiSIM είναι μία εφαρμογή που έχει σχεδιαστεί για Windows και χαρακτηρίζεται από όλα τα στοιχεία που αποτελούν μία Windows εφαρμογή (παράθυρα, πλήκτρα, μπάρες εργαλείων, κουτιά συμπλήρωσης κειμένου κ.τ.λ).

Στην παρούσα εργασία θα σχεδιαστούν και θα προσομοιωθούν ο μετατροπέας υποβιβασμού τάσης και ανύψωσης τάσης. Οι δυο μετατροπείς θα μπορούσαν να αποτελούν μέρος μιας αυτόνομης φωτοβολταϊκής γεννήτριας γι' αυτό και οι τιμές της τάσης εισόδου σε κάθε μετατροπέα θα είναι αντίστοιχες μιας τέτοιας εφαρμογής.

Σε μία αυτόνομη φωτοβολταϊκή γεννήτρια ο μετατροπέας υποβιβασμού τάσης δέχεται την τάση που παράγεται από τα φωτοβολταϊκά πάνελ (35-50 Vdc) και την υποβιβάζει τόσο όσο χρειάζεται ώστε να φορτιστούν οι μπαταρίες που έχουν επιλεγεί για το σύστημα. Στη συνέχεια ο μετατροπέας ανύψωσης τάσης δέχεται εισόδου από τις μπαταρίες (συνήθως 21-27 Vdc) την οποία και πρέπει να ανυψώσει και να διατηρήσει σταθερή σε μία τιμή τέτοια ώστε να δουλέψει

η επόμενη βαθμίδα, που είναι ο αντιστροφέας DC-AC, ο οποίος πρέπει να δίνει AC τάση 230Vrms, 50Hz, δουλεύοντας στην γραμμική περιοχή διαμόρφωσης.

Τα κύρια στοιχεία μίας τέτοιας αυτόνομης φωτοβολταϊκής γεννήτριας φαίνονται στο σχήμα που ακολουθεί:



Σχήμα 4: Διάταξη μίας αυτόνομης μονοφασικής φωτοβολταϊκής γεννήτριας

Στο σχήμα 4 φαίνεται η θέση του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης (A), όπως επίσης και η θέση του μετατροπέα ανύψωσης τάσης (B) ο οποίος βρίσκεται πριν από τον αντιστροφέα DC-AC (Γ) ο οποίος παρέχει το ρεύμα στον καταναλωτή.

4.2 ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ ΤΑΣΗΣ

DC-DC

ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ

Τα δεδομένα σχεδίασης του μετατροπέα είναι τα ακόλουθα:

- Τάση της Φ/Β γεννήτριας $V_d=35 - 50 \text{ Vdc}$
- Η φόρτιση της μπαταρίας από τον μετατροπέα A (DC-DC υποβιβασμού) γίνεται σε δύο στάδια: Στο αρχικό στάδιο η τάση διατηρείται στα 29Vdc , και στο δεύτερο (όταν έχει ολοκληρωθεί η φόρτιση) η τάση διατηρείται στα 27 Vdc
- Κατά την διάρκεια του αρχικού σταδίου φόρτισης, το μέγιστο ρεύμα φόρτισης είναι 60 A . Κατά την διάρκεια του δεύτερου σταδίου φόρτισης το ρεύμα είναι 1 A .
- Ο μετατροπέας A1 (φορτιστής) θα πρέπει να διατηρεί συνεχή αγωγή του ρεύματος της μπαταρίας ακόμη και όταν το ρεύμα φόρτισης είναι 1 A .
- Η κυμάτωση στην τάση της μπαταρίας θα πρέπει να είναι μικρότερη του 1% .
- Οι απώλειες του διακόπτη του μετατροπέα A1 θα πρέπει να είναι μικρότερες του $2,5 \%$ της μέγιστης ισχύος του.

Για τον μετατροπέα A1 θα υπολογισθούν:

- Το είδος του διακόπτη και συγκεκριμένα εάν θα χρησιμοποιηθεί MOSFET ή IGBT.
- Η μέγιστη επιτρεπτή συχνότητα διαμόρφωσης (θα χρησιμοποιηθεί διαμόρφωση PWM).
- Το μέγεθος του πυκνωτή (χωρητικότητα, μέση, μέγιστη, ελάχιστη τάση, μέσο, μέγιστο, ελάχιστο ρεύμα, rms τάση, και rms ρεύμα).
- Το μέγεθος του πηνίου (αυτεπαγωγή, μέσο ρεύμα πηνίου για ρεύμα φόρτισης 60 A , μέγιστη και ελάχιστη στιγμιαία τιμή του ρεύματος πηνίου, προσεγγιστικό rms ρεύμα πηνίου, μέση τάση στο πηνίο, μέγιστη και ελάχιστη στιγμιαία τιμή τάσης πηνίου και rms τάση στο πηνίο)
- Το μέγεθος της διόδου (μέγιστη στιγμιαία και ελάχιστη στιγμιαία τιμή τάσης, rms τάση, μέγιστη και ελάχιστη στιγμιαία τιμή ρεύματος, rms ρεύμα).

4.2.1 Επιλογή διακόπτη και συχνότητας διαμόρφωσης.

Κατά την διάρκεια του αρχικού σταδίου φόρτισης, το μέγιστο ρεύμα φόρτισης είναι $I_o \text{ max} = 60\text{A}$. Οι απώλειες του μετατροπέα A θα πρέπει να είναι μικρότερες του 2.5% της μέγιστης ισχύος του (P_{max}).

Η ολική μέση απώλεια ισχύος σ' ένα διακόπτη είναι:

$$P_T = P_s + P_{on}$$

Η μέση απώλεια ισχύος κατά τη διάρκεια της μετάβασης έναυσης ($t_{r(on)}$) και σβέσης ($t_{f(off)}$) σ' ένα διακόπτη είναι:

$$P_s = \frac{1}{2} V_d I_d f_s (t_{r(on)} + t_{f(off)})$$

Η μέγιστη στιγμιαία απώλεια ισχύος κατά τη διάρκεια της μετάβασης έναυσης $t_{r(on)}$ και σβέσης $t_{f(off)}$ σ' ένα διακόπτη

$$P_s = \frac{1}{2} (V_d, V_o)_{\max} (I_d, I_o)_{\max} f_s (t_{r(on)} + t_{f(off)})$$

Η μέση απώλεια ισχύος κατά τη διάρκεια αγωγιμότητας σ' ένα T_s διακόπτη είναι:

$$P_{on} = V_{on} I_d \frac{t_{on}}{T_s}$$

Η μέγιστη στιγμιαία απώλεια ισχύος κατά τη διάρκεια αγωγιμότητας σ' ένα διακόπτη είναι:

$$P_{on} = V_{on} (I_d, I_o)_{\max} \frac{t_{on}}{T_s}$$

$$\bar{I}_{sw} = \int_0^{t_{on}} I_{sw} dt = \frac{t_{on}}{T_s} I_L = DI_L = DI_o \max$$

$$I_{sw} rms = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}} (I_{sw})^2 dt} = I_o \max \sqrt{D}$$

$$P_T = P_s + P_{on} < 0.025 P_{\max}$$

$$\Rightarrow \frac{1}{2} (V_d, V_o)_{\max} (I_d, I_o)_{\max} f_s (t_{r(on)} + t_{f(off)}) + V_{on} (I_d, I_o)_{\max} \frac{t_{on}}{T_s} < 0.025 V_o I_o \max$$

Αγνοώντας τις απώλειες ισχύος που σχετίζονται με όλα τα στοιχεία του κυκλώματος η ισχύς εισόδου P_d ισούται με την ισχύ εξόδου P_o .

$$P_d = P_o$$

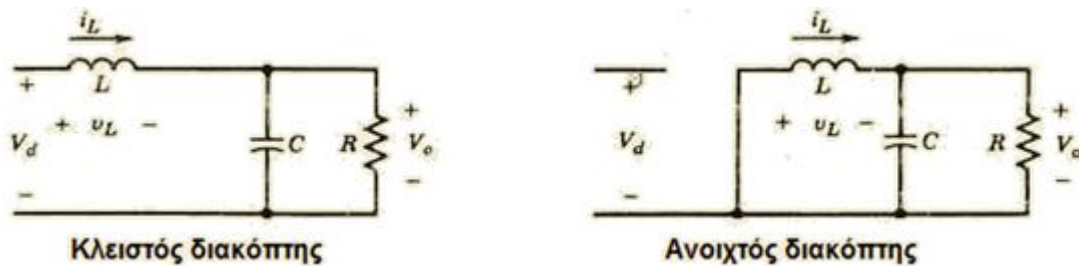
$$\Rightarrow V_d I_d = V_o I_o$$

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{V_o}{V_d} = \frac{I_d}{I_o}$$

Για τη επιλογή του διακόπτη όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.1 πρέπει:

- Ο διακόπτης να δέχεται τάση μέχρι και την μέγιστη τάση εισόδου $V_d = 50V$ του μετατροπέα A .
- Ο διακόπτης όταν βρίσκεται σε κατάσταση αγωγιμότητας να αντέχει ρεύμα μέχρι και το μέγιστο ρεύμα εξόδου του μετατροπέα A, αφού είναι και το ρεύμα που θα διαρρέει από το διακόπτη ($i_o \text{ max} = 60A$). Αυτό το μέγιστο ρεύμα φόρτισης αναπτύσσεται κατά τη στιγμιαία χρονική στιγμή μετάβασης έναυσης του διακόπτη.

Ουσιαστικά πρέπει τα χαρακτηριστικά τάσης εισόδου και ρεύματος αγωγιμότητας του διακόπτη να ικανοποιούν τα πιο πάνω.



Σχήμα 4.1 Καταστάσεις του κυκλώματος του dc-dc μετατροπέα υποβιβασμού τάσης.

Κύρια χαρακτηριστικά του διακόπτη τύπου MOSFET (IRF 1310):

- ✓ **Τάση φραγής :** $V_{DSS} = 80V$
- ✓ **Ρεύμα εκροής :** $I_D = 95 A$
- ✓ **Μέση αντίσταση αγωγιμότητας :** $R_{DS(o)} = 6.6 m\Omega$.
- ✓ **Χρόνος ανύψωσης :** $t_{r(on)} = 130ns$
- ✓ **Χρόνος σβέσης:** $t_{f(off)} = 51ns$

Εύρεση της μέγιστης επιτρεπτής συχνότητα διαμόρφωσης (PWM) για τον διακόπτη τύπου MOSFET (IRF 1310):

$$P_T = P_s + P_{on} < 0.025P_{max}$$

$$\Rightarrow \frac{1}{2}V_d I_o f_s (t_{r(on)} + t_{f(off)}) + V_{on} I_{sw} rms < 0.025V_o I_o \max \quad \text{όπου } V_{on} = I_{sw} rms \bar{R}_{DS(on)} = I_o \max \sqrt{D} \bar{R}_{DS(on)}$$

$$\Rightarrow \frac{1}{2}V_d I_o f_s (t_{r(on)} + t_{f(off)}) + (I_o \max)^2 \bar{R}_{DS(on)} D < 0.025V_o I_o \max$$

$$\left. \begin{aligned} \text{για } V_d = 35V &\Rightarrow 0,19 \cdot 10^{-3} f_s + 19,687 < 43,5W \Rightarrow f_s < 125,33 kHz \\ \text{για } V_d = 50V &\Rightarrow 0,27 \cdot 10^{-3} f_s + 13,791 < 43,5W \Rightarrow f_s < 110,03 kHz \end{aligned} \right\} f_s < 110,03 kHz$$

Έπειτα από την πιο πάνω μελέτη χρησιμοποιούμε διακόπτη τύπου MOSFET, για να έχουμε απώλειες μικρότερες του 2.5% της μέγιστης ισχύος (P_{max}) του μετατροπέα A1 και να ανταποκρίνονται τα χαρακτηριστικά του διακόπτη.

Επίσης συχνότητα διαμόρφωσης επιλέγεται $f_s = 100\text{kHz}$, όπου θα γίνουν και οι ακόλουθοι υπολογισμοί.

4.2.2 Εύρεση αυτεπαγωγής του πηνίου (L) και χωρητικότητας του πυκνωτή (C)

➤ Εύρεση αυτεπαγωγής (L)

Εύρεση αυτεπαγωγής (L) ώστε να διατηρείται συνεχή αγωγή του ρεύματος της μπαταρίας ακόμη και όταν το ρεύμα φόρτισης είναι $I_{LB} = 1\text{A}$.

$$\frac{DT_s(V_d - V_o)}{2L} = I_{LB}$$

$$L = \frac{DT_s(V_d - V_o)}{2I_{LB}} = \frac{V_o T_s (1 - \frac{V_o}{V_d})}{2I_{LB}}$$

Για να έχουμε οριακό ρεύμα $I_{oB} < I_{LB}$ παίρνουμε στη χειρότερη περίπτωση

$$L = 63 \mu\text{H}$$

όμως $35\text{V} \leq V_d \leq 50\text{V}$

$$30.8571 \mu\text{H} \leq L < 0.4898\text{A} < I_{oB} < 0.9857\text{A} \rightarrow I_{oB} < I_{LB}$$

➤ Εύρεση χωρητικότητας (C)

Εύρεση χωρητικότητας (C) ώστε η κυμάτωση στην τάση της μπαταρίας να είναι μικρότερη του 1 %.

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8} \frac{(T_s)^2 (1-D)}{LC} < 0.01$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{για } D = \frac{27}{35} \quad C > 4.535 \mu\text{F} \\ \text{για } D = \frac{27}{50} \quad C > 9.127 \mu\text{F} \end{array} \right\} \Rightarrow C > 9.127 \mu\text{F}$$

παίρνουμε $C = 10 \mu\text{F}$.

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0.00913 = 0.913\% < 1\%$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 6.341\text{kHz} \quad f_s = 100\text{kHz}$$

$$f = 15.77 f$$

Αποτελέσματα προσομοίωσης για εύρεση της κυμάτωσης:

$$V_R \text{ max} = 27.1269 \text{ V}$$

$$V_R \text{ min} = 26.8796 \text{ V}$$

$$V_R = 27 \text{ V}$$

Κυμάτωση για $C = 10\mu\text{F}$:

$$\frac{\Delta V_o}{\overline{V_o}} = \frac{V_R \text{ max} - V_R \text{ min}}{\overline{V_R}} = 0.00916 = 0.916\%$$

4.2.3 Θεωρητική ανάλυση ρεύματος και τάσης πηνίου, πυκνωτή και διόδου.

➤ Θεωρητική ανάλυση ρεύματος πηνίου:

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

$$\int_0^{t_{on}} di_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^{t_{on}} v_L(t) dt$$

$$I_L \max - I_L \min = \frac{1}{L} t_{on} V_d$$

$$\frac{I_L \max - I_L \min}{2} = \bar{I}_L = \bar{I}_o$$

$$I_L \max = \bar{I}_o + \frac{1}{2} \frac{t_{on}(V_d - V_o)}{L}$$

$$I_L \min = \bar{I}_o - \frac{1}{2} \frac{t_{on}(V_d - V_o)}{L}$$

$$i_L(t) = \begin{cases} I_L \min + \frac{I_L \max - I_L \min}{t_{on}} t, & , 0 \leq t \leq t_{on} \\ I_L \max - \frac{I_L \max - I_L \min}{t_{off}} (t - t_{on}) & , t_{on} \leq t \leq T_s \end{cases}$$

$$\bar{I}_L = \frac{1}{T_s} \left\{ \int_0^{t_{on}} \left(I_L \min + \frac{I_L \max - I_L \min}{t_{on}} t \right) dt + \int_{t_{on}}^{T_s} \left[I_L \max - \frac{I_L \max - I_L \min}{t_{off}} (t - t_{on}) \right] dt \right\}$$

$$I_{L,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left\{ \int_0^{t_{on}} \left(I_L \min + \frac{I_L \max - I_L \min}{t_{on}} t \right)^2 dt + \int_{t_{on}}^{T_s} \left[I_L \max - \frac{I_L \max - I_L \min}{t_{off}} (t - t_{on}) \right]^2 dt \right\}}$$

➤ Θεωρητική ανάλυση τάσης πηνίου:

$$V_L(t) = \begin{cases} (V_d - V_o) & , 0 \leq t \leq t_{on} \\ -V_o & , t_{on} \leq t \leq T_s \end{cases}$$

$$\bar{V}_L = \frac{1}{T_s} \left\{ \int_0^{t_{on}} (V_d - V_o) dt + \int_{t_{on}}^{T_s} (-V_o) dt \right\}$$

$$V_{L,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left\{ \int_0^{t_{on}} (V_d - V_o)^2 dt + \int_{t_{on}}^{T_s} [(-V_o)^2] dt \right\}}$$

➤ Θεωρητική ανάλυση ρεύματος πυκνωτή:

$$I_c \max = I_L \max - \bar{I}_o$$

$$I_c \min = I_L \min - \bar{I}_o$$

$$i_c(t) = \begin{cases} I_c \min + \frac{I_c \max - I_c \min}{t_{on}} t, & , 0 \leq t \leq t_{on} \\ I_c \max - \frac{I_c \max - I_c \min}{t_{off}} (t - t_{on}) & , t_{on} \leq t \leq T_s \end{cases}$$

$$\bar{I}_c = \frac{1}{T_s} \left\{ \int_0^{t_{on}} \left(I_c \min + \frac{I_c \max - I_c \min}{t_{on}} t \right) dt + \int_{t_{on}}^{T_s} \left[I_c \max - \frac{I_c \max - I_c \min}{t_{off}} (t - t_{on}) \right] dt \right\}$$

$$I_{c,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left\{ \int_0^{t_{on}} \left(I_c \min + \frac{I_c \max - I_c \min}{t_{on}} t \right)^2 dt + \int_{t_{on}}^{T_s} \left[I_c \max - \frac{I_c \max - I_c \min}{t_{off}} (t - t_{on}) \right]^2 dt \right\}}$$

➤ Θεωρητική ανάλυση τάσης πυκνωτή:

$$\overline{V_c} = \overline{V_R} = \overline{V_o}$$

$$V_{c,rms} \approx \overline{V_c} \quad \text{Λόγω πολύ μικρής κυμάτωσης} \quad \frac{\Delta V_o}{V_o} = 0.00283$$

$$V_{c,max} = \overline{V_o} + \frac{\Delta V_o}{2}$$

$$V_{c,min} = \overline{V_o} - \frac{\Delta V_o}{2}$$

$$\text{Κυμάτωση: } \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8} \frac{(T_s)^2 (1-D)}{LC} = 0.00283 = 0.283\%$$

$$\text{Κυμάτωση προσομοίωσης: } \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{V_{R,max} - V_{R,min}}{\overline{V_R}} = 0.00271 = 0.271\%$$

$$V_{R,max} = 30.0493 \text{ V}$$

$$V_{R,min} = 29.9679 \text{ V}$$

$$\overline{V_R} = 29.9994 \text{ V}$$

➤ Θεωρητική ανάλυση ρεύματος διόδου:

$$\overline{I_{di}} = \frac{1}{T_s} \int_{t_{on}}^{T_s} I_{di} dt = \left(1 - \frac{t_{on}}{T_s}\right) I_L = (1-D) I_L$$

$$I_{di,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t_{on}}^{T_s} [I_{di}]^2 dt} = I_L \sqrt{1-D}$$

$$I_{di}(t) = \begin{cases} 0 & , 0 \leq t \leq t_{on} \\ I_{L,max} - \frac{I_{L,max} - I_{L,min}}{t_{off}} (t - t_{on}) & , t_{on} \leq t \leq T_s \end{cases}$$

$$I_{di} = 0 \quad \text{κλειστός διακόπτης}$$

$$\left. \begin{array}{l} I_{di,max} = I_{L,max} \\ I_{di,min} = I_{L,min} \end{array} \right\} \text{ανοιχτός διακόπτης}$$

Το $I_{di,rms}$ πιο πάνω υπολογίζεται με βάση την μέση τιμή. Στην πραγματικότητα υπολογίζεται πιο σωστά με την πιο κάτω σχέση:

$$I_{di}rms = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t_{on}}^{T_s} \left[I_L \max - \frac{I_L \max - I_L \min}{t_{off}} (t - t_{on}) \right]^2 dt}$$

➤ Θεωρητική ανάλυση τάσης διόδου:

$$\bar{V}_{di} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}} V_{di} dt = \frac{t_{on}}{T_s} V_d = DV_d = V_o$$

$V_{di} = -V_o$ ανάστροφα πολωμένη

$$V_{di}rms = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}} (-V_d)^2 dt} = V_d \sqrt{D}$$

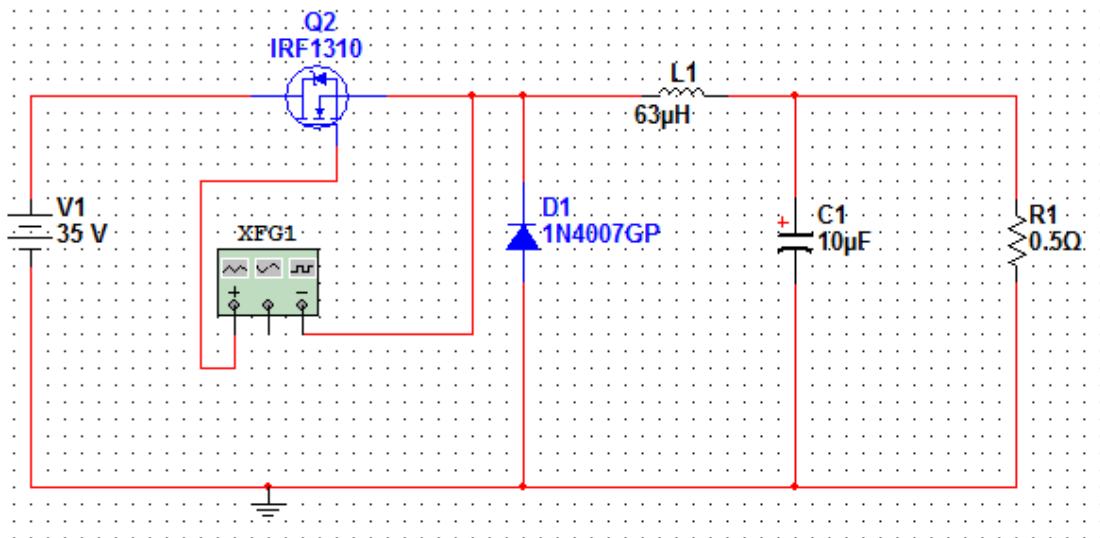
$$V_{di}(t) = \begin{cases} -V_d & , 0 \leq t \leq t_{on} \\ 0 & , t_{on} \leq t \leq T_s \end{cases}$$

$V_{di} \max = 0$ ανοιχτός διακόπτης

$V_{di} \min = -V_d$ κλειστός διακόπτης

4.3 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΘΕΩΡΗΤΙΚΩΝ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ ΜΕ ΤΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΟΥ ΠΡΟΚΥΤΟΥΝ ΑΠΟ ΤΟ MULTISIM

Αφού σχεδιάσαμε το πιο κάτω κύκλωμα όπως φαίνεται στο σχήμα 4.2 με το Multisim για $(V_d, V_o) = (35, 30)$ V παραθέτουμε πιο κάτω τα αποτελέσματα της προσομοίωσης εν συγκρίσει με τα θεωρητικά αποτελέσματα:



Σχήμα 4.2: DC-DC Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης για $V_d, V_o = 35, 30$ V

DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ ΤΑΣΗΣ		
Πηνίο $L=63\mu\text{H}$	Θεωρητικά Αποτελέσματα	Αποτελέσματα Προσομοίωσης
L_h	60 A	59.9986 A
I_{Lrms}	60 A	59.9989 A
$I_L \text{ max}$	60.3401 A	60.3323 A
$I_L \text{ min}$	59.6599 A	59.6645 A
V1	0 V	-0.25002 V
V_{Lrms}	12.2474 V	12.5187 V
$V_L \text{ max}$	5 V	5.03146 V
$V_L \text{ min}$	-30 V	-30.0499 V
DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ ΤΑΣΗΣ		

Πυκνωτής C=10μF	Θεωρητικά Αποτελέσματα	Αποτελέσματα Προσομοίωσης
I_c	0A	0.0146 mA
$I_{c,rms}$	0.2935 A	0.1894 A
$I_c \max$	0.3401 A	0.2506 A
$I_c \min$	-0.3401 A	-0.3967 A
V_c	30 V	29.9994 V
$V_{c,rms}$	30 V	29.9994 V
$V_c \max$	30.0425 V	30.0493 V
$V_c \min$	29.9575V	29.9679 V

DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ ΤΑΣΗΣ		
Δίοδος	Θεωρητικά Αποτελέσματα	Αποτελέσματα Προσομοίωσης
I_{di}	8.5714 A	8.9997 A
$I_{di,rms}$	22.6779 A	23.2374 A
$I_{di,max}$	60.3401 A	60.3322 A
$I_{di,min}$	59.6599 A	59.6645 A
I_{di} κλ. διακόπτη	12:00 πμ	-0.0035 mA
V_{di}	-30 V	-29.7485 V
$V_{di,rms}$	32.4037 V	32.2679 V
$V_{di,max}$	0 V	0.6637 mV
$V_{di,min}$	-35 V	-34.9994 V

4.4 ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ ΑΝΥΨΩΣΗΣ ΤΑΣΗΣ

Ο μετατροπέας B είναι ένας DC-DC μετατροπέας ανύψωσης τάσης. Ο μετατροπέας πρέπει να διατηρεί την τάση εξόδου του σταθερή σε μία τιμή τέτοια ώστε η επόμενη βαθμίδα (αντιστροφέας dc-ac) να μπορεί να δίνει Ac τάση 230 Vrms, 50Hz δουλεύοντας στην γραμμική περιοχή διαμόρφωσης. Η

τάση εξόδου του μετατροπέα B θα υπολογισθεί ως το μικρότερο ακέραιο πολλαπλάσιο των 50 V που ικανοποιεί την παραπάνω συνθήκη.
Η μέγιστη ισχύς του αντιστροφέα dc-ac είναι 2.5 kW.

Άλλα δεδομένα σχεδίασης για τον μετατροπέα B είναι:

- Βαθμός απόδοσης μεγαλύτερος ή ίσος του 93% σε πλήρη ισχύ εξόδου.
- Η κυμάτωση της τάσης εξόδου του είναι μικρότερη του 1% σε πλήρη ισχύ εξόδου.
- Το ελάχιστο ρεύμα εισόδου του για το οποίο πρέπει να διατηρείται συνεχής ροή ρεύματος στο διάστημα μιας περιόδου, είναι 2 A.

Για τον μετατροπέα B θα υπολογισθούν:

- Το είδος του διακόπτη MOSFET.
- Η συχνότητα διαμόρφωσης (θα χρησιμοποιηθεί διαμόρφωση PWM). Θα επιλεγεί η πλησιέστερη ακέραια συχνότητα που ικανοποιεί τις παραπάνω συνθήκες.
- Το μέγεθος του πυκνωτή (χωρητικότητα, μέγιστη και ελάχιστη στιγμιαία τάση, μέση τάση και rms τάση, μέγιστο και ελάχιστο στιγμιαίο ρεύμα, μέσο και rms ρεύμα)
- Το μέγεθος του πηνίου (αυτεπαγωγή, μέγιστη και ελάχιστη στιγμιαία τάση, μέση τάση και rms τάση, μέγιστο και ελάχιστο στιγμιαίο ρεύμα, μέσο και rms ρεύμα)
- Το μέγεθος της διόδου (μέγιστη και ελάχιστη στιγμιαία τάση, μέση και rms τάση, μέγιστο και ελάχιστο στιγμιαίο ρεύμα, μέσο και rms ρεύμα)

4.4.1 Επιλογή διακόπτη και συχνότητας διαμόρφωσης.

Όπως φαίνεται και από το αρχικό σχήμα της διάταξης ο DC-DC μετατροπέας (B) ανύψωσης τάσης ακολουθεί τον DC-DC μετατροπέα (A) υποβιβασμού τάσης. Κατά την διάρκεια φόρτισης της μπαταρίας την ημέρα από τον DC-DC μετατροπέα (A), υποβιβασμού τάσης, τροφοδοτείται παράλληλα και ο DC-DC μετατροπέας (B) ,ανύψωσης τάσης. Όμως κατά τη διάρκεια της νύχτας ο DC-DC μετατροπέας (B) ανύψωσης τάσης τροφοδοτείται μόνο από την μπαταρία. Έτσι η τάση εισόδου του DC-DC μετατροπέα (B) ανύψωσης τάσης βρίσκεται μεταξύ $V_d=21-27$ Vdc.

Ο μετατροπέας για να διατηρεί την τάση εξόδου του σταθερή σε μία τιμή τέτοια ώστε η επόμενη βαθμίδα (αντιστροφέας dc-ac) να μπορεί να δίνει ac τάση 230 V_{rms}, 50Hz δουλεύοντας στην γραμμική περιοχή διαμόρφωσης.

$$V_d = 230\sqrt{2} = 325.269 \text{ V}$$

$V_d = 350 \text{ V}$ (το μικρότερο ακέραιο πολλαπλάσιο των 50 V που ικανοποιεί την παραπάνω συνθήκη)

Η μέγιστη ισχύς του αντιστροφέα dc-ac είναι $P_o \text{ max} = 2.5 \text{ Kw}$

Κατά την διάρκεια του αρχικού σταδίου φόρτισης, το μέγιστο ρεύμα φόρτισης είναι:

$$I_o \text{ max} = \frac{P_o \text{ max}}{V_o} = \frac{2.5 \cdot 10^3}{350} = 7.1429 \text{ A}$$

Οι απώλειες του διακόπτη του μετατροπέα A θα πρέπει να είναι μικρότερες του 7% της μέγιστης ισχύος του (P_{max}).

Η ολική μέση απώλεια ισχύος σ' ένα διακόπτη είναι:

$$P_T = P_s + P_{on}$$

Η μέση απώλεια ισχύος κατά τη διάρκεια της μετάβασης έναυσης ($t_{r(on)}$) και σβέσης ($t_{f(off)}$) σ' ένα διακόπτη είναι:

$$P_s = \frac{1}{2} V_d I_d f_s (t_{r(on)} + t_{f(off)})$$

Η στιγμιαία απώλεια ισχύος κατά τη διάρκεια της μετάβασης έναυσης $t_{r(on)}$ και σβέσης $t_{f(off)}$ σ' ένα διακόπτη

$$P_s = \frac{1}{2} (V_d, V_o)_{\text{max}} (I_d, I_o)_{\text{max}} f_s (t_{r(on)} + t_{f(off)})$$

Η μέση απώλεια ισχύος κατά τη διάρκεια αγωγιμότητας σ' ένα διακόπτη είναι:

$$P_{on} = V_{on} I_d \frac{t_{on}}{T_{off}}$$

Η μέγιστη στιγμιαία απώλεια ισχύος κατά τη διάρκεια αγωγιμότητας σ' ένα διακόπτη είναι:

$$P_{on} = V_{on} (I_d, I_o)_{\text{max}} \frac{t_{on}}{T_s}$$

$$P_T = P_s + P_{on} < 0.069 P_{\max}$$

$$\Rightarrow \frac{1}{2} V_o \max I_d \max f_s (t_{r(on)} + t_{f(off)}) + V_{on} I_d \max \frac{t_{on}}{T_s} < 0.069 V_o I_o \max$$

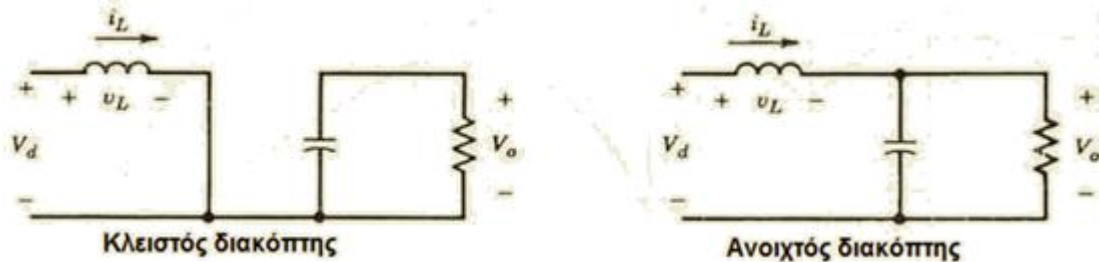
Αγνοώντας τις απώλειες ισχύος που σχετίζονται με όλα τα στοιχεία του κυκλώματος η ισχύς εισόδου P_d ισούται με την ισχύ εξόδου P_o .

$$P_d = P_o$$

$$\Rightarrow V_d I_d = V_o I_o$$

$$D = \frac{t_{on}}{T_{off}} = \frac{V_o - V_d}{V_o}$$

Για τη επιλογή του διακόπτη όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.3 πρέπει:



Σχήμα 4.3 Καταστάσεις του κυκλώματος του dc-dc μετατροπέα ανύψωσης τάσης.

- Ο διακόπτης να δέχεται τάση μέχρι τη μέγιστη τάση εξόδου ($V_o \max = 350V$) του μετατροπέα B .
- Ο διακόπτης όταν βρίσκεται σε κατάσταση αγωγιμότητας να αντέχει ρεύμα μέχρι και το μέγιστο ρεύμα εισόδου του μετατροπέα B που θα τροφοδοτεί η μπαταρία, αφού είναι και το ρεύμα που θα διαρρέει από το διακόπτη.

$$(I_d \max = \frac{V_o I_o \max}{V_d} = 115.741A \text{ για } V_d = 21.6V \text{ και } I_d = 92.593A \text{ για } V_d = 27V).$$

Ουσιαστικά πρέπει τα χαρακτηριστικά τάσης εισόδου και ρεύματος αγωγιμότητας του διακόπτη να ικανοποιούν τα πιο πάνω.

Κύρια χαρακτηριστικά του διακόπτη τύπου IGBT (Dual,FF400R06KE3):

- ✓ Τάση συλλέκτη - εκπομπού : $V_{CES} = 600 \text{ V}$
- ✓ Ρεύμα συλλέκτη: $I_C = 400 \text{ A}$
- ✓ Τάση στον κόρο: $V_{CE(a)} = 1.45 \text{ V}$ για $T_{vj} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$
- ✓ Χρόνος ανύψωσης : $t_{r(on)} = 50 \text{ ns}$ για $V_{CE} = 300 \text{ V}$, $I_C = 400 \text{ A}$,
- ✓ Χρόνος σβέσης: $f_{(off)} = 50 \text{ ns}$ $R_{Goff} = 1.5 \Omega$, $V_{Ge} = \pm 15 \text{ V}$, $T_{vj} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$

Εύρεση της μέγιστης επιτρεπτής συχνότητα διαμόρφωσης (PWM) για τον διακόπτη τύπου IGBT (Dual,FF400R06KE3):

$$P_T = P_s + P_{on} < 0.07 P_{max}$$

$$\Rightarrow \frac{1}{2} V_d I_d f_s (t_{r(on)} + t_{f(off)}) + V_{on} I_d \frac{t_{on}}{T_s} < 0.07 V_o I_o \max \quad \text{όπου } V_{on} = V_{CE(sat)}$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{για } V_d = 27 \text{ V} \Rightarrow 1.62 \cdot 10^{-3} f_s + 123.90 \text{ W} < 175 \text{ W} \Rightarrow f_s < 31.54 \text{ kHz} \\ \text{για } V_d = 21.6 \text{ V} \Rightarrow 2.02 \cdot 10^{-3} f_s + 157.47 \text{ W} < 175 \text{ W} \Rightarrow f_s < 8.67 \text{ kHz} \end{array} \right\} \Rightarrow f_s = 8 \text{ kHz}$$

Για να έχουμε απώλειες μικρότερες του 7% της μέγιστης ισχύος (P_{max}) του μετατροπέα B , έπειτα από την πιο πάνω μελέτη χρησιμοποιούμε διακόπτη τύπου IGBT. Επίσης συχνότητα διαμόρφωσης επιλέγεται $f_s = 8 \text{ kHz}$, όπου θα γίνουν και οι ακόλουθοι υπολογισμοί.

4.4.2 Εύρεση αυτεπαγωγής του πηνίου (L) και χωρητικότητας του πυκνωτή (C)

➤ Εύρεση αυτεπαγωγής (L)

Εύρεση αυτεπαγωγής (L) ώστε να διατηρείται συνεχή αγωγή του ρεύματος της μπαταρίας στο διάστημα μιας περιόδου είναι $I_{LB} = 2 \text{ A}$.

$$\frac{T_s V_o D(1-D)}{2L} = I_{LB}$$

$$L = \frac{T_s V_o (1 - \frac{V_d}{V_o}) \frac{V_d}{V_o}}{2I_{LB}} = \frac{T_s (V_o - V_d) \frac{V_d}{V_o}}{2I_{LB}}$$

$$\frac{(350-21) \cdot 21}{28 \cdot 10^3 \cdot 350} \leq L \leq \frac{(350-27) \cdot 27}{28 \cdot 10^3 \cdot 350}$$

,όμως $21V \leq V_d \leq 27V$

$$705 \mu H \leq L \leq 889.898 \mu H$$

Για να έχουμε οριακό ρεύμα $I_{oB} < I_{LB}$ παίρνουμε στη χειρότερη περίπτωση $L = 900 \mu H$.

➤ Εύρεση χωρητικότητας (C)

Εύρεση χωρητικότητας (C) ώστε η κυμάτωση στην τάση της μπαταρίας να είναι μικρότερη του 1 %.

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o \cdot D \cdot T_s}{C} = \frac{V_o \cdot D \cdot T_s}{R \cdot C}$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D \cdot T_s}{RC} < 0.01 \quad , \text{όπου } \frac{(V_o)^2}{R} = P_o \text{ max} \Rightarrow R = \frac{V_o}{I_o \text{ max}} = \frac{350}{7.1429} = 49 \Omega$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{για } D = \frac{350-27}{350} \quad C > 269.055 \mu F \\ \text{για } D = \frac{350-21}{350} \quad C > 269.905 \mu F \end{array} \right\} \Rightarrow C > 269.905 \mu F$$

παίρνουμε $C=300\mu F$.

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0.009 = 0.9\% < 1\%$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 306.29 \text{ Hz} \quad f_s = 8 \text{ kHz}$$

$$f_s = 26.119 f_c$$

Οι ακόλουθοι υπολογισμοί θα γίνουν για συχνότητα διαμόρφωσης $f_s = 8 \text{ kHz}$ και για $(V_d, V_o) = (25, 350) \text{ V}$.

$$V_d \cdot I_d = V_o \cdot I_o = 2.5 \text{ kW}$$

$$\Rightarrow I_o \text{ max} = 7.1429 \text{ A}$$

$$\Rightarrow I_d = 100 \text{ A}$$

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{V_o - V_d}{V_o} = \frac{350 - 25}{350} = 0.92857$$

4.4.3 Θεωρητική ανάλυση ρεύματος και τάσης πηνίου, πυκνωτή και διόδου.

➤ Θεωρητική ανάλυση ρεύματος πηνίου:

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

$$\int_0^{t_{on}} di_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^{t_{on}} v_L(t) dt$$

$$I_L \max - I_L \min = \frac{1}{L} t_{on} V_d$$

$$\frac{I_L \max - I_L \min}{2} = \bar{I}_L = \bar{I}_d$$

$$I_L \max = \bar{I}_d + \frac{1}{2} \frac{t_{on} V_d}{L}$$

$$I_L \min = \bar{I}_d - \frac{1}{2} \frac{t_{on} V_d}{L}$$

$$i_L(t) = \begin{cases} I_L \min + \frac{I_L \max - I_L \min}{t_{on}} t, & , 0 \leq t \leq t_{on} \\ I_L \max - \frac{I_L \max - I_L \min}{t_{off}} (t - t_{on}) & , t_{on} \leq t \leq T_s \end{cases}$$

$$\bar{I}_L = \frac{1}{T_s} \left\{ \int_0^{t_{on}} \left(I_L \min + \frac{I_L \max - I_L \min}{t_{on}} t \right) dt + \int_{t_{on}}^{T_s} \left[I_L \max - \frac{I_L \max - I_L \min}{t_{off}} (t - t_{on}) \right] dt \right\}$$

$$I_{L,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left\{ \int_0^{t_{on}} \left(I_L \min + \frac{I_L \max - I_L \min}{t_{on}} t \right)^2 dt + \int_{t_{on}}^{T_s} \left[I_L \max - \frac{I_L \max - I_L \min}{t_{off}} (t - t_{on}) \right]^2 dt \right\}}$$

➤ Θεωρητική ανάλυση τάσης πηνίου:

$$V_L(t) = \begin{cases} V_d & , 0 \leq t \leq t_{on} \\ (V_d - V_o) & , t_{on} \leq t \leq T_s \end{cases}$$

$$\bar{V}_L = \frac{1}{T_s} \left\{ \int_0^{t_{on}} V_d dt + \int_{t_{on}}^{T_s} (V_d - V_o) dt \right\}$$

$$V_{Lrms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left\{ \int_0^{t_{on}} (V_d)^2 dt + \int_{t_{on}}^{T_s} [(V_d - V_o)^2] dt \right\}}$$

➤ Θεωρητική ανάλυση ρεύματος πυκνωτή:

$$\left. \begin{aligned} I_c \max &= I_L \max - \bar{I}_o \\ I_c \min &= I_L \min - \bar{I}_o \end{aligned} \right\} \text{ανοιχτός διακόπτης}$$

$I_c = -I_o$ κλειστός διακόπτης

$$i_c(t) = \begin{cases} -I_o & , 0 \leq t \leq t_{on} \\ I_c \max - \frac{I_c \max - I_c \min}{t_{off}} (t - t_{on}) & , t_{on} \leq t \leq T_s \end{cases}$$

$$\bar{I}_c = \frac{1}{T_s} \left\{ \int_0^{t_{on}} (-I_o) dt + \int_{t_{on}}^{T_s} \left[I_c \max - \frac{I_c \max - (I_L \min - \bar{I}_o)}{t_{off}} (t - t_{on}) \right] dt \right\}$$

$$I_{crms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left\{ \int_0^{t_{on}} (-I_o)^2 dt + \int_{t_{on}}^{T_s} \left[I_c \max - \frac{I_c \max - (I_L \min - \bar{I}_o)}{t_{off}} (t - t_{on}) \right]^2 dt \right\}}$$

➤ Θεωρητική ανάλυση τάσης πυκνωτή:

$$V_c = V_R = V_o$$

$$V_{c,rms} = V_c \text{ Λόγω πολύ μικρής κυμάτωσης } \Delta V_o/V_o = 0.0073$$

$$V_c \text{ max} = \overline{V_o} + \frac{\Delta V_o}{2}$$

$$V_c \text{ min} = \overline{V_o} - \frac{\Delta V_o}{2}$$

$$\text{Κυμάτωση : } \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D \cdot T_s}{RC} = 0.0073 = 0.73\%$$

$$\text{Κυμάτωση προσομοίωσης : } \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{V_R \text{ max} - V_R \text{ min}}{\overline{V_R}} = 0.0078 = 0.78\%$$

$$V_R \text{ max} = 351.311 \text{ V}$$

$$V_R \text{ min} = 348.587 \text{ V}$$

$$\overline{V_R} = 349.938 \text{ V}$$

➤ Θεωρητική ανάλυση ρεύματος διόδου:

$$\overline{I_{di}} = \frac{1}{T_s} \int_{t_{on}}^{T_s} I_{di} dt = (1 - \frac{t_{on}}{T_s}) I_L = (1 - D) I_d$$

$$I_{di,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t_{on}}^{T_s} [I_{di}]^2 dt} = I_d \sqrt{1 - D}$$

$$I_{di}(t) = \begin{cases} 0 & , 0 \leq t \leq t_{on} \\ I_L \text{ max} - \frac{I_L \text{ max} - I_L \text{ min}}{t_{off}} (t - t_{on}) & , t_{on} \leq t \leq T_s \end{cases}$$

$$I_{di} = 0 \quad \text{κλειστός διακόπτης}$$

$$\left. \begin{array}{l} I_{di} \max = I_L \max \\ I_{di} \min = I_L \min \end{array} \right\} \text{ανοιχτός διακόπτης}$$

$$\bar{I}_{di} = \frac{1}{T_s} \int_{t_{on}}^{T_s} \left(I_L \max - \frac{I_L \max - I_L \min}{t_{off}} (t - t_{on}) \right) dt$$

Το $I_{di,rms}$ πιο πάνω υπολογίζεται με βάση την μέση τιμή. Στην πραγματικότητα υπολογίζεται πιο σωστά με την πιο κάτω σχέση:

$$I_{di,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t_{on}}^{T_s} \left[I_L \max - \frac{I_L \max - I_L \min}{t_{off}} (t - t_{on}) \right]^2 dt}$$

➤ Θεωρητική ανάλυση τάσης διόδου:

$$V_{di} \max = 0$$

$$V_{di} \min = -V_o$$

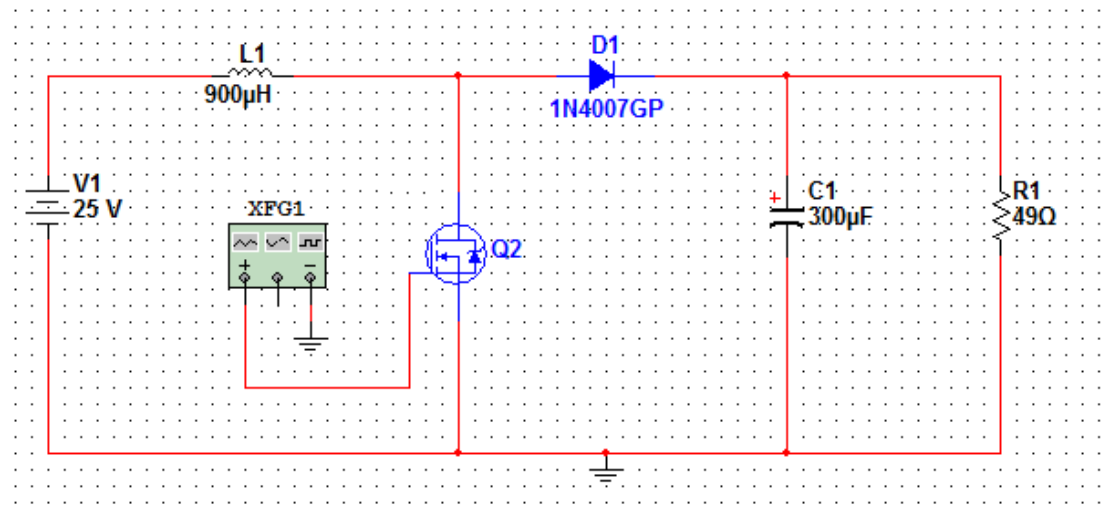
$$V_{di}(t) = \begin{cases} -V_o & , 0 \leq t \leq t_{on} \\ 0 & , t_{on} \leq t \leq T_s \end{cases}$$

$$\bar{V}_{di} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}} (V_{di}) dt = -\frac{t_{on}}{T_s} V_o = -DV_o = V_d - V_o$$

$$V_{di,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}} (V_{di})^2 dt} = V_o \sqrt{D} = \sqrt{V_o(V_o - V_d)}$$

4.5 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΘΕΩΡΗΤΙΚΩΝ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ ΜΕ ΤΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΟΥ ΠΡΟΚΥΤΟΥΝ ΑΠΟ ΤΟ MULTISIM

Αφού σχεδιάσαμε το πιο κάτω κύκλωμα όπως φαίνεται στο σχήμα 4.4 με το Multisim για $(V_d, V_o) = (25, 300)$ V παραθέτουμε πιο κάτω τα αποτελέσματα της προσομοίωσης εν συγκρίσει με τα θεωρητικά αποτελέσματα:



Σχήμα 4.4: DC-DC Μετατροπέας ανύψωσης τάσης για $V_d, V_o = 25, 300$ V

DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΑΝΥΨΩΣΗΣ ΤΑΣΗΣ		
Πηνίο $L=900\mu\text{H}$	Θεωρητικά Αποτελέσματα	Αποτελέσματα Προσομοίωσης
I_L	100 A	100.016 A
I_{Lrms}	100.0301 A	100.020 A
$I_L \text{ max}$	101.6121 A	101.592 A
$I_L \text{ min}$	98.3879 A	98.4146 A
V_L	0 V	-2.0491 V
V_{Lrms}	90.1396 V	93.4751 V
$V_L \text{ max}$	-326.278 V	326.240 V
$V_L \text{ min}$	-323.722 V	-323.667 V
$V_L \text{ αν. διακόπτη}$	-325V	-325.009V
$V_L \text{ κλ. διακόπτη}$	25V	24.9988V
DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΑΝΥΨΩΣΗΣ ΤΑΣΗΣ		

Πυκνωτής C=300μF	Θεωρητικά Αποτελέσματα	Αποτελέσματα Προσομοίωσης
I_c	0.0194A	0.5905A
$I_{c,rms}$	25.7551A	26.7231A
$I_{c,max}$	94.4692A	94.4711A
$I_{c,min}$	91.2450A	91.3125A
I_c κλ. διακόπτη	-7.1429A	-7.1697A
V_c	350V	349.938V
$V_{c,rms}$	350V	349.938V
$V_{c,max}$	351.278V	351.311V
$V_{c,min}$	348.722V	348.587V

DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΑΝΥΨΩΣΗΣ ΤΑΣΗΣ		
Δίοδος	Θεωρητικά Αποτελέσματα	Αποτελέσματα Προσομοίωσης
I_{di}	7.1430A	7.7321A
$I_{di,rms}$	26.7264A	27.8129A
$I_{di,max}$	101.6121A	101.585A
$I_{di,min}$	98.3879A	98.4810A
I_{di} κλ. διακόπτη	0A	-0.0351mA
V_{di}	-325V	-322.889V
$V_{di,rms}$	337.268V	336.142V
$V_{di,max}$	0V	1.0102mV
$V_{di,min}$	-350V	-351.31V

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] S.J.Chapman : Ηλεκτρικές Μηχανές AC-DC, 3^η Έκδοση, Εκδόσεις Τζιόλα, Θεσσαλονίκη 2003.
- [2] Δ. Λαμπρίδης, Π. Ντοκόπουλος, Γ. Παπαγιάννης: Συστήματα Ηλεκτρικής Ενέργειας, Τόμος Α', Εκδόσεις Ζήτη , Θεσσαλονίκη 2006.
- [3] Π. Ντοκόπουλος : Ηλεκτρικές Εγκαταστάσεις Καταναλωτών, Εκδόσεις Ζήτη, Θεσσαλονίκη 2005.
- [4] Mohan/Undeland/Robbins : Ηλεκτρονικά Ισχύος: Μετατροπείς – Εφαρμογή – Σχεδίαση, Δεύτερη Έκδοση, Εκδόσεις Α. Τζιόλα, Θεσσαλονίκη 1996.
- [5] Σ. Μανιάς : Ηλεκτρονικά Ισχύος, Έκτη Έκδοση, Εκδόσεις Συμεών, Αθήνα 2007.
- [6] Esram T. and Chapman. P.L. 2007. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques, IEEE Trans. Energy Conversion 22 (2), 439.
- [7] International Solar Energy, German section. 2008. Planning and Installing Photovoltaic Systems: A Guide for Installers, Architects and Engineers. Earthscan Publications Ltd, ISBN-10: 1844074420
- [8] Faranda, R., Leva, S. 2008. Energy comparison of MPPT techniques for PV Systems. WSEAS TRANSACTIONS ON POWER SYSTEMS, 3(6), 446-455