ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΟΥ SPLIT-PI DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ ΑΜΦΙΔΡΟΜΗΣ ΡΟΗΣ ΙΣΧΥΟΣ, ΕΛΕΓΧΟΣ ΣΕ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΟΛΙΣΘΗΣΗΣ ΕΠΙ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΣ ΚΑΙ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Απόστολος Β. Ζιώγας

Επιβλέπων: Νικόλαος Δ. Χατζηαργυρίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Φεβρουάριος 2021

ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΟΥ SPLIT-PI DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ ΑΜΦΙΔΡΟΜΗΣ ΡΟΗΣ ΙΣΧΥΟΣ, ΕΛΕΓΧΟΣ ΣΕ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΟΛΙΣΘΗΣΗΣ ΕΠΙ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΣ ΚΑΙ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Απόστολος Β. Ζιώγας

Επιβλέπων: Νικόλαος Δ. Χατζηαργυρίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 22η Φεβρουαρίου 2021.

.....	.....	.....
Νικόλαος Χατζηαργυρίου	Σταύρος Παπαθανασίου	Παύλος Γεωργιλάκης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.	Αναπληρωτής Καθηγητής Ε.Μ.Π.	Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Φεβρουάριος 2021

.....

Απόστολος Β. Ζιώγας

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Απόστολος Β. Ζιώγας, 2021

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσοβίου Πολυτεχνείου.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Οι τεχνολογίες συνεχούς ρεύματος αναπτύσσονται ταχέως στην παρούσα χρονική περίοδο λόγω των αναγνών που προκύπτουν από τη διείσδυση των μονάδων διεσπαρμένης παραγωγής καθώς και των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας. Χάρη στους σύγχρονους ημιαγωγούς και στα ηλεκτρονικά ισχύος, έγινε δυνατός ο χειρισμός του συνεχούς ρεύματος. Προς μεγαλύτερη εξοικονόμηση και ομαλότερη καμπύλη παραγόμενης ισχύος, αναδύεται η ανάγκη για χρήση μετατροπέων αμφίδρομης ροής ισχύος.

Στην παρούσα εργασία παρουσιάζεται η δομή και οι λειτουργίες ενός μετατροπέα με δυνατότητα αμφίδρομης αγωγής, του Split-Pi μετατροπέα. Αποτελεί μια καινοτόμα εφεύρεση, με ευρεία δυνατότητα μετατροπής της συνεχούς τάσης από μια τιμή σε κάποια άλλη, η οποία εκμεταλλευόμενη την δομή των MOSFET επιτρέπει την αμφίδρομη αγωγή. Για να κατανοηθεί πλήρως η λειτουργία του μετατροπέα αυτού, εξηγείται η δομή και η λειτουργία των MOSFET ισχύος, καθώς και των υπόλοιπων ημιαγωγικών διακοπτών που χρησιμοποιούνται στα ηλεκτρονικά ισχύος και γίνεται μια σύγκριση μεταξύ των διαθέσιμων ημιαγωγικών διακοπτών ισχύος. Επίσης ο εν λόγω μετατροπέας ανήκει στην οικογένεια των διακοπτικών μετατροπέων DC-DC, όπως είναι ο Buck ή ο Boost μετατροπέας και για να γίνει κατανοητή η λειτουργία του πρώτου αναλύεται η λειτουργία των τελευταίων.

Παραδοσιακά για τον έλεγχο των διακοπτικών μετατροπέων χρησιμοποιείται η τεχνική της διαμόρφωσης έυρους παλμού σε συνδυασμό με τον PID έλεγχο για να προσαρμόζεται η τάση στα επιθυμητά επίπεδα ανεξαρτητα των διαταραχών που υπεισέρχονται στο σύστημα. Στην παρούσα εργασία δίνεται έμφαση σε ένα άλλο είδος μη γραμμικού ελέγχου, ο οποίος παρουσιάζει άριστη απόρριψη διαταραχών (υπερέχοντας του ελέγχου PID) και ονομάζεται έλεγχος ολίσθησης επί επιφάνειας, γνωστός ως Sliding Mode Control. Στην εργασία αυτή, αναπτύχθηκε και θεμελιώθηκε ο συγκεκριμένος έλεγχος για τον μετατροπέα Split-Pi, για τις λειτουργίες ανύψωσης και υποβιβασμού.

Επιπρόσθετα αναπτύσσεται ένα μοντέλο του μετατροπέα με έλεγχο ολίσθησης επί επιφάνειας αλλά και PI έλεγχο στο πρόγραμμα προσομοίωσης Matlab Simulink και παρατίθενται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για όλες τις δυνατές λειτουργίες του μετατροπέα, συμπεριλαμβανομένου της λειτουργίας αμφίδρομης αγωγής στην εφαρμογή της αναγεννητικής πέδησης ενός DC ηλεκτροκινητήρα.

ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ

Μετατροπέας Split-Pi, μετατροπέας DC-DC, αμφίδρομη αγωγή, έλεγχος ολίσθησης επί επιφάνειας, έλεγχος PI, αναγεννητική πέδηση, ανανεώσιμες πηγές ενέργειας, DC μικρόδίκτυα

ABSTRACT

DC technologies are evolving rapidly in the present time period due to the readiness resulting from the penetration of dispersed production units as well as renewable energy sources. Thanks to modern semiconductors and power electronics, it was possible to control direct current. For greater savings and a smoother power output curve, the need to use bidirectional power converters is emerging.

This work presents the structure and functions of a bidirectional converter, the Split-Pi converter. It is an innovative invention, with a wide range of possibilities for converting DC voltage from one value to another, which, taking advantage of the structure of MOSFETs, allows bidirectional current flowing. To fully understand the operation of this converter, the structure and operation of the power MOSFETs are explained, as well as the other semiconductor switches used in power electronics, and a comparison is made between the available semiconductor power switches. This inverter also belongs to the family of DC-DC switching converters, such as the Buck or Boost converter, and in order to understand the operation of the former, the operation of the latter is analyzed.

Traditionally, the technique of pulse width modulation in combination with PID control is used to control the DC converters in order to adjust the voltage to the desired levels regardless of the disturbances entering the system. This work emphasizes another type of nonlinear control, which exhibits excellent disturbance rejection and is called Sliding Mode Control. In this work, the specific control for the Split-Pi converter, for the boost and buck functions, was developed and established.

In addition, a model of the inverter with sliding mode and PI control is developed in the Matlab Simulink simulation program and the simulation results for all possible functions of the inverter are presented, including the bidirectional function in the application of a DC regenerative brake application.

KEY WORDS

Split-Pi converter, DC-DC converter, bidirectionality, sliding mode control, PI control, regeneration braking, renewable energy sources, DC microgrids

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Σε αυτή τη σελίδα ίσως ο λόγος μου ξεφύγει από το πνεύμα της επισημότητας και σοβαρότητας που διέπει όλη την υπόλοιπη παρούσα εργασία, αλλά θαρρώ πως δικαιούμαι να γράψω μια τέτοια σελίδα ανάμεσα σε άλλες 120 περίπου! Ευχαριστώ για την κατανόηση.

Η ολοκλήρωση της παρούσας εργασίας σηματοδοτεί το πέρας των σπουδών μου, και γενικά μιας διαδρομής την οποία ξεκίνησα ως παιδί και τελειώνω ως άντρας. Η διαδρομή αυτή ήταν γεμάτη γνωριμίες, χαμόγελα, λύπες, στιγμές ανεμελιάς και αγαλίασης, φρίκες, ατελείωτα διαβάσματα και άγχος, αλλά και ικανοποίησης για αυτά που σταδιακά κατάφερνα. Σε αυτή τη σελίδα λοιπόν, θέλω να ευχαριστήσω όλους αυτούς τους ανθρώπους που με συντροφεύσαν σε αυτή τη διαδρομή και να τους φέρω για λίγο κοντά μου.

Αρχικά ευχαριστώ τον κ. Χατζηαργυρίου, που εν μέσω δύσκολων υγειονομικών καταστάσεων, μου επέτρεψε να ασχοληθώ με το παρόν θέμα, το οποίο μου ταίριαξε γάντι, καθώς και τη διδακτορικό Άλκηστις Κόντου για την εξαιρετική συνεργασία που είχαμε.

Μέσα από τη σχολή γνώρισα απίστευτα παιδιά. Θέλω στην παρακάτω παράγραφο να ευχαριστήσω κάποια από αυτά για την παρέα που μου χάρισαν και για τη φιλία που χτίσαμε. Ευχαριστώ το Λιάκο με τον οποίο, και χάρη στη συντροφιά του οποίου κατάφερα να τελειώσω τη μισή σχολή, τον Τάσο, το Βούκατα, τον Ντάνιελ και τον Κάππο, που σαν παρέα (πρυτανεία team) μου χάρισαν πολύ γέλιο και ζεστασιά και με ενθάρρυναν τα τελευταία φορτσάτα χρόνια της σχολής. Ευχαριστώ τον Τόλη, το Μάριο, τον Ορέστη, το Στέργιο, για τη συντροφιά τους στα πρώτα αθώα και ανέμελα φοιτητικά χρόνια. Ευχαριστώ Σπύρο τον ψηλό, το Θανάση το μουσάτο, το Μιτσέλο, το Νικολή, το συγχωρεμένο Μπίλη, την Αντριάνα και τη Μαρία. Ευχαριστώ το Φράγκο που μας κάνει όλους να ξεχνάμε τα βάσανα, το Βασίλη και τον Μανώλη. Ευχαριστώ το Λεφαντζή για τις τέλειες σημειώσεις ΑΣΗΕ ΙΙ και το Μιχάλη τον Αθανασόπουλο που μαζί ξεκινήσαμε από το δημοτικό.

Παρακάτω θέλω να ευχαριστήσω τους καλούς μου φίλους εκτός σχολής που με συντροφεύσανε στη ζωή μου, το Φανάκη, το Θανασάκη το Σαλονικιό, τον Πεταχτή, το Χριστόφορο τον πιανίστα, τα ξαδέρφια μου που μαζί μεγαλώσαμε και τον Τόλη.

Οφείλω να ευχαριστήσω βέβαια και τις υπέροχες κοπέλες που ζεστάναν την καρδιά μου και με κάναν να νιώσω ευτυχία, τη Μαιρηχρύσα, την Ηλιάνα, την Έλενα, τη Φαίη και τη Λυδία.

Ευχαριστώ πιο πολύ απ' όλους την οικογένειά μου, τη μάνα μου και τον πατέρα μου που με αγάπησαν όσο κανένας, τις υπέροχες γιαγιάδες μου που τις έχω αδυναμία, το θείο μου και τις θείες μου, που με υποστήριξαν και με βοήθησαν σαν να ήμουν παιδί τους.

Τέλος, ευχαριστώ το Θεό που μου έδωσε πνοή για να υπάρχω και ζεστή καρδιά για να αγαπώ.

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1ο 1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ 1

1.1 ΠΛΑΙΣΙΟ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ 1

1.2 ΑΝΤΙΚΕΙΜΕΝΟ ΜΕΛΕΤΗΣ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ 1

1.3 ΔΟΜΗ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ 2

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2ο 3

ΘΕΩΡΗΤΙΚΟ ΥΠΟΒΑΘΡΟ 3

2.1 Η ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ ΤΗΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ 3

2.2 ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΟΙ ΔΙΑΚΟΠΤΕΣ: ΑΡΧΕΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ 6

2.3 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ 20

2.4 ΒΑΣΙΚΟΙ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ DC-DC 22

2.4.1 Buck Converter – Μετατροπέας Υποβιβασμού 22

2.4.2 Boost Converter – Μετατροπέας Ανύψωσης 28

2.4.3 Buck-Boost Converter –Μικτός Μετατροπέας 32

2.5 Ο ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΗΣ ΑΜΦΙΔΡΟΜΗΣ ΑΓΩΓΗΣ ΤΩΝ MOSFET 34

2.6 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ PWM (Pulse Width Modulation) 37

2.7 PID ΕΛΕΓΧΟΣ ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ 42

2.8 ΕΛΕΓΧΟΣ ΟΛΙΣΘΗΣΗΣ ΕΠΙ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΣ (SLIDING MODE CONTROL - SMC) 45

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3ο 49

ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗ ΤΟΥ ΑΜΦΙΔΡΟΜΟΥ DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ «SPLIT-PI CONVERTER» 49

3.1 Η ΔΟΜΗ ΤΟΥ SPLIT-PI CONVERTER 49

3.2 ΟΙ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΕΣ ΤΟΥ SPLIT-PI CONVERTER 55

3.3 ΤΑ ΠΛΕΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ ΤΟΥ SPLIT-PI CONVERTER 58

3.4 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΕΛΕΓΧΟΥ ΟΛΙΣΘΗΣΗΣ ΕΠΙ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΣ 58

3.4.1 Λειτουργία Υποβιβασμού 59

3.4.2 Λειτουργία Ανύψωσης 64

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4ο 69

ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΤΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ SPLIT-PI ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ 69

4.1 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΔΙΑΣΤΑΣΙΟΛΟΓΗΣΗ ΤΟΥ SPLIT-PI ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ 69

4.2 ΕΛΕΓΧΟΣ ΑΝΟΙΧΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ ΜΕ PWM ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ 72

4.3 ΕΛΕΓΧΟΣ ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ ΜΕ PI ΕΛΕΓΚΤΗ 77

4.4 ΕΛΕΓΧΟΣ ΟΛΙΣΘΗΣΗΣ ΕΠΙ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΣ 81

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5ο 86
ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΑΜΦΙΔΡΟΜΗΣ ΡΟΗΣ ΙΣΧΥΟΣ ΚΑΙ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΣΤΗΝ ΑΥΤΟΚΙΝΗΣΗ 86
5.1 ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΑΜΦΙΔΡΟΜΗΣ ΡΟΗΣ ΙΣΧΥΟΣ 86
5.2 ΑΝΑΓΕΝΝΗΤΙΚΗ ΠΕΔΗΣΗ DC ΚΙΝΗΤΗΡΑ 86
5.3 ΜΟΝΤΕΛΟ ΗΛΕΚΤΡΟΚΙΝΗΤΟΥ ΟΧΗΜΑΤΟΣ 88
5.4 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΑΜΦΙΔΡΟΜΗΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ ΣΕ ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΟΔΗΓΗΣΗΣ DC ΚΙΝΗΤΗΡΑ 90
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6ο 97
ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΠΑΡΑΤΗΡΗΣΕΙΣ 97
ΠΡΟΕΚΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΕΠΕΚΤΑΣΗ ΜΕΛΕΤΗΣ 97
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ 98

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1ο

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 ΠΛΑΙΣΙΟ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ

Τα τελευταία χρόνια οι αναπτυσσόμενες τεχνολογίες των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας, η ανάπτυξη της ηλεκτροκίνησης και η διείδυση των μονάδων διεσπαρμένης παραγωγής αναδύουν νέες ανάγκες για τη χρήση του συνεχούς ρεύματος. Συγκεκριμένα, οι εφαρμογές των DC μικροδικτύων και της ηλεκτροκίνησης απαιτούν DC-DC μετατροπείς που διαχειρίζονται αμφίδρομα το ρεύμα, ώστε η περίσσεια ισχύος να διοχετεύεται στο δίκτυο (DC μικροδίκτυα) ή να επιστρέφει στο συσσωρευτή (ηλεκτροκίνηση). Ένας νέος μετατροπέας που επιτρέπει την αμφίδρομη ροή της ισχύος και δεν έχει μελετηθεί επαρκώς, εφευρέθηκε από τον Άγγλο Timothy Richard Crocker με πατέντα που κατοχυρώθηκε το 2002 και ονομάζεται Split-Pi Converter. Ο Split-Pi μετατροπέας έχει εργονομική σχεδίαση και εκμεταλλεύεται την δίοδο που σχηματίζεται στο σώμα των MOSFET για να άγει αμφίδρομα το ρεύμα.

Στους DC-DC μετατροπείς συνήθως απαιτείται η τάση εξόδου τους να κυμαίνεται σε συγκεκριμένα επίπεδα και συνήθως ελέγχονται με κάποιο γραμμικό έλεγχο όπως ο PID. Παρ' όλα αυτά τις τελευταίες δεκαετίες έχει αναπτυχθεί ένας μη γραμμικός έλεγχος, ο οποίος θεμελιώθηκε μαθηματικά από το Ρώσο Vladim Utkin, ο οποίος ονομάζεται έλεγχος ολίσθησης επί επιφάνειας (Sliding Mode Control – SMC) και παρέχει αξιόπιστο και ακριβή έλεγχο, χάρη στη δυνατότητα του να απορρίπτει τις εξωτερικές διαταρραχές. Ο έλεγχος αυτός έχει μελετηθεί αρκετά σαν θεωρία, όμως οι πρακτικές εφαρμογές του σπανίζουν λόγω της απουσίας μιας βασικής μεθοδολογίας που να εγγυάται τη δυνατότητα εφαρμογής του.

1.2 ΑΝΤΙΚΕΙΜΕΝΟ ΜΕΛΕΤΗΣ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Στην παρούσα εργασία θα ασχοληθούμε με τη **δομή** και τον **έλεγχο** ενός τύπου μετατροπέα που μετατρέπει το συνεχές ρεύμα και μια συνεχή τάση εισόδου σε συνεχές ρεύμα και συνεχή τάση εξόδου διαφορετικής (μέσης) τιμής, μεγαλύτερης ή μικρότερης, ή αλλιώς με έναν DC-DC μετατροπέα-ψαλιδιστή με το ιδιαίτερο χαρακτηριστικό πως μπορεί να άγει την ηλεκτρική ισχύ από την είσοδο στην έξοδο ή από την έξοδο στην είσοδο ανάλογα με τις εξωτερικές επιδράσεις του συνολικού κυκλώματος (ιδιότητα γνωστή ως Bi-Directionality στη διεθνή βιβλιογραφία). Ο μετατροπέας αυτός ονομάζεται **Split-PI Converter**.

Ο έλεγχος που θα εφαρμοστεί στον Split-Pi μετατροπέα είναι ο **έλεγχος ολίσθησης επί επιφάνειας** και η μαθηματική απόδειξη της αποτελεσματικότητας του ελέγχου για για τον μετατροπέα αυτόν, θα σχεδιαστεί για πρώτη φορά στη διπλωματική αυτή.

Επίσης μελετάται η δυνατότητα του εν λόγω μετατροπέα να χρησιμοποιηθεί σε εφαρμογές αναγεννητικής πέδησης σε ηλεκτροκινητήρες DC.

1.3 ΔΟΜΗ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Η παρούσα εργασία είναι διαρθρωμένη ως εξής:

2ο Κεφάλαιο: Παρουσιάζονται συνοπτικά οι διαθέσιμοι σήμερα ημιαγωγικοί διακόπτες ισχύος που χρησιμοποιούνται στους μετατροπείς ισχύος και αναλύεται λεπτομερώς η λειτουργία των πλέον συνηθέστερα διαθέσιμων μετατροπέων DC-DC. Επίσης παρουσιάζονται οι βασικές αρχές ελέγχου των MOSFET και της διαμόρφωσης PWM που οδηγεί τους DC-DC μετατροπείς και γίνεται μια εισαγωγή στις μεθόδους ελέγχου PID και ολίσθησης επί επιφάνειας.

3ο Κεφάλαιο: Παρουσιάζεται και αναλύεται η λειτουργία του μετατροπέα αμφίδρομης αγωγής, Split-Pi. Επίσης θεμελιώνεται η δυνατότητα εφαρμογής του ελέγχου ολίσθησης επί επιφάνειας στο μετατροπέα αυτό.

4ο Κεφάλαιο: Γίνεται προσομοίωση των διαφόρων τύπων ελέγχου για τον Split-Pi μετατροπέα, συμπεριλαμβανομένου του ελέγχου ολίσθησης επί επιφάνειας.

5ο Κεφάλαιο: Παρουσιάζεται μια εφαρμογή αμφίδρομης αγωγής συνεχούς ρεύματος διαμέσω του Split-Pi μετατροπέα, αυτή της αναγεννητικής πέδησης. Αναπτύσσεται ένα μοντέλο της λειτουργίας αυτής και πραγματοποιείται προσομοίωση.

6ο Κεφάλαιο: Παρουσιάζονται τα συμπεράσματα της παρούσης μελέτης και κάποιες ιδέες για την επέκταση της.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2ο

ΘΕΩΡΗΤΙΚΟ ΥΠΟΒΑΘΡΟ

2.1 Η ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ ΤΗΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

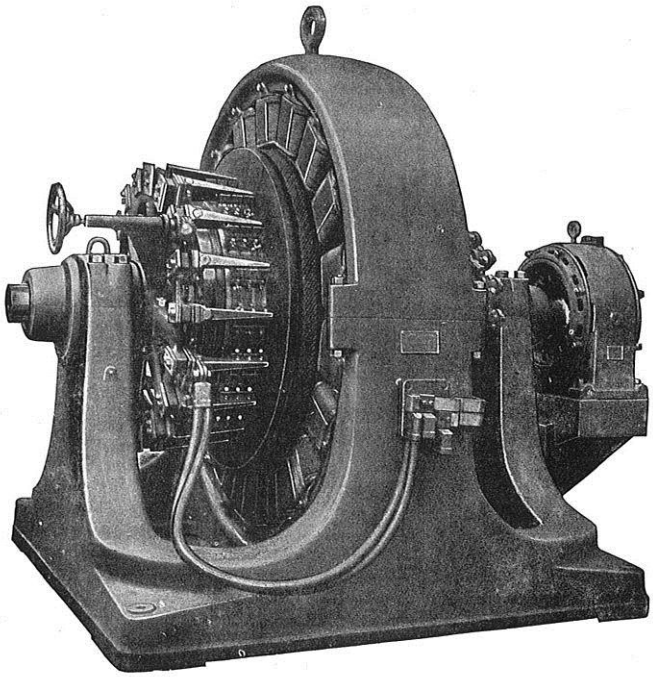
Η ηλεκτρική ενέργεια αποτελεί το θεμέλιο του σύγχρονου πολιτισμού. Η χρήση, όμως, της προϋποθέτει κάποιους τρόπους διαχείρισης της ηλεκτρικής ισχύος, δηλαδή της τάσης και του ρεύματος, ώστε να ανταποκρίνονται στις ανάγκες της εκάστοτε εφαρμογής. Ο τομέας της επιστήμης της ηλεκτρολογίας που ασχολείται με τη διαχείριση της ηλεκτρικής ισχύος ονομάζεται **ηλεκτρονική ισχύος** και ουσιαστικά πραγματεύεται τη σχεδίαση και ανάλυση ηλεκτρονικών διατάξεων (μετατροπέων), οι οποίες μετατρέπουν κατά το επιθυμητό αποτέλεσμα, τις κυματομορφές των τάσεων και των ρευμάτων.

Συναντούμε τέσσερεις τύπους μετατροπέων:

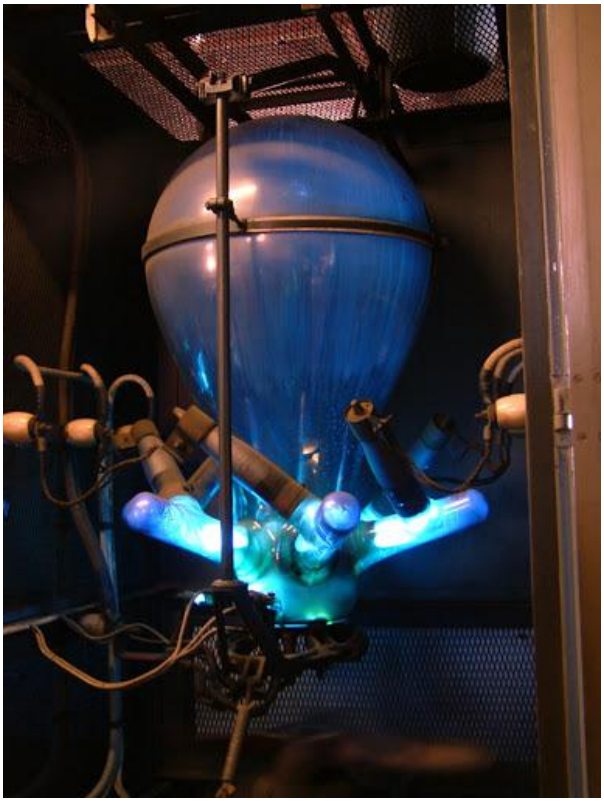
- Μετατροπή του *συνεχούς* ρεύματος και τάσης σε *συνεχές* ρεύμα και τάση διαφορετικής (μέσης) τιμής (Μετατροπείς DC-DC)
- Μετατροπή του *εναλλασσόμενου* ρεύματος και τάσης σε *συνεχές* ρεύμα και τάση (Μετατροπείς AC-DC ή ανορθωτικές διατάξεις)
- Μετατροπή του *εναλασσόμενου* ρεύματος και τάσης σε *εναλασσόμενο* ρεύμα και τάση διαφορετικού πλάτους (Ρυθμιστές AC-AC και Μετασχηματιστές)
- Μετατροπή του *συνεχούς* ρεύματος και τάσης σε *εναλλασσόμενο* ρεύμα και τάση (Μετατροπείς DC-AC ή αντιστροφείς)

Να σημειωθεί πως οι όροι **DC** και **AC** αναφέρονται στο **Συνεχές Ρεύμα** ή **ΣΡ** (Direct Current) και στο **Εναλασσόμενο Ρεύμα** ή **ΕΡ** (Alternating Current) αντίστοιχα.

Η ηλεκτρονική ισχύος, σαν τεχνολογία, ξεκίνησε το 1902 με την εφεύρεση μιας ανορθωτικής διάταξης που χρησιμοποιούσε ηλεκτρόδια τα οποία σχηματίζαν ηλεκτρικά τόξα διαμέσου ατμών υδραργύρου, σε πολύ χαμηλές πιέσεις, μέσα σε γυάλινες λυχνίες (Mercury Arc Rectifier) [1]. Καθότι ο μετατροπέας αυτός παρατίθεται σαν ιστορικό στοιχείο, τον ακριβή τρόπο λειτουργίας του δεν θα τον μελετήσουμε και μπορεί κάποιος να τον αναζητήσει στο διαδίκτυο. Η μετατροπή αυτή έλαβε την ονομασία «μετατροπή χημικής κατάστασης» (Chemical State Rectification). Πριν την εφεύρεση αυτή το ΕΡ μετατρέπονταν σε ΣΡ με ηλεκτρομηχανικό και χαμηλής απόδοσης τρόπο, δηλαδή με έναν κινητήρα εναλασσομένου ρεύματος εφοδιασμένο με συλλέκτη και ψήκτρες από τον οποίο συλλέγονταν το συνεχές ρεύμα (Rotary Converter) [2].

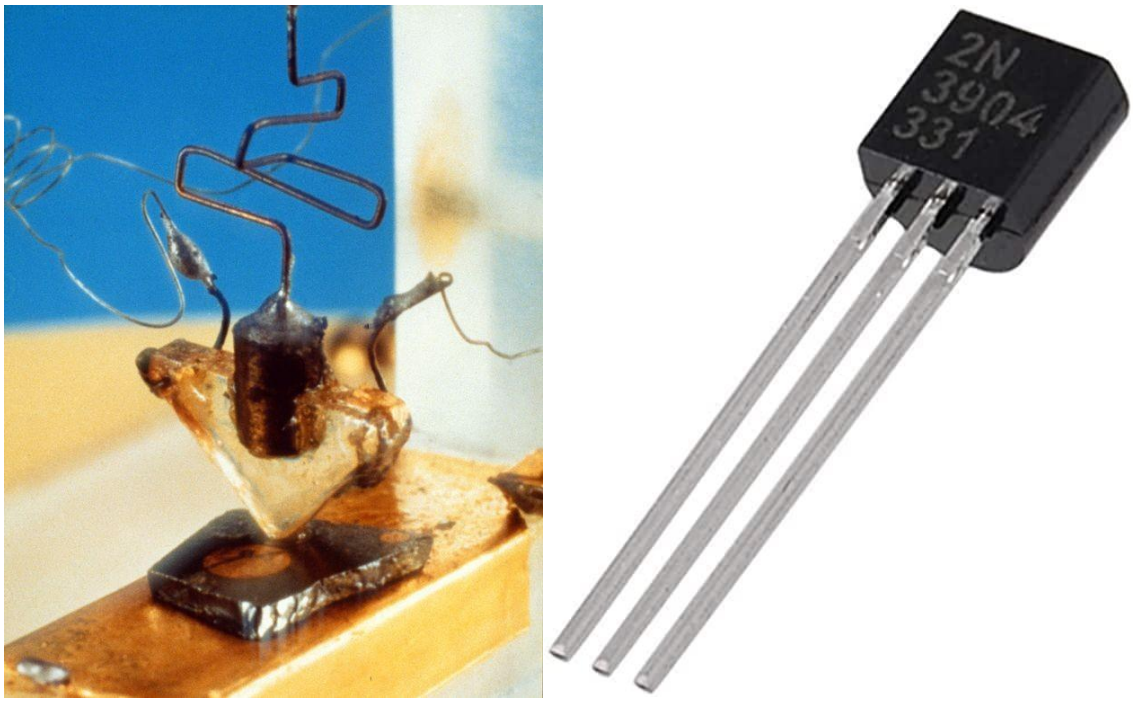


Εικόνα 2.1 Η όψη ενός στρεφόμενου μετατροπέα (Rotery Converter)



Εικόνα 2.2 Ο ανορθωτής ηλεκτρικών τόξων δια μέσω υδραργύρου σε λειτουργία

Η ηλεκτρονική ισχύος γνώρισε μεγάλη ακμή παράλληλα με την ανάπτυξη των ημιαγωγών - και συγκεκριμένα στα μέσα του 20^{ου} αιώνα - οι οποίοι μπορούσαν να λειτουργούν ως διακόπτες μέσα σε ένα κύκλωμα χωρίς την ύπαρξη κινουμένων μερών και με μεγάλη χρονική ακρίβεια. Η δυνατότητα χειρισμών των ημιαγωγικών διακοπτών σε μεγάλες συχνότητες επέτρεψε την ανάπτυξη διατάξεων που μετατρέπουν όχι μόνο το ΕΡ σε ΣΡ (ανορθωτές) αλλά το ΣΡ σε ΕΡ (αντιστροφείς – inverters), το ΣΡ σε ΣΡ διαφορετικής τιμής (ψαλιδιστές ή dc choppers) και το ΕΡ σε ΕΡ χωρίς τη χρήση μετασχηματιστών (AC ρυθμιστές). Η μετατροπή ισχύος με τη βοήθεια των ημιαγωγών ονομάστηκε «μετατροπή στερεάς κατάστασης» (Solid State Rectification-Inverting).



Εικόνα 2.3 Ο πρώτος ημιαγωγικός διακόπτης-ενισχυτής, κοινώς τρανζίστορ, που δημιουργήθηκε το 1947 (Point-Contact Transistor) και ένα σύγχρονο τρανζίστορ του 21^{ου} αιώνα

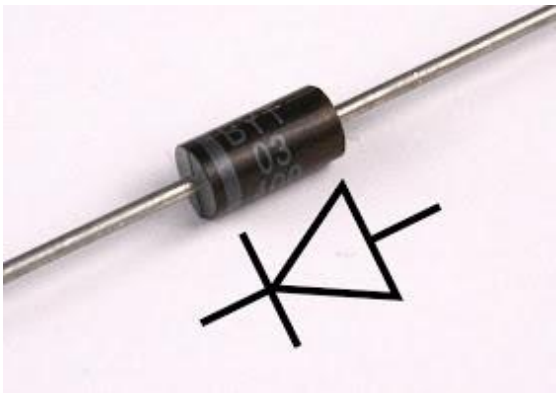
Οι μετατροπείς ισχύος, στη σημερινή εποχή, βρίσκονται σχεδόν σε οποιοδήποτε χώρο όπου παράγεται ή καταναλώνεται η ηλεκτρική ενέργεια, από τις ανορθωτικές διατάξεις που χρησιμοποιούνται για να διεγείρουν μία γεννήτρια και τους αντιστροφείς που μετατρέπουν το ΣΡ που παράγεται από μία φωτοβολταϊκή συστοιχία σε ΕΡ, μέχρι το φορτιστή του κινητού τηλεφώνου μας και το δυναμώ που φορτίζει την μπαταρία του αυτοκινήτου μας. Μπορεί λοιπόν κανείς να συμπεράνει πως αυτή η τεχνολογία αποτελεί πλέον αναπόσπαστο κομμάτι της καθημερινότητάς μας.

2.2 ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΟΙ ΔΙΑΚΟΠΤΕΣ: ΑΡΧΕΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ

Οι ημιαγωγικοί διακόπτες που χρησιμοποιούνται **σε εφαρμογές των ηλεκτρονικών ισχύος** παρουσιάζονται συνοπτικά παρακάτω (οι ημιαγωγικές διατάξεις που χρησιμοποιούνται στα ηλεκτρονικά ισχύος αποτελούν ένα υποσύνολο των υπάρχοντων ημιαγωγικών διατάξεων και έχουν τέτοια δομή που επιτρέπει τη διαχείριση μεγάλης ισχύος). Ο σκοπός του υποκεφαλαίου είναι να εξηγηθούν με όσο το δυνατόν απλούστερο τρόπο οι λειτουργίες των ημιαγωγικών διατάξεων. Παρ' όλα αυτά, οι ορολογίες που χρησιμοποιούνται παρακάτω ανήκουν στις βασικές γνώσεις ημιαγωγών (π.χ. *νόθευση ημιαγωγού, περιοχή απογύμνωσης)* και εάν κάποιος δεν γνωρίζει τη σημασία τους μπορεί να την αναζητήσει στο διαδίκτυο.

Δίοδοι

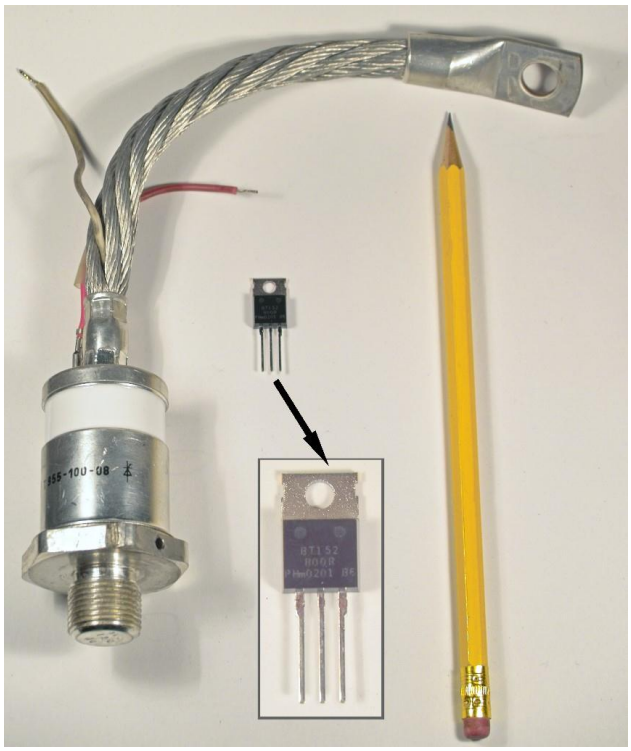
Η δίοδος λειτουργεί ως **μη ελεγχόμενος διακόπτης** και άγει το ρεύμα όταν η τάση στους ακροδέκτες της είναι θετική, δηλαδή η άνοδος βρίσκεται σε μεγαλύτερο επίπεδο τάσης από την κάθοδο (ορθή πόλωση), με μια πτώση τάσης της τάξης του 1 V, ενώ όταν η τάση στους ακροδέκτες της είναι αρνητική (ανάστροφη πόλωση) το ρεύμα παύει να άγεται. Δημιουργείται με την ένωση δύο ημιαγωγών ίδιου υλικού (ομοεπαφή) αλλά διαφορετικής - αντίθετης - νόθευσης· ο ένας είναι τύπου p ενώ ο άλλος τύπου n.



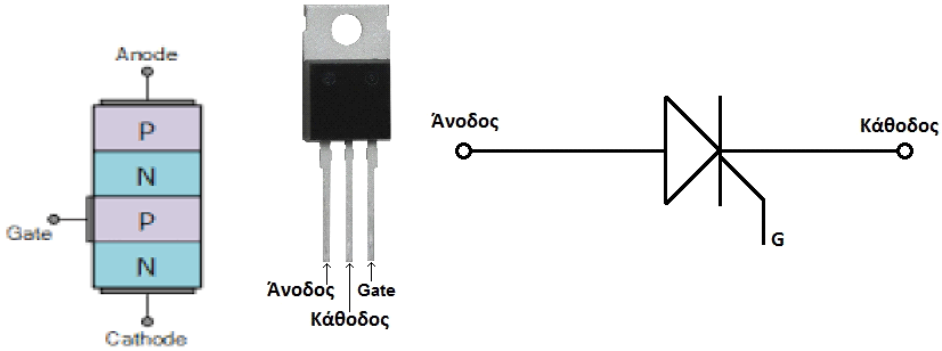
Εικόνα 2.4 Η δίοδος και το κυκλωματικό της σύμβολο

Θυρίστορ

Τα θυρίστορ αποτελούνται από τέσσερα τμήματα ημιαγωγού με εναλλάξ νόθευση τύπου p και τύπου n (διάταξη p-n-p-n ή τριπλή ομοεπαφή) και τρεις ακροδέκτες (άνοδος, κάθοδος, πύλη). Το εξάρτημα αυτό λειτουργεί όπως η δίοδος, δηλαδή άγει εφόσον η άνοδος βρίσκεται σε μεγαλύτερο επίπεδο τάσης από την κάθοδο, με τη διαφορά ότι πρέπει να δοθεί ένας μικρός θετικός παλμός ρεύματος - έναυσης στην πύλη για να ξεκινήσει η αγωγή (δηλαδή θετική τάση ως προς την κάθοδο). Εάν δεν δοθεί παλμός έναυσης, το θυρίστορ δεν μπορεί να μεταβεί σε κατάσταση αγωγής. Παρ' όλα αυτά ακόμα και αν αποσύρουμε τον παλμό έναυσης από την πύλη, εφόσον διαρρέει ρεύμα το θυρίστορ από την άνοδο στην κάθοδο, αυτό δεν παύει την αγωγή παρά μόνον όταν το ρεύμα που το διαρρέει ελαττωθεί κάτω από μια συγκεκριμένη μικρή τιμή (ρεύμα συγκράτησης), ή όταν πολωθεί ανάστροφα. Πρόκειται δηλαδή για έναν **ημιελεγχόμενο διακόπτη**. Η αρχή λειτουργίας του θυρίστορ απαιτεί τη γνώση λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ, που παρουσιάζεται στη συνέχεια. Μια παραλλαγή των θυρίστορ που θα μας δώσει μια ευκρινέστερη εικόνα της λειτουργίας των θυρίστορ ονομάζεται GTO και παρουσιάζεται στις επόμενες σελίδες.



Εικόνα 2.5 Θυρίστορ 100 A /800 V και θυρίστορ 13 A /800 V



Εικόνα 2.6 Η απλοποιημένη διάταξη του θυρίστορ, η όψη του και το κυκλωματικό του σύμβολο

Διπολικα Τρανζίστορ Επαφής (BJT)

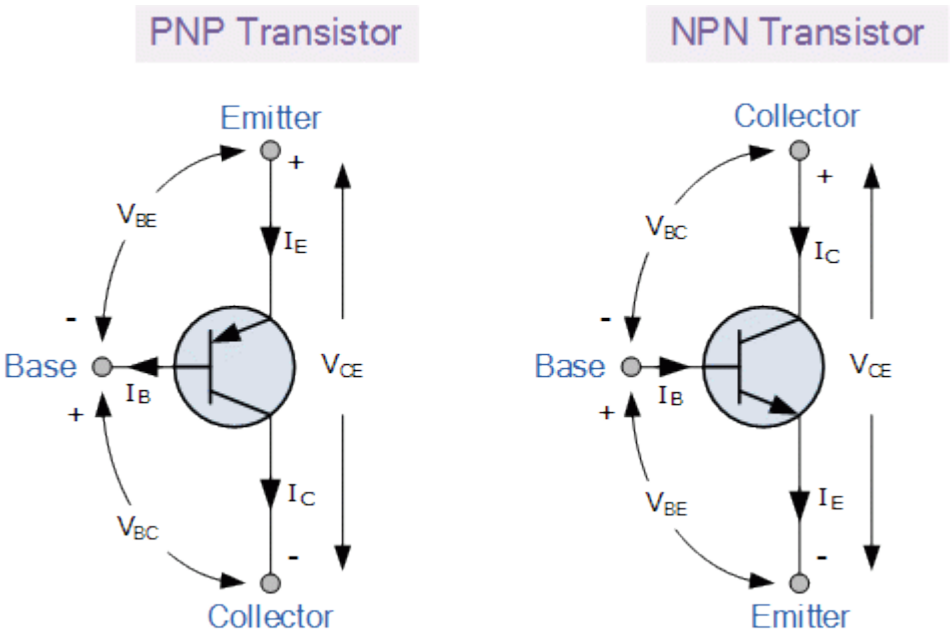
Τα διπολικά τρανζίστορ κατασκευάζονται με την ένωση τριών τμήματων ημιαγωγού, με εναλλάξ νόθευση τύπου n ή p, δηλαδή n-p-n ή p-n-p (npn ή pnp Transistor). Έχουν τρεις ακροδέκτες, τον εκπομπό (emitter), τον συλλέκτη (collector) και τη βάση (base). Ουσιαστικά τα τρανζίστορ λειτουργούν ως **ενισχυτές** ενισχύοντας το ρεύμα που τροφοδοτεί τη βάση, σύμφωνα με τη σχέση:

$$I_{συλλέκτη} = K \cdot I_{βάσης}$$

όπου το K είναι το κέρδος ενίσχυσης και με I συμβολίζονται τα ρεύματα.

Στο npn τρανζίστορ ηλεκτρόνια εξάγονται από τη βάση, ενώ στο pnp οπές εξάγονται από τη βάση. Αυτό συμβαίνει λόγω της πολικότητας της τάσης που συνδέεται στη βάση ως προς τον εκπομπό. Ουσιαστικά η βάση και ο εκπομπός αποτελούν μια δίοδο μέσα στο τρανζίστορ που όταν πολώνεται ορθά οδηγεί τους φορείς (ηλεκτρόνια ή οπές) από τον εκπομπό στη βάση. Από εκεί λόγω της εξωτερικής τάσης εκπομπού- συλλέκτη οι περίσσιοι φορείς που βρίσκονται στη βάση άγονται προς το συλλέκτη.

Η διαφορά npn τρανζίστορ και pnp είναι πως το πρώτο άγει ηλεκτρόνια ενώ το δεύτερο οπές, μεταξύ εκπομπού και συλλέκτη. Ο εκπομπός στο πρώτο εκπέμπει ηλεκτρόνια ενώ στο δεύτερο οπές, ενώ ο συλλέκτης στο πρώτο συλλέγει ηλεκτρόνια, ενώ στο δεύτερο οπές, εξ ου και οι φορές των ρευμάτων.



Εικόνα 2.7 Τα κυκλωματικά σύμβολα των pnp και npn τρανζίστορ όπου φαίνονται οι φορές των ρευμάτων λειτουργίας (συμβατικές φορές ρεύματος)

Να σημειωθεί πως ισχύει:

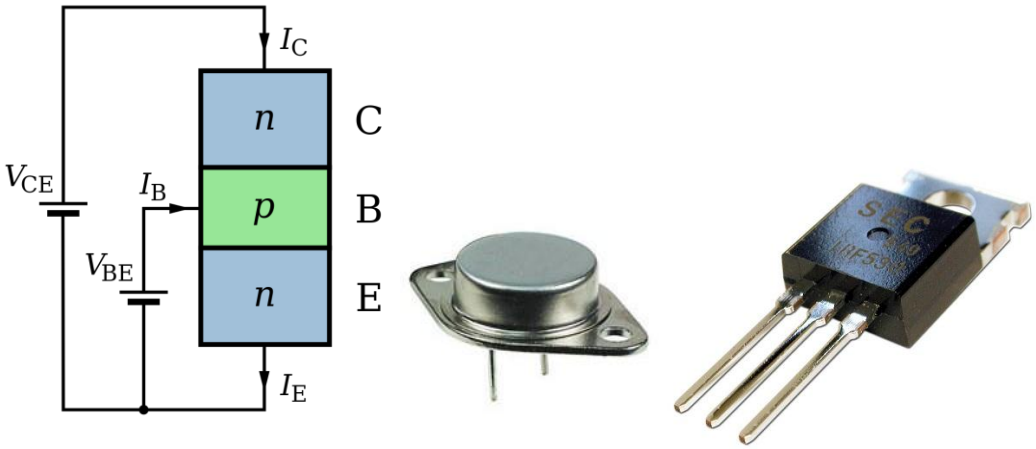
$$I_{εκπομπού} = \frac{K+1}{K} I_{συλλέκτη} = I_{συλλέκτη} + I_{βάσης} \quad ,$$

δηλαδή το τρανζίστορ λειτουργεί σαν παθητικό στοιχείο – η συνολική εισροή του ρεύματος είναι ίση με την εκροή.

Αυτό που συμβαίνει στο τρανζίστορ είναι πως η τιμή του ρεύματος της βάσης καθορίζει το ρεύμα που θα άγεται από το συλλέκτη στον εκπομπό (για συμβατική φορά ρεύματος και npn τρανζίστορ· για pnp το συμβατικό ρεύμα άγεται από τον εκπομπό στον συλλέκτη). Προφανώς απαιτείται μια εξωτερική πηγή που θα τροφοδοτεί το κύκλωμα, και το τρανζίστορ καθορίζει πόση ενέργεια – ή πόσο ρεύμα – απορροφά το κύκλωμα από την πηγή. Κάποιος θα μπορούσε να το φανταστεί σαν μια βάνα που το χερούλι της ρυθμίζεται από το ρεύμα βάσης και καθορίζει την παροχή νερού - ρεύματος στο κύκλωμα. Μια συνέπεια των εσωτερικών διαδικασιών του τρανζίστορ είναι ότι με τη μεταβολή του ρεύματος βάσης μεταβάλλεται η πτώση τάσης μεταξύ εκπομπού και συλλέκτη και αντιστρόφως ανάλογα ρυθμίζεται το ρεύμα.

Το μέγιστο ρεύμα που μπορεί να αχθεί μεταξύ του συλλέκτη και εκπομπού ονομάζεται **ρεύμα κορεσμού** και είναι κατασκευαστικό χαρακτηριστικό του κάθε τρανζίστορ. Σε αυτό το σημείο έχουμε και την ελάχιστη πτώση τάσης μεταξύ εκπομπού και συλλέκτη. Οδηγούμαστε σε κορεσμό όταν αυξάνουμε το ρεύμα βάσης σε σημείο που το εξωτερικό κύκλωμα έχει φτάσει στη μέγιστη παροχή ρεύματος στον εκπομπό-συλλέκτη.

Όταν το ρεύμα βάσης μηδενιστεί, τότε το τρανζίστορ παύει να άγει προς οποιαδήποτε κατεύθυνση και με αυτόν τον τρόπο το τρανζίστορ μπορεί να λειτουργήσει και ως **διακόπτης.** Να σημειωθεί πως όταν το τρανζίστορ λειτουργεί ως διακόπτης είναι επιθυμητό να άγει το μέγιστο ρεύμα - όταν βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής - δηλαδή, το ρεύμα κορεσμού.

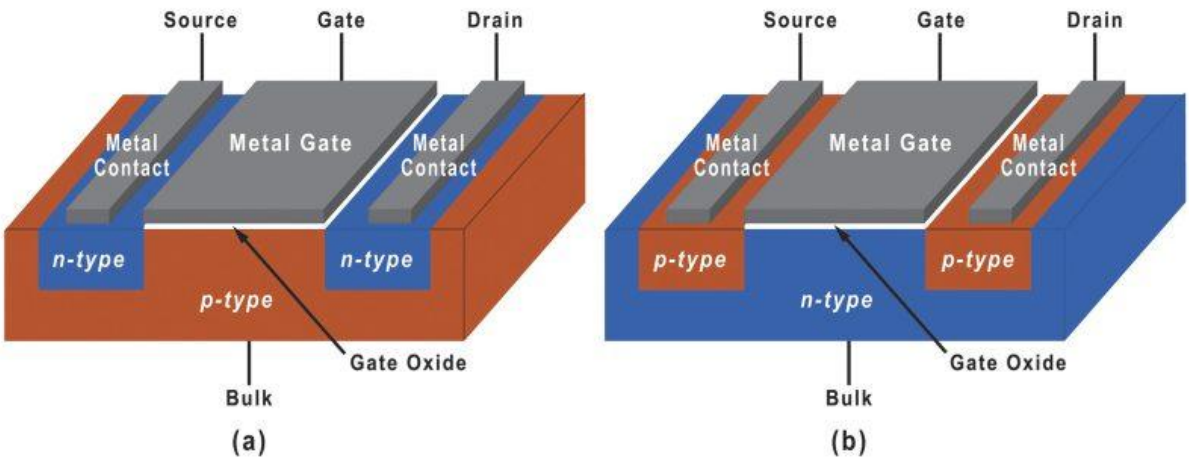


Εικόνα 2.8 Η διάταξη ενός npn transistor και η όψη του. Το μεταλλικό μέρος που διαθέτει και ακροδέκτες, είναι συνδεδεμένο στο συλλέκτη και λειτουργεί ως ψύκτρα.

Τρανζίστορ Μεταλλικών Οξειδίων Ημιαγωγών με Επίδραση Πεδίου για εφαρμογές ισχύος (Power MOSFET)

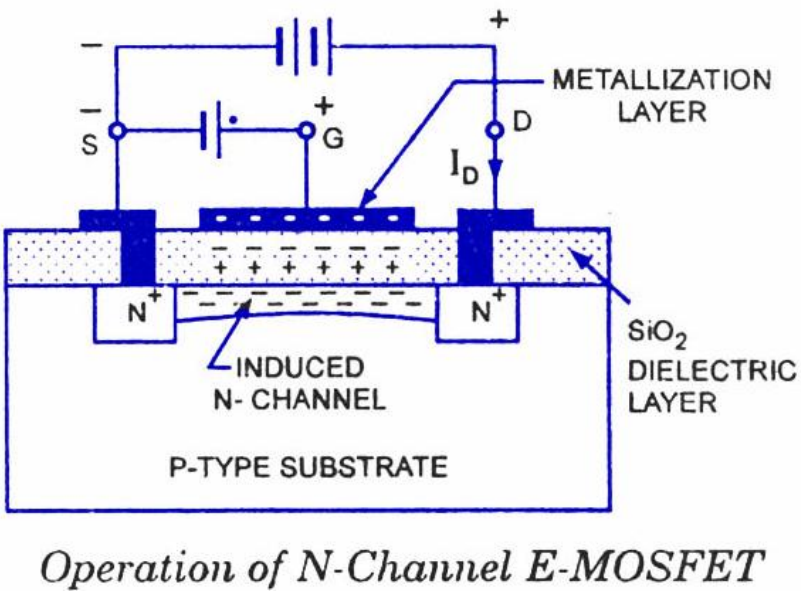
Για να γίνουν πλήρως κατανοητά τα Power MOSFET αρχικά θα εξετάσουμε τη διάταξη ενός απλού MOSFET.

Τα MOSFET αποτελούνται από ένα υπόστρωμα (bulk ή body) ημιαγωγού τύπου n ή p, δύο μικρές επιφανειακές περιοχές τύπου p ή n αντίστοιχα (p-MOS και n-MOS αντίστοιχα) και ένα οξείδιο μετάλλου ανάμεσά τους, μονωμένο μέσω ενός διηλεκτρικού υλικού από το υπόστρωμα. Η διάταξη γίνεται πιο κατανοητή στην εικόνα 2.8 όπου παραλείπεται το διηλεκτρικό που μονώνει το οξείδιο μετάλλου από το υπόστρωμα.



Εικόνα 2.9 Η διάταξη του n-MOS (a) και p-MOS (b) όπου φαίνονται και οι μεταλλικές επαφές

Το MOSFET έχει τέσσερεις ακροδέκτες, την πηγή (source), την πύλη (gate), την εκροή (drain) και το υπόστρωμα ή σώμα (bulk ή body). Όταν εφαρμόζουμε θετική τάση στην πύλη ως προς το υπόστρωμα: $V_{gb} = V_g - V_b > 0$, για ένα **n-MOS**, όπου V_g είναι η τάση της πύλης και V_b είναι η τάση του υποστρώματος, το ηλεκτροστατικό πεδίο μεταξύ πύλης και υποστρώματος που δημιουργείται (θυμηθείτε πως η πύλη είναι μονωμένη ως προς το υπόστρωμα), έλκει τους φορείς μειονότητας (δηλαδή τα ηλεκτρόνια) του υποστρώματος τύπου p προς την πύλη, μέσα στην περιοχή του υποστρώματος. Έτσι ανάμεσα στις περιοχές τύπου n, δηλαδή ανάμεσα στην πηγή και την εκροή, συγκεντρώνονται ηλεκτρόνια - φορείς μειονότητας του υποστρώματος τύπου p - τα οποία δημιουργούν ένα **κανάλι αγωγής** (κανάλι τύπου n – n type channel) για τα ηλεκτρόνια των περιοχών τύπου n, δηλαδή της πηγής και της εκροής.



Εικόνα 2.10 Ο σχηματισμός του καναλιού ηλεκτρονίων και το ηλεκτροστατικό πεδίο στο διηλεκτρικό στρώμα κάτω από την πύλη

Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα, εάν συνδέσουμε μια τάση μεταξύ πηγής και εκροής V_{ds} , να έχουμε αγωγή ηλεκτρονίων, δηλαδή ρεύματος, **ανεξαρτήτου κατεύθυνσης**, διαμέσω του καναλιού. Επομένως ελέγχουμε την αγωγή μέσω της τάσης που συνδέουμε στην πυλη καθότι με αυτόν τον τρόπο ελέγχουμε το πλάτος του καναλιού, άρα έχουμε έναν διακόπτη **ελεγχόμενο από τάση**.

Το **p-MOS** τρανζίστορ λειτουργεί κατά τον ίδιο τρόπο, μόνο που η τάση που συνδέουμε στην πύλη είναι αρνητική ως προς το υπόστρωμα και το κανάλι σχηματίζεται από οπές, και όχι ηλεκτρόνια.

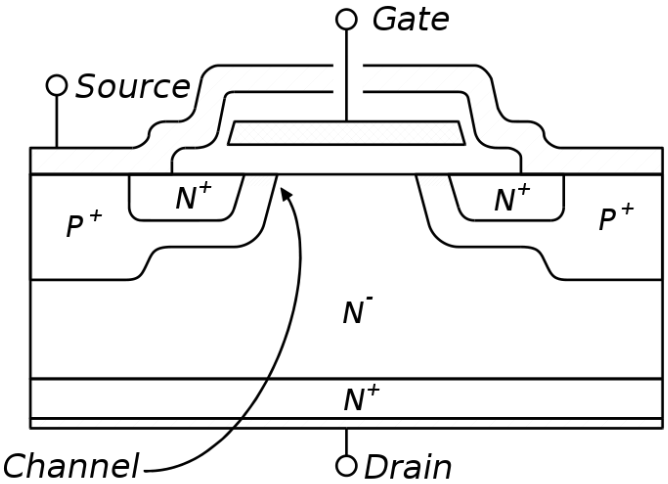
Για λόγους σύμβασης ονομάζουμε **εκροή-drain** τον ακροδέκτη που συλλέγει ηλεκτρόνια στο n-MOS (και είναι σε υψηλότερο δυναμικό άρα από την πηγή-source) και αντίστοιχα τον ακροδέκτη που συλλέγει οπές στο p- MOS (και είναι σε χαμηλότερο δυναμικό από την πηγή-source).

Για να έχουμε τον σχηματισμό του μεγαλύτερου δυνατού καναλιού και με όσο το δυνατόν πιο γρήγορο τρόπο, πρέπει στα n-MOS το υπόστρωμα να έχει το αρνητικότερο δυναμικό της διάταξης ώστε η θετική ως προς το υπόστρωμα τάση στην πύλη να δημιουργήσει ένα έντονο ηλεκτροστατικό πεδίο που θα προσελκύσει άμεσα τα ηλεκτρόνια-φορείς μειονότητας του υποστρώματος. Παρ' όλα αυτά δεν θα μπορούσε να βρίσκεται σε χαμηλότερο δυναμικό από την πηγή ($V_{bs} < 0$) διότι αυτό θα μεγάλωνε την περιοχή απογύμνωσης της pn ένωσης του υποστρώματος και πηγής του n-MOS και θα εμπόδιζε τον σχηματισμό του καναλιού (body effect). Από την άλλη δεν θα μπορούσαμε να πολώσουμε το υπόστρωμα θετικά ως προς την πηγή ($V_{bs} > 0$) διότι η ένωση pn υποστρώματος-πηγής θα πολώνονταν ορθά και θα είχαμε αγωγή φορτίου. Για αυτό το λόγο τελικά **συνδέουμε τον τέταρτο ακροδέκτη του υποστρώματος με την πηγή** και έχουμε $V_{bs} = 0$ για το n-MOS. Οι αντίστοιχες αρχές ισχύουν και για το p-MOS.

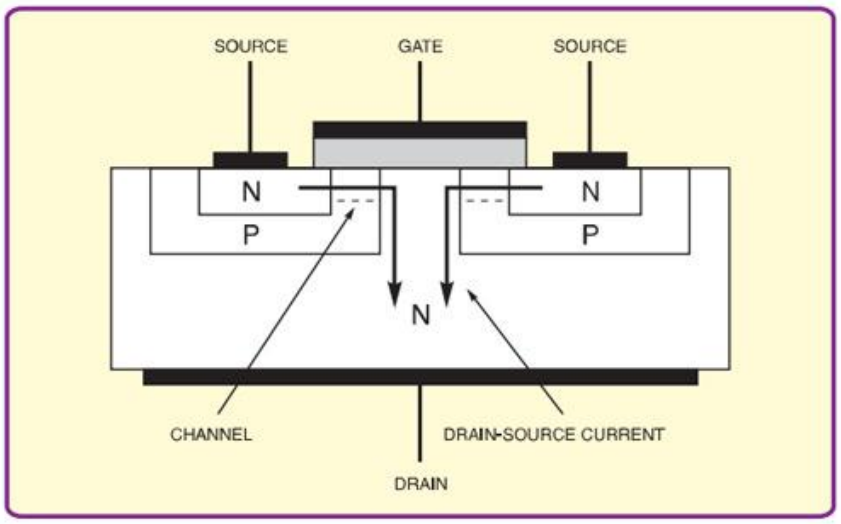
Εφόσον $V_{bs} = 0$, η τάση που τροφοδοτούμε την πύλη ως προς το υπόστρωμα V_{gb} για το σχηματισμό του καναλιού, θα είναι ίση με την τάση της πύλης ως προς την πηγή V_{gs}. Για αυτό το λόγο συναντιέται ευρέως στις τεχνικές προδιαγραφές η τάση πύλης-πηγής $\boldsymbol{V_{gs}}$.

Εικόνα 2.11 Η όψη ενός Power MOSFET

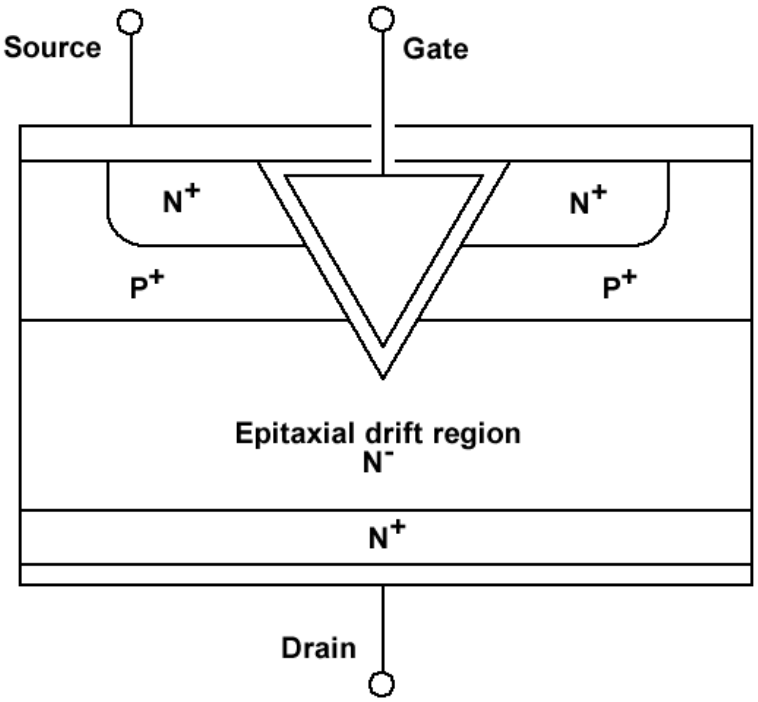
Το Power MOSFET έχει μια διαφορετική διάταξη από το απλό MOSFET αλλά ίδιες αρχές λειτουργίας. Αυτό που πρέπει να τονίσουμε είναι πως τα Power MOSFET αποτελούν ασύμμετρες διατάξεις. Στη συνέχεια θα παρουσιάσουμε δύο από αυτές τις διατάξεις προς κατανόηση της λειτουργίας τους, τα Vertical Diffused MOS (VDMOS) και τα Vertical MOS (VMOS). Τα VMOS **δε χρησιμοποιούνται πλέον** λόγω του έντονου ηλεκτροστατικού πεδίου που αναπτύσσουν στην αιχμή του ακροδέκτη της πύλης (στην αιχμή του «V»). Στις παρακάτω εικόνες μπορεί κανείς να παρατηρήσει τη δομή τους.



Εικόνα 2.12 Η δομή ενός VDMOS



Εικόνα 2.13 Η απλοποιημένη λειτουργία ενός VDMOS όπου η πηγή για λόγους κατανόησης εδράζεται μονάχα στον ημιαγωγό τύπου n, ενώ στην πραγματικότητα εδράζεται και στον ημιαγωγό τύπου p



Εικόνα 2.14 Η δομή ενός VMOS

Παρ' όλες τις διαφορές των παραπάνω διατάξεων από τα απλά MOSFET, και στις δυο μπορεί κανείς να παρατηρήσει ότι η πύλη εδράζεται πάνω από τον ημιαγωγό που διαχωρίζει τους ημιαγωγούς των ακροδεκτών (ιδίου τύπου). Στις εικόνες 2.11 έως 2.14 ο ημιαγωγός αυτός είναι τύπου p και οι ακροδέκτες πηγής-εκροής τύπου n. Επομένως με την εφαρμογή θετικής τάσης στην πύλη, σχηματίζεται το κανάλι που ενώνει τις περιοχές τύπου n, σύμφωνα με τη διαδικασία που περιγράψαμε προηγουμένως.

Η διαφορά που μας ωθεί να χρησιμοποιούμε τα VDMOS και VMOS σε εφαρμογές ισχύος, σε σχέση με τα συμβατικά MOSFET, είναι η δυνατότητά τους να άγουν μεγαλύτερα ρεύματα και να διαχειρίζονται μεγαλύτερες τάσεις όταν βρίσκονται σε κατάσταση αποκοπής (OFF). Ας εξετάσουμε το γιατί.

Δυνατότητα αγωγής μεγαλύτερων ρευμάτων: Το μέγιστο ρεύμα που μπορεί να άγει ένα MOSFET καθορίζεται από το πλάτος του σχηματιζόμενου καναλιού φορέων. Παρατηρώντας τη δομή των VMOS και VDMOS μπορεί κανείς να διαπιστώσει πως σχηματίζονται δύο (αντί για ένα) κανάλια αγωγής εφαρμόζοντας τάση στην πύλη, επιτρέποντας μεγαλύτερα ρεύματα να διαπερνούν τα MOSFET. Επίσης η κάθετη δομή των VMOS και VDMOS εκμεταλλεύεται όλο το πλάτος της διάταξης σε αντίθεση με τα οριζόντια δομημένα MOSFET.

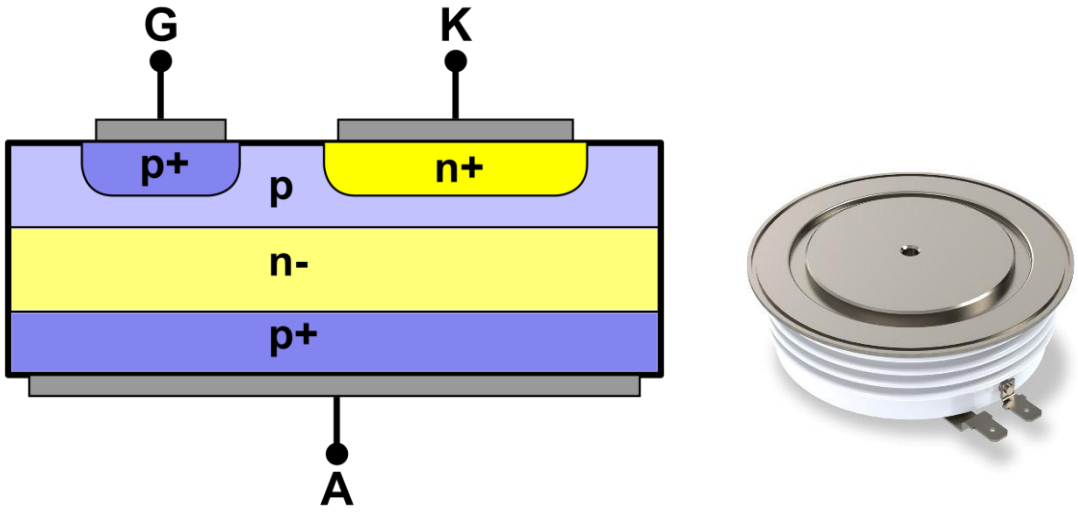
Δυνατότητα αποκοπής μεγαλύτερων τάσεων: Όταν στην πύλη του MOSFET δεν δίνεται τάση, δεν σχηματίζεται κανάλι και η διάταξη λειτουργεί σαν μια ανάστροφα πολωμένη δίοδος. Η περιοχή μειωμένης νόθευση τύπου n (N^- epitaxial drift region) χρησιμεύει στην ενίσχυση της περιοχής απογύμνωσης και επομένως απορροφά, θα μπορούσαμε να πούμε, την εφαρμοζόμενη τάση. Ουσιαστικά η μειωμένη νόθευση και η αύξηση του πάχους της περιοχής N^- ελαττώνουν το εσωτερικό ηλεκτρικό πεδίο της περιοχής απογύμνωσης από το οποίο εξαρτάται η κατάρρευση (breakdown) του MOSFET. Όσο πιο παχύ και λιγότερο νοθευμένο είναι αυτό το στρώμα (N^-), τόσο μεγαλύτερες τάσεις μπορεί να διαχειριστεί το MOSFET. Από την άλλη όμως όσο πιο παχύ και λιγότερο νοθευμένο είναι αυτό το στρώμα, τόσο **αυξάνεται η αντίσταση αγωγής** του MOSFET, γεγονός που οδηγεί σε αυξημένες απώλειες αγωγής. Οι ανάγκες της εκάστοτε εφαρμογής είναι αυτές που θα καθορίσουν την επιλογή των χαρακτηριστικών των MOSFET που πρόκειται να χρησιμοποιηθούν.

Καθότι τα MOSFET θα χρησιμοποιηθούν στον μετατροπέα που μελετάται στην παρούσα εργασία, σε επόμενο κεφάλαιο θα διερευνηθούν οι ιδιότητές τους περαιτέρω. Κάτι όμως που πρέπει να αποτυπωθεί σαν πληροφορία στο παρόν κεφάλαιο είναι πως καθότι τα MOSFET ελέγχουν την αγωγή τους μέσω της τάσης και ο σχηματισμός και αποσχηματισμός του καναλιού συμβαίνει σε μολύ μικρό χρονικό διάστημα, οι χρόνοι μετάβασης από την αγωγή στην αποκοπή και αντίστροφα είναι πολύ μικροί, γεγονός που τους δίνει τη δυνατότητα να λειτουργήσουν σε μεγάλες διακοπτικές συχνότητες . Επίσης η δομή τους εμπεριέχει μία εσωτερική δίοδο η οποία στην ανάστροφη πόλωση επιτρέπει την αγωγή, αλλά όχι τον έλεγχο και θα αναλυθεί στο κεφάλαιο 3.1.

Θυρίστορ με αποκοπή από την πύλη (GTO)

Το θυρίστορ με αποκοπή από την πύλη, κοινώς γνωστό ως GTO, αποτελεί παραλλαγή του κλασσικού θυρίστορ [4], με τη λειτουργική διαφορά ότι διαθέτει τη **δυνατότητα σβέσης** του ρεύματος αγωγής του, κατά την επιθυμία του χρήστη. Θυμηθείτε πως στο γνωστό θυρίστορ, μπορούμε να ελέγχουμε την έναυσή του, αλλά η σβέση του εξαρτάται από τις εξωτερικές επιδράσεις του κυκλώματος (μηδενισμός ρεύματος ή αναστροφή πόλωσης).

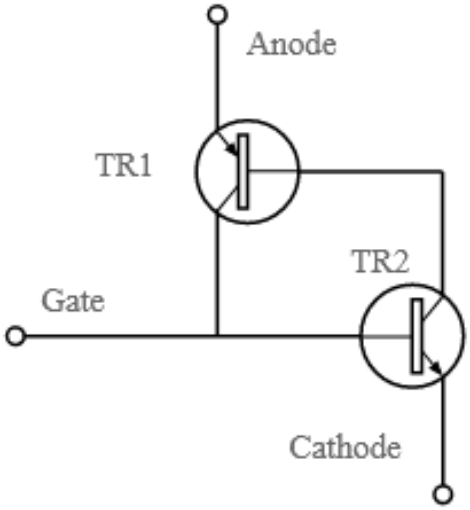
Η δομή του μοιάζει με αυτή του κοινού θυρίστορ με τη διαφορά ότι η πύλη του τρανζίστορ εδράζεται πάνω σε μια περιοχή τύπου p^+ (έντονα νοθευμένη) και αυτή η περιοχή βρίσκεται εμφυτευμένη στην περιοχή απλής νόθευσης τύπου p. Ένα GTO αποτελείται από **πάρα πολλά** μικρά τέτοια θυρίστορ συνδεδεμένα παράλληλα, γεγονός που του προσδίδει την ικανότητα αγωγής μεγάλου ρεύματος.



Εικόνα 2.15 Η απλοποιημένη δομή ενός GTO και η όψη του. Το κυκλικό του σχήμα οφείλεται στο ότι τα στοιχειώδη παράλληλα συνδεδεμένα GTO που το απαρτίζουν είναι διατεταγμένα σε ομόκεντρους κύκλους.

Να σημειωθεί πως σε διατάξεις όπου συνδέονται πολλοί στοιχειώδεις ημιαγωγοί παράλληλα, όταν κάποιος διαρρέεται από μεγαλύτερο ρεύμα σε σχέση με τους υπόλοιπους αυξάνεται η θερμοκρασία του και η αντίστασή του που οδηγεί σε μείωση του ρεύματος, με αποτέλεσμα το ρεύμα να μοιράζεται εξίσου σε όλα τα στοιχεία.

Για να καταλάβει κάποιος τη λειτουργία και έναυση όχι μόνο του GTO, αλλά και του θυρίστορ, πρέπει να φανταστεί τις συσκευές αυτές σαν δύο διπολικά τρανζίστορ όπου η βάση του ενός ελέγχεται από το άλλο, όπως φαίνεται στην εικόνα 2.15 [5]. Όταν τροφοδοτούμε με ρεύμα την πύλη του npn τρανζίστορ TR2, αυτό τραβάει ρεύμα από το συλλέκτη του, ο οποίος ταυτίζεται με τη βάση του pnp τρανζίστορ TR1, και έτσι ενεργοποιείται και το TR1 το οποίο τραβάει ρεύμα από τον εκπομπό του (άνοδος) και τροφοδοτεί το συλλέκτη του, δηλαδή την πύλη του TR2, κρατώντας ενεργοποιημένο το TR2 ακόμα και αν αποσύρουμε τον αρχικό παλμό ρεύματος στην πύλη του.



Εικόνα 2.16 Το απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα των θυριστορ

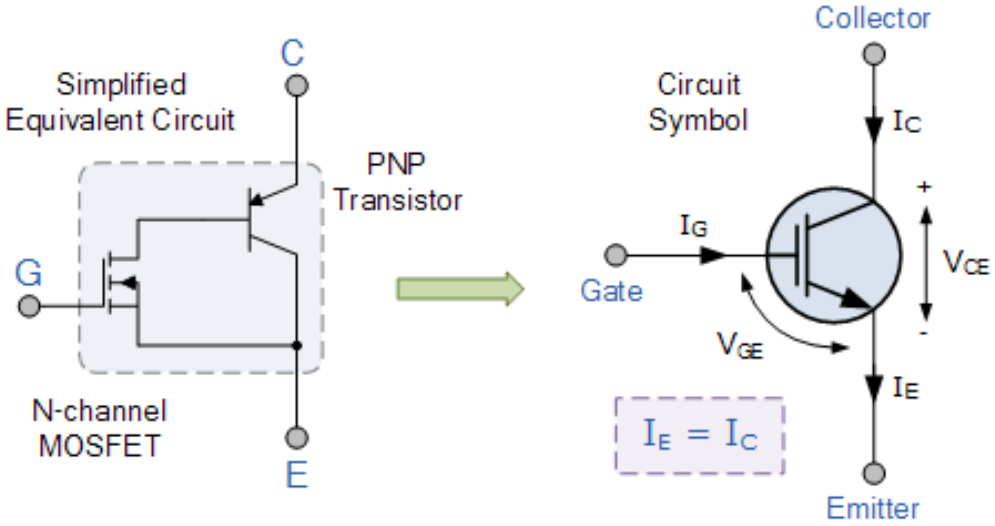
Στο GTO θυρίστορ, με την **εφαρμογή μιας αρνητικής ανάστροφης τάσης** στην πύλη του, ως προς την κάθοδο, τραβάμε κάποιο ρεύμα της τάξης του 1/3 με 1/5 του ρεύματος αγωγής, με σκοπό να διακόψουμε τη τροφοδοσία ρεύματος στο TR2 από το TR1 και να πολώσουμε ανάστροφα την ένωση βάσης-εκπομπού του τρανζίστορ TR2, ώστε αυτό να πάψει να τραβά ρεύμα από τη βάση του TR1, και έτσι να επιτύχουμε την αποκοπή.

Το σημαντικό μειονέκτημα των GTO είναι πως απαιτούν **εξωτερικό κύκλωμα περιορισμού της μεταβολής** (snubber) του ρεύματός ανόδου-καθόδου καθώς και της τάσης κατά την έναυση και σβέση αντίστοιχα.

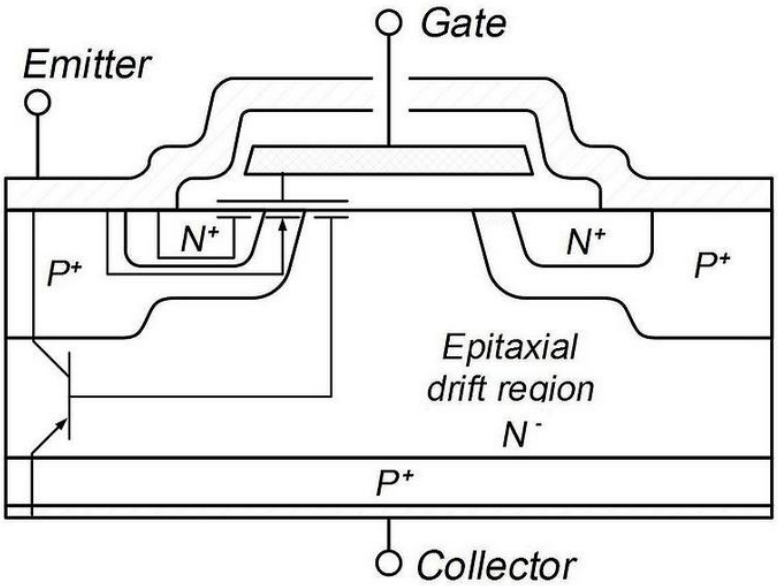
Διπολικά Τρανζίστορ Μονωμένης Πύλης (IGBT)

Τα διπολικά τρανζίστορ μονωμένης πύλης (IGBT) συνδυάζουν χαρακτηριστικά των διπολικών τρανζίστορ και των MOSFET. Ουσιαστικά το IGBT μοντελοποιείται ως ένα διπολικό τρανζίστορ του οποίου η βάση ελέγχεται από ένα MOSFET, όπως φαίνεται στην εικόνα 2.17.

Αυτή η διάταξη δίνει στο IGBT πλεονεκτήματα των MOSFET - δυνατότητα μεγάλων διακοπτικών συχνοτήτων, ευκολία χειρισμού μέσω τάσης από την πύλη και μηδενικό πρακτικά ρεύμα πύλης (ελέγχου) - και πλεονεκτήματα των διπολικών τρανζίστορ – ικανότητα διαχείρισης μεγάλων τάσεων, μειωμένη αντίσταση αγωγής και ικανότητα αγωγής μεγάλων ρευμάτων [6].



Εικόνα 2.17 Το απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα του IGBT και το κυκλωματικό του σύμβολο



Εικόνα 2.18 Η δομή του IGBT

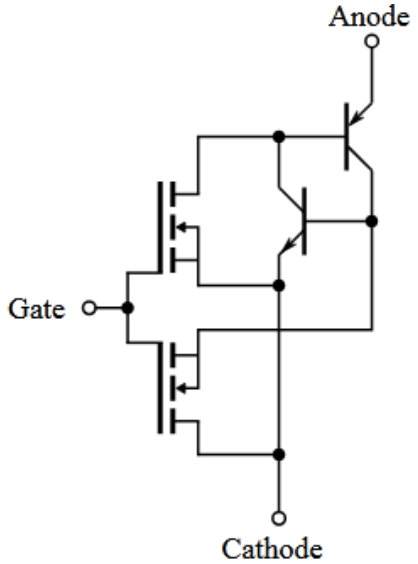
Εικόνα 2.19 IGBT μικρής και μεγάλης ισχύος

Τα IGBT αποτελούν πλήρως ελεγχόμενους από τάση διακόπτες, δηλαδή όσο τους εφαρμόζουμε θετική ταση στην πύλη ως προς τον εκπομπό, αυτά έχουν τη δυνατότητα αγωγής, ενώ όταν αποσύρουμε ή αναστρέφουμε την τάση αυτή τα IGBT εισέρχονται σε κατάσταση αποκοπής. Αξίζει να σημειωθεί πως τα IGBT αποτελούν διακόπτες που μπορούν να άγονται από ρεύμα μόνο προς τη μία κατεύθυνση, για αυτό πολλές φορές τα συναντούμε σε συνδυασμό με μία αντιπαράλληλη δίοδο για εφαρμογές αμφίδρομης ροής ρεύματος.

Αυτό που θα μπορούσε να παρατηρήσει κάποιος για τη δομή τους (βλ. Εικόνα 2.18) είναι πως μοιάζουν με τα Vertical Diffused MOS (VDMOS) Power MOSFETs με τη μόνη διαφορά πως αντί για περιοχή n^+ (βλ. Εικόνα 2.12), στον ακροδέκτη της εκροής έχουν περιοχή p^+, που τους δίνει χαρακτηριστικά και πλεονεκτήματα διπολικού τρανζίστορ.

Θυρίστορ Ελεγχόμενα από Ημιαγωγούς Μεταλλικών Οξειδίων (MOS Controlled Thyristor – MCT)

Τα MCT αποτελούν παραλλαγή των θυρίστορ, δηλαδή μοντελοποιούνται ως δύο διπολικά τρανζίστορ που η βάση του ενός (pnp) ελεγχεται από τον εκπομπό του δευτέρου (npn). Η διαφορά των MCT από τα συμβατικά θυρίστορ είναι ότι στην εσωτερική τους δομή περιέχουν δύο διατάξεις MOSFET οι οποίες ευθύνονται για την έναυση και σβέση του MCT [7]. Το ισοδύναμο κύκλωμα του MCT παρουσιάζεται στην εικόνα 2.20 και αποτυπώνει τα προαναφερθέντα προς πληρέστερη κατανόηση.



Εικόνα 2.20 Το απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα ενός MCT

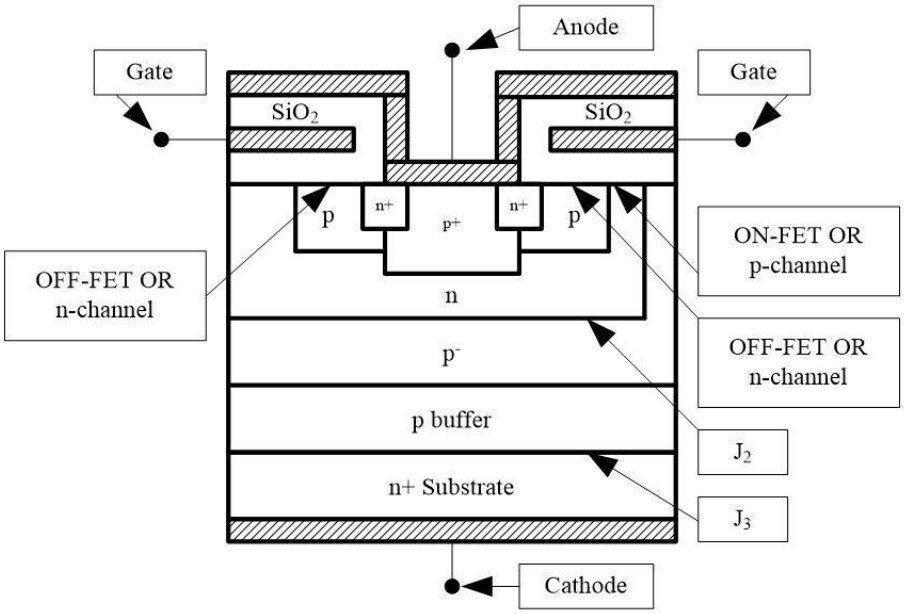


Fig. Basic Structure of an MCT

Εικόνα 2.21 Η δομή ενός MCT όπου διαφαίνονται τα MOSFET που το ωθούν σε έναυση (On-MOSFET) και σβέση (Off-MOSFET)

Όπως και το GTO, το MCT αποτελείται από πολλά κελιά της δομής που απεικονίζεται στην εικόνα 2.21 συνδεδεμένα παράλληλα, ώστε να να μεγιστοποιείται η δυνατότητα αγωγής ρεύματος.

Ο μηχανισμός που θέτει σε **αγωγή** το MCT είναι ο ακόλουθος. Για την έναυση του MCT δίνεται **αρνητικός παλμός** τάσης στην πύλη ως προς την άνοδο, με την προϋπόθεση πως το MCT είναι ορθά πολωμένο. Με την αρνητική αυτή τάση στην πύλη, το On-MOSFET θέτεται σε αγωγή ενώ το Off-MOSFET σε αποκοπή. Ένα μικρό ρεύμα έτσι άγεται μέσω του On-MOSFET από την άνοδο - βάση του πρώτου pnp τρανζίστορ προς την κάθοδο. Να σημειωθεί πως η άνοδος είναι συνδεδεμένη στη βάση του pnp τρανζίστορ καθώς επίσης και στο συλλέκτη του npn. Έτσι ενεργοποιείται το pnp τρανζίστορ (τραβώντας ένα μικρό ρεύμα βάσης από την άνοδο) το οποίο με τη σειρά του τροφοδοτεί τη βάση του npn και το θέτει σε αγωγή και έτσι τροφοδοτείται με το ολικό ρεύμα η κάθοδος.

Από την άλλη για να τεθεί σε κατάσταση **αποκοπής** το MCT δίνεται ένας **θετικός παλμός** τάσης ως προς την άνοδο που ενεργοποιεί το Off-MOSFET και απενεργοποιεί το On-MOSFET. Το Off-MOSFET βραχυκυκλώνει τον εκπομπό με τη βάση του pnp τρανζίστορ και έτσι μειώνει το ρεύμα που τροφοδοτεί τη βάση του npn μέχρι αυτό να μηδενιστεί. Ο παλμός αυτός, όπως και ο παλμός έναυσης πρέπει να έχει ικανοποιητική διάρκεια που να θέτει σε αποκοπή και αγωγή αντίστοιχα το MCT.

Ο σκοπός της διάταξης είναι ο έλεγχος του θυρίστορ από **παλμούς τάσης**. Αυτό μας δίνει το πλεονέκτημα έυκολου ελέγχου της διάταξης, τη δυνατότητα λειτουργίας σε υψηλές διακοπτικές συχνότητες και τη δυνατότητα αγωγής και διαχείρισης μεγάλων ρευμάτων και τάσεων. Να σημειωθεί πως η διάταξη άγει το ρεύμα και ελέγχεται προς μία μονάχα κατεύθυνση, όπως και το IGBT.

2.3 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ

Οι προαναφερθέντες ημιαγωγικοί διακόπτες λόγω της διαφορετικής δομής τους έχουν διαφορετικές δυνατότητες και χρήσεις. Στο παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται οι δυνατότητες ελέγχου και αμφίδρομης αγωγής των ημιαγωγικών αυτών διακοπτών.

Ημιαγωγικός Διακόπτης	Δυνατότητα Ελέγχου	Μορφή Ελέγχου	Ροή Ρεύματος	Δυνατότητα Αποκοπής Ανάστροφης Τάσης
Δίοδος pn	Μη ελεγχόμενη	-	Μονόδρομη	Μεγάλη
Θυρίστορ	Ημιελεγχόμενο (ελέγχεται η έναυση)	Παλμός Ρεύματος	Μονόδρομη	Μεγάλη για συμμετρικό ή Μικρή για ασύμμετρο
Διπολικό Τρανζίστορ (BJT)	Πλήρως Ελεγχόμενο	Συνεχές Ρεύμα	Μονόδρομη	Μικρή
MOSFET	Πλήρως ελεγχόμενο	Συνεχής Τάση	Αμφίδρομη (ανάστροφη ροή μη ελεγχόμενη)	-
GTO	Πλήρως Ελεγχόμενο	Παλμός Ρεύματος	Μονόδρομη	Μεγάλη για συμμετρικό ή Μικρή για ασύμμετρο
IGBT	Πλήρως Ελεγχόμενο	Συνεχής τάση	Μονόδρομη	Μεγάλη για συμμετρικό ή Μικρή για ασύμμετρο
MCT	Πλήρως Ελεγχόμενο	Παλμός Τάσης	Μονόδρομη	Μικρή

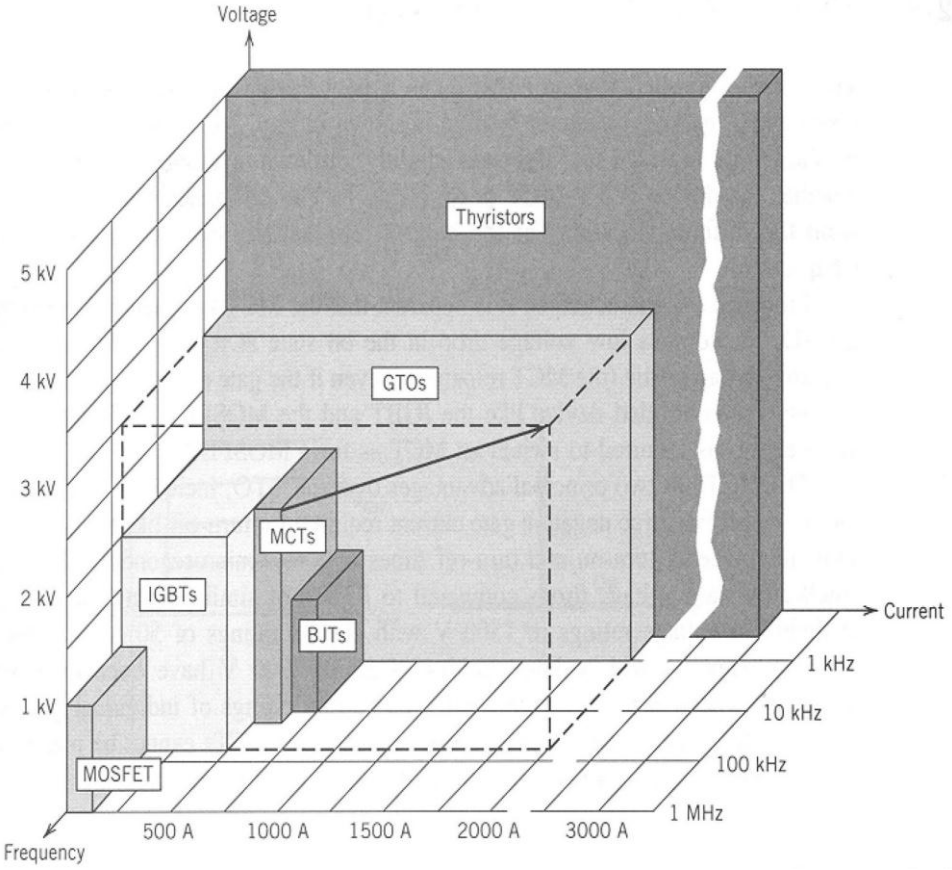
Πίνακας 2.1 Σύγκριση των δυνατοτήτων ελέγχου και κατεύθυνσης αγωγής των ημιαγωγικών διακοπτών

Στον πίνακα 2.1 εμφανίζεται η ιδιότητα **ασύμμετρο** ή **συμμετρικό** για τους ημιαγωγικούς διακόπτες που περιλαμβάνουν τη διάταξη των θυρίστορ (εκτός του MCT). Η κατασκευή των ασύμμετρων ημιαγωγικών διακοπτών τύπου θυρίστορ είναι τέτοια που επιτρέπει τη γρήγορη αποκοπή (turn-off) του θυρίστορ και μικρότερη πτώση τάσης κατά την αγωγή, εις βάρος της δυνατότητας αποκοπής ανάστροφης τάσης.

Αυτό που αξίζει να συγκρατήσουμε είναι πως οι διατάξεις **MOS** εφόσον ελέγχονται από τάση και εξαιτίας αυτής σχηματίζουν δίαυλο αγωγής του ρεύματος σε μικρό χρόνο, προσδίδουν στον ημιαγωγικό διακόπτη τη δυνατότητα άμεσης απόκρισης στον έλεγχο και επομένως τη δυνατότητα λειτουργίας σε **μεγάλες διακοπτικές συχνότητες,** της τάξης εκατοντάδων kHz.

Επίσης η δυνατότητα αποκοπής μεγάλων τάσεων εξαρτάται από το μήκος της περιοχής αγωγής και την ένταση του ηλεκτροστατικού πεδίου που σχηματίζεται στην περιοχή απογύμνωσης, ενώ η δυνατότητα αγωγής μεγάλων ρευμάτων εξαρτάται από το πάχος της περιοχής αγωγής. Έτσι, τα MOSFET για να αντέξουν μεγάλες τάσεις, πρέπει να επιμηκυνθεί η περιοχή στην οποία σχηματίζεται

το κανάλι αγωγής, γεγονός που οδηγεί στην αύξηση της εσωτερικής αντίστασης του MOSFET, μεταξύ πηγής και εκροής, και στην αύξηση των απωλειών και πτώσης τάσης. Για αυτό όσο αυξάνεται η ονομαστική τάση του MOSFET, μειώνεται το ονομαστικό του ρεύμα. Επομένως για **εφαρμογές υψηλών τάσεων και ρευμάτων** προτιμούνται διατάξεις που περιέχουν **δομές διπολικών τρανζίστορ**, όπως τα θυρίστορ (άγουν ρεύματα της τάξης μερικών kA και αντέχουν τάσεις ορθής πόλωσης μερικών kV) , τα GTO που έχουν όμοιες αντοχές με τα θυρίστορ και στη συνέχεια τα IGBT και MCT που ενώ αντέχουν μικρότερες τάσεις και ρεύματα, δύνανται να λειτουργήσουν σε μεγαλύτερες διακοπτικές συχνότητες. Από αυτά ανάλογα με την ευελιξία ελέγχου και τη διακοπτική συχνότητα που επιθυμούμε επιλέγουμε το κατάλληλο. Το παρακάτω διάγραμμα μας δίνει μια εποπτική εικόνα των **δυνατοτήτων** και των των ημιαγωγικών διακοπτών που μελετήθηκαν [8].



Εικόνα 2.22 Οι δυνατότητες διαχείρισης ισχύος και οι διακοπτικής συχνότητας των ημιαγωγικών διακοπτών

Ημιαγωγικός Διακόπτης	Μέγιστη Διακοπτική Συχνότητα	Μέγιστο Ρεύμα Αγωγής	Μέγιστη Δυνατότητα Αποκοπής Ορθής Τάση
Θυρίστορ	500 Hz	3 kA	5 kV
GTO	1 kHz	2 kA	3 kV
Διπολικό Τρανζίστορ (BJT)	10 kHz	750 A	1 kV
MCT	15 kHz	800 A	2 kV
IGBT	80 kHz	500 A	2 kV
MOSFET	1 MHz	200 A	1 kV

2.4 ΒΑΣΙΚΟΙ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ DC-DC

Οι DC-DC μετατροπείς ή ψαλιδιστές (DC-Choppers) χρησιμοποιούνται όπου επιθυμούμε να προσαρμόσουμε τη συνεχή τάση και ρεύμα σε συνεχή τάση και ρεύμα διαφορετικής τιμής, κατάλληλη για την εκάστοτε εφαρμογή (π.χ. τροφοδοσία κινητήρα συνεχούς ρεύματος 40 V από μπαταρία των 12 V). Το πλεονέκτημα αυτών των διατάξεων είναι πως διατηρούν σχεδόν ακέραια την ισχύ από την είσοδο στην έξοδο, δηλαδή έχουν μεγάλο βαθμό απόδοσης και ενδεικνύονται για εφαρμογές ισχύος. Η ιδιαιτερότητα των μετατροπέων αυτών είναι πως το κύκλωμά τους μεταβάλλεται κατά τη λειτουργία τους (Σύστημα Μεταβλητής Δομής – Variable Structure System) σύμφωνα με το ανοιγόκλειμα των ημιαγωγικών διακοπτών που χρησιμοποιούν. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την κυμάτωση του ρεύματος και τάσης εξόδου και την ασυνέχεια του ρεύματος εισόδου (στον Buck και Buck-Boost Converter), και επομένως είναι επιθυμητή η σύνδεση βαθυπερατών φίλτρων (πυκνωτές-πηνία) στη διάταξη.

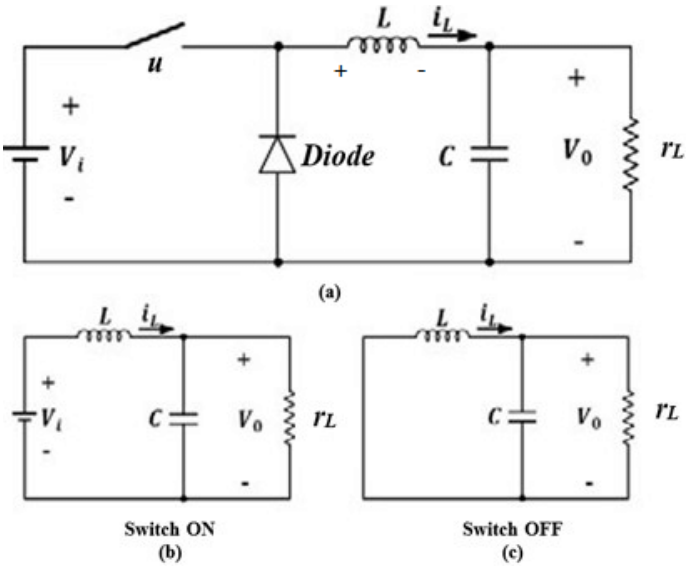
Παρακάτω θα παρουσιάσουμε τους βασικότερους DC-DC μετατροπείς, Buck, Boost και Buck-Boost, στη λειτουργία των οποίων βασίζεται και ο Split-PI μετατροπέας που μελετάται στη συνέχεια στην παρούσα εργασία.

2.4.1 Buck Converter – Μετατροπέας Υποβιβασμού

Το κύκλωμα του Buck Converter παρουσιάζεται στην εικόνα 2.24. Απαρτίζεται από ένα ημιαγωγικό διακόπτη, μια δίοδο, ένα πηνίο και έναν πυκνωτή. Ο διακόπτης μπορεί να έχει δύο καταστάσεις: μπορεί να είναι είτε κλειστός (On) είτε ανοιχτός (Off) δημιουργώντας δύο υποκυκλώματα για κάθε κατάσταση. Με τη μετάβαση του διακόπτη από τη μία κατάσταση στην άλλη μεταβαίνουμε από το ένα υποκύκλωμα στο άλλο. Τα υποκυκλώματα παρουσιάζονται στην εικόνα 2.24.

Χονδρικά η λειτουργία του κυκλώματος έχει ως εξής:

- Με το κλείσιμο του διακόπτη u και τροφοδοτούμε το φορτίο και επίσης φορτίζουμε το πηνίο το οποίο αποθηκεύει ενέργεια με τη μορφή μαγνητικού πεδίου καθώς επίσης και τον πυκνωτή που διατηρεί σταθερή την τάση εξόδου αποθηκεύοντας ενέργεια με τη μορφή ηλ. πεδίου.
- Με το άνοιγμα του διακόπτη απομονώνουμε την πηγή και το πηνίο αποφορτίζεται στον πυκνωτή και το φορτίο.



Εικόνα 2.24 Το κύκλωμα του Buck μετατροπέα όπου παρουσιάζονται και οι καταστάσεις του μετατροπέα για κλειστό (b) και ανοιχτό (a) διακόπτη u. Στην είσοδο συνδέεται πηγή τάσης Vi ενώ στην έξοδο ωμικό φορτίο r_L .

Το επίπεδο τάσης εξόδου εξαρτάται από το λόγο της χρονικής διάρκειας της φόρτισης των στοιχείων προς την διάρκεια εκφόρτισης. Για να είμαστε πιο ακριβείς εξαρτάται από την ενέργεια που αποθηκεύει το πηνίο με τη μορφή μαγνητικού πεδίου και ο πυκνωτής με τη μορφή ηλεκτρικού πεδίου σε κάθε κύκλο λειτουργίας. Το πηνίο και ο πυκνωτής αποτελούν επομένως το συνδετικό κρίκο εισόδου και εξόδου. Ο πυκνωτής και το πηνίο είναι υπεύθυνα για τη διατήρηση σταθερής τάσης και ρεύματος αντίστοιχα στην έξοδο.

Για να το θέσουμε όσο πιο απλά μπορούμε, *η διακοπτόμενη τροφοδοσία (Duty Cycle) ρυθμίζει το ποσοστό ενέργειας του διακοπτικού κύκλου με το οποίο θα τροφοδοτήσουμε το φορτίο και το φορτίο και ο πυκνωτής είναι ένα LC φίλτρο*.

Να σημειωθεί ότι για να έχουμε συνεχή τάση και ρεύμα στην έξοδο το πηνίο και ο πυκνωτής δεν πρέπει ποτέ να αποφορτίζονται πλήρως και επομένως ο διακόπτης πρέπει να ανοιγοκλείνει σε μεγάλες συχνότητες. Για αυτό ενδείκνυται η χρήση ημιαγωγικών διακοπτών (solid-state switches).

Ο μετατροπέας μπορεί να λειτουργεί σε δύο διαφορετικές συνθήκες. Σε συνθήκες **συνεχούς αγωγής** του ρεύματος πηνίου και σε συνθήκες **ασυνεχούς αγωγής** του ρεύματος πηνίου. Το ρεύμα και η τάση εξόδου είναι πάντα συνεχή *λόγω του μεγάλου πυκνωτή* που συνδέεται στην έξοδο της διάταξης. Το ρεύμα του πηνίου μπορεί να μηδενίζεται και να είναι ασυνεχές σε περίπτωση που το φορτίο απαιτεί μικρότερη ισχύ από αυτή για την οποία έχει διαστασιολογηθεί ο μετατροπέας. Να σημειωθεί πως όταν έχουμε ασυνεχές ρεύμα πηνίου, ο πυκνωτής εξόδου φορτίζεται και αποφορτίζεται έντονα, γεγονός που συνεπάγεται αυξημένες απώλειες στον πυκνωτή, επομένως η λειτουργία αυτή δεν είναι η επιθυμητή, αλλά κάποιες φορές είναι αναπόφευκτη και επομένως οφείλουμε να την εξετάσουμε.

➢ **Συνεχής Λειτουργία** (Λειτουργία συνεχούς ρεύματος πηνίου)

Όσο ο διακόπτης u είναι κλειστός, η τάση εξόδου είναι:

$$V_{out} = V_{in} - u_L \quad (1)$$

Να σημειωθεί πως στην εφαρμογή του νόμου τάσεων Kirchoff αγνοούμε τις πτώσεις τάσης στον ημιαγωγικό διακόπτη, στη δίοδο και τις ισοδύναμες αντιστάσεις σειράς του πηνίου και πυκνωτή.

Όσο ο διακόπτης u είναι ανοιχτός η τάση εξόδου είναι:

$$V_{out} = -u_L \quad (2)$$

Θεωρούμε πως ο διακόπτης u ανοιγοκλείνει σε σταθερή συχνότητα f_s (άρα και περίοδο $T_s = 1/f_s$) και με σταθερό λόγο χρονικής διάρκειας κατά την οποία παραμένει κλειστός (t_{on}) προς τη χρονική διάρκεια κατά την οποία παραμένει ανοιχτός (t_{off}). Η μέση τιμή της τάσης εξόδου επομένως δίνεται από τη σχέση:

$$\overline{V_o} = \frac{1}{T_s}\int_0^{T_s} V_{out}dt \overset{(1),(2)}{\Longleftrightarrow}$$

$$\overline{V_o} = \frac{1}{T_s}\left[\int_0^{t_{on}} (V_{in} - u_L)dt + \int_{t_{on}}^{T_s} -u_L dt\right] =$$

$$= \frac{1}{T_s}\left[\int_0^{t_{on}} V_{in}dt + \int_0^{t_{on}} -u_L dt + \int_{t_{on}}^{T_s} -u_L dt\right]$$

Επειδή επιθυμούμε να εξετάσουμε την τάση εξόδου κατά την κατάσταση όπου η διάταξη του μετατροπέα βρίσκεται **σε ισορροπία**, δηλαδή σε κάθε κύκλο έχουμε τις ίδιες μεταβολές ρευμάτων και τάσεων, έχουμε πως:

$$i_{L(t=0)} = i_{L(t=T_s)}$$

Επομένως

$$\overline{V_o} = \frac{1}{T_s}\int_0^{t_{on}} V_{in}dt =$$

$$= \frac{t_{on}}{T_s}V_{in} = D \cdot V_{in} \Leftrightarrow$$

$$\overline{V_o} = D \cdot V_{in}$$

όπου $D = \frac{t_{on}}{T_s}$ είναι το μέρος της περιόδου κατά το οποίο ο διακόπτης είναι κλειστός. Η ποσότητα D ονομάζεται **Duty Cycle** και σαν όρος χρησιμοποιείται στη διαμόρφωση PWM.

Θα πρέπει να αναφερθεί πως για να έχουμε σταθερή μέση τιμή τάσης στην έξοδο, δηλαδή σταθερή κυμάτωση τάσης, που επαναλαμβάνεται σε κάθε περίοδο, το μέσο ρεύμα του πυκνωτή $\overline{I_C}$ θα είναι ίσο με μηδέν. Επειδή επομένως ισχύει από το νόμο ρευμάτων του Kirchoff πως $i_L = i_C + i_{out}$, θα έχουμε πως το μέσο ρεύμα εξόδου θα ισούται με το μέσο ρεύμα του πηνίου, άρα $\overline{I_L} = \overline{I_{out}}$.

Ας εξετάσουμε την **κυμάτωση** του ρεύματος του πηνίου. Από τη σχέση $u_L = L\frac{di}{dt}$ έχουμε πως για σταθερή τάση στα άκρα του πηνίου η άυξηση (για $t\epsilon(0, t_{on})$) και μείωση του ρεύματος (για $t\epsilon(t_{on}, T_s)$), θα είναι γραμμική ως φαίνεται παρακάτω:

$$\Delta i = \frac{1}{L}u_L\Delta t$$

όπου από τις (1) και (2) έχουμε πως $u_L = \begin{cases} V_{in} - V_{out} & , t\epsilon(0, t_{on}) \\ -V_{out} & , t\epsilon(t_{on}, T_s) \end{cases}$ και άρα η αύξηση και μείωση του ρεύματος ανά περίοδο θα είναι:

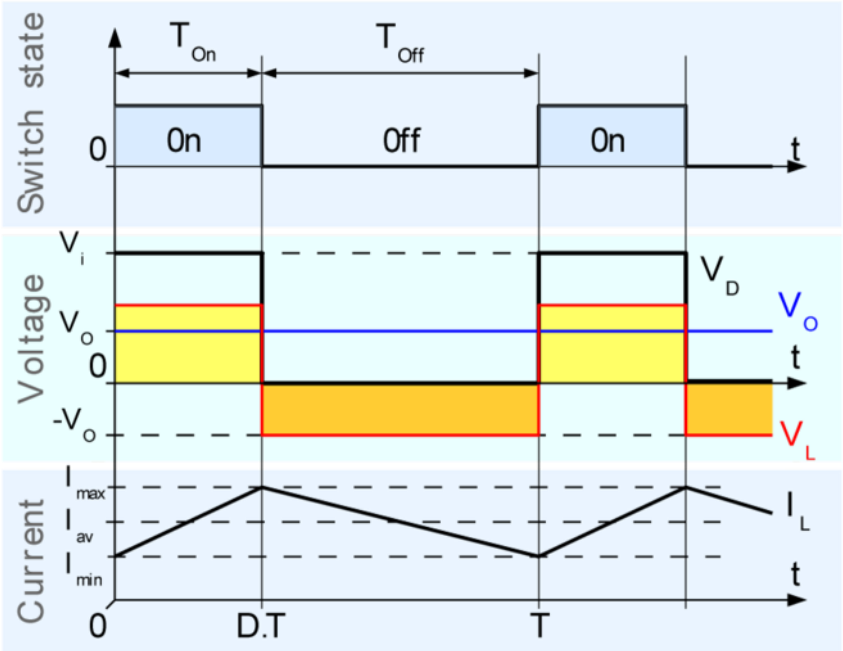
$$\Delta i^+ = \frac{1}{L}(V_{in} - V_{out})D \cdot T_s \quad \text{και} \quad \Delta i^- = \frac{1}{L}(-V_{out})(1 - D)T_s \quad (3)$$

Προφανώς κατά τη φάση ισορροπίας του μετατροπέα

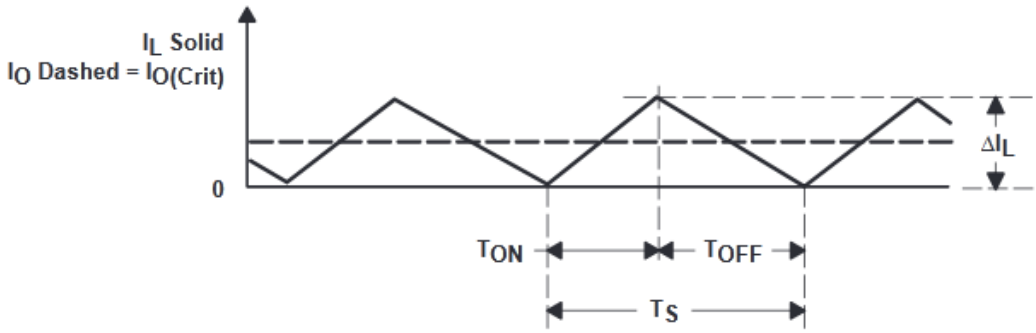
$|\Delta i^+| = |\Delta i^-| \Rightarrow \ldots \Rightarrow V_{out} = D \cdot V_{in}$ (εναλλακτική μέθοδος υπολογισμού V_{out}).

Εφόσον λοιπόν η V_{out} θεωρείται σταθερή και ρυθμιζόμενη από το χρήστη μέσω του D, η κυμάτωση του ρεύματος πηνίου παρατηρούμε πως δεν εξαρτάται από το φορτίο, αλλά από τη διακοπτική περίοδο, την αυτεπαγωγή του πηνίου το D και την τάση V_{in}.

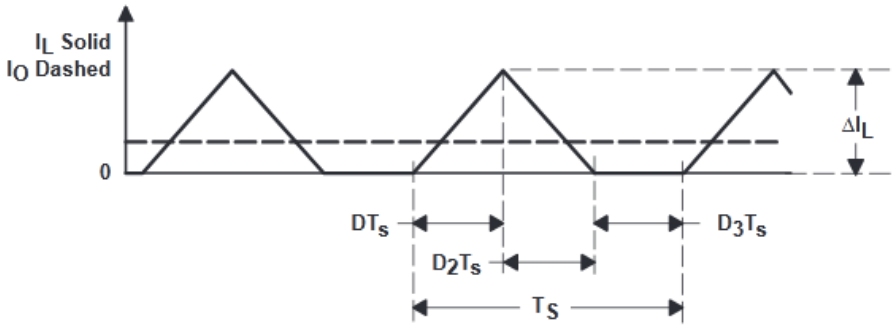
Όσο βρισκόμαστε σε λειτουργία συνεχούς αγωγής του ρεύματος πηνίου, το μέσο ρεύμα εξόδου, άρα και πηνίου ισούται με $\overline{I_{out}} = I_{Lmin} + \frac{1}{2}\Delta i^+ = I_{Lmax} + \frac{1}{2}\Delta i^-$. Όταν λοιπόν το ελάχιστο ρεύμα πηνίου - το οποίο καθορίζεται από το φορτίο – γίνει ίσο με $I_{Lmin} = 0$ ή αλλιώς όταν το μέσο ρεύμα εξόδου γίνει ίσο με $\overline{I_{out}} = \frac{1}{2}|\Delta i^+| = \frac{1}{2}|\Delta i^-| = \frac{1}{2}|\Delta i|$, τότε βρισκόμαστε στο μεταβατικό στάδιο από την κατάσταση συνεχούς ρεύματος στην κατάσταση ασυνεχούς ρεύματος πηνίου. Με περαιτέρω μείωση του μέσου ρεύματος εξόδου μπαίνουμε στην κατάσταση ασυνεχούς ρεύματος πηνίου.



Εικόνα 2.25 Οι κυματομορφές του Buck μετατροπέα όταν λειτουργεί σε κατάσταση συνεχούς ρεύματος πηνίου [10]



Εικόνα 2.26 Η οριακή κατάσταση συνεχούς ρεύματος πηνίου



Εικόνα 2.27 Το ασυνεχές ρεύμα πηνίου

➢ Κυμάτωση Τάσης Εξόδου Συνεχούς Λειτουργίας

Η κυμάτωση της τάσης εξόδου προκύπτει από το ηλεκτρικό φορτίο το οποίο εισέρχεται και εξέρχεται από τον πυκνωτή σε κάθε περίοδο [12]. Γνωρίζουμε πως το μέσο ρεύμα του πηνίου είναι αυτό που τροφοδοτεί το φορτίο (αφού το μέσο ρεύμα πυκνωτή είναι μηδέν για σταθερή μέση τιμή τάσης εξόδου), διότι οι κυματώσεις ρεύματος εξόδου εξομαλύνονται από τον πυκνωτή. Επομένως, όταν το ρεύμα πηνίου ξεπερνά τη μέση τιμή τότε το περίσσειο ρεύμα εισέρχεται στον πυκνωτή, ενώ το αντίθετο συμβαίνει όταν το ρεύμα πηνίου πέφτει κάτω από τη μέση τιμή (βλ. Εικόνα 2.26). Άρα το φορτίο που εισέρχεται (η εξέρχεται) από τον πυκνωτή σε κάθε περίοδο και είναι υπέυθυνο για την κυμάτωση μπορεί να βρεθεί γραφικά από την Εικόνα 2.26 ως:

$$\Delta Q = \frac{1}{2}\frac{|\Delta i|}{2}\frac{T_s}{2} \overset{(3)}{\Rightarrow}$$

$$\Delta Q = \frac{1}{2}\frac{1}{2}\frac{T_s}{2}\frac{1}{L}\, V_{out}(1-D)T_s$$

Επειδή όμως $\Delta Q = C \cdot \Delta\, V_{out}$ έχουμε πως:

$$\Delta\, V_{out} = \frac{(1-D){T_s}^2}{8LC} V_{out} \quad (4)$$

Ή αλλιώς, θέτοντας $f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, έχουμε:

$$\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} = \frac{\pi^2}{2}(1-D)\left(\frac{f_c}{f_s}\right)^2 \quad (5)$$

Η εξίσωση (5) μας δείχνει πως εάν αυξησουμε πολύ τη διακοπτική συχνότητα σε σχέση με τη συχνότητα συντονισμού f_c η κυμάτωση της τάσης εξόδου γίνεται αμελητέα.

➢ Όριο Συνεχούς και Ασυνεχούς Λειτουργίας

Η συνθήκη που μας παρέχει την πληροφορία για το όριο συνεχούς και ασυνεχούς λειτουργίας προκύπτει όταν οριακά το ρεύμα του πηνίου που λειτουργεί με συνεχές ρεύμα μηδενίζεται, δηλαδή $I_{Lmin} = 0$ όπως αναφέραμε παραπάνω, και μπορούμε να το ελέγξουμε μέσω του ρεύματος εξόδου. Επομένως έχουμε πως το μέσο ρεύμα του πηνίου (και εξόδου) θα είναι στην οριακή κατάσταση:

$$\overline{I_L} = \overline{I_{out}} = \frac{1}{2}|\Delta i^+| = \frac{1}{2}|\Delta i^-| \overset{(3)}{\Rightarrow}$$

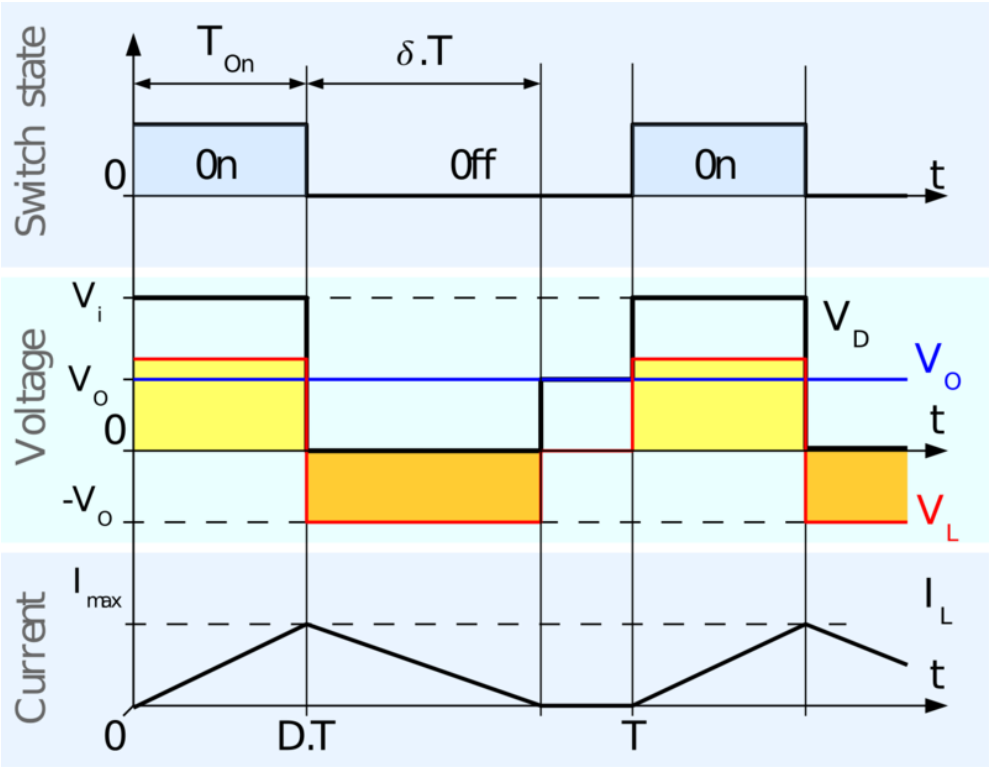
$$\overline{I_{out}} = \frac{1}{2}\frac{1}{L}(V_{in} - V_{out})D \cdot T_s \Rightarrow$$

$$\overline{I_{out-\text{οριακό}}} = \frac{V_{in}T_s}{2L}D(1-D)$$

➢ **Ασυνεχής Λειτουργία** (Λειτουργία ασυνεχούς ρεύματος πηνίου)

Σε αυτή την κατάσταση, το ρεύμα του πηνίου μηδενίζεται για κάποιο χρονικό διάστημα της περιόδου (αφού η δίοδος δεν επιτρέπει την αναστροφή του ρεύματος). Σε αυτή την κατάσταση, η μέση τάση εξόδου δίνεται από μια πιο πολύπλοκη σχέση και όπως θα δούμε εξαρτάται και από το φορτίο. Για το λόγο αυτό και διότι έχουμε αυξημένες απώλειες πυκνωτή καθώς αυτός φορτίζεται και εκφορτίζεται έντονα, προσπαθούμε να μη λειτουργούμε τη διάταξη σε αυτή την κατάσταση.

Θεωρούμε πως ακόμα και τώρα ο πυκνωτής είναι αρκετά μεγάλης χωρητικότητας ώστε να κρατά την τάση και ρεύμα εξόδου σε σταθερή τιμή. Παρακάτω παρουσιάζονται οι κυματομορφές του μετατροπέα σε αυτήν την κατάσταση.



Εικόνα 2.28 Οι κυματομορφές του μετατροπέα όταν λειτουργεί στην κατάσταση ασυνεχούς ρεύματος πηνίου

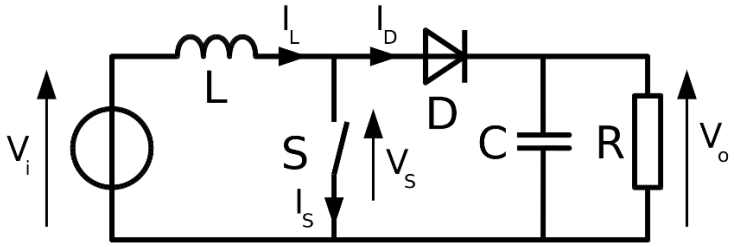
Η έκφραση της V_{out} έχει ως εξής:

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{8L}{RT_s D^2}}}$$

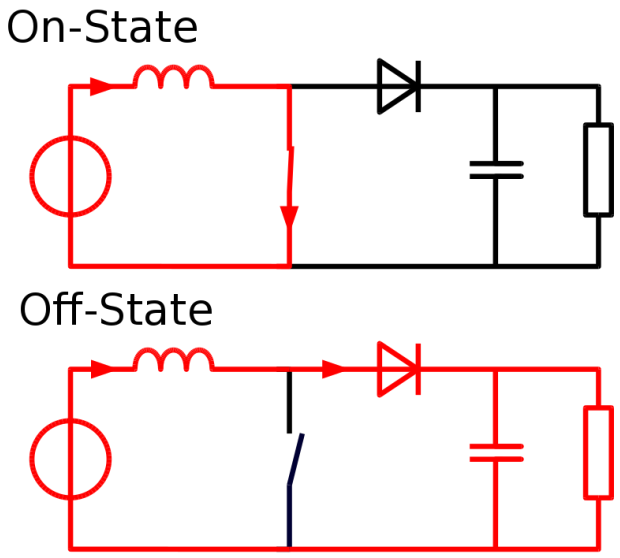
Από την παραπάνω σχέση συμπεραίνουμε πως η τάση εξόδου εξαρτάται, εκτός από την τάση εισόδου και το Duty Cycle, από το φορτίο (που υποτίθεται ωμικό), την αυτεπαγωγή του πηνίου και τη διακοπτική συχνότητα.

2.4.2 Boost Converter – Μετατροπέας Ανύψωσης

Ο μετατροπέας ανύψωσης τάσης (Boost Converter) ανυψώνει την τάση χωρίς σημαντικές απώλειες ισχύος για τροφοδοσία φορτίου σε τάση μεγαλύτερη της διαθέσιμης πηγής τάσης. Χρησιμοποιώντας έναν ημιαγωγικό διακόπτη συνδέουμε (όταν αυτός κλείνει) δύο υποκυκλώματα, ένα εισόδου και ένα εξόδου. Μία δίοδος αποκλείει την ανάστροφη ροή ισχύος από το κύκλωμα εξόδου στο κύκλωμα εισόδου. Και εδώ, όπως στο κύκλωμα του μετατροπέα υποβιβασμού (Buck Converter) ένα πηνίο χρησιμοποιείται για τη μεταφορά ενέργειας από το ένα υποκύκλωμα στο άλλο και ένας πυκνωτής παράλληλα στο φορτίο χρησιμοποιείται για την εξομάλυνση της τάσης και του ρεύματος εξόδου.



Εικόνα 2.29 Η δομή του Boost Converter [13]



Εικόνα 2.30 Οι δύο διακριτές καταστάσεις του μετατροπέα ανύψωσης

Η ανύψωση τάσης επιτυγχάνεται με τον εξής τρόπο. Όταν ο διακόπτης είναι κλειστός το πηνίο φορτίζεται από την πηγή και ο πυκνωτής τροφοδοτεί το φορτίο. Όταν ο διακόπτης ανοίγει, το πηνίο βλέπει τάση στα άκρα του μικρότερη από αυτή της προηγούμενης κατάστασης (όταν ο διακόπτης ήταν κλειστός) και τείνει να εκφορτιστεί δημιουργώντας μια τάση στα άκρα του με φορά ίδια με αυτή της πηγής. Επομένως το φορτίο (και ο πυκνωτής) σε αυτή την κατάσταση «βλέπει» στα άκρα του την τάση της πηγής **προσαυξημένης** με την τάση του πηνίου. Έτσι ο πυκνωτής κατά μέσο όρο φορτίζεται με τάση μεγαλύτερη της πηγής. Το πηνίο στη φάση εκφόρτισης απελευθερώνει στην έξοδο την ενέργεια που είχε συγκεντρώσει στη φάση της φόρτισης και επομένως αποτελεί τον τροφοδότη του ρεύματος της εξόδου και της φόρτισης του πυκνωτή. Να σημειωθεί πως ο πυκνωτής υπολογίζεται αρκετά μεγάλης χωρητικότητας ώστε να διατηρεί την τάση και το ρεύμα του φορτίου σε σταθερή τιμή.

Το ρεύμα εισόδου του μετατροπέα είναι το ίδιο με το ρεύμα του πηνίου και επομένως δεν έχει την έντονη ασυνέχεια του μετατροπέα υποβιβασμού, με αποτέλεσμα να μη δημιουργείται η ανάγκη για τοποθέτηση φίλτρου εισόδου προς καταστολή των ανώτερων αρμονικών ρεύματος.

Και εδώ όπως και στον μετατροπέα υποβιβασμού, ο μετατροπέας ανύψωσης μπορεί να λειτουργεί με συνεχές ή ασυνεχές ρεύμα πηνίου ανάλογα με την απαιτούμενη ισχύ του φορτίου και τη διαστασιολόγηση των στοιχείων του μετατροπέα.

➢ **Συνεχής Λειτουργία** (Λειτουργία συνεχούς ρεύματος πηνίου)

Επειδή η μεταβολή του ρεύματος Δi στα άκρα του πηνίου στην κατάσταση ισορροπίας, όπου το φορτίο τροφοδοτείται με σταθερό ρεύμα και η τάση εισόδου και εξόδου είναι σταθερές, είναι κατά τη διάρκεια μιας διακοπτικής περιόδου συνολικά μηδέν, έχουμε ότι $|\Delta i^{+}| = |\Delta i^{-}|$. Επομένως, λόγω της σχέσης $u_L = L\frac{di_L}{dt}$ και $u_L = \begin{cases} V_{in} & , t\epsilon(0, t_{on}) \\ V_{in} - V_{out} & , t\epsilon(t_{on}, T_s) \end{cases}$ έχουμε πως το ολοκλήρωμα της τάσης πηνίου κατά τη διάρκεια μιας περιόδου είναι 0, δηλαδή:

$$\int_0^{T_s} u_L \, dt = 0 \Leftrightarrow$$

$$\int_0^{t_{on}} V_{in} \, dt + \int_{t_{on}}^{T_s} (V_{in} - V_{out}) \, dt = 0 \xLeftrightarrow{\text{σταθερές } V_{in}, V_{out}}$$

$$V_{in} t_{on} + (V_{in} - V_{out}) t_{off} = 0 \Leftrightarrow$$

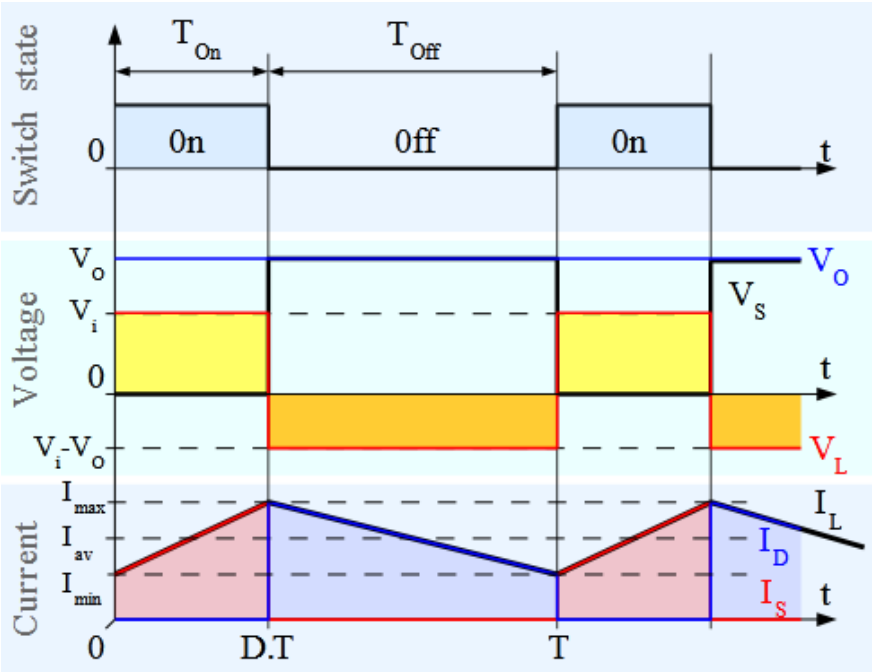
$$V_{out} = \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}} V_{in} \xLeftrightarrow{t_{on} = D \cdot T_s,\ t_{off} = (1-D)T_s}$$

$$\overline{V_{out}} = \frac{1}{1 - D} V_{in} \qquad (6)$$

Η σχέση (6) μας δίνει τον λόγο τάσης εξόδου προς την τάση εισόδου για λειτουργία συνεχούς ρεύματος πηνίου.

Ακολουθώντας την ίδια πορεία που ακολουθήσαμε στον Buck Converter έχουμε πως η αύξηση και μείωση του ρεύματος πηνίου είναι αντίστοιχα:

$$\Delta i^{+} = \frac{1}{L} V_{in} \cdot D \cdot T_s \quad \text{και} \quad \Delta i^{-} = \frac{1}{L} (V_{in} - V_{out})(1 - D) T_s$$



Εικόνα 2.31 Οι κυματομορφές του μετατροπέα ανύψωσης κατά τη λειτουργία συνεχούς ρεύματος πηνίου

Και εδώ, ισχύει πως το μέσο ρεύμα του πηνίου ισούται με το ρεύμα εξόδου και πως $\overline{I_{out}} = i_{Lmin} + \frac{1}{2}\Delta i^{+}$, επομένως όταν $i_{Lmin} = 0$ ή όταν $\overline{I_{out}} = \frac{1}{2}\Delta i^{+}$ βρισκόμαστε στο όριο μεταξύ λειτουργίας συνεχούς και ασυνεχούς ρεύματος πηνίου.

➢ Όριο Συνεχούς και Ασυνεχούς Λειτουργίας

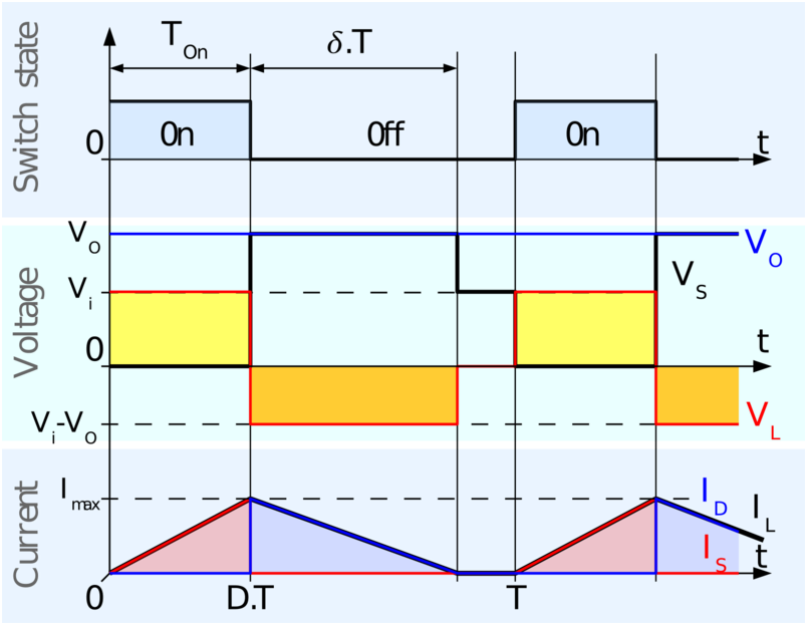
Μπορούμε να εξάγουμε το όριο συνεχούς και ασυνεχούς λειτουργίας με βάση το ρεύμα που τραβάει το φορτίο. Συγκεκριμένα:

$$\overline{I_{out,\text{οριακό}}} = \frac{1}{2}\Delta i^{+} =$$

$$= \frac{1}{2}\frac{1}{L}V_{in} \cdot D \cdot T_s$$

➢ **Ασυνεχής Λειτουργία** (Λειτουργία Ασυνεχούς Ρεύματος Πηνίου)

Στην ασυνεχή λειτουργία, καθότι η κυμάτωση του πηνίου δεν εξαρτάται από το φορτίο και το φορτίο απαιτεί λιγότερο ρεύμα από το μισό της κυμάτωσης του ρεύματος πηνίου,το ρεύμα του πηνίου μηδενίζεται για κάποιο χρονικό διάστημα της περιόδου.



Εικόνα 2.32 Οι κυματομορφές του μετατροπέα ανύψωσης κατά τη λειτουργία ασυνεχούς ρεύματος πηνίου

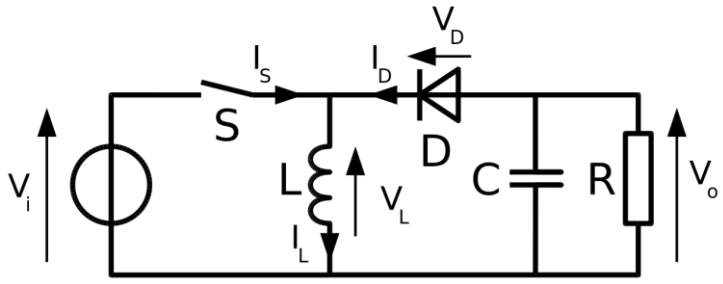
Η έκφραση της V_{out} συναρτήσει της τάσης εισόδου έχει ως εξής:

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{2D^2RT_s}{L}}}{2}$$

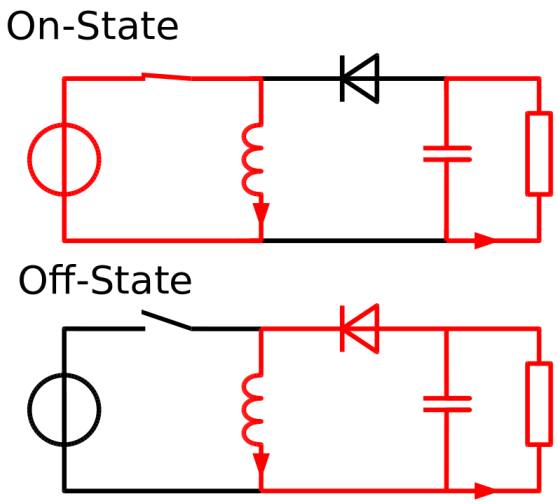
και παρατηρούμε ότι και εδώ, όπως και στον Buck μετατροπέα η τάση εξόδου εξαρτάται από το φορτίο (το οποίο στην προκειμένη περίπτωση για τον υπολογισμό της σχέσης υποτίθεται ωμικό). Επομένως ο έλεγχος στην ασυνεχή λειτουργία απαιτεί ανάδραση (κλειστός βρόχος ελέγχου)

2.4.3 Buck-Boost Converter –Μικτός Μετατροπέας

Ο Buck-Boost μετατροπέας έχει παρόμοια λειτουργία με τον Buck και Boost μετατροπέα, συνδυάζοντας τον τρόπο λειτουργίας των προηγούμενων με στόχο τη μετατροπή της τάσης εισόδου σε τάση εξόδου πλάτους μεγαλύτερου ή μικρότερου της εισόδου. Και εδώ, όπως και στους δύο προηγούμενους μετατροπείς, ένα πηνίο φορτίζεται από την πηγή όσο ο ημιαγωγικός διακόπτης του κυκλώματος είναι κλειστός, και όταν αυτός ανοίγει το πηνίο εκφορτίζεται στον πυκνωτή εξόδου και στο φορτίο.



Εικόνα 2.33 Η δομή του Buck-Boost μετατροπέα



Εικόνα 2.34 Οι λειτουργικές καταστάσεις του μικτού μετατροπέα

Η λειτουργία του μετατροπέα βασίζεται στο ποσό ενέργειας που μπορεί να αποθηκεύσει το πηνίο στο μαγνητικό του πεδίο κατά τη φόρτιση και στο ποσό ενέργειας που μπορεί να αποδώσει στην έξοδο κατά την εκφόρτιση, στην μόνιμη κατάσταση ισορροπίας για σταθερή διακοπτική συχνότητα. Η συγκεντρωμένη ενέργεια της φόρτισης του πηνίου, ανάλογα με το Duty Cycle, μπορεί να αποδίδεται σε τέτοιο βαθμό στον πυκνωτή και στην έξοδο που ο πυκνωτής να διατηρεί τάση μεγαλύτερη ή μικρότερη από αυτή της εισόδου.

Εκτός του ότι το επίπεδο τάσης εξόδου μπορεί να είναι υψηλότερο ή χαμηλότερο από αυτό της τάσης εισόδου, λόγω της δομής του (Εικόνα 2.33) η πολικότητα της τάσης εξόδου είναι ανάστροφη σε σχέση με τους προαναφερθέντες μετατροπείς.

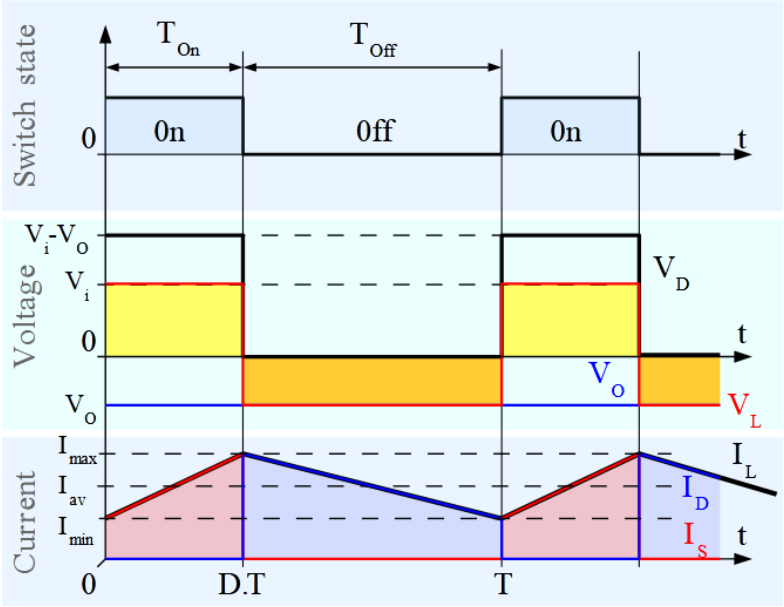
Καθότι ο μικτός μετατροπέας έχει παρόμοια αρχή λειτουργίας με τις τοπολογίες που περιγράψαμε προηγουμένως, για λόγους εξοικονόμησης πληροφορίας θα παραθέσουμε τις σχέσεις τάσης εξόδου-εισόδου χωρίς απόδειξη αφού αυτές συνάγονται με τον ίδιο ακριβώς τρόπο που περιγράψαμε στους μετατροπείς Buck και Boost [14].

- **Συνεχής Λειτουργία** (Λειτουργία συνεχούς ρεύματος πηνίου)

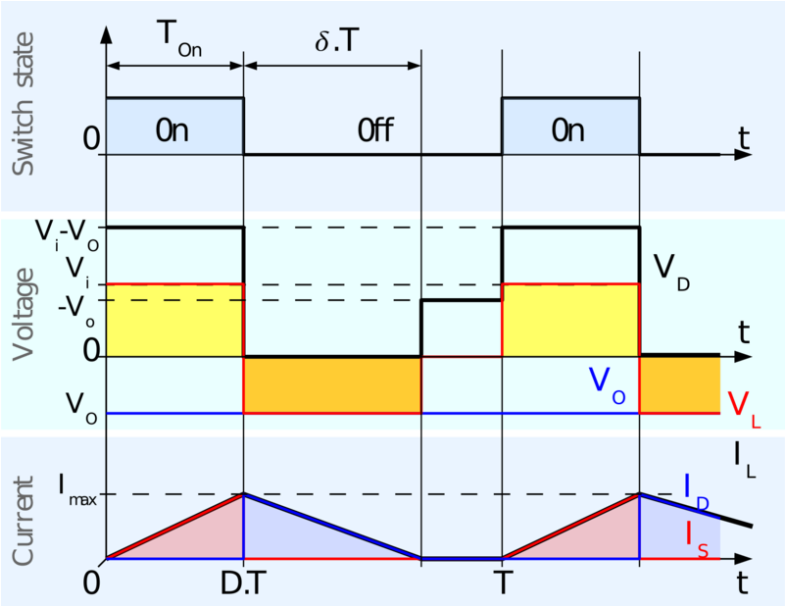
$$\overline{V_o} = -\frac{D}{1-D} \cdot V_{in}$$

- **Ασυνεχής Λειτουργία** (Λειτουργία Ασυνεχούς Ρεύματος Πηνίου)

$$\overline{V_o} = -\frac{V_{in}{}^2 T_s D^2}{2L\overline{I_{out}}}$$



Εικόνα 2.35 Οι κυματομορφές της συνεχούς λειτουργίας

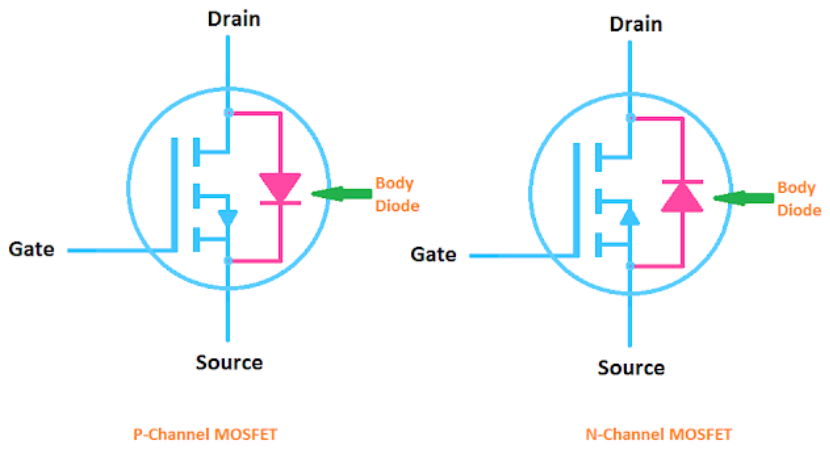


Εικόνα 2.36 Οι κυματομορφές της ασυνεχούς λειτουργίας

2.5 Ο ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΗΣ ΑΜΦΙΔΡΟΜΗΣ ΑΓΩΓΗΣ ΤΩΝ MOSFET

Στα MOSFET, όπως αναφέραμε στο προηγούμενο κεφάλαιο, για να μπορούμε να ελέγχουμε την αγωγή τους μέσω της πύλης και για να δημιουργείται ένα επαρκώς ευρύ κανάλι αγωγής ηλεκτρικού φορτίου όταν εφαρμόζουμε τάση στην πύλη τους, συνδέουμε τον ακροδέκτη του υποστρώματος (Bulk-Body) σε αυτόν της πηγής (Source). Εάν παρατηρήσετε τις εικόνες 2.12-2.14 θα δείτε πως και στα Power MOSFET ο ακροδέκτης της πηγής είναι εδράζεται και στο ενδιάμεσο στρώμα ημιαγωγού. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα τη δυνατότητα αγωγής ανάστροφου ρεύματος, όταν η πολικότητα τάσης του MOSFET (τάση πηγής-εκροής) γίνεται ανάστροφη, διαμέσου της διόδου pn που σχηματίζεται από την ένωση εκροής (Drain) και υποστρώματος (Bulk) (αφού το υπόστρωμα συνδέεται στον ακροδέκτη της πηγής).

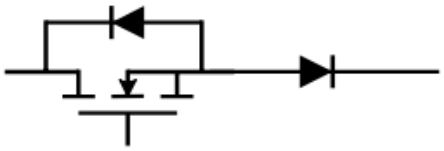
Επομένως το MOSFET μας παρέχει τη δυνατότητα αμφίδρομης ροής ρεύματος, αλλά δυνατότητα ελέγχου μονάχα του ορθού ρεύματος και όχι του ανάστροφου.



Εικόνα 2.37 Η μοντελοποίηση της διόδου σώματος (body diode) του MOSFET

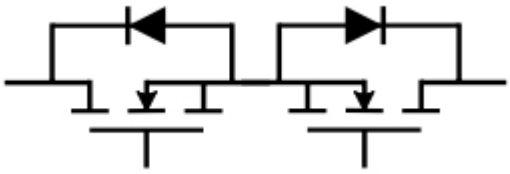
Οι συνήθεις τεχνικές που χρησιμοποιούνται για τον αμφίδρομο έλεγχο των MOSFET παρουσιάζονται στη συνέχεια:

1) Για να μπορέσουμε *να αποκόψουμε την ανάστροφη τάση και ρεύμα* εάν θέλουμε να χρησιμοποιείσουμε τα MOSFET σε ανορθωτικές εφαρμογές εναλασσομένου ρεύματος (ΕΡ), αρκεί να τοποθετήσουμε **σε σειρά** με αυτά **μια δίοδο** που θα αποκόπτει την ανάστροφη τάση, όπως φαίνεται στην Εικόνα 2.38. Να σημειωθεί ότι η άνοδος της διόδου συνδέεται στον ακροδέκτη της πηγής σε ένα N-MOS, ενώ σε ένα P-MOS συνδέεται στον ακροδέκτη της εκροής.



Εικόνα 2.38 Η δίοδος που συνδέεται σε σειρά με ένα N-MOS προς αποκοπή της ανάστροφης τάσης

2) Εάν πάλι θέλουμε να μπορούμε να ελέγχουμε την αγωγή του MOSFET σε ορθό αλλά και ανάστροφο ρεύμα, *δηλαδή να διακατέχουμε τον πλήρη έλεγχό του*, τότε θα πρέπει να τοποθετήσουμε σε σειρά δύο MOSFET, με το ένα τοποθετημένο ανάστροφα του άλλου. Συγκεκριμένα η πηγή του ενός θα συνδέεται στην πηγή του άλλου ή εναλλακτικά η εκροή του ενός θα συνδέεται στην εκροή του άλλου. Έτσι, για οποιαδήποτε πολικότητα τάσης, μία από τις δύο διόδους σώματος των MOSFET θα είναι ανάστροφα πολωμένη, αποκόπτοντας την ανάστροφη τάση και επομένως το MOSFET του οποίου η εσωτερική δίοδος είναι ανάστροφα πολωμένη θα μπορεί να ελέγχει την αγωγή.



Εικόνα 2.39 Η διάταξη των δύο MOSFET που μας επιτρέπει τον αφίδρομο έλεγχο του ρεύματος

Η διάταξη των δύο MOSFET ανάστροφα συνδεδεμένων, όπως φαίνεται στην εικόνα 2.39 μπορεί να έχει τέσσερεις καταστάσεις λειτουργίας [15].

- 1ο MOSFET ON – 2ο MOSFET ON: Το ρεύμα μπορεί να ρέει προς οποιαδήποτε κατεύθυνση (ανάλογα με τις εξωτερικές τάσεις του κυκλωματος).
- 1ο MOSFET ON – 2ο MOSFET OFF: Το ρεύμα μπορεί να ρέει από τα αριστερά προς τα δεξιά, όπως φαίνεται στην εικόνα 3.3, αλλά όχι από τα δεξιά προς τα αριστερά.
- 1ο MOSFET OFF – 2ο MOSFET ON: Το ρεύμα μπορεί να ρέει από τα δεξιά προς τα αριστερά, αλλά όχι από τα αριστερά προς τα δεξιά
- 1ο MOSFET OFF – 2ο MOSFET OFF: Το ρεύμα δεν μπορεί να ρέει προς καμία κατεύθυνση.

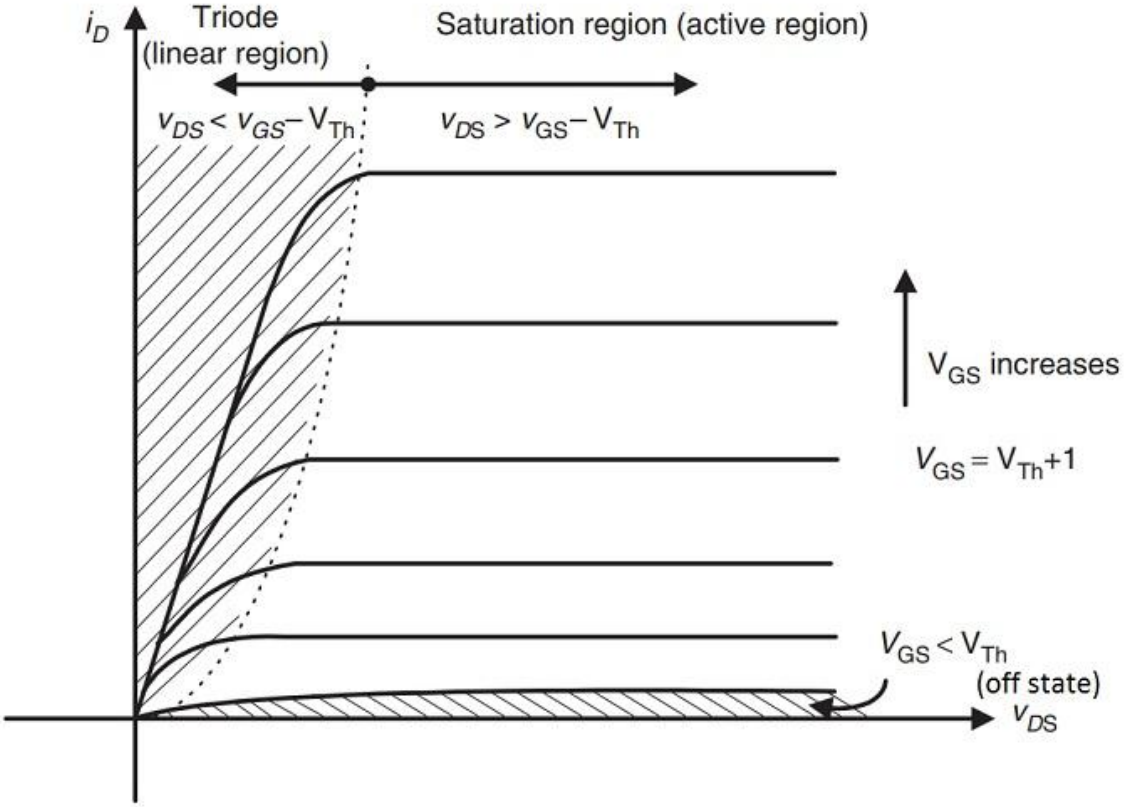
Σε αυτό το σημείο θα πρέπει να αναφέρουμε πως για να λειτουργήσουμε τα MOSFET ως διακόπτες οι οποίοι ή λειτουργούν προσεγγιστικά ως ανοιχτοκύκλωμα, ή ως βραχυκύκλωμα, πρέπει να ικανοποιούνται ορισμένες προϋποθέσεις, όσον αφορά την τάση ελέγχου πύλης-πηγής V_{gs}. Συγκεκριμένα πρέπει η τάση ελέγχου να είναι μεγαλύτερη της τάσης κατωφλίου V_{th}, όπου η τάση κατωφλίου είναι η ελάχιστη τάση ελέγχου που πρέπει να εφαρμόσουμε στην πύλη ώστε να ξεκινήσει η αγωγή, και η τάση ακροδεκτών του MOSFET (τάση εκροής-πηγής V_{ds} για N-MOS), να είναι μεγαλύτερη από τη διαφορά της τάσης ελέγχου από την τάση κατωφλίου. Άρα πρέπει:

$$V_{gs} > V_{th}$$

και

$$V_{DS} > V_{gs} - V_{th}$$

Σε αυτήν την περίπτωση το MOSFET λειτουργεί στην **ενεργό περιοχή** και άγει το μέγιστο δυνατό ρεύμα με μια πτώση τάσης που εξαρτάται από την εσωτερική ισοδύναμη αντίσταση R_{DSon} ($I_D \cdot R_{DSon}$). Το μέγιστο δυνατό ρεύμα που μπορεί να άγει το MOSFET εξαρτάται από την τάση V_{gs}, σύμφωνα με τις χαρακτηριστικές καμπύλες του συγκεκριμένου MOSFET (βλ. Εικόνα 2.40).



Εικόνα 2.40 Οι χαρακτηριστικές καμπύλες ενός MOSFET [14]

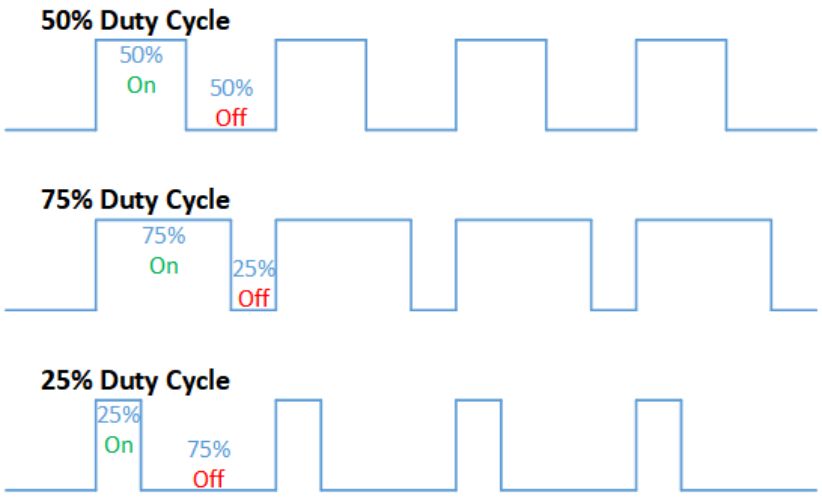
Όπως φαίνεται από τις καμπύλες του MOSFET στην εικόνα 2.40, όταν το MOSFET λειτουργεί στην ενεργό περιοχή, δηλαδή όταν $V_{gs} > V_{th}$ και $V_{DS} > V_{gs} - V_{th}$, το ρεύμα που άγει δεν εξαρτάται από την τάση ακροδεκτών V_{DS} παρά μόνο από την τάση ελέγχου V_{gs}. Επομένως για να λειτουργεί αποδοτικά ως διακόπτης το MOSFET, πρέπει να του δίνεται τάση V_{gs} ώστε να μπορεί να άγει τουλάχιστον το επιθυμητό ρεύμα I_D που θα ήγαγε εάν ήταν βραχυκυκλωμένος. Αυτή η τάση υπολογίζεται από της χαρακτηριστικές καμπύλες.

Να σημειωθεί πως εάν ισχύει $V_{gs} > V_{th}$ και $V_{DS} < V_{gs} - V_{th}$ το MOSFET λειτουργεί στη **γραμμική περιοχή** και συμπεριφέρεται ως ωμική αντίσταση της οποίας η τάση ακροδεκτών καθορίζει το ρεύμα που θα την άγει.

2.6 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ PWM (Pulse Width Modulation)

Ο όρος PWM αποτελεί ακρονύμιο του Pulse Width Modulation, δηλαδή Διαμόρφωση Εύρους Παλμού. Ουσιαστικά, έχοντας ως στόχο να **μειώσουμε τη μέση τιμή** ενός σταθερού σήματος (ή να διαμορφώσουμε μια ημιτονοειδή κυματομορφή, διαμόρφωση που αναφέρεται ως Sinusoidal PWM και δε θα αναλυθεί εδώ), το τεμαχίζουμε σε πολλούς τετραγωνικούς παλμούς. Το εύρος των παλμών μεταβάλλεται ανάλογα με την επιθυμητή μέση τιμή που θέλουμε να διαμορφώσουμε. Ο τεμαχισμός σε παλμούς γίνεται με το ανοιγόκλειμα διακοπών και το εύρος των παλμών αυτών ρυθμίζεται από το λόγο της χρονικής διάρκειας που ο διακόπτης είναι κλειστός (t_{on}) προς τη διάρκεια που ο διακόπτης είναι ανοιχτός (t_{off}). Η διαμόρφωση PWM είναι ένας τρόπος δηλαδή να προσαρμόσουμε τη μέση τιμή ενός σταθερού σήματος πλάτους A, σε οποιοδήποτε επιθυμητό, μικρότερο του A, επίπεδο.

Στη διαμόρφωση PWM οι διακόπτες ανοίγουν (ή ισοδύναμα κλείνουν) ανά σταθερά χρονικά διαστήματα. Η διάρκεια ενός τέτοιου χρονικού διαστήματος ονομάζεται **διακοπτική περίοδος.** Ο λόγος του χρονικού διαστήματος κατά το οποίο οι διακόπτες είναι κλειστοί (t_{on}) προς τη διακοπτική περίοδο (T_s) ονομάζεται **Duty Cycle** ($D = \frac{t_{on}}{T_s}$). Προφανώς $t_{on} \leq T_s \xRightarrow{D=\frac{t_{on}}{T_s}} D \leq 1$.



Εικόνα 2.41 Οι παλμοί ενός PWM διαμορφωμένου σήματος

Ας εξετάσουμε με ποιον τρόπο επιτυγχάνεται η μείωση της μέσης τιμής [18]. Γνωρίζουμε πως η μέση τιμή ενός περιοδικού σήματος $y(t)$ δίνεται από τη σχέση:

$$\bar{y} = \frac{1}{T}\int_0^{T_s} y(t)\,dt$$

Εάν τώρα το σήμα μας αποτελεί παλμοσειρά όπως αυτές της εικόνας 3.5, παράθυρο της οποίας περιγράφεται ως $y(t) = \begin{cases} y_{max}, & t\epsilon(0, t_{on}) \\ y_{min}, & t\epsilon(t_{on}, T_s) \end{cases}$ έχουμε ότι:

$$\bar{y} = \frac{1}{T}\int_0^{T_s} y(t)\,dt = \frac{1}{T}\int_0^{t_{on}} y_{max}\,dt + \frac{1}{T}\int_{t_{on}}^{T_s} y_{min}\,dt = \frac{t_{on}}{T}y_{max} + \frac{t_{off}}{T}y_{min} \xRightarrow{D=\frac{t_{on}}{T},\,1-D=\frac{t_{off}}{T}}$$

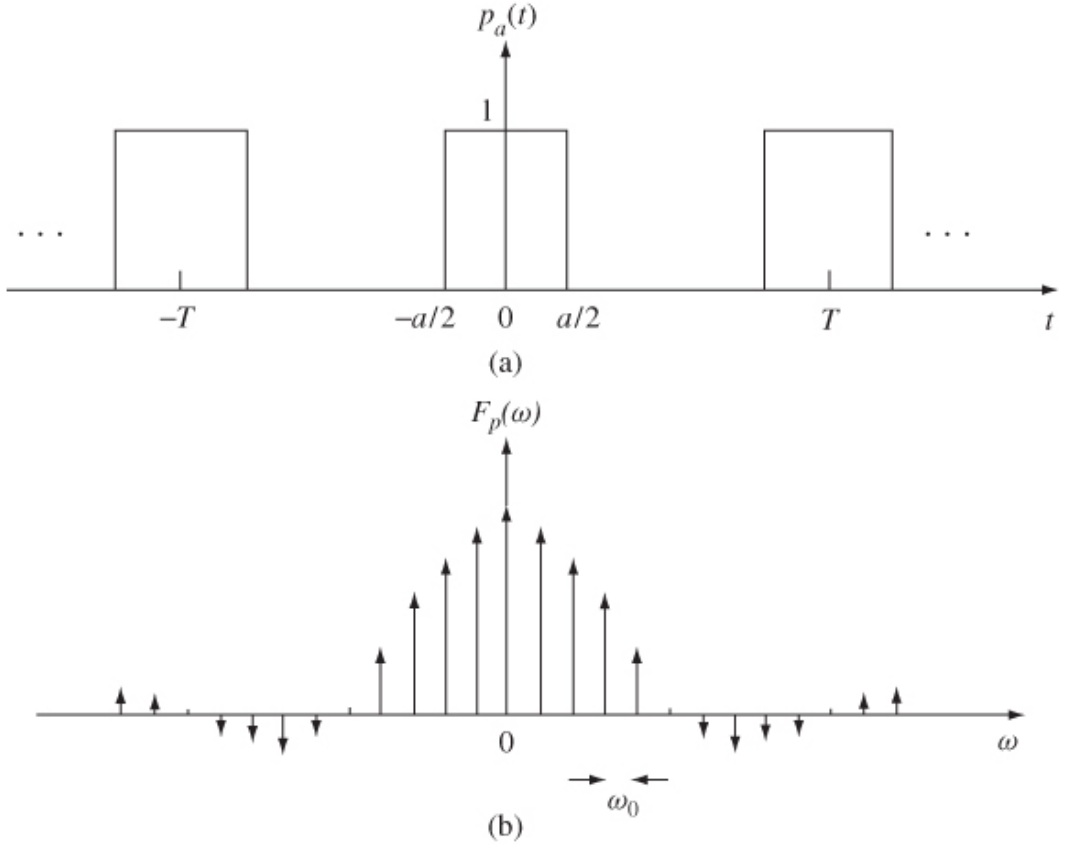
$$\bar{y} = D \cdot y_{max} + (1 - D)y_{min}$$

Εάν η προαναφερθούσα παλμοσειρά έχει προκύψει από διαμόρφωση PWM ενός σταθερού σήματος πλάτους A ($x(t) = A$), τότε $y_{max} = A$ και $y_{min} = 0$, οπότε έχουμε:

$$\bar{y} = D \cdot y_{max} = D \cdot A$$

Επομένως μέσω της μεταβολής του Duty Cycle, επιτυγχάνουμε μεταβολή του εύρους των παλμών της παλμοσειράς και επομένως μεταβολή της μέσης τιμής.

Όπως γνωρίζουμε, μια παλμοσειρά (επαναλαμβανόμενοι παλμοί) μπορεί να αναλυθεί σε άθροισμα ενός σταθερού σήματος (σταθερή συνιστώσα συχνοτήτων) με πλάτος αυτό της μέσης τιμής, και ημιτονοειδών σημάτων διαφορετικών συχνοτήτων, σύμφωνα με τη θεωρία Fourier (εικόνα 2.42). Εάν αυξήσουμε τη διακοπτική συχνότητα ω_0 θα αυξηθεί η απόσταση που χωρίζει τη σταθερή (DC) συνιστώσα συχνοτήτων ($\omega = 0$) από τη πρώτη ημιτονοειδή συνιστώσα συχνότητας ω_0 και επομένως θα είναι πιο εύκολο να κατακρατήσουμε την επιθυμητή σταθερή συνιστώσα σήματος με τη χρήση ενός βαθυπερατού φίλτρου.



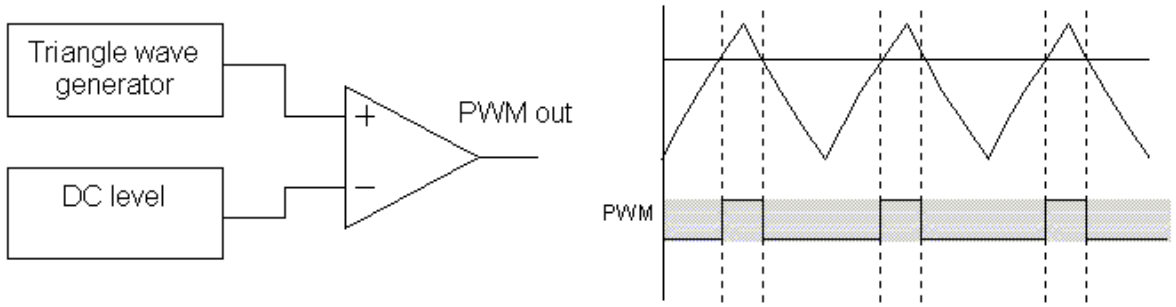
Εικόνα 2.42 Ο μετασχηματισμός Fourier (b) μιας παλμοσειράς (a) περιόδου T και συχνότητας ω_0

Το συμπέρασμα των παραπάνω είναι πως είναι επιθυμητό να λειτουργούμε το διαμορφωτή PWM σε **υψηλές διακοπτικές συχνότητες** ώστε να είναι εύκολο να κατακρατήσουμε μονάχα την DC συνιστώσα, που αποτελεί την επιθυμητή μέση τιμή. Παρ' ότι στους DC-DC μετατροπείς που περιγράψαμε προηγουμένως δεν έχουμε στην έξοδο σήμα παλμοσειράς, αλλά μια κυμάτωση μονάχα λόγω των εσωτερικών πηνίων και πυκνωτών της διάταξης που λειτουργούν σαν φίλτρα, η λογική που περιγράφηκε παραπάνω για ευκολότερη κατακράτηση της DC συνιστώσας μπορεί να επεκταθεί και σε αυτούς. Οι υψηλές διακοπτικές συχνότητες στα ηλεκτρικά κυκλώματα επιτυγχάνονται με τη χρήση ημιαγωγικών διακοπτών.

Η διαμόρφωση PWM περιγράφηκε σαν μια γενική ιδέα διαμόρφωσης ενός σταθερού σήματος εισόδου σε σήμα εξόδου μικρότερης μέσης τιμής. Η χρήση της στους DC-DC μετατροπείς γίνεται για μετατροπή ενός DC σήματος τάσης εισόδου σε DC σήμα τάσης εξόδου μικρότερου ή μεγαλύτερου πλάτους. Ουσιαστικά με τη PWM διαμόρφωση στους μετατροπείς DC-DC που περιγράφησαν στο προηγούμενο κεφάλαιο, αυτό που διαμορφώνεται είναι το σήμα ανοιγοκλεισίματος του διακόπτη, που με τη σειρά του διαμορφώνει την τάση που παρουσιάζεται στην έξοδο. Προφανώς σαν έξοδο τάσης ή ρεύματος του DC-DC μετατροπέα δεν θα έχουμε μια παλμοσειρά, αλλά η τάση και το ρεύμα εξόδου θα εμπεριέχουν μια κυμάτωση, η εξάλειψη της οποίας επιτυγχάνεται μέσω βαθυπερατού φίλτρου. Να

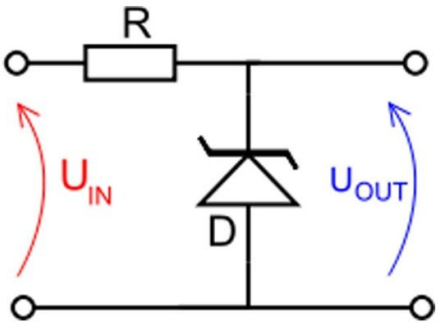
σημειωθεί πως βαθυπερατά φίλτρα στα ηλεκτρικά κυκλώματα αποτελούν τα πηνία, οι πυκνωτές ή ο συνδυασμός των δύο. Το ακριβές εύρος συχνοτήτων που περνάει από το φίλτρο μπορεί να σχεδιαστεί με τη χρήση διαγραμμάτων Bode και τεχνικών απόκρισης συχνότητας.

Το ανοιγόκλειμα του ημιαγωγικού διακόπτη επιτυγχάνεται με ένα διαμορφωμένο PWM σήμα τάσης (εάν πρόκειται για MOSFET). Αυτό το διαμορφωμένο σήμα δημιουργείται με τη σύγκριση ενός σταθερού **σήματος αναφοράς** με μια πριονωτή ή τριγωνική κυματομορφή που λέγεται **φέρον σήμα**.



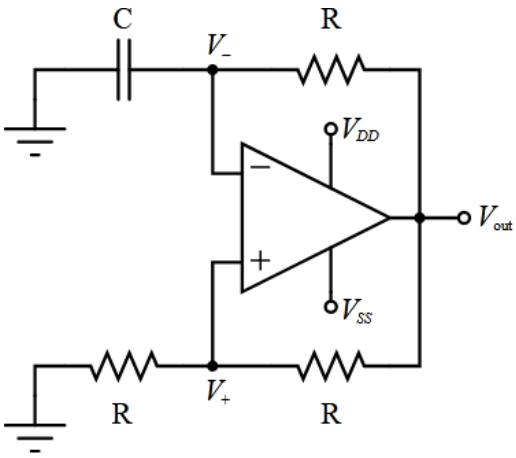
Εικόνα 2.43 Η διαδικασία παραγωγής του PWM σήματος όπου γίνεται χρήση ενός τελεστικού ενισχυτή ως συγκριτή

Το σήμα αναφοράς μπορεί να ληφθεί με διάφορες μεθόδους (βλ. λήμμα «Generation of Voltage Reference Signal» στο διαδίκτυο) η πιο απλή των οποίων περιλαμβάνει τη χρήση μιας ανάστροφα πολωμένης διόδου Zener.



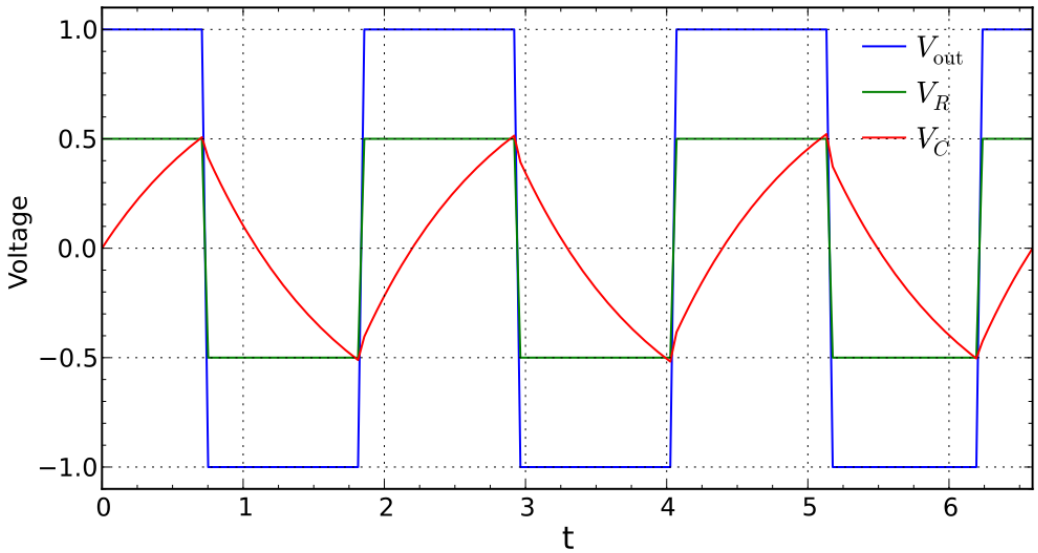
Εικόνα 2.44 Η δίοδος Zener ως παραγωγός σταθερού σήματος αναφοράς

Το φέρον σήμα, δηλαδή η πριονωτή ή τριγωνική κυματομορφή μπορεί να παραχθεί αναλογικά με τη βοήθεια ενός ταλαντωτή χαλάρωσης (relaxation oscillator) ή με ψηφιακές γεννήτριες σήματος. Συγκεκριμένα η διάταξη του αναλογικού ταλαντωτή χαλάρωσης περιλαμβάνει έναν τελεστικό ενισχυτή, η έξοδος του οποίου ταλαντώνεται μεταξύ δύο τιμών τάσεων (V_{dd} και V_{ss}) με συχνότητα που εξαρτάται από τη σταθερά χρόνου φόρτισης του πυκνωτή. Να παρατηρηθεί πως η διάταξη ουσιαστικά αποτελεί έναν συγκριτή, του οποίου η τάση της αναστρεφούσης εισόδου μονίμως κυνηγά την τάση εξόδου, καθώς φορτίζεται ο πυκνωτής μέσω μιας αντίστασης R από την έξοδο, αλλά δεν τη φτάνει ποτέ γιατί μόλις αυτή η τάση φτάσει το επίπεδο της μη αναστρεφούσης εισόδου και μόλις το ξεπεράσει, τότε ξαφνικά η τάση εξόδου αλλάζει επίπεδο, ανάλογα με την τροφοδοσία του τελεστικού (απο V_{dd} γίνεται V_{ss} και από V_{ss} γίνεται V_{dd}).



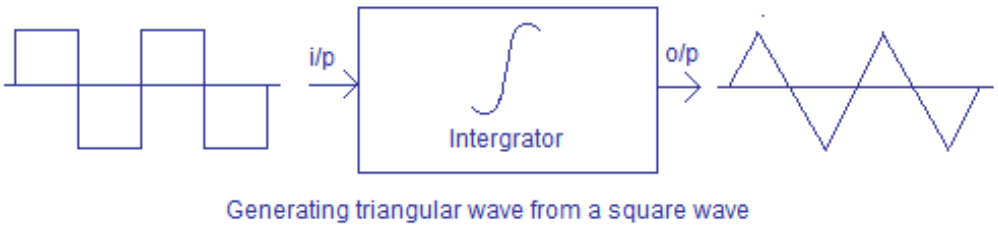
Εικόνα 2.45 Η διάταξη του ταλαντωτή χαλάρωσης που χρησιμοποιεί έναν τελεστικό ενισχυτή [18]

Η τιμή της χωρητικότητας και η τιμή της αντίστασης που συνδέεται σε σειρά με τον πυκνωτή, καθορίζουν τη σταθερά χρόνου φόρτισης του πυκνωτή $\tau = RC$, ενώ οι αντιστάσεις που σχηματίζουν το διαιρέτη τάσης στη μη αναστρέφουσα είσοδο καθορίζουν το επίπεδο τάσης φόρτισης του πυκνωτή στο οποίο θα γίνει η αλλαγή της τάσης εξόδου.

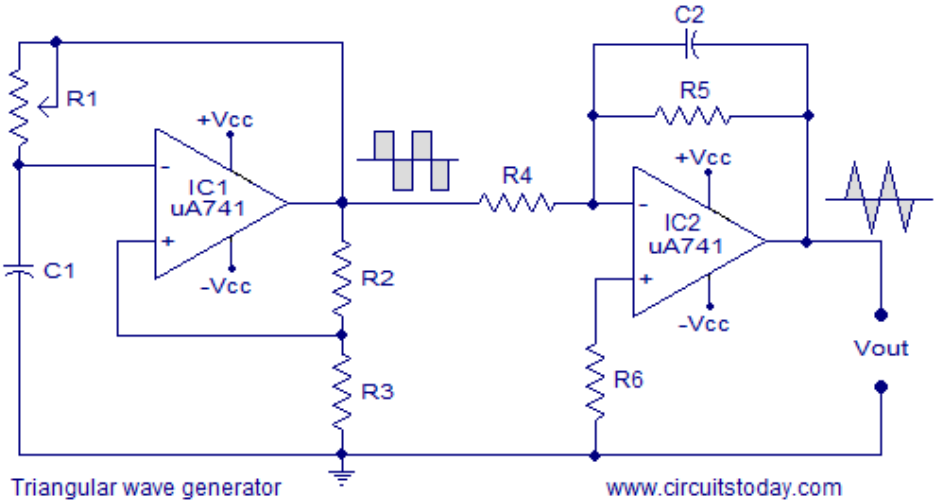


Εικόνα 2.45 Οι κυματομορφές του τελεστικού ενισχυτή που λειτουργεί ως ταλαντωτής

Όπως παρατηρούμε, η έξοδος του ταλαντωτή όπως τον περιγράψαμε, θα είναι μια ορθογώνια κυματομορφή. Εάν αυτή έχει αντίθετες μέγιστες και ελάχιστες τιμές (δηλαδή αν $V_{dd} = -V_{ss}$) και την προωθήσουμε σε έναν ολοκληρωτή, τότε το αποτέλεσμα θα είναι η τριγωνική κυματομορφή. Ο ολοκληρωτής μπορεί επίσης να υλοποιηθεί με χρήση τελεστικού ενισχυτή.



Εικόνα 2.46 Η διαδικασία παραγωγής τριγωνικής κυματομορφής [19]



Εικόνα 2.47 Η διάταξη που χρησιμοποιεί δύο τελεστικούς ενισχυτές, τον έναν ως ταλαντωτή και τον άλλο ως ολοκληρωτή προς παραγωγή τριγωνικού σήματος

Η αναλογική διαδικασία παραγωγής ενός πριονωτού σήματος περιλαμβάνει επίσης τη χρήση δύο τελεστικών ενισχυτών όπως και στο τριγωνικό σήμα, αλλά είναι αρκετά πιο περίπλοκη και δεν θα αναλυθεί εδώ για λόγους χωρητικότητας.

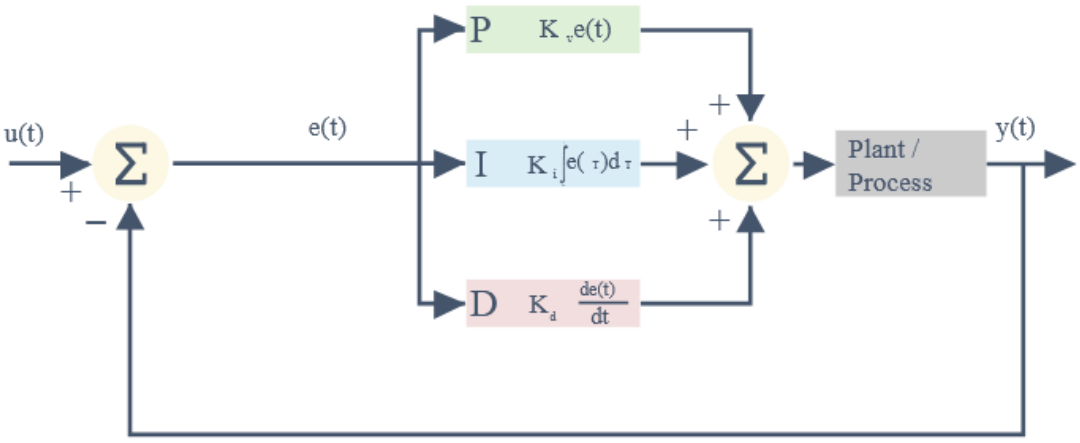
Προφανώς η συχνότητα του φέροντος σήματος καθορίζει τη διακοπτική συχνότητα, ενώ το επίπεδο του σήματος αναφοράς καθορίζει το Duty Cycle.

2.7 PID ΕΛΕΓΧΟΣ ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ

Γνωρίζουμε πως ο έλεγχος ανοιχτού βρόχου έχει το σημαντικό μειονέκτημα πως στην έξοδο του συστήματος θα υπάρχει ένα σφάλμα, το οποίο οφείλεται στη μη ιδανικότητα της διάταξής μας και στην παρουσία διαταραχών. Για παράδειγμα στους μετατροπείς DC-DC που μελετήσαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο, ιδανικά η τάση εξόδου μπορεί να υπολογιστεί με βάση το Duty Cycle του PWM σήματός μας και την τάση εισόδου. Πολλές φορές όμως η τάση εισόδου δεν μπορεί να είναι σταθερή (π.χ. τάση μπαταρίας που εκφορτίζεται), τα στοιχεία της διάταξης έχουν χαρακτηριστικά που μεταβάλλονται συναρτήσει της θερμοκρασίας, υπάρχουν μεταβατικά φαινόμενα και εσωτερικές αντιστάσεις που δεν έχουν ληφθεί υπόψιν στις συναρτήσεις τάσης εξόδου ως προς την είσοδο που υπολογίστηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο, υπάρχει στοχαστικός θόρυβος καθώς και ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές. Όλα αυτά καθιστούν απαραίτητο τον έλεγχο κλειστού βρόχου για τη διατήρηση της τάσης εξόδου σε επιθυμητά επίπεδα.

Παραδοσιακά, το σφάλμα εξόδου μπορεί να εξαλειφθεί με τη χρήση ενός PID (Proportional-Integral-Differential ή Αναλογικού-Ολοκληρωτικού-Διαφορικού) ελεγκτή. Η διαδικασία έχει ως εξής (στους μετατροπείς DC-DC):

1) Η τάση εξόδου συγκρίνεται με την επιθυμητή τάση (σήμα αναφοράς τάσης ή Voltage Reference Signal) εξάγοντας έτσι το σφάλμα τάσης.
2) Το σφάλμα τάσης πολλοπλασιάζεται με ένα αναλογικό, ολοκληρωτικό και διαφορικό κέρδος (θα αποσαφηνιστούν στη συνέχεια) και το αποτέλεσμα τροφοδοτείται σαν σήμα αναφοράς στον PWM διαμορφωτή που ελέγχει το Duty Cycle των διακοπτών.



Εικόνα 2.48 Το διάγραμμα του PID ελέγχου όπου y(t) είναι η έξοδος (τάση εξόδου) και u(t) είναι η είσοδος αναφοράς (επιθυμητή τάση αναφοράς)

Ο ελεγκτής PID έχει συνάρτηση μεταφοράς [20]:

$$G_{PID} = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s$$

όπου K_p το αναλογικό κέρδος με το οποίο πολ/ζεται το σφάλμα, K_I το ολοκληρωτικό κέρδος με το οποίο πολ/ζεται το ολοκλήρωμα του σφάλματος και K_D το διαφορικό κέρδος με το οποίο πολ/ζεται η παράγωγος του σφάλματος.

Για είσοδο στον ελεγκτή ίση με το σφάλμα τάσης $e(t) = V_{ref} - V_{out}$ ενός DC-DC μετατροπέα, όπου V_{out} είναι η τάση εξόδου του μετατροπέα και V_{ref} η επιθυμητή τάση αναφοράς, η έξοδος του ελεγκτή στο πεδίο του χρόνου είναι:

$$u(t) = K_p e(t) + K_I \int e(t)dt + K_D \frac{de(t)}{dt}$$

Η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή είναι όπως περιγράψαμε:

$$G_{PID} = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s = \frac{K_p s + K_i + K_d s^2}{s} = \frac{K_d\left(s^2 + \frac{K_p}{K_d}s + \frac{K_i}{K_d}\right)}{s} \qquad (2.7)$$

Παρατηρούμε πως ο ελεγκτής PID εισάγει στη συνάρτηση μεταφοράς του κλειστού συστήματος δύο μηδενικά και έναν πόλο.

Η συνάρτηση μεταφοράς του κλειστού συστήματος στο οποίο εφαρμόζεται μοναδιαία ανάδραση και έλεγχος του αρχικού συστήματός μας G_{plant} από έναν PID ελεγκτή με συνάρτηση μεταφοράς G_{PID}, όπως φαίνεται στην εικόνα 2.48 , είναι:

$$G(s) = \frac{G_{PID}(s)G_{plant}(s)}{1 + G_{PID}(s)G_{plant}(s)}$$

Αναλόγως το εκάστοτε σύστημα που προσπαθούμε να ελέγξουμε, μπορούμε με χρήση της σχέσης (2.7) των K_P, K_I, K_D να τοποθετήσουμε εκεί που θέλουμε τα δύο μηδενικά που εισάγει ο ελεγκτής.

Ας εξετάσουμε την επήρρεια του κάθε όρου (αναλογικού, ολοκληρωτικού, διαφορικού) στη συμπεριφορά ενός συστήματος που ελέγχεται από έναν PID ελεγκτή [21].

Αναλογικός όρος: Ο αναλογικός όρος εισάγει σαν είσοδο στο σύστημα ένα σήμα ανάλογο του παρόντος σφάλματος του συστήματος, σύμφωνα με τον παράγοντα K_P. Για παράδειγμα, εάν το σφάλμα είναι μεγάλο, ανάλογα μεγάλο θα είναι το σήμα εισόδου που οφείλεται στον αναλογικό όρο. Μόνος του ο αναλογικός όρος, σε συστήματα που θέλουν κάποιο συνεχές μη μηδενικό σήμα ελέγχου για την εύρωστη λειτουργία τους, θα εισάγει αναγκαστικά ένα **σφάλμα μόνιμης κατάστασης** καθότι για μηδενισμένο σφάλμα το σήμα ελέγχου θα είναι μηδενικό, μια κατάσταση στην οποία το σύστημα δε μπορεί να βρίσκεται σε ισορροπία.

Ολοκληρωτικός όρος: Ο ολοκληρωτικός όρος εισάγει σαν είσοδο στο σύστημά μας το ολοκλήρωμα του σφάλματος, δηλαδή ένα σήμα που διατηρεί την «ιστορία» του σφάλματος από την αρχή της λειτουργίας του συστήματος. Το σήμα αυτό αυξάνεται όσο το σφάλμα είναι θετικό παύει να αυξάνεται όταν το σφάλμα μηδενίζεται και μειώνεται για αρνητικό σφάλμα (όταν π.χ. παρατηρείται υπερύψωση). Η συγκεντρωμένη «ιστορία» του σφάλματος καθορίζει την τιμή του όρου αυτού. Να σημειωθεί πως ο ολοκληρωτικός όρος, όσο υπάρχει σφάλμα συνεχίζει να αυξάνει, γεγονός που οδηγεί στην εξάλειψη του σφάλματος μόνιμης κατάστασης.

Διαφορικός όρος: Ο όρος αυτός εξετάζει το ρυθμό μείωσης (ή αύξησης) του σφάλματος και ανάλογα τον ρυθμό αυτόν (σύμφωνα με τον παράγοντα K_I) περιορίζει (ή ενισχύει) την επίδραση των άλλων όρων (αναλογικου και ολοκληρωτικού). Η δράση του έγγυται στην πρόβλεψη ότι η επιθυπητή τιμή σφάλματος θα προσπελαστεί πολύ ή λιγότερο γρήγορα και για να μην υπάρξουν υπερυψώσεις (overshoots) φροντίζει να ελαττώσει το ρυθμό μείωσης του σφάλματος. Λειτουργεί δηλαδή σαν απόσβεση.

Συνοψίζοντας, ο αναλογικός όρος εισάγεται προς ταχύτερη απόκριση του συστήματος, ο ολοκληρωτικός προς εξάλειψη του σφάλματος μόνιμης κατάστασης και ο διαφορικός προς περιορισμό των υπερυψώσεων.

Η εικόνα 2.49 μας παρέχει τις επιδράσεις της ανεξάρτητης αύξησης των αναλογικών, ολοκληρωτικών και διαφορικών παραγόντων-κερδών.

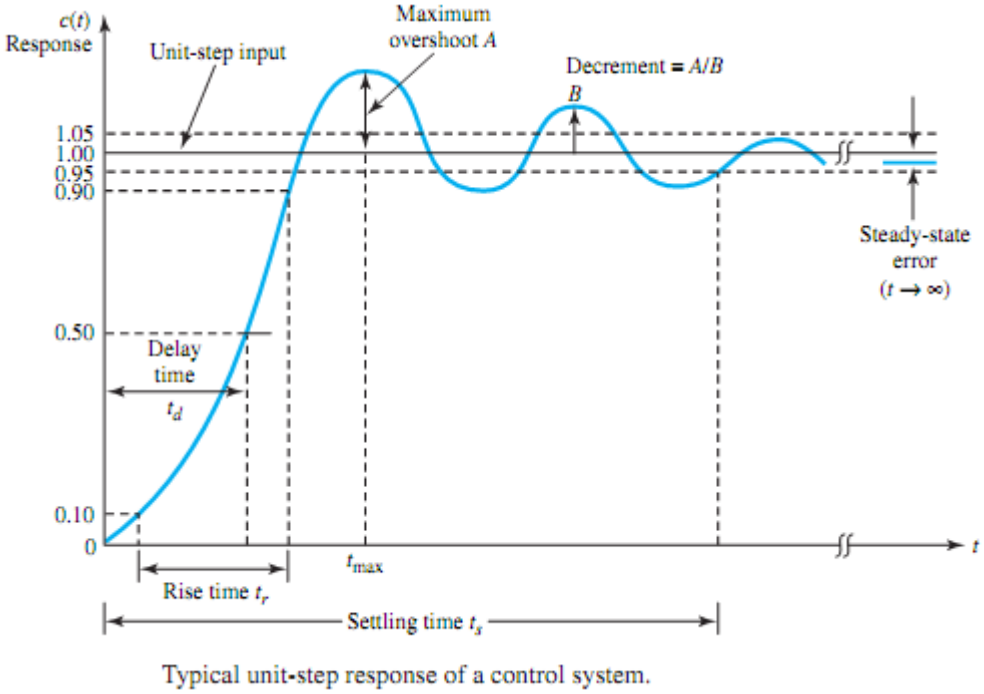
Παράμετρος	Χρόνος Ανόδου	Υπερύψωση	Χρόνος Αποκατάστασης	Σφάλμα μόνιμης κατάστασης	Ευστάθεια
K_P	Μειώνεται	Αυξάνεται	Μικρή επίδραση	Μειώνεται	Επιδεινώνεται
K_I	Μειώνεται	Αυξάνεται	Αυξάνεται	Εξαλείφεται	Επιδεινώνεται
K_D	Μικρή επίδραση	Μειώνεται	Μειώνεται	Καθόλου επίδραση	Βελτιώνεται αν K_D μικρό

Εικόνα 2.49 Οι επιδράσεις της ανεξάρτητης μεταξύ τους αύξησης των κερδών του PID ελεγκτή

Θα πρέπει να αναφέρουμε πως καθότι ο διαφορικός όρος, ανάλογος του K_D, είναι ιδιαίτερα ευαίσθητος σε θορύβους και εισάγει μια καθυστέρηση απόκρισης στα γρήγορα μεταβατικά φαινόμενα, π.χ. μεταβατικά κυκλωμάτων, πολλές φορές στα ηλεκτρικά κυκλώματα συναντούμε ελεγκτές από τους οποίους απουσιάζει ο διαφορικός όρος, γνωστοί ως PI ελεγκτές. Οι PI ελεγκτές είναι και πιο εύκολα υλοποιήσιμοι (και άρα πιο φθηνοί) από τους PID.

Οι PID ελεγκτές, ανάλογα με την εκάστοτε εφαρμογή, απαιτούν διαφορετική ρύθμιση των κερδών τους (K_P, K_I, K_D) σύμφωνα με τα επιθυμητά χαρακτηριστικά του συστήματος. Δυστυχώς δεν υπάρχει μια μαθηματικά κατοχυρωμένη βέλτιστη ρύθμιση για κάθε εφαρμογή. Κατά καιρούς έχουν προταθεί διάφοροι εμπειρικοί ή μαθηματικά βασισμένοι τρόποι ρύθμισης των κερδών όπως των Ziegler-Nichols (1942), αλλά η εγγύηση του βέλτιστου αποτελέσματος δεν έχει καθολική ισχύ. Ευτυχώς, υπάρχουν λογισμικά προσομοίωσης που περιλαμβάνουν εργαλεία επόπτευσης της απόκρισης του συστήματος καθώς μεταβάλλονται τα κέρδη (Matlab Simulink, PID Tuning).

Η υλοποίηση ενός PID ελεγκτή μπορεί να γίνει είτε με ψηφιακά στοιχεία (μικροεπεξεργαστές), είτε με αναλογικά (τελεστικοί ενισχυτές).



Εικόνα 2.50 Τα μεγέθη αποκρίσεως ενός συστήματος σε βηματική μεταβολή εισόδου

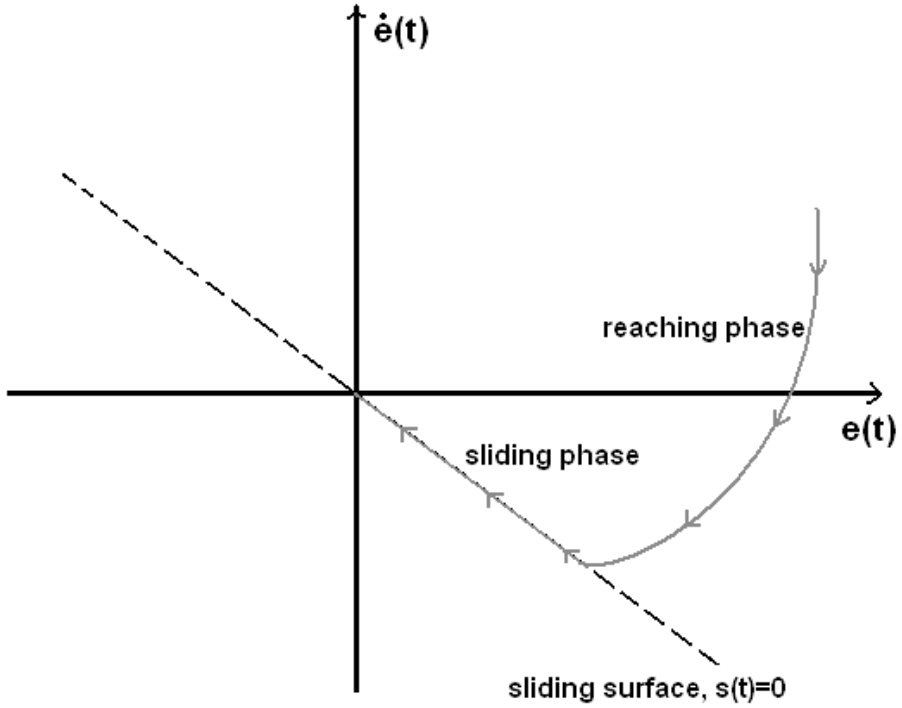
2.8 ΕΛΕΓΧΟΣ ΟΛΙΣΘΗΣΗΣ ΕΠΙ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΣ (SLIDING MODE CONTROL - SMC)

Ο έλεγχος ολίσθησης επί επιφάνειας, ή ακριβέστερα έλεγχος που εισάγει το σύστημα σε λειτουργία ολίσθησης (SMC - Sliding Mode Control), αποτελεί ένα αρκετά χρήσιμο εργαλείο όταν πρέπει να ελέγξουμε συστήματα στα οποία η συνάρτηση ελέγχου τους παρουσιάζει ασυνέχειες (παίρνει τιμές από ένα σύνολο προκαθορισμένων τιμών) [22] (π.χ. διακόπτες με καταστάσεις ON-OFF). Αποτελεί ένα έλεγχο, ιδανικό για μη γραμμικά συστήματα μεταβλητής δομής (VSS – Variable Structure Systems) στα οποία η δομή αλλάζει με το ανοιγοκλείσιμο διακοπτών, όπως είναι οι DC-DC μετατροπείς. Στη συνέχεια θα μελετήσουμε την εφαρμογή του SMC σε DC-DC μετατροπείς και γενικά σε κυκλώματα που περιέχουν διακόπτες.

Ο συγκεκριμένος έλεγχος μελετήθηκε συστηματικά και θεμελιώθηκε μαθηματικά από το Ρώσο Vladim Utkin τη δεκαετία του 1970. Η θεωρία του εμπεριέχει αρκετά μαθηματικά τα οποία καθιστούν δύσκολη την κατανόησή του. Για αυτό το λόγο παρακάτω παρουσιάζονται μονάχα οι βασικές αρχές που τον διέπουν με όσο το δυνατόν πιο απλό τρόπο.

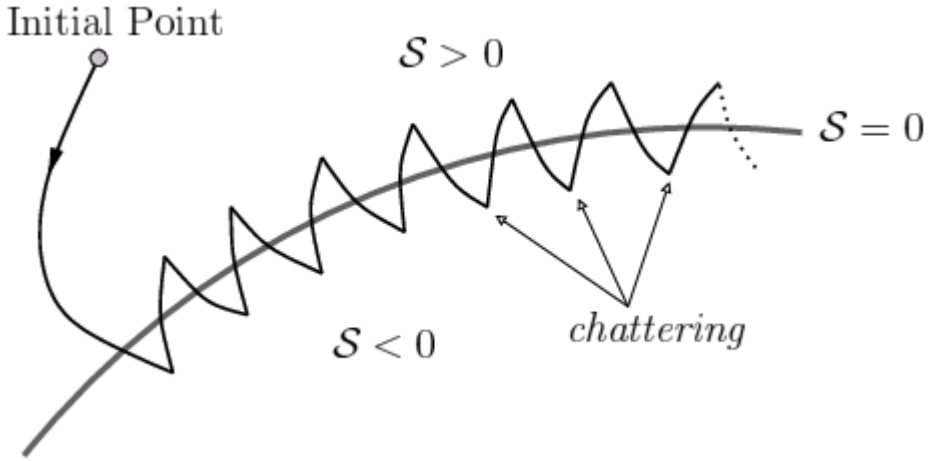
Η βασική αρχή του ελέγχου αυτού προϋποθέτει την εύρεση μιας τροχιάς των μεταβλητών που θέλουμε να ελέγξουμε, πάνω στην οποία ιδανικά θα θέλουμε να κινούνται οι μεταβλητές αυτές (η μεταβλητή που θέλουμε να ελέγξουμε στους DC-DC μετατροπείς είναι συνήθως το σφάλμα τάσης/τάση εξόδου ή το ρεύμα εισόδου) . Ο SMC, βάσει της συνάρτησης ελέγχου, οδηγεί τις μεταβλητές προς έλεγχο του συστήματος σε αυτή τη τροχιά, και τις περιορίζει να κινούνται πάνω σε αυτή τη τροχιά μέσω του γρήγορου ανοιγοκλεισίματος των διακοπτών. Η τροχιά αυτή ονομάζεται **τροχιά ολίσθησης** και έχει εξίσωση $f(\mathbf{x}) = 0$, όπου $\mathbf{x}(t)$ είναι το διάνυσμα των μεταβλητών που θέλουμε να ελέγξουμε. Η συνάρτηση των μεταβλητών αυτών $f(\mathbf{x})$ συμβολίζεται με το σύμβολο «s» και αποκαλείται **μεταβλητή ολίσθησης** (Sliding Variable). Επομένως η επιθυμητή τροχιά είναι η:

$$s(\mathbf{x}(t)) = 0$$



Εικόνα 2.51 Η επιφάνεια (ή τροχιά) ολίσθησης

Αυτή η κίνηση των μεταβλητών πάνω στην επιθυμητή τροχιά ονομάζεται **λειτουργία ολίσθησης**, καθώς οι μεταβλητές «ολισθαίνουν» πάνω στη συγκεκριμένη τροχιά. Θεωρητικά η διακοπτική συχνότητα πάνω στην επιφάνεια ολίσθησης είναι άπειρη, στην πραγματικότητα όμως λόγω των καθυστερήσεων που εισάγουν οι αισθητήρες, η μη ιδανικότητα των διακοπτών, οι περιορισμοί λειτουργικής συχνότητας και άλλοι παράγοντες, η διακοπτική συχνότητα παίρνει πεπερασμένες τιμές. Αυτός είναι ο λόγος που οι μεταβλητές προς έλεγχο του συστήματος κινούνται σε μια περιοχή γύρω από την τροχιά ολίσθησης και όχι ακριβώς πάνω σε αυτή, φαινόμενο που είναι γνωστό ως «**τρεμούλιασμα**» (chattering effect).



Εικόνα 2.52 Το φαινόμενο του τρεμουλιάσματος (chattering)

Η μεταβλητή ολίσθησης s πρέπει να επιλέγεται έτσι ώστε να ικανοποιούνται οι σχεδιαστικές απαιτήσεις ελέγχου του συστήματος. Για την ακρίβεια, επιλέγουμε μια συνάρτηση των μεταβλητών κατάστασης του συστήματος που θέλουμε να ελέγξουμε, η οποία όταν μηδενίζεται εξυπηρετεί τους σκοπούς του ελέγχου, αφού με τον SMC έλεγχο αυτό που επιτυγχάνουμε είναι ο μηδενισμός αυτής της συνάρτησης. Για παράδειγμα, μπορούμε να επιλέξουμε μια συνάρτηση-μεταβλητή ολίσθησης ίση με το σφάλμα της τάσης εξόδου του μετατροπέα:

$$s = V_{ref} - V_{out}$$

οπότε όταν εφαρμόσουμε τον SMC (εφόσον εφαρμόζεται), θα έχουμε την εξής τροχιά ολίσθησης:

$$s = 0 \Leftrightarrow V_{ref} - V_{out} = 0 \Leftrightarrow V_{out} = V_{ref}$$

Μια άλλη μεταβλητή ολίσθησης θα μπορούσε να έχει τη μορφή:

$$s = \frac{d}{dt}e(t) + c \cdot e(t) = \dot{e}(t) + c \cdot e(t)$$

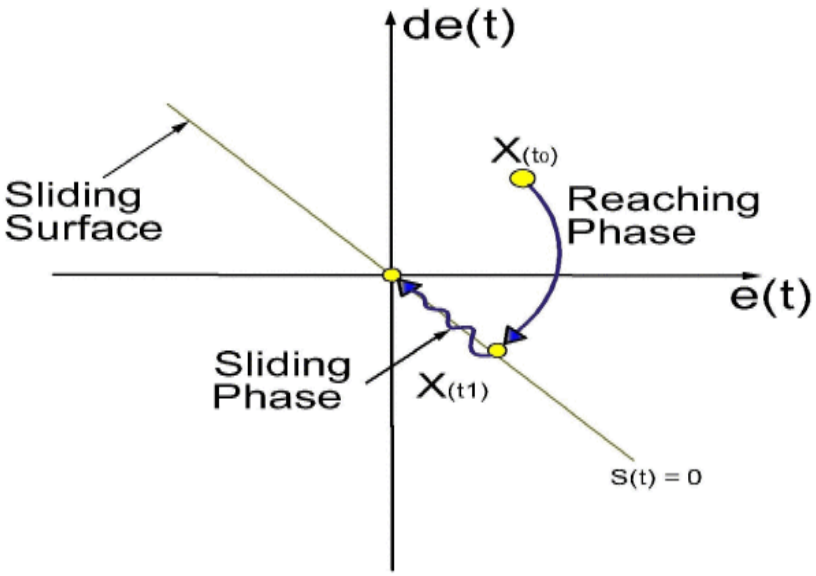
όπου $e(t)$ είναι το σφάλμα τάσης ($e(t) = V_{ref} - V_{out}$).

Όταν εφαρμόσουμε τον SMC (εφόσον εφαρμόζεται), θα έχουμε την εξής τροχιά ολίσθησης:

$$s = 0 \Leftrightarrow \frac{d}{dt}e(t) = -c \cdot e(t) \Leftrightarrow$$

$$e(t) = e(t_1)e^{-c(t-t_1)}$$

Η παραπάνω τροχιά υπαγορεύει εκθετική μείωση του σφάλματος σε χρόνο ανάλογο της σταθεράς ελέγχου c.



Εικόνα 2.53 Η τροχιά που υπαγορεύει εκθετική μείωση του σφάλματος

Όπως παρατηρείται από τις παραπάνω τροχιές ολίσθησης, αυτές δεν εξαρτώνται από εξωτερικές επιδράσεις, θορύβους ή άλλες παραμέτρους του συστήματος. Αυτό το γεγονός χαρίζει στον έλεγχο αυτό το χαρακτηριστικό της **ευρωστίας** (robustness), τη δυνατότητα απόρριψης διαταρραχών καθώς και την δυνατότητα ευρείας εφαρμογής σε μη γραμμικά συστήματα και σε συστήματα με αβεβαιότητες.

Ας εξετάσουμε πως μπορούμε να οδηγήσουμε το σύστημά μας σε μια τροχιά ολίσθησης. Αυτή η δυνατότητα εξαρτάται αποκλειστικά από τα χαρακτηριστικά της μεταβλητής ολίσθησης και από τις συνθήκες της συνάρτησης ελέγχου. Η συνάρτηση ελέγχου u, εφόσον έχει ασυνεχή φύση, θα έχει σαν όρισμα τη μεταβλητή ολίσθησης (δηλαδή θα είναι u(s)) και θα ορίζεται για θετική και αρνητική μεταβλητή ολίσθησης, θα είναι δηλαδή δίκλαδη, όπου ένας κλάδος θα ορίζεται για θετική μεταβλητή ολίσθησης και ο άλλος για αρνητική μεταβλητή ολίσθησης, *ώστε το σημείο ασυνέχειας να είναι το* $s = 0$. Για παράδειγμα για έναν ημιαγωγικό διακόπτη που για σήμα 1 είναι ON και για σήμα 0 είναι OFF έχουμε δύο επιλογές ελέγχου:

$$u = \begin{cases} 1, & \alpha\nu\ s < 0 \\ 0, & \alpha\nu\ s > 0 \end{cases} \quad (2.8) \quad \text{ή} \quad u = \begin{cases} 0, & \alpha\nu\ s < 0 \\ 1, & \alpha\nu\ s > 0 \end{cases} \quad (2.9)$$

Μεθοδολογικά, ο τρόπος σκέψης που υπαγορεύει τη σωστή επιλογή των παραπάνω είναι:

1) Επιλέγουμε τη μεταβλητή ολίσθησης s και άρα την τροχιά ολίσθησης $s = 0$, με βάση την επιθυμητή συμπεριφορά του συστήματος, συναρτήσει των μεταβλητών του συστήματος (πιθανώς η συγκεκριμένη μεταβλητή ολίσθησης να μη λειτουργεί και ίσως να χρειαστεί να βρούμε κάποια άλλη).
2) Εξετάζουμε το πρόσημο της παραγώγου της μεταβλητής ολίσθησης ($\dot{s}$) για περιοχές του s κοντά στο μηδέν για κλειστό και ανοιχτό διακόπτη (εξετάζουμε συστήματα που έχουν δύο διακριτές καταστάσεις, όπως οι DC-DC μετατροπείς), δηλαδή εξετάζουμε το πρόσημο των $\lim_{s\to 0^-} \dot{s}$ και $\lim_{s\to 0^+} \dot{s}$ και για τις δύο περιπτώσεις ελέγχου (2.8) και (2.9).
3) Επιλέγουμε (εάν φυσικά υπάρχει η δυνατότητα) τον έλεγχο (2.8) ή (2.9) εάν αυτός ικανοποιεί τη σχέση:

$$\lim_{s\to 0^-} \dot{s} > 0 \quad \text{και} \quad \lim_{s\to 0^+} \dot{s} < 0 \quad (2.10)$$

Η σχέση (2.10) αποτελεί και τη βασική ιδέα του εν λόγω ελέγχου, καθότι μια μεταβλητή με το χαρακτηριστικό ότι έχει πρόσημο αντίθετο της παραγώγου της για περιοχές κοντά στο 0, συνεπάγεται ότι **εάν αφεθεί στις περιοχές αυτές** θα προσεγγίσει το 0 σε οποιαδήποτε περίπτωση. Δηλαδή εάν $s\dot{s} < 0$ για s κοντά στο 0 τότε το s θα προσεγγίσει το 0.

Να σημειωθεί πως αν $s\dot{s} < 0$ για οποιοδήποτε $\mathbf{x}(t)$ τότε το σύστημά μας **θα συγκλίνει στη τροχιά ολίσθησης σε κάθε περίπτωση**, χωρίς να προϋποθέτει τη λειτουργία σε συγκεκριμένες μόνο περιοχές.

Η μαθηματική θεμελίωση της ασυμπτωτικής ευστάθειας γύρω από τη τροχιά ολίσθησης προκύπτει από τη 2η μέθοδο του Liapunov [23], όπου για συνάρτηση Liapunov επιλέγουμε τη $V(s(\mathbf{x})) = \frac{1}{2}\left|\left|s(\mathbf{x})\right|\right|^2 = \frac{1}{2}s^T(\mathbf{x})s(\mathbf{x})$, όπου $\left|\left|\cdot\right|\right|$ η Ευκλείδια νόρμα και επομένως ο όρος $\left|\left|s(\mathbf{x})\right|\right|$ εκφράζει την απόσταση της μεταβλητής ολίσθησης από την επιφάνεια ολίσθησης $s(\mathbf{x}) = 0$. Η παράγωγος της συνάρτησης Liapunov είναι η:

$$\frac{dV(t)}{dt} = s^T(\mathbf{x})\dot{s}(\mathbf{x})$$

και αν $$s^T(\mathbf{x})\dot{s}(\mathbf{x}) < 0 \qquad (2.11)$$

για μια κάποιες τιμές των μεταβλητών κατάστασης $\mathbf{x}(t)$ κοντά στην $s(\mathbf{x}) = 0$, τότε για αυτές τις τιμές σαν αρχικές τιμές των $\mathbf{x}(t)$, η μεταβλητή ολίσθησης παρουσιάζει ασυμπτωτική ευστάθεια στην επιφάνεια ολίσθησης $s(\mathbf{x}) = 0$. Εδώ θα παρατηρήσουμε ότι αν η (2.11) ισχύει για κάθε δυνατή τιμή των μεταβλητών κατάστασης, τότε το σύστημα είναι **γενικά ασυμπτωματικά ευσταθές** στην επιφάνεια ολίσθησης $s(\mathbf{x}) = 0$. Η (2.11) για βαθμωτή μεταβλητή ολίσθησης γίνεται $s\dot{s} < 0$, ή αλλιώς $\mathrm{sign}(s) \neq \mathrm{sign}(\dot{s})$ (η συνάρτηση προσήμου sign ορίζεται στην επόμενη σελίδα).

Πέρα από την ασυμπτωματική ευστάθεια, για να φτάσει η μεταβλητή ολίσθησης την επιφάνεια ολίσθησης σε πεπερασμένο χρόνο εκτός του ότι πρέπει να ισχύει η (2.11), πρέπει επίσης η απόλυτη τιμή $|\dot{s}(\mathbf{x})|$ να είναι κάτω φραγμένη από ένα οποιοδήποτε θετικό αριθμό, δηλαδή πρέπει $|\dot{s}(\mathbf{x})| \geq \mu$, όπου μ είναι ένας αυθαίρετος θετικός αριθμός. Με λίγα λόγια, η παράγωγος $\dot{s}(\mathbf{x})$ δεν πρέπει να προσεγγίζει ασυμπτωτικά το 0 για τα $\mathbf{x}(t)$ για τα οποία ισχύει η ασυμπτωτική ευστάθεια, ώστε να είναι βέβαιο πως η μεταβλητή ολίσθησης $s(\mathbf{x})$ θα φτάσει στο 0, και δεν θα το προσεγγίζει ασυμπτωτικά.

Οι συναρτήσεις ελέγχου (2.8) και (2.9) από ότι είδαμε είναι δίκλαδες και εξαρτώνται από το πρόσημο της μεταβλητής ολίσθησης. Ένας σύντομος τρόπος να το δηλώσουμε αυτό είναι πως η συνάρτηση ελέγχου είναι η $u(\mathrm{sign}(s))$, όπου:

$$\mathrm{sign}(s) = \begin{cases} -1, & \text{αν } s < 0 \\ 1, & \text{αν } s > 0 \end{cases}$$

και οι σχέσεις (2.8) και (2.9) γράφονται αντίστοιχα $u(s) = \frac{1}{2}(1 + \mathrm{sign}(s))$ και $u(s) = \frac{1}{2}(1 + \mathrm{sign}(-s))$.

Όπως είδαμε από τα παραπάνω, όταν το σύστημά μας φτάσει την επιφάνεια ολίσθησης, τότε λόγω της ασυμπτωτικής ευστάθειας και λόγω του θετικού κάτω φράγματος της παραγώγου της μεταβλητής ολίσθησης που αποτελεί τεκμήριο της άφιξης του συστήματος στην επιφάνεια ολίσθησης, θα παραμείνει πάνω στην επιφάνεια αυτή. Η κίνηση αυτή απο εκεί και έπειτα ονομάζεται λειτουργία ολίσθησης. Στη λειτουργία ολίσθησης ισχύει επομένως $s(\mathbf{x}) = 0$ και άρα:

$$\dot{s}(\mathbf{x}) = 0 \qquad (2.12)$$

Αντικαθιστώντας στην (2.12) τις εξισώσεις κατάστασης και λύνοντας ως προς τη μεταβλητή ελέγχου u (που εδώ είναι βαθμωτή, χωρίς αυτό να σημαίνει ότι δεν μπορεί να είναι διανυσματική) θα καταλήξουμε σε κάποια τιμή u_{eq} («eq» από τη λέξη «equivalent» που σημαίνει «ισοδύναμος,-η,-ο»), η οποία θα παίρνει τιμές μεταξύ των πραγματικών τιμών, που στο παράδειγμά μας είναι 0 και 1. Δηλαδή $0 < u_{eq} < 1$. Ο όρος u_{eq} ονομάζεται **ισοδύναμος έλεγχος** και αναπαριστά το νόμο ελέγχου u σαν να ήταν συνεχής. Αντικαθιστώντας την τιμή u_{eq} που βρήκαμε στην (2.12) παίρνουμε τις εξισώσεις κατάστασης του συστήματος οι οποίες είναι **μειωμένης τάξης**, όταν αυτό βρίσκεται σε λειτουργία ολίσθησης.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3ο

ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗ ΤΟΥ ΑΜΦΙΔΡΟΜΟΥ DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ «SPLIT-PI CONVERTER»

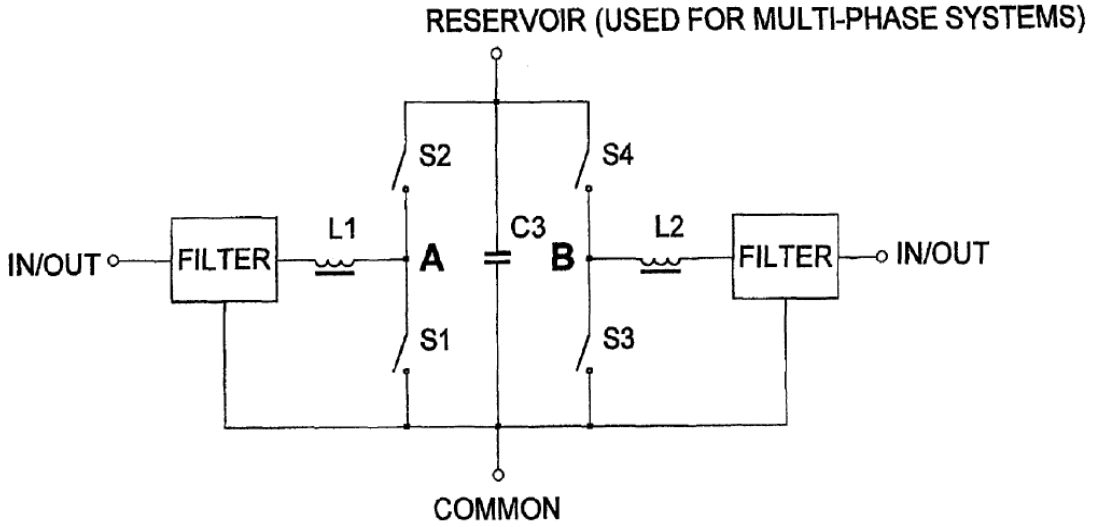
Ο μετατροπέας Split-Pi Converter είναι μια εφεύρεση του Άγγλου Timothy Richard Crocker. Η πατέντα του κατοχυρώθηκε το 2002 [24].

3.1 Η ΔΟΜΗ ΤΟΥ SPLIT-PI CONVERTER

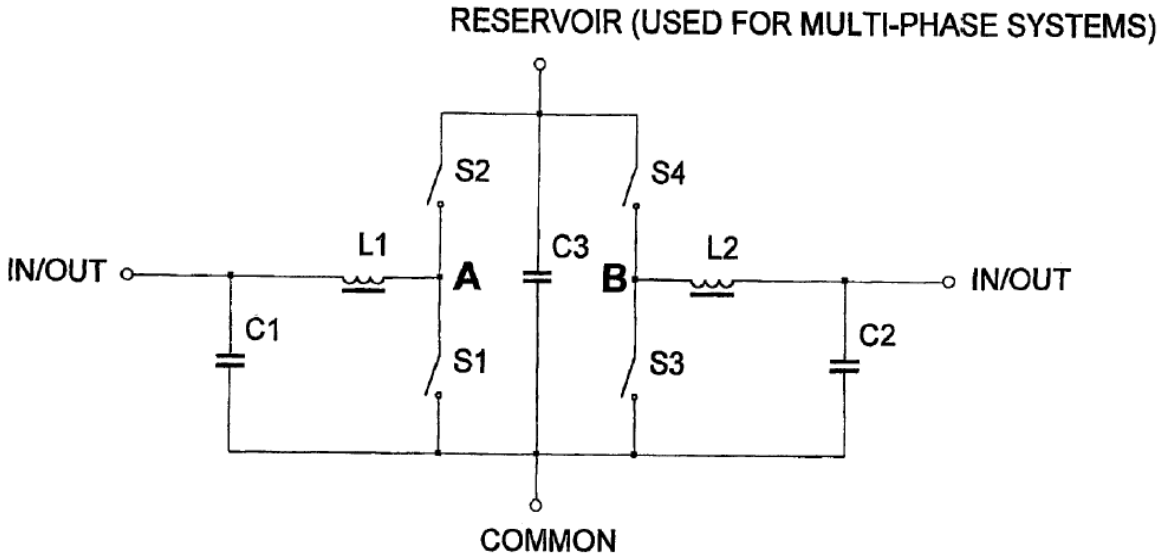
Ο Split-Pi Converter είναι ένας μετατροπέας συνεχούς ρεύματος σε συνεχές ρεύμα (DC-DC Converter). Το σημαντικό πλεονέκτημα του συγκεκριμένου μετατροπέα είναι ότι διαθέτει τη **δυνατότητα αμφίδρομης αγωγής** ηλεκτρικής ισχύος, λόγω της **κατασκευαστικής συμμετρίας** του. Η ενέργεια/ρεύμα μπορεί να μεταφέρεται δηλαδή είτε από τους ακροδέκτες εισόδου στους ακροδέκτες εξόδου, είτε από τους ακροδέκτες εξόδου στους ακροδέκτες εισόδου (συμβατικές ονομασίες εισόδου-εξόδου καθώς ο λειτουργικός ρόλος τους δύναται να αντιστραφεί), ανάλογα με τις εξωτερικές επιδράσεις (τάσεις και σύνθετες αντιστάσεις). Ο μετατροπέας αυτός σταθεροποιεί τη σχέση των τάσεων των ακροδεκτών εισόδου και εξόδου σε μια συγκεκριμένη τιμή, μέσω των διακοπτών του, ανεξάρτητα από την κατεύθυνση του ρεύματος. Διαθέτει τέσσερα διακοπτικά στοιχεία που υλοποιούνται από ημιαγωγικούς διακόπτες MOSFET, αφού όπως έχουμε δει στο κεφάλαιο 2.5 τα MOSFET διαθέτουν τη δυνατότητα αμφίδρομης αγωγής.

Έχει τη δυνατότητα να λειτουργήσει ως μετατροπέας ανύψωσης ή σαν μετατροπέας υποβιβασμού, η οποία δυνατότητα οφείλεται στο ότι η εσωτερική του δομή, εμπεριέχει τη δομή των μετατροπέων Buck και Boost που εξετάσαμε στο κεφάλαιο 2.4. Ανάλογα με τον τρόπο που άγουν οι διακόπτες, μπορούμε κατ' επιλογή μας να επιλέξουμε ποια από τις δύο «υποδομές» επιθυμούμε να λειτουργεί και ποια να καταστέλλεται.

Η γενική του δομή παρουσιάζεται στην εικόνα 3.1, ενώ όταν τα φίλτρα εισόδου εξόδου υλοποιούνται από πυκνωτές (η συνήθης περίπτωση την οποία θα μελετήσουμε στη συνέχεια) η δομή του παίρνει τη μορφή που παρουσιάζεται στην εικόνα 3.2.

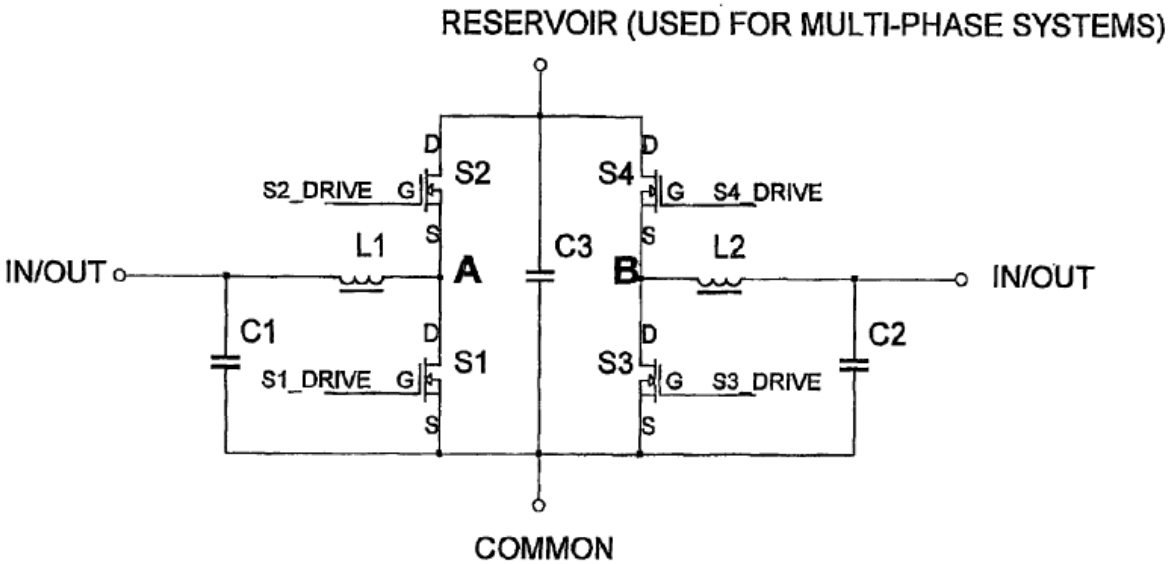


Εικόνα 3.1 Η γενικευμένη δομή του Split-Pi Converter



Εικόνα 3.2 Η συνηθέστερα υλοποιούμενη δομή του Split-Pi Converter όπου σαν φίλτρα εισόδου και εξόδου τοποθετούνται πυκνωτές

Η διάταξη όπως είδαμε είναι επιθυμητό να λειτουργεί με MOSFET, λόγω της δυνατότητας τους να άγουν το ρεύμα αμφίδρομα. Ισχύει πως τα N-channel MOSFET, σε σχέση με τα P-channel MOSFET παρουσιάζουν **μικρότερη ισοδύναμη εσωτερική αντίσταση R_{DS}** και δυνατότητα χειρισμού **μεγαλύτερων ισχύων**. Η μελετούμενη διάταξη, υλοποιημένη με N-channel MOSFET φαίνεται στην εικόνα 3.3.



Εικόνα 3.3 Ο Split-Pi υλοποιημένος με N-channel MOSFET

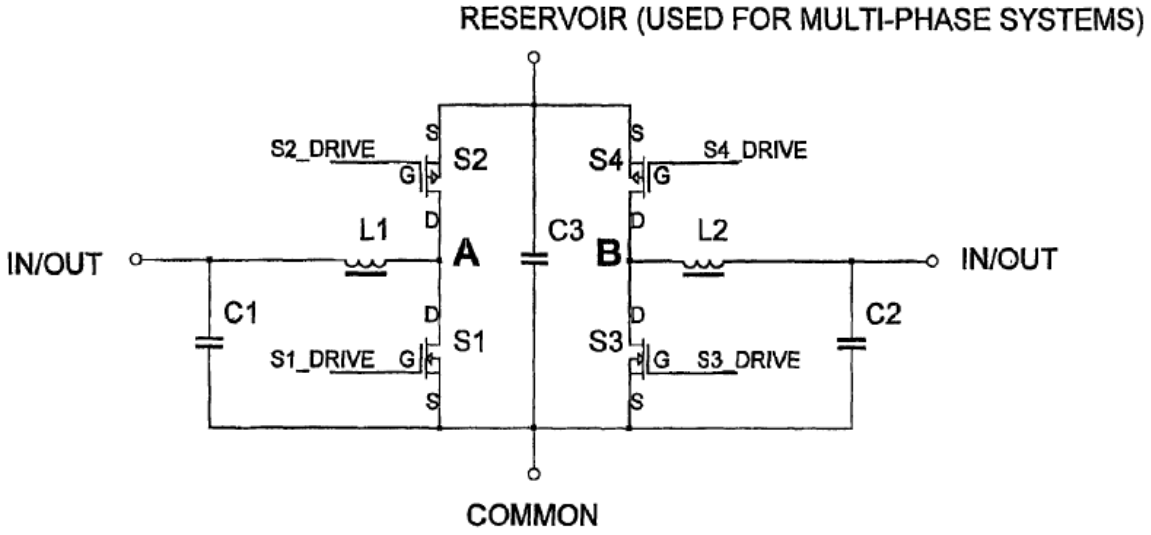
Η λειτουργία της παραπάνω τοπολογίας διέπεται από δύο σημαντικούς κανόνες (όσον αφορά την απόδοσή της):

1) Καταρχάς, δεν πρέπει και οι δύο διακόπτες των ζευγών των διακοπτών (S_1, S_2) ή (S_3, S_4) να άγουν ταυτόχρονα διότι σε αυτή την περίπτωση ο πυκνωτής C_3 θα βραχυκυκλωθεί, με αποτέλεσμα την αγωγή πολύ μεγάλων ρευμάτων διαμέσω των MOSFET και την καταστροφή αυτών. Επομένως δεν πρέπει να δίνουμε ταυτόχρονα τάση ελέγχου στους (S_1, S_2) ή στους (S_3, S_4). Εάν παρ' όλα αυτά, οι τάσεις ελέγχου αναπόφευκτα συμπέφτουν για ένα πολύ σύντομο χρονικό διάστημα κατά το οποίο γίνεται η εναλλαγή αγωγής από το ένα MOSFET στο άλλο,

τότε δεν αυτά θα καταστραφούν απαραίτητα, αλλά θα αυξηθούν οι απώλειες λειτουργίας και θα μειωθεί η απόδοση του μετατροπέα.

2) Επίσης η έναυση και σβέση των MOSFET είναι επιθυμητό να γίνεται όσο το δυνατόν σε μικρότερο χρονικό διάστημα, καθότι σε αυτό το χρονικό διάστημα οι απώλειες αγωγής λόγω του ελλιπώς διαμορφωμένου καναλιού είναι αυξημένες. Αυτή η δυνατότητα παρέχεται από το κύκλωμα ελέγχου, φροντίζοντας έτσι ώστε να έχει τη μικρότερη δυνατή αντίδραση στις μεταβολές της τάσης ελέγχου.

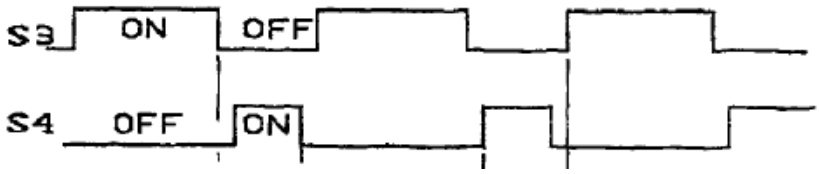
Επειδή λοιπόν όπως είδαμε παραπάνω οι διακόπτες των ζευγών (S_1, S_2) ή (S_3, S_4) δεν πρέπει να άγουν ταυτόχρονα, εάν χρησιμοποιούμε N-channel MOSFET, το σήμα που δίνεται στους S_1 και S_3 θα πρέπει να είναι συμπληρωματικό ως προς το σήμα των S_2 και S_4 αντίστοιχα. Π.χ. όταν ο S_1 θέλουμε να άγει του δίνουμε θετικό σήμα ελέγχου (έστω 5 V) ενώ στον S_2 πρέπει ταυτόχρονα να δίνουμε 0 V (η αρνητική τάση). Όταν θα θελήσουμε να άγει ο S_2, τότε πρέπει να δώσουμε στον S_2 σήμα 5V και στον S_1 να δώσουμε 0. Για να αποφύγουμε λοιπόν το κύκλωμα συμπλήρωσης του σήματος (που μετατρέπει τα 5 V σε 0 V και τα 0 V σε 5 V) μπορούμε σε κάθε ζέυγος διακοπτών, τον έναν να τον υλοποιήσουμε με N-MOS και τον άλλον με P-MOS.



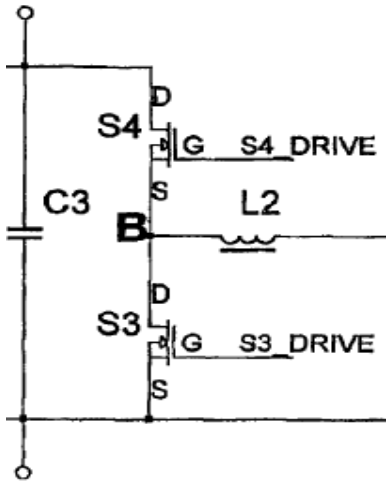
Εικόνα 3.4 Ο Split-Pi υλοποιημένος με N-MOS και P-MOS προς απλοποίηση του κυκλώματος ελέγχου του.

Μάλιστα τώρα τα σήματα ελέγχου είναι +5 V και -5 V, τα οποία παράγονται πιο εύκολα από τα +5 V και 0 V (από έναν ταλαντωτή χαλάρωσης με τελεστικό ενισχυτή για τη διαμόρφωση PWM). Έτσι μπορούμε να δίνουμε το ίδιο σήμα και στους δύο διακόπτες του κάθε ζεύγους διακοπτών (S_1, S_2 ή S_3, S_4) αφού το N-MOS θέλει θετική τάση ελέγχου για να σχηματιστεί το κανάλι αγωγής, ενώ το P-MOS αρνητική.

Εάν πάλι θέλουμε να αποφύγουμε πλήρως τις **απώλειες** του μετατροπέα που αναφέραμε προηγουμένως που σχετίζονται με το μικρό χρονικό διάστημα που ο ένας διακόπτης ενός ζεύγους διακοπτών (S_1, S_2 ή S_3, S_4) βρίσκεται σε φάση έναυσης την ώρα που ο άλλος βρίσκεται σε φάση σβέσης, μπορούμε να επιβάλλουμε μια μικρή καθυστέρηση στους παλμούς οδήγησης, όπως φαίνεται στην εικόνα 3.5.



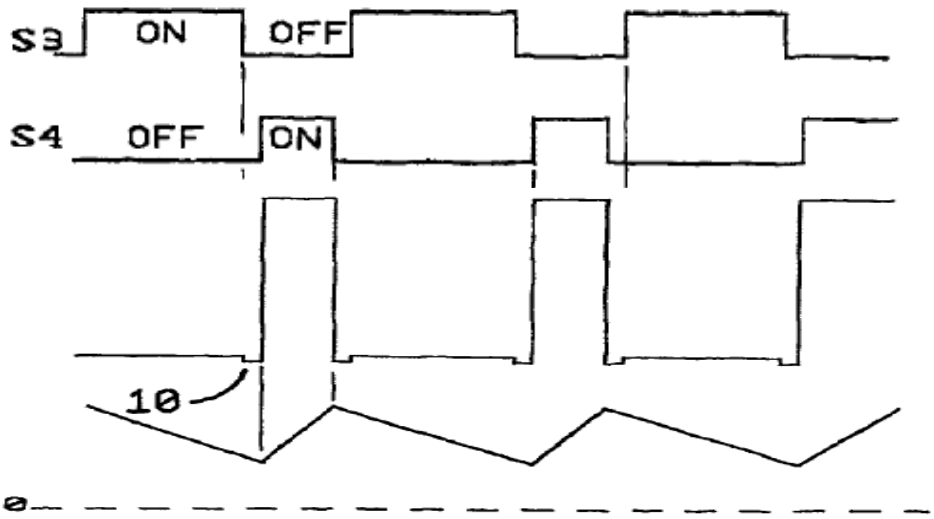
Εικόνα 3.5 Η επιβαλλόμενη καθυστέρηση στο ανοιγόκλειμα του ενός ζεύγους MOSFET, που αποσκοπεί στη μεγιστοποίηση της απόδοσης.



Εικόνα 3.6 Ένα μέρος του Split-Pi μετατροπέα, υλοποιημένου με N-MOS

Κατά την φάση της καθυστέρησης (στην οποία π.χ. ο διακόπτης S_3 ανοίγει, χωρίς να κλείσει ο S_4, και το μέσο ρεύμα άγεται από τα δεξιά προς τα αριστερά) επειδή η φορά του ρεύματος δεν μπορεί να αλλάξει ακαριαία λόγω του πηνίου L_2 (που δημιουργεί την κατάλληλη τάση στα άκρα του ώστε να διατηρεί συνεχή αγωγή), **το ρεύμα βρίσκει διέξοδο αγωγής διαμέσω της εσωτερικής διόδου** του MOSFET S_4. Μόλις όμως δίνεται τάση έναυσης στο S_3, το ρεύμα αντί να άγεται από την εσωτερική του δίοδο, άγεται από το σχηματιζόμενο εσωτερικό του κανάλι αγωγής.

Προφανώς το κανάλι αγωγής έχει μικρότερη πτώση τάσης από την αρθά πολωμένη εσωτερική δίοδο του MOSFET, και άρα και μικρότερες απώλειες αγωγής. Για αυτό το λόγο, αυτή η καθυστέρηση πρέπει να είναι αρκετή ώστε να μην συμπέφτει η αγωγή των δύο διακοπτών, αλλά όσο το δυνατόν πιο σύντομη ώστε να άγεται για όσο το δυνατόν λιγότερο χρόνο το ρεύμα από την εσωτερική δίοδο. Επίσης λόγω της μικρότερης πτώσης τάσης του ενεργοποιημένου MOSFET σε σχέση με αυτή της εσωτερικής του διόδου, κατά τη φάση της καθυστέρησης παρουσιάζεται ένα «δόντι» στην τάση του σημείου B ή του A (βλ. Εικόνα 3.3) ανάλογα ποιο ζεύγος διακοπτών ανοιγοκλείνουμε, που οφείλεται στην εναλλαγή της αγωγής από την εσωτερική δίοδο του MOSFET στο κανάλι αγωγής του.

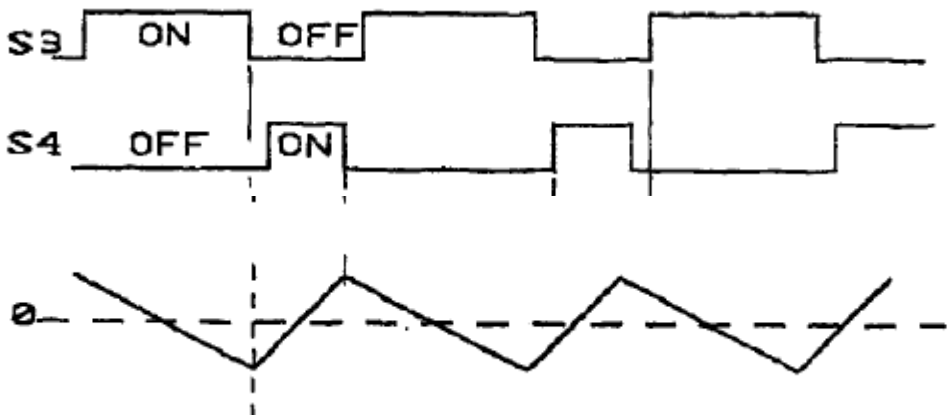


Εικόνα 3.7 Οι παλμοί ελέγχου, των S_3 και S_4 MOSFET με την καθυστέρηση, η τάση στο σημείο B και το ρεύμα του πηνίου L_2

Σε αυτό το σημείο θα πρέπει να ξεκαθαρίσουμε πως όταν έχουμε σχηματίσει κανάλι αγωγής στο MOSFET με εφαρμογή τάσης V_{GS}, το ρεύμα μπορεί να άγεται προς **οποιαδήποτε κατεύθυνση**, ανάλογα με τις εξωτερικές διεγέρσεις του κυκλώματος, με μια πτώση τάσης στα άκρα του ίση με $R_{DS} \cdot I_D$ (όπου R_{DS} η ισοδύναμη αντίσταση πλήρους αγωγής και I_D το ρεύμα που καθορίζει το εξωτερικό κύκλωμα αλλά και η V_{GS}, όπως είδαμε στο 2.5 κεφάλαιο από τις καμπύλες του MOSFET, όταν αυτό λειτουργεί στην ενεργό περιοχή).

Από την άλλη όταν το MOSFET πολώνεται ανάστροφα, χωρίς να υπάρχει τάση ενεργοποίησης (ελέγχου) στην πύλη του, τότε το ρεύμα άγεται από την (ορθά πολωμένη) εσωτερική του δίοδο, και η πτώση τάσης στα άκρα του (U_{DS}) υπαγορεύεται από την ανάστροφη τάση της εσωτερικής διόδου.

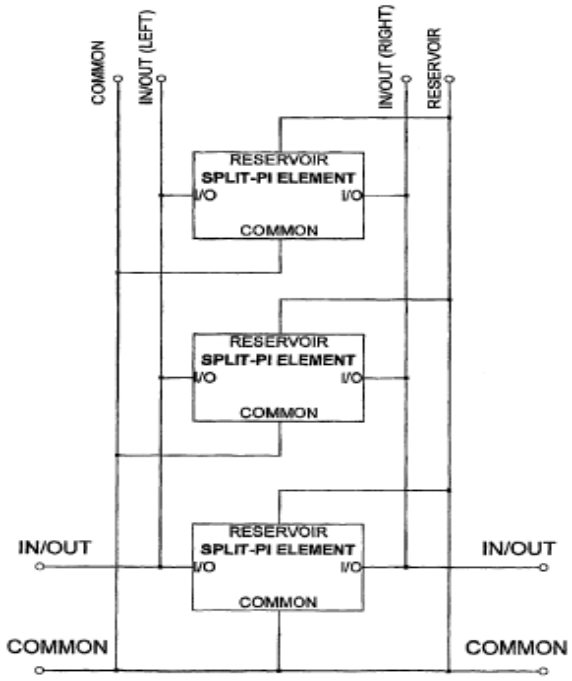
Κάτι ακόμα που πρέπει να παρατηρήσουμε στον μελετούμενο μετατροπέα είναι πως **δεν μεταβαίνει σε λειτουργία ασυνεχούς αγωγής πηνίου** για ό,τι φορτίο και αν συνδέσουμε στα άκρα του. Μονάχα για μικρά φορτία, το ρεύμα μπορεί να πάρει ανάποδη φορά, δηλαδή να πηγαίνει από το φορτίο στην πηγή για σύντομα χρονικά διαστήματα. Αυτό οφείλεται στο ότι τα MOSFET, από τη στιγμή που έχουν τάση ενεργοποίησης στην πύλη τους άγουν το ρεύμα προς οποιαδήποτε κατεύθυνση. Έτσι ακόμα και για κενό φορτίο, το ρεύμα του πηνίου L_2 - για λειτουργία στην οποία ανοιγοκλείνουν εναλλάξ οι S_3 και S_4 (θα εξηγηθούν παρακάτω οι λειτουργίες του μετατροπέα) - είναι μη μηδενικό και παρουσιάζεται παρακάτω, στην εικόνα 3.8 (το MOSFET S_2 που είναι μόνιμα κλειστό άγει και προς τις δύο κατευθύνσεις) .



Εικόνα 3.8 Οι παλμοί των S_3, S_4 και το ρεύμα του L_2

Το ρεύμα αυτό (για κενό φορτίο) ονομάζεται ρεύμα διέγερσης του πηνίου (του L_2 όταν οι S_3 και S_4 ανοιγοκλείνουν) και η **κυμάτωσή** του εξαρτάται αποκλειστικά από τις τάσεις στα άκρα του L_2, την αυτεπαγωγή του και τη διακοπτική συχνότητα των S_3 και S_4. Δεν εξαρτάται δηλαδή από το φορτίο. Προφανώς η μέση του τιμή είναι 0, αφού δεν μεταφέρεται ενέργεια διαμέσω του μετατροπέα. Όταν συνδέουμε φορτίο, το σχετικά σταθερό ρεύμα του φορτίου/εξόδου (που υπαγορεύεται από την σταθερή τάση ακροδεκτών του μετατροπέα και την ισχύ του φορτίου), υπερτίθεται στο ρεύμα διέγερσης με αποτέλεσμα το ρεύμα εξόδου να διατηρεί την κυμάτωση του ρεύματος διέγερσης του πηνίου. Ο μετατροπέας λειτουργεί αποδοτικά όταν η κυμάτωση του ρεύματος διεγέρσεως του πηνίου αποτελεί μικρό ποσοστό του συνολικού ρεύματος εξόδου, καθότι έτσι δεν αναστρέφεται το ρεύμα προς την πηγή.

Ο μετατροπέας διαθέτει επίσης τη δυνατότητα σύνδεσης σε **πολυφασική διάταξη**, στην οποία συνδέονται πολλοί μετατροπείς Split-Pi παράλληλα. Αυτή η διάταξη έχει το πλεονέκτημα μικρότερης κυμάτωσης ρεύματος εισόδου και τάσης εξόδου, μικρότερα **χωρητικά** (γιατί τα μεγαλύτερα ρεύματα απαιτούν μεγαλύτερες αυτεπαγωγές) στοιχεία ανά μετατροπέα, και δυνατότητα αγωγής μεγαλύτερων ρευμάτων. Προφανώς οι παλμοί ελέγχου δίνονται με την ανάλογη (του πλήθους των μετατροπέων) καθυστέρηση σε κάθε μεμονωμένο μετατροπέα ανά διακοπτική περίοδο.



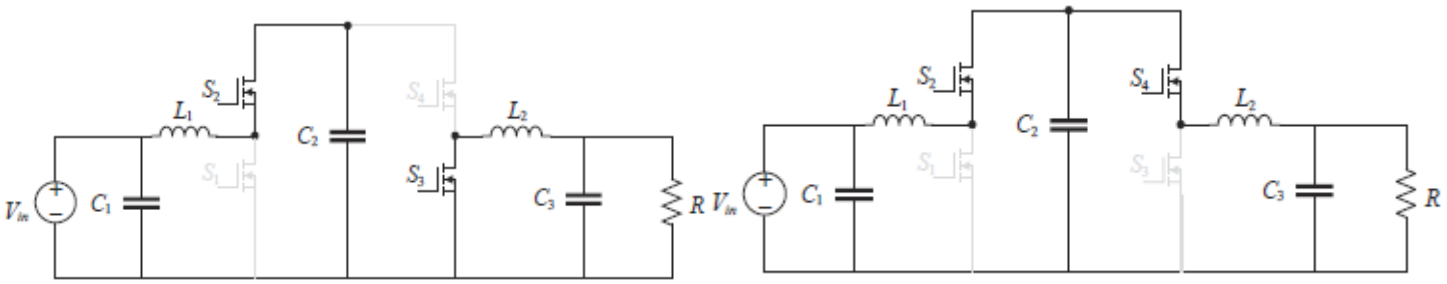
Εικόνα 3.9 Η πολυφασική διάταξη που απαρτίζεται από Split-Pi μετατροπείς

3.2 ΟΙ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΕΣ ΤΟΥ SPLIT-PI CONVERTER

Ας εξετάσουμε τη λειτουργία του μετατροπέα. Για λόγους κατανόησης, αρχικά θα θεωρήσουμε πως ο μετατροπέας λειτουργεί μονόδρομα, δηλαδή οι ακροδέκτες εισόδου είναι ο αριστερός IN/OUT και COMMON των εικόνων 3.1 και 3.2, ενώ οι ακροδέκτες εξόδου είναι ο δεξιός IN/OUT και COMMON. Οι λειτουργίες του μετατροπέα εξαρτώνται από τον τρόπο που ανοιγοκλείνουν οι διακόπτες S_1, S_2, S_3, S_4 και είναι έξι [24],[25], εκ των οποίων οι τρεις είναι οι βασικές και οι άλλες τρεις μπορούν να θεωρηθούν ως εκφυλισμένες (παρακάτω - και μόνο για αυτό το υποκεφάλαιο - θα αριθμούμε τους πυκνωτές από αριστερά προς τα δεξιά, δηλαδή αριστερός είναι ο C_1, μεσαίος ο C_2 και δεξιός ο C_3):

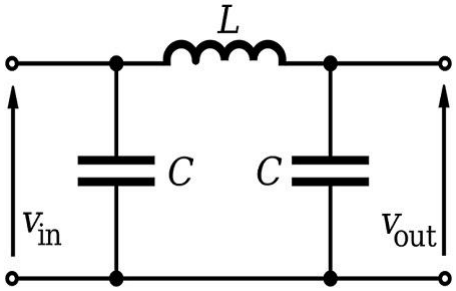
1) Λειτουργία υποβιβασμού

Ο διακόπτης S_1 είναι ανοιχτός, ο S_2 κλειστός, ενώ οι διακόπτες S_3 και S_4 ανοιγοκλείνουν εναλλάξ (δημιουργώντας δύο λειτουργικές καταστάσεις) σε μεγάλη συχνότητα, σύμφωνα με τη PWM διαμόρφωση του σήματος ελεγχου. Ο S_3 κλείνει για το D (όπου $D = \frac{t_{on}}{T_s}$) μέρος της διακοπτικής περιόδου T_s ενώ ο S_4 για το υπόλοιπο 1-D.



Εικόνα 3.10 Οι δύο λειτουργικές καταστάσεις του μετατροπέα όταν λειτουργεί σαν μετατροπέας υποβιβασμού

Αξίζει να παρατηρήσουμε πως σε αυτή τη λειτουργία το αριστερό μέρος του μετατροπέα πάνω στο οποίο συνδέεται η πηγή V_{in} και παραμένει αναλοίωτο από με το ανοιγόκλειμα των διακοπτών αποτελεί ένα **φίλτρο π** (Pi Filter), από το οποίο έχει πάρει το όνομά του ο εν λόγω μετατροπέας.



Εικόνα 3.11 Το φίλτρο π (Pi Filter)

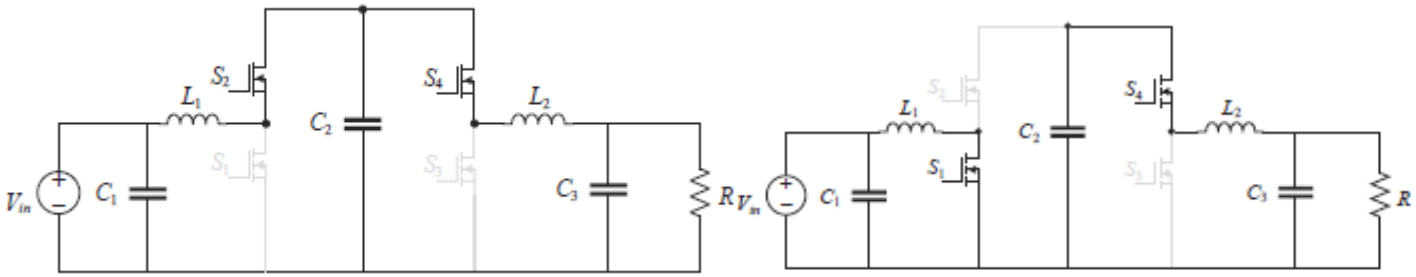
Υποθέτοντας ότι έχουμε σταθερή τάση εισόδου V_{in}, καθώς και ένα φίλτρο π στην είσοδο, είναι εύλογο να θεωρήσουμε πως η τάση εισόδου εφαρμόζεται πάνω στον μεσαίο πυκνωτή C_2, δηλαδή $V_{in} \approx u_{C_2}$. Αυτή η παραδοχή μας φανερώνει πως στην ουσία έχουμε έναν **μετατροπέα υποβιβασμού** (βλ. Υποκεφάλαιο 2.4.1), όπου ο S_3 διακόπτης παίζει το ρόλο της διόδου.

Εδώ πρέπει να σημειώσουμε ένα πολύ σημαντικό πλεονέκτημα του Split-Pi Converter. Ενώ λειτουργεί σαν Buck μετατροπέας, **το ρεύμα εισόδου του δεν παρουσιάζει την έντονη ασυνέχεια** που παρουσιάζει στον μετατροπέα Buck. Αυτό οφείλεται στο φίλτρο π που βρίσκεται στην είσοδο και μας απαλάσσει από την ανάγκη για εφαρμογή επιπλέον φίλτρου εισόδου. Εφόσον η κυμάτωση του ρεύματος καταστέλλεται εν μέρει από το φίλτρο και συγκεκριμένα απορροφάται και από τον μεσαίο πυκνωτή C_2, προφανώς $V_{in} \neq u_{C_2}$, αλλά χάριν απλοποίησης $V_{in} \approx u_{C_2}$. Για να είμαστε ακριβείς η μέση τιμή της τάσης εισόδου είναι ίση με τη μέση τιμή του μεσαίου πυκνωτή.

Εφαρμόζοντας σήμα διαμορφωμένο κατά PWM στον διακόπτη S_4 και το συμπληρωματικό σήμα στον S_3 (δηλαδή όταν ο ένας είναι ON ο άλλος είναι OFF και εναλλάξ) εφόσον το κύκλωμά μας είναι αυτό της εικόνας 3.3, η τάση εξόδου συναρτήσει της τάσης ειδόδου για σταθερή τάση εισόδου V_{in} και σταθερή τάση εξόδου V_{out} (που προϋποθέτει πως ο πυκνωτής εξόδου C_3 είναι αρκετά μεγάλος) είναι ίδια με αυτή του μετατροπέα Buck δηλαδή: $\overline{V_o} = D \cdot V_{in}$

2) Λειτουργία ανύψωσης

Εδώ, ο διακόπτης S_3 είναι ανοιχτός, ο S_4 κλειστός, ενώ οι διακόπτες S_1 και S_2 ανοιγοκλείνουν εναλλάξ (δημιουργώντας δύο λειτουργικές καταστάσεις) σε μεγάλη συχνότητα. Το κύκλωμά μας λειτουργεί όπως ένας Boost μετατροπέας, δηλαδή ανυψώνει την τάση εισόδου υποβιβάζοντας το ρεύμα, για να διατηρήσει την ισχύ από την είσοδο στην έξοδο.



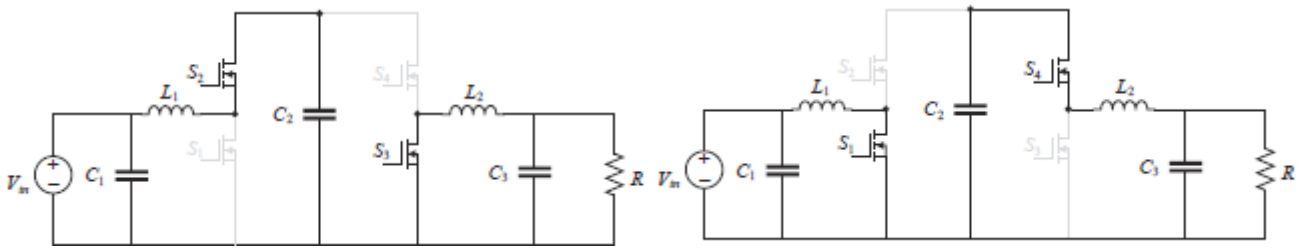
Εικόνα 3.12 Οι δύο λειτουργικές καταστάσεις του μετατροπέα όταν λειτουργεί σαν μετατροπέας ανύψωσης

Ο Boost μετατροπέας, όπως είδαμε στο 2ο κεφάλαιο, απαρτίζεται από ένα πηνίο, ένα ημιαγωγικό διακόπτη, μια δίοδο και έναν πυκνωτή. Στην παρούσα λειτουργία του Split-Pi μετατροπέα το ρόλο του πηνίου του Boost μετατροπέα παίζει το L_1, το ρόλο του ημιαγωγικού διακόπτη παίζει ο S_1, της διόδου ο S_2 και του πυκνωτή το φίλτρο π εξόδου, που απαρτίζεται από τον C_2, το L_2 και το C_3. Ο πυκνωτής C_1 αποτελεί φίλτρο εισόδου, ο οποίος εξομαλύνει το ρεύμα εισόδου. Η τάση εξόδου συναρτήσει της τάσης εισόδου, βρίσκεται με την ίδια μέθοδο που ακολουθήσαμε στο υποκεφάλαιο 2.4.2, με την εύλογη απλοποίηση ότι η τάση εξόδου εφαρμόζεται στον μεσαίο πυκνωτή, και με την προϋπόθεση ότι εφαρμόζουμε σήμα PWM στον S_2 και συμπληρωματικό στον S_1, άρα:

$$\overline{V_o} = \frac{1}{D} V_{in}$$

3) **Μικτή λειτουργία**

Στην μικτή λειτουργία (Buck-Boost) του Split-Pi μετατροπέα, η τάση εξόδου μπορεί να είναι μεγαλύτερη ή μικρότερη της τάσης εισόδου, ανάλογα με το Duty Cycle του PWM σήματος που εφαρμόζεται στους διακόπτες. Σε αυτή τη λειτουργία, κλείνουν μαζί οι διακόπτες S_1 και S_4 εναλλάξ με το ζεύγος των S_2 και S_3. Συγκεκριμένα για το μέρος D (όπου D = Duty Cycle) της διακοπτικής περιόδου PWM, κλείνει το πρώτο ζέυγος (ενώ το δεύτερο είναι ανοιχτό), ενώ για το υπόλοιπο μέρος (1-D) της περιόδου κλείνει το δεύτερο ζεύγος διακοπτών και ανοίγει το πρώτο.



Εικόνα 3.13 Οι λειτουργικές καταστάσει του Split-Pi μετατροπέα όταν λειτουργεί ως μικτός μετατροπέας

Το ιδιαίτερο χαρακτηριστικό αυτής της λειτουργίας είναι πως το συνδετικό κομμάτι των δύο υποκυκλωμάτων που φαίνονται στην εικόνα 3.13 είναι ο μεσαίος πυκνωτής C_2, ενώ σε όλους όσους διακοπτικούς μετατροπείς μελετήσαμε μέχρι τώρα η σύνδεση μεταξύ των δύο υποκυκλωμάτων επιτυγχάνονταν μέσω ενός πηνίου. Εδώ ο μεσαίος πυκνωτής φορτίζεται στο D μέρος της διακοπτικής περιόδου (PWM διαμόρφωση) και εκφορτίζεται στο 1-D μέρος. Η συνάρτηση της τάσης εξόδου ως προς την τάση εισόδου δίνεται ως:

$$\overline{V_{out}} = \frac{D}{1-D} V_{in}$$

Αυτός ο τρόπος λειτουργίας, έχει ειπωθεί από ερευνητές [25], πως έχει το πλεονέκτημα πως κανένας διακόπτης δεν είναι κλειστός ή ανοιχτός καθ' όλη της διάρκεια λειτουργίας του μετατροπέα, σε αντίθεση με τις προηγούμενες λειτουργίες, αλλά όλοι ανοιγοκλείνουν, με αποτέλεσμα να μην ζεσταίνεται κάποιος διακόπτης περισσότερο από τους άλλους και να έχουμε μειωμένες απώλειες, εφόσον η θερμότητα που εξοικονομούμε δεν υπερβαίνει την **αύξηση** των διακοπτικών απωλειών.

4) **Λειτουργία Άμεσης Σύνδεσης** (εκφυλισμένη)

Στη λειτουργία άμεσης σύνδεσης οι διακόπτες S_2 και S_4 είναι διαρκώς κλειστοί, ενώ οι S_1 και S_3 είναι διαρκώς ανοιχτοί, με αποτέλεσμα να μεταφέρεται η τάση εισόδου αυτούσια στην έξοδο. Δηλαδή:

$$V_{out} = V_{in}$$

5) **Λειτουργία Στάθμευσης Κινητήρα** (εκφυλισμένη)

Κατά τη λειτουργία στάθμευσης κινητήρα (έστω ότι συνδέεται στα δεξιά του κυκλώματος), οι ακροδέκτες του κινητήρα βραχυκυκλώνονται μέσω του κλεισίματος του S_3 διακόπτη, οπότε έτσι αποφεύγονται οι υπερτάσεις που οφείλονται στις αυτεπαγωγές και στην κίνηση του δρομέα.

6) **Λειτουργία απομόνωσης της εξόδου από την είσοδο** (εκφυλισμένη)

Κατά αυτή τη λειτουργία, όλοι οι διακόπτες είναι ανοιχτοί και δεν υπάρχει κάποια σύνδεση της εξόδου με την είσοδο.

3.3 ΤΑ ΠΛΕΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ ΤΟΥ SPLIT-PI CONVERTER

Συνοψίζοντας, ο Split-Pi μετατροπέας, σε σχέση με άλλους συμβατικούς DC-DC μετατροπείς αριθμεί τα παρακάτω πλεονεκτήματα.

1) Δυνατότητα Αμφίδρομης Ροής Ισχύος χωρίς την υλοποίηση πολυπλοκότερων διατάξεων που χρησιμοποιούνται, όπως δύο αντιπαράλληλοι μετατροπείς
2) Δυνατότητα υποβιβασμού και ανύψωσης της τάσης εισόδου
3) Ομαλό ρεύμα εισόδου, απαλλαγμένο από ανώτερες αρμονικές, και μικρή κυμάτωση στην τάση εξόδου, λόγω των φίλτρων στην έξοδο και είσοδο
4) Μικρότερο κόστος (αφού έχει περισσότερα αλλά μικρότερα στοιχεία) από τον προϋπάρχων αμφίδρομο μετατροπέα του Esser [23]
5) Δυνατότητα υλοποίησης πολυφασικών συστημάτων μετατροπής
6) Αυθόρμητη διέλευση του ρεύματος διαμέσω του μετατροπέα που δεν εξαρτάται από τα εσωτερικά του χαρακτηριστικά αλλά από τις εξωτερικές τάσεις και σύνθετες αντιστάσεις

3.4 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΕΛΕΓΧΟΥ ΟΛΙΣΘΗΣΗΣ ΕΠΙ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΣ

Όπως αναφέρθηκε στο υποκεφάλαιο 2.9, ο έλεγχος λειτουργίας ολίσθησης αποτελεί μια μέθοδο ελέγχου μη γραμμικών συστημάτων. Ο Split-Pi μετατροπέας αποτελεί ένα μη γραμμικό σύστημα μεταβλητής δομής (μεταβάλλεται η εσωτερική του δομή λόγω του ανοιγοκλεισίματος διακοπτών). Ο συγκεκριμένος έλεγχος παρέχει στο σύστημα την ικανότητα απόρριψης των διαταραχών και το χαρακτηριστικό της ευρωστίας (robustness) και για αυτό το λόγο κρίνεται ιδανικός για τα συστήματα μεταβλητής δομής, όπως είναι οι DC-DC διακοπτικοί μετατροπείς, στους οποίους η τάση εξόδου είναι επιθυμητό να ακολουθεί αυστηρά ορισμένες σταθερές τιμές.

Ο Split-Pi μετατροπέας είναι στην ουσία ένας μετατροπέας υποβιβασμού (Buck Converter) ακολουθούμενος από έναν μετατροπέα ανύψωσης (Boost Converter). Σχεδιάσαμε δύο ελέγχους λειτουργίας ολίσθησης (Sliding Mode Control – SMC) για τον Split-Pi μετατροπέα, έναν για τη λειτουργία υποβιβασμού και έναν για τη λειτουργία ανύψωσης. Οι έλεγχοι αυτοί, βασίστηκαν πάνω στους ελέγχους SMC των κλασσικών μετατροπέων Buck και Boost, οι οποίοι παρουσιάζονται στα [26] και [27]. Ο SMC έλεγχος που αφορά τον μικτό (Buck-Boost) μετατροπέα, παρουσιάζεται στο [28].

Για τη σχεδίαση του ελέγχου λειτουργίας ολίσθησης, αυτό που επιζητούμε είναι η επιβαλλόμενη κίνηση κάποιων μεταβλητών κατάστασης του συστήματος πάνω σε μια επιθυμητή τροχιά (τροχιά ολίσθησης). Η τροχιά αυτή επιλέγεται με βάση την επιθυμητή απόκριση και συμπεριφορά του συσστήματος, π.χ. μηδενισμένο σφάλμα τάσης, συγκεκριμένο ρεύμα εισόδου κ.α.. Η οδήγηση του συστήματος ώστε να λειτουργεί πάνω στην τροχιά ολίσθησης, γίνεται μέσω του ανοιγοκλεισίματος των διακοπτών (για συστήματα μεταβλητής δομής όπως αυτά των DC-DC μετατροπέων) εφόσον οι εξισώσεις του συστήματος το επιτρέπουν. Συγκεκριμένα επιλέγουμε την κατάσταση του εκάστοτε διακόπτη (On – Off) ανάλογα με το αν αυτή οδηγεί το σύστημα στην επιθυμητή τροχιά. Η θεωρία αυτού του ελέγχου παρουσιάζεται στο υποκεφάλαιο 2.9.

3.4.1 Λειτουργία Υποβιβασμού

Κατά τη λειτουργία υποβιβασμού του Split-Pi μετατροπέα, ο διακόπτης S_1 είναι μόνιμα ανοιχτός, ο S_2 μόνιμα κλειστός, ενώ οι S_3 και S_4 ανοιγοκλείνουν εναλλάξ (δηλαδή όταν ο S_3 είναι κλειστός, ο S_4 είναι ανοιχτός και αντίστροφα). Οι δύο καταστάσεις του κυκλώματος που προκύπτουν παρουσιάζονται στην εικόνα 3.10.

Το σήμα ελέγχου (σήμα τάσης αφού οι διακόπτες υλοποιούνται από MOSFET) **εφαρμόζεται στον διακόπτη S_4** ενώ το συμπληρωματικό του (συμπλήρωση ως προς 1 μέσω της λογικής πύλης NOT) εφαρμόζεται στον διακόπτη S_3. Το σήμα ελέγχου είναι: $u = \begin{cases} 1 & ,S_4\ on \\ 0, & S_4\ off \end{cases}$. Το σήμα 1 (1 Volt για MOSFET με τάση κατωφλίου μικρότερη του ενός Volt και τάση εισόδου και επιθυμητή τάση εξόδου μεγαλύτερη του ενός Volt) εφαρμόζεται στον S_2 μόνιμα ώστε να τον κρατά κλειστό, ενώ στον S_1 δεν εφαρμόζεται σήμα τάσης ώστε να είναι μόνιμα ανοιχτός.

Έπειτα από δοκιμές διαφόρων μεταβλητών ολίσθησης s πάνω στο μοντέλο του Split-Pi μετατροπέα που θα παρουσιάσουμε στην αρχή του κεφαλαίου 4 (βλ. Εικόνα 4.1), αυτή την οποία το σύστημα μπορεί να οδηγήσει σε μηδενισμό (ώστε το σύστημα να οδηγηθεί στην τροχιά ολίσθησης) είναι η:

$$\boxed{s(t) = K(V_{ref} - V_{out}) - \frac{dV_{out}}{dt} \quad (3.1)}$$

όπου K είναι μια ρυθμιζόμενη παράμετρος, V_{ref} είναι η επιθυμητή τάση εξόδου (τάση αναφοράς) και V_{out} είναι η τάση εξόδου (τάση στα άκρα του φορτίου). Στις δοκιμές που πραγματοποιήσαμε, η τιμή της παραμέτρου K που μας έδινε ικανοποιητικά αποτελέσματα (ελάχιστο χρόνο αποκατάστασης και ελάχιστη κυμάτωση) ήταν $K = 1000$, αν και θα αποδειχθεί πως οι επιτρεπτές τιμές του K έχουν μεγάλο εύρος.

Η στόχος του ελέγχου είναι ο μηδενισμός της μεταβλητής ολίσθησης και η κίνηση του συστήματος πάνω στην επιθυμητή τροχιά $s = 0$. Αυτό συνεπάγεται πως ισχύει:

$$K(V_{ref} - V_{out}) - \frac{dV_{out}}{dt} = 0 \Rightarrow$$

$$K(V_{ref} - V_{out}) = \frac{dV_{out}}{dt}$$

Θέτοντας ως $y(t) = V_{ref} - V_{out}$ το σφάλμα της τάσης εξόδου, έχουμε πως

$$\frac{dy(t)}{dt} = -\frac{dV_{out}}{dt}$$

και άρα η προηγούμενη σχέση γίνεται:

$$K \cdot y(t) = -\frac{dy(t)}{dt} \Rightarrow$$

$$y(t) = e^{-K \cdot t} \quad (3.2)$$

Όπως φαίνεται παραπάνω από τη σχέση (3.2), εάν το σύστημα εισέλθει στην τροχιά ολίσθησης (και αφού θα παραμείνει εκεί λόγω της ασυμπτωτικής ευστάθειας της επιφάνειας αυτής για σύστημα ελεγχόμενο με SMC), το σφάλμα θα αποσβεστεί εκθετικά με ρυθμό ανάλογο της παραμέτρου K. Εδώ διαφένεται πως η επιλογή της τροχιάς ολίσθησης στην οποία οδηγείται το σύστημα δεν εξαρτάται από κανέναν εξωτερικό παράγοντα ή διαταραχή, για αυτό και ο έλεγχος αυτός προσδίδει το χαρακτηριστικό

της ευρωστίας στο σύστημα. Επομένως σε αυτό το σημείο συγκρατούμε πως *όσο μεγαλύτερο είναι το K, τόσο πιο γρήγορα θα αποσβένεται το σφάλμα τάσης εξόδου.*

Η συνάρτηση ελέγχου είναι η:

$$u = \begin{cases} 0, & \text{αν } s < 0 \\ 1, & \text{αν } s > 0 \end{cases} \Rightarrow$$

$$u = \frac{1}{2}\big(1 + \mathrm{sign}(s)\big) \quad (3.3)$$

Ο σκοπός μας όπως αναφέραμε είναι να διατηρούμε τη μεταβλητή ολίσθησης s σε μια μικρή περιοχή γύρω από το μηδέν, δηλαδή $s = 0$. Για να γίνει αυτό πρέπει, για $s < 0$ ο έλεγχος της σχέσης (3.3) να οδηγεί τη μεταβλητή ολίσθησης στο μηδέν, δηλαδή πρέπει η παράγωγος της μεταβλητής ολίσθησης (βλ. σχέση (3.1)) να είναι θετική (ώστε να αυξάνει η μεταβλητή ολίσθησης s) και να μη μηδενίζεται ασυμπτωτικά καθώς $s \to 0$, δηλαδή να είναι κάτω φραγμένη από έναν οποιοδήποτε θετικό αριθμό (ώστε να είμαστε σίγουροι πως η s θα φτάσει το μηδέν). Τα αντίστοιχα ισχύουν για $s > 0$. Άρα πρέπει:

$$s\dot{s} < 0 \quad \text{και} \quad |\dot{s}| > \varepsilon$$

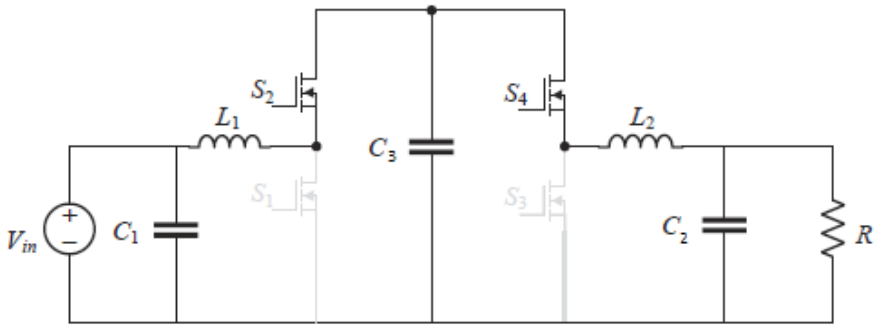
όπου ε είναι ένας αυθαίρετος μικρός θετικός αριθμός.

Ας εξετάσουμε την περίπτωση στην οποία είναι $s > 0$, δηλαδή:

$$K(V_{ref} - V_{out}) - \frac{dV_{out}}{dt} > 0 \Rightarrow$$

$$\frac{dV_{out}}{dt} < K(V_{ref} - V_{out}) \quad (3.4)$$

Σε αυτή την περίπτωση λόγω του ελέγχου (3.3) θα είναι $u = 1$ και το κύκλωμα θα έχει τη μορφή που παρουσιάζεται στην εικόνα 3.14.



Εικόνα 3.14 Το κύκλωμα του μετατροπέα σε λειτουργία υποβιβασμού για σήμα ελέγχου $u = 1$

Από τους νόμους Kirchoff στο κύκλωμα της εικόνας 3.14 έχουμε πως ισχύει (για τη φάση φόρτισης του πηνίου και του πυκνωτή εξόδου από την είσοδο):

$$C_2 \frac{dV_{out}}{dt} = i_{C_2} \quad \text{και} \quad i_{C_2} = i_{L_2} - i_{out}$$

Αφού $i_{out} = \frac{V_{out}}{R}$ έχουμε πως

$$C_2 \frac{dV_{out}}{dt} = i_{L_2} - \frac{V_{out}}{R} \Rightarrow$$

$$\frac{dV_{out}}{dt} = \frac{i_{L_2}}{C_2} - \frac{V_{out}}{RC_2} \quad (3.5)$$

Επίσης $L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = u_{L_2} = u_{C_3} - V_{out}$ (3.6). Άρα από την (3.5) έχουμε πως:

$$\frac{d^2V_{out}}{dt} = \frac{1}{C_2}\frac{di_{L_2}}{dt} - \frac{1}{RC_2}\frac{dV_{out}}{dt} \overset{(3.6)}{\Longrightarrow}$$

$$\frac{d^2V_{out}}{dt} = \frac{1}{L_2C_2}\left(u_{C_3} - V_{out}\right) - \frac{1}{RC_2}\frac{dV_{out}}{dt} \quad (3.7)$$

Από την (3.1) έχουμε πως:

$$\dot{s} = -K\frac{dV_{out}}{dt} - \frac{d^2V_{out}}{dt} \quad (3.8)$$

Αφού $s > 0$ θα πρέπει $\dot{s} < 0$. Ξεκινώντας την ανάλυση με δεδομένο πως $\dot{s} < 0$ και προχωρώντας με σχέσεις ισοδυναμίας, έχουμε:

$$\dot{s} < 0 \overset{(3.8)}{\Longleftrightarrow}$$

$$\frac{d^2V_{out}}{dt} > -K\frac{dV_{out}}{dt} \overset{(3.7)}{\Longleftrightarrow}$$

$$\frac{1}{L_2C_2}\left(u_{C_3} - V_{out}\right) - \frac{1}{RC_2}\frac{dV_{out}}{dt} > -K\frac{dV_{out}}{dt} \Leftrightarrow$$

$$\frac{1}{L_2C_2}\left(u_{C_3} - V_{out}\right) > \left(\frac{1}{RC_2} - K\right)\frac{dV_{out}}{dt} \quad (3.9)$$

Σε αυτό το σημείο παρατηρούμε πως επειδή ο διακόπτης S_4 έιναι κλειστός και ο S_3 ανοιχτός ($u = 1$), βρισκόμαστε στη φάση φόρτισης του διασυνεδικού πηνίου L_2 του εσωτερικού Buck μετατροπέα (το πηνίο διασυνδέει την είσοδο – τάση $u_{C_3} \approx V_{in}$ με την έξοδο, βλ. υποκεφάλαιο 2.4.1 όπου περιγράφονται οι αρχές λειτουργίας του Buck μετατροπέα). Κατά τη φάση αυτή, φορτίζεται όχι μόνο το πηνίο, αλλά και ο πυκνωτής εξόδου C_2 και επομένως:

$$\frac{dV_{out}}{dt} > 0 \quad (5.10)$$

Επίσης καθότι βρισκόμαστε σε λειτουργία υποβιβασμού:

$$u_{C_3} \geq V_{out} \Rightarrow$$

$$u_{C_3} - V_{out} \geq 0 \quad (5.11)$$

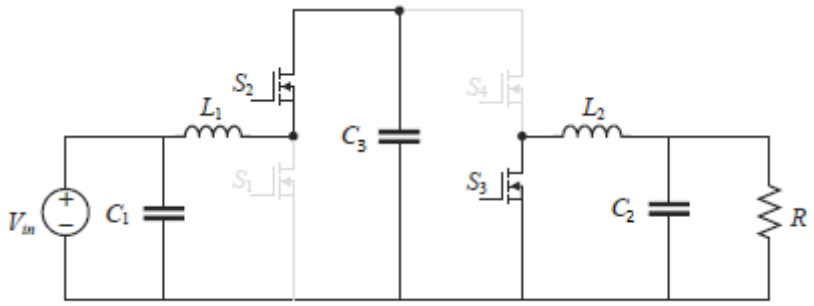
Για να ισχύει η (5.9) **με βεβαιότητα**, λόγω των (5.10) και (5.11) θα πρέπει ο όρος $\frac{1}{RC_2} - K$ του δεξιού μέλους της ανίσωσης (5.9) να είναι αρνητικός ή μηδέν και άρα:

$$\frac{1}{RC_2} - K \leq 0 \Rightarrow$$

$$K \geq \frac{1}{RC_2}$$

Επομένως ο περιορισμός του πόσο μεγάλο κέρδος K θα χρησιμοποιήσουμε είναι μονάχα τεχνικός και αφορά τον κορεσμό των κυκλωματικών στοιχείων που θα χρησιμοποιηθούν, αφού ενώ θεωρητικά το κέρδος μπορεί να γίνει άπειρο, πρακτικά αυτό δεν είναι εφικτό.

Ας εξετάσουμε τώρα την περίπτωση στην οποία $s < 0$. Σε αυτή την περίπτωση το σήμα ελέγχου (σχέση (3.3)) θα είναι 0 και το κύκλωμα του μετατροπέα παρουσιάζεται στην εικόνα 3.15.



Εικόνα 3.15 Το κύκλωμα του μετατροπέα Split-Pi σε λειτουργία υποβιβασμού για σήμα ελέγχου $u = 0$

Από τους νόμους Kirchoff στο κύκλωμα της εικόνας 3.15 έχουμε πως ισχύει (για τη φάση εκφόρτισης του πηνίου και του πυκνωτή εξόδου):

$$C_2 \frac{dV_{out}}{dt} = i_{C_2} \quad \text{και} \quad i_{L_2} - i_{C_2} = i_{out}$$

Παρατηρούμε πως επειδή ο διακόπτης S_3 είναι κλειστός και ο S_4 ανοιχτός ($u = 0$), βρισκόμαστε στη φάση εκφόρτισης του διασυνεδικού πηνίου L_2 του εσωτερικού Buck μετατροπέα. Κατά τη φάση αυτή, εκφορτίζεται όχι μόνο το πηνίο, αλλά και ο πυκνωτής εξόδου C_2 και επομένως:

$$i_{C_2} < 0 \quad \text{και} \quad \frac{dV_{out}}{dt} < 0 \quad (3.12)$$

Αφού $i_{out} = \frac{V_{out}}{R}$ έχουμε πως:

$$C_2 \frac{dV_{out}}{dt} = i_{L_2} - \frac{V_{out}}{R} \Rightarrow$$

$$\frac{dV_{out}}{dt} = \frac{i_{L_2}}{C_2} - \frac{V_{out}}{RC_2} \quad (3.13)$$

Επίσης $L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = u_{L_2} = -V_{out}$ (3.14). Άρα από την (3.13) έχουμε πως:

$$\frac{d^2V_{out}}{dt} = \frac{1}{C_2}\frac{di_{L_2}}{dt} - \frac{1}{RC_2}\frac{dV_{out}}{dt} \overset{(3.14)}{\Longrightarrow}$$

$$\frac{d^2V_{out}}{dt} = -\frac{1}{L_2C_2}V_{out} - \frac{1}{RC_2}\frac{dV_{out}}{dt} \quad (3.15)$$

Αφού $s < 0$ θα πρέπει $\dot{s} > 0$. Ξεκινώντας την ανάλυση με δεδομένο πως $\dot{s} > 0$ και προχωρώντας με σχέσεις ισοδυναμίας, έχουμε:

$$\dot{s} > 0 \overset{(3.8)}{\Longleftrightarrow}$$

$$\frac{d^2V_{out}}{dt} < -K\frac{dV_{out}}{dt} \overset{(3.15)}{\Longleftrightarrow}$$

$$-\frac{1}{L_2C_2}V_{out}-\frac{1}{RC_2}\frac{dV_{out}}{dt}<-K\frac{dV_{out}}{dt}\Leftrightarrow$$

$$-\frac{1}{L_2C_2}V_{out}<\left(K-\frac{1}{RC_2}\right)(-\frac{dV_{out}}{dt})\quad(3.16)$$

Από την (5.12) έχουμε πως για τη φάση της εκφόρτισης του πηνίου και πυκνωτή εξόδου:

$$\frac{dV_{out}}{dt}<0$$

Επίσης εννοείται πως $V_{out}>0$ (3.17).

Για να ισχύει η (3.16) **με βεβαιότητα,** λόγω των (3.12) και (3.17), θα πρέπει:

$$K-\frac{1}{RC_2}>0\Rightarrow$$

$$K\geq\frac{1}{RC_2}$$

Επομένως καταλήξαμε στον ίδιο περιορισμό, όπως κα πριν. Να σημειωθεί πως ο περιορισμός του K υπολογίσθηκε με κάποια **ανοχή**, αφού η (3.9) και η (3.16) μπορεί να ισχύουν και για κάποια $K<\frac{1}{RC_2}$. Επειδή όμως το μέγεθος του K επηρεάζει το χρόνο της αποκατάστασης του σφάλματος, όπως δείξαμε παραπάνω, είναι θεμιτό να επιλεχθεί ένα **αρκετά μεγάλο θετικό K**, για να έχουμε ασυμπτωτική ευστάθεια στην τροχιά $s=0$, αλλά και γρήγορη εκκαθάριση του σφάλματος.

Ας εξετάσουμε τώρα το φράγμα της παραγώγου της μεταβλητής ολίσθησης, που τεκμηριώνει το μηδενισμό της μεταβλητής s. Από την (3.8) έχουμε πως:

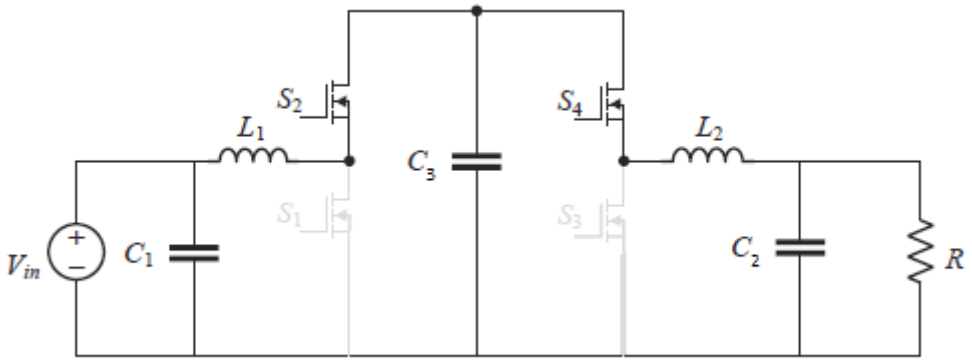
$$\dot{s}=-K\frac{dV_{out}}{dt}-\frac{d^2V_{out}}{dt}\xRightarrow{(3.7),(3.15)}$$

$$\dot{s}=\begin{cases}\frac{1}{L_2C_2}V_{out}+(\frac{1}{RC_2}-K)\frac{dV_{out}}{dt}\ ,\quad s<0\\ -\frac{1}{L_2C_2}\left(u_{C_3}-V_{out}\right)+\left(\frac{1}{RC_2}-K\right)\frac{dV_{out}}{dt}\ ,\quad s>0\end{cases}$$

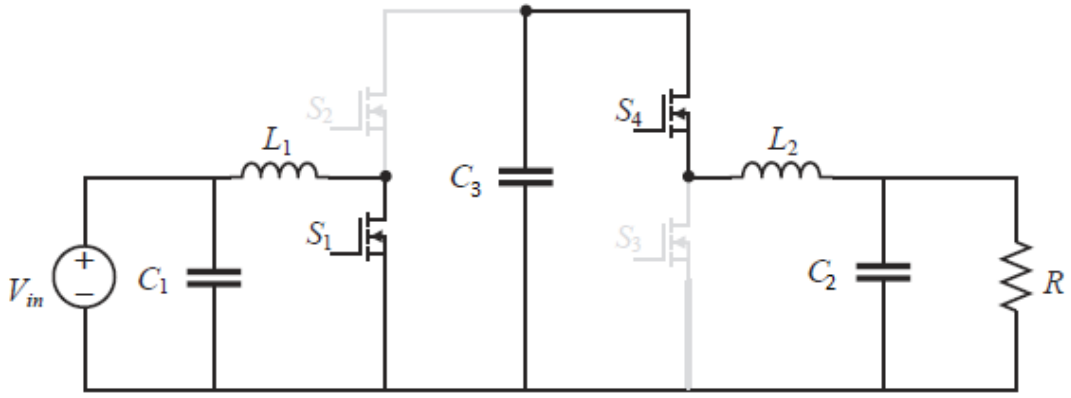
Όταν ξεκινά να δουλεύει το σύστημα, η $V_{out}=0\Rightarrow V_{ref}-V_{out}=V_{ref}>0$ και $\frac{dV_{out}}{dt}=0$, οπότε $s>0$ και από το νόμο ελέγχου (3.3) έχουμε πως ο διακόπτης S_4 κλείνει και η τάση εξόδου αρχίζει να αυξάνεται εκθετικά με ασύμπτωτη την τιμή της τάσης εισόδου (12 V). Σε οποιαδήποτε μικρότερη τιμή τάσης εξόδου είναι $\frac{dV_{out}}{dt}>\varepsilon$ όπου ε ένας πολύ μικρός πραγματικός. Άρα για οποιαδήποτε επιθυμητή τάση εξόδου διάφορη των 12 V (διάφορη της τάσης εισόδου), η $\frac{dV_{out}}{dt}$ είναι κάτω φραγμένη. **Εδώ διαφένεται και ένα άλλο όφελος του μεγάλου K που είναι να μην επηρεάζει το πρόσημοο του s (καθόσον $V_{ref}>V_{out}$) ο αφαιρούμενος όρος $-\frac{dV_{out}}{dt}$**. Επίσης προφανώς το ίδιο ισχύει στην περίπτωση που $s<0$, για τάση εξόδου διάφορη του 0, αφού με κλειστό το διακόπτη S_3 η τάση εξόδου μειώνεται **εκθετικά** με ασύμπτωτη το 0, οπότε $\frac{dV_{out}}{dt}<-\varepsilon$. Επίσης ο όρος $(\frac{1}{RC_2}-K)\frac{dV_{out}}{dt}$ και στους δύο κλάδους της ανωτέρω συνάρτησης είναι ομόσημος με τον πρώτο όρο του κάθε κλάδου, και επομένως σίγουρα η παράγωγος της μεταβλητής ολίσθησης, $\dot{s}$, σε κάθε περίπτωση είναι μη μηδενική. Μόλις η μεταβλητή ολίσθησης φτάσει το μηδενισμό, λόγω της ασυμπτωματικής ευστάθειας, το σύστημα αρχίζει να ολισθαίνει πάνω στην επιφάνεια ολίσθησης.

3.4.2 Λειτουργία Ανύψωσης

Κατά τη λειτουργία ανύψωσης ο έλεγχος $u = \begin{cases} 0, & \text{αν } s < 0 \\ 1, & \text{αν } s > 0 \end{cases}$ εφαρμόζεται στον διακόπτη S_1 (και όχι στον S_2 όπως γινόταν στον έλεγχο ανοιχτού βρόχου, βλ. προσομοιώσεις) ενώ το σημπληρωματικό ως προς 1 σήμα ελέγχου εφαρμόζεται στον S_2 (παρατηρήστε στην εικόνα 4.14 τη διαδρομή των σημάτων «Boost Signal Input). Ο διακόπτης S_3 και S_4 είναι μόνιμα ανοιχτός και κλειστός αντίστοιχα. Έτσι, για $u = 0$ και $u = 1$ έχουμε τις δύο κυκλωματικές καταστάσεις που παρουσιάζονται στις εικόνες 3.16 και 3.17.



Εικόνα 3.16 Ο Split-Pi μετατροπέας σε λειτουργία ανύψωσης με σήμα ελέγχου $u = 0$ *(το σήμα εφαρμόζεται στον S_1 και το συμπληρωματικό ως προς 1 σήμα εφαρμόζεται στον S_2)*



Εικόνα 3.17 Ο Split-Pi μετατροπέας σε λειτουργία ανύψωσης με σήμα ελέγχου $u = 1$

Από τα κυκλώματα των εικόνων 3.16 και 3.17 εξάγουμε τις παρακάτω εξισώσεις για το μετατροπέα στην εν λόγω λειτουργία.

Για το πηνίο εισόδου L_1 ισχύει πως:

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{1}{L_1}\left[V_{in} - (1-u)V_{C_3}\right] \quad (3.18)$$

όπου u είναι ο νόμος ελέγχου (σχέση (3.3)).

Επίσης για λειτουργία ανύψωσης ισχύει ότι $V_{C_3} \approx V_{out}$, αφού η διάταξή μας είναι στην ουσία ένας μετατροπέας Boost ο οποίος αντί για πυκνωτή στην έξοδο έχει ένα π-φίλτρο (αφού στην εν λόγω

λειτουργία ο διακόπτης S_4 είναι μόνιμα κλειστός και ο S_3 είναι μόνιμα ανοιχτός). Επειδή έχουμε λειτουργία ανύψωσης:

$$V_{out} > \mathrm{V_{in}} \xRightarrow{\mathrm{V_{C_3}} \approx V_{out}}$$

$$\mathrm{V_{C_3}} > \mathrm{V_{in}} \quad (3.19)$$

Για τον πυκνωτή εξόδου C_2 ισχύει πως:

$$\frac{dV_{out}}{dt} > 0 \text{ } \acute{o}\tau\alpha\nu \text{ } u = 1$$

$$\kappa\alpha\iota \qquad (3.20)$$

$$\frac{dV_{out}}{dt} < 0 \text{ } \acute{o}\tau\alpha\nu \text{ } u = 0$$

Την σχέση (3.20) μπορούμε να την επιβεβαιώσουμε από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων ανύψωσης στην εικόνα 4.5 του επόμενου κεφαλαίου. Όταν $u = 1$, η έξοδος αποσυνδέεται από την είσοδο και ο προηγουμένως φορτισμένος μεσαίος πυκνωτής C_3 εκφορτίζεται στην έξοδο (όπως και στον συμβατικό Boost μετατροπέα) και κατ' επέκταση στον πυκνωτή εξόδου C_2, οπότε τον φορτίζει. Όταν πάλι $u = 0$ ο μεσαίος πυκνωτής φορτίζεται, ενώ ο πυκνωτής εξόδου εκφορτίζεται στην έξοδο. Για να είμαστε ακριβείς η τάση του μεσαίου πυκνωτή παρουσιάζει τις αντίθετες μεταβολές τάσης σε σχέση με την τάση εξόδου (ή τάση πυκνωτή εξόδου C_2).

Πάνω στις δύο παραπάνω σχέσεις θα στηριχθεί ο ορισμός της επιφάνειας ολίσθησης του ελέγχου ολίσθησης του Split-Pi μετατροπέα σε λειτουργία ανύψωσης.

Έπειτα από δοκιμές, η επιφάνεια ολίσθησης πάνω στην οποία μπορεί να οδηγηθεί το σύστημα σε ασυμπτωτική ευστάθεια εμπεριέχει απαραίτητα το σφάλμα του ρεύματος εισόδου, διότι *το σφάλμα τάσης μόνο του δεν δύναται να οδηγήσει το σύστημα σε ασυμπτωτική ευστάθεια*. Οι εξισώσεις που θεμελιώνουν την ασυμπτωτική ευστάθεια σε μια τροχιά που μηδενίζει το σφάλμα ρεύματος εισόδου $\mathrm{i_{in,ref}} - \mathrm{i_{in}}$ προϋποθέτουν την θεώρηση πως το ρεύμα εισόδου $\mathrm{i_{in}}$ ισούται με το ρεύμα του πηνίου εισόδου $\mathrm{i_{L_1}}$. Αυτό σημαίνει ότι το ρεύμα i_{C_1} του πυκνωτή εισόδου C_1 είναι μηδενικό. Η παραδοχή αυτή είναι εύλογη, αφού όταν η είσοδος του μετατροπέα είναι μια πηγή τάσης όπως μια μπαταρία, οι μεταβολές της τάσης στην κανονική λειτουργία είναι πολύ αργές (εκφόρτιση μπαταρίας) ή μηδενικές και άρα η παράγωγος της τάσης εισόδου είναι μηδενική. Άρα θεωρούμε πως:

$$\mathrm{i}_{C_1} = 0 \xRightarrow{\mathrm{i_{in}} = \mathrm{i_{L_1}} + \mathrm{i}_{C_1}}$$

$$\mathrm{i_{in}} = \mathrm{i_{L_1}} \quad (3.21)$$

Ο έλεγχος του σφάλματος του ρεύματος εισόδου προϋποθέτει τη **γνώση του βαθμού απόδοσης a** του μετατροπέα Split-Pi ώστε να μπορούμε να υπολογίσουμε το ιδανικό ρεύμα εισόδου (ρεύμα εισόδου αναφοράς). Η τιμή αναφοράς του ρεύματος εισόδου $\mathrm{i_{in,ref}}$ υπολογίζεται με βάση το ισοζύγιο ισχύος εισόδου-εξόδου και με βάση την ισχύ του φορτίου. Συγκεκριμένα έχουμε πως:

$$\mathrm{P_{out,N}} = \mathrm{a} \cdot \mathrm{P_{in,N}} \Rightarrow$$

$$\mathrm{P_{out,N}} = \mathrm{aV_{in}i_{in,ref}} \Rightarrow$$

$$\mathrm{i_{in,ref}} = \frac{\mathrm{P_{out,N}}}{\mathrm{aV_{in}}} \quad (3.22)$$

Εάν γνωρίζουμε την ισοδύναμη ωμική αντίσταση του φορτίου $\mathrm{R_L}$ έχουμε από την (3.22) ότι:

$$\mathrm{i_{in,ref}} = \frac{\mathrm{V_{ref}}^2}{\mathrm{aRV_{in}}} \quad (3.23)$$

Η βασική μεταβλητή ολίσθησης που σχεδιάσαμε είναι επομένως η:

$$\boxed{s = i_{in,ref} - i_{in}}$$

Ας εξετάσουμε την ασυμπτωτική ευστάθεια αυτής της επιφάνειας. Έχουμε ότι:

$$\dot{s} = -\frac{di_{in}}{dt} \overset{(3.21)}{\Longrightarrow}$$

$$\dot{s} = -\frac{di_{L_1}}{dt} \overset{(3.18)}{\Longrightarrow}$$

$$\dot{s} = -\frac{1}{L_1}\left[V_{in} - (1-u)V_{C_3}\right]$$

Για $s > 0$ έχουμε λόγω του σήματος ελέγχου (3.3) πως $u = 1$ και

$$\dot{s} = -\frac{1}{L_1}V_{in} < 0$$

Επίσης σε αυτή την περίπτωση, καθώς ο όρος $\frac{1}{L_1}V_{in}$ είναι αυστηρά θετικός, η παράγωγος $\dot{s}$ είναι άνω φραγμένη από έναν αρνητικό αριθμό.

Για $s < 0$ πως $u = 0$ και

$$\dot{s} = -\frac{1}{L_1}(V_{in} - V_{C_3})$$

Επειδή κατά τη λειτουργία ανύψωσης (μετά την εκκίνηση του μετατροπέα) ο πυκνωτής V_{C_3} είναι φορτισμένος σε τάση μεγαλύερη της εισόδου έχουμε ότι $V_{in} - V_{C_3} < 0$ και άρα $\dot{s} = -\frac{1}{L_1}\left(V_{in} - V_{C_3}\right) > 0$.

Ομοίως, η παράγωγος $\dot{s}$ είναι κάτω φραγμένη από έναν θετικό αριθμό.

Άρα σε κάθε περίπτωση: $s\dot{s} < 0$ και $|\dot{s}| > \varepsilon$, όπου ε είναι ένας αυθαίρετος μικρός θετικός αριθμός.

Έπειτα από δοκιμές και με βάση μια ιδέα από τη μελέτη [27] σχεδιάσαμε μια μεταβλητή ολίσθησης, η οποία βασίζεται στην προηγούμενη και έχει ταχύτερη αποκατάσταση του σφάλματος τάσης καθώς και μικρότερο σφάλμα τάσης και την οποία θα χρησιμοποιήσουμε στις προσομοιώσεις. Αυτή είναι η:

\

$$\boxed{s = K(V_{ref} - V_{out}) + i_{in,ref} - i_{in} \quad (5.24)}$$

όπου K είναι ένα θετικό κέρδος (στις προσομοιώσεις η ιδανική τιμή είναι $K = 5$). Ο λόγος για τον οποίο το σφάλμα της τάσης είναι μικρότερο με αυτό τον έλεγχο είναι γιατί *εμπεριέχει σαν παράμετρο το σφάλμα της τάσης*.

Ας εξετάσουμε με ποιον τρόπο ο μηδενισμός της μεταβλητής ολίσθησης επιφέρει την προσαρμογή της τάσης εξόδου στα επιθυμητά επίπεδα. Με τον μηδενισμό της μεταβλητής ολίσθησης της σχέσης (3.24) έχουμε:

$$s = 0 \Rightarrow$$

$$V_{out} = V_{ref} + \frac{1}{K}\left(i_{in,ref} - i_{in}\right) \quad (3.25)$$

Προφανώς η σχέση (3.25) ισχύει στην κατάσταση (που είναι και η επιθυμητή):

$$V_{out} = V_{ref} \quad \textit{και} \quad i_{in} = i_{in,ref}$$

Ας προσπαθήσουμε να βρούμε κάποια άλλη κατάσταση στην οποία ο μηδενίζεται η μεταβλητή ολίσθησης. Έστω ότι υπάρχει μια τέτοια κατάσταση στην οποία $V_{out} \neq V_{ref}$ και άρα, χωρίς βλάβη της γενικότητας, $V_{out} < V_{ref}$. Έχουμε:

$$V_{out} - V_{ref} < 0 \overset{(3.25)}{\Longrightarrow}$$

$$\frac{1}{K}\left(i_{in,ref} - i_{in}\right) < 0 \overset{K>0}{\Longrightarrow}$$

$$i_{in,ref} - i_{in} < 0 \Rightarrow$$

$$i_{in} > i_{in,ref} \overset{V_{in}}{\Longrightarrow}$$

$$i_{in}V_{in} > i_{in,ref}V_{in} \Rightarrow$$

$$P_{in} > P_{in,ref} \Rightarrow$$

$$a \cdot P_{in} > a \cdot P_{in,ref} \Rightarrow$$

$$P_{out} > P_{out,ref} \quad (3.26)$$

όπου a είναι ο συντελεστής απόδοσης του μετατροπέα.

Από την αρχική παραδοχή ότι $V_{out} < V_{ref}$ έχουμε:

$$V_{out}{}^2 < V_{ref}{}^2 \Rightarrow$$

$$\frac{V_{out}{}^2}{R_{Load}} < \frac{V_{ref}{}^2}{R_{Load}} \Rightarrow$$

$$P_{out} < P_{out,ref} \quad (3.27)$$

Οι σχέσεις (3.26) και (3.27) αποτελούν αντίφαση και επομένως καταλήξαμε σε άτοπο. Επομένως δεν μπορεί να μηδενιστεί η μεταβλητή ολίσθησης s για $V_{out} \neq V_{ref}$.

Ας εξετάσουμε τώρα την ασυμπτωτική ευστάθεια αυτής της επιφάνειας ολίσθησης (της $s = 0$). Η παράγωγος της μεταβλητής ολίσθησης (σχέση (3.24)) είναι:

$$\dot{s} = -K\frac{dV_{out}}{dt} - \frac{di_{in}}{dt} \overset{i_{in}=i_{L_1}}{\Longrightarrow}$$

$$\dot{s} = -K\frac{dV_{out}}{dt} - \frac{di_{L_1}}{dt} \overset{(3.18)}{\Longrightarrow}$$

$$\dot{s} = -K\frac{dV_{out}}{dt} - \frac{1}{L_1}\left[V_{in} - (1-u)V_{C_3}\right] \quad (3.28)$$

Εάν $s > 0$ τότε $u = 1$ και $\frac{dV_{out}}{dt} > 0$ (βλ. Σχέση (3.20)) και άρα:

$$\dot{s} = -K\frac{dV_{out}}{dt} - \frac{1}{L_1}V_{in} < 0 \quad (3.29)$$

Εάν πάλι $s < 0$ τότε $u = 0$ και $\frac{dV_{out}}{dt} < 0$ και άρα:

$$\dot{s} = -K\frac{dV_{out}}{dt} - \frac{1}{L_1}\left(V_{in} - V_{C_3}\right) > 0 \quad (3.30)$$

αφού $V_{C_3} > V_{in}$ στη λειτουργία ανύψωσης. Άρα η τροχιά $s = 0$ είναι ασυμπτωματικά ευσταθής. Σε κάθε περίπτωση η τιμή $|\dot{s}|$ είναι κάτω φραγμένη από θετικό αριθμό, όπως εξηγήσαμε προηγουμένως και κάποιος μπορεί να παρατηρήσει εύκολα.

Ο **ρόλος του κέρδους K** στη μεταβλητή ολίσθησης είναι εμφανής από τις σχέσεις (3.29) και (3.30). Αυτό που επιτυγχάνει είναι η άυξηση του ρυθμού μείωσης και αύξησης (ανάλογα την περίσταση) της μεταβλητής s για $s > 0$ και $s < 0$ αντίστοιχα. Με αυτόν τον τρόπο έχουμε γρηγορότερη άφιξη του συστήματος στην επιφάνεια ολίσθησης. Επομένως είναι επιθυμητό να έχουμε ένα μεγάλο K. Από την άλλη, όπως έδειξαν οι δοκιμαστικές προσομοιώσεις, όσο μεγαλύτερο είναι το K (και συγκεκριμένα για $K \geq 6$) τόσο μεγαλύτερη υπερύψωση έχουμε κατά την πρώτη άφιξη του συστήματος στην επιφάνεια ολίσθησης. Μάλιστα για αρκετά μεγάλο K, στη μεταβλητή ολίσθησης χάνεται ο ρόλος του σφάλματος ρεύματος εισόδου και κυριαρχεί το σφάλμα τάσης, το οποιο δε δύναται να οδηγήσει το σύστημα σε ασυμπτωτική ευστάθεια στην επιφάνεια $s = 0$. Για αυτούς τους λόγους, και έπειτα από δοκιμές κρίθηκε ιδανικό να χρησιμοποιηθεί η τιμή:

$$K = 5$$

που μας δίνει ικανοποιητικά αποτελέσματα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4ο

ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΤΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ SPLIT-PI ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ

4.1 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΔΙΑΣΤΑΣΙΟΛΟΓΗΣΗ ΤΟΥ SPLIT-PI ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ

Ο μετατροπέας μας θα σχεδιαστεί με βάση το κύκλωμα της εικόνας 3.3, δηλαδή με N-channel MOSFET. Όπως είδαμε, ο μετατροπέας απαρτίζεται από 4 ημιαγωγικούς διακόπτες N-MOS, 3 πυκνωτές και 2 πηνία. Θα παρουσιάσουμε τις βασικές αρχές σχεδιασμού.

Καταρχάς, ο μεσαίος πυκνωτής C_3 του κυκλώματος δεν έχει άμεση σύνδεση με την είσοδο ή την έξοδο. Ενώ ο C_1 και ο C_2 συνδέονται στην είσοδο και στην έξοδο και πρέπει να έχουν μεγάλες τιμές χωρητικότητας ώστε να εξομαλύνουν την τάση των ακροδεκτών της συσκευής, αυτή η ανάγκη δεν υπάρχει για τον C_3. Αυτό σημαίνει πως οι διακυμάνσεις της τάσης στα άκρα του μεσαίου πυκνωτή μπορεί να είναι οσοδήποτε μεγάλες. Αυτό το γεγονός μπορούμε να το εκμεταλλευτούμε ώστε να αποσβένουμε πάνω σε αυτόν τις διακυμάνσεις των ρευμάτων που προκύπτουν από το ανειγοκλείσιμο των διακοπτών και επομένως **ο C_3 μπορεί να έχει τιμή χωρητικότητας μικρότερη** από τους άλλους δύο.

Επίσης ο μετατροπέας διαθέτει δυνατότητα αυθόρμητης αντιστροφής των φορών των ρευμάτων (που εξαρτάται από εξωτερικούς παράγοντες), η οποία βασίζεται στην κατασκευαστική συμμετρία του. Αυτό σημαίνει πως τα συμμετρικά στοιχεία πρέπει να έχουν ίδιο μέγεθος, δηλαδή:

$$C_1 = C_2 \text{ και } L_1 = L_2$$

Η συχνότητα ανοιγοκλεισίματος των διακοπτών μας καθορίζει το μέγεθος των στοιχείων που χρησιμοποιούμε, καθώς και τις κυματώσεις των τάσεων και των ρευμάτων. Συγκεκριμένα όσο μεγαλύτερη είναι η συχνότητα λειτουργίας του κυκλώματος, τόσο μικρότερα στοιχεία μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε, διατηρώντας βέβαια ίδια την κυμάτωση.

Όταν λειτουργούμε τον μετατροπέα σαν μετατροπέα ανύψωσης ή υποβιβασμού σύμφωνα με τη διαμόρφωση PWM, ένα ποσό ενέργειας αποθηκεύεται στο πηνίο L_1 ή L_2 αντίστοιχα κατά το D (D από το Duty Cycle) μέρος της διακοπτικής περιόδου, και κατά το υπόλοιπο μέρος της περιόδου η ενέργεια αυτή εκφορτίζεται στην έξοδο. Όταν λειτουργούμε τον μετατροπέα σαν μικτό μετατροπέα, το ρόλο του συνδετικού στοιχείου εισόδου-εξόδου παίζει ο μεσαίος πυκνωτής C_3.

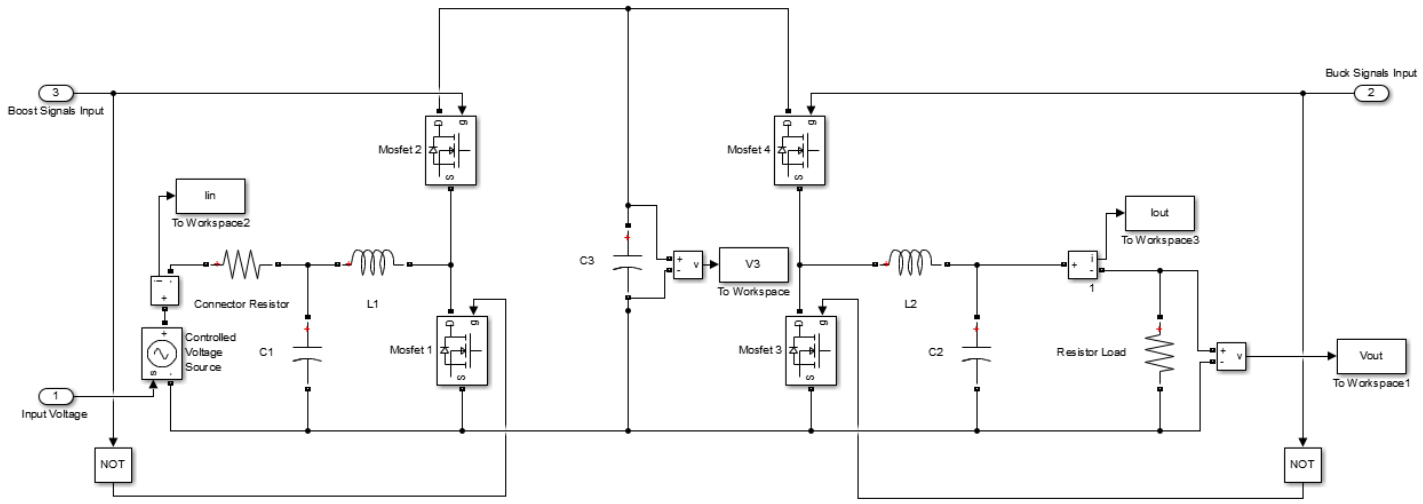
Επομένως το στοιχείο το οποίο στην εκάστοτε λειτουργία αποθηκεύει ενέργεια από την είσοδο και την απελευθερώνει στην έξοδο πρέπει να έχει μέγεθος τέτοιο που να μπορεί να τροφοδοτήσει το φορτίο επαρκώς. Επομένως ο λόγος ενέργειας που αποθηκεύει το στοιχείο σε κάθε περίοδο προς τη διάρκεια της περιόδου πρέπει να είναι αρκετά μεγαλύτερος από την ισχύ που καταναλώνει το φορτίο, ώστε να μην έχουμε μεγάλη κυμάτωση ρεύματος πηνίου, αλλά και τάσης.

Επειδή πλέον υπάρχουν προγράμματα προσομοίωσης ηλεκτρικών κυκλωμάτων στον υπολογιστή, μπορούμε με τη βοήθεια αυτών να έχουμε τις αποκρίσεις του μετατροπέα για διάφορα μεγέθη των πηνίων και των πυκνωτών. Έτσι δοκιμάζοντας διάφορες τιμές αυτεπαγωγής, χωρητικότητας και διακοπτικής συχνότητας, μπορούμε να επιλέξουμε τις τιμές που παράγουν τις επιθυμητές κυματομορφές τάσης εξόδου και ρεύματος εισόδου.

Το πρόγραμμα προσομοίωσης που θα χρησιμοποιήσουμε είναι το Matlab-Simulink. Το φορτίο που θα τροφοδοτεί ο μετατροπέας θα είναι μια ωμική **αντίσταση των 10 Ohm**, ενώ η είσοδος του μετατροπέα θα είναι μια **12 V πηγή τάσης** που προσομοιώνει τη συμπεριφορά μιας επαναφορτιζόμενης

μπαταρίας. Η ωμική αντίσταση των 10 Ohm επιλέχθηκε αυθαίρετα, καθότι στην παρούσα φάση του σχεδιασμού αυτό που μας ενδιαφέρει είναι να έχουμε τη σωστή απόκριση, παρά να μοντελοποιήσουμε κάποιο ρεαλιστικό φορτίο, όπως ένας κινητήρα (αυτό θα γίνει στη συνέχεια της παρούσας εργασίας).

Ο μετατροπέας μας απεικονίζεται στην εικόνα 4.1. Μετά από δοκιμές καταλήξαμε στις εξής τιμές των στοιχείων:



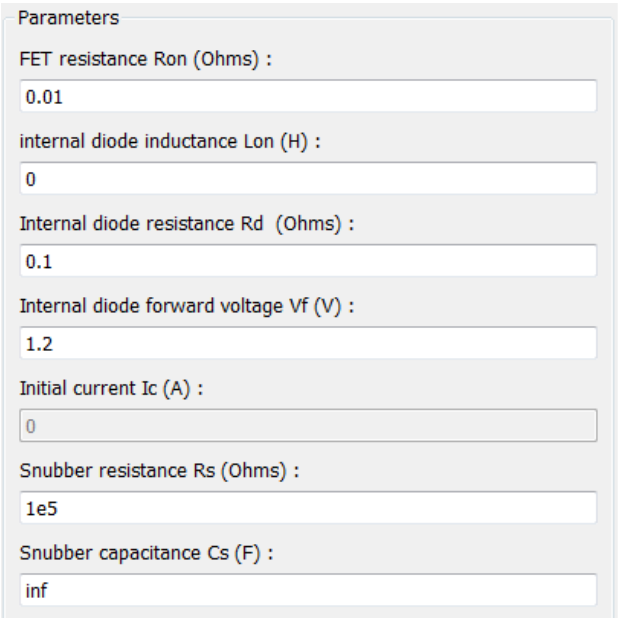
Εικόνα 4.1 Το μοντέλο του Split-Pi μετατροπέα στο Simulink

$$C_1 = C_2 = 10\ \text{mF}$$

$$C_3 = 100\ \mu\text{F}$$

$$L_1 = L_2 = 100\ \mu\text{H}$$

Τα χαρακτηριστικά των MOSFET είναι τυπικά, σύμφωνα με πρότυπα εμπορικών MOSFET [29] και παρουσιάζονται στην εικόνα 4.2.



Εικόνα 4.2 Τα χαρακτηριστικά των n-MOS που χρησιμοποιήσαμε στο μοντέλο

Τα MOSFET λαμβάνουν σήμα οδήγησης διαμορφωμένο κατά PWM σε συχνότητα:

$$f_c = 2\ \mathrm{KHz}$$

Να σημειωθεί πως η διακοπτική συχνότητα είναι σχετικά *μικρή σε σχέση με τις συνήθεις δυνατότητες των MOSFET*, αλλά επιλέχθηκε ως τέτοια για λόγους ταχύτητας και ακρίβειας των προσομοιώσεων. Σε αυτή τη μικρή συχνότητα οφείλεται και η μεγάλη τιμή των χωρητικοτήτων. Εάν επιλέγαμε μεγαλύτερη διακοπτική συχνότητα, θα μετατοπίζαμε τις αρμονικές συνιστώσες της απόκρισης μακρύτερα (σε σχέση με τώρα) από την επιθυμητή DC συνιστώσα και επομένως με μικρότερα φίλτρα (πυκνωτές) θα μπορούσαμε να τις αποκόψουμε.

Προφανώς το σήμα οδήγησης των διακοπτών S_1 και S_3 είναι συμπληρωματικό ως προς το σήμα των S_2 και S_4 αντίστοιχα, για λόγους που περιγράψαμε σε προηγούμενο κεφάλαιο.

4.2 ΕΛΕΓΧΟΣ ΑΝΟΙΧΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ ΜΕ PWM ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ

Ο έλεγχος ανοιχτού βρόχου βασίζεται στην θεωρητική πρόβλεψη με βάση τις εξισώσεις που προκύψαν από την ανάλυση που ακολουθήσαμε στο κεφάλαιο 4. Με βάση τις εξισώσεις τάσεως εξόδου συναρτήσει του Duty Cycle και της τάσης εισόδου, μπορούμε για γνωστή τάση εισόδου και επιθυμητή τάση εξόδου να ρυθμίσουμε το κατάλληλο Duty Cycle. Συγκεκριμένα:

- Για λειτουργία υποβιβασμού: $\overline{V_o} = D \cdot V_{in}$
- Για λειτουργία ανύψωσης: $\overline{V_o} = \frac{1}{D} \cdot V_{in}$
- Για μικτή λειτουργία: $\overline{V_o} = \frac{D}{1-D} \cdot V_{in}$

Παρακάτω θα παραθέσουμε μερικά από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για εποπτικούς λόγους και για να ελέγξουμε τη λειτουργικότητα του μοντέλου, **καθώς ο έλεγχος ανοιχτού βρόχου δεν χρησιμοποιείται** αφού, σε πραγματικές εφαρμογές, έχουμε την παρεμβολή διαταρραχών σε όλη τη δομή του συστήματός μας οι οποίες οδηγούν σε απρόβλεπτα αποτελέσματα που δεν μπορούμε να χειριστούμε με τον εν λόγω έλεγχο.

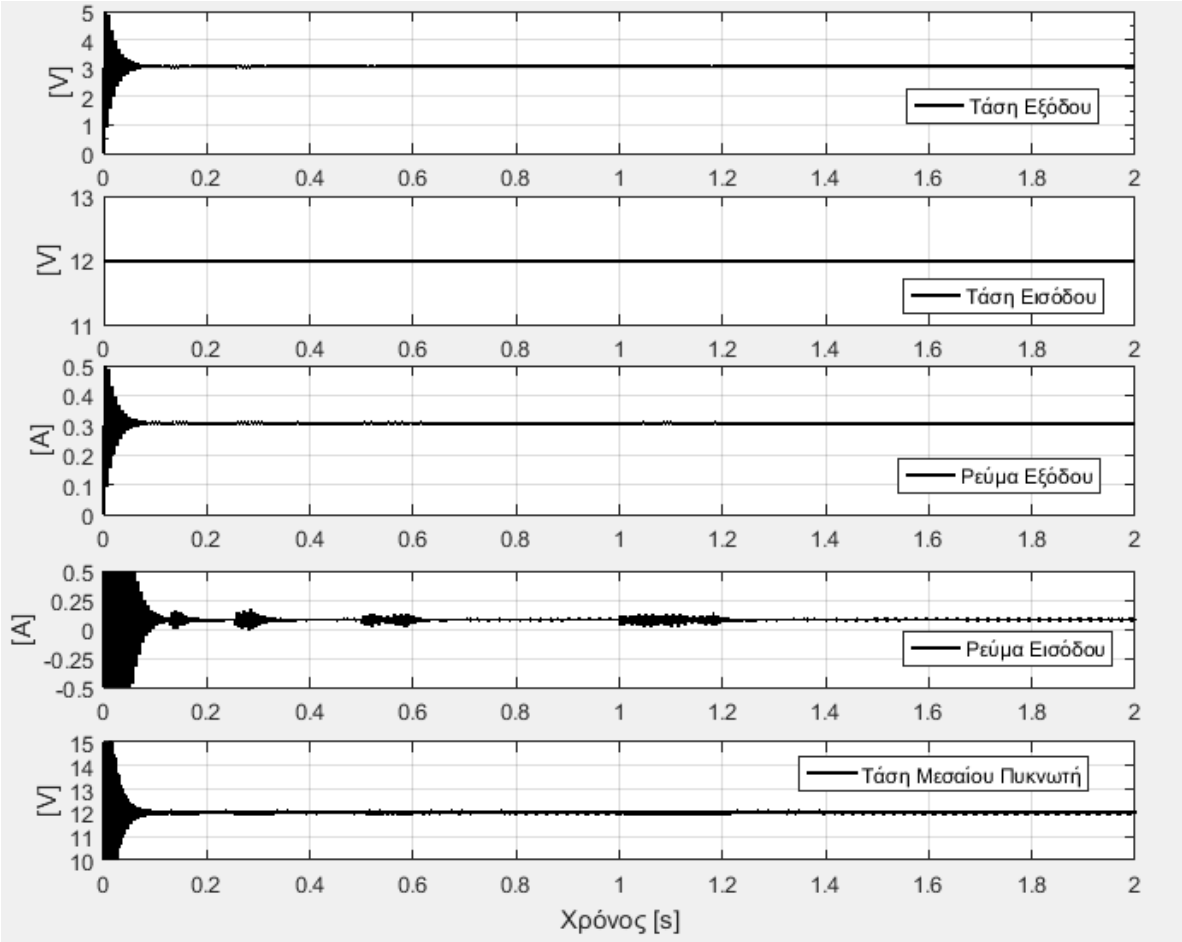
Λειτουργία υποβιβασμού

Εφαρμόζοντας PWM διαμόρφωση στους S_3 και S_4 διακόπτες κρατώντας σταθερά κλειστό τον S_2 και σταθερά ανοιχτό τον S_1 για $\text{Duty Cycle} = 0{,}25$ και για τάση εισόδου 12 V θεωρητικά θα είχαμε τάση εξόδου:

$$\overline{V_o} = D \cdot V_{in} = 0.25 \cdot 12\ \text{V} = 3\ \text{V}$$

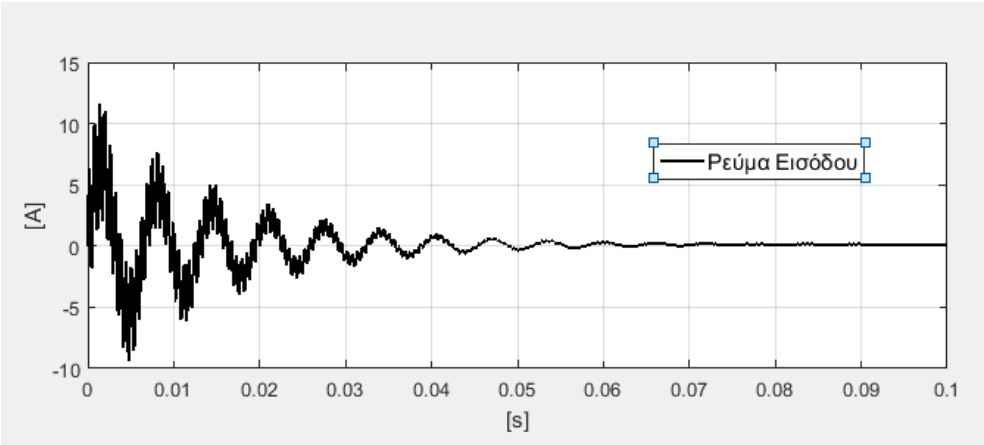
Οι προσομοιώσεις μας έδωσαν τα αποτελέσματα της εικόνας 4.3.

Όπως ήταν αναμενόμενο, η τάση εξόδου είναι 3 V με μια απόκλιση της τάξης των 0,1 V. Το ρεύμα εξόδου είναι ανάλογο της τάσης εξόδου εφόσον έχουμε ωμικό φορτίο σύμφωνα με τον νόμο του Ohm. Το ρεύμα εισόδου όπως βλέπουμε, σε αντίθεση με τον γνωστό Buck Converter δεν είναι ασυνεχές, αλλά συνεχές και σχετικά σταθερό, σε μια τιμή που ικανοποιεί το ισοζύγιο ισχύος εισόδου-εξόδου (με μικρές απώλειες πάνω στα MOSFET και στις αντιστάσεις σειράς των πυκνωτών και των πηνίων). Επίσης η τάση του μεσαίου πυκνωτή, είναι πράγματι στα 12 V, όπως προσεγγιστικά είχαμε υποθέσει (λόγω της ύπαρξης του π φίλτρου στην είσοδο) και παρ' ότι ο μεσαίος πυκνωτής είναι αρκετά μικρότερος, απορροφά τις διακυμάνσεις του ρεύματος.



Εικόνα 4.3 Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων της λειτουργίας υποβιβασμού για τάση εισόδου 12 V, Duty Cycle ¼, και ωμικό φορτίο 10 Ω

Το ρεύμα εισόδου, κατά την έναρξη της προσομοίωσης, παίρνει μια αρκετά μεγάλη τιμή, που οφείλεται στη φόρτιση του άδειου πυκνωτή εισόδου C_1 από μια ιδανική πηγή τάσης. Θα ήταν ιδανικό να παρεμβάλλουμε μια ρυθμιζόμενη αντίσταση, που θα βραχυκυκλώναμε όταν φορτίζονταν ο πυκνωτής, μεταξύ εισόδου και πυκνωτή C_1 (όπως κάναμε στο μοντέλο της εικόνας 4.1), ώστε να περιορίσουμε αυτό το ρεύμα, αν και δεν κρίνεται απαραίτητο, καθότι διαρκεί πολύ μικρό χρονικό διάστημα.



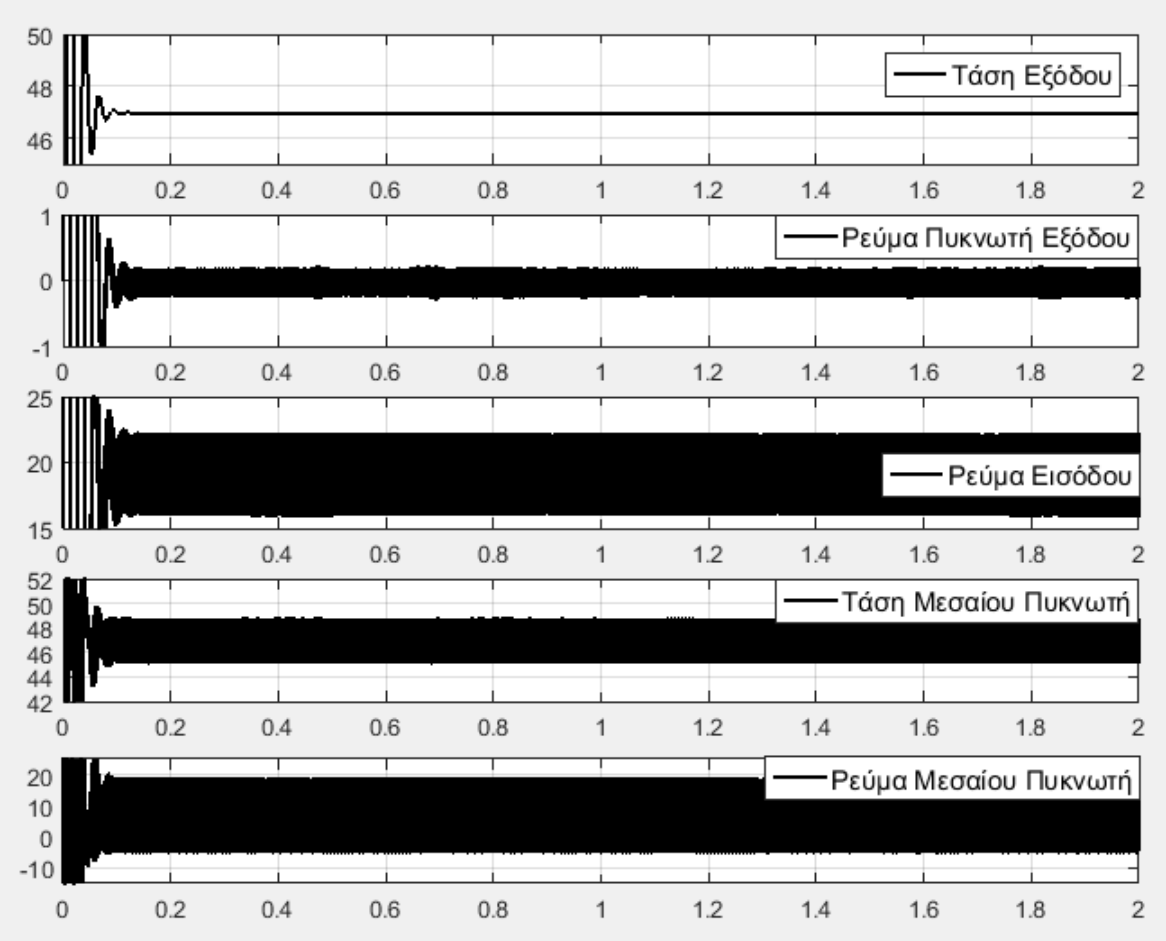
Εικόνα 4.4 Τα μεταβατικά του ρεύματος εισόδου κατά την εκκίνηση του μετατροπέα

Λειτουργία ανύψωσης

Εφαρμόζοντας PWM διαμόρφωση στους S_1 και S_2 διακόπτες κρατώντας σταθερά κλειστό τον S_4 και σταθερά ανοιχτό τον S_3, για $\text{Duty Cycle} = 0{,}25$ και για τάση εισόδου 12 V θεωρητικά θα είχαμε τάση εξόδου:

$$\overline{V_o} = \frac{1}{D} \cdot V_{in} = \frac{12}{0{,}25}\ V = 48\ V$$

Οι προσομοιώσεις μας έδωσαν τα αποτελέσματα των εικόνων 4.4 και 4.5.

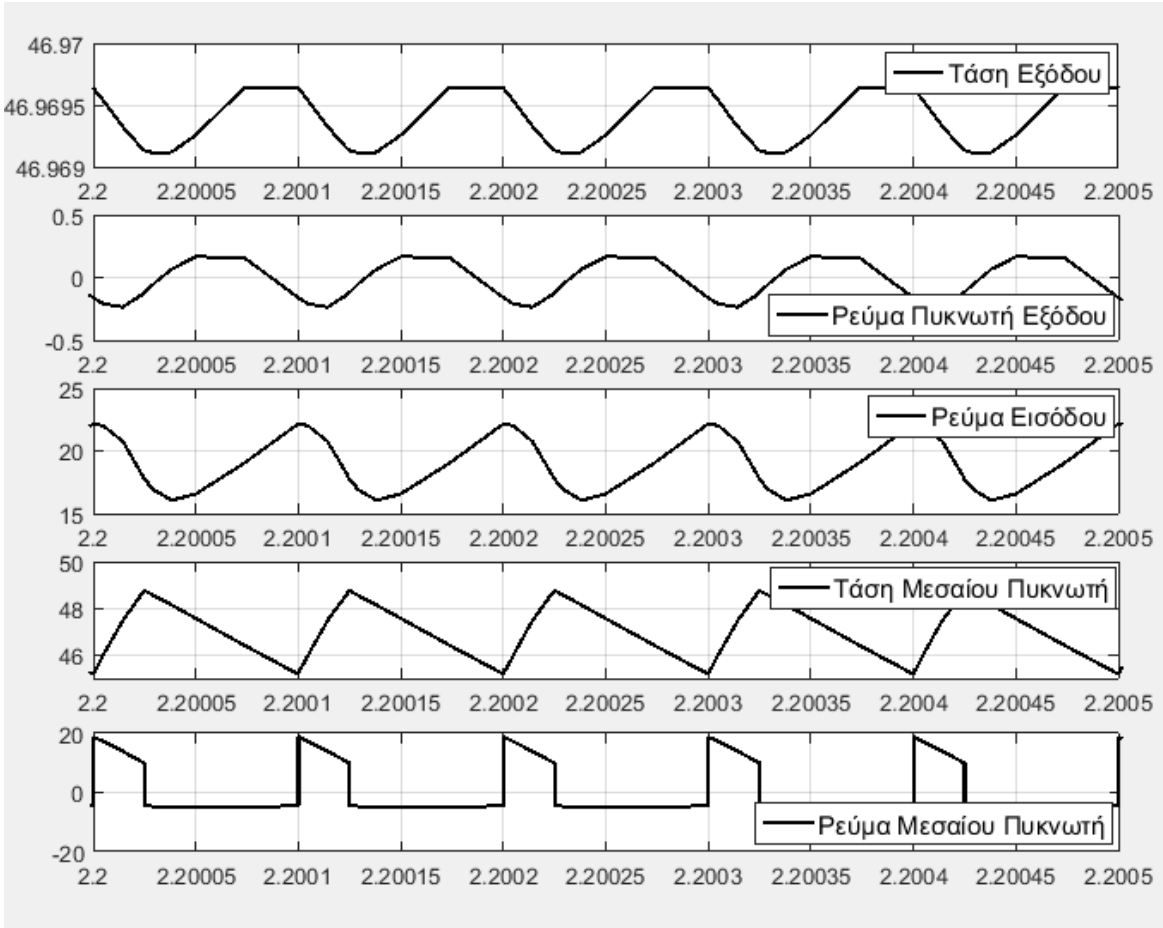


Εικόνα 4.4 Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων της λειτουργίας ανύψωσης για τάση εισόδου 12 V, Duty Cycle ¼, και ωμικό φορτίο 10 Ω

Όπως βλέπουμε η τάση εξόδου έχει σφάλμα της τάξης του 1 V (αντί για 48 είναι 47 V). Η τάση του μεσαίου πυκνωτή είναι στα ίδια επίπεδα με την τάση εξόδου, μόνο με πιο έντονη κυμάτωση, αφού αποτελεί την είσοδο του π φίλτρου εξόδου, το οποίο εξομαλύνει την τάση εξόδου. Το ρεύμα εισόδου, καθότι φιλτράρεται μονάχα από τον C_1 πυκνωτή εισόδου και από το L_1 πηνίο παρουσιάζει εντονότερη κυμάτωση από αυτό της λειτουργίας υποβιβασμού, αν και έχει μέση τιμή που ικανοποιεί το ισοζύγιο ισχύος εισόδου-εξόδου.

Επίσης από τα παραπάνω αποτελέσματα μπορούμε να παρατηρήσουμε την αποτελεσματικότητα του π-φίλρου στην έξοδο. Συγκεκριμένα η τάση του μεσαίου πυκνωτή (και αποτελεί τάση εισόδου του π-φίλτρου εξόδου) χαρακτηρίζεται από αρκετά μεγαλύτερη κυμάτωση σε σχέση με την τάση εξόδου (που αποτελεί τάση εξόδου και του π-φίλτρου).

Η τάση εξόδου, μέχρι να σταθεροποιηθεί, πραγματοποιεί ταλαντώσεις που αποσβένονται σε χρονικό διάστημα 100 ms (0,1 s), με μέγιστη τιμή τα 66.3 V.



Εικόνα 4.5 Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων της λειτουργίας ανύψωσης με μεγαλύτερη λεπτομέρεια (λόγω της αριθμητικής επίλυσης των διαφορικών εξισώσεων σε διακριτά βήματα, ο προσομοιωτής παράγει σφάλματα στα αποτελέσματα, τα οποία εν προκειμένω φαίνονται στο ρεύμα του πυκνωτή εξόδου σε σχέση με την τάση του)

Μικτή λειτουργία

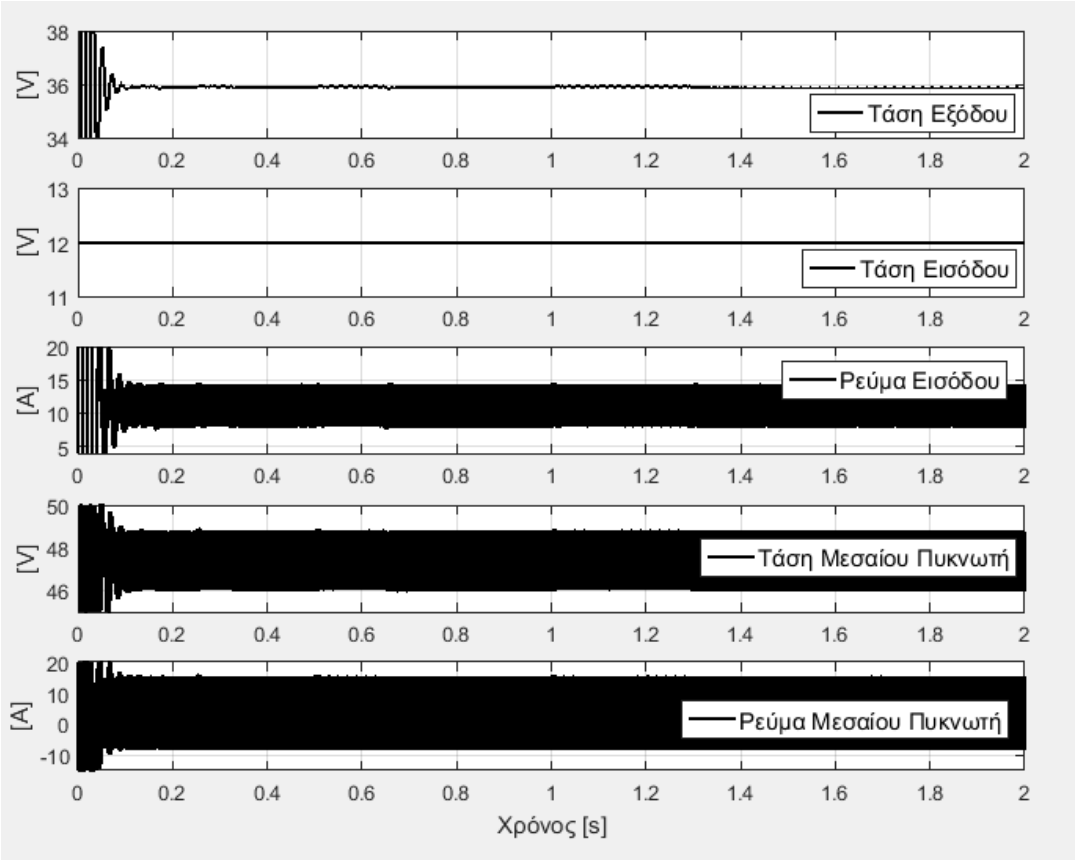
Σε αυτή τη λειτουργία το PWM διαμορφωμένο σήμα ελέγχου εφαρμόζεται στους διακόπτες S_1 και S_4 και το συμπληρωματικό του σήμα εφαρμόζεται στους S_2 και S_3. Σε αυτή τη λειτουργία κανένας διακόπτης δεν άγει καθ' όλη τη διάρκεια της λειτουργίας.

Για Duty Cycle $= 0{,}75$ και για τάση εισόδου 12 V θεωρητικά θα είχαμε τάση εξόδου:

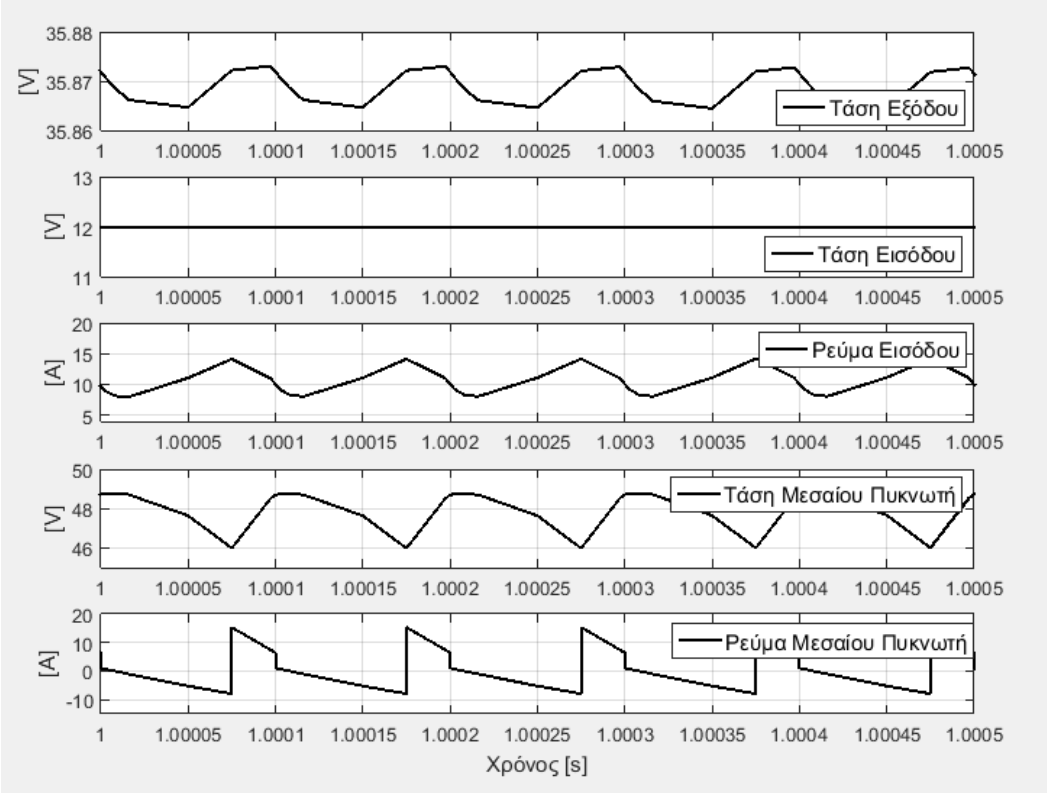
$$\overline{V_o} = \frac{D}{1-D} \cdot V_{in} = \frac{0.75}{0{,}25} 12\ V = 36\ V$$

Οι προσομοιώσεις μας έδωσαν τα αποτελέσματα της εικόνας 4.6. Μια πιο λεπτομερής απεικόνιση των κυματομορφών δίνεται στην εικόνα 4.7.

Πράγματι, η τάση εξόδου είναι στα 36 V με μια απόκλιση της τάξης του 0,15 V. Επίσης σε αυτή τη λειτουργία παρατηρούμε ότι ο μεσαίος πυκνωτής (που αποτελεί διασυνδετικό κρίκο εισόδου-εξόδου) φορτίζεται σε επίπεδα τάσης άνω των 45 V (μεγαλύτερων της τάσης εξόδου και εισόδου). Το ρεύμα του μεσαίου πυκνωτή είναι για το 75% (όσο και το Duty Cycle) της περιόδου αρνητικό, γιατί τροφοδοτεί την έξοδο και το υπόλοιπο 25% της περιόδου θετικό γιατί φορτίζεται από την είσοδο.



Εικόνα 4.6 Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων της μικτής λειτουργίας για τάση εισόδου 12 V, Duty Cycle ¾ και ωμικό φορτίο 10 Ω



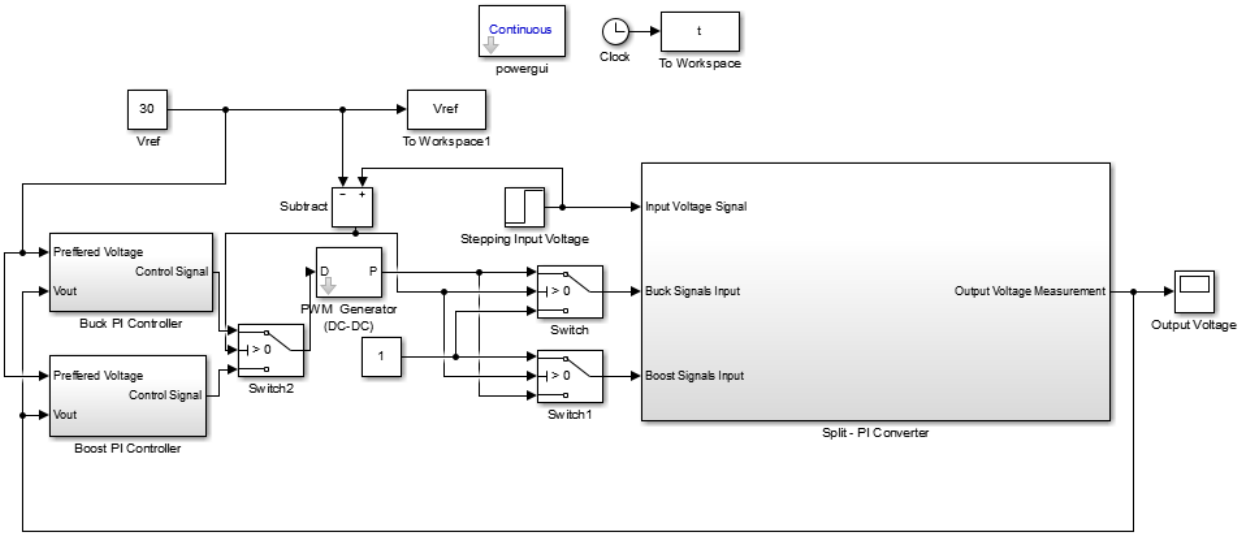
Εικόνα 4.7 Τα αποτελέσματα της εικόνας 5.5 με μεγαλύτερη λεπτομέρεια

4.3 ΕΛΕΓΧΟΣ ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ ΜΕ PI ΕΛΕΓΚΤΗ

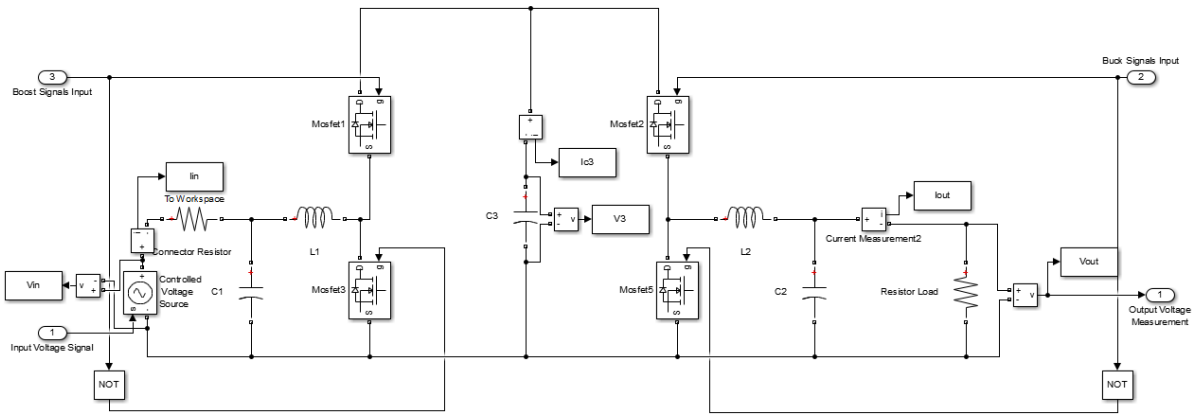
Ο έλεγχος κλειστού βρόχου έχει το πλεονέκτημα της εκκαθάρισης του σφάλματος του σήματος εξόδου (της τάσης εξόδου, για το μελετούμενο μετατροπέα). Ο κλειστός βρόχος ανατροφοδοτεί το σήμα της εξόδου στον ελεγκτή, ο οποίος καθορίζει τη συμπεριφορά του συστήματος.

Ο PI ελεγκτής, είναι ένας PID ελεγκτής του οποίου το διαφορικό κέρδος (K_D) είναι μηδέν. Αυτό είναι επιθυμητό στους ελεγκτές Συστημάτων Μεταβλητής Δομής (VSS-Variable Structure Systems) όπως ο μελετούμενος μετατροπέας, για το λόγο ότι ο διαφορικός όρος ($K_D \cdot s$) είναι ιδιαίτερα ευαίσθητος στις ταχύτατες μεταβολές του σφάλματος οι οποίες οφοείλονται στο γρήγορο ανοιγόκλειμα των ημιαγωγικών διακοπτών. Η θεωρία του PID ελεγκτή παρουσιάζεται εκτενώς στο υποκεφάλαιο 3.3.

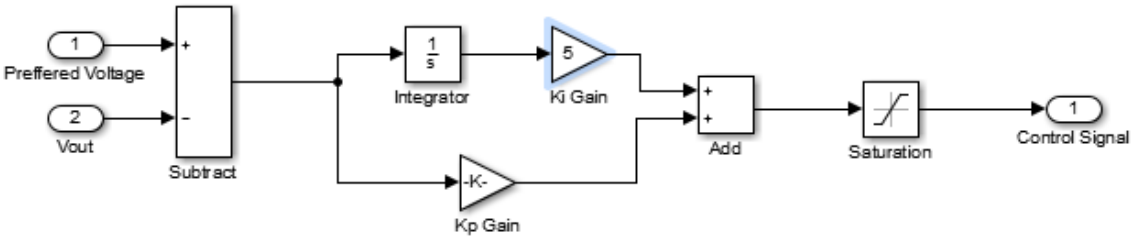
Ο PID έλεγχος στον Split-Pi μετατροπέα, σύμφωνα με το σφάλμα τάσης εξόδου, ελέγχει το Duty Cycle του PWM διαμορφωτή, ο οποίος με τη σειρά του ελέγχει την αγωγή των MOSFET. Να σημειωθεί πως για αρχικές συνθήκες τάσης εξόδου, μακρυά από το επιθυμητό σημείο λειτουργίας, το σφάλμα τάσης θα είναι μεγάλο, με αποτέλεσμα η διαμόρφωση PWM να λαμβάνει σήμα ελέγχου από τον PI ίσο με τη μονάδα ή με το μηδέν. Παρ' ότι αυτό το σήμα έχει σκοπό τη γρήγορη μεταβολή του σήματος εξόδου, προς την επιθυμητή τιμή λειτουργίας, στην πραγματικότητα επιφέρει τα αντίθετα αποτελέσματα. Αυτό οφείλεται στο γεγονός πως για να μεταβάλλει την τάση εξόδου προς τα επιθυμητά επίπεδα ο μετατροπέας μας, πρέπει να εναλλάσει τα ενεργά του υποκυκλώματα σε μεγάλη συχνότητα με σκοπό η ενέργεια από το ένα υποκύκλωμα να μεταφέρεται στο άλλο πριν εκφορτιστούν τα στοιχεία που μεταφέρουν ενέργεια (με τον όρο υποκύκλωμα εννοούμε την εκάστοτε κατάσταση του Split-Pi μετατροπέα που διαμορφώνεται από το κλείσιμο και άνοιγμα των ημιαγωγικών διακοπτών). Για αυτό το λόγο τοποθετήσαμε ένα block κορεσμού (saturation) στο μοντέλο του ελεγκτή PI, ώστε το σήμα που εισάγει στον PWM διαμορφωτή να είναι μεγαλύτερο του 0,01 και μικρότερο του 0.99.



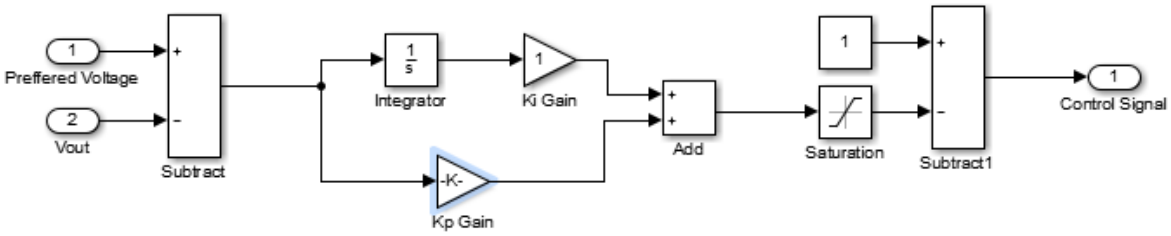
Εικόνα 4.8 Το συνολικό μοντέλο του Split-Pi μετατροπέα καθώς και του PID ελεγκτή, όπου αυτόματα ένας συγκριτής θέτει τους αντίστοιχους διακόπτες στον αντίστοιχο έλεγχο (Buck ή Boost)



Εικόνα 4.9 Το εσωτερικό του «Split-PI Converter» υποσυστήματος (βλ. Εικόνα 4.1)



Εικόνα 4.10 Το εσωτερικό του «Buck PI Controller» υποσυστήματος



Εικόνα 4.11 Το εσωτερικό του «Boost PI Controller» υποσυστήματος

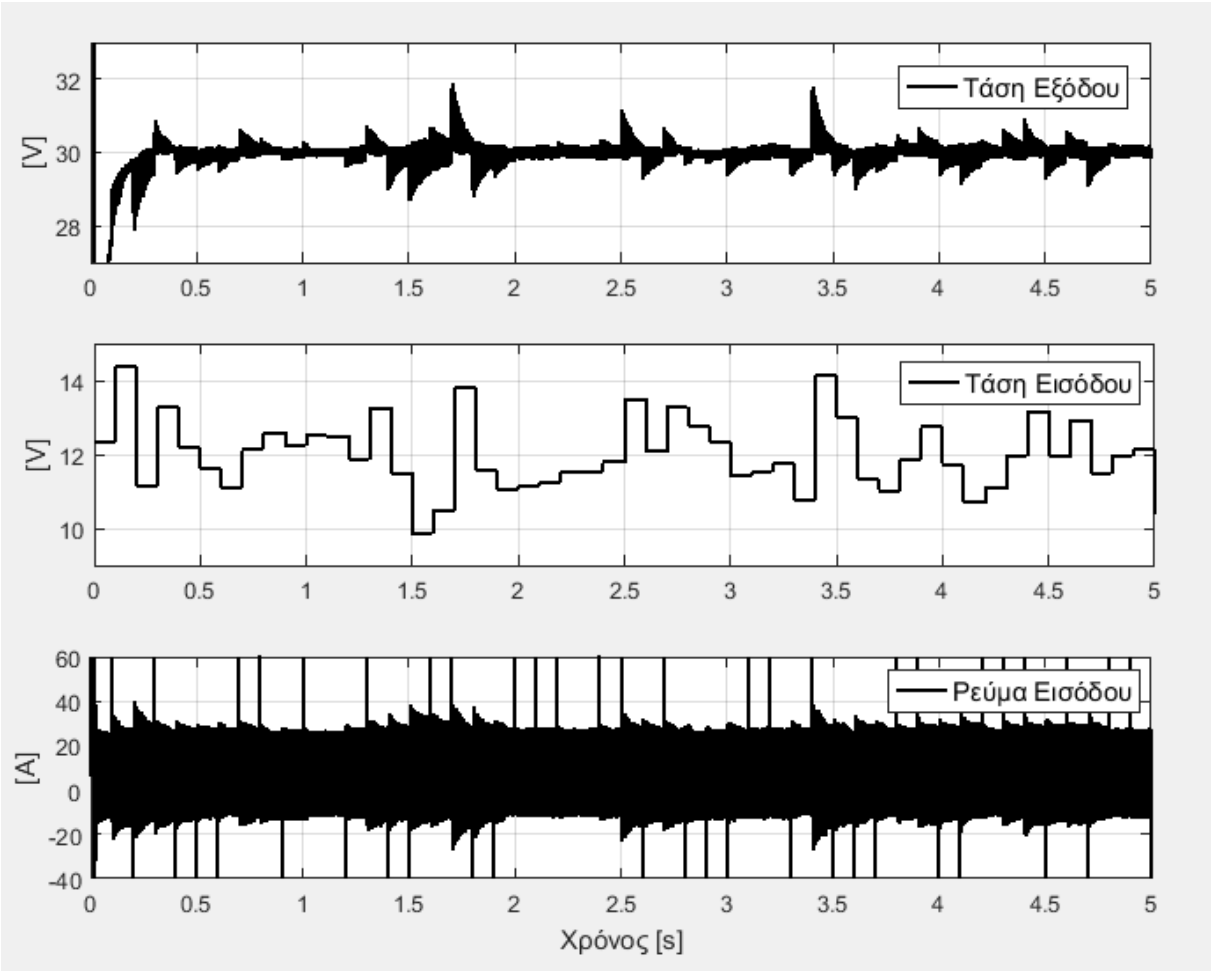
Το μοντέλο που κατασκευάσαμε απεικονίζεται στις εικόνες 4.8, 4.9, 4.10 και 4.11 και πραγματοποιεί τις λειτουργίες υποβιβασμού και ανύψωσης, ανάλογα με τη σύγκριση της επιθυμητής τάσης εξόδου (V_{ref}) με την τάση εισόδου (V_{in}).

Τα κέρδη του PI ελεγκτή επιλέχθηκαν με βάση διαδοχικές δοκιμές και στις δύο λειτουργίες (υποβιβασμού και ανύψωσης). Επιλέξαμε κοινά κέρδη και για τις δύο λειτουργίες. Λόγω, όμως, του ότι τα σήματα ελέγχου των PI ελεγκτών για Buck και Boost λειτουργία είναι συμπληρωματικά ως προς 1, αναγκαστήκαμε να χρησιμοποιήσουμε δύο διαφορετικούς ελεγκτές, έναν για κάθε λειτουργία. Ο συγκριτής που καθορίζει την λειτουργία καθορίζει και τον ελεγκτή που θα χρησιμοποιηθεί.

Τα κέρδη που επιλέχθηκαν είναι:

$$K_i = 1 \quad \text{και} \quad K_P = 0.05$$

Η προσομοίωση που θα πραγματοποιηθεί αφορά την ικανότητα του μετατροπέα PID *να διατηρεί σταθερή την τάση εξόδου του*, παρά τις διαταραχές που υπεισέρχονται στο σύστημα. **Ο έλεγχος PI είναι αποτελεσματικός όταν η τάση αναφοράς είναι σταθερό σήμα και όχι μεταβαλλόμενο**. Στην τάση εισόδου του μετατροπέα θα υπερθέσουμε **λευκό θόρυβο**, ώστε να παρατηρήσουμε την απόκρισή του, όταν η επιθυμητή τάση εξόδου είναι 30 V (λειτουργία ανύψωσης), και το φορτίο είναι μια ωμική αντίσταση 10 Ω. Τα χαρακτηριστικά του μετατροπέα είναι τα ίδια με αυτά του υποκεφαλαίου 4.1.



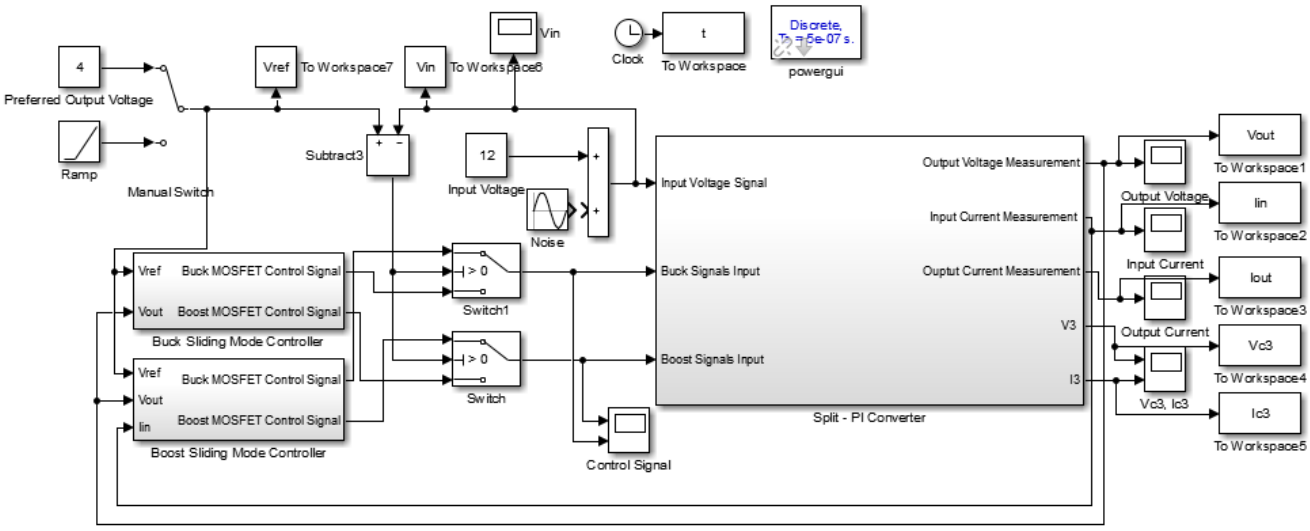
Εικόνα 4.12 Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, για λειτουργία ανύψωσης στα 30 V για τάση εισόδου 12 V στην οποία υπερτίθεται λευκός θόρυβος

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης φαίνονται στην εικόνα 4.12. Μπορεί κανείς να παρατηρήσει πως παρ' ότι οι διαταρραχές της εισόδου είναι αρκετά έντονες και απότομες, η τάση εξόδου διατηρεί μια καλή συμπεριφορά στα 30 V με απόκλιση της τάξης του 1 V (και σε ακραίες μεμονωμένες περιπτώσεις της τάξης των 2 V).

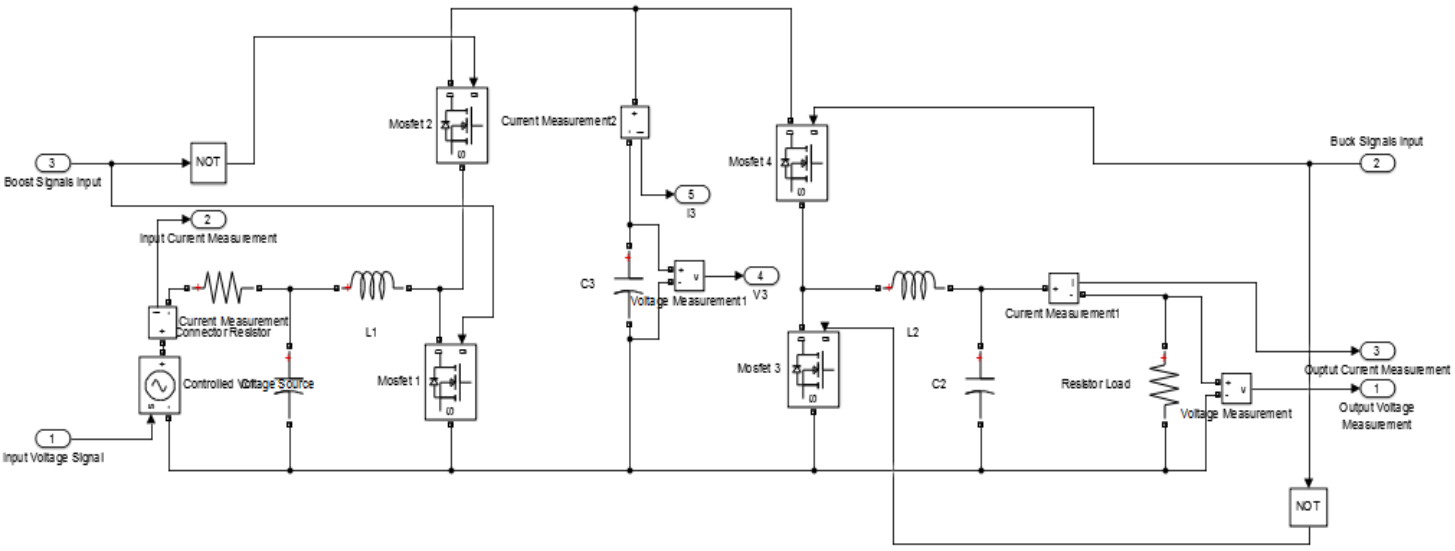
Το ρεύμα εισόδου εμφανίζει αρκετά έντονη κυμάτωση και υψηλές αιχμές (που διαρκούν 10 μsec) οι οποίες θα μπορούσαν να δημιουργηθούν από ηλεκτρικά τόξα. Αυτό οφείλεται στις απότομες αλλαγές της τάσης εισόδου, οι οποίες αναπαριστούν ακραίες συνθήκες λειτουργίας μιας διάταξης.

4.4 ΕΛΕΓΧΟΣ ΟΛΙΣΘΗΣΗΣ ΕΠΙ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΣ

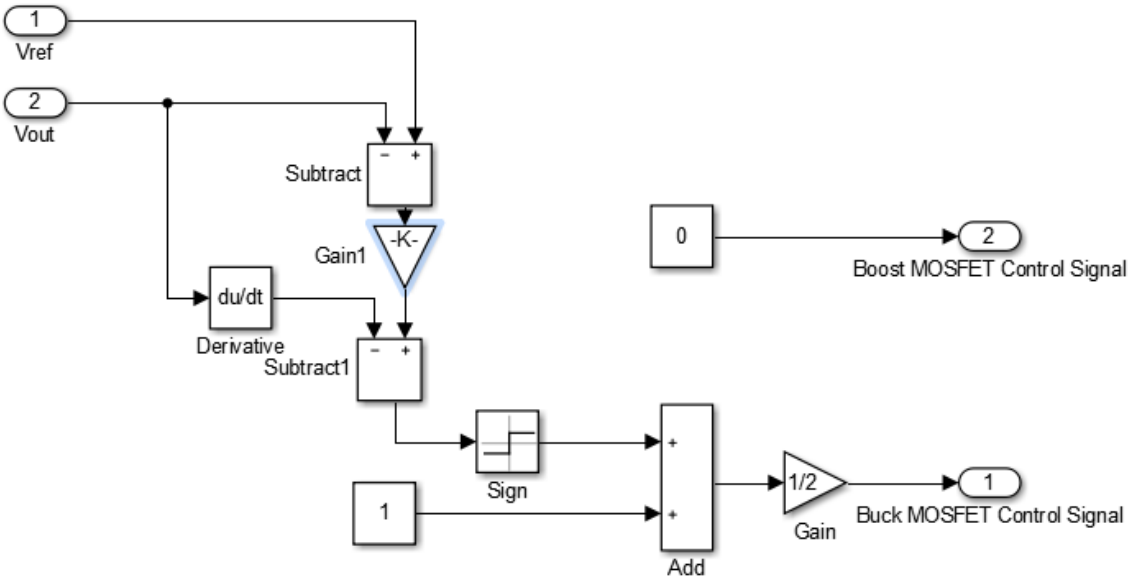
Το μοντέλο του ελεγχόμενου σε λειτουργία ολίσθησης μετατροπέα Split-Pi παρουσιάζεται στις εικόνες 4.13 και 4.14. Τα υποσυστήματα ελέγχου για λειτουργία υποβιβασμού παρουσιάζονται στις εικόνες 4.15 και 4.16. Να σημειωθεί το σύστημα συγκρίνοντας την επιθυμητή τάση εξόδου με την τάση εισόδου, μέσω δύο λογικά ελεγχόμενων διακοπτών, θέτει σε λειτουργία τον έλεγχο ανύψωσης (αν η τάση αναφοράς είναι μεγαλύτερη αυτής της εισόδου) ή τον έλεγχο υποβιβασμού.



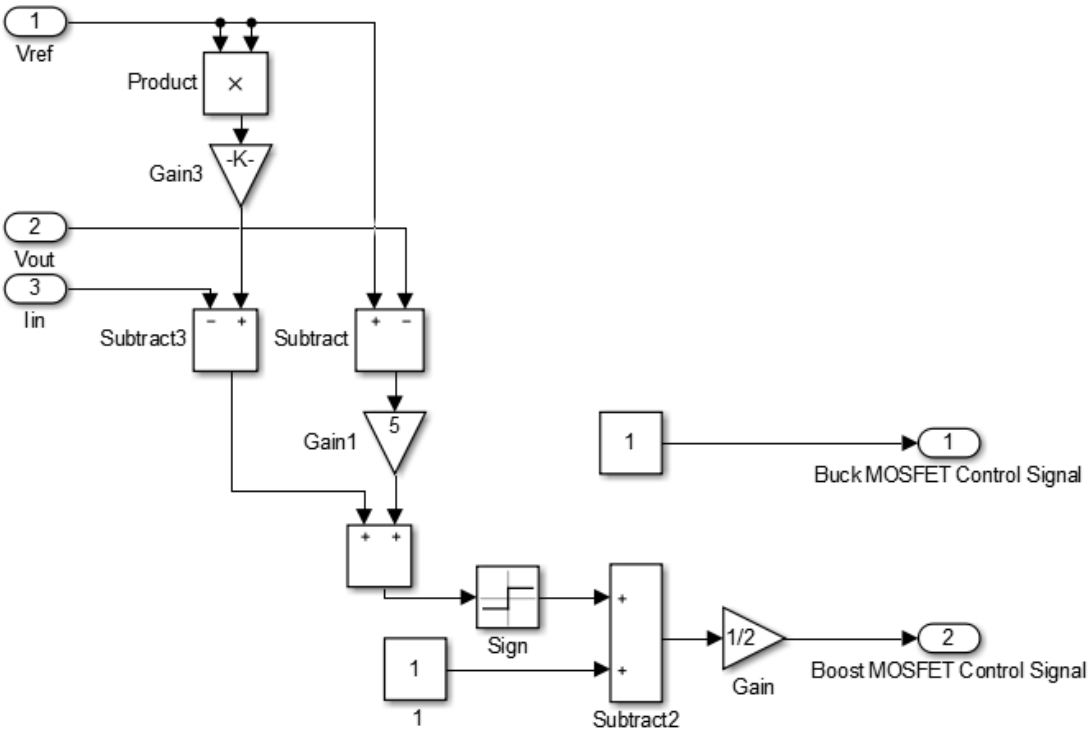
Εικόνα 4.13 Το συνολικό σύστημα του ελεγχόμενου μετατροπέα, με τα επιμέρους υποσυστήματα



Εικόνα 4.14 Το εσωτερικό του υποσυστήματος με όνομα «Split-Pi Converter» όπου μοντελοποιείται ο μετατροπέας



Εικόνα 4.15 Το εσωτερικό του υποσυστήματος με όνομα «Buck Sliding Mode Controller» όπου μοντελοποιείται το σύστημα ελέγχου ολίσθησης της λειτουργίας υποβιβασμού



Εικόνα 4.16 Το εσωτερικό του υποσυστήματος με όνομα «Boost Sliding Mode Controller» όπου μοντελοποιείται το σύστημα ελέγχου ολίσθησης της λειτουργίας ανύψωσης

Τα μεγέθη των στοιχείων του κυκλώματος είναι:

$$C_1 = C_2 = 10\ \mathrm{mF}$$

$$C_3 = 100\ \mu\mathrm{F}$$

$$L_1 = L_2 = 100\ \mu\mathrm{H}$$

Για τη λειτουργία υποβιβασμού επιλέχχθηκε K=1000 καθώς αυτό μας δίνει ικανοποιητικά αποτελέσματα. Επίσης ικανοποιείται ο περιορισμός:

$$K \geq \frac{1}{RC_2} \xRightarrow{R=10\ \Omega,\ \ C_2=10\ \mathrm{mF}}$$

$$K \geq 10$$

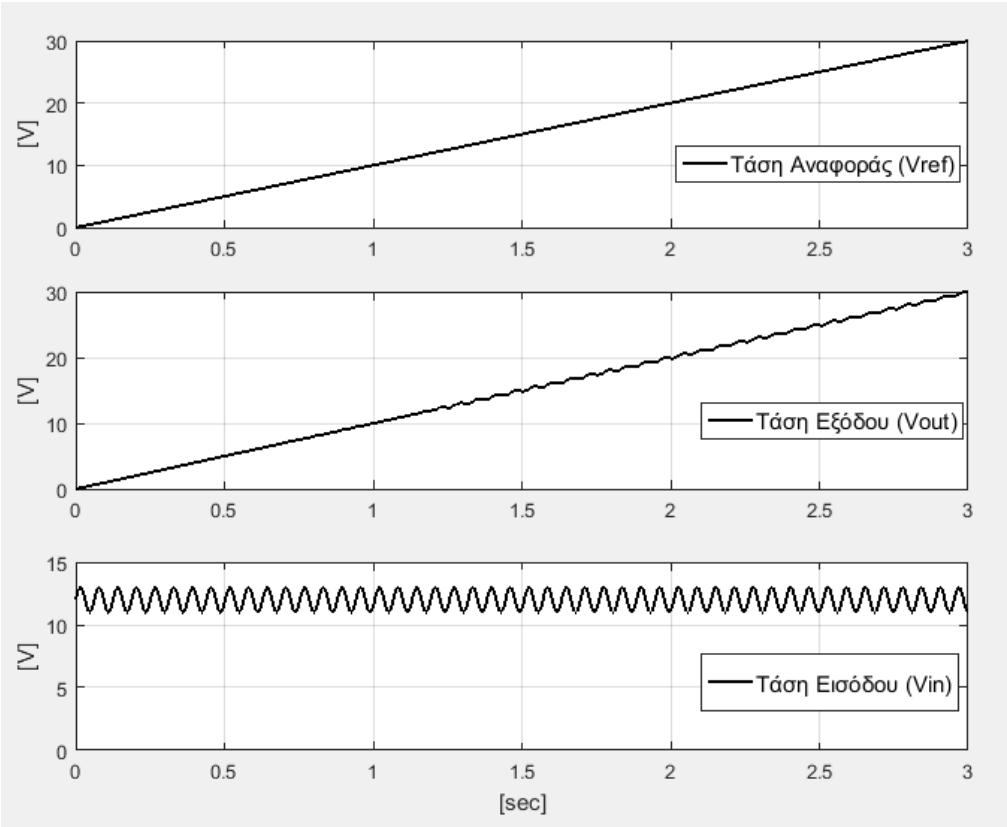
Για τη λειτουργία ανύψωσης επιλέχθηκε $K = 5$ για τους λόγους που αναφέρθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο.

Το μοντέλο αυτό σχεδιάστηκε ώστε με τη βοήθεια ενός συγκριτή που συγκρίνει την τάση εισόδου με την τάση αναφοράς, να επιλέγεται ο έλεγχος Boost (ανύψωσης) ή Buck (υποβιβασμού) ανάλογα με το αν είναι θετική ή αρνητική αντίστοιχα η διαφορά της παράστασης $V_{ref} - V_{in}$, δηλαδή:

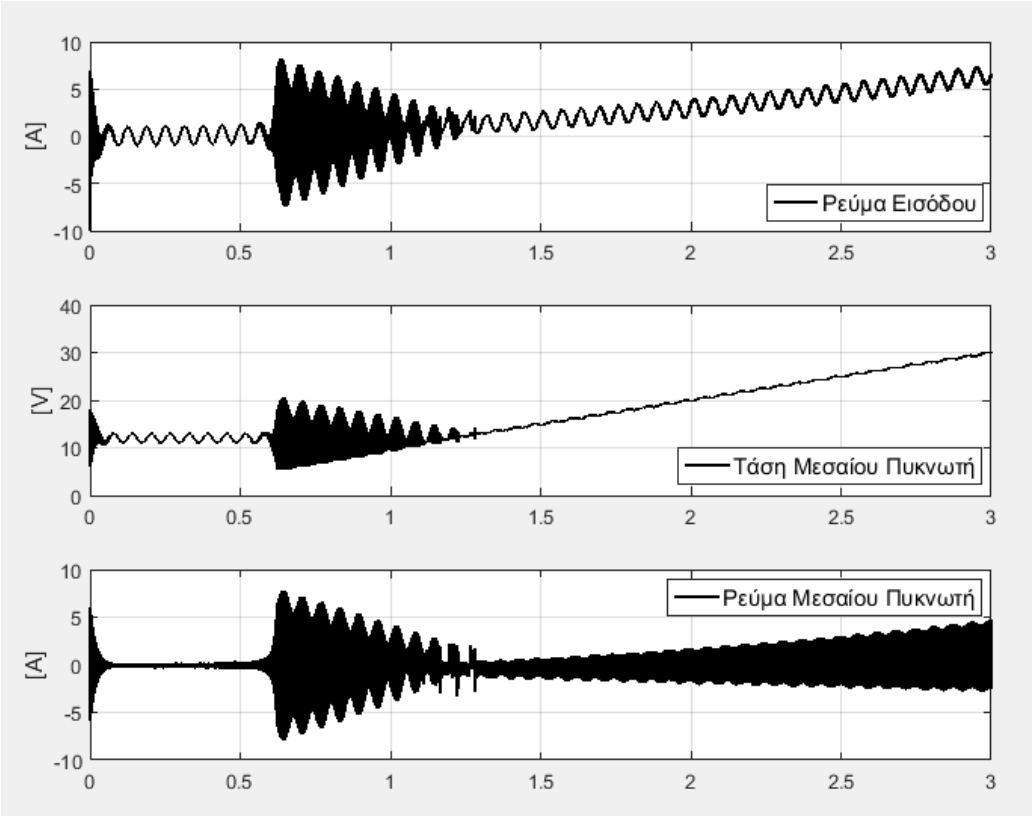
$$Αν\ V_{ref} - V_{in} > 0\ επιλέγεται\ ο\ έλεγχος\ Boost$$

$$Αν\ V_{ref} - V_{in} < 0\ επιλέγεται\ ο\ έλεγχος\ Buck$$

Η προσομοίωση που θα πραγματοποιήσουμε αναδεικνύει τις δυνατότητες του μετατροπέα για την προσαρμογή της τάσης εξόδου. Η επιθυμητή τάση αναφοράς είναι μια κυματομορφή ράμπας (ramp) η οποία θα εκκινεί από τα 0 V και θα καταλήγει γραμμικά στα 30 V σε χρόνο 3 sec (κλίση 10 V/sec). Η είσοδος είναι μια ιδανική πηγή τάσης 12 V και η έξοδος τροφοδοτεί μια ωμική αντίσταση των 12 Ω. Το ότι επιλέξαμε μια γραμμικά μεταβαλλόμενη τάση αναφοράς δε σημαίνει ότι ο έλεγχος δε δύναται να ακολουθήσει κάποια άλλη μη γραμμική μεταβολή. Γενικά ο έλεγχος ολίσθησης μπορεί να προσαρμόσει την τάση εξόδου του μετατροπέα σε οποιαδήποτε επιθυμητή τιμή με πολύ μικρό σφάλμα. Να σημειωθεί πως στην είσοδο τάσης προστέθηκε ένα ημιτονοειδές σήμα που παίζει το ρόλο της διαταραχής, με αρκετά μεγάλο πλάτος (1 V) και συχνότητα 100 rad/sec. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης παρουσιάζονται στις εικόνες 4.20 και 4.21.



Εικόνα 4.20 Η τάση αναφοράς, εξόδου και εισόδου του μετατροπέα με έλεγχο SMC



Εικόνα 4.21 Το ρεύμα εισόδου, η τάση και του ρεύμα του μεσαίου πυκνωτή

Παρά τη διαταραχή εισόδου παρατηρούμε πως η τάση εξόδου είναι σχεδόν ίδια με την τάση αναφοράς, με αμελητέες αποκλίσεις. Να σημειωθεί πως δεν υπάρχει κάποια καθυστέρηση στην τάση εξόδου σε σχέση με αυτή της αναφοράς (μηδενικό σφάλμα φάσης). Τα αποτελέσματα αυτά είναι ιδιαίτερα ικανοποιητικά και αποδεικνύουν ότι ο μελετούμενος έλεγχος αποτελεί ιδανική εφαρμογή για τον μετατροπέα μας.

Το ρεύμα εισόδου, όπως παρατηρούμε στην εικόνα 4.21 έχει μια ημιτονοειδή μορφή η οποία έχει διαφορά φάσης περίπου 180° από την τάση εισόδου και ίδιο πλάτος με αυτή, διότι η ισχύς εισόδου είναι σταθερή (κατά τη διάρκεια της περιόδου της ημιτονοειδούς διαταραχής) και ίση (ιδανικά) με την ισχύ εξόδου, η οποία είναι $\frac{\mathrm{V_{out}}^2}{R_{Load}}$. Το γεγονός ότι το ρεύμα εισόδου παρουσιάζει αντίθετη μεταβολή από την τάση εισόδου μας διαβεβαιώνει πως ο έλεγχος που χρησιμοποιούμε έχει τη δυνατότητα να παρέχει στην έξοδο σταθερή ισχύ (και αν έχουμε ωμική αντίσταση ως φορτίο σταθερή τάση).

Τέλος στις παραπάνω εικόνες φαίνεται πως η μετάβαση από τη λειτουργία υποβιβασμού στη λειτουργία ανύψωσης έγινε κοντά στα 12 V τάσης αναφοράς (για να είμαστε ακριβείς έγινε πάνω από μια φορά λόγω της διαταραχής στην τάση εισόδου), περίπου στα 1,2 sec. Αυτό είναι εμφανές κυρίως στις κυματομορφές της τάσης και ρεύματος του μεσαίου πυκνωτή, διότι στη λειτουργία υποβιβασμού ο μεσαίος πυκνωτής ακολουθεί την τάση εισόδου, ενώ στη λειτουργία ανύψωσης ακολουθά την τάση εξόδου.

Αυτό που πρέπει να αναφερθεί είναι πως ο SMC έλεγχος υπερέχει σαφώς του PI ελέγχου στην απόρριψη διαταραχών, αλλά και στο γεγονός πως δύναται να προσαρμόσει την τάση εξόδου σε ένα μεταβαλλόμενο (και έντονα μάλιστα) σήμα αναφοράς.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5ο

ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΑΜΦΙΔΡΟΜΗΣ ΡΟΗΣ ΙΣΧΥΟΣ ΚΑΙ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΣΤΗΝ ΑΥΤΟΚΙΝΗΣΗ

5.1 ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΑΜΦΙΔΡΟΜΗΣ ΡΟΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

Ως αμφίδρομη ροή ισχύος ορίζουμε την κατάσταση στην οποία το ρεύμα και η ισχύς που άγει ένας μετατροπέας μπορεί ανάλογα με τις εξωτερικές επιδράσεις του συνολικού κυκλώματος να κατευθυνθεί προς την ορθή ή την αντίθετη κατεύθυνση (Bi-Directionality).

Ενδεικτικά μερικές από τις εφαρμογές που απαιτούν αμφίδρομη ροή ισχύος είναι:

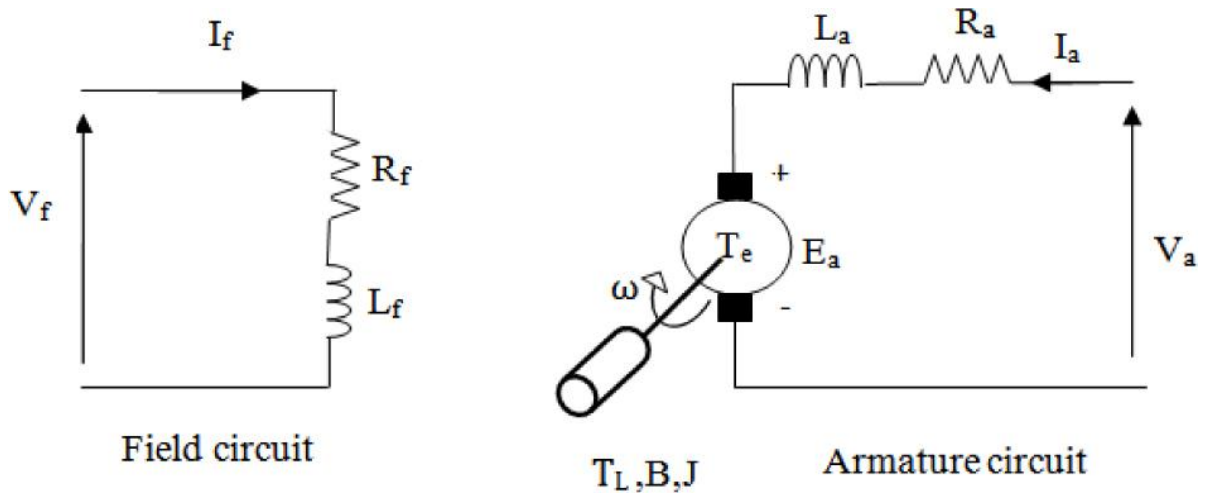
- Η ηλεκτροδότηση ενός ηλεκτρικού κινητήρα αυτοκινούμενου οχήματος μέσω μιας επαναφορτιζόμενης μπαταρίας, όπου μέρος της κινητικής ενέργειας του οχήματος δύναται να επανακτηθεί ως χημική ενέργεια στην μπαταρία (**αναγεννητική πέδηση).**
- Η **αποθήκευση περίσσειας ηλεκτρικής ενέργειας** του δικτύου σε επαναφορτιζόμενες μπαταρίες ή άλλες αποθηκευτικές διατάξεις (κυψέλες υδρογόνου), κατά τις ώρες που το συνολικό φορτίο του συστήματος ελαχιστοποιείται, ώστε να αποδοθεί η ενέργεια αυτή σε στιγμές που το φορτίο του συστήματος μεγιστοποιείται. Ο σκοπός αυτής της διαδικασίας είναι η εξομάλυνση της καμπύλης παραγόμενης ισχύος, ώστε να υπάρχει κατά το δυνατόν μικρότερη διακοπή και επανένταξη μονάδων παραγωγής.
- Τα **έξυπνα δίκτυα** (**Smart Grids**) στα οποία ο ιδιώτης εφοδιασμένος με διατάξεις παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας (π.χ. φωτοβολταϊκά πλαίσια ή μικρής ισχύος ανεμογεννήτριες) άλλοτε απορροφά ενέργεια από το δίκτυο όταν δεν επαρκεί η παραγωγή του για τις ανάγκες του, και άλλοτε προσφέρει ενέργεια στο δίκτυο όταν υπάρχει περίσσεια παραγόμενης ενέργειας.

5.2 ΑΝΑΓΕΝΝΗΤΙΚΗ ΠΕΔΗΣΗ DC ΚΙΝΗΤΗΡΑ

Οι DC μηχανές (μηχανές συνεχούς ρεύματος) αποτελούνται από δύο τυλίγματα (οπλισμού και διέγερσης), εκ των οποίων ένα είναι στο δρομέα και ένα στο στάτη, στα οποία ρέουν ρεύματα και επομένως παράγονται μαγνητικά πεδία. Τα πεδία των τυλιγμάτων αλληλεπιδρούν παράγοντας ροπή. Εάν η ροπή έχει τη φορά της κίνησης του δρομέα, έχουμε λειτουργία κινητήρα, ενώ εάν είναι αντίθετη στην κίνηση του δρομέα έχουμε λειτουργία γεννήτριας.

Το **τύλιγμα διέγερσης** μπορεί να συνδέεται σε σειρά (διέγερση σειράς), παράλληλα (παράλληλη διέγερση), και με τους δύο τρόπους (σύνθετη διέγερση) ή να μη συνδέεται ηλεκτρικά (ξένη διέγερση) με το τύλιγμα οπλισμού.

Για οικονομία χώρου, στο παρόν κεφάλαιο θα προσομοιωθεί η αναγεννητική πέδηση DC κινητήρα **ξένης διέγερσης**. Το ηλεκτρικό ισοδύναμο κύκλωμα μιας DC μηχανής με ξένη διέγερση παρουσιάζεται στην εικόνα 6.1.



Εικόνα 5.1 Το ηλεκτρικό ισοδύναμο κύκλωμα μιας μηχανής συνεχούς ξένης διέγερσης

Οι παράμετροι του ισοδυνάμου κυκλώματος είναι:

L_f η αυτεπαγωγή τυλίγματος διέγερσης (στον στάτη)

L_a η αυτεπαγωγή τυλίγματος οπλισμού (στο δρομέα)

R_f η ισοδύναμη αντίσταση του τυλίγματος διέγερσης

R_a η ισοδύναμη αντίσταση του τυλίγματος οπλισμού

I_f το ρεύμα διέγερσης (του κλάδου διέγερσης)

I_a το ρεύμα οπλισμού

E_a η ισοδύναμη αντιηλεκτρεγερτική δύναμη (θα εξηγηθεί παρακάτω)

Η ισοδύναμη αντιηλεκτρεγερτική δύναμη E_a εκφράζει την κατανάλωση ισχύος του κινητήρα ή την παραγωγή ισχύος της γεννήτριας (ανάλογα τη λειτουργία) και ισούται με:

$$E_a = k\varphi\omega \quad (5.1)$$

όπου

k είναι μια σταθερά

φ είναι η μαγνητική ροή που δημιουργεί το τύλιγμα διέγερσης

ω είναι οι στροφές της μηχανής

Αυτό που καθορίζει τη λειτουργία της μηχανής (λειτουργία κινητήρα ή λειτουργία γεννήτριας) είναι η φορά του ρεύματος οπλισμού I_a. Εάν το ρεύμα εισέρχεται στο κύκλωμα οπλισμού (όπως στην εικόνα 6.1), τότε ισχύς καταναλώνεται από το κύκλωμα (θετικό γινόμενο ρεύματος και τάσης ακροδεκτών) και επομένως έχουμε **λειτουργία κινητήρα**. Αντίθετα, όταν το ρεύμα εξέρχεται από το κύκλωμα οπλισμού, τότε έχουμε **λειτουργία γεννήτριας** (αρνητική ισχύς, άρα παραγόμενη). Το ρεύμα οπλισμού, από το ισοδύναμο κύκλωμα (αγνοώντας την αυτεπαγωγή αφού υποθέτουμε σχετικά αργές μεταβολές στο συνεχές ρεύμα), ισούται με:

$$I_a = \frac{V - E_a}{R_a} \quad (5.2)$$

και επομένως αν $V > E_a$ θα έχουμε λειτουργία κινητήρα και εάν $V < E_a$ θα έχουμε λειτουργία γεννήτριας.

Η ροπή που αναπτύσσει η μηχανή ισούται με

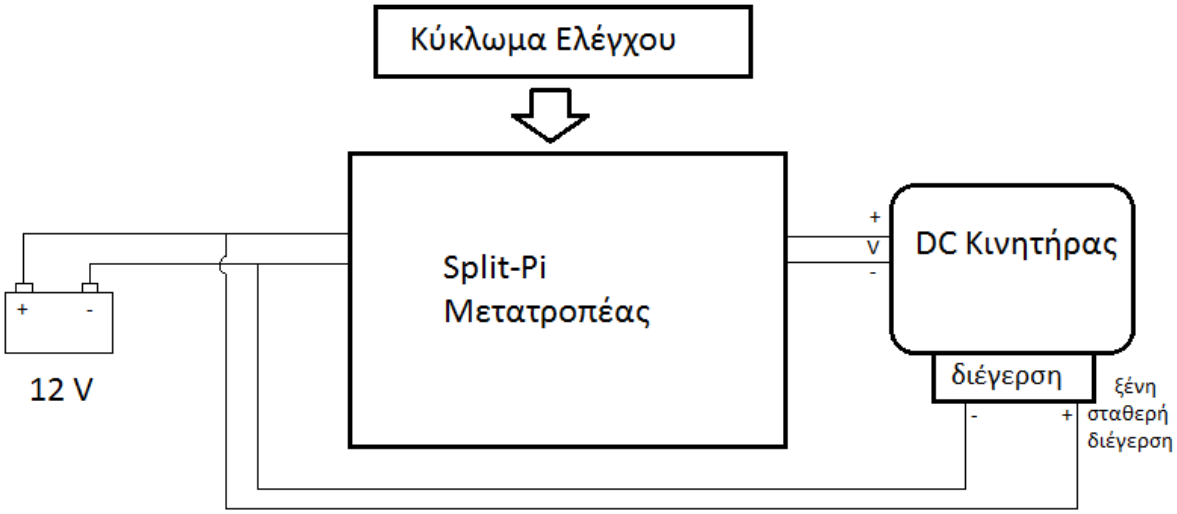
$$T = k_T I_a I_f \quad (5.3)$$

και όπως είπαμε αναπτύσσεται από την αλληλεπίδραση των μαγνητικών πεδίων του οπλισμού και της διέγερσης, οπότε είναι λογικό να εξαρτάται από τα ρεύματα του οπλισμού και της διέγερσης. Εδώ θα πρέπει να παρατηρήσουμε ότι όταν το ρεύμα I_a είναι θετικό, δηλαδή εισέρχεται στο κύκλωμα οπλισμού, η ροπή είναι θετική και η κίνηση του δρομέα επιταχύνεται. Όταν όμως το ρεύμα I_a είναι αρνητικό, δηλαδή εξέρχεται από το κύκλωμα, η ροπή είναι αρνητική και επομένως η κίνηση του δρομέα επιβραδύνεται. Την επιβαλλόμενη επιβράδυνση του κινητήρα την ονομάζουμε πέδηση, και όταν το ρεύμα εξέρχεται από το κύκλωμα του κινητήρα και γυρνάει πίσω στην πηγή τροφοδοσίας (επαναφορτιζόμενη μπαταρία), τότε αυτή τη λειτουργία την ονομάζουμε **αναγεννητική πέδηση** του κινητήρα, όπου για να είμαστε ακριβείς η μηχανή λειτουργεί ως γεννήτρια και όχι ως κινητήρας.

5.3 ΜΟΝΤΕΛΟ ΗΛΕΚΤΡΟΚΙΝΗΤΟΥ ΟΧΗΜΑΤΟΣ

Στη συνέχεια θα αναπτύξουμε ένα μοντέλο ηλεκτρικού οχήματος, το οποίο χρησιμοποιεί ηλεκτρικό κινητήρα DC, **με μόνο σκοπό να αναδείξουμε την δυνατότητα αμφίδρομης αγωγής ισχύος του Split-Pi μετατροπέα και όχι για να εμβαθύνουμε στον τομέα της ηλεκτροκίνησης**.

Έστω ότι έχουμε ένα ηλεκτρικό όχημα το οποίο χρησιμοποιεί έναν DC κινητήρα τροφοδοτούμενο από επαναφορτιζόμενη μπαταρία των 12 V. Το όχημα αυτό υποθέτουμε πως οδηγείται από έναν άνθρωπο και περιλαμβάνει δύο μόνο πεντάλ ελέγχου: ένα για το **γκάζι** και ένα για το **φρένο**. Το πεντάλ του φρένου λειτουργεί μηχανικά και χρησιμοποιείται όταν η αναγεννητική πέδηση του ηλεκτροκινητήρα δεν επαρκεί για να επιβραδύνει επαρκώς το όχημα. Το πεντάλ του γκαζιού αυτό που ελέγχει είναι η τάση ακροδεκτών του κινητήρα (έξοδος μετατροπέα Split-Pi). Ο έλεγχος που χρησιμοποιείται για τον έλεγχο της τάσης είναι ο έλεγχος ολίσθησης (SMC). Όταν το πεντάλ του γκαζιού είναι ελεύθερο, η τάση ακροδεκτών του κινητήρα θα είναι 0 V, ενώ ανάλογα το πόσο πατιέται από τον οδηγό, τόσο αυξάνει η τάση ακροδεκτών V_{out} . Για να είμαστε ακριβείς, αυτό που ελέγχει ο οδηγός μέσω του πεντάλ του γκαζιού είναι η τάση αναφοράς του μετατροπέα V_{ref} .



Εικόνα 5.2 Το βασικό μοντέλο του ελεγχόμενου ηλεκτροκινητήρα ξένης διέγερσης

Παρ' όλα αυτά το πεντάλ δε ρυθμίζει απευθείας τις στροφές του κινητήρα, αλλά τη ροπή, μέσω του ελέγχου του I_a το οποίο εξαρτάται από την τάση ακροδεκτών V_{out} (βλ. Σχέση (5.2)). Έτσι ο οδηγός μεταβάλλοντας τη ροπή του οχήματος μπορεί να το φέρει στις επιθυμητές στροφές.

Να σημειωθεί πως η τάση E_a εξαρτάται από τις στροφές του κινητήρα και από τη ροή του τυλίγματος διέγερσης. Από το μοντέλο του ηλεκτροκινητήρα της εικόνας 5.2, η διέγερση του κινητήρα τροφοδοτείται απευθείας από τη μπαταρία και επομένως η ροή διέγερσης είναι σταθερή. Άρα στο μοντέλο μας **η τάση E_a εξαρτάται απευθείας από τις στροφές**.

Ας εξετάσουμε λεπτομερέστερα τη λειτουργία του γκαζιού. Όταν θέλουμε να επιταχύνουμε το όχημα, ο οδηγός πατάει περισσότερο το γκάζι, έως ότου το όχημα αρχίζει και επιταχύνεται. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα η τάση ακροδεκτών V_{out} να αυξάνεται από τον οδηγό σε επίπεδα μεγαλύτερα της εσωτερικής τάσης του κινητήρα E_a. Έτσι λόγω της σχέσης (5.2), το ρεύμα ρέει προς τον κινητήρα και ο κινητήρας παράγει ροπή. Όταν όμως ο οδηγός αποφασίσει να μειώσει την ταχύτητα του οχήματος, τότε σηκώνει το πεντάλ του γκαζιού, οπότε η τάση ακροδεκτών V_{out} πέφτει σε επίπεδα μικρότερα της εσωτερικής τάσης E_a. Έτσι το ρεύμα εξέρχεται από τον κινητήρα και μέσω του Split-Pi εισέρχεται στην μπαταρία. Η εξερχόμενη ηλεκτρική ισχύς του κινητήρα προέρχεται από την κινητική του ενέργεια, οπότε η τελευταία μειώνεται, έως ότου ο κινητήρας σταθεροποιήσει τις στροφές του (αυτό θα γίνει όταν η παραγόμενη ροπή από τον κινητήρα γίνει ακριβώς ίση με την αντιρροπή του φορτίου του). Με αυτό τον τρόπο το όχημα **μπορεί να οδηγηθεί και με ένα πεντάλ μονάχα**. Το πεντάλ του φρένου παίζει επικουρικό ρόλο, μονάχα για έκτακτες καταστάσεις.

5.4 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΑΜΦΙΔΡΟΜΗΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ ΣΕ ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΟΔΗΓΗΣΗΣ DC ΚΙΝΗΤΗΡΑ

Για να οδηγήσουμε έναν κινητήρα με τον Split-Pi μετατροπέα με έλεγχο ολίσθησης, πρέπει να γίνουν κάποιες τροποποιήσεις στο μοντέλο που αναπτύχθηκε στο 4.4 υποκεφάλαιο, στο οποίο ο μετατροπέας τροφοδοτούσε απλώς μια ωμική αντίσταση. Συγκεκριμένα, η αλλαγή πρέπει να γίνει στη μεταβλητή ολίσθησης της λειτουργίας ανύψωσης (βλ. Υποκεφάλαιο 3.4.2), όπου στην αναφορά του ρεύματος εισόδου $I_{in,ref}$, χρησιμοποιείται η επιθυμητή καταναλισκόμενη ισχύς του φορτίου $P_{out,ref}$. Προφανώς όταν το φορτίο μας είναι μια ωμική αντίσταση, η επιθυμητή καταναλισκόμενη ισχύς του εξαρτάται μονάχα από την επιθυμητή τάση εξόδου/αναφοράς του μετατροπέα ($P_{out,ref} = \frac{V_{ref}{}^2}{R}$), οπότε ο έλεγχος της τελευταίας (της V_{ref}) γίνεται αρκετά εύκολος. Όταν όμως το φορτίο μας είναι ένας ηλεκτρικός κινητήρας, η επιθυμητή καταναλισκόμενη ισχύς με όλη της τη μαθηματική ακρίβεια είναι αρκετά δύσκολο να προσδιοριστεί επακριβώς. Επίσης, η ακρίβεια δεν μας ενδιαφέρει τόσο, εφόσον το όχημα οδηγείται από έναν άνθρωπο, ο οποίος μπορεί να εκκαθαρίζει το σφάλμα μόνιμης κατάστασης πατώντας απλούστατα λίγο περισσότερο (η λιγότερο) το γκάζι.

Για τους παραπάνω λόγους, η επιθυμητή καταναλισκόμενη ισχύς χρησιμοποιεί στην έκφρασή της **την ανάδραση του ρεύματος εξόδου** του μετατροπέα $I_{out,\mu\varepsilon\tau\alpha\tau\rho o\pi\acute{\varepsilon}\alpha} = I_{a,o\pi\lambda\iota\sigma\mu o\acute{\upsilon}}$. Έτσι η επιθυμητή καταναλισκόμενη ισχύς είναι:

$$P_{out,ref} = V_{ref} \cdot I_{out} \quad (5.4)$$

και το ρεύμα εισόδου αναφοράς γίνεται:

$$I_{in,ref} = \frac{V_{ref} \cdot I_{out}}{V_{in}} \quad (5.5)$$

Με αυτή την τροποποίηση στο επιθυμητό ρεύμα εισόδου του μετατροπέα επιτυγχάνουμε και τον έλεγχο της κρίσιμης κατάστασης, στην οποία το ρεύμα εξόδου αντιστρέφεται και εμείς θέλουμε να φορτίσει τη μπαταρία μας, δηλαδή κατά την αναγεννητική πέδηση. Όταν το ρεύμα εξόδου αντιστρέφεται, τότε γίνεται αρνητικό και επομένως λόγω της (5.5) το επιθυμητό ρεύμα εισόδου γίνεται επίσης αρνητικό, με τιμή που ικανοποιεί το ισοζύγιο ισχύος εισόδου-εξόδου. Ουσιαστικά με αυτή την έκφραση του ρεύματος εισόδου αναφοράς, **το ρεύμα εισόδου ακολουθεί το ρεύμα εξόδου.**

Η ανωτέρω τροποποίηση όμως, μας επιβάλλει να χρησιμοποιηθεί οπωσδήποτε το **σφάλμα τάσης** στη μεταβλητή ολίσθησης αφού μονάχα το ρεύμα εισόδου, **λόγω του ότι αυτό δεν ορίζεται αμιγώς από την επιθυμητή τάση αναφοράς**, δε δύναται να διαμορφώσει την τάση εξόδου στην επιθυμητή τιμή. Συγκεκριμένα πρέπει να χρησιμοποιηθεί η μεταβλητή ολίσθησης (3.24):

$$s = K(V_{ref} - V_{out}) + i_{in,ref} - i_{in}$$

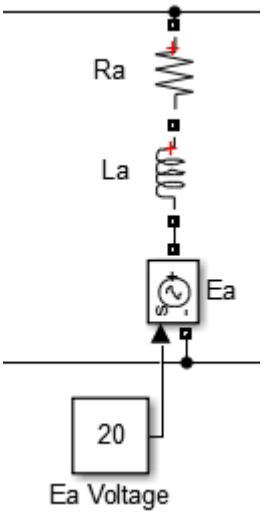
ενώ το σφάλμα του ρεύματος εισόδου ($s = i_{in,ref} - i_{in}$)από μόνο του δεν μπορεί να αποτελέσει μεταβλητή ολίσθησης.

Να σημειωθεί πως καθ' ότι ο έλεγχος υποβιβασμού με τη μεταβλητή ολίσθησης της σχέσης (3.1)

$$s(t) = K(V_{ref} - V_{out}) - \frac{dV_{out}}{dt}$$

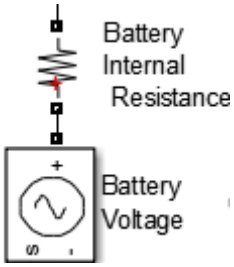
χρησιμοποιεί μονάχα την τάση εξόδου και την τάση αναφοράς στην έκφρασή του, δε μας δημιουργεί κάποιο πρόβλημα στην αμφίδρομη αγωγή του ρεύματος, αφού η ρύθμιση της V_{out} δεν καθορίζει την τιμή ούτε τη φορά του ρεύματος εξόδου (και εισόδου). Άρα δεν γίνεται κάποια αλλαγή στον έλεγχο υποβιβασμού για την οδήγηση του κινητήρα.

Για τις προσομοιώσεις, καθότι θα ήταν αρκετά πολύπλοκο να μοντελοποιήσουμε ολόκληρο τον κινητήρα και καθώς επίσης η ακριβής μοντελοποιήση του κινητήρα δεν αποτελεί στόχο μελέτης στην παρούσα εργασία, τον μοντελοποιούμε σε μια τυχαία φάση της λειτουργίας του, κατά την οποία οι στροφές του είναι τέτοιες που δημιουργούν μια αντιηλεκτρεγερτική τάση $E_a = 20$ V. Στόχος μας είναι να αναδείξουμε τη δυνατότητα αμφίδρομης αγωγής του μετατροπέα Split-Pi και την ευρωστία του ελέγχου ολίσθησης. Επομένως το φορτίο του μετατροπέα παρουσιάζεται στην εικόνα 5.3 και μοντελοποιεί τον κινητήρα σε μια συγκεκριμένη κατάσταση στην οποία το φορτίο είναι σταθερό και παράγει σταθερή τάση E_a.



Εικόνα 5.3 Το ισοδύναμο κύκλωμα του κινητήρα (του οπλισμού του κινητήρα) που χρησιμοποιήθηκε στις προσομοιώσεις και αναπαριστά μια τυχαία κατάσταση στην οποία οι στροφές είναι σταθερές και δημιουργούν αντιηλεκτρεγερτική δύναμη 20 V

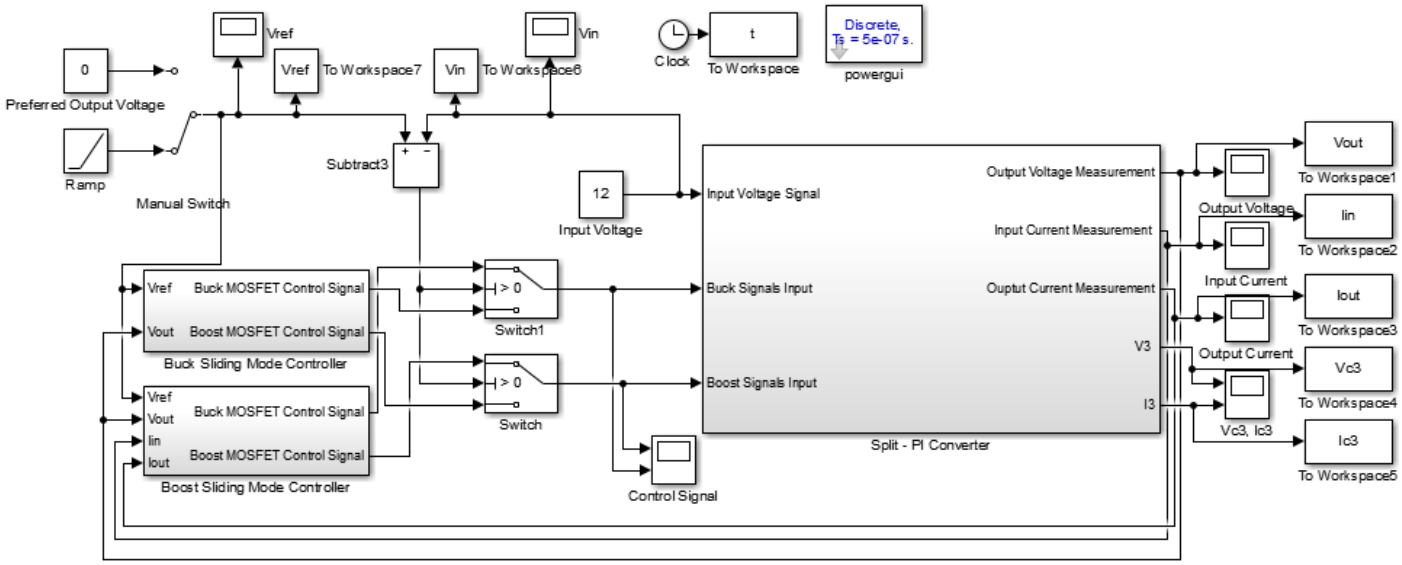
Η επαναφορτιζόμενη μπαταρία μοντελοποιήθηκε από μια ιδανική πηγή τάσης των 12 V σε σειρά με αντίσταση που αποτελεί την ισοδύναμη εσωτερική αντίσταση της μπαταρίας και έχει τιμή 1 mΩ και παρουσιάζεται στην εικόνα 5.4.



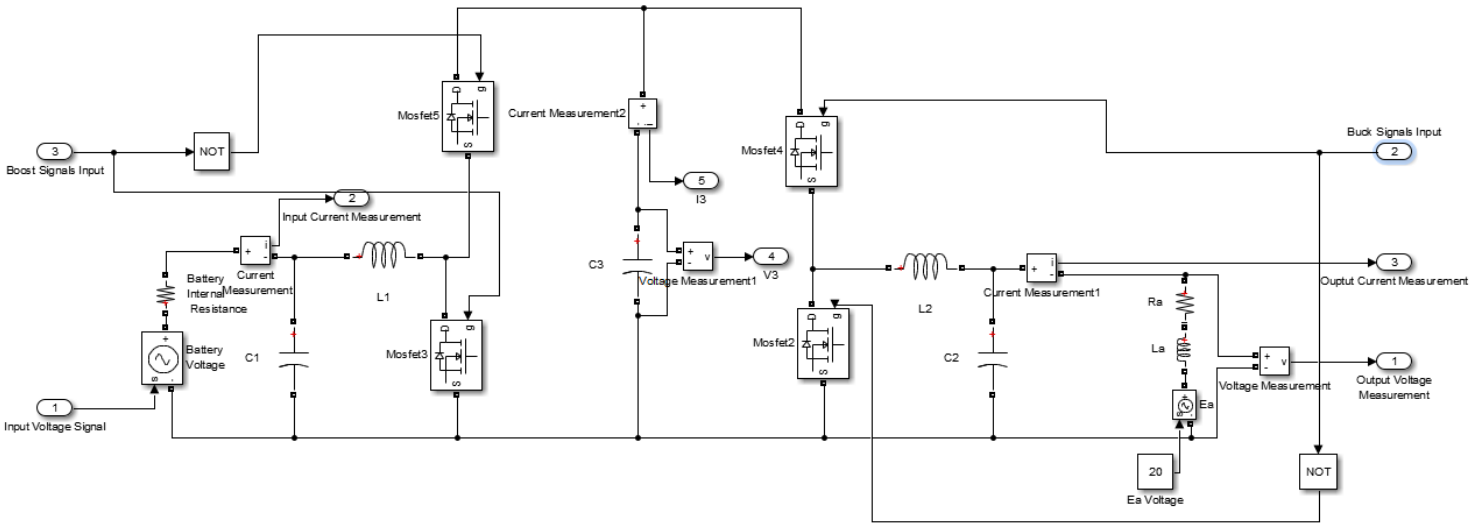
Εικόνα 5.4 Η μοντελοποίηση της επαναφορτιζόμενης μπαταρίας

Τέλος οι πυκνωτές εισόδου C_1 και εξόδου C_2 του Split-Pi μετατροπέα, στο παρόν μοντέλο έχουν τιμή χωρητικότητας 0,1 F, δέκα φορές μεγαλύτερη από αυτή του μοντέλου του 4ου κεφαλαίου. Αυτό ήταν αναγκαίο ώστε να εξομαλυνθεί ακόμα περισσότερο το ρεύμα εισόδου, αφού η επαναφορτιζόμενη μπαταρία δε μπορεί να χειριστεί ταχείες μεταβολές του ρεύματος. Επίσης καθότι η τάση και το ρεύμα εξόσου χρησιμοποιούνται σαν ανάδραση, είναι θεμιτό να είναι εξομαλυμένα.

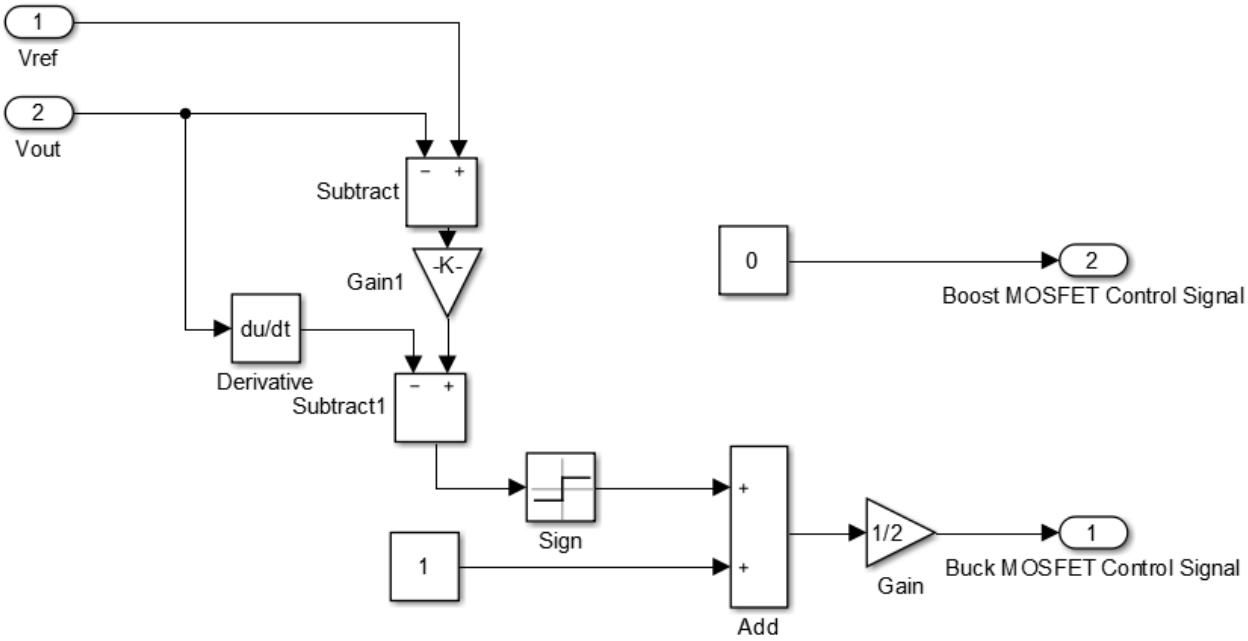
Το συνολικό μοντέλο που σχεδιάσαμε παρουσιάζεται στις εικόνες 5.5, 5.6, 5.7 και 5.8.



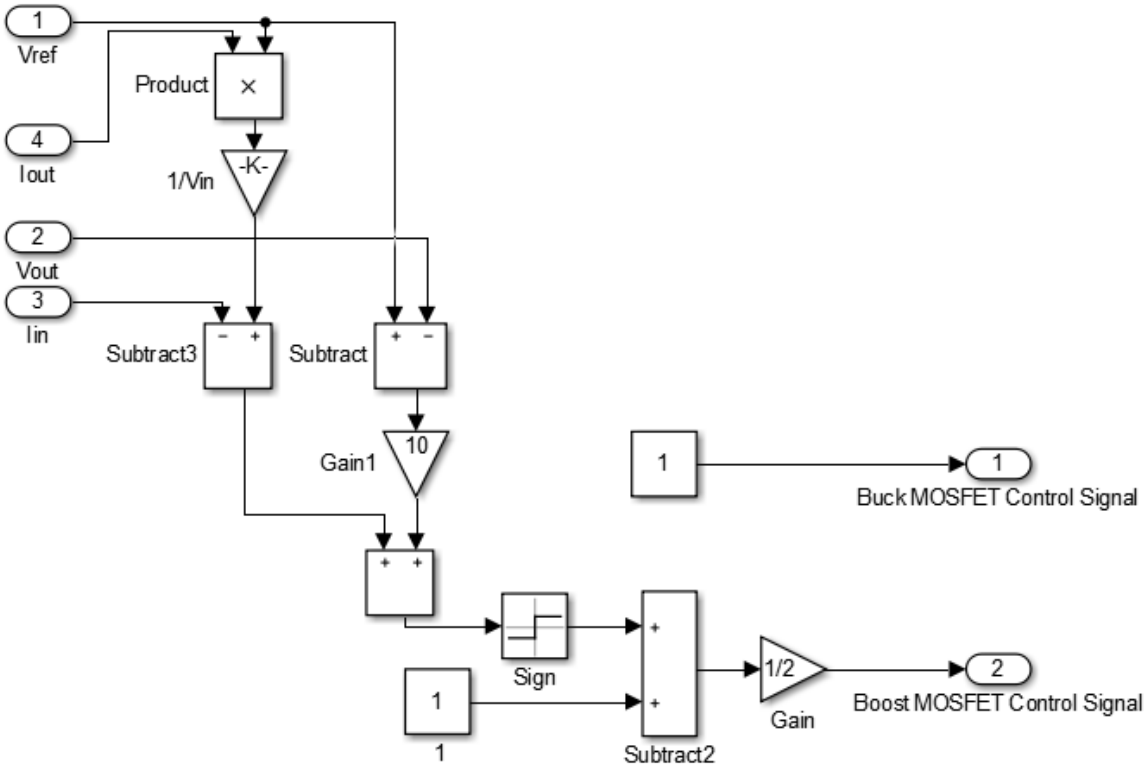
Εικόνα 5.5 Το συνολικό μοντέλο της προσομοίωσης αμφίδρομης αγωγής



Εικόνα 5.6 Το εσωτερικό του «plit-Pi Converter» υποσυστήματος

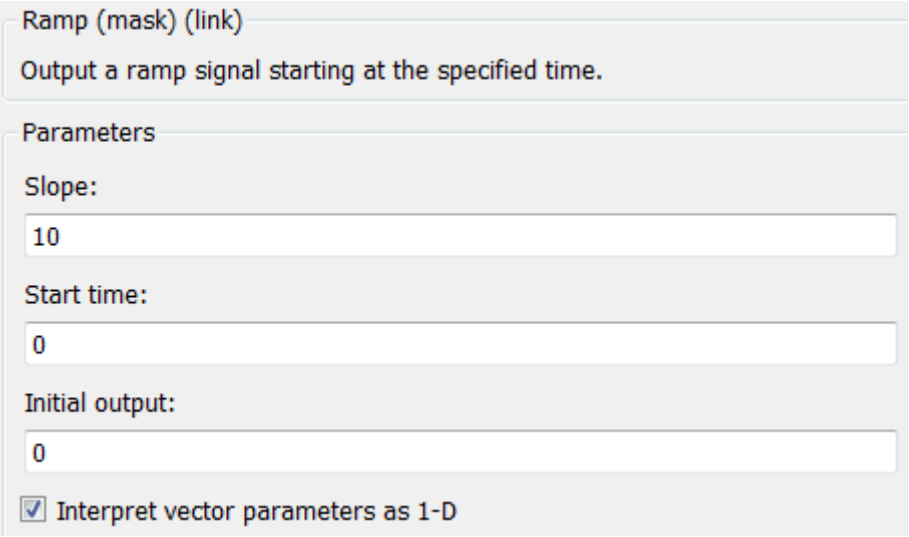


Εικόνα 5.7 Το εσωτερικό του «Buck Sliding Mode Controller» υποσυστήματος, ίδιο με αυτό της εικόνας 5.15



Εικόνα 5.8 Το εσωτερικό του «Boost Sliding Mode Controller» υποσυστήματος με $K = 10$

Η προσομοίωση που θα πραγματοποιήσουμε αφορά τη γραμμική οδήγηση του κινητήρα από τα 0 V στα 30 V σε χρόνο 3 sec. Όπως αναφέραμε προηγουμένως η οδήγηση γίνεται μεταβάλλοντας την τάση αναφοράς / επιθυμητή τάση εξόδου. Άρα η τάση αναφοράς έλέγχεται από το block «Ramp» του Simulink με παραμέτρους που φαίνονται στην εικόνα 5.9.

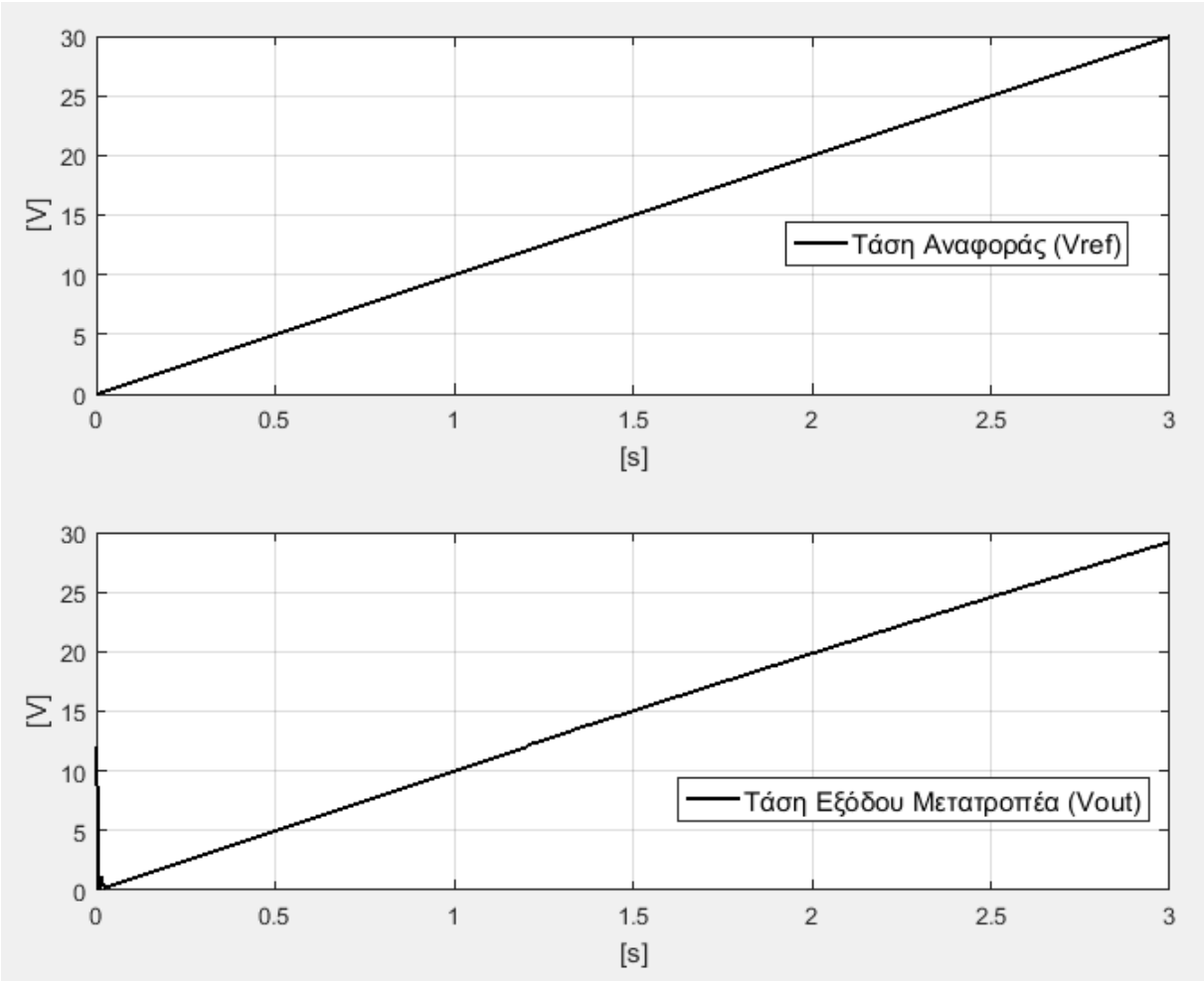


Εικόνα 5.9 Οι παράμετροι του σήματος της τάσης αναφοράς

Εφόσον η εσωτερική αντιηλεκτρική δύναμη είναι σταθερά στα 20 V, συμπεραίνουμε πως από τα 0 έως τα 12 V τάσης αναφοράς του μετατροπέα θα έχουμε λειτουργία υποβιβασμού ανάστροφης ροής ρεύματος, από τα 12 V έως τα 20 V τάσης εξόδου θα έχουμε λειτουργία ανύψωσης ανάστροφης ροής ρεύματος και από τα 20 V έως τα 30 V τάσης εξόδου θα έχουμε λειτουργία ανύψωσης με κανονική ροή ρεύματος (δηλαδή με ροή ρεύματος που παράγει ροπή στον κινητήρα ίδιας φοράς με αυτή της κίνησης). Άρα:

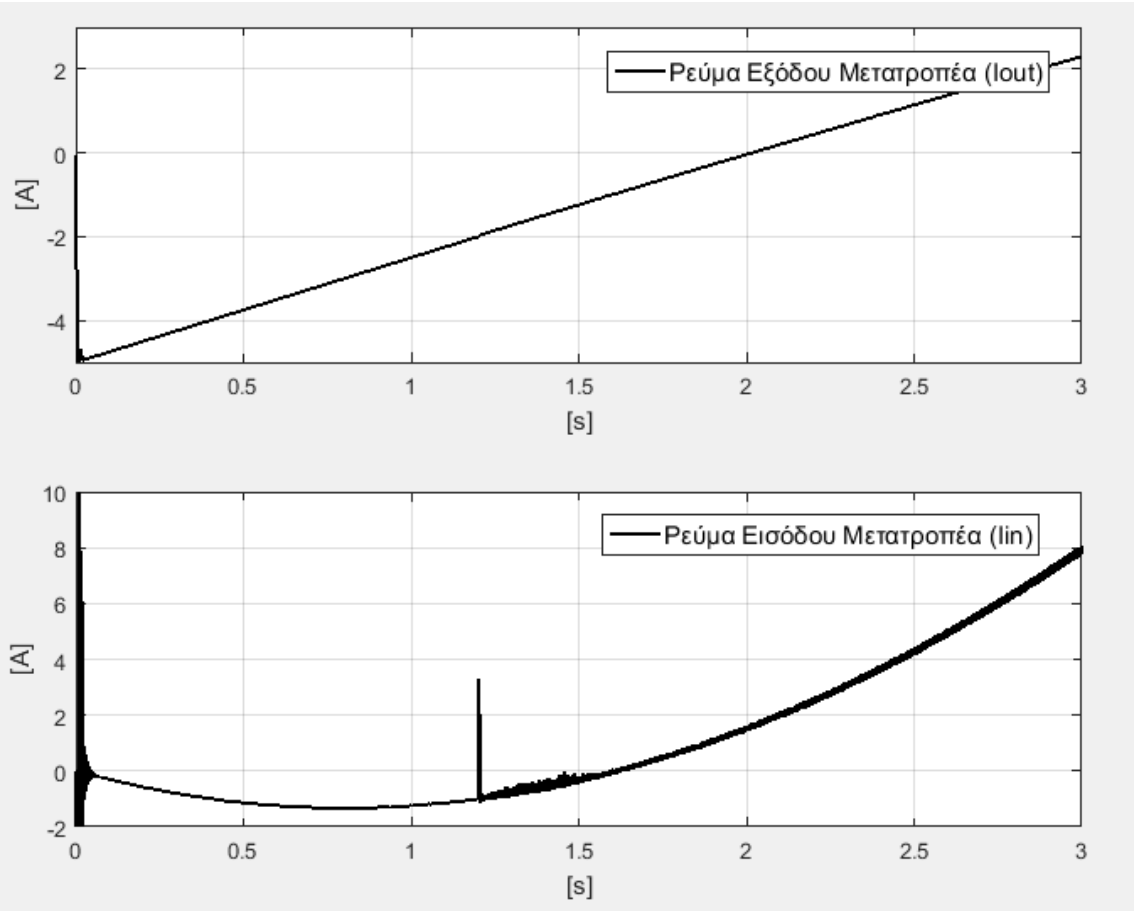
$$V_{ref} = \begin{cases} [0\,,12\ V] \text{ λειτουργία υποβιβασμού ανάστροφης ροής ρεύματος} \\ [12\ V\,,20\ V] \text{ λειτουργία ανύψωσης ανάστροφης ροής ρεύματος} \\ [20\ V\,,30\ V] \text{ λειτουργία ανύψωσης με κανονική ροή ρεύματος} \end{cases}$$

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης παρουσιάζονται στις παρακάτω εικόνες.



Εικόνα 5.10 Η τάση αναφοράς και τάση εξόδου του μετατροπέα

Όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε στην εικόνα 5.10, η τάση εξόδου του μετατροπέα ακολουθεί με μεγάλη ακρίβεια την τάση αναφοράς, γεγονός που αναδεικνύει την αποτελεσματικότητα του ελέγχου ολίσθησης για τον Split-Pi μετατροπέα.



Εικόνα 5.11 Το ρεύμα εξόδου και εισόδου του Split-Pi μετατροπέα

Στην εικόνα 5.11 παρουσιάζεται το ρεύμα εισόδου και εξόδου του μετατροπέα. Το ρεύμα εξόδου υπαγορεύεται από την τάση εξόδου και την αντιηλεκτρεγερτική δύναμη του κινητήρα και είναι αρκετά ομαλό, όπως και η τάση. Από το ρεύμα εξόδου μπορούμε να δούμε ότι από 0 έως 2 sec (όταν η τάση αναφοράς γίνεται 20 V, όσο και η αντιηλεκτρεγερτική του κινητήρα), το ρεύμα είναι αρνητικό και ο κινητήρας τείνει να φρενάρει καθώς επιστρέφει ισχύ στην μπαταρία. Άρα στο χρονικό αυτό διάστημα προσομοιώνεται η αναγεννητική πέδηση. Από 2 έως και 3 sec το ρεύμα εξόδου είναι θετικό και ο κινητήρας τείνει να παράγει ροπή.

Το ρεύμα εισόδου μπορούμε να παρατηρήσουμε πως πράγματι **λαμβάνει αρνητικές τιμές**. Καθότι το ρεύμα εισόδου αρχικά για μερικά msec φορτίζει τον πυκνωτή εισόδου του μετατροπέα C_1 (χωρητικότητας 0,1 F), εξ ου και τα έντονα μεταβατικά στην αρχή της κυματομορφής. Παρ' ότι θα περιμέναμε αρχική τιμή του ρεύματος μια τιμή σίγουρα μικρότερη του μηδενός (όπως και το ρεύμα εξόδου), βλέπουμε ότι το ρεύμα εισόδου στην αρχή ξεκινά από το μηδέν και έπειτα μειώνεται. Αυτό το φαινόμενο συμβαίνει λόγω της μεγάλης χωρητικότητας εισόδου.

Επίσης από την κυματομορφή του ρεύματος εισόδου μπορούμε να παρατηρήσουμε τη μετάβαση από τη λειτουργία υποβιβασμού στη λειτουργία ανύψωσης (στα 1,25 sec περίπου). Απ' ότι παρατηρούμε η λειτουργία υποβιβασμού έχει αρκετά πιο ομαλό ρεύμα εισόδου, κατάλληλο για φόρτιση της μπαταρίας, σε σχέση με τη λειτουργία ανύψωσης στην οποία το ρεύμα χαρακτηρίζεται από έντονη κυμάτωση. Επομένως είναι θεμιτό να λειτουργούμε τη διάταξη σε λειτουργία υποβιβασμού καθώς παρουσιάζει καλύτερη συμμπεριφορά.

Τέλος θα πρέπει να παρατηρήσουμε πως παρότι το ρεύμα εξόδου από αρνητικό, μηδενίζεται και γίνεται θετικό στα 2 sec, όταν η τάση εξόδου του μετατροπέα γίνεται ίση με την αντιηλεκτρεγερτική τάση του κινητήρα, το ρεύμα εισόδου μηδενίζεται και γίνεται θετικό λίγο πιο πριν. Αυτό οφείλεται κατά κύριο λόγο στη γρήγορη μεταβολή του σήματος αναφοράς (10 V / sec). Σε πιο αργές μεταβολές το ρεύμα εισόδου ακολουθεί τη συμπεριφορά του ρεύματος εξόδου.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6ο

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΠΑΡΑΤΗΡΗΣΕΙΣ

Ο Split-Pi μετατροπέας μας επιτρέπει την αμφίδρομη αγωγή του ρεύματος (και άρα της ισχύος αφού πρόκειται για ένα DC μετατροπέα) με σχετικά απλό τρόπο εκμεταλλευόμενος την ιδιότητα των MOSFET να άγουν αμφίδρομα και τη συμμετρική κατασκευή του η οποία επιτρέπει τη διατήρηση της τάσης ακροδεκτών ανεξαρτήτως της φοράς του ρεύματος αγωγής. Έχει μεγάλη χρησιμότητα σε εφαρμογές που απαιτούν αμφίδρομη ροή ισχύος.

Ο έλεγχος ολίσθησης (Sliding Mode Control) αποτελεί τον ιδανικό τρόπο ελέγχου των διακοπτικών DC μετατροπέων, όπως ο Split-Pi μετατροπέας, λόγω της ικανότητας απόρριψης τυχόντων εξωτερικών διαταραχών, καθώς και λόγω του αμελητέου σφάλματος μόνιμης κατάστασης ακόμα και σε καταστάσεις που απαιτούν γρήγορες μεταβολές της τάσης αναφοράς. Οι δυνατότητες του ελέγχου αυτού τον καθιστούν πρώτη επιλογή σε εφαρμογές μη γραμμικών συστημάτων και ακόμα περισσότερο σε συστήματα μεταβλητής δομής (VSS Systems) όπως είναι οι διακοπτικοί μετατροπείς DC-DC. Παρ' ότι ο έλεγχος είναι αρκετά εύρωστος, λόγω της περιορισμένης συχνότητας ανοιγοκλεισίματος των διακοπτών καθώς και λόγω των καθυστερήσεων θα παρατηρείται κάποιος θόρυβος στα σήματα εξόδου, φαινόμενο γνωστό ως «chattering» (δε μελετήθηκε στην παρούσα εργασία, οι προσομοιώσεις έγιναν με δυνατότητα υποθετικά άπειρης διακοπτικής συχνότητας).

Να σημειωθεί πως ο έλεγχος ολίσθησης επί επιφάνειας παρουσιάζει πολύ μεγαλύτερη αποτελεσματικότητα όσον αφορά την απόρριψη διαταραχών σε σχέση με τον PI έλεγχο και επίσης παρέχει τη δυνατότητα προσαρμογής της τάσης εξόδου σε μεταβαλλόμενα σήματα αναφοράς, κάτι το οποίο δεν μπορεί να κάνει ο PI έλεγχος.

ΠΡΟΕΚΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΕΠΕΚΤΑΣΗ ΜΕΛΕΤΗΣ

Αρχικά, λόγω του ότι οι επαναφορτιζόμενες μπαταρίες φορτίζουν με σχετικά χαμηλό ρεύμα, σε πραγματικές εφαρμογές αναγεννητικής πέδησης θα πρέπει να βρεθεί ένας τρόπος περιορισμού και σταθεροποίησης του ρεύματος φόρτισης της μπαταρίας.

Επίσης, είναι θεμιτό ο μετατροπέας να μη χρειάζεται να εναλάσσει λειτουργίες (ανύψωσης-υποβιβασμού) λόγω της πολυπλοκότητας που εισάγεις το σύστημα ελέγχου, αλλά να βρίσκεται μόνιμα σε μια λειτουργία. Η λειτουργία αυτή είναι η μικτή. Κάποιος θα μπορούσε με βάση τη μελέτη [28] να αναπτύξει μια μέθοδο ελέγχου ολίσθησης για τη μικτή λειτουργία.

Τέλος, θα μπορούσε ο μετατροπέας, ο έλεγχος και η εφαρμογή αναγεννητικής πέδησης να εφαρμοστούν στην πράξη, σε μια πραγματική πειραματική διάταξη, για περεταίρω προσδιορισμό των δυνατοτήτων και αδυναμιών του εν λόγω μετατροπέα και ελέγχου. Βέβαια για το σκοπό αυτό είναι απαραίτητο να μελετηθεί το φαινόμενο «τρεμουλιάσματος» (chattering) και να βρεθεί ένας τρόπος περιορισμού της αυξημένης διακοπτικής συχνότητας κατά τη λειτουργία ολίσθησης. Έχουν γίνει μελέτες πάνω στο θέμα και συστήνεται η εισαγωγή ενός βρόχου υστέρησης στη διαδικασία ανοιγοκλεισίματος των διακοπτών.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

[1] H. Von Bertele, «*The Continental Development of Single-Anode Mercury-Arc-Rectifier Valves of High Power*», Proceedings of the IEEE-Part II: Power Engineering, Volume 97, Issue 59, October 1950

[2] R. K. Rajput, «*Electrical Machines»*, LAXMI Publications (P) LTD, New Delhi, 4th Edition 2006

[3] Williams, Richard K.; Darwish, Mohamed N.; Blanchard, Richard A.; Siemieniec, Ralf; Rutter, Phil; Kawaguchi, Yusuke, «*The Trench Power MOSFET: Part I-History, Technology, and Prospects*», IEEE Transactions on Electron Devices, 23 Febtuary 2017

[4] Blicher A., «*Gate turn-off thyristor (GTO)»,* Thyristor Physics. Applied Physics and Engineering (An International Series), vol 12. Springer, New York 1976

[5] E. Duane Wolley, «*Gate turn-off in pnpn devices*», *IEEE Trans. Electron Devices, 13*: 590–597, 1966

[6] Baliga, B. Jayant, «*The IGBT Device: Physics, Design and Applications of the Insulated Gate Bipolar Transistor»,* William Andrew, pp. xxviii, 5–12, ISBN 9781455731534, 2012

[7] V.A.K. Temple, «MOS-Controlled Thyristors», IEEE Electron Devices Meeting, Abstract 10.7, pp.282-285, 1984

[8] Στέφανος Μανιάς, «*Ηλεκτρονικά Ισχύος*», Εκδόσεις Συμεών, Αθήνα 2014

[9] «Inductor Calculation for Buck Converter IC», Rohm Semiconductors, Switching Regulator IC Series, Application Note, No. 12027ECY01, Διαθέσιμο στο: https://d1d2qsbl8m0m72.cloudfront.net/en/products/databook/applinote/ic/power/switching_regulator/inductor_calculation_appli-e.pdf, Τελευταία πρόσβαση: 12/12/2020

[10] S. Masri, N. Mohamad and M. H. M. Hariri «*Design and development of DC-DC buck converter for photovoltaic application*» 2012 International Conference on Power Engineering and Renewable Energy (ICPERE), Bali, 2012, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICPERE.2012.6287236.

[11] Texas Instruments, «*Understanding Buck Power Stages in Switchmode Power Supplies»,* Έκθεση εφαρμογής, Βιβλιογραφικός αριθμός: SLVA 057, διαθέσιμο στο: https://www.ti.com/lit/an/slva057/slva057.pdf?ts=1603954655516&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F, Τελευταία πρόσβαση: 12/12/2020

[12] Mohan, Undeland, Robbins, «*Εισαγωγή στα Ηλεκτρονικά Ισχύος»,* Εκδόσεις Τζιόλα, Αθήνα 2010

[13] Carl Nelson & Jim Williams, «Boost Converter Operation», LT 1070 Design Manual, Application Note 19, June 1986

[14] Motorola Semiconductor, «A Unique Converter Configuration provides step-up/down functions», Application note AN954, 1985

[15] Faruk Yalçin, Felix Himmelstoss, «A New Transformerless Single-Phase Buck-Boost AC Voltage Regulator», Advances in Electrical and Computer Engineering 16(2):63-68 DOI: 10.4316/AECE.2016.02009, May 2016

[16] «The Power MOSFET Application HandbookDesign Engineer's», Nexperia, ISBN: 978-0-9934854-1-112NC: 9397 750 17686, United Kingdom

[17] Barr, Michael, «Introduction to Pulse Width Modulation (PWM)» Barr Group, 1 September 2001

[18] Moyeed Abrar, «Design and Implementaion of Opamp based Relaxation Oscillator», Abrar Design Ai, Corpus ID: 37743827, 2017

[19] S. Haque, M. Hossain, W. Alan Davis, Howard T. Russell Jr., Ronald L. Carter «Design of Sinusoidal, Triangular and Square Wave Generator Using Current Feedback Operational Amplifier (CFOA)», Region 5 Conference, IEEE, 2008

[20] Dorf Richard C., Bishop Robert H., «*Σύγχρονα Συστήματα Αυτόματου Ελέγχου*», Εκδόσεις Τζιόλα, 13η έκδοση, Αθήνα 2017

[21] Kiam Heong Ang; Chong, G.; Yun Li, «*PID Control System Analysis, Design and Technology*», IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2005

[22] Vladim Utkin, Jurgen Guldner, Jinxin Shi, «*Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems»,* CRC Press, Taylor & Francis Group, 2nd Edition, Boca Raton 2009

[23] Edwards, C.; Spurgeon, S., «*Sliding Mode Control: Theory and Applications*», London: Taylor and Francis 1998

[24] Timothy Richard Crocker, «*Power Converter and Method for Power Convertion»,* United States Patent, Patent No.: US 6,914,420 B2, Date of Patent: 5/7/2005

[25] Ahmad Alzahrani, Pourya Shamsi, and Mehdi Ferdowsi, «*Single and Interleaved Split-Pi DC-DC Converter»*, 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications, San Diego USA 5-8/11/2017

[26] Siew-Chong Tan, Y.M. Lai, Martin K. H. Cheung, Chi K. Tse, «*On the Practical Design of a Sliding Mode Voltage Controlled Buck Converter»*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, No. 2, March 2005

[27] Alaa Hijazi, Michael Di Loreto, Eric Bideaux, Pascal Venet, Clerc Guy, Gerart Rojat, «*Sliding mode control of boost converter: Application to energy storage system via supercapacitors*», Conference Paper, EPE Barcelona Spain, September 2009

[28] Sergey V. Drakunov, Mahmut Reyhanoglu, Brij Singh, «*Sliding Mode Control of DC-DC Power Converters»*, Physical Sciences Department, Embry-Riddle Aeronautical University, Daytona Beach, FL 32114 USA, Phoenix International - A John Deere Company, 1750 NDSU Research Drive, Fargo, North Dakota 58102 USA

[29] HL Lin, Childs Chung, Jerry Chen, «*Understanding Power MOSFET Parameters*», Taiwan Semiconductors, Application Note, Version: A1611