



**ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ  
Τ. Ε. Ι. ΠΕΙΡΑΙΑ  
ΣΧΟΛΗ: ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ  
ΤΜΗΜΑ: ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑΣ  
Επιβλέπων: ΕΡΙΕΤΤΑ Ι. ΖΟΥΝΤΟΥΡΙΔΟΥ, Εργ. Συνεργάτης**

**Αρχιτεκτονική Ηλεκτρονικών Ισχύος για ταχεία (DC) φόρτιση ηλεκτρικών οχημάτων  
Power electronics architecture for ultra-fast DC-DC charging of electric vehicles (EV)**

**Πτυχιακή Εργασία:  
ΚΟΥΝΤΟΥΡΗΣ ΠΑΝΑΓΙΩΤΗΣ  
ΚΟΥΥΒΑΣ ΓΙΩΡΓΟΣ**

**ΑΙΓΑΛΕΩ, ΜΑΡΤΙΟΣ 2013**



## ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Εισαγωγή .....	5
ΠΕΡΙΛΗΨΗ .....	5
Λέξεις κλειδιά: .....	5
Ευχαριστίες: .....	5
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 .....	6
Εισαγωγή.....	6
Ορισμός του Αυτοκινήτου.....	6
Γενικές πληροφορίες του ηλεκτρικού αυτοκινήτου .....	6
Πλεονεκτήματα: .....	6
Μειονεκτήματα:.....	7
Ιστορική Αναδρομή .....	7
Ιστορικά αυτοκίνητα.....	8
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 .....	11
Αρχιτεκτονική σταθμών φόρτισης .....	11
Ταχεία φόρτιση.....	18
Κλασικά συστήματα φόρτισης .....	18
Απαιτήσεις για απόδοση.....	19
Βασικά εξαρτήματα του σταθμού και ο έλεγχος τους ξεχωριστά.....	20
ΜΠΑΤΑΡΙΕΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΟΧΗΜΑΤΩΝ.....	22
Δυνατότητες και ζητήματα μπαταριών ηλεκτρικών οχημάτων .....	22
Τυποποίηση των προτύπων του συστήματος υπηρεσιών.....	24
Περιληπτική περιγραφή των οξέως-μολύβδου (VRLA) μπαταριών .....	25
Περιληπτική περιγραφή των μπαταριών ιόντων-λιθίου (Lithium-Ion). .....	26
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 .....	27
ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΤΑΣΗΣ ΣΕ ΣΥΝΕΧΗ ΤΑΣΗ (DC – DC ) .....	27
ΓΡΑΜΜΙΚΑ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΑ .....	27
ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΑ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΑ.....	29
DC –DC μετατροπείς ισχύος χωρίς ωμική ή γαλβανική απομόνωση.....	30
Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης (Step-Down ή Buck Converter).....	30
Μετατροπέας ανύψωσης τάσης (Step Up ή Boost converter).....	34
Αμφίπλευρος DC-DC μετατροπέας με συζευγμένα πηνία:.....	53
Μη απομονωμένοι αμφίπλευροι DC-DC μετατροπείς.....	54
ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ.....	58
Κατηγορίες και τεχνικές εφαρμογές διαμόρφωσης πολλών επιπέδων:.....	59
DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ .....	60
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 .....	71
Επίπεδα φόρτισης των σταθμών .....	71

Μέθοδοι φόρτισης των μπαταριών .....	71
Αναλυτικότερα η μέθοδος φόρτισης με σταθερή τάση.....	73
Αναλυτικότερα η μέθοδος φόρτισης με σταθερό ρεύμα.....	75
ΜΕΘΟΔΟΣ ΦΟΡΤΙΣΗΣ ΜΕ ΠΑΛΜΟΥΣ.....	76
Αρχή λειτουργίας της τεχνικής PWM .....	76
Επιδράσεις στις μπαταρίες .....	77
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 .....	79
Υπερταχείες υποδομές DC φόρτισης για κίνηση ηλεκτρικού αυτοκινήτου και μελλοντικών έξυπνων δικτύων .....	79
1.Εισαγωγή.....	79
Αρχιτεκτονική ηλεκτρονικών ισχύος DC φόρτισης - απαιτήσεις.....	79
Χαμηλής συχνότητας αρχιτεκτονική για DC σταθμούς φόρτισης.....	81
Αρχιτεκτονική μετατροπής υψηλής συχνότητας για DC σταθμούς φόρτισης.....	86
Αρχιτεκτονική υψηλής συχνότητας ενάντια στην υψηλής συχνότητας. Σύγκριση.....	90
Περί ενσωμάτωσης στο έξυπνο δίκτυο.....	91
Κατάληξη.....	91
ΠΙΝΑΚΕΣ – ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΙΣ ΚΑΙ ΓΕΝΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ .....	92
ΑΝΑΦΟΡΕΣ – ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	97

# Εισαγωγή

## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η τεχνολογία ταχείας φόρτισης επιτρέπει τη ταχύτερη δυνατή φόρτιση ηλεκτρικών οχημάτων τροφοδοτώντας με συνεχές ρεύμα τους συσσωρευτές σε διαφορετικά επίπεδα τάσης, ικανοποιώντας με αυτό τον τρόπο τις ποικιλίες τεχνολογίες ηλεκτρικών οχημάτων και τύπων συσσωρευτών.

Στην πτυχιακή θα μελετηθούν οι διάφοροι μέθοδοι φόρτισης , όπως η μέθοδος Σταθερού ρεύματος/Σταθερής τάσης και η μέθοδος φόρτισης με παλμούς (pulse-charged method), καθώς επίσης θα καταγραφούν τα βασικά χαρακτηριστικά που οι dc σταθμοί φόρτιση πρέπει να έχουν. Επίσης θα αναλυθούν τα δύο βασικότερα είδη μπαταριών των ηλεκτρικών οχημάτων.

Τέλος θα μελετηθεί η δομή του αμφίδρομου συστήματος ηλεκτρονικών ισχύος που απαιτείται και συγκεκριμένα των DC/DC μετατροπέων για τη ταχεία φόρτιση των ηλεκτρικών οχημάτων.

### **Λέξεις κλειδιά:**

SAE-J1772, Vehicle-to-Grid (V2G) , μολύβδου οξέως (Lead-Acid), ιόντων λιθίου (Lithium-ion), state of charge (SoC) , interleaved buck converter , επίπεδα φόρτισης , Society of automotive engineering (SAE) , Charging levels , IEC 61851-1 , IEC 62196 , μέθοδοι φόρτισης , Ηλεκτρικό αυτοκίνητο, σταθμοί φόρτισης , σταθμός ταχεία φόρτισης, lithium-ion, μπαταρίες, ΑΠΕ, Ανανεώσιμες πηγές ενέργειας, DC-DC Converter, Σ.Τ-Σ.Τ., Grid-to-Vehicle (G2V) , Charging system , Power storage system , ταχεία φόρτιση, VRLA , MOSFET , ωμική απομόνωση , γαλβανική απομόνωση , μετατροπέας υποβιβασμού τάσης , step-down converter , buck converter , μετατροπέας ανύψωσης τάσης , step-up converter , boost converter , συζευγμένα πηνία , push-pull , PWM , pulse-width-modulation , SPWM , διακοπτική συχνότητα , τεχνική διαμόρφωσης πολλών επιπέδων , τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών , phase shifted carrier PWM , space vector PWM , δίοδοι περιορισμού , multilevel , αιωρούμενοι πυκνωτές , αμφίπλευρος , bidirectional , παλμοί έναυσης , σταθερό ρεύμα , σταθερή τάση , αεριοποίηση , High frequency (HF) , Low frequency (LF) , χαμηλή συχνότητα , υψηλή συχνότητα , IGBT.

### **Ευχαριστίες:**

Θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε θερμά την Κυρία Ζουντουρίδου Εριέττα, για πολύτιμη βοήθεια και καθοδήγηση της κατά τη διάρκεια υλοποίησης αυτής της πτυχιακής εργασίας. Ελπίζουμε αυτή η εργασία να φανεί χρήσιμη σε όλους εκείνους που θα ασχοληθούν με την θεματική ενότητα που περιέχει.

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

## Εισαγωγή

Ορισμός του Αυτοκινήτου : *Αυτοκίνητο ονομάζεται κάθε τροχοφόρο επιβατικό όχημα με ενσωματωμένο κινητήρα. Σύμφωνα με τους συνηθέστερους ορισμούς, τα αυτοκίνητα σχεδιάζονται ώστε να κινούνται (ως επί το πλείστον) στους αυτοκινητόδρομους, να έχουν καθίσματα για ένα ως έξι άτομα, έχουν συνήθως τέσσερις τροχούς και κατασκευάζονται κυρίως για τη μεταφορά ανθρώπων, αλλά και μερικές φορές για την μεταφορά διαφόρων πραγμάτων.*

Γενικές πληροφορίες του ηλεκτρικού αυτοκινήτου :

Το **Ηλεκτρικό Αυτοκίνητο** χρησιμοποιεί την ηλεκτρική ενέργεια που αποθηκεύεται σε επαναφορτιζόμενες συστοιχίες συσσωρευτών. Τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα χρησιμοποιούν ηλεκτρικούς κινητήρες αντί των μηχανών εσωτερικής καύσης. Αντιθέτως, τα αυτοκίνητα που χρησιμοποιούν και τα δύο (ηλεκτρικές μηχανές και μηχανές εσωτερικής καύσης) καλούνται υβριδικά αυτοκίνητα και συνήθως δεν θεωρούνται καθαρά Ηλεκτρικά αυτοκίνητα.

Τα αυτοκίνητα με τις μπαταρίες που μπορούν να φορτιστούν και να χρησιμοποιηθούν χωρίς μηχανές εσωτερικής καύσης καλούνται «βυσματωτά» ηλεκτρικά οχήματα, και είναι καθαρά ηλεκτρικά αυτοκίνητα, ενώ δεν καταναλώνουν καύσιμα. Είναι συνήθως αυτοκίνητα, ελαφριά φορτηγά, ποδήλατα, ηλεκτρικά μηχανικά δίκυκλα, μικρά οχήματα γκολφ, ανυψωτικά (forklifts) κτλ. Σε σύγκριση με τα βενζινοκίνητα αυτοκίνητα, τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα εμφανίζουν σημεία υπεροχής, αλλά και σημαντικούς περιορισμούς[1].

### **Πλεονεκτήματα:**

1. Δεν παράγουν κανενός είδους ρύπους εξάτμισης.
2. Προκαλούν την ελάχιστη δυνατή ρύπανση σε μακροχρόνια βάση, υπό τον όρο ότι χρησιμοποιούν ηλεκτρική ενέργεια από ανανεώσιμες πηγές ενέργειας. Υπό αυτή την προϋπόθεση, μπορούν να μετριάσουν την παγκόσμια θέρμανση που προκαλείται από το φαινόμενο του θερμοκηπίου και να μειώσουν την εξάρτηση από το πετρέλαιο. Συνεπώς τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα έχουν μειωμένο αποτύπωμα άνθρακα
3. Είναι πιο αθόρυβα από τα αυτοκίνητα εσωτερικής καύσης (μειωμένη ηχορύπανση)
4. Επιτυγχάνουν σχεδόν σταθερή ροπή από την ακινησία έως το μέγιστο όριο στροφών λειτουργίας.
5. Έχουν ευχέρεια να λειτουργούν σε πιο υψηλές στροφές από τους βενζινοκινητήρες, συχνά ακόμα και ως τις 14.000 στροφές / λεπτό.
6. Έχουν χαμηλότερο κόστος σε βάθος χρόνου, καθώς δεν επηρεάζονται από την κάθε τόσο αύξηση της τιμής της βενζίνης, αλλά και λόγω του χαμηλότερου κόστους service και συντήρησης. Αυτό προκύπτει διότι :
  - Δεν απαιτούν τις τακτικές αλλαγές λαδιών.
  - Καθώς δεν εκπέμπουν ρύπους, δεν έχουν σύστημα εξαγωγής καυσαερίων και διάταξη εξάτμισης, ούτε σιγαστήρα (σιλανσιέ) προ της εξάτμισης, ούτε καταλύτη ή φίλτρο καπνού.
  - Δεν απαιτούν αντικατάσταση ή έστω συντήρηση σε μηχανικά μέρη, όπως σύστημα ανάφλεξης, πιστόνια, βαλβίδες ή εκκεντροφόρους, διότι στα ηλεκτρικά αυτοκίνητα δεν υπάρχουν, ενώ οι μηχανές εσωτερικής καύσης έχουν πάνω από 100 κινούμενα μέρη.
  - Μπορούν να σχεδιαστούν έτσι ώστε να αυτο-φορτίζονται κατά τις επιβραδύνσεις του οχήματος (regenerative braking), βελτιώνοντας έτσι τον δείκτη κατανάλωσης.

### ***Μειονεκτήματα:***

- 1.** Υψηλές δαπάνες κατασκευής, με αποτέλεσμα την υψηλή τιμή πώλησης.
- 2.** Περιορισμένη απόσταση ταξιδιού μεταξύ κάθε επαναφόρτισης της μπαταρίας. Στο παρελθόν κάθε 60 χιλιόμετρα χρειάζονταν επαναφόρτιση. Ωστόσο, τα πιο σύγχρονα μοντέλα επιτυγχάνουν αυτονομίες που ξεκινούν από 100 έως 120 χιλιόμετρα στα αυτοκίνητα πόλης και φτάνουν στα 250 - 300 χιλιόμετρα ή και παραπάνω, σε αυτοκίνητα μεγάλης ισχύος.
- 3.** Μεγάλος χρόνος επαναφόρτισης, συνήθως 6 ώρες για πλήρη επαναφόρτιση. Ωστόσο, αρκετά σύγχρονα μοντέλα μπορούν να φορτιστούν κατά 80% σε χρόνο λιγότερο της 1 ώρας.
- 4.** Περιορισμένη διάρκεια ζωής μπαταριών, συνήθως 3 - 5 χρόνια.

### ***Ιστορική Αναδρομή [2],[3]:***

**1834:** Ο Thomas Davenport ανακάλυψε το ηλεκτρικό αυτοκίνητο χρησιμοποιώντας μη-επαναφορτιζόμενες μπαταρίες

**1859:** Gaston Plante ανακαλύπτει τις επαναφορτιζόμενες μπαταρίες οξέος-μολύβδου.

**1889:** Thomas Edison κατασκευάζει ένα ηλεκτρικό όχημα χρησιμοποιώντας μπαταρίες αλκαλικές

**1896:** Τα πρώτα ηλεκτροκίνητα αυτοκίνητα της εταιρείας Electric Car Co. παρουσιάζει ηλεκτροκίνητα ταξί στους δρόμους της Νέας Υόρκης το 1896 και μέσα σε τρία χρόνια κυκλοφορούν περισσότερα από 60.

**1900:** Το 1900 κυκλοφορούσαν περισσότερα από 4000 αυτοκίνητα στους δρόμους- με κάθε τεχνολογία (ηλεκτρικά, εσωτερικής καύσης, ατμοκίνητα) να κατέχει ίσο μερίδιο αγοράς. Τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα ξεκινούσαν γρηγορότερα από τα ατμοκίνητα και ήταν καθαρότερα από τα βενζινοκίνητα. Επίσης, τα κατάφερναν καλύτερα στο χιόνι, αλλά το κρύο εξαντλούσε γρηγορότερα την μπαταρία τους. Η μέση αυτονομία ήταν 56 χιλιόμετρα.

**1903:** Ο Krieger κατασκευάζει το πρώτο υβριδικό. Ένα εμπροσθοκίνητο όχημα με ηλεκτρισμό και βενζίνη που είχε υδραυλικό τιμόνι.

**1910:** Το 1910 Η μπαταρία νικελίου-σιδήρου της εταιρείας Edison αντικατέστησε την μπαταρία μολύβδου, αυξάνοντας την αυτονομία από τα 100 χιλιόμετρα στα 160 χιλιόμετρα.

**1920:** Η διάνοιξη δρόμων δημιούργησε την ανάγκη διανύσματος αποστάσεων μεγαλύτερων απ' όσο επέτρεπαν τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα. Σε πολλές αγροτικές περιοχές οι κάτοικοι είχαν πρόσβαση σε φτηνή βενζίνη. Ως το 1920, τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα είχαν σχεδόν εξαφανισθεί από την αγορά.

**1930:** Η τεχνολογική πρόοδος των ηλεκτρικών οχημάτων έρχονται σε ξαφνικό τερματισμό. Η εισαγωγή του κινητήρα με βενζίνη της Ford, εσωτερικής καύσης, Model T ουσιαστικά εξάλειψε τις εταιρείες ηλεκτρικών οχημάτων.

**1973:** Από τα μέσα της δεκαετίας του 1920 ως εκείνη του 1990 δεν υπήρξε αξιοσημείωτη παραγωγή ηλεκτρικών αυτοκινήτων σε μεγάλη κλίμακα. Τα περισσότερα ηλεκτρικά αυτοκίνητα ήταν concept cars, πρωτότυπου σχεδιασμού ή πειραματικά και γίνονταν δημοφιλή μόνο σε εξαιρετικές περιστάσεις.



*Columbia Mark LX Electric Runabout -*



**1996:** Η επιστροφή των ηλεκτρικών αυτοκινήτων έμελε να έρθει το 1996 όταν η General Motors αποκάλυψε το μοντέλο EV1, ένα ηλεκτρικό αυτοκίνητο με αυτονομία 130 χλμ. Η εταιρεία κατασκεύασε το αυτοκίνητο, εν μέρει για να συμμορφωθεί με την οδηγία της αρμόδιας αρχής της Πολιτείας της Καλιφόρνια που απαιτούσε το 10% των οχημάτων στους δρόμους να έχει μηδενικές εκπομπές ως το **2003**, μια οδηγία που στη συνέχεια αποσύρθηκε. Το μοντέλο αυτό έχει συνδεθεί και με ένα σκάνδαλο μεγάλης έκτασης,



**Detroit Electric – 1915**

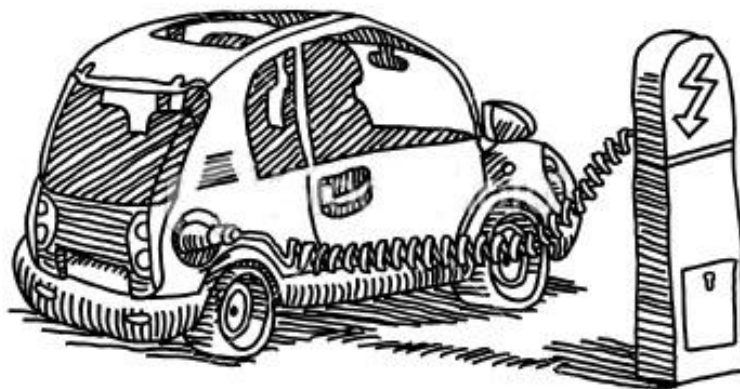
καθώς η παραγωγή του διακόπηκε σύντομα, μόλις το 1999 και όλα τα οχήματα σε χρήση ανακλήθηκαν από την General Motors τον Νοέμβριο του 2003, πιθανότατα λόγω των πιέσεων που είχε δεχτεί ο όμιλος από τις μεγάλες πετρελαϊκές εταιρίες, σύμφωνα με σοβαρές ενδείξεις. Επιπρόσθετα, τα περισσότερα EV1 μετά την ανάκληση διαλύθηκαν στην πρέσα, αν και ορισμένα η GM τα δώρισε σε μουσεία και πανεπιστήμια.

**2002-2010:** Καθαρή κυριαρχία βενζίνης – πετρελαίου, στις αυτοκινητοβιομηχανίες.

Τα τελευταία χρόνια, λόγω της ανάγκης για εξοικονόμηση ενέργειας καθώς και του υψηλού κόστους των καυσίμων δημιουργήθηκαν εναλλακτικές μορφές ενέργειας για τα αυτοκίνητα. Το φυσικό αέριο-υγραέριο και τα υβριδικά αυτοκίνητα, γνωρίζουν τρομερή άνθιση καθώς επίσης εμφανίζονται ξανά στο προσκήνιο τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα.

### Ιστορικά αυτοκίνητα

*Παρακάτω παραθέτονται μερικά ηλεκτρικά αυτοκίνητα, από τα πρώτα στάδια δημιουργίας τους έως και στο σήμερα. [4]*





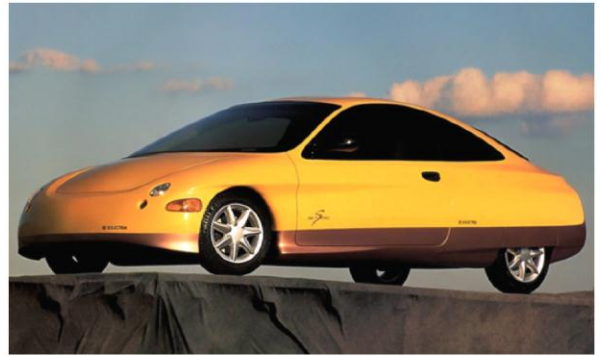


#### Vanguard-Sebring CitiCar – 1974

- 2,5-6hp , 36-72 Volt μπαταρίες.
- Ταχύτητα : 48-80Km/h
- Αυτονομία : 64km
- Επιτάχυνση : 0-25 σε 6,2 sec

#### Solectria Sunrise - 1996

- Αυτονομία: 600 χλμ
- Ταχύτητα 104 km/h
- 0-30 mph : 6 sec
- Μπαταρίες : 24 GM/Οvonic νικελίου-μετάλλου υδρογονούχες 12v 90ah



#### GM EV1 – 1997

- Μπαταρίες νικελίου υβριδίου μετάλλου /NiMH
- Ηλεκτροκινητήρας 3φ AC.
- Αυτονομία 160 - 225 χιλιόμετρα.



#### Toyota RAV4 EV – 2001

- Ταχύτητα: 125 χλμ/ώρα
- Αυτονομία: 200 χλμ
- Μπαταρίες 95amp-hour NiMH με 27 kWh.
- 0-60 σε 18 sec.
- Πλήρης φόρτιση μέσα σε 5 ώρες διαμέσου επιτοίχιας μονάδας φόρτισης 600-Watt , 220V 30amp





Commuter Cars Tango – 2005

- Ταχύτητα: 240 χλμ/ώρα
- 0-100 χλμ/ώρα σε μόλις 4 δευτερόλεπτα
- Τελική ταχύτητα: 240 χλμ/ώρα
- Τιμή \$108,000
- Επεκτάσιμο πακέτο μπαταριών
- Δύο ηλεκτροκινητήρες
- Μπαταρίες: 12V \* 19
- Ονομαστική τάση: 228-250V
  - Φόρτιση 50 A on-board και 200 A off-board (Με 200 A τροφοδοσία φορτίζει, στο 80% μέσα σε 10 λεπτά)

- Αυτονομία: 160 χλμ
- Τελική ταχύτητα: 250 χλμ/ώρα
- Τιμή: £30,000/£45,000
- 0-97 χλμ/ώρα σε 2.8 δευτερόλεπτα
- Ιπποδύναμη: 300 bhp σε υπερφόρτιση στα 8200rpm
- Ροπή: 210 Nm στα 610 rpm



Wrightspeed X1 – 2006



Tesla Roadster – 2006

- Τιμή : \$109,000
- Αυτονομία: 393 χλμ
- Πρώτο αυτοκίνητο με lithium-ion
- 6,831 κυψέλες lithium-ion
- Επιτάχυνση : 0 to 97 km/h σε 3,7 sec
- Πλήρης φόρτιση σε 3,5 ώρες μέσω παροχέα 70 A , 240V. Αποθήκευση 53 KWh

Το **Tesla Roadster** μπορεί να φορτιστεί διαμέσου :

- Οικιακής σύνδεσης 208-240V , 70 A μέγιστου ρεύματος μέσω TS-70 .
- Φορητό 120-240 V , 40 A max Universal σύνδεσμο NEMA 14-50 .
- Φορητό 120V , 15 A max καλώδιο συνδέσμου που συνδέετε σε τυπικό νότιο-Αμερικάνικη σπιτική μπρίζα.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

### ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΣΤΑΘΜΩΝ ΦΟΡΤΙΣΗΣ ΚΑΙ ΜΠΑΤΑΡΙΕΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΟΧΗΜΑΤΩΝ

#### Αρχιτεκτονική σταθμών φόρτισης

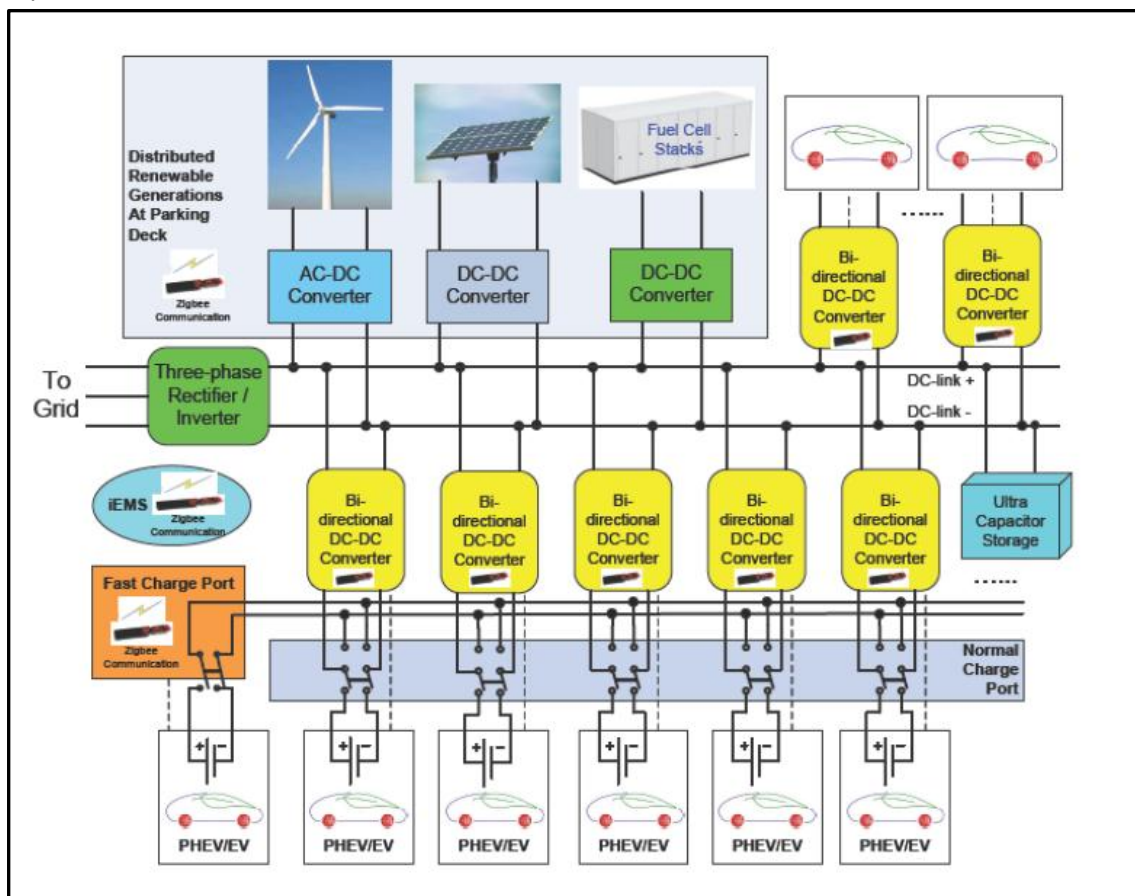
##### *Γενικά.*

Όλα τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα , χρειάζονται τροφοδοσία ενέργειας. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω των σταθμών φόρτισης και ανάλογα με τον ρυθμό μεταφοράς ενέργειας , κατηγοριοποιούνται σε διάφορα επίπεδα. Για παράδειγμα , 120V/12 A ( Level 1 ) ή 240V/32A ( Level 2 ) μονοφασική AC σύνδεση σύμφωνα με το SAE-J1772 [29].

Τον Αύγουστο του 2010, στο Portland της νότιας Αμερικής , άνοιξε ο πρώτος δημόσιος σταθμός ταχείας φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων. Αυτός ο σταθμός , κατασκευασμένος από τον NEC επίκουρο Takasago, εγκαταστάθηκε σε ένα χώρο στάθμευσης οχημάτων και είχε την δυνατότητα να φορτίσει ηλεκτρικά αυτοκίνητα με lithium-ion μπαταρίες στο 80% τις χωρητικότητας τους σε 20 με 30 λεπτά [33].

Παράλληλα με την εξέλιξη της τεχνολογίας , αναπτύσσονται και οι δυνατότητες του σταθμού φόρτισης. Μια από αυτές είναι και η εγκατάσταση της δικής του παραγωγής, ηλιακής ενέργειας , υγρών καυσίμων και ανεμογεννητριών [30-31]. Για παράδειγμα , φωτοβολταϊκά πάνελ μπορούν να παράγουν ενέργεια κατά την διάρκεια της ημέρας και να μειώσουν την ζήτηση ισχύος από το δίκτυο κατά τον χρόνο αιχμής.[29]

Στο παρακάτω σχήμα προτείνεται η αρχιτεκτονική σταθμού φόρτισης με διανομή DC ενέργειας και ΑΠΕ.



*Προτεινόμενη αρχιτεκτονική σταθμού φόρτισης με διανομή DC ενέργειας και ΑΠΕ.*

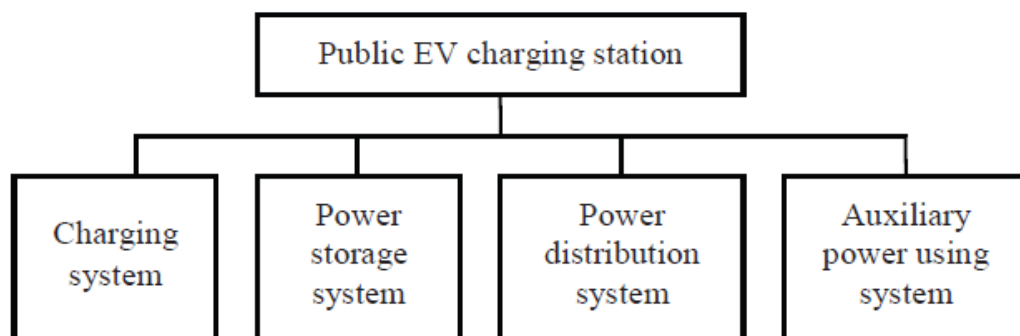


Η προτεινόμενη αρχιτεκτονική δημοτικών σταθμών φόρτισης σε σταθμούς φόρτισης φαίνεται στην παραπάνω εικόνα. Συγκριτικά με τους διακριτούς AC-DC και DC-DC φορτιστές , ο προτεινόμενος σταθμός φόρτισης χρησιμοποιεί ένα DC bus διανομής 750 V ή μεγαλύτερο, με έναν υψηλής ισχύος τριφασικό μετατροπέα AC-DC σαν διεπαφή δικτύου. Αυτή η αρχιτεκτονική έχει πολλά πλεονεκτήματα. Το ακριβές κόστος του υψηλής ισχύος AC-DC σταδίου είναι μικρότερο από αυτό των διακριτά χαμηλότερης ισχύος AC-DC μετατροπέων , εάν χρησιμοποιηθεί ένα AC Bus διανομής ισχύος. Ο τριφασικός ανορθωτής επιλέγεται για μέτρια ισχύ αντί για ισχύ αιχμής εάν εγκατασταθεί μια υπέρ-χωρητικότητα αποθήκευσης ενέργειας για να φιλτράρει την διακύμανση ενέργειας. Το DC bus διανομής είναι εύκολο να ενσωματώσει διανεμηθείσες ΑΠΕ όπως άνεμος , φωτοβολταϊκά , κυψέλες καυσίμου και άλλες συσκευές αποθήκευσης ενέργειας. Η ισχύς του κάθε DC-DC καναλιού διαστασιολογείται για κανονικό , αργό ρυθμό φόρτισης για ελαχιστοποίηση του κόστους. Από την άλλη πλευρά , ο παραλληλισμός πολλών DC-DC σταδίων παρέχει ένα υψηλής ισχύος κανάλι φόρτισης , υποθέτοντας ότι μόνο ένα μικρό κομμάτι των υβριδικών ηλεκτρικών οχημάτων θα χρειάζονται αυτή την υπηρεσία. Με τους αμφίδρομους DC-DC μετατροπείς , η ενέργεια που αποθηκεύεται στις μπαταρίες των υβριδικών ηλεκτρικών οχημάτων, μπορεί να τροφοδοτηθεί πίσω στο δίκτυο , κάτι το οποίο ονομάζεται V2G (Vehicle To Grid) λειτουργία (Από το όχημα στο δίκτυο). [29]

#### **A. Η Ερμηνεία του υποσυστήματος σε ένα σταθμό φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων.**

Ο δημόσιος σταθμός φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων αποτελείται από τέσσερα υποσυστήματα τα οποία είναι , η φόρτιση , οι αποθηκευτές ενέργειας , η διανομή ενέργειας και το υποσύστημα χρησιμοποίησης βοηθητικής ενέργειας όπως φαίνεται στο διάγραμμα δομής του σταθμού δημόσιας φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων. Το σύστημα φόρτισης (CS , Charging system) χρησιμοποιείται για να μετατρέψει την ηλεκτρική ενέργεια που εισάγει το σύστημα σε μια μορφή κατά την οποία οι μπαταρίες, των ηλεκτρικών οχημάτων, χρειάζονται. Έπειτα τροφοδοτείται στο ηλεκτρικό αυτοκίνητο από τον φορτιστή. Το σύστημα αποθήκευσης ενέργειας (PSS , Power Storage System) χρησιμοποιείται για αποθήκευση ηλεκτρικής ενέργειας σε περιόδους χαμηλού φορτίου για να λειτουργήσει μετέπειτα σε περιόδους υψηλού φορτίου.

Το σύστημα διανομής ενέργειας (PDS , Power Distribution System) χρησιμοποιείται για να μετατρέψει την ηλεκτρική ενέργεια υψηλής τάσης, από το δίκτυο, στην χαμηλή τάση την οποία ο σταθμός φόρτισης ηλεκτρικού αυτοκινήτου χρειάζεται , μέσω μετασχηματιστών. Έπειτα , διανέμεται κατ' ακολουθία στο σύστημα φόρτισης , στο σύστημα αποθήκευσης ενέργειας και στο σύστημα βοηθητικής ενέργειας. Το σύστημα βοηθητικής ενέργειας (APUS , Auxiliary Power Using System) χρησιμοποιείται για να διανέμει την ηλεκτρική ενέργεια, η οποία εισέρχεται σε διάφορα άλλα συστήματα και εξαρτήματα στον σταθμό φόρτισης , όπως: ο εποπτικός έλεγχος , επικοινωνιών και φωτισμού κτλ.[32]

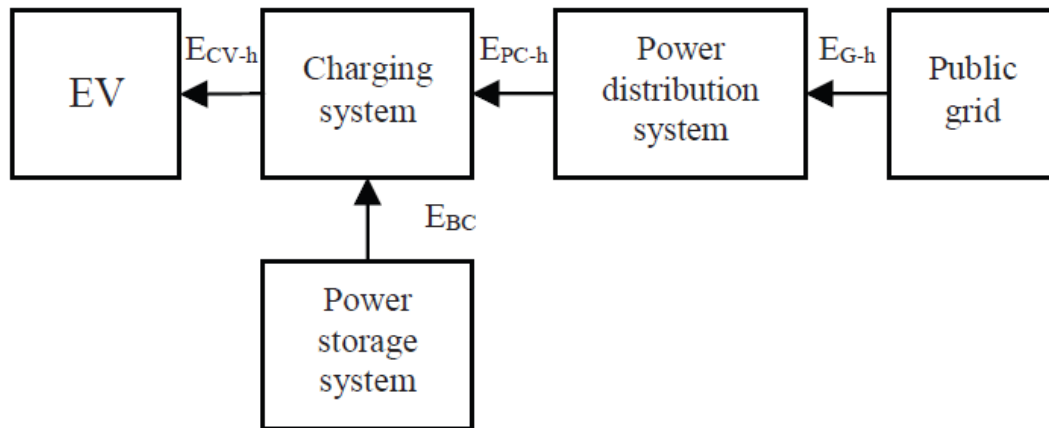


Δομή σταθμού φόρτισης ηλεκτρικού αυτοκινήτου

## **B. Τρόπος φόρτισης και εξίσωση ηλεκτρικής ποσότητας.**

Σύμφωνα με το ημερήσιο πρόγραμμα πολλών ατόμων , ο κύκλος φόρτισης ενός σταθμού φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων , μπορεί να τεθεί στις 24 ώρες. Συνήθως , η κυρίως ζήτηση φόρτισης είναι κατά την διάρκεια τις ημέρας και σπάνια την νύχτα. Η ζήτηση κατά την διάρκεια της ημέρας είναι σχετικά περίπλοκη καθώς είναι αρκετά μεγάλη σε κάποιες περιόδους. Ως εκ τούτου , ο τρόπος φόρτισης του σταθμού φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων μπορεί να προσδιοριστεί σε τριών ειδών βασικούς τρόπους. Το πρώτο είναι το μοντέλο της περιόδου υψηλού φορτίου της οποίας η διάρκεια μπορεί να εκφραστεί ως  $T_h$ . Το δεύτερο είναι το μοντέλο της περιόδου μεσαίου φορτίου της οποίας η διάρκεια μπορεί να εκφραστεί ως  $T_m$ . Το τρίτο είναι το μοντέλο της περιόδου χαμηλού φορτίου της οποίας η διάρκεια μπορεί να εκφραστεί ως  $T_l$ . Προφανώς , το άθροισμα των  $T_h T_m T_l$  είναι 24 ώρες. Για να γίνει σωστή διαχείριση της ηλεκτρικής ενέργειας, από το δίκτυο κατά περιόδους χαμηλού φορτίου (κατά την διάρκεια τις νύχτας) το σύστημα αποθήκευσης ενέργειας (PSS) , αναμένετε να φορτίζει κατά την διάρκεια χαμηλού φορτίου και να εκφορτίζεται ακριβώς κατά την διάρκεια της περιόδου υψηλού φορτίου.

Η ροή ισχύος του σταθμού φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων κατά την διάρκεια υψηλού φορτίου φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.[32]



*Ροή ισχύος του σταθμού φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων σε περιόδους υψηλού φορτίου.*

Η ηλεκτρική ποσότητα  $E$  μπορεί να θεωρηθεί σαν μεταβλητή του μοντέλου και η μονάδα του εκφράζεται σε kWh. Έπειτα , η βασική σχέση των ηλεκτρικών ποσοτήτων μεταξύ κάθε συστήματος κατά την περίοδο υψηλού φορτίου υποδεικνύεται ως[32] :

$$E_{CV-h} = E_{PC-h} + E_{BC} - \Delta E_{C-h} \quad (1)$$

$$E_{G-h} = E_{PC-h} + \Delta E_{P-h}$$

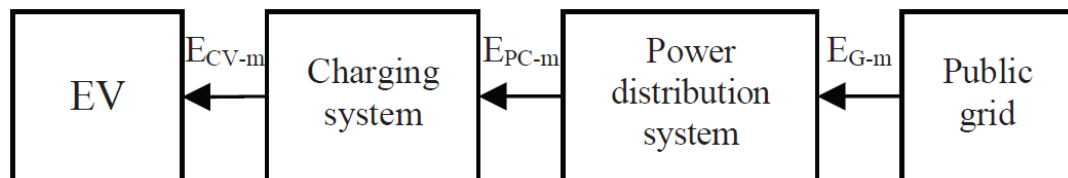
Όπου[32]:

- $E_{CV-h}$  είναι η ηλεκτρική ποσότητα η οποία χρησιμοποιείται για την φόρτιση των ηλεκτρικών οχημάτων κατά τις περιόδους υψηλού φορτίου
- $E_{PC-h}$  είναι η ηλεκτρική ποσότητα η οποία τροφοδοτείται απευθείας στο δημόσιο δίκτυο για την φόρτιση ηλεκτρικών οχημάτων σε περιόδους υψηλού φορτίου
- $E_{BC}$  είναι η ηλεκτρική ποσότητα η οποία παρέχεται από το σύστημα αποθήκευσης ενέργειας (PSS) για την φόρτιση ηλεκτρικών οχημάτων κατά την περίοδο υψηλού φορτίου και είναι επίσης η ηλεκτρική ποσότητα κατά την οποία το PSS εκφορτίζεται .
- $E_{G-h}$  είναι η ηλεκτρική ποσότητα του σταθμού φόρτισης η οποία παρέχεται από το δημόσιο

δίκτυο σε περιόδους υψηλού φορτίου.

- $E_{C-h}$  είναι η ηλεκτρική ποσότητα η οποία διαχέεται στο σύστημα φόρτισης (CS) σε περιόδους υψηλού φορτίου.
- $E_{P-h}$  είναι η ηλεκτρική ποσότητα η οποία διαχέεται στο σύστημα διανομής ενέργειας (PDS) σε περιόδους υψηλού φορτίου.

Η ροή ενέργειας του σταθμού φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων σε περιόδους μεσαίου φορτίου παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα.[32]



Ροή ενέργειας του σταθμού φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων σε περίοδο μεσαίου φορτίου

Η ηλεκτρική ποσότητα  $E$  μπορεί να χαρακτηριστεί ως μεταβλητή του τρόπου φόρτισης και η μονάδα της είναι kWh. Έπειτα η βασική συσχέτιση της ηλεκτρικής ποσότητας μεταξύ κάθε συστήματος σε περίοδο μεσαίου φορτίου μπορεί να χαρακτηριστεί ως:

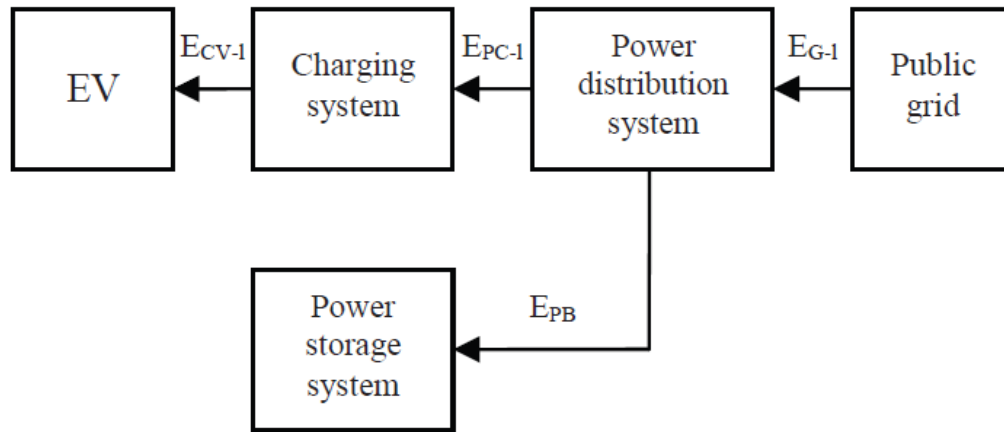
$$E_{CV-m} = E_{PC-m} - \Delta E_{C-m}$$

$$E_{G-m} = E_{PC-m} + \Delta E_{P-m}$$

Όπου[32]:

- $E_{CV-m}$  είναι η ηλεκτρική ποσότητα η οποία χρησιμοποιείται για να φορτίσει ηλεκτρικά αυτοκίνητα σε περιόδους μέσου φορτίου.
- $E_{PC-m}$  είναι η ηλεκτρική ποσότητα η οποία παρέχεται απευθείας από το δημόσιο δίκτυο για την φόρτιση ηλεκτρικών οχημάτων σε περιόδους μέσου φορτίου
- $E_{G-m}$  είναι η ηλεκτρική ποσότητα του σταθμού φόρτισης η οποία παρέχεται από το δημόσιο δίκτυο σε περιόδους μέσου φορτίου.
- $E_{C-m}$  είναι η ηλεκτρική ποσότητα η οποία διαχέεται στο σύστημα φόρτισης (CS) σε περίοδο μέσου φορτίου.
- $E_{P-m}$  είναι η ηλεκτρική ποσότητα η οποία διαχέεται στο σύστημα διανομής ενέργειας (PDS) σε περίοδο μέσου φορτίου.

Η ροή ενέργειας του σταθμού φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων σε περίοδο χαμηλού φορτίου φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Ροή ενέργειας σταθμού φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων σε περίοδο χαμηλού φορτίου

Αντίστοιχα με τα προηγούμενα , οι εξισώσεις που χαρακτηρίζουν αυτή την ροή ενέργειας είναι οι ακόλουθες:

$$E_{CV-t} = E_{PC-t} - \Delta E_{C-t}$$

$$E_{G-t} = E_{PC-t} + E_{PB} + \Delta E_{P-t}$$

Όπου[32]:

- $E_{CV-t}$  είναι η ηλεκτρική ποσότητα η οποία χρησιμοποιείται για την φόρτιση των ηλεκτρικών οχημάτων σε περιόδους χαμηλού φορτίου.
- $E_{PC-t}$  είναι η ηλεκτρική ποσότητα η οποία παρέχεται απευθείας από το δημόσιο δίκτυο για την φόρτιση των ηλεκτρικών οχημάτων σε περιόδους χαμηλού φορτίου.
- $E_{G-t}$  είναι η ηλεκτρική ποσότητα του σταθμού φόρτισης η οποία παρέχεται από το δημόσιο δίκτυο σε περίοδο χαμηλού φορτίου.
- $E_{PB}$  είναι η ηλεκτρική ενέργεια κατά την οποία το PSS φορτίζεται σε περιόδους χαμηλού φορτίου.
- $\Delta E_{C-t}$  είναι η ηλεκτρική ποσότητα η οποία διαχέεται στο CS σε περίοδο χαμηλού φορτίου.
- $\Delta E_{P-t}$  είναι η ηλεκτρική ποσότητα η οποία διαχέεται στο PDS σε περίοδο χαμηλού φορτίου.

**Γ. Διάδοση φόρτισης και σύστημα κατανομής ενέργειας**

Η ηλεκτρική ποσότητα της εσωτερικής διάδοσης του CS σε κάθε περίοδο είναι:

$$\Delta E_{C-t} = \zeta_C (1 - \zeta_C)^{-1} E_{CV-t}$$

Όπου  $\zeta_C$  είναι ο συντελεστής ποσότητας ηλεκτρικής διάδοσης του CS, το  $t$  είναι η σηματοδοτημένη περίοδος , ενώ  $t = h$  αντιπροσωπεύει περίοδο υψηλού φορτίου ,  $t = m$  περίοδο μέσου φορτίου και  $t = l$  περίοδο χαμηλού φορτίου.

Η ηλεκτρική ποσότητα της εσωτερικής διάδοσης του PDS σε κάθε περίοδο είναι:

$$\Delta E_{P-t} = \zeta_P E_{G-t}$$

Όπου  $\zeta_P$  είναι ο συντελεστής ποσότητας ηλεκτρικής διάδοσης του PDS, το  $t$  είναι η σηματοδοτημένη περίοδος , ενώ  $t = h$  αντιπροσωπεύει περίοδο υψηλού φορτίου ,  $t = m$  περίοδο μέσου φορτίου και  $t = l$  περίοδο χαμηλού φορτίου.



#### Δ. Σύστημα αποθήκευσης ενέργειας και η διάδοσή του.

Ο τρόπος λειτουργίας του PSS είναι το να φορτίζει σε περιόδους χαμηλού φορτίου και εκφορτίζει σε περιόδους υψηλού φορτίου. Για να κάνουμε πλήρη χρήση της λειτουργίας του PSS , γενικά θα πρέπει να έχει **φορτιστεί πλήρως** σε περιόδους χαμηλού φορτίου και να έχει **εκφορτιστεί πλήρως** σε περιόδους υψηλού φορτίου. Έτσι λοιπόν μπορούμε να υπολογίσουμε την παρακάτω εξίσωση :

$$E_{BC} = E_{PB} - \Delta E_B$$

Όπου  $\Delta E_B$  είναι η ηλεκτρική ποσότητα της εσωτερικής διάδοσης κατά την διάρκεια του κάθε κύκλου φορτο-εκφόρτισης (24 ώρες) , και η μονάδα της είναι σε **kWh**.

Ακόμη μπορούμε να υποθέσουμε πως η ηλεκτρική ποσότητα της εσωτερικής διάδοσης μεταβάλλεται αναλογικά με την είσοδο της ηλεκτρικής ποσότητας και έτσι η ηλεκτρική ποσότητα της εσωτερικής διάδοσης του PSS εκφράζεται από την παρακάτω σχέση:

$$\Delta E_B = \zeta_B (1 - \zeta_B)^{-1} E_{BC} \quad (2)$$

Όπου  $\zeta_B$  είναι ο παράγοντας ηλεκτρικής διάχυσης του PSS.

#### Ε. Μαθηματικό μοντέλο διαδικασίας φόρτισης.

Μετασχηματίζοντας τις εξισώσεις (1) και (2) και έπειτα αναδιατάσσοντας , βρίσκουμε την ζήτηση ισχύος του σταθμού φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων από το δίκτυο:

Σε περίοδο **υψηλού** φορτίου:

$$W_{G-h} = \left( \frac{C_1}{T_h} \right) E_{CV-h} - \left( \frac{C_2}{T_h} \right) E_{BC}$$

Σε περίοδο **χαμηλού** φορτίου:

$$W_{G-m} = \left( \frac{C_1}{T_m} \right) E_{CV-m}$$

Σε περίοδο **χαμηλού** φορτίου:

$$W_{G-l} = \left( \frac{C_1}{T_l} \right) E_{CV-l} + \left( \frac{C_3}{T_l} \right) E_{BC}$$

Όπου η μονάδες των  $W_{G-h}$  ,  $W_{G-m}$  ,  $W_{G-l}$  , είναι kWh και:

$$C_1 = (1 - \zeta_C)^{-1} (1 - \zeta_P)^{-1}$$

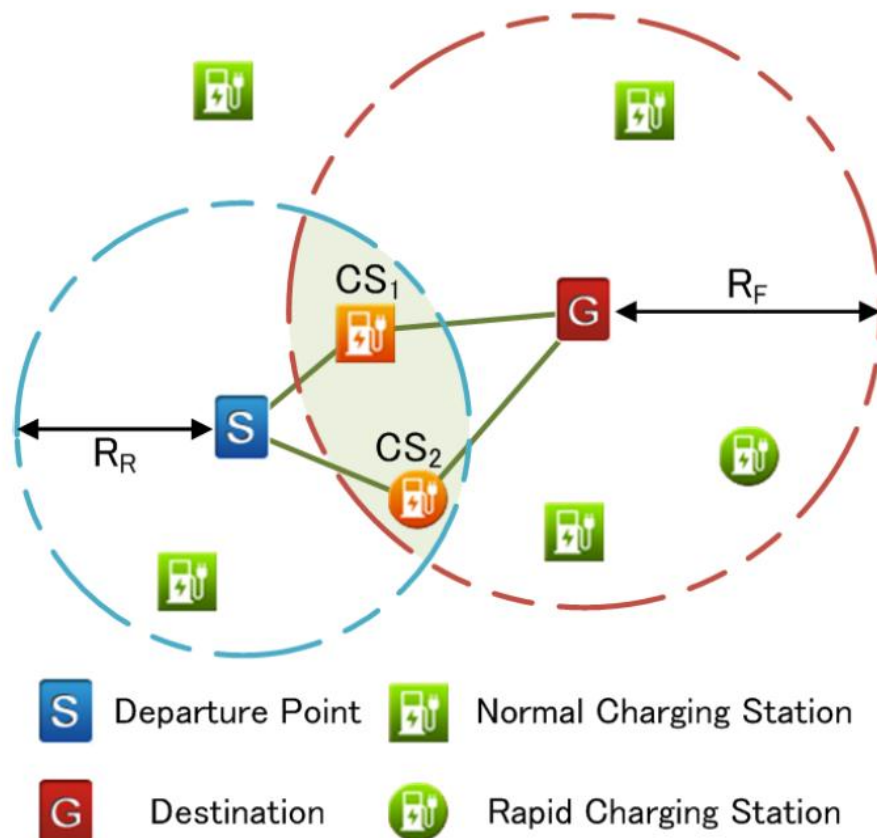
$$C_2 = (1 - \zeta_P)^{-1}$$

$$C_3 = (1 - \zeta_B)^{-1} (1 - \zeta_P)^{-1}$$

Παρακάτω θα παρουσιάσουμε έναν αλγόριθμο , ο οποίος παρέχει την διαδρομή με το ελάχιστο κόστος ταξιδιού μέσω πολλών πιθανών διαδρομών που επιτρέπουν στον χρήστη να σταματήσει σε μερικούς σταθμούς φόρτισης. Όταν ο αριθμός των σταθμών φόρτισης ανάμεσα στο σημείο εκκίνησης και στον προορισμό είναι μικρός , δύο για παράδειγμα , κάθε πιθανή διαδρομή μπορεί να υπολογιστεί. Θα μπορούσε όμως να υπάρχει πολύ μεγαλύτερος αριθμός σταθμών φόρτισης στις πιθανές διαδρομές. Έτσι , δεν είναι εφικτό το να ψάξουμε για όλες τους. Σε αυτό τον αλγόριθμο , ο χρόνος ταξιδιού μεταξύ των σταθμών φόρτισης προ-υπολογίζετε , για να επιταχυνθεί η αναζήτηση διαδρομής.

Ο αλγόριθμος χρησιμοποιεί συμβατικό υπο-αλγόριθμο εύρεσης διαδρομής για την εύρεση των υπό-διαδρομών μεταξύ σημείων της διαδρομής. Υπό-διαδρομή εννοούμε την διαδρομή από το σημείο αναχώρησης μέχρι έναν σταθμό φόρτισης, τη διαδρομή μεταξύ σταθμών φόρτισης και τη διαδρομή από ένα σταθμό φόρτισης στον τελικό προορισμό. Εάν αυτή η εξίσωση εύρεση διαδρομής οριστεί σαν  $F$ , οι παράμετροι εισόδου για το  $F$  είναι το σημείο έναρξης και το σημείο τερματισμού. Οι παράμετροι εξόδου του  $F$  είναι η διαδρομή, η απόσταση και ο χρόνος που χρειάζεται για να τη διανύσουμε. Συνεπώς, το  $R(P_1, P_2)$  αντιπροσωπεύει την υπολογιζόμενη διαδρομή μεταξύ του σημείου εκκίνησης  $P_1$ . Το σημείου τερματισμού  $P_2$  ( $P_1, P_2$ ) αντιπροσωπεύει την απόσταση της διαδρομής και  $T(P_1, P_2)$  αντιπροσωπεύει τον χρόνο ταξιδιού.

Η σύνδεση διαδρομών παρουσιάζεται με το σύμβολο « + ». Αυτό σημαίνει πως η διαδρομή από το σημείο  $S$  μέχρι το σημείο  $G$  διαμέσου του σημείου  $T$ , εκφράζεται ως  $R(S, T) + R(T, G)$ . [44]



*Παράδειγμα βοηθητικής διαδρομής ηλεκτρικού αυτοκινήτου με ένα σταθμό φόρτισης*

Ακτίνα επαναφόρτισης  $R_R$  υπολογίζεται από :

$$R_R = BL_R \cdot EM$$

Αντιστοίχως, η ακτίνα επαναφόρτισης με πλήρως φορτισμένη μπαταρία  $R_F$  υπολογίζεται από:

$$R_F = BL_F \cdot EM$$

Επιπρόσθετα, για να λειτουργήσει αυτός ο σχεδιασμός, θα πρέπει να ληφθούν υπόψη και άλλες παράμετροι. Δεν θα πρέπει η διαδρομή που θα προτείνει αυτή η μέθοδος, να βγάλει από την εθνική οδό το αυτοκίνητο λόγω του ότι η μπαταρία εξαντλείται (Πρέπει να χρησιμοποιηθεί πλάνο φόρτισης εκ των προτέρων). Επίσης, θα πρέπει να ληφθούν σοβαρά υπόψη, οι ώρες υψηλής απασχόλησης των σταθμών φόρτισης, οι πληροφορίες που αφορούν την διαθεσιμότητα των σταθμών την δεδομένη στιγμή. Επιπροσθέτως, να ληφθούν υπόψη κάποιοι παράγοντες, όπως, η θερμοκρασία, οι πληροφορίες κυκλοφοριακής συμφόρησης, η κλίση (μοίρες) του δρόμου που επηρεάζουν την απόδοση της μπαταρίας ή την χιλιομετρική απόσταση, έτσι ώστε να έχουμε όφελος στην βελτίωση της εκτιμώμενης απόστασης που μπορούμε να διανύσουμε. [44].

## Ταχεία φόρτιση

Πολλές χώρες στην δυτική Ευρώπη σκοπεύουν να χρησιμοποιήσουν την Level 3 ταχεία φόρτιση[48]. Στην Ιαπωνία , η εταιρία «Tokyo Electrical Power Company» ανακοίνωσε την εγκατάσταση διακοσίων 10-λεπτών υψηλής ισχύος φορτιστές για το 2010 , οι οποίοι συμπίπτουν με την εισαγωγή του Mitsubishi i-Miev EV, το οποίο διαφημιζόταν για καιρό για την ταχεία DC φόρτισή του [49]. Στην Ευρώπη , τον Ιανουάριο του 2010 η Renault-Nissan ανακοίνωσε την επιτυχία στην κατασκευή σταθμού ταχείας φόρτισης ο οποίος ήταν ικανός να αναπληρώσει το 80% της μπαταρίας ενός ηλεκτρικού οχήματος σε λιγότερο από 30 λεπτά [45],[50].

### **Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της ταχείας φόρτισης [45]:**

1) **Πλεονεκτήματα:** Εκτός της φόρτισης της μπαταρίας του οχήματος στο 80% της κατάστασης του, (State of Charge, SOC) μέσα σε 15 λεπτά [45],[51], η ταχεία φόρτιση μειώνει το κόστος λειτουργίας και αυξάνει την παραγωγικότητα με δύο τρόπους [45],[52].

A) Οι φορτιστές ταχείας φόρτισης είναι γνωστό πως είναι πιο αποδοτικοί από τους συμβατικούς και φορτίζουν με λιγότερη υπερφόρτιση, κάτι το οποίο αυξάνει την αποδοτικότητα των μπαταριών.

B) Με την ταχεία φόρτιση , η μέση κατάσταση φόρτισης (SOC) κρατιέται υψηλότερα , το οποίο αυξάνει την ταχύτητα του αυτοκινήτου.

2) **Μειονεκτήματα:** Τα κύρια ζητήματα της ταχείας φόρτισης εδρεύουν στα τέσσερα βασικά προβλήματα των μπαταριών μολύβδου-οξέως [45],[52]:

A) Καταστροφή του Θετικού ενεργού υλικού (Positive Active Material Shredding , PAM).

B) Διάβρωση του θετικού πλέγματος πλάκας.

Γ) Αστάθεια μεταξύ των κελιών μπαταριών.

Δ) Ασφυξία της αρνητικής πλάκας.

## Κλασικά συστήματα φόρτισης

Σε έναν αμφίδρομο φορτιστή μπαταριών , η φόρτιση μπορεί να επιτευχθεί με διάφορους τρόπους [45],[53] :

1)Μέθοδος Σταθερού ρεύματος – Σταθερής τάσης: Λειτουργεί σε δύο φάσεις. Η μπαταρία πρώτα φορτίζεται με σταθερό ρεύμα στο 70% του SOC και έπειτα φορτίζετε με σταθερή τάση όταν το ρεύμα είναι μικρότερης τιμής από το ρεύμα που έχουμε θέσει.

2)Μέθοδος ταχείας φόρτισης: Διάφοροι αλγόριθμοι και μέθοδοι έχουν βρεθεί με σκοπό να εφαρμοστεί η ταχεία φόρτιση και ανάμεσα σε αυτούς είναι μια πλήρως ψηφιοποιημένη έξυπνη μέθοδος που περιέχει τον συνδυασμό υψηλού συνεχές ρεύματος φόρτισης και ένα ρεύμα φόρτισης με παλμούς. Αυτή η τεχνική λαμβάνει υπόψη την πραγματική κατάσταση φόρτισης της μπαταρίας και όλες τις προηγούμενες φορτοεκφορτώσεις της μπαταρίας [54]. Παρόλα αυτά , η μέθοδος που έχει αποδειχθεί σαν την πιο πρακτική , αποδοτική και με τον λιγότερο χρόνο φόρτισης , είναι η μέθοδος φόρτισης με παλμούς. Σε γενικές γραμμές , εμπεριέχει την δημιουργία ενός μακροχρόνιου παλμού φόρτισης ο οποίος έπειτα ακολουθάτε από έναν βραχυπρόθεσμο παλμό εκφόρτισης και στην συνέχεια ακολουθεί μια «περίοδος αναμονής» [53].

Προαπαιτούμενα Ενέργειας[45]:

Ο σταθμός ταχείας φόρτισης που θα σχεδιαστεί μπορεί να παρέχει μέγιστη ισχύ 240kW.

Θεωρώντας πως το δίκτυο έχει τάση  $V_{rms,11}=208 V^*$  και ρεύμα  $I_{rms} = 15 A$  και θεωρώντας τον συντελεστή ισχύος μονάδα, τότε η μέγιστη ισχύς εξόδου θα είναι:

$$P = \sqrt{3} \cdot V_{rms,11} \cdot I_{rms} \cdot pf$$

$$P_{Grid} = 5.4kW$$

$$* V_{RMS,11} = 108 = 120 \cdot \sqrt{3} \text{ International Standard IEC 60038}$$

Επομένως, η συσκευές αποθήκευσης, χρειάζονται να αποδίδουν μέγιστη ισχύ εξόδου 234,5kW. Ο σταθμός ταχείας φόρτισης είναι σχεδιασμένος για να φορτίζει τις μπαταρίες των PHEV/EV οχημάτων με μέγιστο χρόνο τα  $\Delta t=20\text{min}$ . Επομένως η μέγιστη ποσότητα ενέργειας που θα παρέχεται από την τοπική τροφοδοσία είναι:

$$E = P \cdot \Delta t$$

$$E = 78.17kWh$$

Σύγκριση μερικών τεχνολογιών αποθήκευσης ενέργειας [45]				
Αποθηκευτική τεχνολογία	Χρόνος ζωής (κύκλοι)	Αποδοτικότητα (%)	Θετικά	Αρνητικά
Μπαταρίες μολύβδου οξέως Lead-Acid	200-300	75	Υψηλή πυκνότητα αποθήκευσης, χαμηλή τιμή πυκνότητας ενέργειας, χαμηλό κόστος, μεγάλος χρόνος ζωής	Χαμηλή αποδοτικότητα, πιθανά δυσμενείς επιπτώσεις στο περιβάλλον
Μπαταρίες θειούχου-νατρίου (Sodium-Sulfur, NaS)	2000-3000	89	Πολύ υψηλή πυκνότητα αποθήκευσης, υψηλή πυκνότητα ενέργειας, μεγάλη διάρκεια ζωής	Κόστος παραγωγής, ζητήματα ασφάλειας
Μετάλλου-αέρα	100-200	50	Πολύ υψηλή πυκνότητα αποθήκευσης	Λίγες επαναφορτιζόμενες μπαταρίες είναι διαθέσιμες
Ιόντων λιθίου	300-500	95	Πού υψηλή αποδοτικότητα και πυκνότητα ενέργειας	Μικρός αριθμός κύκλων ζωής
Μπαταρίες Flow	1500-2500	75-85	Πολύ υψηλή ενέργεια και ισχύ χωρητικότητας, μεγάλος χρόνος ζωής	Μικρή πυκνότητα ενέργειας, μικρή αποδοτικότητα
Υπερπυκνωτές	$10^4-10^5$	93-98	Υψηλή αποδοτικότητα	Μικρή πυκνότητα ενέργειας, λίγες εφαρμογές σε συστήματα
FES (Flywheel Energy Storage)	$10^5-10^7$	90	Υψηλή χωρητική ισχύ, μικρός χρόνος πρόσβασης, μεγάλος χρόνος ζωής, ελάχιστη συντήρηση, μικρές επιπτώσεις στο περιβάλλον.	Μικρή πυκνότητα ενέργειας

#### Απαιτήσεις για απόδοση[45]:

Οι συσκευές αποθήκευσης ενέργειας θα πρέπει επίσης να ικανοποιούν τα ακόλουθα κριτήρια με σκοπό την μεγιστοποίηση της αποδοτικότητας του σταθμού.

1) *Δυναμικές συσκευές*: Εφόσον ο σταθμός φόρτισης λειτουργεί για μόνο 20 λεπτά (μικρή διάρκεια), οι συσκευές αποθήκευσης θα πρέπει να είναι ικανές να φορτίζονται και να

εκφορτίζονται στο ίδιο χρονικό διάστημα.

2) *Υψηλή πυκνότητα ισχύος*: Σαν συνέπεια της προηγούμενης προϋπόθεσης , οι συσκευές πρέπει να έχουν επίσης υψηλή πυκνότητα ισχύος , με σκοπό να παραδώσουν υψηλό ποσοστό ενέργειας σε μικρό χρονικό διάστημα.

3) *Υψηλή αποδοτικότητα*: Ο σταθμός φόρτισης πρέπει να λειτουργεί στην μέγιστη δυνατή αποδοτικότητα. Αυτό το τελευταίο κριτήριο , εξαρτάται από τα βασικά κομμάτια από τα οποία αποτελείται ο σταθμός: μετατροπείς και συσκευές αποθήκευσης. Επομένως , επιβάλλεται να θεωρήσουμε υψηλή αποδοτικότητα σε αποθήκευση ενέργειας και μετατροπείς.

4) *Φιλικά προς το περιβάλλον*: Η συσκευή πρέπει να έχει αμελητέα ή καθόλου επίπτωση στο περιβάλλον.

#### **Βασικά εξαρτήματα του σταθμού και ο έλεγχος τους ξεχωριστά**[45]:

1) *Δίκτυο*: Σε αντίθεση με τους φορτιστές του Level 1 και Level 2 , ο Level 3 παρέχει σταθερά DC τάση και ρεύμα [45],[46]. Για αυτό το λόγο , το δίκτυο είναι διασυνδεδεμένο με τον φορτιστή διαμέσου ενός ανορθωτή που σαν έξοδο, έχει το μέγιστο ρεύμα των 10A και διατηρεί την τάση του DC ζυγού σταθερή δια μέσου ενός σταθεροποιητή τάσης.

2) *FES*: Εφόσον το FES ανήκει στην κατηγορία των περιστρεφόμενων μηχανών , μπορεί να μοντελοποιηθεί με κάθε άλλη περιστρεφόμενη γεννήτρια. Το ενισχυμένο σφάλμα ταχύτητας αποτελεί το ρεύμα αναφοράς που θα είναι έξοδος από το FES. Η διεπαφή με τον DC ζυγό γίνεται διαμέσου ενός AC/DC μετατροπέα.

3) *Υπερ-πυκνωτές*: Μοντελοποιείται σαν ένας πυκνωτής με μια αντίσταση παράλληλα. Το ενισχυμένο σφάλμα τάσης δημιουργεί το ρεύμα αναφοράς της εξόδου του υπερπυκνωτή. Η διεπαφή με τον DC ζυγό γίνεται διαμέσου ενός DC-DC μετατροπέα.

4) *Εξόδος φορτιστή*: Η διεπαφή του DC-DC ζυγού με την μπαταρία του αυτοκινήτου γίνεται διαμέσου της εξόδου ενός DC-DC μετατροπέα. Εδώ , η είσοδος του μετατροπέα ή η φόρτιση του DC ζυγού, κρατάτε συνεχώς σταθερή , ενώ η έξοδος ποικίλει ανάλογα με την μέγιστη τάση φόρτισης της μπαταρίας του αυτοκινήτου. Έτσι ο φορτιστής πρέπει να προσαρμοστεί στην μπαταρία που είναι να φορτίσει.

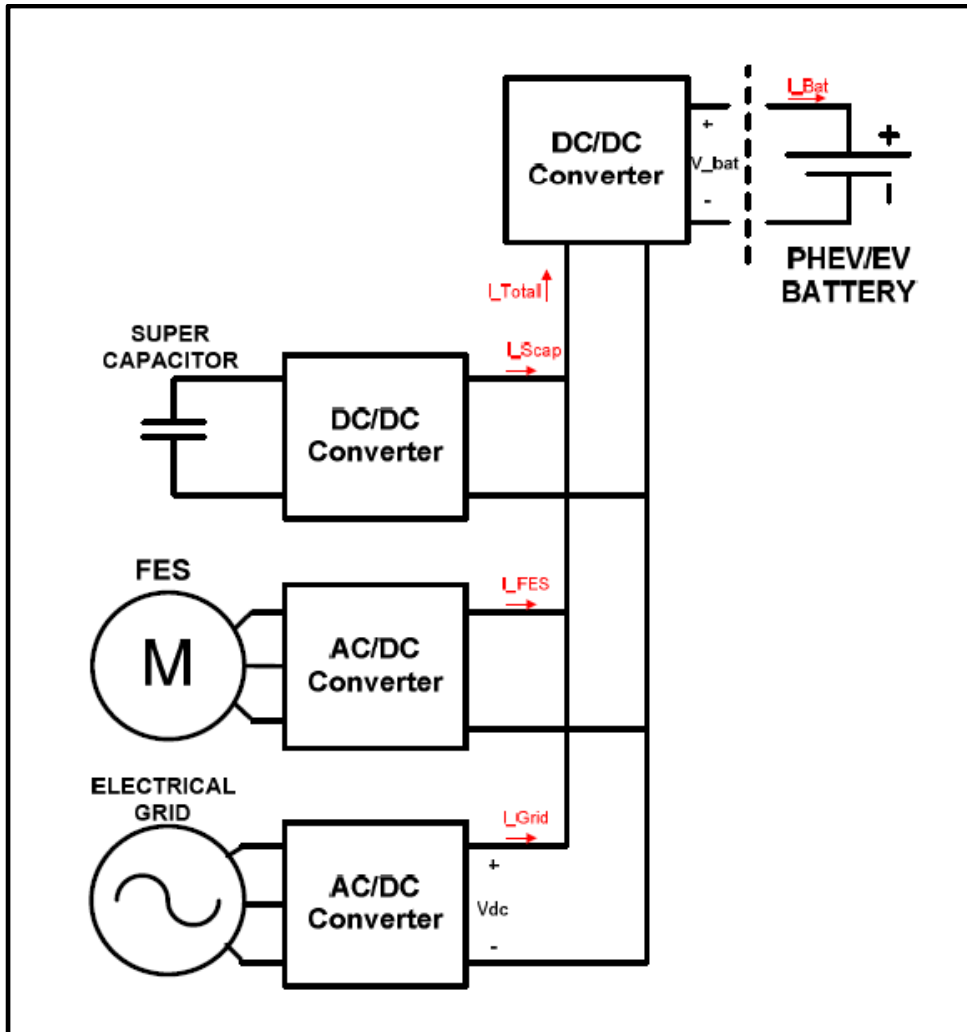
Ο έλεγχος γίνεται ως ακολούθως: το ενισχυμένο σφάλμα τάσης που δημιουργεί το ρεύμα φόρτισης πρέπει να μην ξεπερνά το μέγιστο ρεύμα φόρτισης της μπαταρίας. Επίσης η τάση φόρτισης περιορίζεται από την μέγιστη τάση φόρτισης της μπαταρίας.

Αυτές οι τελευταίες δύο παράμετροι παρέχονται από τον πίνακα μπαταριών που παραθέσαμε:

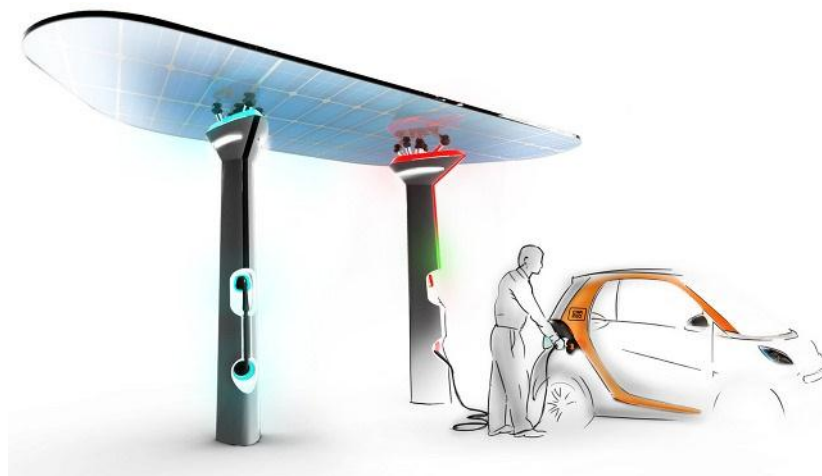
Έλεγχος του σταθμού φόρτισης

Ο μετατροπέας στην πλευρά του δικτύου ελέγχει την τάση του DC ζυγού και η τάση που παρέχετε είναι κανονικά σε τιμή την οποία το δίκτυο μπορεί να παρέχει. Συνεπώς , οι δύο συσκευές αποθήκευσης ενέργειας θα πρέπει να παρέχουν την διαφορά μεταξύ των ρευμάτων των μπαταριών και του δικτύου. Μία επιλογή για τον έλεγχο , όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα , σε σταθερή-μόνιμη κατάσταση είναι τα παρακάτω: 90% της ενέργειας προέρχεται από το FES και το υπόλοιπο 10% παρέχεται από τον υπερπυκνωτή. (Αυτές οι αναλογίες μπορούν να αλλάξουν)





Ο σταθμός φόρτισης συνολικά





## ΜΠΑΤΑΡΙΕΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΟΧΗΜΑΤΩΝ

Γενικά

Η απόσταση κατά τη οποία μπορεί να υποστηρίξει μια πλήρως φορτισμένη μπαταρία ενός ηλεκτρικού αυτοκινήτου, είναι συνήθως τα 120-130 χιλιόμετρα ανά φόρτιση.[35]

Υπάρχουν πολλοί τύποι μπαταριών που έχουν τις προοπτικές να χρησιμοποιηθούν στα ηλεκτρικά οχήματα, όπως οι μπαταρίες, μολύβδου οξέως (Lead Acid - LA), νικελίου μεταλλικού υδρογόνου (Nikel Metal Hydride – NiMH), Ιόντων λιθίου (Li-ion). Οι μπαταρίες ιόντων λιθίου και μπαταρίες ρυθμιζόμενης βαλβίδας ( Valve Regulated Lead Acid – VRLA) είναι αυτή την στιγμή τα δύο κυρίαρχα είδη μπαταριών που χρησιμοποιούνται στα ηλεκτρικά οχήματα. Τα ηλεκτρικά οχήματα που βασίζονται σε VRLA είναι δημοφιλή για εφαρμογές δημόσιων μεταφορών. Ωστόσο, τα περισσότερα είναι τελευταίας τεχνολογίας και τείνουν να εγκαθιστούν μπαταρίες Lithium-ion λόγω των παρακάτω προτερημάτων [35]:

- 1) Λιγότερο βάρος σε σχέση με άλλους τύπους μπαταριών αντίστοιχης ενέργειας.
- 2) Υψηλότερη τάση ανοιχτού κυκλώματος
- 3) Δεν παρουσιάζουν το φαινόμενο της μνήμης [36-38]

### **Δυνατότητες και ζητήματα μπαταριών ηλεκτρικών οχημάτων**

Οι μπαταρίες VRLA έχουν χρησιμοποιηθεί συστηματικά στα ηλεκτρικά οχήματα λόγω της εξελιγμένης και αποδεδειγμένης τεχνολογίας και του χαμηλού κόστους. Σύμφωνα με τα στοιχεία των νέων κατασκευαστών μπαταριών ηλεκτρικών οχημάτων [39], όπως η Electric Vehicle Traction Dry Cell (Circa 2009), ο χρόνος επαναφόρτισης από το 0 μέχρι το 90% είναι 4 ώρες και για το 100% είναι 6 ώρες. Επιπρόσθετα, η διάρκεια ζωής της μπαταρίας υπολογίζεται στις 600 φορτίσεις εφόσον εκφορτίζεται στο 20% (παρόμοιο με την μείωση της χωρητικότητας αποθέματος ενός οχήματος βασιζόμενου στο πετρέλαιο, στην ρεζέρβα). Ο χρόνος ζωής αυξάνεται κατά 25% εφόσον μόνο το 50% της μπαταρίας έχει χρησιμοποιηθεί και αυξάνεται στο 46% μόνο εφόσον το 20% της μπαταρίας έχει χρησιμοποιηθεί. Παρόλα αυτά, αυτών των ειδών οι μπαταρίες έχουν μικρότερη διάρκεια ζωής από το ίδιο το ηλεκτρικό όχημα. Τυπικά, οι μπαταρίες VRLA βαθιάς εκφόρτισης χρειάζονται αντικατάσταση κάθε 3 χρόνια. [40]

Η χρήση μπαταριών ιόντων-λιθίου κυριαρχεί στην πιο πρόσφατη ομάδα ηλεκτρικών οχημάτων υπό κατασκευή. Είναι ευρέως γνωστές από τις εφαρμογές τους σε φορητούς υπολογιστές και άλλα καταναλωτικά ηλεκτρονικά λόγω **A)** τις υψηλής πυκνότητας ενέργειας τους (π.χ. 200 Wh/Kg), **B)** της καλής πυκνότητας ισχύος και **Γ)** της 80-90% αποδοτικότητας φόρτισης/εκφόρτισης [41].

Τα **μειονεκτήματα** των συμβατικών Lithium-Ion είναι:

- Περιορισμένος αριθμός κύκλων φόρτισης.
- Σημαντική εξασθένηση κατά την γήρανση.
- Υψηλότερη εσωτερική αντίσταση από τα άλλα είδη μπαταριών.

Παρόλα αυτά, οι νέοι κατασκευαστές έχουν παρουσιάσει μερικές παραλλαγές των ιόντων λιθίου, όπως είναι οι μπαταρίες **λιθίου ιόντων φωσφόρου** [42], που έχουν τα εξής χαρακτηριστικά.[35]:

- Αντοχής στη φωτιά,
- Φιλικά προς το περιβάλλον



- Ταχεία φόρτιση και μεγαλύτερος χρόνος ζωής

Παρόλα αυτά υπάρχουν διάφορες ενδιαφέρουσες προτάσεις για την εναλλακτική φόρτιση των EV μπαταριών, όπως : ασύρματη φόρτιση , φόρτιση κατά την διάρκεια της κίνησης του EV , σταθμοί φόρτισης μπαταριών και σταθμοί ανταλλαγής μπαταριών. οι δύο τελευταίες μέθοδοι είναι οι πιο πρακτικές για την λύση στην τροφοδοσία ενέργειας των EV.

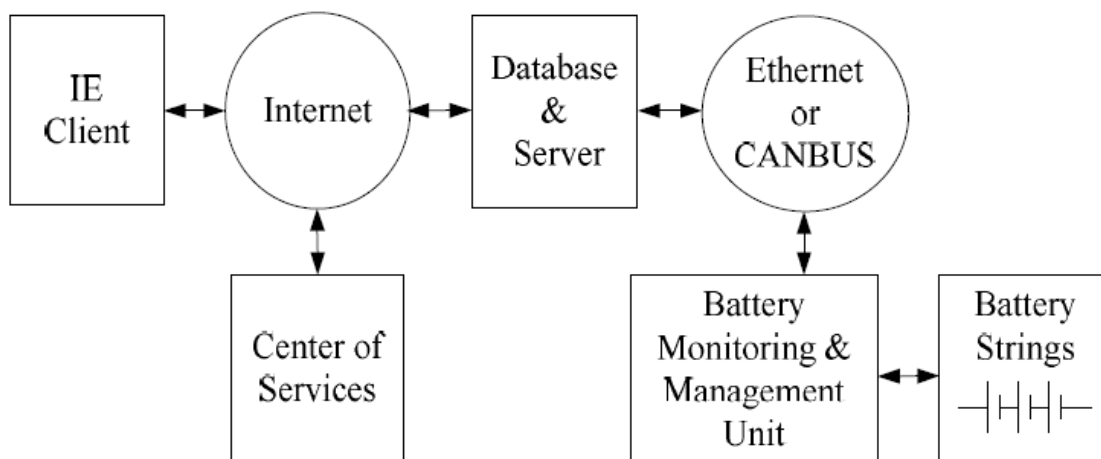
Οι διανεμηθέντες σταθμοί φόρτισης θα μπορούσαν επίσης να παρέχουν διευκόλυνση για την αποθήκευση ενέργειας του δικτύου που θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί για τον περιορισμό της διαλείπουσας παραγωγής από ΑΠΕ όπως ηλιακή , αιολική και γεωθερμική ενέργεια. Αυτοί οι σταθμοί φόρτισης θα μπορούσαν να αγοράζουν φτηνή ενέργεια κατά την διάρκεια παραγωγής και να πουλάνε πίσω όταν υπάρχει έλλειψη ενέργειας ή κατά περιόδους που το δίκτυο αναζητά σταθμούς αιχμής.[35]

Name	Content
Battery ID	History profile of battery, trace for its lifespan, management
Visual condition	Integrity for evidence of corrosion, cover distortion, etc.
Voltages	Charging voltage, terminal voltage
Internal resistances	Internal ohmic values, internal connecting resistance
Currents	Charging current, current of end charging
Charged status	At least 90% of rated capacity, or 100% rated capacity
Temperature	Temperature varies during charging procedure

Απαραίτητοι παράγοντες για την επαλήθευση κάθε μπαταρίας στον σταθμό φόρτισης

Στην παρακάτω εικόνα , η μονάδα παρακολούθησης και διαχείρισης μπαταριών (Battery Monitoring & Management – BMMU) ελέγχει την κατάσταση φόρτισης της μπαταρίας και συνεχώς παρακολουθεί και κάνει διάγνωση για όλες τις μπαταρίες που φορτίζονται στο σύστημα. Αυτόματα αποφασίζει ποια είναι έγκυρη για παράδοση ή αντικατάσταση , σύμφωνα με τα χαρακτηριστικά απόδοσης. Στους σταθμούς φόρτισης , τα δεδομένα μεταφέρονται μέσω Ethernet σε μια κεντρική βάση πληροφοριών για εκτεταμένο , βελτιωμένο χαρακτηρισμό και ανάκτηση πληροφοριών.[35]





*Block διάγραμμα έξυπνης παρακολούθησης μπαταριών σε δίκτυο*

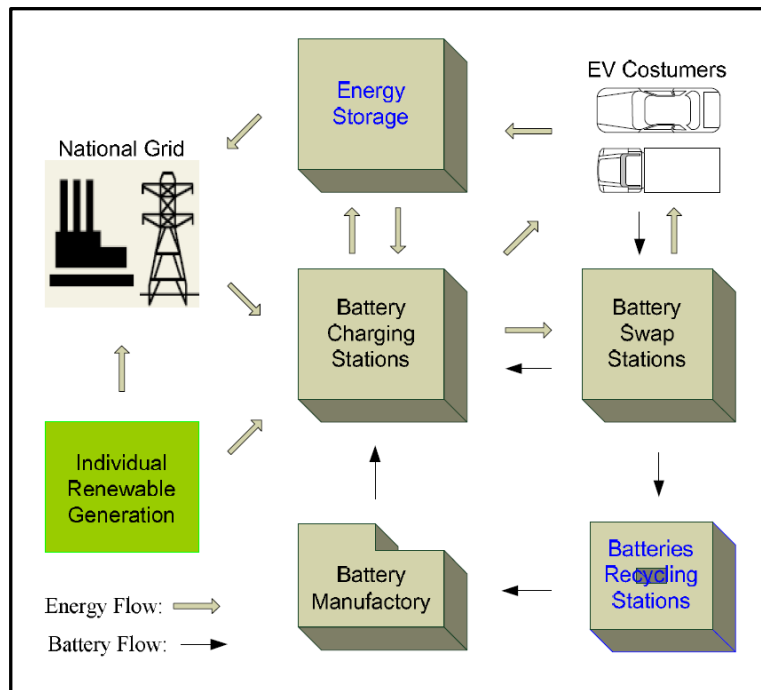
Η δευτερεύουσα επεξεργασία δεδομένων επιτυγχάνεται μέσω cloud computing στο internet χρησιμοποιώντας πληροφορίες που είναι αποθηκευμένες στα συστήματα των βάσεων δεδομένων. Καταγράφει και συνθέτει το ιστορικό προφίλ της κάθε μπαταρίας, διαθέτοντας μια συνολική ανάλυση των φορτίσεων κατά τη διάρκεια ζωής της μπαταρίας και υποστηρίζει τεχνολογικές απαντήσεις που διενεργούνται από το κέντρο υπηρεσιών.

### Τυποποίηση των προτύπων του συστήματος υπηρεσιών

Η τυποποίηση των προτύπων για τις υπηρεσίες μπαταριών είναι ένα μεγάλο πρόβλημα όσον αφορά την διαλειτουργικότητα των συμβατών EV μπαταριών, τα οποία θα επιτρέπουν την ανταλλαγή μπαταριών χωρίς τεχνολογικούς φραγμούς ανάμεσα σε:

- Διαφορετικές μάρκες των EV.
- Διαφορετικού σταθμού ανταλλαγής.
- Διαφορετικούς σταθμούς φόρτισης.
- Διαφορετικές υποδομές ανταλλαγής ενέργειας.

Το προφανές ζήτημα είναι η τυποποίηση μέρους των EV μπαταριών. Για παράδειγμα, οι διαστάσεις των πακέτων, ο τρόπος σύνδεσης τους, η τάση και η εσωτερική αντίσταση των κελιών, θα πρέπει να τηρούν τις προϋποθέσεις της ανταλλαγής μπαταριών. Η τυποποίηση θα πρέπει επίσης να κατηγοριοποιηθεί βάση της αποθηκευμένης ενέργειας ή της εφαρμοζόμενης προαπαιτούμενης χωρητικότητας για την ενοικίαση μπαταριών για την μετακίνηση μεγάλων αποστάσεων. Με άλλα λόγια, εάν κατασκευαστούν και τηρηθούν από τους διάφορους κατασκευαστές οχημάτων αυτές οι τυποποιήσεις, τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα θα μπορέσουν να διεισδύσουν στην αγορά και εν κατακλείδι να γυρίσουν σαν όφελος στους καταναλωτές και στο περιβάλλον που ζούμε.[35]



*Ροή ενέργειας και ροή μπαταριών*

Οι Αμερικάνοι κατασκευαστές ηλεκτρικών αυτοκινήτων δηλώνουν πως θα προτιμούσαν το σενάριο των σταθμών ταχείας φόρτισης έναντι αυτό της ανταλλαγής μπαταριών.[45,47]

### Περιληπτική περιγραφή των οξέως-μολύβδου (VRLA) μπαταριών

Περιληπτικά, οι μπαταρίες μολύβδου οξέως έχουν εδραιωθεί ευρέως εμπορικά με πολύ καλή υποστήριξη από την βιομηχανία. Είναι οι φθηνότερες επαναφορτιζόμενες μπαταρίες ανά kWh φόρτισης και θα παραμείνουν για το προβλεπτό μέλλον. Παρόλα αυτά, έχουν ιδιαίτερα μικρή ενέργεια και είναι δύσκολο να δούμε το πώς ένα όχημα μεγάλων αποστάσεων μπορεί να σχεδιαστεί χρησιμοποιώντας μπαταρίες μολύβδου οξέως. Αδιαμφισβήτητα όμως θα συνεχίσουν για αρκετό χρόνο να χρησιμοποιούνται σε οχήματα μικρών αποστάσεων. Έχουν μεγαλύτερη εμβέλεια αποδοτικής ενέργειας από πολλά άλλα είδη μπαταριών και είναι έτσι ανταγωνιστικές στην κατασκευή ηλεκτρικών αυτοκινήτων όπου περιορισμένη ποσότητα ενέργειας αποθηκεύεται με εισέρχεται και εξέρχεται πολύ γρήγορα.[56]

#### Ονομαστικές Παράμετροι των μπαταριών μολύβδου-οξέως [56]

Specific energy	20–35 Wh.kg <sup>-1</sup> depending on usage
Energy density	54–95 Wh.L <sup>-1</sup>
Specific power	~250 W.kg <sup>-1</sup> before efficiency falls very greatly
Nominal cell voltage	2 V
Amphour efficiency	~80%, varies with rate of discharge & temp.
Internal resistance	Extremely low, ~0.022 Ω per cell for 1 Amphour cell
Commercially available	Readily available from several manufacturers
Operating temperature	Ambient, poor performance in extreme cold
Self-discharge	~2% per day, but see text below
Number of life cycles	Up to 800 to 80% capacity
Recharge time	8 h (but 90% recharge in 1 h possible)

## Περίληπτική περιγραφή των μπαταριών ιόντων-λιθίου (Lithium-Ion).

Οι μπαταρίες ιόντων-λιθίου προσφέρουν αρκετά αυξημένη πυκνότητα ενέργειας σε σχέση με άλλες επαναφορτιζόμενες μπαταρίες, μολονότι έχουν αυξημένο κόστος. Χρησιμοποιούνται στα πιο ακριβά Laptop, υπολογιστές και κινητά τηλέφωνα. Ένα σημαντικό στοιχείο τους είναι ο ακριβής έλεγχος της τάσης που χρειάζεται κατά την φόρτιση των κελιών. Εάν αυτή είναι υψηλή, μπορεί να προκαλέσει ζημιά στην μπαταρία και εάν είναι πολύ χαμηλή, θα είναι ανεπαρκώς φορτισμένη. Οι κατάλληλοι εμπορικοί φορτιστές βρίσκονται υπό κατασκευή μαζί με τις μπαταρίες.

Ένα ακόμη σημαντικό πλεονέκτημα σε σχέση με τις άλλες μπαταρίες, είναι το βάρος τους. Αυτό τις καθιστά ένα ιδιαίτερα ελκυστικό υπονήγιο για τα μελλοντικά EV. Επίσης, έχουν τρεις φορές μεγαλύτερη περιεκτικότητα ενέργειας, σε σχέση με τις οξέως μολύβδου (Lead-Acid) και αυτό θα μπορούσε να δώσει αξιόλογη αυτονομία. Ωστόσο, είναι ακριβές και μόνο όταν μια εμπορική εταιρία ξεκινήσει μια παραγωγή με χαμηλό κόστος, θα μπορέσει να αναδειχθεί πλήρως.[56]

### Ονομαστικές Παράμετροι των μπαταριών ιόντων λιθίου (Lithium-Ion) [56]

Specific energy	90 Wh.kg <sup>-1</sup>
Energy density	153 Wh.L <sup>-1</sup>
Specific power	300 W.kg <sup>-1</sup>
Nominal cell voltage	3.5 V
Amphour efficiency	Very good
Internal resistance	Very low
Commercially available	Only in very small cells not suitable for electric vehicles
Operating temperature	Ambient
Self-discharge	Very low, ~10% per month
Number of life cycles	>1000
Recharge time	2-3 h



## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

### ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΤΑΣΗΣ ΣΕ ΣΥΝΕΧΗ ΤΑΣΗ (DC – DC )

Λέγοντας Μετατροπείς Συνεχούς Τάσης σε Συνεχή Τάση (*Μετατροπείς Σ.Τ.-Σ.Τ. - DC-DC Converters*) εννοούμε κάποιες διατάξεις οι οποίες περιέχουν πάντα έναν τουλάχιστον ελεγχόμενο ημιαγωγικό διακόπτη και μετατρέπουν τη συνεχή τάση εισόδου τους σε συνεχή τάση διαφορετικής τιμής και ενίοτε και πολικότητας στην έξοδό τους. Αυτοί οι μετατροπείς συνήθως αποκαλούνται και με τον όρο *τροφοδοτικά*, αφού η πιο συνήθης εφαρμογή τους είναι στην τροφοδοσία αναλογικών και ψηφιακών συστημάτων. Άλλες εφαρμογές αυτών των μετατροπέων είναι στη φόρτιση συσσωρευτών, στον έλεγχο μηχανών συνεχούς ρεύματος, στα συστήματα διόρθωσης του συντελεστή ισχύος κ.α.. Οι τεχνικές που έχουν χρησιμοποιηθεί, μέχρι σήμερα, για την κατασκευή και τον έλεγχο των τροφοδοτικών ισχύος, χωρίζονται σε δύο μεγάλες κατηγορίες :

1) **Τεχνική των γραμμικών τροφοδοτικών.** Η τεχνική αυτή συνίσταται στο ότι το ημιαγωγικό στοιχείο του μετατροπέα λειτουργεί στην ενεργό (δηλαδή, στη γραμμική) περιοχή, επομένως, συμπεριφέρεται σαν ρυθμιζόμενη αντίσταση και η πτώση τάσεως που εμφανίζει στα άκρα του καθορίζει την τιμή της τάσης στην έξοδο του μετατροπέα.

2) **Τεχνική των διακοπτικών τροφοδοτικών.** Η τεχνική των διακοπτικών τροφοδοτικών συνίσταται στο ότι το ημιαγωγικό στοιχείο του μετατροπέα λειτουργεί ως διακόπτης, δηλαδή λειτουργεί είτε σε κατάσταση αγωγής είτε σε κατάσταση αποκοπής, και το ποσοστό του χρόνου αγωγής του στη διάρκεια μιας περιόδου λειτουργίας καθορίζει την τιμή της τάσης στην έξοδο του μετατροπέα.

Τα περισσότερα τροφοδοτικά είναι σχεδιασμένα για να ικανοποιούν όλες ή μερικές από τις παρακάτω απαιτήσεις [6]:

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

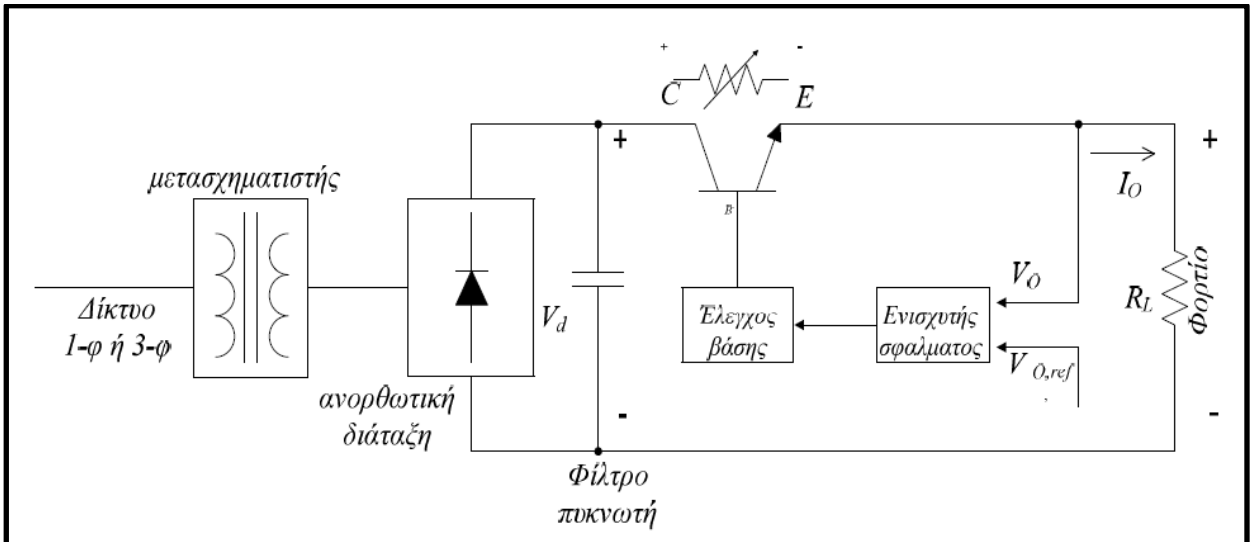
**Απομόνωση.** Η έξοδος πρέπει να είναι ηλεκτρικά απομονωμένη από την είσοδο.

**Πολλαπλές εξοδοι.** Πρέπει να υπάρχουν πολλαπλές εξοδοι (θετικές και αρνητικές), οι οποίες πρέπει να διαφέρουν ως προς τις προδιαγραφές τάσης και ρεύματος. Αυτές οι εξοδοι πρέπει να είναι απομονωμένες μεταξύ τους.

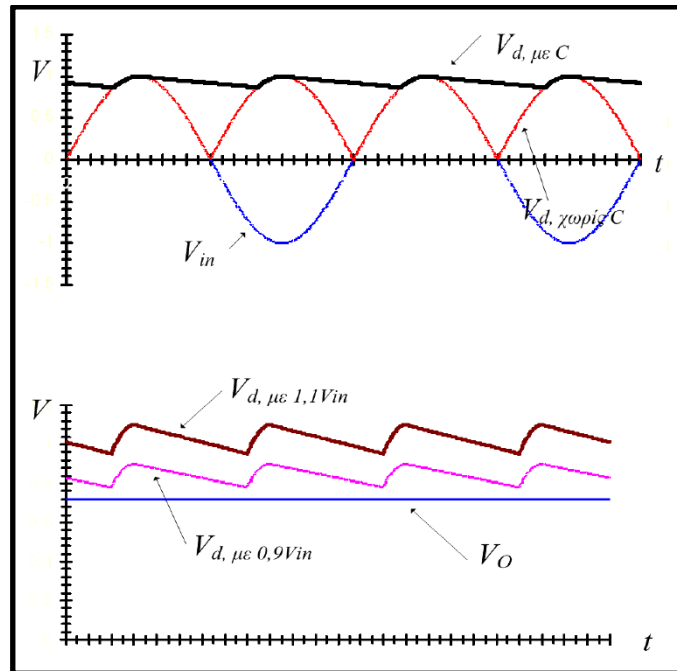
Εκτός από τις παραπάνω απαιτήσεις, κοινή επιδίωξη σήμερα σ' αυτά τα κυκλώματα είναι η μείωση του όγκου και του βάρους τους, καθώς και η αύξηση της απόδοσής τους. Παλαιότερα χρησιμοποιούνταν τα γραμμικά τροφοδοτικά. Η εξέλιξη, όμως, της τεχνολογίας των ημιαγωγών και ουσιαστικά η εμφάνιση των MOSFET ισχύος (στις αρχές της δεκαετίας του '80), είναι οι κύριοι παράγοντες που συνέβαλαν στην ευρεία χρήση των διακοπτικών τροφοδοτικών, που παρουσιάζουν αρκετά πλεονεκτήματα σε σχέση με τα γραμμικά τροφοδοτικά. Στη συνέχεια αυτής της ενότητας, θα αναλύσουμε τη λειτουργία.

#### ΓΡΑΜΜΙΚΑ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΑ

Για να μπορέσουμε να εκτιμήσουμε καλύτερα τα πλεονεκτήματα των διακοπτικών τροφοδοτικών θα πρέπει να εξετάσουμε πρώτα τα γραμμικά τροφοδοτικά, που χρησιμοποιούνταν κατά κόρο στο παρελθόν. Στο *σχήμα 2.1* φαίνεται το γενικό κυκλωματικό διάγραμμα ενός γραμμικού τροφοδοτικού καθώς και οι κυματομορφές των τάσεων στα άκρα του πυκνωτή εισόδου (λαμβάνοντας υπόψη τη διακύμανση της τάσης του δικτύου) καθώς και στη έξοδο του τροφοδοτικού [5],[6].



α) Γενικό κυκλωματικό διάγραμμα ενός γραμμικού τροφοδοτικού και β) Βασικές κυματομορφές των τάσεων κατά τη λειτουργία ενός γραμμικού τροφοδοτικού [6].





Από το παραπάνω σχήμα γίνεται φανερό πως για την επίτευξη ηλεκτρικής απομόνωσης μεταξύ εισόδου και εξόδου χρησιμοποιείται ένας μετασχηματιστής (κατάλληλου λόγου σπειρών και ισχύος), που παρεμβάλλεται μεταξύ του δικτύου (50Hz) και της ανορθωτικής διάταξης. Αυτοί οι μετασχηματιστές έχουν μεγάλο μέγεθος, βάρος και κόστος συγκρινόμενοι με τους μετασχηματιστές υψηλών συχνοτήτων. Στη συνέχεια, η τάση του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή ανορθώνεται με τη χρήση μιας γέφυρας πλήρους ανόρθωσης με διόδους και με τη χρήση ενός, μεγάλης τιμής, πυκνωτή εξομαλύνεται. Κατόπιν, συνδέεται σε σειρά ένα διπολικό τρανζίστορ, το οποίο λειτουργεί πάντα στη γραμμική περιοχή. Συγκρίνοντας την τάση εξόδου (VO) με την επιθυμητή τάση εξόδου (VO,ref) δημιουργείται ένα σφάλμα που καθορίζει το ρεύμα βάσης του ημιαγωγικού στοιχείου και άρα και την τελική τιμή της τάσης εξόδου ( $VO=Vd-VCE$ ). Επομένως, γίνεται αντιληπτό πως η διαφορά δυναμικού μεταξύ της τάσης εισόδου και της τάσης εξόδου εμφανίζεται στα άκρα του ημιαγωγικού στοιχείου μ' αποτέλεσμα να εμφανίζονται απώλειες ισχύος που είναι ανάλογες αυτής της διαφοράς δυναμικού. Συνήθως, ο συντελεστής απόδοσης των γραμμικών τροφοδοτικών κυμαίνεται στην περιοχή 30-60%. Κύριο πλεονέκτημα αυτών των τροφοδοτικών είναι η απλότητα του κυκλώματος με αποτέλεσμα το κόστος τους για μικρές ισχύς (μικρότερες των 25Watt) να είναι χαμηλό. Ακόμα, επειδή δεν έχουμε διακοπτικά φαινόμενα, δεν εμφανίζονται ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές (EMI) που μπορούν να δημιουργήσουν προβλήματα στη λειτουργία άλλων συσκευών.

#### **ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΑ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΑ**

Σε αντίθεση με τα γραμμικά τροφοδοτικά, στα διακοπτικά τροφοδοτικά ο έλεγχος της τάσης εξόδου επιτυγχάνεται με τη χρήση μετατροπέων Συνεχούς Τάσης σε Συνεχή Τάση (*DC-DC Converters*). Οι διακοπτικοί μετατροπείς Συνεχούς Τάσης σε Συνεχή Τάση (*DC-DC Converters*) αναφέρονται παρακάτω:

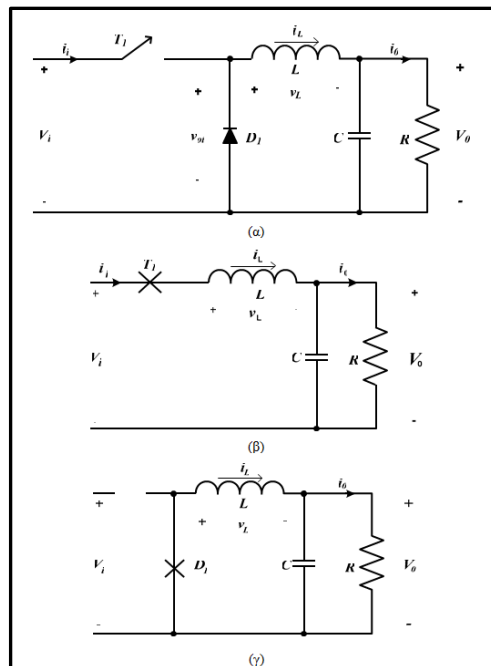


## DC –DC μετατροπείς ισχύος χωρίς ωμική ή γαλβανική απομόνωση [7]-[8]-[9]

### Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης (Step-Down ή Buck Converter)

Ο μετατροπέας υποβιβασμού τάσης (σχήμα 3.1α) παράγει στην έξοδό του τάση με μέση τιμή μικρότερη από την συνεχή τάση που εφαρμόζεται στην είσοδό του. Ο μετατροπέας αυτός λειτουργεί ανοιγοκλείνοντας περιοδικά το διακόπτη  $T_1$ . Όταν ο διακόπτης είναι κλειστός (άγει), η δίοδος  $D_1$  πολώνεται ανάστροφα και το ρεύμα ρέει από την πηγή εισόδου προς το φορτίο, φορτίζοντας ταυτόχρονα το πηνίο (σχήμα 3.1β). Όταν ο διακόπτης είναι ανοιχτός (κατάσταση αποκοπής), η δίοδος  $D_1$  πολώνεται ορθά και η αποθηκευμένη ενέργεια στο πηνίο μεταφέρεται προς το φορτίο (σχήμα 3.1γ). Κατά τη διάρκεια ενός διακοπτικού κύκλου, μπορεί το ρεύμα στο πηνίο να ρέει συνεχώς, δηλαδή να μη μηδενίζεται σε κανένα διάστημα του διακοπτικού κύκλου, οπότε ο μετατροπέας λειτουργεί στην κατάσταση συνεχούς ρεύματος πηνίου ή να μηδενίζεται για ένα διάστημα του διακοπτικού κύκλου, οπότε ο μετατροπέας λειτουργεί στην κατάσταση διακοπτόμενου ρεύματος πηνίου. Κατά τη λειτουργία των dc-dc μετατροπέων ισχύος ισχύουν οι παρακάτω βασικές αρχές :

- Η μέση τιμή του ρεύματος του πυκνωτή του φίλτρου εξόδου είναι μηδέν.
- Η μέση τιμή της τάσης στα άκρα του πηνίου του φίλτρου εξόδου είναι μηδέν.



**Σχήμα 3.1** (α) Τοπολογία μετατροπέα υποβιβασμού τάσης.  
(β) Ισοδύναμο κύκλωμα μετατροπέα υποβιβασμού τάσης, όταν ο ημιαγωγικός διακόπτης είναι σε αγωγή.  
(γ) Ισοδύναμο κύκλωμα μετατροπέα υποβιβασμού τάσης, όταν ο ημιαγωγικός διακόπτης είναι σε αποκοπή.

### Λειτουργία με συνεχές ρεύμα πηνίου:

Κατά τη λειτουργία του μετατροπέα με συνεχές ρεύμα πηνίου, όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, το ρεύμα που διαρρέει το πηνίο, άρα και φορτίο, δεν μηδενίζεται σε κανένα σημείο του

διακοπτικού κύκλου. Στο σχήμα 3.2 φαίνονται οι χαρακτηριστικές του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης, για λειτουργία με συνεχές ρεύμα πηνίου.

Όταν ο ημιαγωγικός διακόπτης είναι σε αγωγή (σχήμα 3.1β), η διόδος είναι ανάστροφα πολωμένη και η τάση στα άκρα του πηνίου είναι :

$$v_L = V_i - V_0$$

Το ρεύμα του πηνίου ( $i_L$ ) σε αυτό το διάστημα αυξάνεται γραμμικά (σχήμα 3.2).

Όταν ο ημιαγωγικός διακόπτης είναι σε αποκοπή (σχήμα 3.1γ), η διόδος πολώνεται ορθά από το πηνίο. Το ρεύμα του πηνίου (το οποίο σύμφωνα με τον κανόνα του Lenz τείνει να διατηρήσει την ίδια φορά με αυτή που είχε όταν διακόπηκε) ρέει μέσω της διόδου και μειώνεται γραμμικά, μεταφέροντας στο φορτίο ένα μέρος από την αποθηκευμένη ενέργεια στο πηνίο. Η τάση στα άκρα του πηνίου είναι :

$$v_L = -V_0$$

Το ολοκλήρωμα όμως  $v_L$  σε μια διακοπτική περίοδο ( $T_s$ ), στη μόνιμη κατάσταση είναι μηδέν:

$$\int_0^{T_s} v_L dt = \int_0^{t_{on}} v_L dt + \int_{t_{on}}^{T_s} v_L dt = 0$$

Με αντικατάσταση των παραπάνω σχέσεων στην τελευταία, προκύπτει :

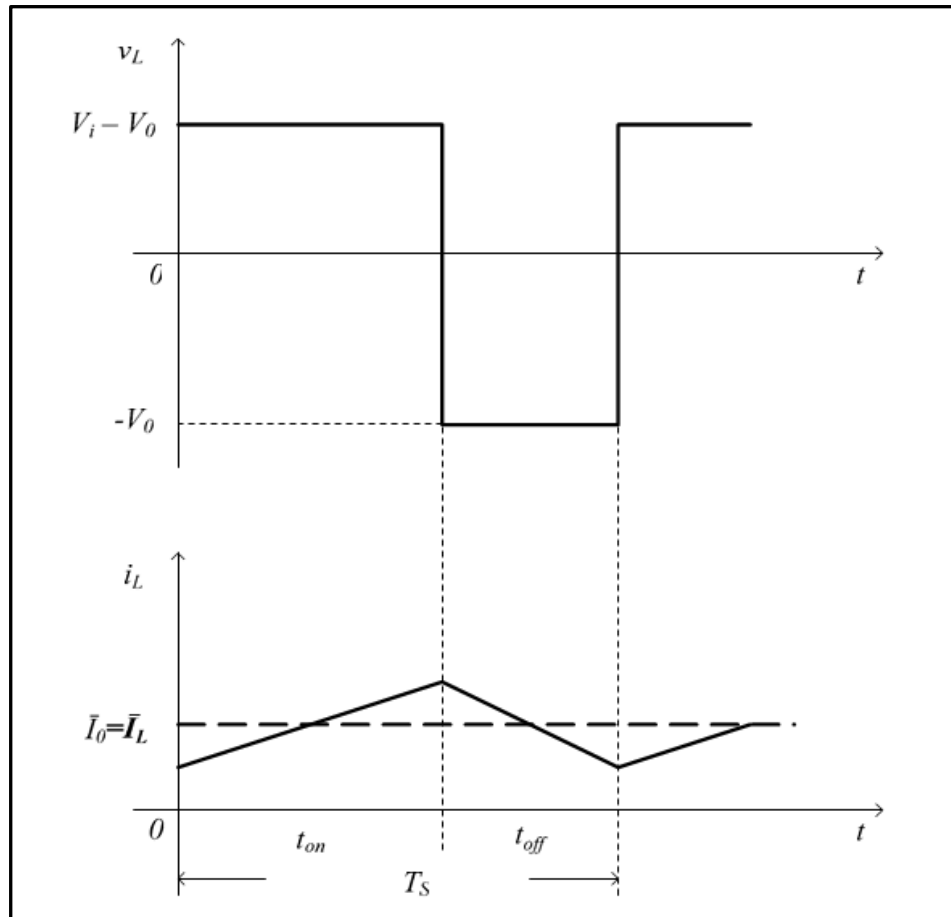
$$(V_i - V_0)t_{on} = V_0(T_s - t_{on})$$

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{t_{on}}{T_s} = D$$

Όπου :

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

Είναι ο βαθμός χρησιμοποίησης (duty cycle) και ορίζεται ως ο λόγος του χρονικού διαστήματος αγωγής του διακόπτη προς τη συνολική διακοπτική περίοδο



**Σχήμα 3.2** Χαρακτηριστικές τάσης ( $v_L$ ) και ρεύματος ( $i_L$ ) του πηνίου για λειτουργία του μετατροπέα με συνεχές ρεύμα πηνίου.

Υποθέτοντας ότι όλα τα στοιχεία του κυκλώματος του μετατροπέα είναι ιδανικά, ο βαθμός απόδοσης του μετατροπέα είναι 100%, επομένως η ισχύς εξόδου του είναι ίση με την ισχύ εισόδου του :

$$P_i = P_o \quad \text{άρα} \quad V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o$$

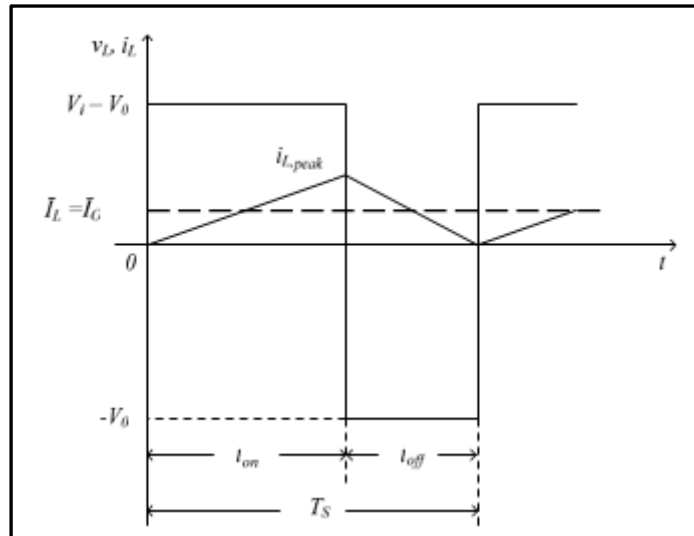
Όπου  $I_o$ ,  $I_i$  είναι η μέση τιμή του ρεύματος εξόδου και εισόδου αντίστοιχα.

### Λειτουργία με διακοπτόμενο ρεύμα πηνίου:

Από το σχήμα 3.2 προκύπτει ότι αν το ρεύμα εξόδου γίνει μικρότερο από κάποια τιμή ( $I_{OB}$ ), τότε ο μετατροπέας λειτουργεί με διακοπτόμενο ρεύμα, δηλαδή το ρεύμα του πηνίου μηδενίζεται για κάποιο χρονικό διάστημα στο τέλος μιας διακοπτικής περιόδου ή στην αρχή της επόμενης. Υποθέτοντας ότι ο μετατροπέας βρίσκεται στο όριο λειτουργίας συνεχούς-διακοπτόμενου ρεύματος πηνίου, δηλαδή ότι το ρεύμα στο πηνίο μηδενίζεται σε μια δεδομένη στιγμή στο τέλος μιας διακοπτικής περιόδου ή στην αρχή της επόμενης (σχήμα 3.3), τότε από την κυματομορφή του ρεύματος προκύπτει ότι η μέση τιμή του ρεύματος του πηνίου σε αυτό το όριο,  $I_{LB}$ , είναι :

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,peak} = \frac{t_{on}}{2L} (V_i - V_o) = \frac{DT_S}{2L} (V_i - V_o) = \bar{I}_{OB}$$

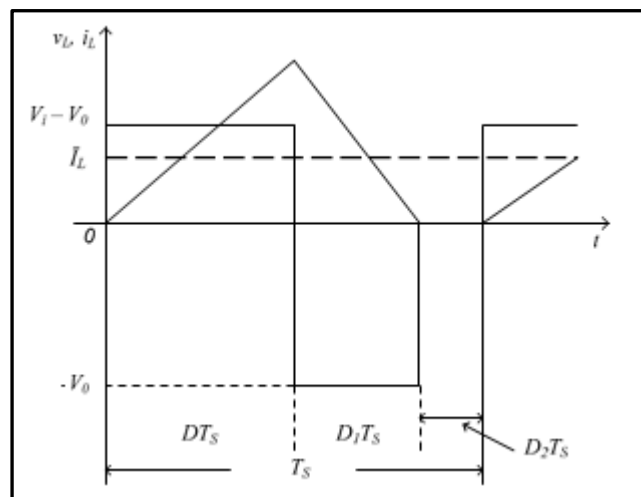
Όπου  $\bar{I}_{OB}$  είναι η οριακή μέση τιμή του ρεύματος εξόδου.



**Σχήμα 3.3** Κυματομορφές της τάσης ( $v_L$ ) και του ρεύματος ( $i_L$ ) του πηνίου, στο όριο συνεχούς – διακοπτόμενου ρεύματος πηνίου.

Από τη στιγμή κατά την οποία η μέση τιμή του ρεύματος εξόδου  $\bar{I}_O$ , άρα και η μέση τιμή του ρεύματος του πηνίου, γίνει μικρότερη από την τιμή  $\bar{I}_{LB}$  (εξίσωση 3.6), τότε το ρεύμα στο πηνίο γίνεται διακοπτόμενο.

Στο σχήμα 3.4 παρουσιάζονται οι κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος του πηνίου, στη λειτουργία του μετατροπέα με διακοπτόμενο ρεύμα πηνίου.



**Σχήμα 3.4** Κυματομορφές της τάσης ( $v_L$ ) και του ρεύματος ( $i_L$ ) του πηνίου, κατά τη λειτουργία διακοπτόμενου ρεύματος πηνίου.

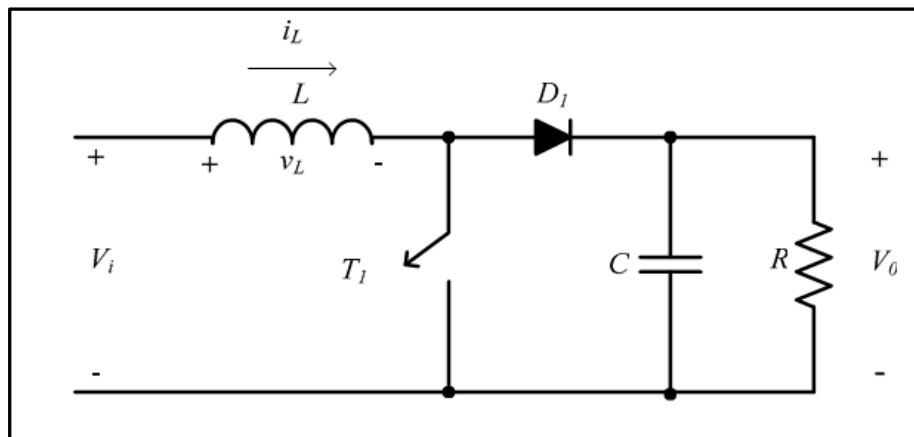
Η σχέση (3.4), που αφορά στη λειτουργία του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης στη λειτουργία συνεχούς ρεύματος πηνίου, γίνεται στην περίπτωση της λειτουργίας με διακοπτόμενο ρεύμα πηνίου :

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{D}{D + D_1}$$

Όπου,  $D_1$  όπως φαίνεται στο σχήμα 3.4 και  $D + D_1 < 1$ .

### Μετατροπέας ανύψωσης τάσης (Step Up ή Boost converter)

Ο μετατροπέας ανύψωσης τάσης δίνει στην έξοδο του τάση μεγαλύτερη ή ίση από την τάση εισόδου του. Στο σχήμα 3.5 παρουσιάζεται η τοπολογία αυτού του μετατροπέα. Όταν ο διακόπτης ( $T_1$ ) είναι κλειστός (κατάσταση αγωγής), η πηγή εισόδου φορτίζει το πηνίο  $L$ . Για όσο χρονικό διάστημα ο διακόπτης ( $T_1$ ) είναι ανοιχτός (κατάσταση αποκοπής), η ενέργεια που αποθηκεύτηκε στο πηνίο, μαζί με την ενέργεια της πηγής εισόδου μεταφέρεται προς το φορτίο μέσω της διόδου  $D_1$ , κι έτσι το ρεύμα ρέει μέσω του πηνίου προς το φορτίο. Ο πυκνωτής στην έξοδο είναι πολύ μεγάλης τιμής, ώστε η τάση στα άκρα του να μπορεί να θεωρηθεί σταθερή.

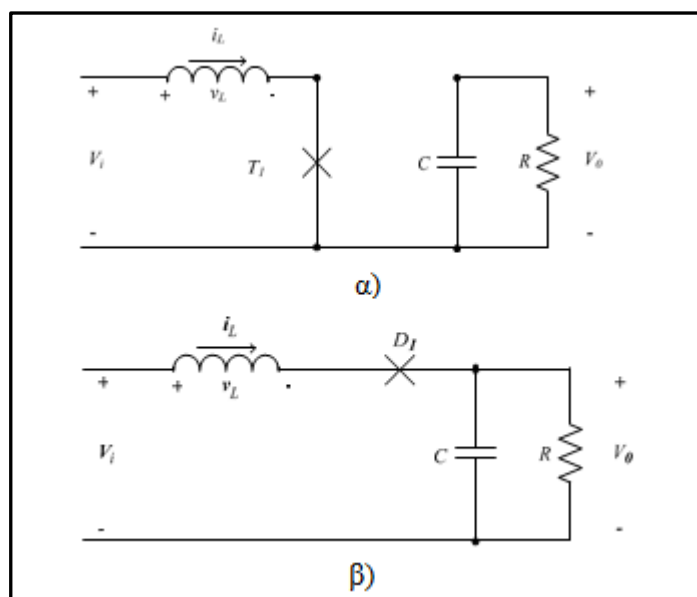


Σχήμα 3.5 Τοπολογία μετατροπέα ανύψωσης της τάσης

Όπως και ο μετατροπέας υποβιβασμού της τάσης, έτσι και ο μετατροπέας ανύψωσης μπορεί να λειτουργεί στην κατάσταση συνεχούς ρεύματος πηνίου ή στην κατάσταση διακοπόμενου ρεύματος πηνίου.

### Λειτουργία με συνεχές ρεύμα πηνίου:

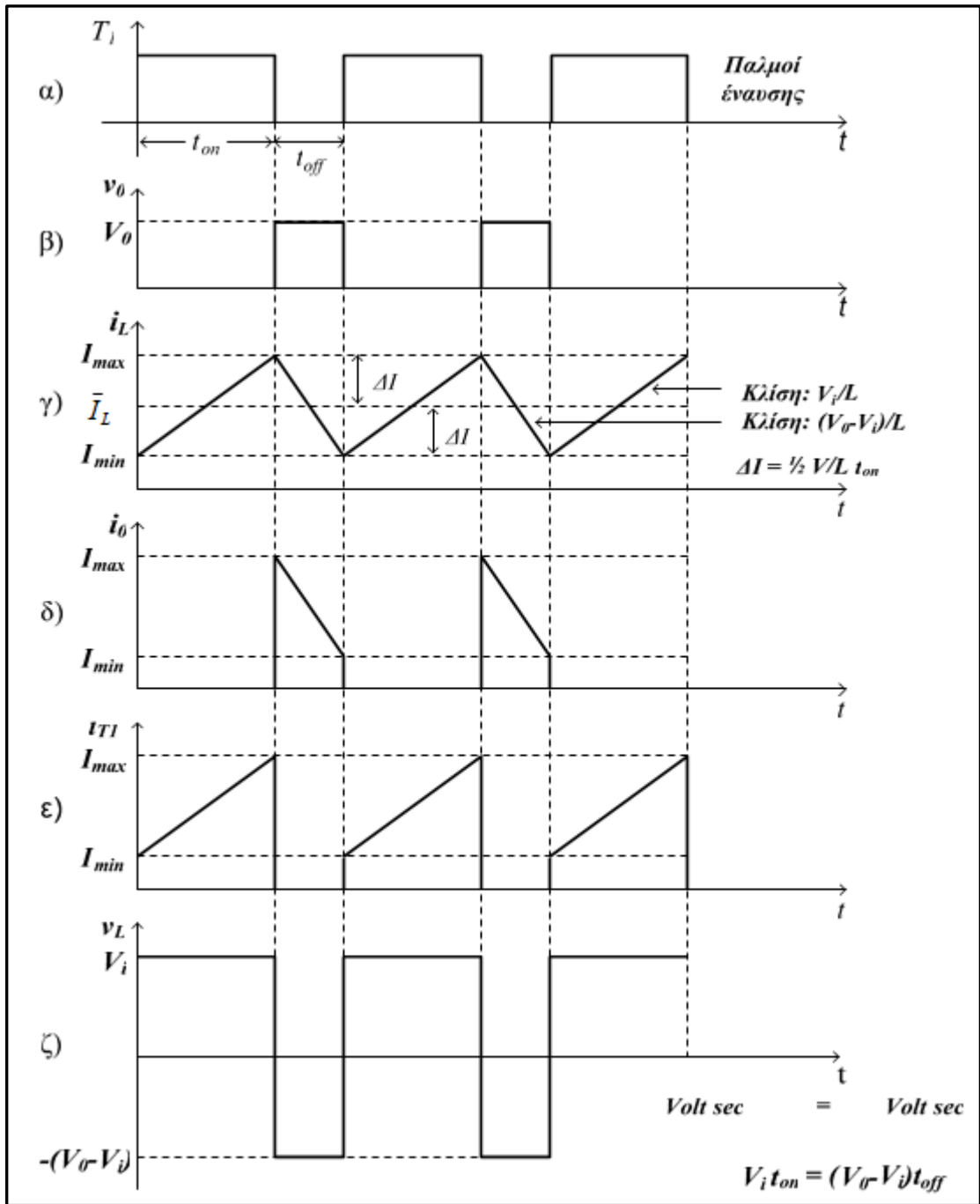
Στο σχήμα 3.6 παρουσιάζονται τα ισοδύναμα κυκλώματα του μετατροπέα κατά τη λειτουργία συνεχούς ρεύματος πηνίου.



Σχήμα 3.6 Ισοδύναμα κυκλώματα του μετατροπέα ανύψωσης

α) όταν ο διακόπτης  $T_1$  είναι σε αγωγή και β) όταν διακόπτης  $T_1$  είναι σε αποκοπή.

Στο σχήμα 3.7 παρουσιάζονται οι κυματομορφές του μετατροπέα ανύψωσης σε λειτουργία συνεχούς ρεύματος πηνίου:



3.7 Κυματομορφές του μετατροπέα ανύψωσης σε λειτουργία συνεχούς ρεύματος πηνίου. α) Παλμοί έναυσης του διακόπτη, β) Τάση εξόδου, γ) Ρεύμα εισόδου, δ) Ρεύμα εξόδου, ε) Ρεύμα διακόπτη ζ) Τάση πηνίου.

Για το χρονικό διάστημα ( $t_{on}$ ), κατά το οποίο ο διακόπτης είναι σε αγωγή, η διόδος είναι ανάστροφα πολωμένη και η είσοδος παρέχει ενέργεια στο πηνίο, το ρεύμα του οποίου αυξάνεται γραμμικά (σχήμα 3.7). Η τάση στα άκρα του πηνίου είναι ίση με την τάση εισόδου :

$$v_L = V_i$$

Όταν ο διακόπτης σταματήσει να άγει, το ρεύμα του πηνίου τείνει να διατηρήσει τη φορά που είχε από την προηγούμενη κατάσταση και ρέει μέσω της διόδου προς το φορτίο. Η ενέργεια που ήταν αποθηκευμένη στο πηνίο καθώς και αυτή της πηγής εισόδου μεταφέρεται στο φορτίο.

Το ρεύμα του πηνίου μειώνεται γραμμικά (σχήμα 3.7) ενώ η τάση του είναι :

$$v_L = V_i - V_0$$

Στη μόνιμη κατάσταση, το ολοκλήρωμα της τάσης στα άκρα του πηνίου κατά τη διάρκεια μιας διακοπτικής περιόδου είναι μηδέν :

$$\int_0^{T_s} v_L dt = \int_0^{t_{on}} v_L dt + \int_{t_{on}}^{T_s} v_L dt = 0$$

Αντικαθιστώντας τις παραπάνω , στην τελευταία , προκύπτει:

$$V_i \cdot t_{on} + (V_i - V_0) \cdot (T_s - t_{on}) = 0$$

Έτσι τελικά προκύπτει η σχέση μετατροπής:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{1-D}$$

Όπου ,  $D = \frac{t_{on}}{T_s}$  είναι ο βαθμός χρησιμοποίησης του ημιαγωγικού διακόπτη.

Θεωρώντας ότι τα στοιχεία του κυκλώματος είναι ιδανικά , η ισχύς εισόδου είναι ίση με την ισχύ εξόδου:

$$P_0 = P_i \Leftrightarrow V_0 \cdot \bar{I}_0 = V_i \cdot \bar{I}_i \quad \text{ή} \quad \frac{\bar{I}_0}{\bar{I}_i} = \frac{V_i}{V_0} = 1 - D$$

Από τις κυματομορφές του σχήματος 3.7 , προκύπτουν οι παρακάτω σχέσεις για την κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου (ή του ρεύματος εξόδου):

$$\begin{aligned} \text{Πλάτος κυμάτωσης : } \Delta I &= \frac{1V}{2L} t_{on} \\ \Delta I &= \frac{I_{\max} - I_{\min}}{2} & I_{\max} - I_{\min} &= \frac{V \cdot t_{on}}{L} \\ \bar{I}_0 &= \text{μέση τιμή ρεύματος εξόδου} = \bar{I}_L (1 - D) \end{aligned}$$



$$I_{\max} = \bar{I}_L + \Delta I$$

$$I_{\min} = \bar{I}_L - \Delta I$$

Παρατήρηση : Αν  $\Delta I > \bar{I}_L$ , τότε το ρεύμα του πηνίου γίνεται διακοπτόμενο.

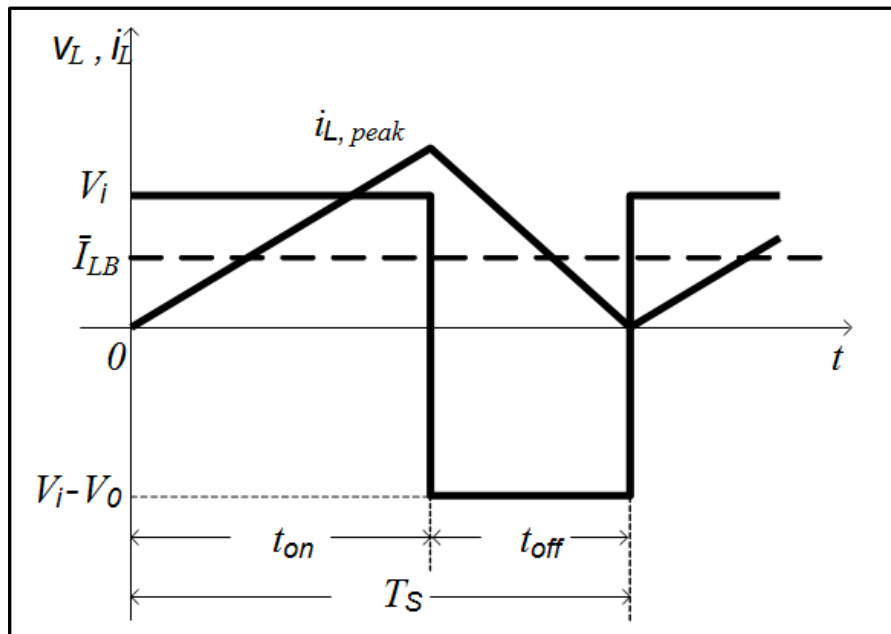
**Λειτουργία με διακοπτόμενο ρεύμα πηνίου:**

Υποθέτοντας ότι ο μετατροπέας βρίσκεται στο όριο λειτουργίας συνεχούς-διακοπτόμενου ρεύματος πηνίου, δηλαδή ότι το ρεύμα στο πηνίο μηδενίζεται σε μια δεδομένη στιγμή στο τέλος μιας διακοπτικής περιόδου ή στην αρχή της επόμενης (σχήμα 3.8), τότε από την κυματομορφή του ρεύματος προκύπτει ότι η μέση τιμή του ρεύματος του πηνίου ( $\bar{I}_{LB}$ ) σε αυτό το όριο είναι :

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,peak} = \frac{1}{2} \frac{V_i}{L} t_{on}$$

Αντικαθιστώντας στην τελευταία σχέση προκύπτει:

$$I_{LB} = \frac{T_s V_0}{2L} D(1-D)$$



**3.8 Κυματομορφές της τάσης ( $V_L$ ) και του ρεύματος ( $i_L$ ) του πηνίου, στο όριο συνεχούς – διακοπτόμενου ρεύματος πηνίου.**

Από τα σχήματα 3.5 και 3.6 είναι εμφανές, ότι το ρεύμα στο πηνίο είναι ίσο με το ρεύμα εισόδου ( $i_i = i_L$ ). Σ' αυτή την οριακή κατάσταση, η μέση τιμή του ρεύματος εξόδου ( $\bar{I}_{OB}$ ), με

βάση τη σχέση (3.13) είναι :

$$\bar{I}_{OB} = \frac{T_s V_0}{2L} D(1-D)^2$$

Οι εξισώσεις (3.21) και (3.22) μεγιστοποιούνται όταν  $D=0,5$  και  $D=1/3$  αντίστοιχα με την προϋπόθεση ότι τα υπόλοιπα μεγέθη είναι σταθερά. Οι μέγιστες τιμές τους είναι:

$$\bar{I}_{LB\max} = \frac{T_s V_0}{8L}$$

$$\bar{I}_{OB\max} = \frac{2T_s V_0}{27L}$$

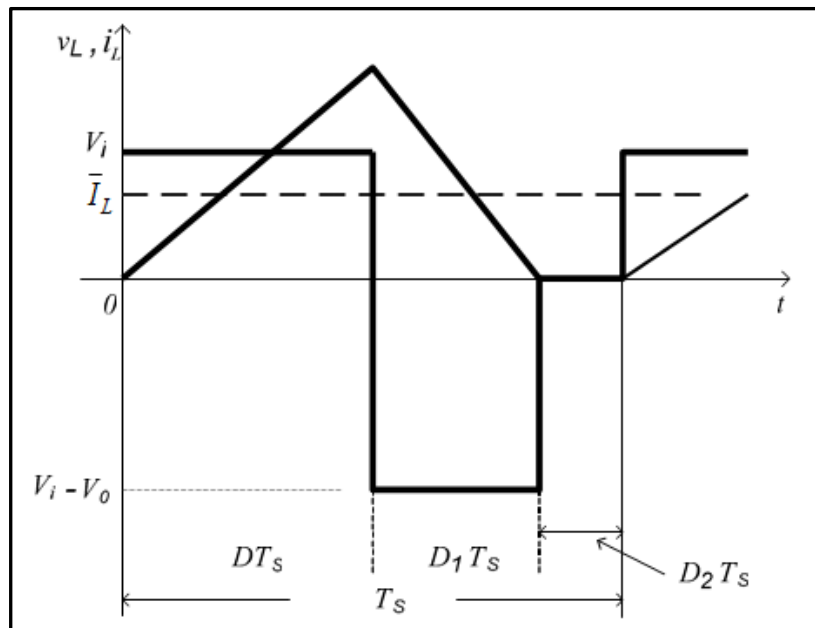
Επομένως , οι εξισώσεις (3.21) και (3.22) γίνονται:

$$\bar{I}_{LB} = 4D(1-D)\bar{I}_{LB,\max}$$

$$\bar{I}_{OB} = \frac{27}{4} D(1-D)^2 \bar{I}_{OB,\max}$$

Αν το ρεύμα του φορτίου  $I_O$  πάρει τιμή κάτω από  $\bar{I}_{OB}$  , τότε ο μετατροπέας λειτουργεί στην κατάσταση διακοπτόμενου ρεύματος πηνίου.

Οι βασικές κυματομορφές του μετατροπέα ανύψωσης , στην κατάσταση διακοπτόμενου ρεύματος πηνίου , παρουσιάζονται στο σχήμα 3.9.



**Κυματομορφές της τάσης ( $V_L$ ) και του ρεύματος ( $i_L$ ) του πηνίου, κατά τη λειτουργία του μετατροπέα ανύψωσης με διακοπτόμενο ρεύμα πηνίου.**

Στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας , το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου κατά τη διάρκεια μιας διακοπτικής περιόδου ισούται με μηδέν:

$$V_i D T_s + (V_i - V_0) D_1 T_s = 0$$

ή

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{D_1 + D}{D_1}$$

Τέλος υποθέτοντας ότι η ισχύς εισόδου του μετατροπέα είναι ίση με την ισχύ εξόδου του, προκύπτει ότι:

$$\frac{\bar{I}_0}{\bar{I}_i} = \frac{V_i}{V_0} = \frac{D_1}{D_1 + D}$$

Όπως έχει αναφερθεί, το ρεύμα του πηνίου είναι ίσο με το ρεύμα εισόδου του μετατροπέα, επομένως το ίδιο ισχύει και για τις μέσες τιμές τους. Από το σχήμα 2.8 προκύπτει ότι:

$$\bar{I}_i = \bar{I}_L = \frac{V_d}{2L} D T_s (D + D_1)$$

Από τις εξισώσεις (2.28) και (2.29) προκύπτει ότι:

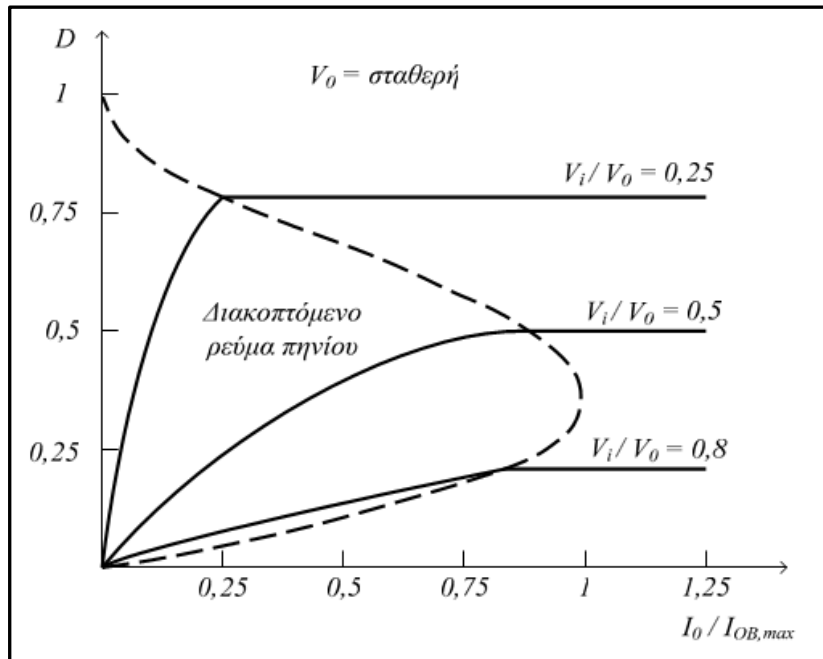
$$\bar{I}_0 = \frac{T_s V_i}{2L} D D_1$$

Στις περισσότερες εφαρμογές του μετατροπέα ανύψωσης, η τάση εξόδου  $V_0$  διατηρείται σταθερή, μεταβάλλοντας το βαθμό χρησιμοποίησης  $D$ , για την αντιστάθμιση των μεταβολών της τάσης εισόδου  $V_i$ . Από τις εξισώσεις (3.24), (3.27) και (3.30) υπολογίζεται ο βαθμός

χρησιμοποίησης  $D$  ως συνάρτηση του λόγου  $\frac{\bar{I}_0}{I_{OB,max}}$ :

$$D = \frac{4V_0}{27V_i} \left( \frac{V_0 - 1}{V_i} \right) \frac{I_0}{I_{OB,max}}$$

Στο σχήμα 3.10 έχουν σχεδιαστεί οι γραφικές παραστάσεις του βαθμού χρησιμοποίησης  $D$  του ημιαγωγικού διακόπτη ως συνάρτηση του λόγου  $\frac{\bar{I}_0}{I_{OB,max}}$  για διάφορες τιμές του λόγου  $\frac{V_i}{V_0}$  στις καταστάσεις λειτουργίας συνεχούς και διακοπόμενου ρεύματος πηνίου. Το όριο μεταξύ των δύο καταστάσεων λειτουργίας ορίζεται από τη διακεκομμένη γραμμή.

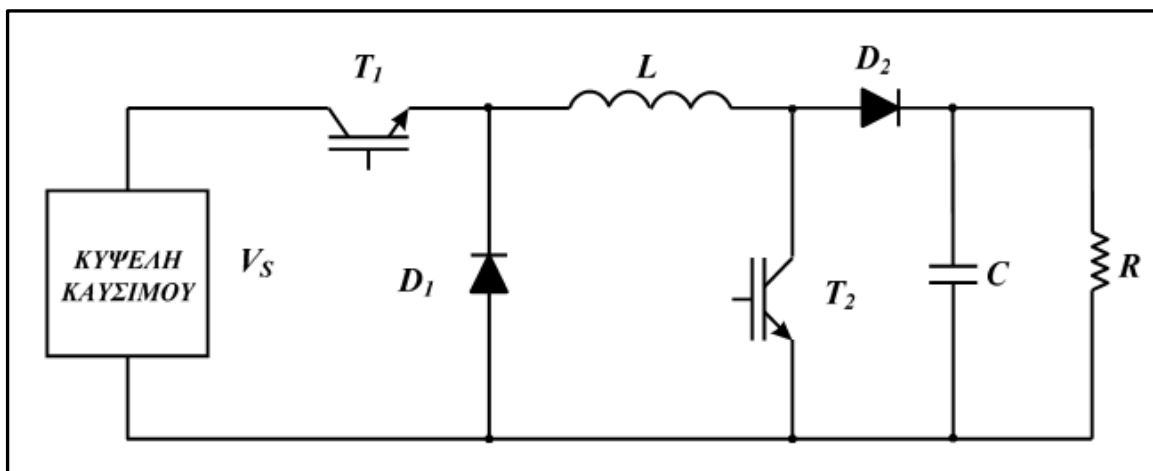


Σχήμα 3.10 Χαρακτηριστικές καμπύλες του μετατροπέα ανύψωσης, υπό την προϋπόθεση ότι η  $V_0$  είναι σταθερή, για συνεχή και διακοπτόμενη αγωγή.

Ο μετατροπέας ανύψωσης μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε εφαρμογές, όπου δεν υπάρχει καμία ανάγκη για ωμική απομόνωση ή όταν ο ωμικός μετασχηματιστής απομόνωσης είναι μέρος του αντιστροφέα. Επιπλέον, όταν ο μετατροπέας ανύψωσης αποτελείται από διάφορες ενδιάμεσες μονάδες, μπορεί να διαχειριστεί ισχύ υψηλής τιμής.

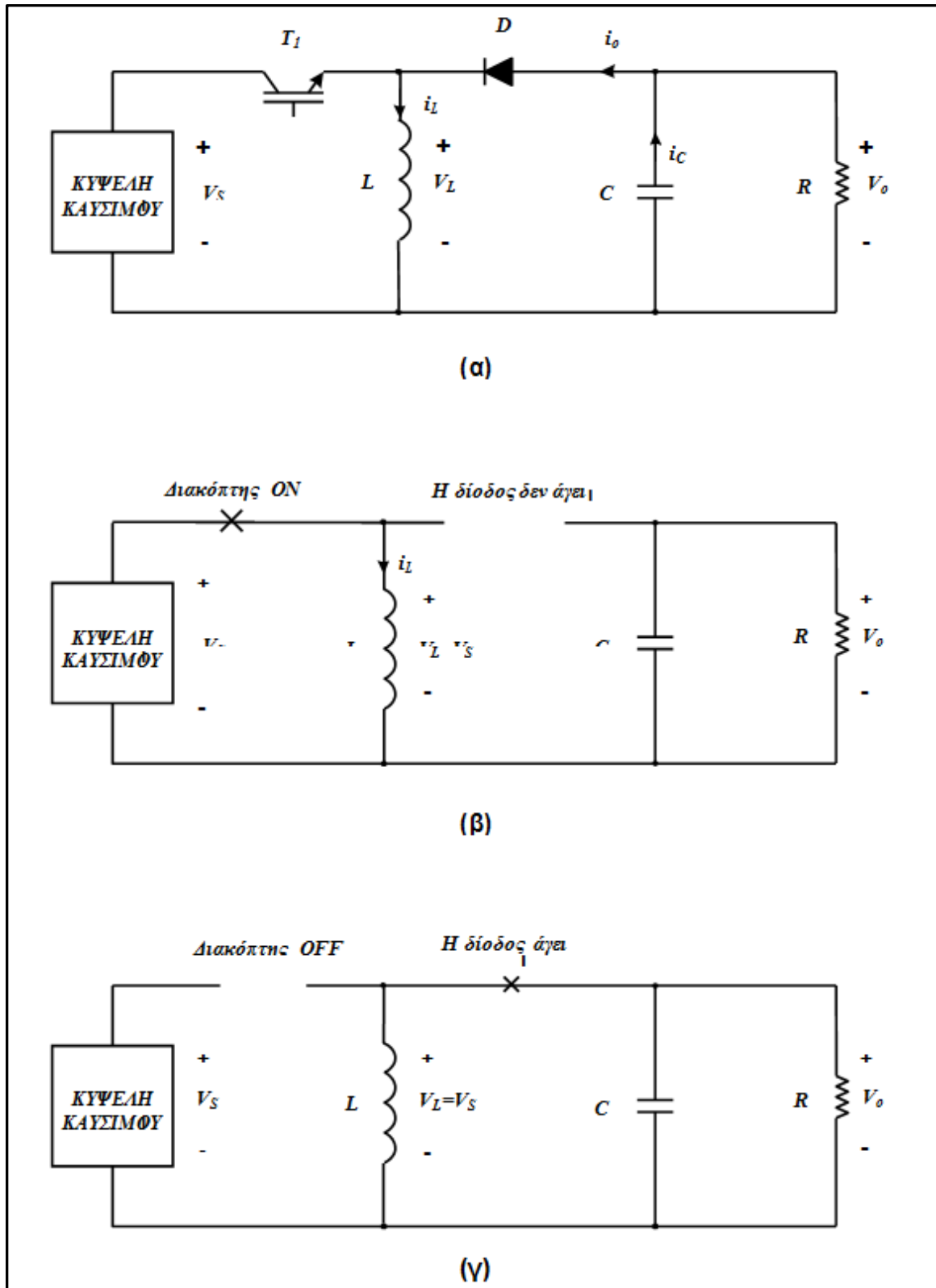
### 3.2.3 Μετατροπέας υποβιβασμού – ανύψωσης τάσης (Buck – Boost Converter):

Ο μετατροπέας υποβιβασμού – ανύψωσης τάσης δημιουργείται με εν σειρά ζεύξη ενός μετατροπέα υποβιβασμού και ενός ανύψωσης (σχήμα 3.11). Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται ο υποβιβασμός ή η ανύψωση της τάσης της κυψέλης καυσίμου (ή άλλης DC πηγής) με ένα κύκλωμα.



Σχήμα 3.11Κύκλωμα DC – DC μετατροπέα υποβιβασμού – ανύψωσης τάσης (Buck – Boost)

Στο σχήμα 3.12 παρουσιάζεται ένα παρόμοιο κύκλωμα με ένα διακοπτικό στοιχείο.



Σχήμα 3.12

Α) Κύκλωμα DC – DC μετατροπέα υποβιβασμού – ανόψωσης τάσης (Buck – Boost)

Β) Ισοδύναμο κύκλωμα με κλειστό ημιαγωγικό διακόπτη

Γ) Ισοδύναμο κύκλωμα με ανοιχτό ημιαγωγικό διακόπτη

Η ενέργεια που αποθηκεύεται στην αυτεπαγωγή , όταν ο ημιαγωγικός διακόπτης είναι κλειστός (άγει) είναι:

$$W_1 = V_S \cdot I_S \cdot t_{ON}$$

Η ενέργεια που απελευθερώνεται από την αυτεπαγωγή , όταν ο ημιαγωγικός διακόπτης είναι ανοιχτός (δεν άγει) είναι:

$$W_0 = V_0 \cdot I_S \cdot t_{OFF}$$

Όπου:

- $V_S$  είναι η τάση εισόδου
- $V_0$  είναι η μέση τιμή της τάσης εξόδου
- $I_S$  είναι η μέση τιμή του ρεύματος εισόδου
- $t_{OFF}$  είναι ο χρόνος κατά τον οποίο ο διακόπτης δεν άγει
- $t_{ON}$  είναι ο χρόνος κατά τον οποίο ο διακόπτης άγει

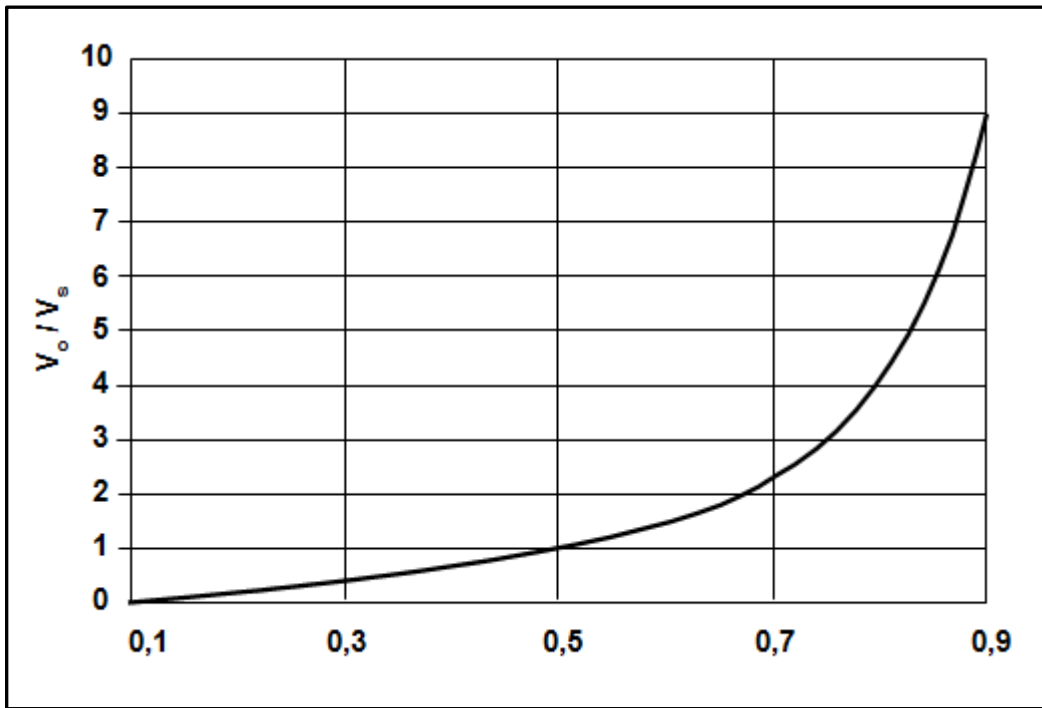
Σε μετατροπέα ο οποίος δεν παρουσιάζει απώλειες , οι δύο παραπάνω ενέργειες είναι ίσες. Άρα:

$$V_S \cdot I_S \cdot t_{ON} = -V_0 \cdot I_S \cdot t_{OFF}$$

$$\bar{V}_0 = -V_S \frac{t_{ON}}{t_{OFF}} = -V_S \frac{t_{ON}}{T - t_{ON}} = -V_S \frac{D}{(1 - D)}$$

$$V_0 = -V_S \frac{D}{(1 - D)}$$

Σύμφωνα με τη σχέση (3.34) , η τάση εξόδου καθορίζεται από τη διακοπτική συχνότητα του ημιαγωγικού διακόπτη. Ανάλογα με την τιμή του συντελεστή χρησιμοποίησης  $D$  επιτυγχάνεται αύξηση ή μείωση της τάσης εξόδου σε σχέση με την τάση εισόδου (σχήμα 3.13).



**Σχήμα 3.13 Duty cycle (Συντελεστής χρησιμοποίησης)**

**Μεταβολή της τάσης εξόδου ως προς την τάση εισόδου του μετατροπέα υποβιβασμού – ανύψωσης τάσης συναρτήσει της διακοπτικής συχνότητας του ημιαγωγικού διακόπτη.**

Στο παραπάνω σχήμα παρατηρούμε ότι όταν  $D < 0,5$  η τάση εξόδου είναι μικρότερη από την τάση εισόδου, ενώ όταν  $D > 0,5$  η τάση εξόδου είναι μεγαλύτερη από την τάση εισόδου. Επομένως το συγκεκριμένο κύκλωμα συνδυάζει ένα μετατροπέα ανύψωσης και ένα μετατροπέα υποβιβασμού τάσης.

Ένα μειονέκτημα αυτού του μετατροπέα είναι η αντιστροφή της πολικότητας της τάσης εξόδου ως προς την πολικότητα της τάσης εισόδου. Αντίθετα, κάτι τέτοιο δεν συμβαίνει με το μετατροπέα του σχήματος 3.11, στον οποίο όμως υπάρχουν δύο διόδοι και δύο ημιαγωγικοί διακόπτες (IGBTs) κι επομένως μεγαλύτερες απώλειες και πιο πολύπλοκο κύκλωμα ελέγχου.

Για τον μετατροπέα αυτόν ισχύει :

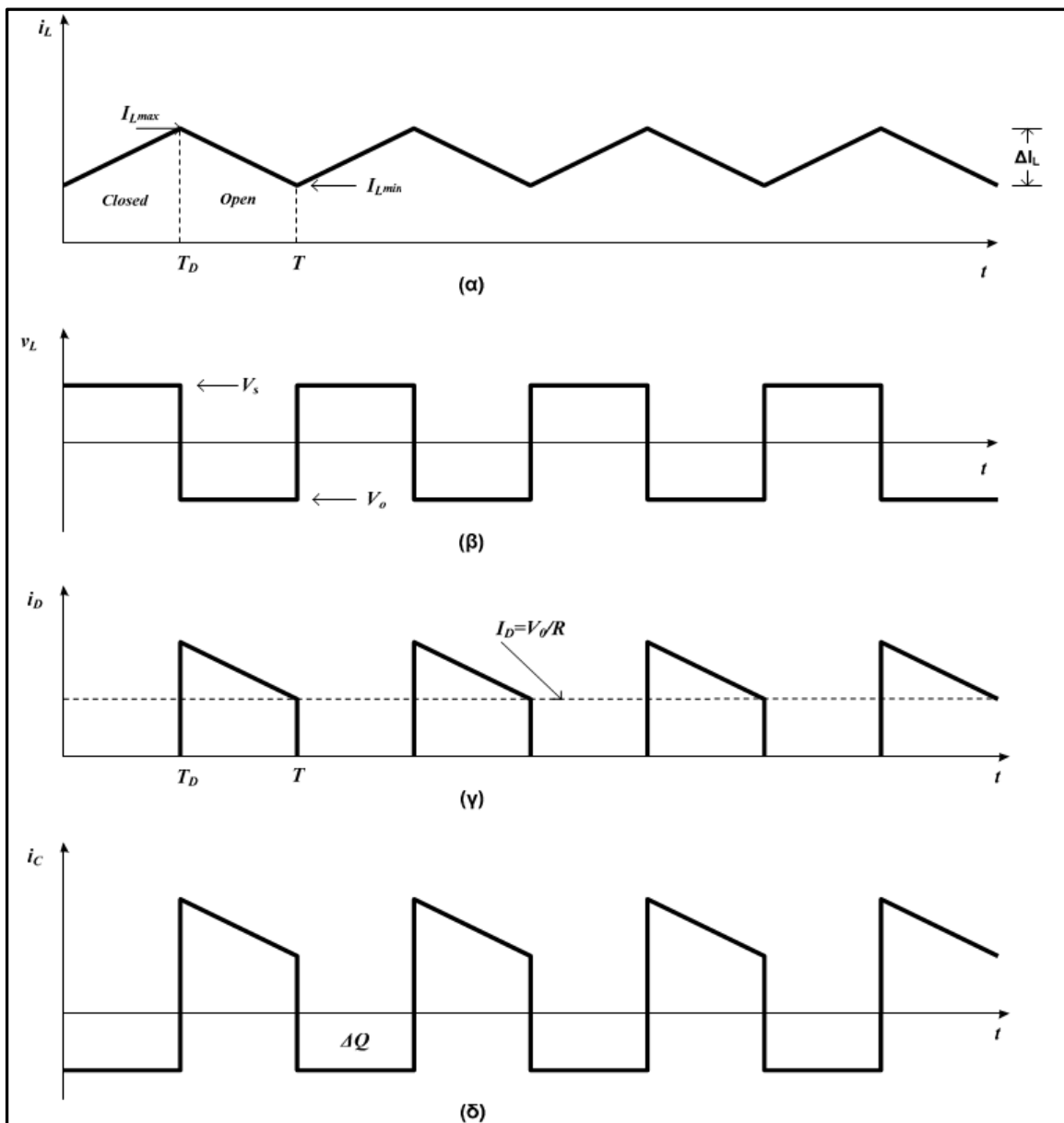
$$\bar{V}_o = V_s \cdot \frac{D}{1-D}$$

Η επιλογή του κυκλώματος που θα χρησιμοποιηθεί γίνεται από το σχεδιαστή, ανάλογα με τις απαιτήσεις της εφαρμογής.

Στο σχήμα 3.14 παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές κυματομορφές του μετατροπέα του σχήματος 3.11.

↑  
↓





**Σχήμα 3.14** Χαρακτηριστικές μετατροπέα υποβιβασμού – ανύψωσης τάσης.

(α) Ρεύμα πηνίου, (β) Τάση πηνίου, (γ) Ρεύμα διόδου, (δ) Ρεύμα πυκνωτή

Η ισχύς που παρέχεται από την πηγή ( $P_S$ ) καταναλώνεται στο φορτίο ( $P_O$ ), δηλαδή  $P_S=P_O$ :

$$P_S = \overline{V_S} \cdot \overline{I_S} \quad \text{και} \quad P_O = \frac{\overline{V_o^2}}{R}$$

$$\text{Άρα} \quad \frac{\overline{V_o^2}}{R} = \overline{V_S} \cdot \overline{I_S}$$

Η μέση τιμή του ρεύματος εξόδου ( $I_S$ ) συνδέεται με τη μέση τιμή του ρεύματος του πηνίου με τη σχέση:

$$I_S = I_L \cdot D$$

Από τις σχέσεις 3.36 και 3.37 έχουμε :

$$\frac{\overline{V_0^2}}{R} = V_S \cdot \overline{I_L} \cdot D$$

Η μέση τιμή του ρεύματος που διαρρέει το πηνίο είναι:

Από τις σχέσεις 3.34 και 3.39 έχουμε:

$$\overline{I_{\max}} = \overline{I_L} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad \text{και} \quad \overline{I_{\min}} = \overline{I_L} - \frac{\Delta I_L}{2}$$

Κατά τη φάση που ο ημιαγωγικός διακόπτης άγει (σχήμα 3.12 (β)), ισχύει:

$$\Delta \overline{I_L} \cdot L = V_S \cdot t_{on} = V_S \cdot D \cdot T$$

Επομένως οι σχέσεις 3.31 με βάση τις σχέσεις 3.30 και 3.32 γίνονται :

$$\overline{I_{\max}} = \frac{V_S \cdot D}{R \cdot (1-D)^2} + \frac{V_S \cdot D \cdot T}{2 \cdot L}$$

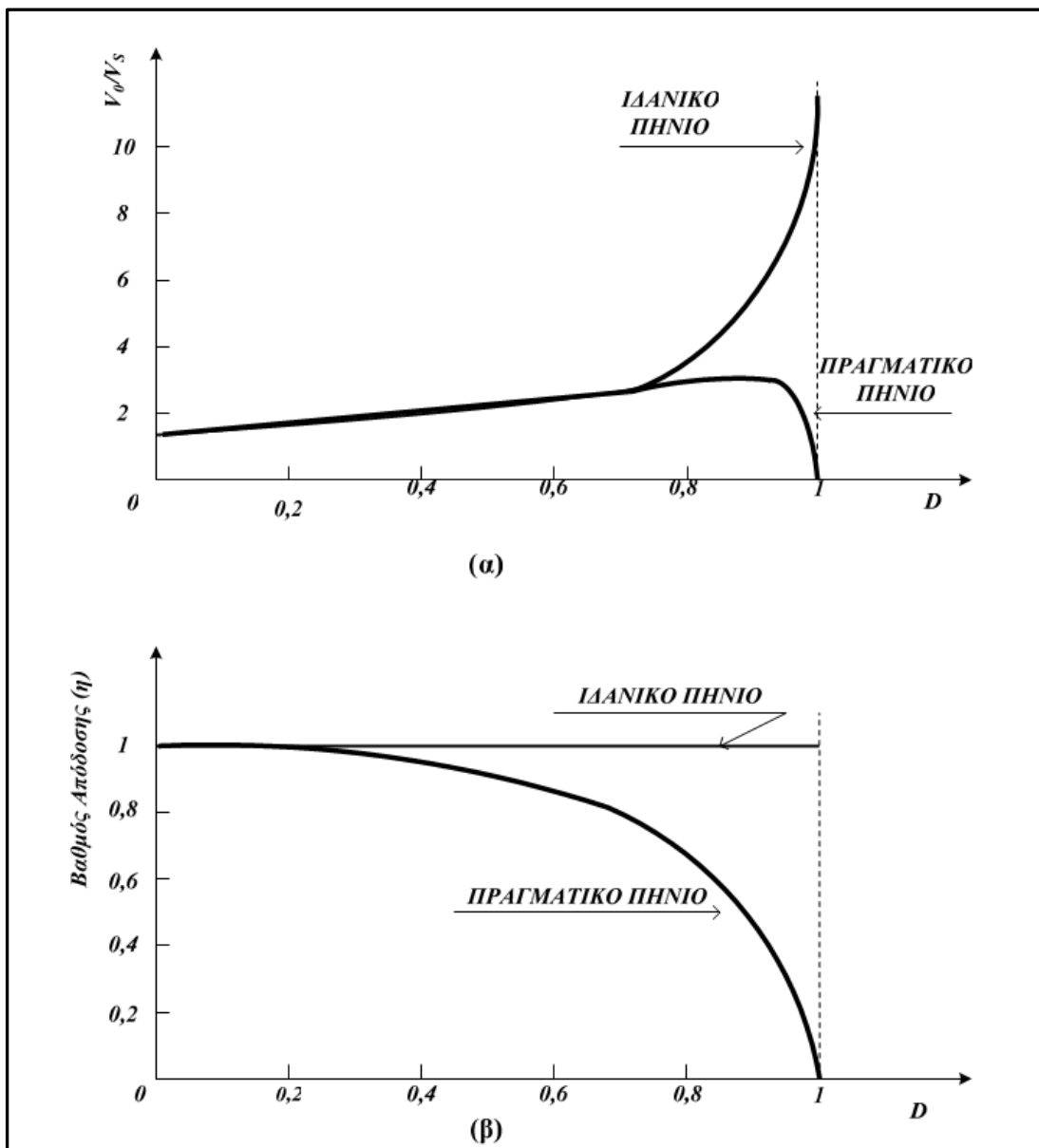
$$\overline{I_{\min}} = \frac{V_S \cdot D}{R \cdot (1-D)^2} - \frac{V_S \cdot D \cdot T}{2 \cdot L}$$

Για να υπάρχει συνεχής ροή ηλεκτρικού ρεύματος μέσα από το πηνίο, πρέπει το ηλεκτρικό ρεύμα να μην αλλάζει φορά. Αυτό σημαίνει ότι η ελάχιστη τιμή του ηλεκτρικού ρεύματος δεν πρέπει να παίρνει αρνητικές τιμές. Επομένως η ελάχιστη επιτρεπόμενη τιμή του συντελεστή αυτεπαγωγής του πηνίου υπολογίζεται ως εξής:

$$\frac{V_S \cdot D}{R \cdot (1-D)^2} - \frac{V_S \cdot D \cdot T}{2 \cdot L} = 0 \Rightarrow L_{\min} = R \frac{(1-D)^2}{2 \cdot f}$$

Με βάση το σχήμα 3.14 (δ) μπορεί να υπολογιστεί η κυμάτωση της τάσης στο φορτίο ή ισοδύναμα στα άκρα του πυκνωτή:

Στο σχήμα 3.15 παρουσιάζονται οι καμπύλες μεταβολής της τάσης εξόδου (α) και του βαθμού απόδοσης του μετατροπέα (β) συναρτήσει του βαθμού χρησιμοποίησης (D) για ιδανικό πηνίο και για πραγματικό πηνίο.



Σχήμα 3.15 Μεταβολή της τάσης (α) και του βαθμού απόδοσης (β) , συνάρτησε του βαθμού χρησιμοποίησης , μετατροπέα ανύψωσης τάσης με ιδανικό και πραγματικό πηνίο.

Ο ημιαγωγικός διακόπτης παρουσιάζει απώλειες ισχύος στις φάσεις που είναι ανοιχτός ή κλειστός. Δημιουργεί όμως απώλειες και στο μετατροπέα κατά το άνοιγμα ή το κλείσιμό του.

Οι απώλειες ισχύος στο μετατροπέα περιορίζονται στο ελάχιστο όταν το κύκλωμα ελέγχου του διακόπτη εξασφαλίζει μηδενισμό της τάσης στα άκρα του διακόπτη όταν κλείνει και στη συνέχεια αύξηση του ρεύματος που τον διαρρέει. Το αντίστροφο πρέπει να συμβαίνει κατά το άνοιγμα του διακόπτη.

Πρέπει, λοιπόν, κατά το σχεδιασμό του μετατροπέα να προβλέπονται οι σωστοί χρόνοι ανοίγματος και κλεισίματος των ημιαγωγικών διακοπών, ώστε να ελαχιστοποιούνται οι απώλειες.

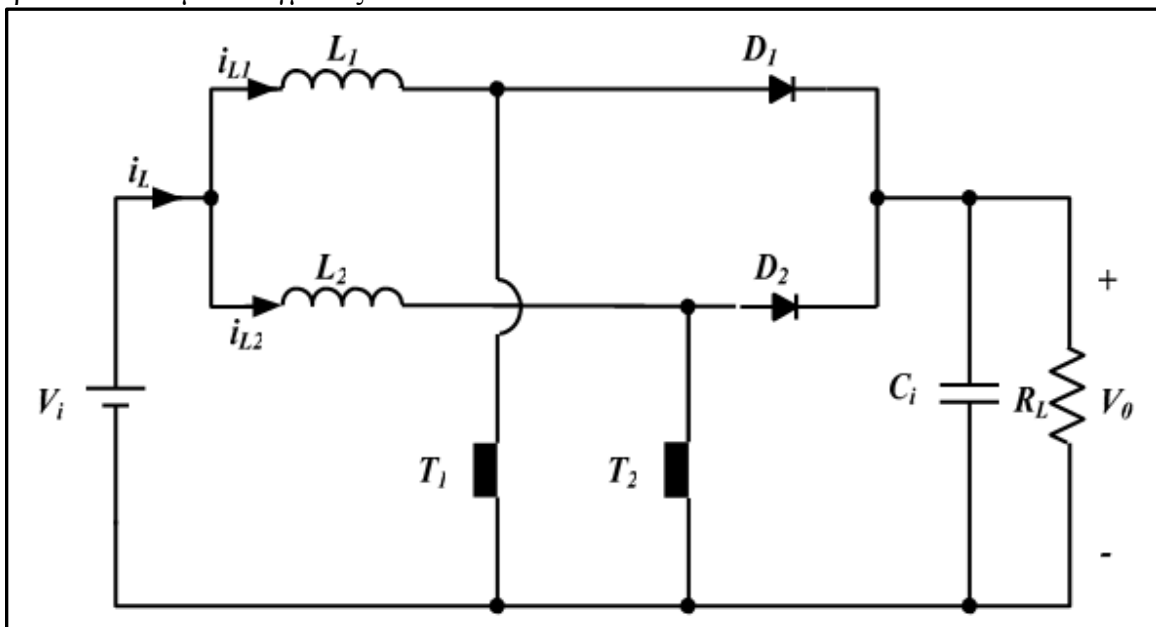
### 3.2.4 DC – DC μετατροπέας ανύψωσης με συζευγμένα πηνία [7]-[10]-[11]

Ο μετατροπέας ανύψωσης (μεγάλης ισχύος) είναι απαραίτητος για τη διασύνδεση μιας πηγής ισχύος (π.χ. κυψέλη καυσίμου ή συστοιχία συσσωρευτών) με το ζυγό συνεχούς τάσης, ο οποίος χρησιμοποιείται ως είσοδος του αντιστροφέα. Ο μετατροπέας ανύψωσης με συζευγμένα πηνία δεν απορροφά μεγάλη κυμάτωση ρεύματος, επομένως μειώνει και το μέγεθος του παθητικού στοιχείου στην έξοδο της πηγής ισχύος.

Μια σημαντική παράμετρος στο σχεδιασμό ενός μετατροπέα ανύψωσης με συζευγμένα πηνία είναι η επιλογή του πηνίου ανύψωσης. Το βασικό πρόβλημα είναι το βάρος και το μέγεθος του πηνίου ανύψωσης, αφού είναι ίσως το βαρύτερο εξάρτημα του μετατροπέα. Προκειμένου να μειωθεί το βάρος αλλά και το μέγεθος του πηνίου προτιμάται πηνίο μικρής αυτεπαγωγής. Σ' αυτή την περίπτωση, ο μετατροπέας σχεδιάζεται ουσιαστικά για λειτουργία διακοπτόμενου ρεύματος πηνίου (Discontinuous Inductor Current Mode - DICM). Το πρόβλημα κατά τη λειτουργία με διακοπτόμενο ρεύμα πηνίου (DICM) είναι η απορρόφηση υψηλής κυμάτωσης του ρεύματος εισόδου, η οποία είναι ιδιαίτερα απαράδεκτη για πηγές ισχύος όπως οι κυψέλες καυσίμου. Για να μειωθεί η απορρόφηση της κυμάτωσης του ρεύματος εισόδου, ο μετατροπέας σχεδιάζεται με συζευγμένα πηνία.

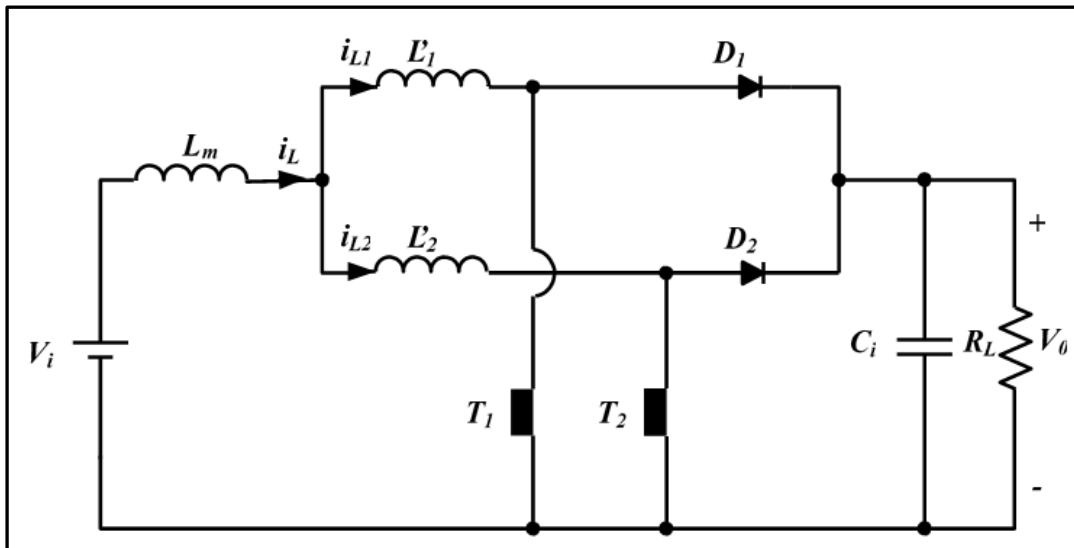
#### Αρχή λειτουργίας του DC – DC μετατροπέα ανύψωσης με συζευγμένα πηνία

Στο σχήμα 3.16 παρουσιάζεται η τοπολογία μετατροπέα, ο οποίος αποτελείται από δυο μετατροπείς ανύψωσης με συζευγμένα πηνία. Τα πηνία  $L_1$  και  $L_2$  είναι συζευγμένα και με τον ίδιο προσανατολισμό τυλίγματος.



Σχήμα 3.16 Μετατροπέας αποτελούμενος από δυο μετατροπείς ανύψωσης με συζευγμένα πηνία.

Τα συζευγμένα πηνία μπορούν να αναπαρασταθούν από ένα ισοδύναμο κύκλωμα με τρία μη συζευγμένα πηνία, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.17.



Σχήμα 3.17 Ισοδύναμο κύκλωμα του μετατροπέα

Οι σχέσεις που συνδέουν τα πηνία δίνονται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$\begin{aligned} L'_1 &= L_1 - L_m \\ L'_2 &= L_2 - L_m \\ L_m &= k\sqrt{L_1 \cdot L_2} \end{aligned}$$

Όπου,

$L_1, L_2$  είναι οι αυτεπαγωγές των δύο πηνίων

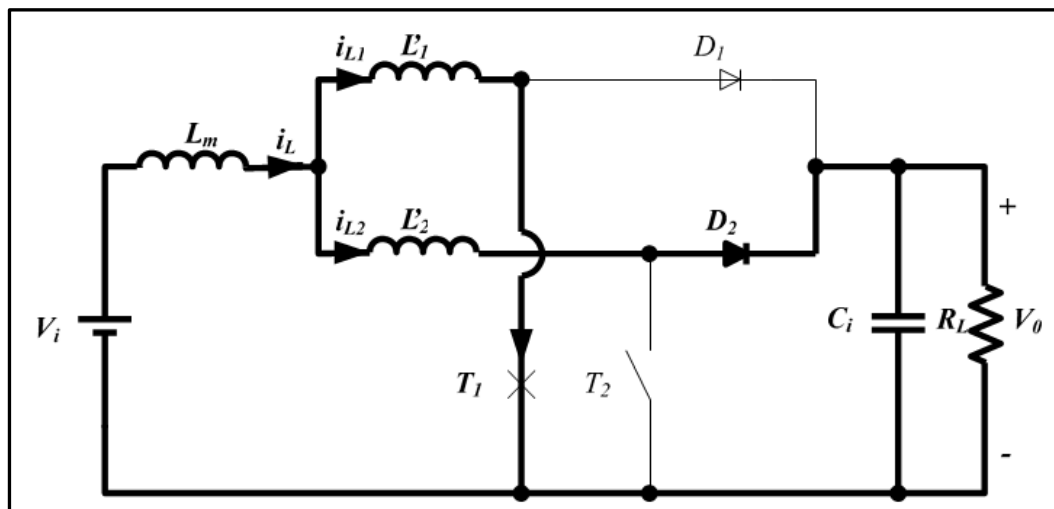
$k$  είναι ο συντελεστής σύζευξης των πηνίων

$L'_1, L'_2$  είναι η επαγωγική διαρροή των δύο πηνίων στο ισοδύναμο κύκλωμα

$L_m$  είναι η αμοιβαία επαγωγή

Από το ισοδύναμο κύκλωμα, για διάφορες διακοπτικές καταστάσεις και από τις κυματομορφές του σχήματος 3.24, η λειτουργία του μετατροπέα μπορεί να εξηγηθεί όπως παρακάτω:

Φάση λειτουργίας 1<sup>η</sup> (σχήμα 3.18)



Σχήμα 3.18 Διαδρομές του ρεύματος κατά την 1<sup>η</sup> φάση λειτουργίας (χρονικό διάστημα  $t_0 -$

$t_1$ )

Στο χρόνο  $t_0$ , ο διακόπτης  $T_1$  είναι κλειστός. Το ρεύμα του πηνίου  $L'_1$  αρχίζει να αυξάνει, ενώ το πηνίο  $L'_2$  συνεχίζει να εκφορτίζεται (είχε φορτιστεί από τον προηγούμενο διακοπτικό κύκλο).

Η μεταβολή του ρεύματος  $i_{L2}$  δίνεται από τη σχέση :

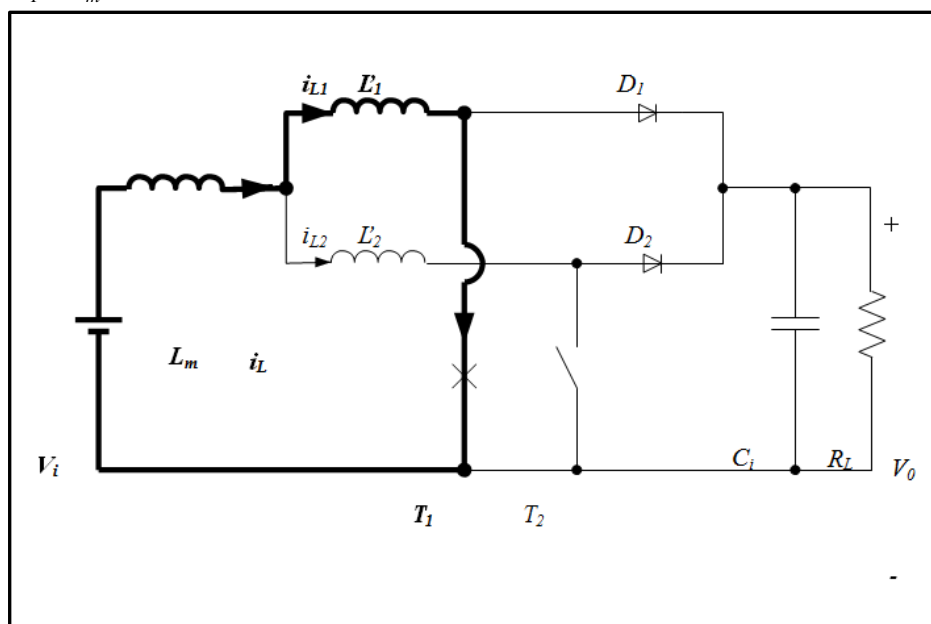
$$\frac{di_2}{dt} = \frac{-V_0}{L_1 + L_2}$$

Φάση λειτουργίας 2<sup>η</sup> (σχήμα 3.19)

Κατά το χρόνο  $t_1$ , το ρεύμα  $i_{L2}$  πέφτει στο μηδέν. Το ρεύμα  $i_{L1}$  συνεχίζει να αυξάνει και η μεταβολή του δίνεται από τη σχέση :

$$\frac{d_{i_L}}{dt} = \frac{V_i}{L_1}$$

Όπου  $L_1 = L'_1 + L_m$

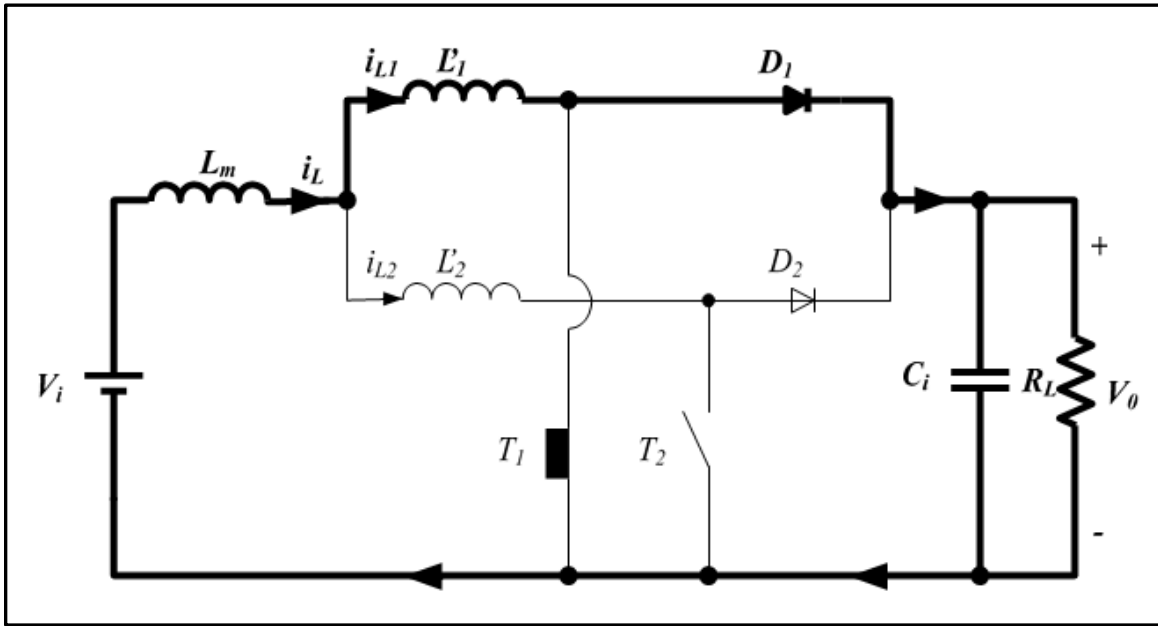


Σχήμα 3.19 Διαδρομή του ρεύματος κατά την 2<sup>η</sup> φάση λειτουργίας (χρονικό διάστημα  $t_1 - t_2$ )

Φάση λειτουργίας 3<sup>η</sup> (σχήμα 3.20)

Κατά το χρόνο  $t_2$ , ο διακόπτης  $T_1$  είναι ανοιχτός. Η αποθηκευμένη ενέργεια στο πηνίο  $L_1$  μεταφέρεται στο φορτίο μέσω της διόδου  $D_1$ . Η μεταβολή του ρεύματος  $i_{L1}$  δίνεται από τη σχέση:

$$\frac{d_{i_L}}{dt} = \frac{-(V_0 - V_i)}{L_1}$$

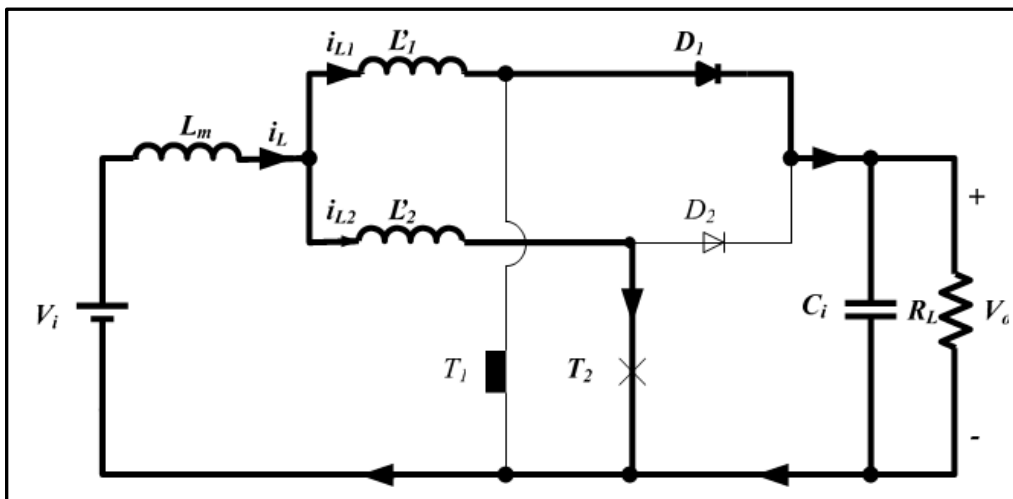


Σχήμα 3.20 Διαδρομή του ρεύματος κατά την 3<sup>η</sup> φάση λειτουργίας (χρονικό διάστημα  $t_2 - t_3$ )

Φάση λειτουργίας 4<sup>η</sup> (σχήμα 3.21)

Κατά το χρόνο  $t_3$ , ο διακόπτης  $T_2$  είναι κλειστός. Το ρεύμα στο πηνίο  $L'_2$  αρχίζει να αυξάνεται, ενώ το πηνίο  $L'_1$  συνεχίζει να εκφορτίζεται. Η μεταβολή του ρεύματος  $i_{L1}$  είναι περίπου :

$$\frac{d_{i_{L1}}}{dt} = \frac{-V_o}{L'_1 + L'_2}$$



Σχήμα 3.21 Διαδρομή του ρεύματος κατά την 4<sup>η</sup> φάση λειτουργίας (χρονικό διάστημα  $t_3 - t_4$ )

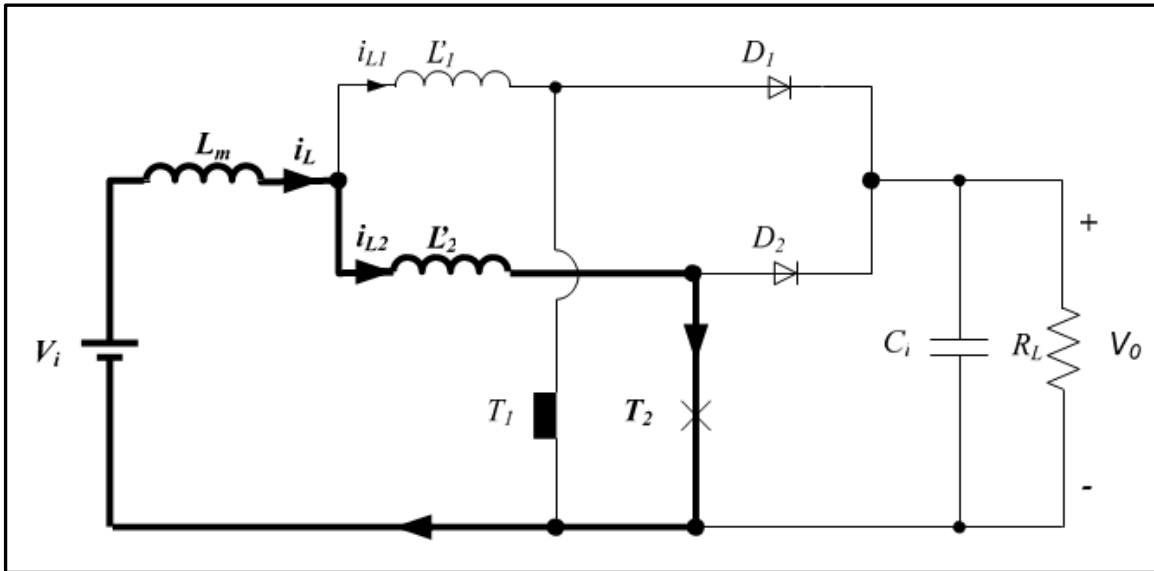
Φάση λειτουργίας 5<sup>η</sup> (σχήμα 3.22)

Κατά το χρόνο  $t_4$  ο ρυθμός αύξησης του ρεύματος  $i_{L2}$  του πηνίου  $L_2$  είναι :

$$\frac{d_{i_{L2}}}{dt} = \frac{V_2}{L_2}$$

Όπου  $L_2 = L'_2 + L_m$



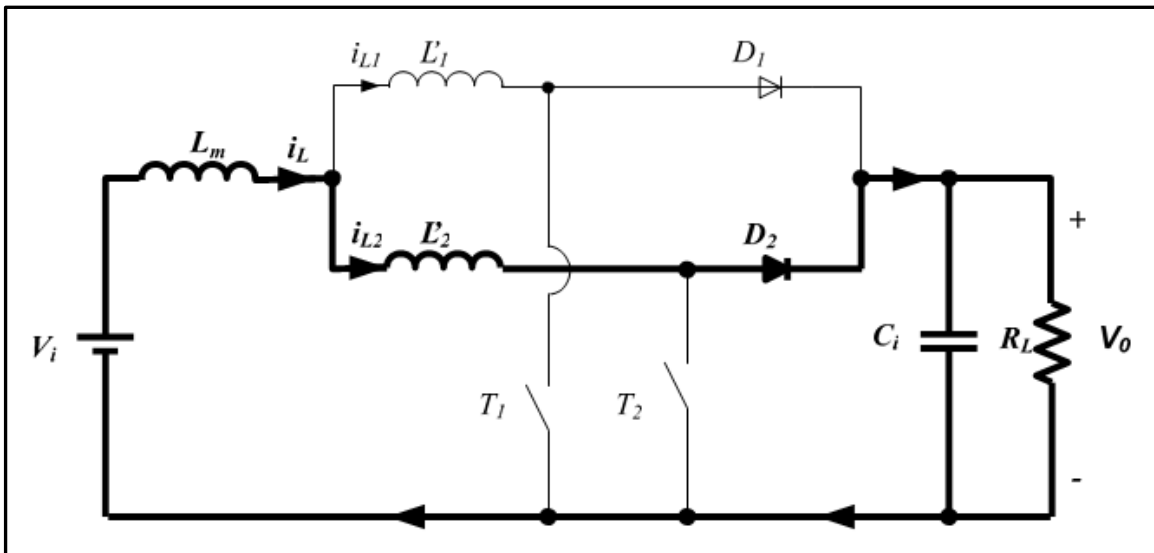


Σχήμα 3.22 Διαδρομή του ρεύματος κατά την 5<sup>η</sup> φάση λειτουργίας . χρονικό διάστημα  $t_4 - t_5$

Φάση λειτουργίας 6<sup>η</sup> (σχήμα 3.23)

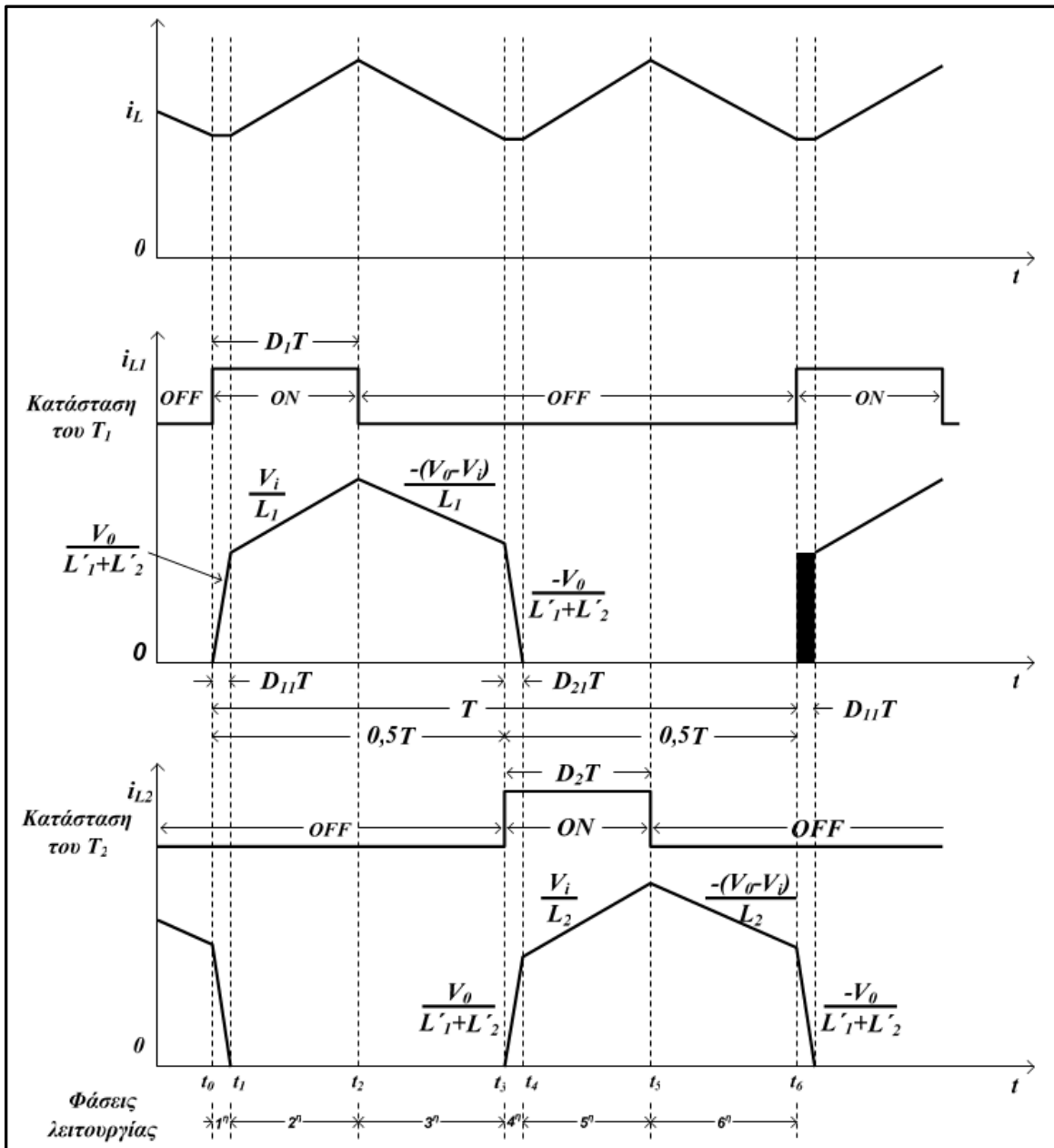
Κατά το χρόνο  $t_5$  ο διακόπτης  $T_2$  είναι ανοιχτός. Το πηνίο  $L_2$  εκφορτίζεται μέσω του εξωτερικού κυκλώματος. Η μεταβολή του ρεύματος  $i_{L2}$  είναι :

$$\frac{d i_{L2}}{d t} = \frac{-(V_0 - V_i)}{L_2}$$



Σχήμα 3.23 Διαδρομή του ρεύματος κατά την 6<sup>η</sup> φάση λειτουργίας . χρονικό διάστημα  $t_5 - t_6$

Ο διακοπτικός κύκλος επαναλαμβάνεται όταν ο διακόπτης  $T_1$  ανοίξει πάλι στο χρόνο  $t_6$ .



**Σχήμα 3.24** Κυματομορφές του μετατροπέα ανύψωσης με συζευγμένα πηνία.

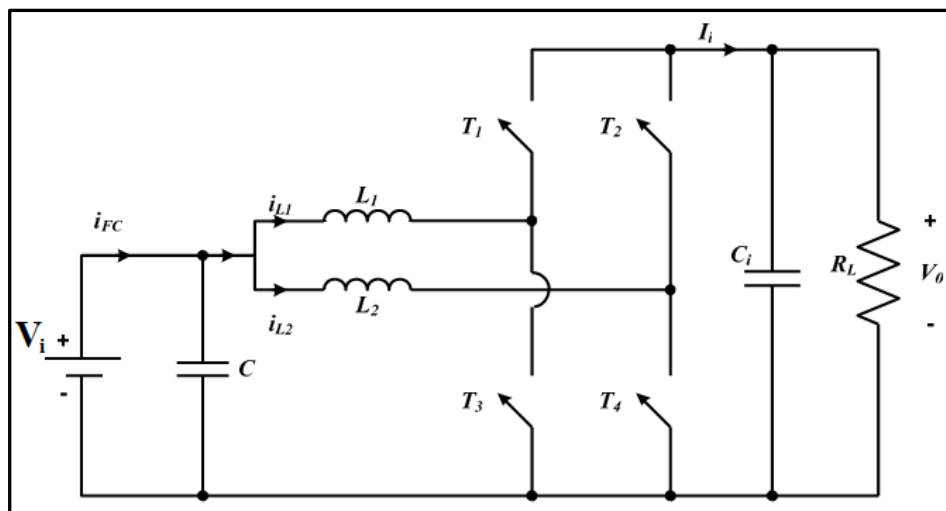
Από τις κυματομορφές του σχήματος 3.24 προκύπτει ότι :

- 1) Ο μετατροπέας λειτουργεί στη φάση συνεχούς ρεύματος πηνίου (CICM), αφού το ρεύμα  $i_i$  είναι συνεχές. Κατά συνέπεια, οι στιγμιαίες υπερεντάσεις των πηνίων και των διακοπών και η κυμάτωση του ρεύματος εισόδου μπορούν να διατηρηθούν σχετικά χαμηλές.
- 2) Σε ότι αφορά τα επιμέρους στοιχεία του μετατροπέα ανύψωσης, εφόσον τα ρεύματα  $i_{L1}$  και  $i_{L2}$  είναι ασυνεχή λειτουργούν πραγματικά στη φάση ασυνεχούς ρεύματος πηνίου

(DICM). Αυτό βοηθάει στην αντιμετώπιση του προβλήματος της άνισης κατανομής του ρεύματος. Επίσης, από τη στιγμή που οι διάοδοι ανύψωσης  $D_1$  και  $D_2$  σταματούν να άγουν πριν οι διακόπτες  $T_1$  και  $T_2$  αρχίσουν να άγουν έχει επιτευχθεί η εξάλειψη των ανάστροφων απωλειών των διόδων.

**Αμφίπλευρος DC-DC μετατροπέας με συζευγμένα πηνία:**

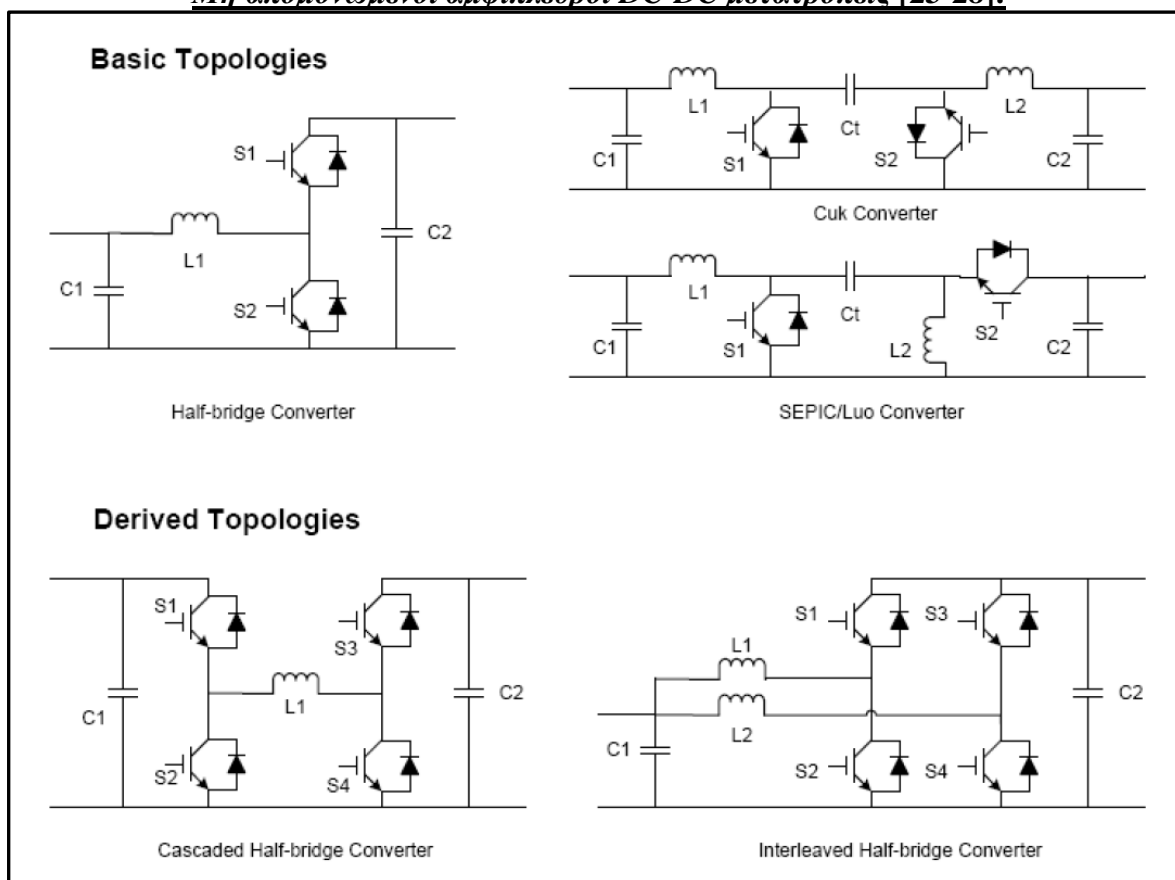
Οι αμφίπλευροι dc-dc μετατροπείς ισχύος μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε πολλές εφαρμογές, όπως διαστημόπλοια, ανανεώσιμες πηγές ενέργειας, ηλεκτρικά οχήματα και συστήματα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας με κυβέλες καυσίμου. Στο σχήμα 3.25 παρουσιάζεται η τοπολογία του αμφίπλευρου dc-dc μετατροπέα με συζευγμένα πηνία, που μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε συστήματα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας με κυβέλες καυσίμου.



**Σχήμα 3.25 Τοπολογία αμφίπλευρου dc-dc μετατροπέα.**

Ο μετατροπέας αυτός, αποτελείται από δύο μετατροπείς ανύψωσης-υποβιβασμού της τάσης συνδεδεμένους παράλληλα, όπου οι ημιαγωγικοί διακόπτες  $T_3$  και  $T_4$  χρησιμεύουν για να φορτίζουν τις αυτεπαγωγές ανύψωσης και οι  $T_1$  και  $T_2$  για να τις εκφορτίζουν. Οι ημιαγωγικοί διακόπτες οδηγούνται με τον ίδιο βαθμό χρησιμοποίησης, αλλά οι παλμοί έναυσης των ημιαγωγικών διακοπών  $T_1$  και  $T_4$  έχουν διαφορά φάσης  $180^\circ$ , σε σχέση με τους  $T_2$  και  $T_3$ . Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να διπλασιάζεται η συχνότητα του ρεύματος εισόδου κι επομένως να περιορίζεται η απορρόφηση της κυμάτωσης του ρεύματος, άρα και η τιμή της χωρητικότητας εισόδου. Οι ημιαγωγοί  $T_1$  και  $T_2$  χρησιμοποιούνται επίσης για να λειτουργούν τον μετατροπέα ως μια τοπολογία υποβιβασμού.

### Μη απομονωμένοι αμφίπλευροι DC-DC μετατροπείς [23-28]:



Οι μη απομονωμένοι αμφίπλευροι DC-DC μετατροπείς , γενικά έχουν πλεονεκτήματα όπως : απλή δομή , υψηλή αποδοτικότητα , χαμηλό κόστος , υψηλή αξιοπιστία κ.τ.λ. Διάφοροι μη απομονωμένοι , αμφίπλευροι DC-DC μετατροπείς οι οποίοι αναφέρονται στη βιβλιογραφία [23-28] , παρουσιάζονται παραπάνω . Μπορούν να ταξινομηθούν σε βασικές τοπολογίες όπως Μετατροπείς μισού κύματος , Cuk μετατροπέας , SEPIC/Luo μετατροπέας και παράγωγες τοπολογίες όπως τον κλιμακωτό μετατροπέα μισού κύματος και τον interleaved μετατροπέα μισού κύματος. Μια ευρέως διαδεδομένη τοπολογία είναι ο μετατροπέας μισού κύματος που λειτουργεί είτε σε κατάσταση υποβιβασμού ή ανύψωσης. Οι Cuk και SEPIC/Luo μπορούν να μετατρέψουν ενέργεια αμφίπλευρα χρησιμοποιώντας δύο ενεργούς διακόπτες. Η κλιμακωτή και η interleaved τοπολογία μπορούν να θεωρηθούν σαν παράγωγες τοπολογίες από την βασική μισής γέφυρας τοπολογία και η επίδοσή τους μπορεί να αξιολογηθεί βασιζόμενοι στην επίδοση των μετατροπέων μισής γέφυρας.

**Χαρακτηριστικά [23]:** , ο Cuk και ο Sepic/Luo μετατροπέας , σε σύγκριση με τον μετατροπέα μισής γέφυρας , έχουν δύο μεγαλύτερα πηνία και έναν επιπλέον πυκνωτή.

Όταν οι αμφίπλευροι DC-DC μετατροπείς , λειτουργούν σε κατάσταση φόρτισης , ο λόγος της τάσης εξόδου  $V_0$  προς την τάση εισόδου  $V_{in}$  είναι μικρότερος από την μονάδα. Όταν λειτουργούν σε κατάσταση εκφόρτισης ,(  $V_2G$  κατάσταση ) ο λόγος  $V_0$  προς  $V_{in}$  γίνεται μεγαλύτερος της μονάδας.

### 3.3 DC-DC Μετατροπείς με ωμική ή γαλβανική απομόνωση [8]-[9]

#### 3.3.1 Μετατροπέας πλήρους γέφυρας (Full bridge converter)

Στο σχήμα 3.26 (α) παρουσιάζεται η τοπολογία μετατροπέα πλήρους γέφυρας, όπου τα ζεύγη των διακοπών ( $T_1, T_2$ ) και ( $T_3, T_4$ ) μεταβαίνουν διαδοχικά με τη συχνότητα μετάβασης. Όταν οι διακόπτες ( $T_1, T_2$ ) ή ( $T_3, T_4$ ) είναι κλειστοί, όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.26(β) ισχύει:

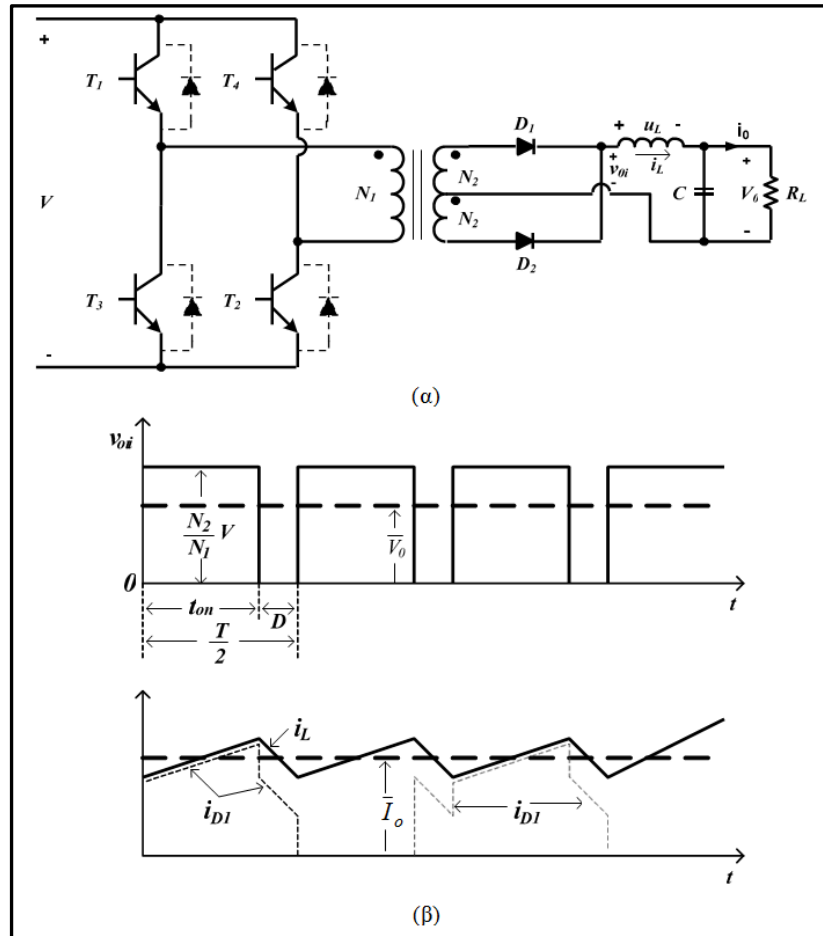
$$v = \frac{N_1}{N_2}(V - V) \text{ στο διάστημα } 0 < t < t_{on}$$

Όταν και τα δύο ζεύγη των διακοπών είναι ανοιχτά, το ρεύμα της επαγωγής κατανέμεται εξίσου στα δυο δευτερεύοντα πηνία του μετασχηματιστή. Θεωρώντας τις διόδους ιδανικές ( $V_{0i} = 0V$ ), ισχύει :

$$V_L = -\bar{V}_0 \text{ στο διάστημα } t_{on} < t < t_{on} + D$$

Στη μόνιμη κατάσταση, εξισώνοντας το ολοκλήρωμα της τάσης επαγωγής με μηδέν για μια διακοπτική περίοδο και έχοντας υπόψη ότι  $t_{on} + D = \frac{1}{2}T$  προκύπτει:

$$\frac{\bar{V}_0}{V} = 2 \frac{N_2 t_{on}}{N_1 T} \text{ ή } \frac{\bar{V}_0}{V} = 2 \frac{N_2}{N_1} D$$



Σχήμα 3.26

(α) Τοπολογία μετατροπέα πλήρους γέφυρας

(β) Κομματομορφές μετατροπέα πλήρους γέφυρας

### 3.3.2 Μετατροπέας εναλλαγής (Push-Pull)

Στο σχήμα 3.27 παρουσιάζονται η τοπολογία και οι κυματομορφές ενός dc-dc μετατροπέα push-pull. Στην τοπολογία αυτή, ο τετραγωνικός παλμός στην είσοδο του μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας παράγεται από έναν push-pull PWM αντιστροφέα. Στο δευτερεύον χρησιμοποιείται μεσαία λήψη, που έχει ως αποτέλεσμα να προκαλείται πτώση τάσης στο δευτερεύον σε μία μόνο δίοδο.

Όπως φαίνεται στο σχήμα 3.27 (α), όταν ο διακόπτης  $T_1$  είναι κλειστός, η δίοδος  $D_1$  άγει, ενώ η  $D_2$  πολώνεται ανάστροφα. Έτσι από το σχήμα 3.26 (β) προκύπτει ότι :

$$V_{oi} = \frac{N_2}{N_1} \cdot V$$

Η τάση στα άκρα της αυτεπαγωγής του φίλτρου δίνεται από τη σχέση:

$$V_L = \frac{N_2}{N_1} (V - V_0) \text{ στο διάστημα } 0 < t < t_{on}$$

Στο παραπάνω χρονικό διάστημα, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.27 (β) το ρεύμα αυξάνεται γραμμικά. Κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος  $D$ , κατά το οποίο και οι δύο διακόπτες είναι ανοιχτοί, το ρεύμα της αυτεπαγωγής μοιράζεται εξίσου στα δύο δευτερεύοντα πηνία και  $V_{oi} = 0$ . Επομένως, στο χρονικό διάστημα  $t_{on} < t < t_{on} + D$ , ισχύει:

$$V_L = -\bar{V}_0$$

και

$$i_{D_1} = i_{D_2} = \frac{1}{2} i_L$$

Ο επόμενος διακοπτικός κύκλος αποτελείται από το χρόνο  $t_{on}$  (όπου ο διακόπτης  $T_2$  είναι κλειστός) και από το χρονικό διάστημα  $D$ . Οι κυματομορφές επαναλαμβάνονται με περίοδο  $\frac{1}{2}T$  :

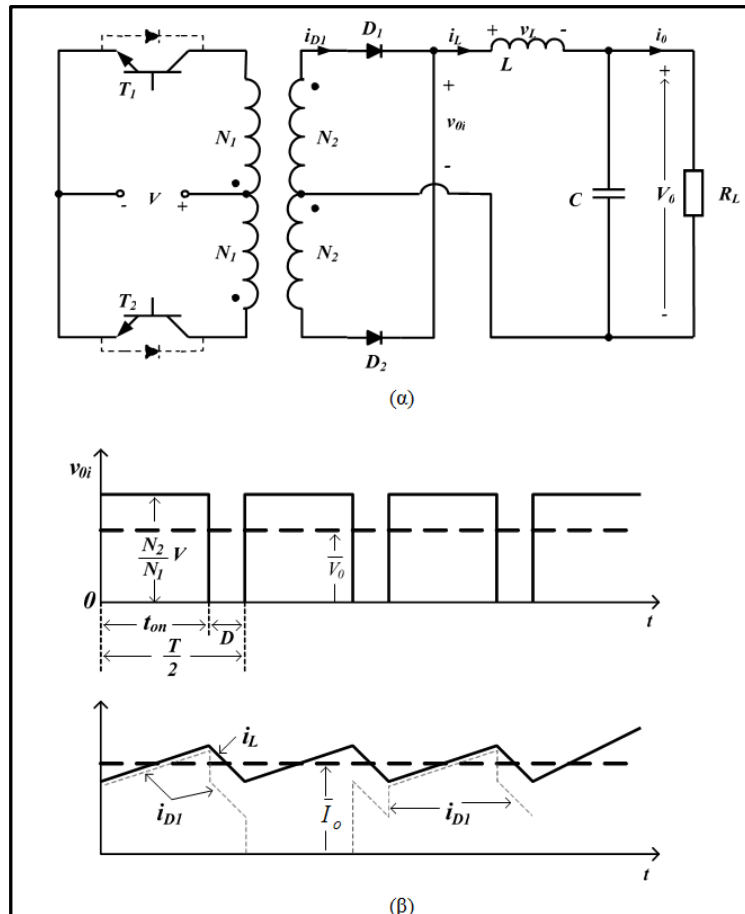
$$t_{on} + D = \frac{1}{2}T$$

Από τις σχέσεις (3.57), (3.58) και (3.60) προκύπτει ότι:

$$\frac{\bar{V}_0}{V} = 2 \frac{N_2}{N_1} D$$

Όπου  $D = \frac{t_{on}}{T}$  είναι ο βαθμός χρησιμοποίησης των διακοπών  $T_1$  και  $T_2$ , με μέγιστη τιμή

$D=0,5$ . Η μέση τιμή της τάσης  $V$  είναι  $V_{i0} = \bar{V}_{i0}$  (σχήμα 3.22(β))



**Σχήμα 3.27**

(α) Τοπολογία μετατροπέα εναλλαγής (push-pull).

(β) Κυματομορφές μετατροπέα εναλλαγής.

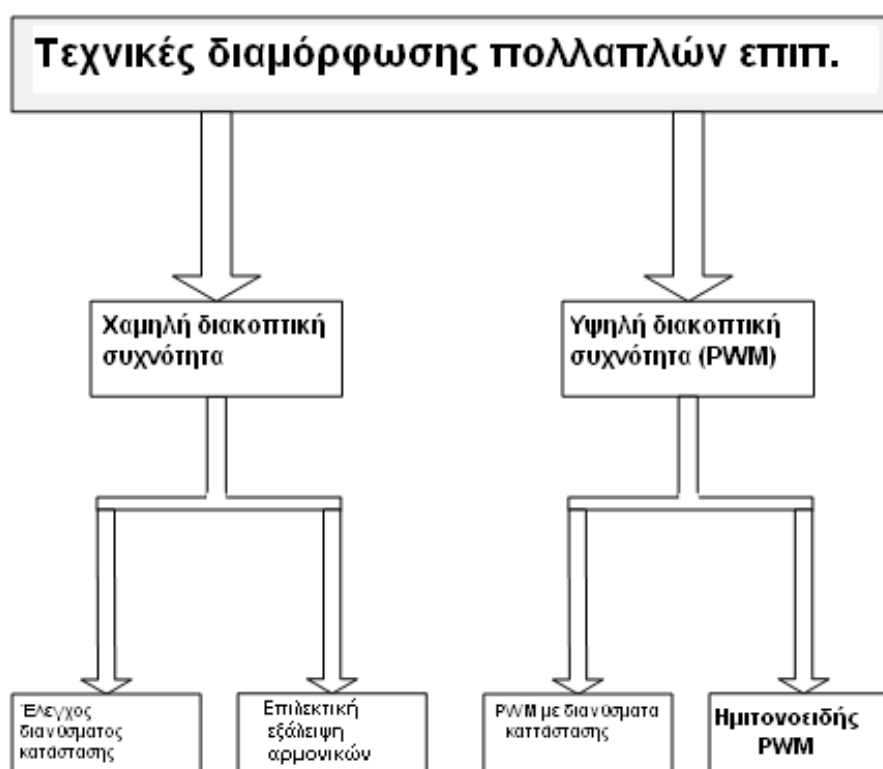
Οι αντιπαράλληλες δίοδοι, οι οποίες σημειώνονται με διακοπτόμενες γραμμές χρησιμεύουν για να παρέχουν διέξοδο στο ρεύμα, που οφείλεται στη μαγνητική ροή διαρροής του μετασχηματιστή.



## ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

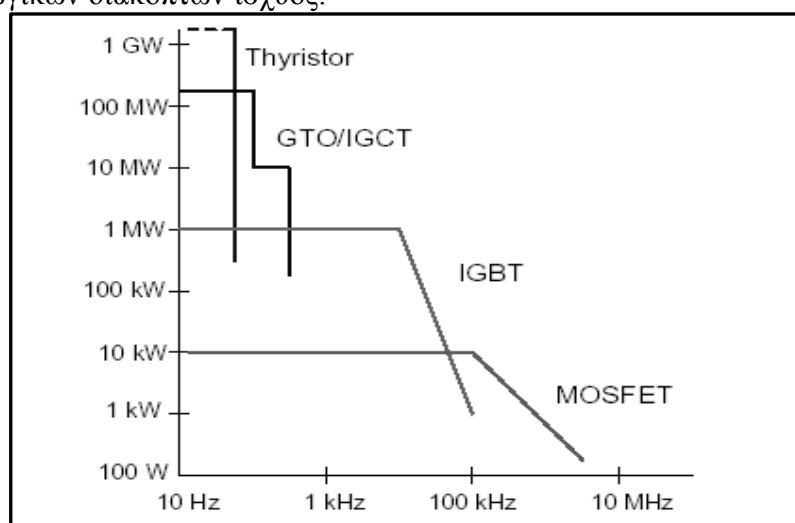
Στις εφαρμογές μετατροπών ισχύος πολλαπλών επιπέδων χρησιμοποιούνται διάφορες τεχνικές διαμόρφωσης, που μπορούν να κατηγοριοποιηθούν εν γένει ως εξής, όπως απεικονίζεται και στο σχήμα 3.28:

1. Τεχνικές διαμόρφωσης, εύρους παλμών (PWM) με φορέα, ή αλλιώς ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (SPWM).
2. Τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM) μέσω των διανυσμάτων κατάστασης (SVM).
3. Τεχνικές διαμόρφωσης πολλαπλών επιπέδων.



Σχήμα 3.28 Τεχνικές διαμόρφωσης πολλαπλών επιπέδων

Το σχήμα 3.29 απεικονίζει τις δυνατότητες ισχύος και τις διακοπτικές συχνότητες των πιο σημαντικών ημιαγωγικών διακοπών ισχύος.



Σχήμα 3.29 Διακοπτικές συχνότητες ημιαγωγών ισχύος

Οι τεχνικές διαμόρφωσης πολλαπλών επιπέδων διαμορφώνουν την τάση εξόδου προσθέτοντας ορθογώνιες κυματομορφές. Οι τεχνικές αυτές χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές υψηλής ισχύος όπου είναι επιθυμητές χαμηλές διακοπτικές συχνότητες. Ωστόσο, αυτή η τεχνική δεν είναι πολύ δημοφιλής, λόγω των υψηλών αρμονικών συνιστωσών στην τάση εξόδου.

Η βασική αρχή των τεχνικών διαμόρφωσης εύρους παλμών με φορέα, είναι η σύγκριση μιας ημιτονοειδούς κυματομορφής (αναφοράς) με την κυματομορφή του φορέα που συνήθως είναι μια τριγωνική κυματομορφή. Στις PWM τεχνικές φορέα, η τάση εξόδου του μετατροπέα, αλλάζει ανάλογα με τα σημεία τομής της ημιτονοειδούς κυματομορφής αναφοράς και της κυματομορφής του φορέα. Επιπλέον, η συχνότητα του φορέα υπάρχει στο φάσμα συχνοτήτων της τάσης εξόδου και πλευρικές ζώνες συχνοτήτων εμφανίζονται γύρω από την συχνότητα του φορέα και τα πολλαπλάσιά της.

### **Κατηγορίες και τεχνικές εφαρμογές διαμόρφωσης πολλών επιπέδων:**

Σε εφαρμογές πολλαπλών επιπέδων χρησιμοποιούνται τεχνικές PWM με πολλαπλά σήματα φορέα. Αυτές οι τεχνικές διακρίνονται ανάλογα με την φασική μετατόπιση μεταξύ των σημάτων φορέα σε τέσσερις κατηγορίες [12]-[13]-[14]-[15]:

1. Κάθε κυματομορφή φορέα είναι μετατοπισμένη ως προς τις γειτονικές κυματομορφές κατά  $180^\circ$  (Alternative phase opposition disposition - APOD)
2. Όλες οι κυματομορφές φορέα είναι συμφασικές μεταξύ τους (Phasedisposition - PD)
3. Οι κυματομορφές φορέα που τοποθετούνται πάνω από τον άξονα μηδέν είναι συμφασικές μεταξύ τους, και το ίδιο συμφασικές είναι οι κυματομορφές φορέα που βρίσκονται κάτω από τον άξονα μηδέν, οι οποίες όμως διαφέρουν από τις πρώτες κατά  $180^\circ$  (Phaseoppositiondisposition - POD)

#### 4. Phaseshifted PWM

Για τον αντιστροφέα με εν σειρά σύνδεση στοιχείων, η τεχνική Phase Shifted Carrier PWM είναι η συνήθης τεχνική διαμόρφωσης.

Η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM) χρησιμοποιείται κατά κόρον στην οδήγηση AC κινητήρων.

Γενικά η τεχνική PD θεωρείται πως παρέχει την χαμηλότερη αρμονική παραμόρφωση για γραμμική τάση.

Η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών μέσω των διανυσμάτων κατάστασης (Space Vector PWM) [14] μπορεί να βελτιώσει τόσο τον λόγο μέγιστου πλάτους προς RMS τιμή πλάτους της τάσης εξόδου (crest), όσο και την αρμονική παραμόρφωση.

Πλεονεκτήματα της Space Vector PWM τεχνικής είναι:

1. Λιγότερες αρμονικές συνιστώσες.
2. 15% μεγαλύτερη τάση εξόδου από τις άλλες τεχνικές.
3. Υψηλότερη απόδοση.
4. Αποφυγή περιττών διακοπών.

## DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

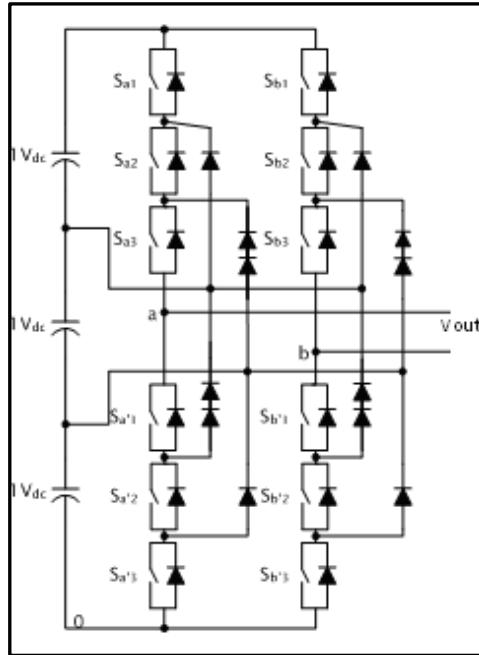
Υπάρχουν πέντε κύριες τοπολογίες DC-DC μετατροπέων, που μπορούν να χρησιμοποιηθούν προκειμένου να επιτύχουμε υψηλή τάση και υψηλή ισχύ. Αυτές οι τοπολογίες, που θα αναλυθούν στην παρούσα εργασία είναι οι εξής:

1. DC-DC μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού (Neutral- point dc-dc multi level converter - NPMLC) [13,16,17]
2. DC-DC μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές (Flying- capacitor dc-dc multi level converter - FCMLC) [13,16,17]
3. Γενικευμένος DC-DC μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων (Generalized dc-dc multi level converter - GMLC) [13,16,17,18]
4. Αμφίπλευρος DC-DC μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων (Bidirectional dc-dc multilevel converter - BMLC) [13,16,22,17]
5. DC-DC μετατροπέας πολλαπλών επιπέδων με εν σειρά σύνδεση μετατροπέων (Cascaded cell dc-dc converter - CCC) [13,16,17,18,19,20,21]

Οι μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων χαρακτηρίζονται για την χαμηλή τάση διακοπτικής καταπόνησης και μικρότερες συσκευές αποθήκευσης ενέργειας όπως επαγωγείς και πυκνωτές [23]

### ***DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΔΙΟΔΟΥΣ ΠΕΡΙΟΡΙΣΜΟΥ (NEUTRALPOINTDC-DCMULTILEVELCONVERTER - NPMLC)***

Στο Σχήμα 3.30 απεικονίζεται η τοπολογία ενός DC-DC μετατροπέα με διόδους περιορισμού (NPMLC) τεσσάρων επιπέδων. Η τοπολογία αυτή γενικά είναι αμφίπλευρη, καθώς μπορεί να λειτουργεί και ως μετατροπέας υποβιβασμού και ως μετατροπέας ανύψωσης. Στο Σχήμα 3.30 απεικονίζεται η λειτουργία της τοπολογίας ως μετατροπέα υποβιβασμού, ο οποίος παράγει στην έξοδό του τα επίπεδα τάσης  $0$ ,  $1V_{dc}$ ,  $2V_{dc}$  και  $3V_{dc}$ . Όπως φαίνεται και στο σχήμα, εισάγοντας τρεις πυκνωτές στον DC ζυγό, δημιουργούνται τέσσερα επίπεδα συνεχούς τάσης στην έξοδο του μετατροπέα. Για παράδειγμα, όταν άγουν οι διακόπτες  $S_{a1}$ ,  $S_{a2}$ ,  $S_{a3}$  και  $S_{b1}$ ,  $S_{b2}$ ,  $S_{b3}$  τότε οι τάσεις εξόδου  $v_{ab}$ ,  $v_{a0}$  και  $v_{b0}$  είναι ίσες με  $0$ ,  $3V_{dc}$ ,  $3V_{dc}$  αντίστοιχα. Αν χρειάζεται η τάση εξόδου  $v_{ab}$  να είναι θετική, τότε θα πρέπει η τάση  $v_{a0}$  να είναι μεγαλύτερη από την τάση  $v_{b0}$ . Για παράδειγμα, εάν θέλουμε να παραγάγουμε μια τάση εξόδου  $v_{ab} = 3V_{dc}$  τότε θα πρέπει να άγουν μόνο οι διακόπτες  $S_{a1}$ ,  $S_{a2}$ ,  $S_{a3}$ . Εάν θέλουμε να παραγάγουμε μία τάση εξόδου  $v_{ab} = 2V_{dc}$  τότε θα πρέπει να άγουν οι διακόπτες  $S_{a1}$ ,  $S_{a2}$ ,  $S_{a3}$ ,  $S_{b3}$  ή οι διακόπτες  $S_{a2}$ ,  $S_{a3}$ . Πρέπει να επισημανθεί ότι όταν άγει ένας από τους κύριους διακόπτες ( $S_{a1}$ ,  $S_{a2}$ ,  $S_{a3}$ ,  $S_{b1}$ ,  $S_{b2}$ ,  $S_{b3}$ ) τότε δεν πρέπει να άγει ο συμπληρωματικός του διακόπτης (αντίστοιχα:  $S_{a'1}$ ,  $S_{a'2}$ ,  $S_{a'3}$ ,  $S_{b'1}$ ,  $S_{b'2}$ ,  $S_{b'3}$ ) και αντίστροφα.



**Σχ. 3.30: DC-DC μετατροπέας υποβιβασμού 4-επιπέδων με διόδους περιορισμού**

Στον παρακάτω Πίνακα απεικονίζονται οι διακοπτικές καταστάσεις αγωγής των διακοπών της φάσης (a) και της φάσης (b) του μετατροπέα με διόδους περιορισμού τεσσάρων επιπέδων. Επίσης, από τις ενδείξεις του Πίνακα φαίνεται πώς μπορούμε, με τρεις διαφορετικές διακοπτικές καταστάσεις, να παραγάγουμε μια τάση εξόδου  $v_{ab} = v_{ao} - v_{bo}$  ίση με  $1V_{dc}$  (με την παραδοχή ότι η τάση εισόδου είναι ίση με  $3V_{dc}$ ): συνδυάζοντας την πρώτη γραμμή ( $3V_{dc}$ ) του πρώτου υποπίνακα με την δεύτερη ( $2V_{dc}$ ) του δεύτερου, την δεύτερη του πρώτου ( $2V_{dc}$ ) με την τρίτη ( $1V_{dc}$ ) του δεύτερου, την τρίτη ( $1V_{dc}$ ) του πρώτου με την τελευταία (0) του δεύτερου, ούτως ώστε κάθε φορά το αποτέλεσμα  $v_{ab} = v_{ao} - v_{bo}$  να είναι ίσο με  $1V_{dc}$ . Οι γραμμές του Πίνακα έχουν χρωματιστεί καταλλήλως ώστε να είναι εμφανείς οι συνδυασμοί των διακοπτικών καταστάσεων. Κάθε διακόπτης άγει για 1/3 μιας διακοπτικής περιόδου.

$V_{ao}$	Διακοπτική φάση (a)		
	$S_{a1}$	$S_{a2}$	$S_{a3}$
$3V_{dc}$	1	1	1
$2V_{dc}$	0	1	1
$1V_{dc}$	0	0	1
0	0	0	0

$V_{bo}$	Διακοπτική φάση (b)		
	$S_{b1}$	$S_{b2}$	$S_{b3}$
$3V_{dc}$	1	1	1
$2V_{dc}$	0	1	1
$1V_{dc}$	0	0	1
0	0	0	0

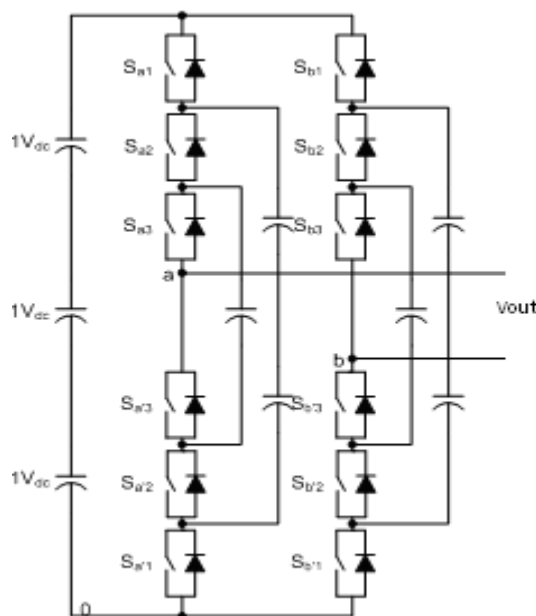
**Συνδυασμοί διακοπτικών καταστάσεων ενός DC-DC μετατροπέα 4-επιπέδων με διόδους περιορισμού**

Ένα βασικό μειονέκτημα του DC-DC μετατροπέα με διόδους περιορισμού είναι ότι ο έλεγχος της τάσης εξόδου επιτυγχάνεται μόνο μέσω κάποιων μοναδικών συνδυασμών διακοπτικών καταστάσεων, που σημαίνει ότι σε αυτού του τύπου τον μετατροπέα δεν μπορεί να εφαρμοστεί κάποια τεχνική ελέγχου PWM.

Άλλο ένα βασικό μειονέκτημα είναι πως τα ρεύματα που διαρρέουν τους ημιαγωγικούς διακόπτες διαφέρουν κατά πολύ, με αποτέλεσμα η καταπόνηση των διακοπών να είναι ανομοιόμορφη. Το πρόβλημα αυτό θα μπορούσε να εξαλειφθεί εάν βρεθεί και εφαρμοστεί ένας διαφορετικός συνδυασμός διακοπτικών καταστάσεων που θα εξασφαλίζει σχεδόν ομοιόμορφη κατανομή ρευμάτων στους διακόπτες.

### **DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΑΙΩΡΟΥΜΕΝΟΥΣ ΠΥΚΝΩΤΕΣ (FLYING CAPACITOR DC-DC MULTILEVEL CONVERTER - FCMLC)**

Στο Σχήμα 3.31 απεικονίζεται η τοπολογία ενός DC-DC μετατροπέα υποβιβασμού τεσσάρων επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές (FCMLC).



Σχ. 3.31: DC-DC μετατροπέας υποβιβασμού 4-επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές

Στον παρακάτω πίνακα απεικονίζονται οι συνδυασμοί των διακοπτικών καταστάσεων προκειμένου να πετύχουμε τα τέσσερα επίπεδα τάσης στα άκρα των  $v_{ao}$ ,  $v_{bo}$  και  $v_{ab}$ . Όπως φαίνεται

και από τον Πίνακα, για να παραγάγουμε μία τάση ίση με  $v_{ab} = 3V_{dc}$  πρέπει να άγουν οι διακόπτες  $S_{a1}$ ,  $S_{a2}$ ,  $S_{a3}$  ενώ οι διακόπτες  $S_{b1}$ ,  $S_{b2}$ ,  $S_{b3}$  πρέπει να είναι σε κατάσταση OFF.

$V_{ao}$	Διακοπτική φάση (a)		
	$S_{a1}$	$S_{a2}$	$S_{a3}$
$3V_{dc}$	1	1	1
$2V_{dc}$	1	1	0
	1	0	1
	0	1	1
$1V_{dc}$	1	0	0
	0	1	0
	0	0	1
0	0	0	0

$V_{bo}$	Διακοπτική φάση (b)		
	$S_{b1}$	$S_{b2}$	$S_{b3}$
$3V_{dc}$	1	1	1
$2V_{dc}$	1	1	0
	1	0	1
	0	1	1
$1V_{dc}$	1	0	0
	0	1	0
	0	0	1
0	0	0	0

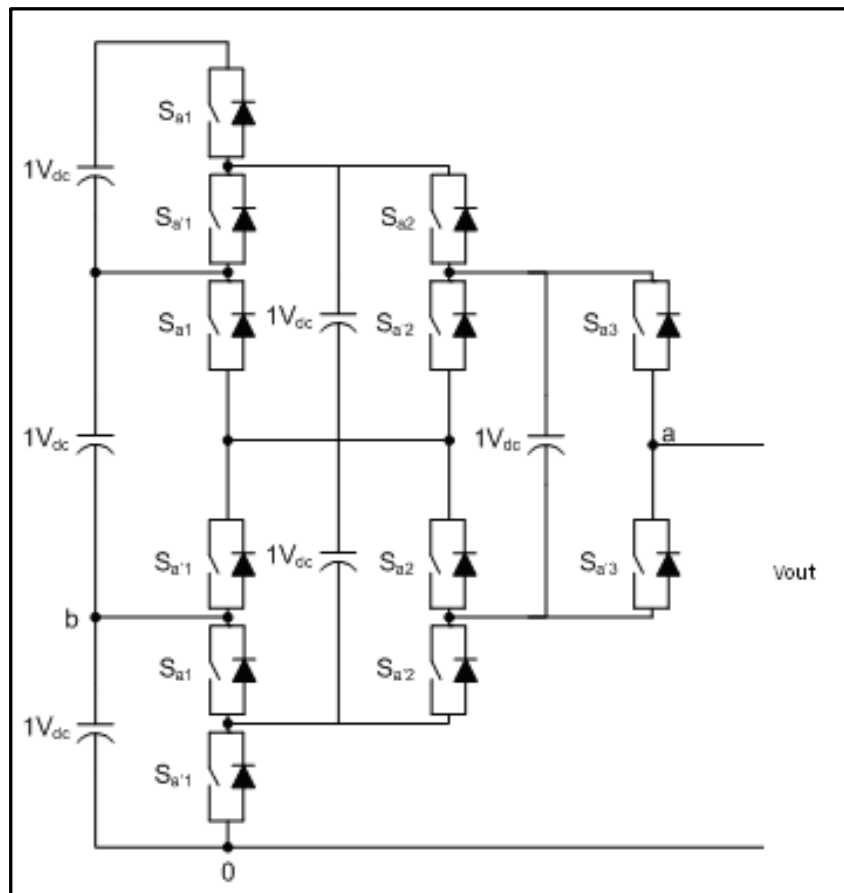
*Συνδυασμοί διακοπτικών καταστάσεων ενός DC-DC μετατροπέα 4-επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές*

Συγκρίνοντας τις διακοπτικές καταστάσεις του DC-DC μετατροπέα με αιωρούμενους πυκνωτές με αυτές του DC-DC μετατροπέα με διόδους περιορισμού, προκύπτει ότι στον μετατροπέα με αιωρούμενους πυκνωτές υπάρχουν περισσότεροι διακοπτικοί συνδυασμοί που παράγουν τάση εξόδου  $v_{ab}=1V_{dc}$  (15 συνδυασμοί έναντι 3 συνδυασμών στον μετατροπέα με διόδους περιορισμού). Η δυνατότητα χειρισμού πολλών διακοπτικών καταστάσεων συμβάλλει στην ομοιόμορφη φόρτιση-εκφόρτιση των πυκνωτών. Για να επιτευχθεί το μηδενικό επίπεδο τάσης στην έξοδο, δεν πρέπει να άγει κανένας διακόπτης.

Όσον αφορά στον έλεγχο της τάσης εξόδου αυτού του DC-DC μετατροπέα πολλαπλών επιπέδων, μπορούν να χρησιμοποιηθούν μόνο ορισμένοι συνδυασμοί διακοπτικών καταστάσεων, με άλλα λόγια δεν μπορεί να εφαρμοστεί κάποια τεχνική ελέγχου PWM και αυτό είναι ένα μεγάλο μειονέκτημα.

**ΓΕΝΙΚΕΥΜΕΝΟΣ DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ  
(GENERALIZED DC-DC MULTILEVEL CONVERTER - GMLC)**

Παρακάτω απεικονίζεται η τοπολογία του γενικευμένου DC-DC μετατροπέα υποβιβασμού τεσσάρων επιπέδων. Αποτελείται από 6 υπομονάδες, όπου κάθε υπομονάδα αποτελείται από 2 ημιαγωγικούς διακόπτες ισχύος συμπληρωματικούς μεταξύ τους ( $S_{a1}$  και  $S_{a'1}$  κ.ο.κ.) και έναν πυκνωτή που είναι πάντα φορτισμένος σε τάση  $1V_{dc}$  όταν η τάση εισόδου είναι  $3V_{dc}$ . Σε αυτήν την τοπολογία, οι εξωτερικοί διακόπτες  $S_{a1}$ ,  $S_{a2}$ ,  $S_{a3}$  και  $S_{a'1}$ ,  $S_{a'2}$ ,  $S_{a'3}$  είναι οι βασικές ημιαγωγικές διατάξεις ισχύος που χρησιμοποιούνται για να παραχθεί η επιθυμητή τάση εξόδου και οι υπόλοιποι διακόπτες και δίοδοι χρησιμοποιούνται για να περιορίσουν και να εξισορροπήσουν την τάση των πυκνωτών. Αυτός ο μετατροπέας 4-επιπέδων μπορεί να παραγάγει επίπεδα τάσης 0,  $3V_{dc}$ ,  $2V_{dc}$  και  $1V_{dc}$ . Για να παραγάγει το μηδενικό επίπεδο τάσης στην έξοδο πρέπει να άγουν οι εξωτερικοί διακόπτες  $S_{a'1}$ ,  $S_{a'2}$ ,  $S_{a'3}$  που βρίσκονται στο κάτω μέρος και οι εξωτερικοί συμπληρωματικοί τους που βρίσκονται στο επάνω μέρος να είναι σε κατάσταση OFF.

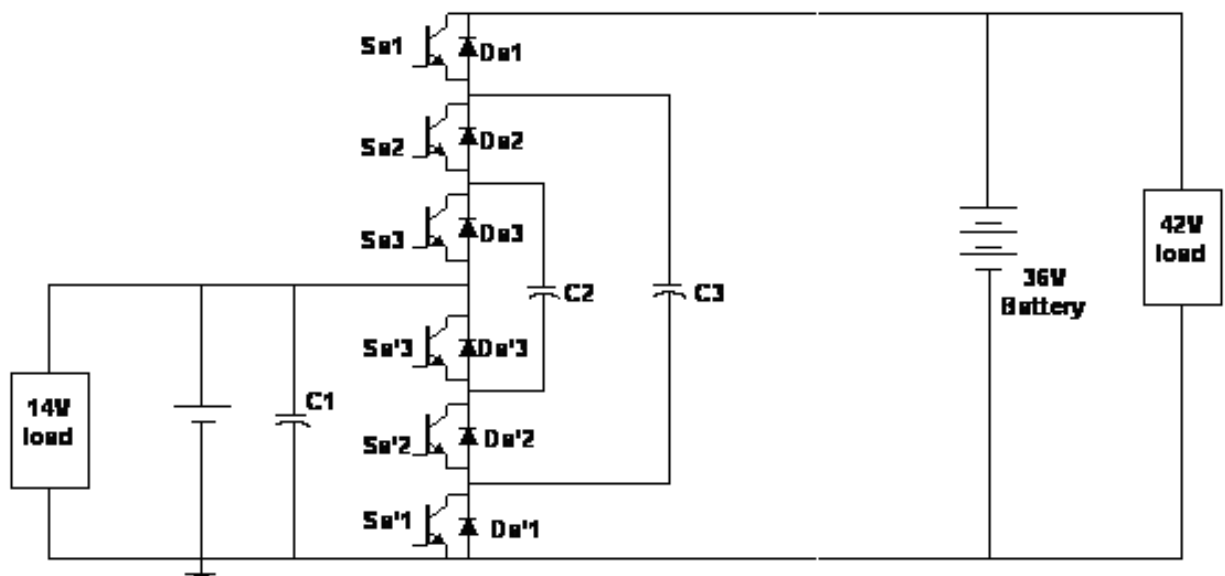


*Γενικευμένος DC-DC μετατροπέας υποβιβασμού 4-επιπέδων*

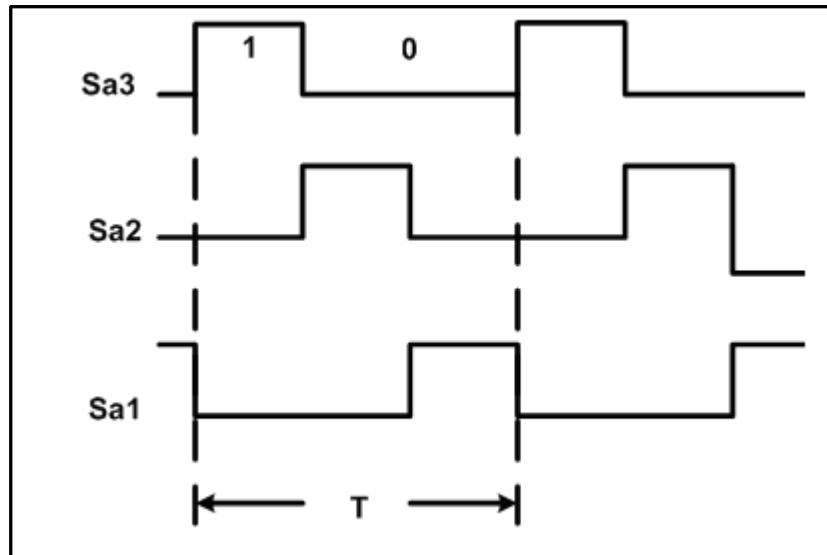


## ΑΜΦΙΠΛΕΥΡΟΣ DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ (*BIDIRECTIONAL DC-DC MULTILEVEL CONVERTER - BMLC*)

Στο παρακάτω σχήμα απεικονίζεται η τοπολογία του αμφίπλευρου DC-DC μετατροπέα πολλαπλών επιπέδων. Οι κάτω διακόπτες ( $S_{a'1}$ ,  $S_{a'2}$ ,  $S_{a'3}$ ) είναι συμπληρωματικοί των επάνω διακοπών ( $S_{a1}$ ,  $S_{a2}$ ,  $S_{a3}$ ). Στο Σχήμα 3.6β απεικονίζονται οι παλμοί έναυσης των διακοπών  $S_{a1}$ ,  $S_{a2}$ ,  $S_{a3}$ . Όπως φαίνεται, κάθε ημιαγωγικός διακόπτης άγει μόνο για το 1/3 κάθε διακοπτικής περιόδου και είναι φασικά μετατοπισμένοι μεταξύ τους κατά  $120^\circ$ . Οι πυκνωτές  $C_2$  και  $C_3$  χρησιμοποιούνται για την μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας από την μία πλευρά στην άλλη και δεν αποτελούν μαγνητικά στοιχεία. Ο μετατροπέας αυτός λειτουργεί ως μετατροπέας ανύψωσης όταν συνεχής τάση εφαρμόζεται στην πλευρά χαμηλής DC τάσης και ως μετατροπέας υποβιβασμού όταν συνεχής τάση εφαρμόζεται στην πλευρά υψηλής DC τάσης, δηλαδή λειτουργεί αμφίπλευρα. Όταν λειτουργεί ως μετατροπέας ανύψωσης, τότε η απαιτούμενη τάση εξόδου παράγεται χρησιμοποιώντας μόνο την κάτω ομάδα διακοπών ( $S_{a'1}$ ,  $S_{a'2}$ ,  $S_{a'3}$ ) και τις επάνω διόδους ελεύθερης διέλευσης. Όταν λειτουργεί ως μετατροπέας υποβιβασμού, τότε η απαιτούμενη τάση εξόδου παράγεται χρησιμοποιώντας μόνο την επάνω ομάδα διακοπών ( $S_{a1}$ ,  $S_{a2}$ ,  $S_{a3}$ ) και τις κάτω διόδους ελεύθερης διέλευσης. Σε κάθε κατάσταση λειτουργίας, άγουν πάντα δύο διακόπτες και μία διάοδος. Η τάση στα άκρα κάθε διακόπτη είναι ίση με το 1/3 της τάσης εισόδου, κάτι που επιτρέπει τον χειρισμό υψηλών επιπέδων τάσης και υψηλής ισχύος.



Τοπολογία αμφίπλευρου DC-DC μετατροπέα 4-επιπέδων



**Παλμοί έναυσης αμφίπλευρου DC-DC μετατροπέα 4-επιπέδων**

Όπως απεικονίζετε και στο σχήμα, η λειτουργία του μετατροπέα όταν αυτός λειτουργεί ως μετατροπέας ανύψωσης, χωρίζεται σε τρεις διακοπτικές καταστάσεις, που είναι οι εξής:

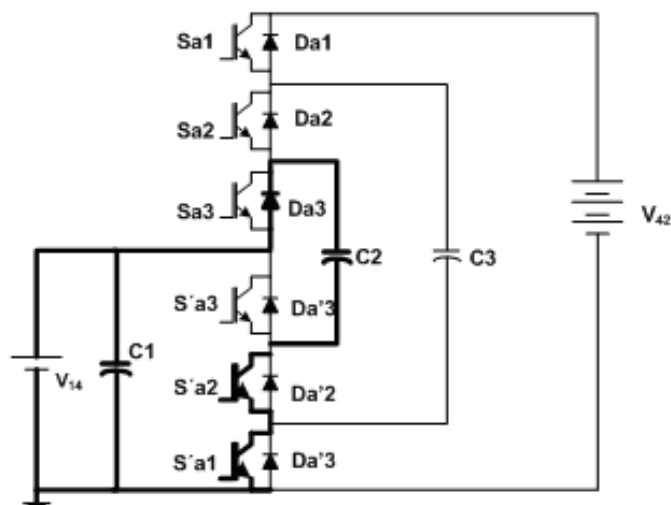
**Διακοπτικές καταστάσεις:**

**Διακοπτική κατάσταση I: Μεταφορά ενέργειας από C1 σε C2:**

Κατά τη διάρκεια αυτής της διακοπτικής κατάστασης, το ρεύμα ακολουθεί τη διαδρομή C1-Da3-C2-Sa'2-Sa'1(η ροή του ρεύματος απεικονίζεται με έντονη γραμμή στο Σχήμα 3.7α) και η ενέργεια μεταφέρεται από την πλευρά χαμηλής DC τάσης στον πυκνωτή C2. Κατά τη διάρκεια αυτής της κατάστασης, ο πυκνωτής C2 είναι παράλληλος προς τον C1 και η τάση στα άκρα τους είναι η χαμηλή DC τάση εισόδου. Από το Σχήμα προκύπτει η εξίσωση περιγραφής αυτής της κατάστασης:

$$V_{c1} = V_{c2} = \text{χαμηλή τάση εισόδου} = 1V_{dc}$$

όπου  $V_{dc}$  = η χαμηλή τάση εισόδου

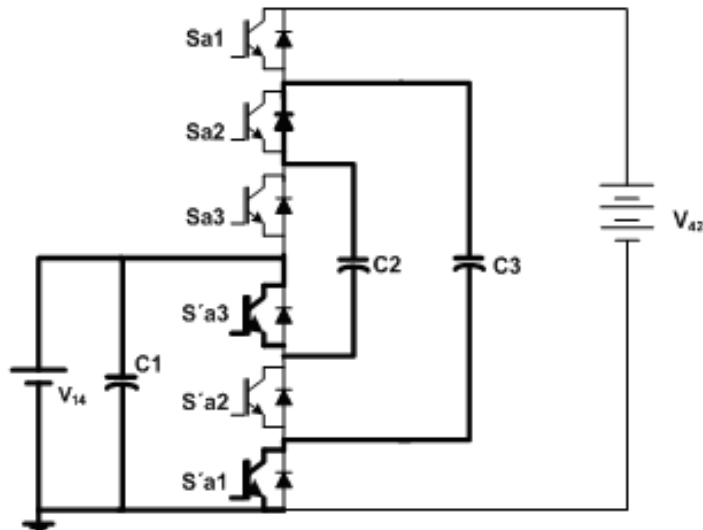


**Πορεία ρεύματος κατά τη διακοπτική κατάσταση I**

### Διακοπτική κατάσταση II: Μεταφορά ενέργειας από C2 σε C3:

Κατά τη διάρκεια αυτής της διακοπτικής κατάστασης, το ρεύμα ακολουθεί τη διαδρομή  $C_1-S_{a'3}-C_2-D_{a2}-C_3-S_{a'1}$  (η ροή του ρεύματος απεικονίζεται με έντονη γραμμή στο παρακάτω σχήμα). Κατά τη διάρκεια αυτής της κατάστασης, ο πυκνωτής C2 είναι συνδεδεμένος εν σειρά με τον C1 ενώ και οι δύο μαζί είναι παράλληλα συνδεδεμένοι με τον πυκνωτή C3. Από το Σχήμα προκύπτει η εξίσωση περιγραφής αυτής της κατάστασης:

$$V_{c3} = V_{c1} + V_{c2} = 2 \text{ (χαμηλή τάση εισόδου)} = 2V_{dc}$$

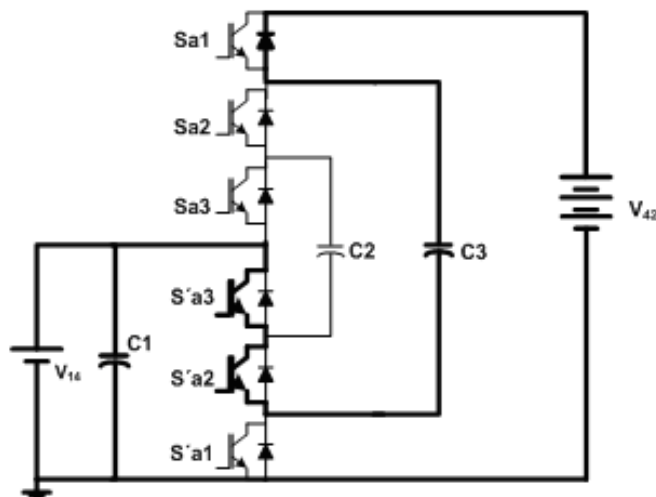


*Πορεία ρεύματος κατά τη διακοπτική κατάσταση II*

### Διακοπτική κατάσταση III: Μεταφορά ενέργειας από C3 στην έξοδο υψηλής τάσης:

Κατά τη διάρκεια αυτής της διακοπτικής κατάστασης, το ρεύμα ακολουθεί τη διαδρομή  $C_1-S_{a'3}-S_{a'2}-C_3-D_{a1}$  (η ροή του ρεύματος απεικονίζεται με έντονη γραμμή στο Σχήμα 3.7γ). Κατά τη διάρκεια αυτής της κατάστασης, ο πυκνωτής C1 είναι εν σειρά συνδεδεμένος με τον C3 και η υψηλή τάση εξόδου προκύπτει από το άθροισμα της τάσης των δύο αυτών πυκνωτών. Από το Σχήμα προκύπτει η εξίσωση περιγραφής αυτής της κατάστασης:

$$V_{dc-υψηλή} = V_{c1} + V_{c3} = 1V_{dc} + 2V_{dc} = 3V_{dc}$$

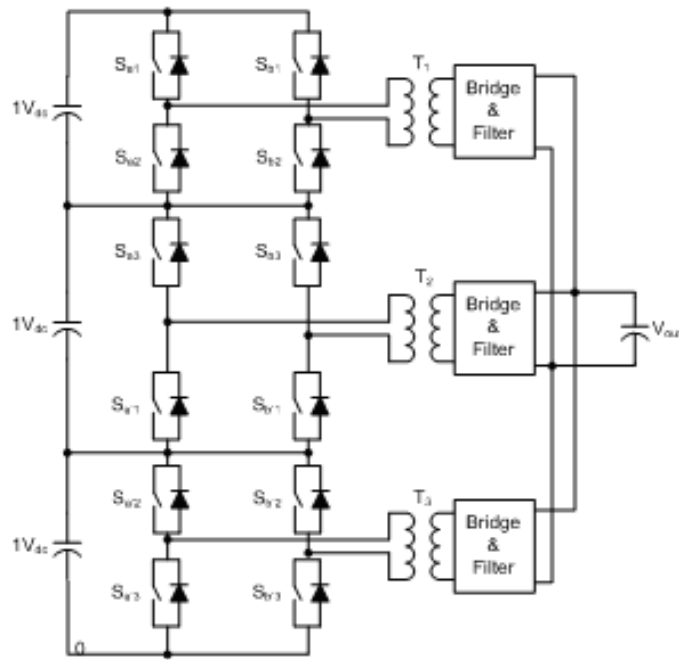


**Πορεία ρεύματος κατά τη διακοπτική κατάσταση III**

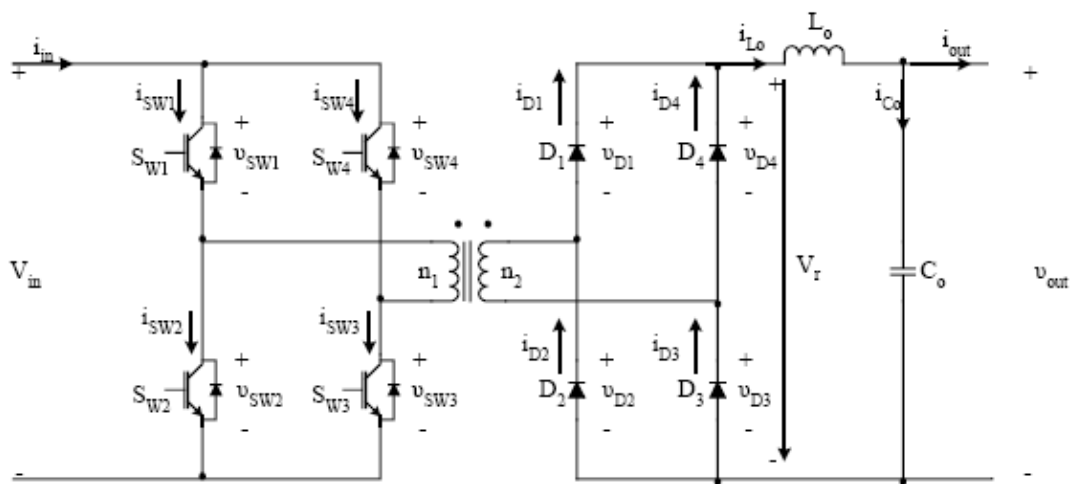
Παρατηρούμε ότι κατά τη διάρκεια κάθε μίας από τις διακοπτικές καταστάσεις, άγουν τρεις ημιαγωγοί, και συγκεκριμένα δύο ημιαγωγοί της κάτω ομάδας και μία δίοδος ελεύθερης διέλευσης της επάνω ομάδας, οπότε κατά την πορεία του ρεύματος έχουμε τρεις πτώσεις τάσης. Αυτός είναι ο λόγος που, όταν η τοπολογία αυτή χρησιμοποιείται σε εφαρμογές χαμηλής ισχύος, πρέπει να χρησιμοποιούνται ημιαγωγοί με χαμηλή πτώση τάσης. Πρέπει να σημειωθεί ότι, επειδή ο συγκεκριμένος μετατροπέας λειτουργεί με συγκεκριμένο βαθμό χρησιμοποίησης - dutycycle (1/3) και συγκεκριμένη διακοπτική συχνότητα, δεν μπορεί να εφαρμοστεί έλεγχος της τάσης εξόδου.

**DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ ΜΕ ΕΝ ΣΕΙΡΑ ΣΥΝΔΕΣΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ (CASCADED CELL DC-DC MULTILEVEL CONVERTER - CCC) με εν σειρά σύνδεση κλάδων στην DC είσοδο και παράλληλη σύνδεση κλάδων στην DC έξοδο**

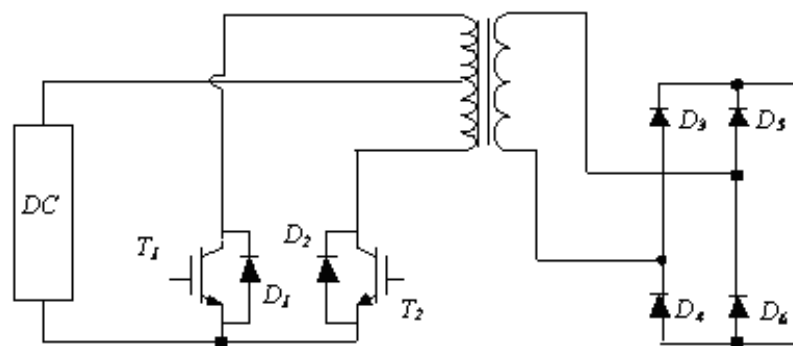
Στο Σχήμα 3.9 απεικονίζεται η τοπολογία ενός DC-DC μετατροπέα πολλαπλών επιπέδων με εν σειρά σύνδεση μετατροπέων (CCC) για εφαρμογές υψηλής ισχύος και υψηλής τάσης. Παρότι η συγκεκριμένη τοπολογία χρησιμοποιεί μετασχηματιστές απομόνωσης υψηλής συχνότητας, μπορεί να χρησιμοποιηθεί και σε εφαρμογές χωρίς γαλβανική απομόνωση. Στην τοπολογία αυτή γενικά απαιτείται μία υπομονάδα για κάθε κλάδο της τάσης εισόδου, ενώ στην συγκεκριμένη τοπολογία που απεικονίζεται στο Σχήμα 3.9α έχουμε στην είσοδο τρεις πυκνωτές, που παράγουν τρεις κλάδους DC τάσης, γι' αυτό χρησιμοποιούνται τρεις υπομονάδες πλήρους γέφυρας. Το κύκλωμα μιας υπομονάδας πλήρους γέφυρας απεικονίζεται στο Σχήμα 3.9β. Αξίζει να σημειωθεί ότι αντί για υπομονάδες πλήρους γέφυρας, θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί οποιαδήποτε άλλη τοπολογία, όπως παραδείγματος χάριν αυτή της ημι-γέφυρας ή η push-pull (η οποία απεικονίζεται στο Σχήμα 3.9γ).



(α)



(β)



(γ)

Σχ. 3.9: DC-DC μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων με εν σειρά σύνδεση εισόδων και παράλληλη σύνδεση εξόδων για εφαρμογές με ωμική απομόνωση

## **ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ**

Συγκρίνοντας τις πέντε παραπάνω τοπολογίες DC-DC μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων, προκύπτουν τα εξής συμπεράσματα:

1. Με βάση και τους Πίνακες 3.1 και 3.2, ο μετατροπέας με διόδους περιορισμού και ο αμφίπλευρος μετατροπέας έχουν λιγότερες διακοπτικές καταστάσεις σε σχέση με τον μετατροπέα με αιωρούμενους πυκνωτές και ως εκ τούτου είναι ευκολότερο να χρησιμοποιηθούν σε κάποιες εφαρμογές.

2. Ο γενικευμένος μετατροπέας μοιάζει περισσότερο με τον μετατροπέα με αιωρούμενους πυκνωτές, μιας και χρησιμοποιεί πυκνωτές για την μεταφορά των επιπέδων τάσης, με την διαφορά ότι χρησιμοποιεί λιγότερους.

3. Το κυριότερο μειονέκτημα των τοπολογιών DC-DC μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού, με αιωρούμενους πυκνωτές, καθώς και των γενικευμένων και των αμφίπλευρων DC-DC μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων είναι ότι δεν μπορεί να εφαρμοστεί κάποια τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM) για τον έλεγχο της τάσης εξόδου.

4. Όσον αφορά συγκεκριμένα στις τοπολογίες DC-DC μετατροπέων με διόδους περιορισμού και με αιωρούμενους πυκνωτές, ένα ακόμη μειονέκτημα είναι η ανομοιόμορφη καταπόνηση των ημιαγωγικών διακοπών.

5. Ο DC-DC μετατροπέας με εν σειρά σύνδεση μετατροπέων είναι συγκριτικά καλύτερος, καθώς αφενός επιτρέπει τον έλεγχο της τάσης εξόδου με τεχνικές PWM, αφετέρου γιατί παρουσιάζει ομοιόμορφη κατανομή τάσης και ρεύματος στους ημιαγωγικούς διακόπτες, δηλαδή ομοιόμορφη καταπόνηση των ημιαγωγικών στοιχείων. Επίσης, εξαιτίας της απουσίας πυκνωτών περιορισμού, το κόστος υλοποίησής του σε σχέση με τις άλλες τοπολογίες, είναι χαμηλότερο.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

### Επίπεδα φόρτισης των σταθμών

**Αμερικάνικη ταξινόμηση των επιπέδων φόρτισης:** Για πολλά χρόνια το Society of Automotive Engineering (SAE) εργαζόταν βάση του προτύπου J1772 , το οποίο ταξινομεί τους σταθμούς φόρτισης σε 3 κατηγορίες[45-46-64]:

A) **Level 1:** ο φορτιστής βρίσκεται επάνω στο όχημα και παρέχει AC τάση 120V ή 240V με μέγιστο ρεύμα 16A (τυπική οικιακή μπρίζα) , μέγιστη ισχύς τα 3.3 kW.

B) **Level 2:** ο φορτιστής βρίσκεται επάνω στο όχημα και παρέχει AC τάση 240V με μέγιστο ρεύμα τα 80 A και μέγιστη ισχύ τα 14,4 kW.

Γ) **Level 3:** ο φορτιστής δεν βρίσκεται επάνω στο όχημα. Ο σταθμός φόρτισης παρέχει DC τάση απευθείας στην μπαταρία διαμέσου ενός DC-DC συνδέσμου με μέγιστη ισχύ τα 240 kW. Οι Level 3 φορτιστές είναι ταχείας φόρτισης. Η μέγιστη ισχύς που παρέχεται με τον εξοπλισμό της Level 3 φόρτισης είναι ικανή να αναπληρώσει περισσότερο από την μισή χωρητικότητα μπαταριών ενός EV σε λιγότερο από μισή ώρα.

**Ευρωπαϊκή ταξινόμηση των επιπέδων φόρτισης:** Το διεθνές πρότυπο IEC 61851-1 περιλαμβάνει τα επίπεδα φόρτισης χρησιμοποιώντας την PWM τεχνική. Βάση αυτού, δημιουργήθηκε το πρότυπο IEC 62196 το οποίο περιλαμβάνει τα χαρακτηριστικά των βυσμάτων στους σταθμούς φόρτισης[64]:

**Level 1 :** AC ,  $V_{\max} = 250 \text{ V}$  ,  $V_{3\phi,\max} = 480 \text{ V}$  ,  $I_{\max} = 16 \text{ A}$

**Level 2 :** AC ,  $V_{\max} = 250 \text{ V}$  ,  $V_{3\phi,\max} = 480 \text{ V}$  ,  $I_{\max} = 35 \text{ A}$

**Level 3 :** AC ,  $I_{\max} = 250 \text{ A}$  ( Εναλλακτικά παρέχεται και level 2 τροφοδοσία)

**Level 4 :** DC ,  $I_{\max} = 400 \text{ A}$

Στο προσεχές μέλλον , αναμένουμε τις επίσημες τιμές τάσης και ρεύματος.

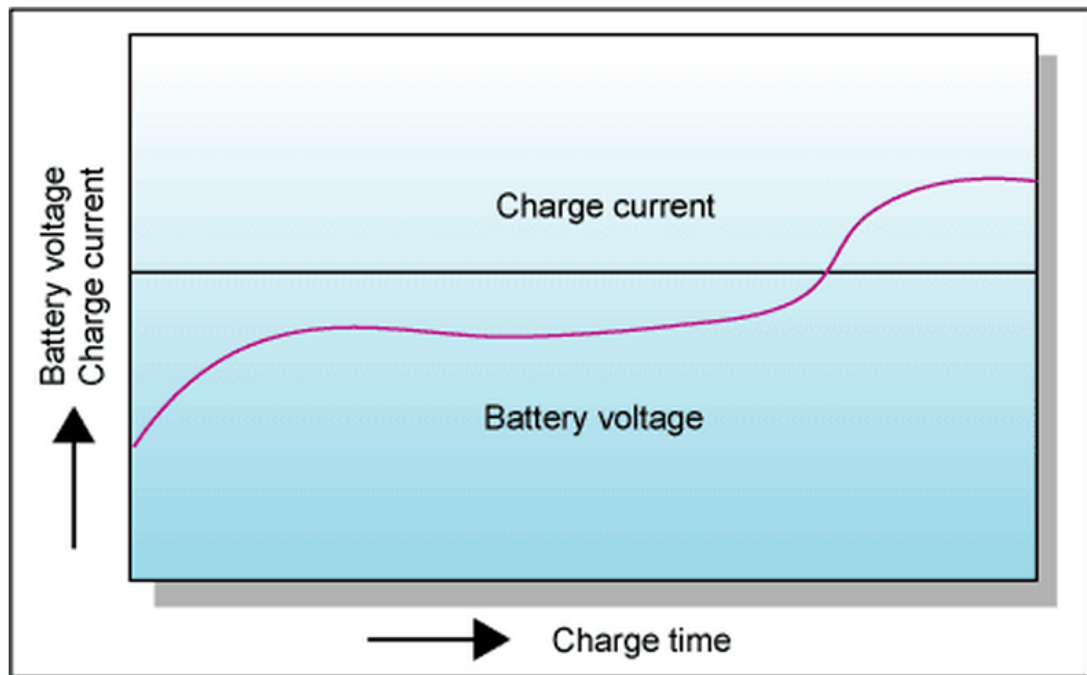
### Μέθοδοι φόρτισης των μπαταριών

Ο βέλτιστος τρόπος για να φορτιστούν τα πακέτα μπαταριών για βέλτιστη απόδοση και μακροζωία είναι η κατανομή ολόκληρης της διαδικασίας σε διάφορες φάσεις και να επιλεγεί το κατάλληλο πρότυπο φόρτισης σύμφωνα με τα ρεύματα , τις τάσεις και τις θερμοκρασίες σε πραγματικό χρόνο. Σε αυτό το σημείο , παρουσιάζουμε , τέσσερα πρότυπα φόρτισης.[43][57]

#### A. Σταθερό ρεύμα και περιορισμένη τάση.

Αυτή είναι μια απλή μέθοδος φόρτισης χρησιμοποιώντας σταθερό ρεύμα και με την τάση της μπαταρίας σταδιακά να αυξάνεται. Μόλις η τάση φτάσει σε ένα ορισμένο επίπεδο , ο φορτιστής θα μεταβαίνει σε άλλη μέθοδο φόρτισης σύμφωνα με τη ρύθμιση. Αυτό το πρότυπο πάντα χρησιμοποιείται κατά την εκκίνηση της φόρτισης.

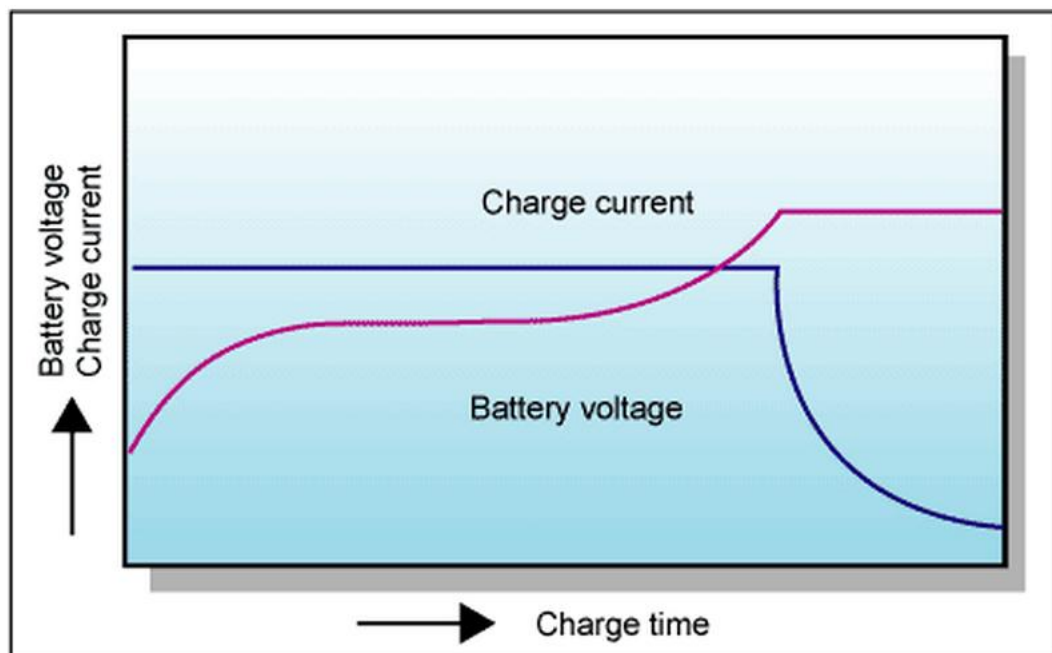
Η μέθοδος σταθερού ρεύματος , παρέχει τον ταχύτερο τρόπο φόρτισης της μπαταρίας και εξισώνει την τάση από κελί σε κελί. Αυτό είναι επιθυμητό όταν υπάρχουν αρκετά κελιά σε σειρά , καθώς τείνει να εξαλείψει κάθε αστάθεια φόρτισης της μπαταρίας. Η φόρτιση παρέχεται ομοιόμορφα σε όλα τα κελιά , ανεξαρτήτως από την τάση φόρτισης του κάθε κελιού. Ωστόσο , χωρίς τον περιορισμό της τάσης , τα κελιά μπορούν να δεχτούν υπέρταση , κάτι το οποίο μπορεί να οδηγήσει σε διάβρωση και αεριοποίηση. Τέλος , ακόμη ένα μειονέκτημα του είναι το υψηλό κόστος.



### **B. Σταθερή τάση και περιορισμένο ρεύμα.**

Με την μέθοδο σταθερής τάσης , το ρεύμα είναι σε υψηλή τιμή αρχικά και σταδιακά μειώνεται κατά την συνέχεια τις φόρτισης. Η διαδικασία δεν θα τερματιστεί μέχρι το ρεύμα να φτάσει σε ένα ορισμένο επίπεδο. Η μέθοδος αυτή χρησιμοποιείται πάντα στο μέσο της διαδικασίας φόρτισης.

Αυτός ο τρόπος φόρτισης , μειώνει τον κίνδυνο **διάβρωσης** και της **αεριοποίησης**. Το μεγαλύτερο μειονέκτημα , είναι ότι δεν είναι πιθανή η εξίσωση της φόρτισης των κελιών. Τα επίπεδα κορεσμού διαφέρουν μεταξύ των κελιών οπότε το καθένα πρέπει να φορτιστεί ξεχωριστά. Με το πέρασμα του χρόνου , παρατηρείται μια εξισορρόπηση των τάσεων στα κελιά εφόσον η διάβρωση και η αεριοποίηση , θα εξαναγκάσουν τα κελιά με υψηλή τάση να μεταβούν σε χαμηλότερη τάση και τα κελιά με χαμηλή , να μεταβούν σε υψηλότερη. Αυτό όμως θα οδηγήσει στην αύξηση του ρεύματος , με την γήρανση της μπαταρίας.





### Γ. Σταθερό ρεύμα και Σταθερός χρόνος.

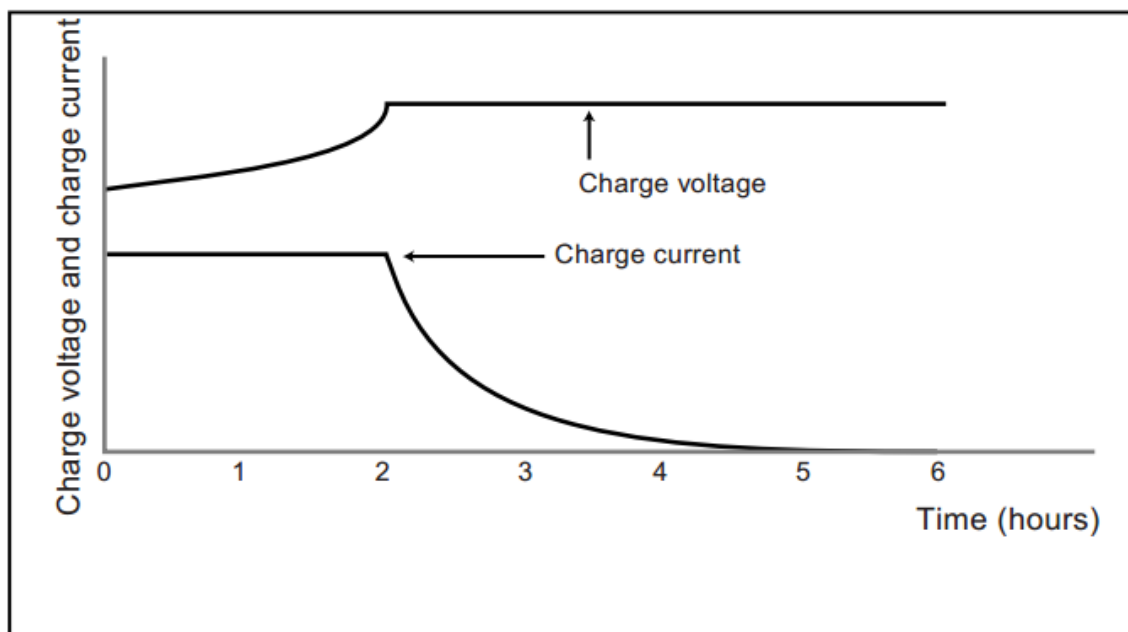
Η μέθοδος αυτή χρησιμοποιεί σταθερό ρεύμα υπό καθορισμένο χρόνο. Αυτή η μέθοδος πάντα χρησιμοποιείται τελευταία για να εξισώσει τις τάσεις των επιμέρους μπαταριών (modules). Μια τυπική τιμή τελικού ρεύματος είναι 5A ανά 100Ah χωρητικότητας.

### Δ. Σταθερή τάση και Σταθερός χρόνος.

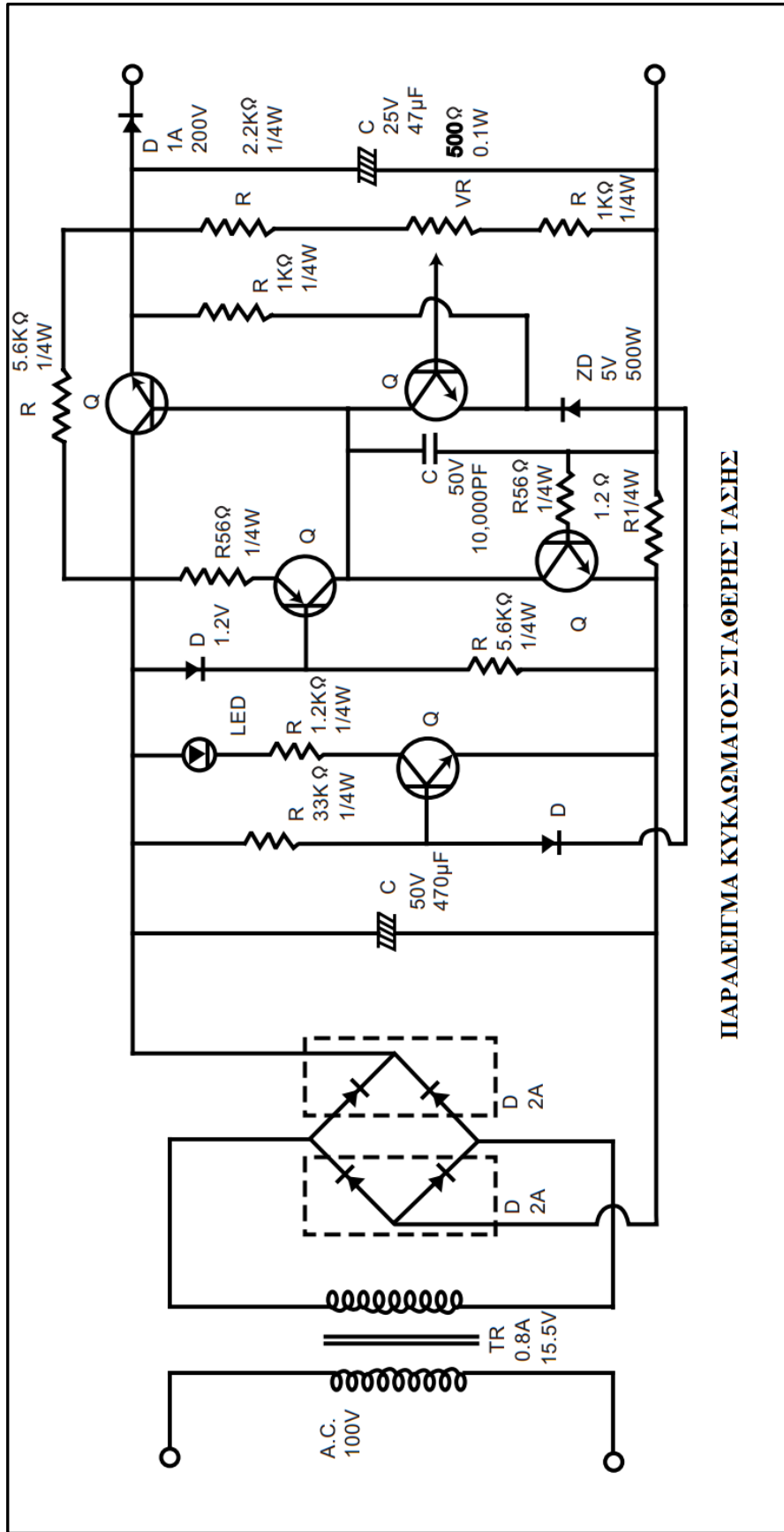
Η μέθοδος φόρτισης χρησιμοποιεί σταθερή τάση σε καθορισμένο χρόνο. Πάντα χρησιμοποιείται στο μέσο της διαδικασίας φόρτισης.

### **Αναλυτικότερα η μέθοδος φόρτισης με σταθερή τάση**

Πιο συγκεκριμένα για τις μπαταρίες μολύβδου-οξέως (Lead-Acid) , μπορούν να υπερφορτιστούν χωρίς τον έλεγχο σταθερής τάσης. Όταν η μπαταρία είναι υπερφορτισμένη , το νερό στον ηλεκτρολύτη αποσυντίθεται μέσω ηλεκτρόλυσης για να παράγει περισσότερο οξυγόνο απ' όσο μπορεί να απορροφήσει το αρνητικό ηλεκτρόδιο. Ο ηλεκτρολύτης μετατρέπεται σε οξυγόνο και υδρογόνο και έτσι χάνεται από το σύστημα της μπαταρίας. Καθώς η ποσότητα του ηλεκτρολύτη μειώνεται , η χημική αντίδραση της φόρτισης και της εκφόρτισης γίνεται μη αποτελεσματική και ως εκ τούτου η απόδοση της μπαταρίας επιδεινώνετε σημαντικά. Οπότε , ακριβής έλεγχος τάσης και ο κατάλληλος χρόνος φόρτισης με σταθερή τάση είναι ουσιώδης για την εξασφάλιση της αναμενόμενης ζωής της μπαταρίας.[59]



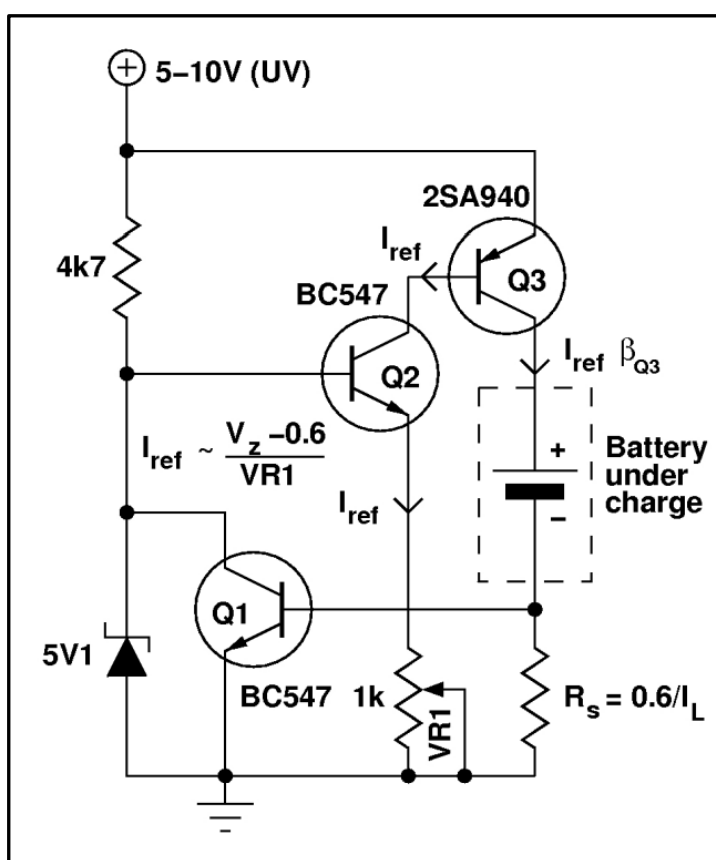
Χαρακτηριστικά φόρτισης σταθερής-τάσης , σταθερού-ρεύματος.



ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΣΤΑΘΕΡΗΣ ΤΑΣΗΣ

### Αναλυτικότερα η μέθοδος φόρτισης με σταθερό ρεύμα.

Το κύκλωμα του Φορτιστή μπαταριών με σταθερό ρεύμα, είναι απλό και εφαρμόζετε με τρανζίστορ όπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα. Το απαιτούμενο σταθερό ρεύμα παράγεται μέσω δύο τρανζίστορ  $Q_2$  και  $Q_3$ . Το  $Q_3$  παράγει ένα συνεχές ρεύμα αναφοράς  $I_{ref}$  και το  $Q_3$  λειτουργεί σαν ενισχυτής ο οποίος μεγεθυνθεί το  $I_{ref}$  διαμέσου της ενίσχυσης ρεύματος  $\beta_{Q3}$  ανάμεσα στην βάση και τον εκπομπό. Η διόδος ζένερ, παρέχει μια συνεχή τάση στο κύκλωμα εκπομπού-βάσης του  $Q_2$ . Ο εκπομπός του  $Q_2$  αποτελείται από μια μεταβλητή αντίσταση  $VR1$  για να θέτει το ρεύμα αναφοράς  $I_{ref}$  το οποίο ρέει μεταξύ βάση-εκπομπού του  $Q_3$ . Το  $I_{ref}$  πολλαπλασιάζεται με το « $\beta$ » του  $Q_3$  και ρέει μέσα από τον συλλέκτη. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να φορτίσει κάθε μπαταρία (Ni-Cd, Ni-MH, Li κτλ.). Οι υπολογιζόμενες ποσότητες είναι κατά προσέγγιση. Η μπαταρία που υπόκειται στην φόρτιση, μπορεί να είναι οποιαδήποτε τάσης αρκεί η παρεχόμενη τάση να τουλάχιστον υψηλότερη από την τάση της κατά 2V. Επίσης, η ελάχιστη τάση των 5.5V προτείνεται για το κύκλωμα.[58]



**Σχηματικό κύκλωμα ενός φορτιστή σταθερού ρεύματος. Η δύναμη του συνεχούς ρεύματος που θα φορτίσει την μπαταρία επιλέγεται μεταβάλλοντας το  $VR1$ . Η παροχή μπορεί να μεταβλητή τάση (Unregulated Voltage – UV) μεταξύ 5 και 10V.**

$$I_{ref} = \frac{V_Z - 0.6}{VR1} \quad (1)$$

$$I_{Batt} \approx \beta_{Q3} \cdot I_{ref} \quad (2)$$

Θα μπορούσαμε επίσης να ρυθμίσουμε και την τιμή του  $VR1$  μετρώντας το ρεύμα φόρτισης που ρέει μέσα από την μπαταρία και να το θέσουμε στην επιθυμητή τιμή. Το  $Q_1$  παρέχει την απαραίτητη προστασία απέναντι στην υπερθέρμανση του  $Q_3$ . Η τιμή του  $R_s$  είναι τέτοια ώστε όταν

ρέει το μέγιστο επιτρεπόμενο ρεύμα  $I_L$  ρέει μέσα από την μπαταρία, η πτώση τάσης στο  $R_S$  είναι ίση με 0,6V. Αυτό ξεκινά την αγωγή διαμέσου του  $Q_1$ , μειώνοντας το ρεύμα αγωγής της διόδου Zener. Σαν αποτέλεσμα, η πτώση τάσης στα άκρα του μειώνεται, που έχει έπειτα σαν περαιτέρω συνέπεια την μείωση του  $I_{ref}$ . Έτσι, ελέγχεται το ρεύμα διάμεσο του  $Q_3$ . Η τιμή του  $R_S$  μπορεί να ελεγχθεί για ένα επιθυμητό περιοριστικό ρεύμα  $I_L$  ως  $0.6/I_L$ . Για παράδειγμα εάν το μέγιστο επιτρεπόμενο ρεύμα μέσω του  $Q_3$  είναι 200mA τότε  $R_S=3\Omega$ . Ακόμη μπορούμε να δούμε, πως η ισχύς που διαχέεται σε μια τέτοια αντίσταση είναι πολύ μικρή π.χ.  $I^2R_S = 0.12W$ . Έτσι μια αντίσταση  $\frac{1}{4} W$  είναι αρκετά καλή για το  $R_S$ . [58]

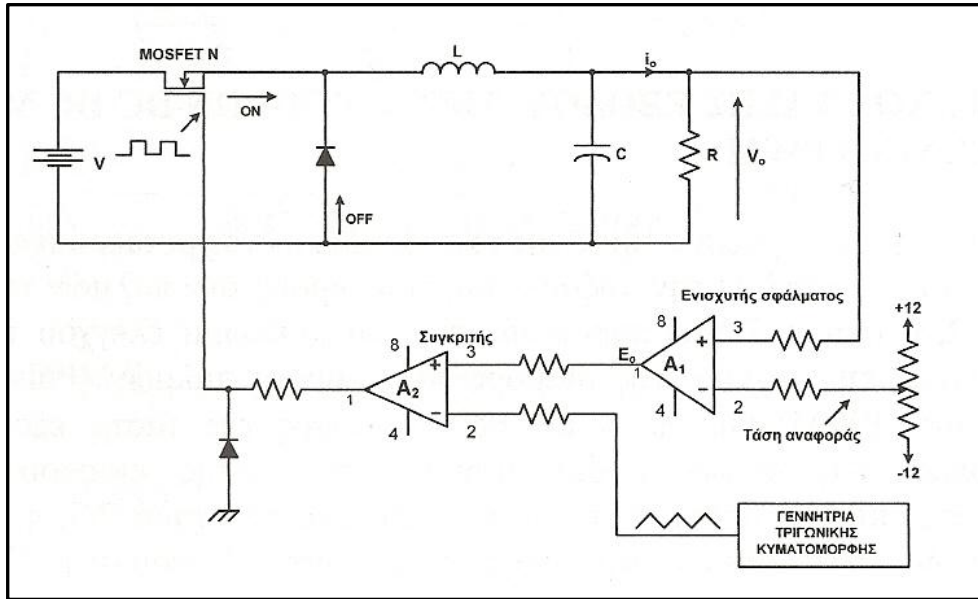
## ΜΕΘΟΔΟΣ ΦΟΡΤΙΣΗΣ ΜΕ ΠΑΛΜΟΥΣ

### Αρχή λειτουργίας της τεχνικής PWM (έλεγχος τάσης εξόδου μετατροπέων DC-DC)

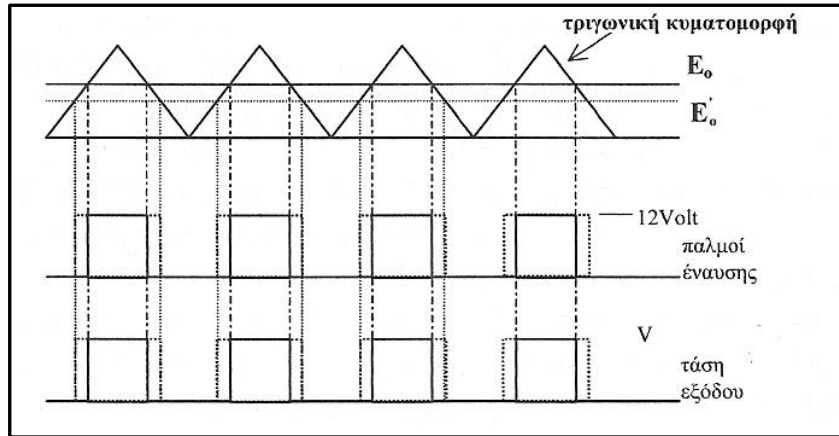
Ο Έλεγχος της μέσης τιμής της τάσης εξόδου ενός μετατροπέα DC-DC μπορεί να επιτευχθεί με την αυξομείωση του εύρους των παλμών της τάσης εξόδου. Στο σχήμα A παρουσιάζεται ένα κύκλωμα ελέγχου το οποίο χρησιμοποιεί την τεχνική της διαμόρφωσης εύρους παλμών (Pulse Width Modulation, PWM). Όπως διαπιστώνεται από το σχήμα η τιμή της τάσης εξόδου ελέγχεται από τον ενισχυτή σφάλματος  $A_1$ . Που στην έξοδο του παρέχει μια τάση  $E_0$ , η οποία αυξομειώνεται σύμφωνα με τις διάφορες διακυμάνσεις της τάσης εξόδου. Αν η τιμή της τάσης εξόδου αυξηθεί τότε η DC τάση  $E_0$  αυξάνεται και αντίθετα μειώνεται όταν η τάση εξόδου μειωθεί. Στη συνέχεια η τάση  $E_0$  εφαρμόζεται στην μια είσοδο του ενισχυτή σύγκρισης  $A_2$ . Στην άλλη είσοδο του ενισχυτή  $A_2$  εφαρμόζεται μια τριγωνική κυματομορφή η οποία παράγεται από μια γεννήτρια. Επομένως, ο ενισχυτής  $A_2$  συγκρίνει την τριγωνική κυματομορφή, η οποία παίρνει μόνο θετικές τιμές, με την τάση  $E_0$ . Η έξοδος του ενισχυτή  $A_2$ , η οποία είναι μια κυματομορφή τετραγωνικών παλμών με διαμορφωμένο εύρος εφαρμόζεται στο ημιαγωγικό στοιχείο του κυκλώματος το οποίο είναι ένα MOSFET. Στο σχήμα B παρουσιάζεται ο ορισμός της τεχνικής PWM. [63]

- Η συχνότητα των παλμών έναυσης του διακόπτη εξαρτάται από την διακοπτική συχνότητα του η οποία μπορεί να είναι από 20 KHz έως 300 KHz ή και παραπάνω.
- Αυξάνοντας τη συχνότητα λειτουργίας (ρυθμίζεται από την συχνότητα της τριγωνικής κυματομορφής), μειώνεται το μέγεθος του φίλτρου εξόδου αλλά αυξάνονται οι απώλειες του κυκλώματος ισχύος.
- Αυξάνοντας τη συχνότητα λειτουργίας, αυξάνονται οι απώλειες του μετατροπέα καθώς και η ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή (Electromagnetic Interference, EMI)

Επομένως, η επιλογή της συχνότητας λειτουργίας του μετατροπέα πρέπει να γίνει σύμφωνα με το απαιτούμενο μέγεθος του μετατροπέα, την απαιτούμενη απόδοση και την απαιτούμενη ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή. [63]



A) Κύκλωμα μετατροπέα ο οποίος χρησιμοποιεί την τεχνική PWM για έλεγχο της τάσης εξόδου



B) Ορισμός της τεχνικής ελέγχου PWM

### Επιδράσεις στις μπαταρίες

Έρευνες έχουν δείξει ότι η παραγωγή υδρογόνου και οξυγόνου στην μπαταρία, δεν είναι άμεση, αλλά συσχετίζεται με μια σταθερά χρόνου η οποία σχετίζεται με την κατάσταση φόρτισης της μπαταρίας [60-61]. Επομένως, εάν ο εφαρμοζόμενος παλμός ρεύματος είναι αρκετά μικρός, το μεγαλύτερο μέρος του θα καταναλωθεί από την αντίδραση της φόρτισης παρά από το να παράγει υδρογόνο. Αυτή είναι η αρχή λειτουργίας της παλμικής φόρτισης. Εφαρμόζοντας σχετικά μεγάλα ρεύματα σε μια μπαταρία, κατά περιοδικά διαστήματα, με ένα καθορισμένο πλάτος, μειώνουμε ή αποφεύγουμε την **αεριοποίηση** και έτσι αυξάνουμε την δεκτικότητα της φόρτισης και την αποδοτικότητα [60]. Άλλες έρευνες [62] έχουν δείξει πως αυτή η μέθοδος μειώνει σημαντικά τον χρόνο φόρτισης και αυξάνει τον κύκλο ζωής της μπαταρίας.

Πιο συγκεκριμένα, στις VRLA μπαταρίες, ένα σημαντικό χαρακτηριστικό είναι η **εσωτερική πίεση**. Καθώς το κελί φορτίζεται, υπάρχει μια μικρός αυξανόμενη πίεση. Σταδιακά, η πίεση αυτή αυξάνεται ραγδαία μέχρι που υπερβαίνει αυτή του εξαερισμού και μειώνεται απότομα καθώς το αέριο απελευθερώνεται από τον εξαερισμό.

Είναι προφανές, πως λόγω αεριοποίησης η μέθοδος φόρτισης με παλμούς, δεν είναι κατάλληλη για τις VRLA μπαταρίες που βρίσκονται σε υψηλή κατάσταση φόρτισης (SoC). Για να εξαλείψουμε αυτό το πρόβλημα, το πλάτος του παλμού πρέπει να μειωθεί. Αυτό δεν είναι

αποδεκτό στην περίπτωση με χαμηλό SoC, όπου η μπαταρία είναι δεκτική σε φόρτιση. Η λύση του προβλήματος, μπορεί να προέλθει από την χρήση ενός ελεγκτή, που θα επιτρέπει το μέσο ρεύμα του παλμού να μεταβάλλεται με έναν τρόπο, παρόμοιο με τη συμβατική φόρτιση. Αυτό επιτυγχάνεται με την εφαρμογή ενός παλμού ρεύματος, όχι μεγαλύτερου από μια πλήρη περίοδο. Προσθέτοντας έτσι την *δυνατότητα να τερματιστεί ο παλμός* στην περίπτωση που η τάση της μπαταρίας ξεπεράσει την τάση έναρξης της αεριοποίησης.[60]

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

### **Υπερταχείες υποδομές DC φόρτισης για κίνηση ηλεκτρικού αυτοκινήτου και μελλοντικών έξυπνων δικτύων**

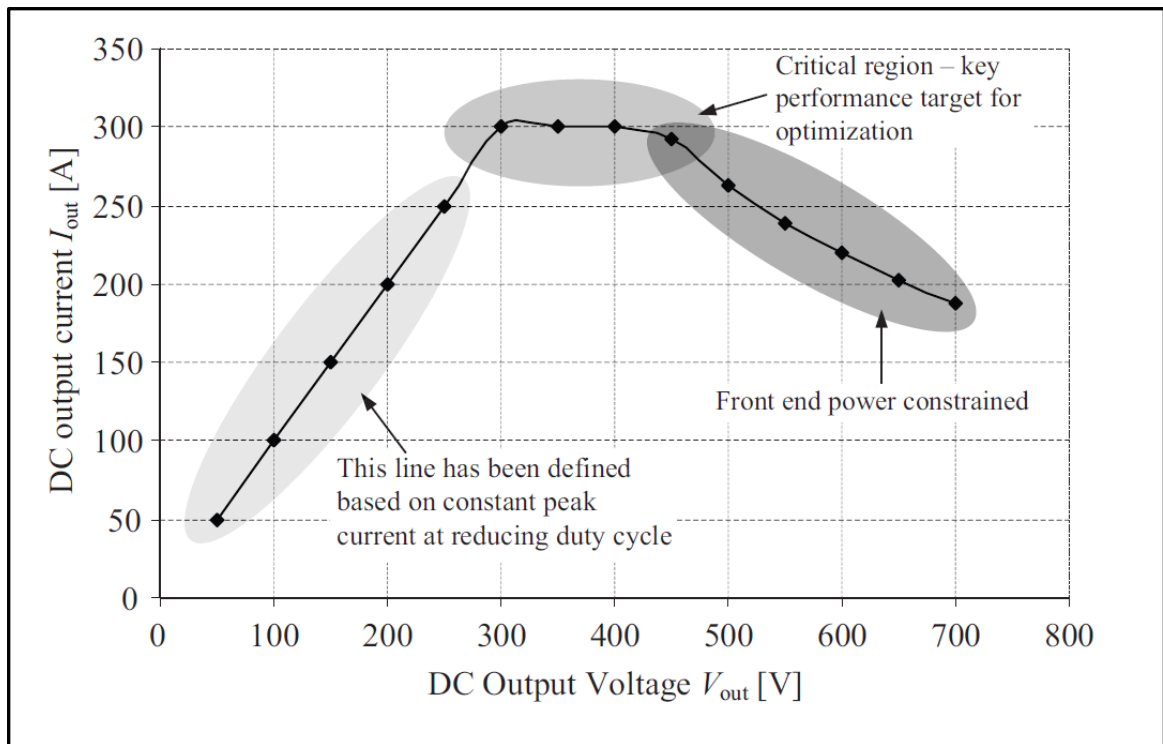
#### **1.Εισαγωγή**

Αυτό το κεφάλαιο εστιάζει στις καινούριες αναπτυσσόμενες τεχνολογικές υποδομές ηλεκτρονικών ισχύος που επιτρέπουν ταχύτερες διαδικασίες φόρτισης μπαταριών. Οι δύο αρχιτεκτονικές μετατροπέων ηλεκτρονικών ισχύος (PE) για εφαρμογές υποδομών φόρτισης θα παρουσιαστούν και θα συζητηθούν με βάση τις απαιτήσεις μόνωσης χαμηλής συχνότητας (Low frequency – LF) καθώς και υψηλής συχνότητας (High frequency – HF). Θα γίνει μια τεχνική εκτίμηση των δύο διαφορετικών τεχνολογιών, συμπεριλαμβανομένης μια ανάλυσης των θετικών και των αρνητικών τους στοιχείων. Τέλος, θα συζητηθεί, συζητούνται η ενσωμάτωση σε ένα έξυπνο δίκτυο και τονίζονται τα πιο σημαντικά θέματα.

#### **2.ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ DC ΦΟΡΤΙΣΗΣ – ΑΠΑΙΤΗΣΕΙΣ**

Όπως συζητήθηκε και παραπάνω, αυτή η πτυχιακή περιγράφει δύο λύσεις για την εκτέλεση της διαδικασίας γρήγορης DC φόρτισης για τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα. Οι τοπολογίες πρέπει να συμμορφώνονται με διάφορες βασικές απαιτήσεις προκειμένου να καταστήσουν ικανή μια ακίνδυνη, ασφαλή, γρήγορη και αποδοτική φόρτιση. Σαν μια πρώτη, απόλυτη απαίτηση, η αρχιτεκτονική του συστήματος ηλεκτρονικών ισχύος (PE) θα πρέπει να είναι ικανή να εγγυηθεί μια γενική παροχή, για να τα βγάλει πέρα με τις διάφορες προδιαγραφές των διάφορων τύπων οχημάτων: από μικρά οχήματα (συνήθως χαρακτηριζόμενα από λίγες kWh σε ονομαστική ενέργεια αποθηκευμένη στην σειρά μπαταριών), μέχρι φορτηγά οχήματα (συνήθως χαρακτηριζόμενα από πολλές δεκάδες kWh αποθηκευμένης ενέργειας).

Αυτή η πρώτη βασική απαίτηση υπονοεί πως η αρχιτεκτονική των ηλεκτρονικών ισχύος θα πρέπει να είναι ικανή να παρέχει κάθε DC έξοδο τάσης ανάμεσα σε 100-600V, σύμφωνα με τα σχεδιασμένα volt των σειρών μπαταριών που είναι εγκατεστημένα πάνω σε διάφορους τύπους ηλεκτρικών οχημάτων. Σαν δεύτερη προϋπόθεση, ο μέγιστος χρόνος φόρτισης για ένα ιδιαίτερα ειδικά-ενεργειακό σετ μπαταριών (γύρω στα 30-40 kWh) δεν θα πρέπει να υπερβαίνει την διάρκεια των 10 λεπτών για να φέρουν το σετ μπαταριών στο 80% της ονομαστικής τους κατάστασης φόρτισης (State Of Charge – SOC). Ο τελικός στόχος είναι πράγματι το να μειωθεί ο χρόνος αναμονής του οδηγού στον «σταθμό ανεφοδιασμού». Αυτή η δεύτερη απαίτηση ως εκ τούτου θέτει την ελάχιστη ισχύ εξόδου που η αρχιτεκτονική του συστήματος ηλεκτρονικών ισχύος πρέπει να παρέχει, (σε αυτή την ειδική περίπτωση, το σύστημα εκτιμάτε στα 125 kW) και το προφίλ του ρεύματος φόρτισης που πρέπει να εγγυάται στο συνολικό εύρος τάσης εξόδου. Η **εικόνα 1** παρουσιάζει το προφίλ ρεύματος φόρτισης της μπαταρίας έναντι των τάσεων εξόδου του μετατροπέα.



**Εικόνα 1. Χαρακτηριστική ρεύματος εξόδου για μονωμένους και μη , 125 KW , DC μετατροπέα φόρτισης.**

Προκειμένου να εξασφαλίσουμε ασφαλή λειτουργία για το σετ μπαταριών , οι ηλεκτρικές διακυμάνσεις των ηλεκτρικών ποσοτήτων (τάσεως και ρεύματος) στην έξοδο του σταθμού φόρτισης του μετατροπέα θέτονται σε πολύ μικρές τιμές. Ιδίως , η μέγιστη τιμή της διακύμανσης του ρεύματος τίθεται να είναι 1% της ελάχιστης τιμής από το προφίλ ρευμάτων εξόδου , ενώ η διακύμανση τάσης καθορίζεται να είναι λιγότερη από το 5% της μέγιστης τάσης εξόδου ( αντίστοιχα 50-300 A , ανάλογα με το προφίλ του ρεύματος εξόδου και 600 V , όπως δίνεται στα σετ προδιαγραφών για μελλοντικούς σταθμούς φόρτισης ).

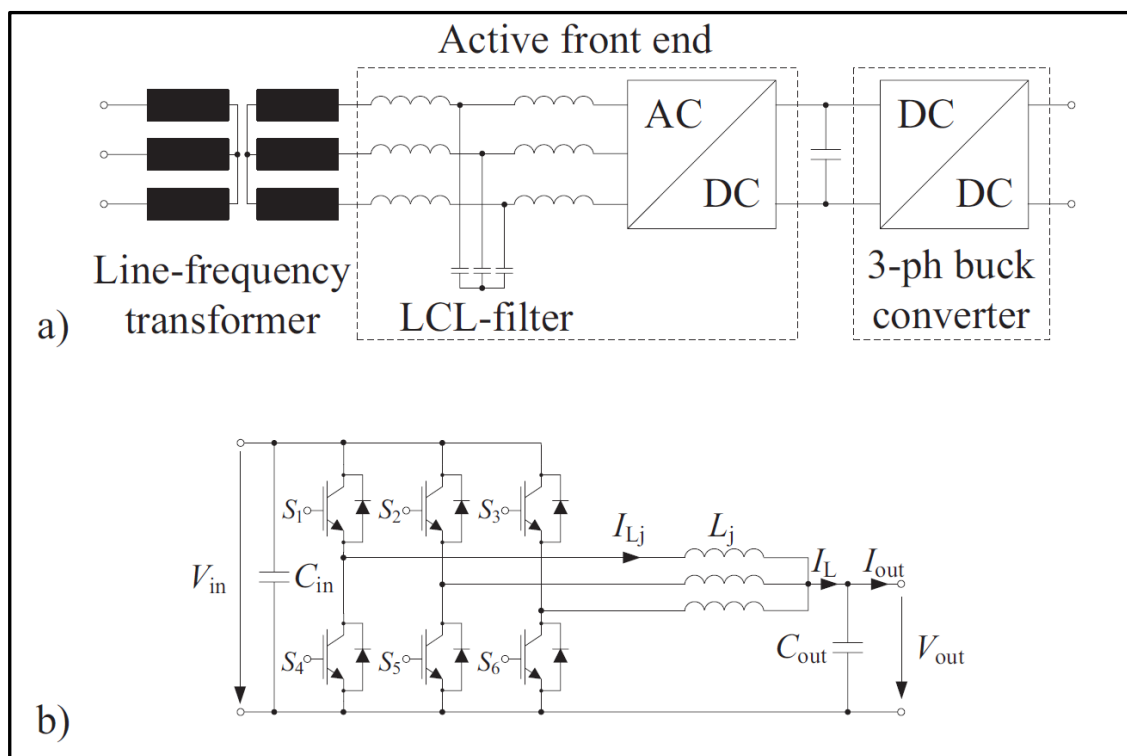
Τελευταίο αλλά όχι λιγότερο σημαντικό , σύμφωνα με τα πρότυπα ασφαλείας , ο σταθμός φόρτισης πρέπει να εγγυάται πλήρη γαλβανική απομόνωση απέναντι στο κεντρικό δίκτυο διανομής. Ανάλογα λοιπόν με τις άλλες κύριες προδιαγραφές του βασικού προϊόντος ( απόδοση , πυκνότητα ισχύος , κόστος , αξιοπιστία ) , είναι δυνατό , η τελευταία αυτή απαίτηση να αντιμετωπιστεί με δύο διαφορετικές προσεγγίσεις. Η πρώτη διευθετεί το θέμα της γαλβανικής απομόνωσης με τον παραδοσιακό τρόπο του μετασχηματιστή χαμηλής συχνότητας (LF) συνδεδεμένου στο δίκτυο , ενώ η δεύτερη προσέγγιση , υλοποιεί τις απαιτήσεις της γαλβανικής απομόνωσης στο επίπεδο του DC-DC μετατροπέα ο οποίος κατάλληλα διαμορφώνει το προφίλ του ρεύματος φόρτισης. Είναι ξεκάθαρο πως στην δεύτερη περίπτωση , υπάρχει η εισαγωγή ενός σταδίου με μετατροπέα ηλεκτρονικών ισχύος ο οποίος συνδέεται απευθείας στο κεντρικό δίκτυο διανομής. Τα επόμενα κεφάλαια θα περιγράψουν τεχνικά τις δύο διαφορετικές προσεγγίσεις ενώ η κεντρική εστίαση θα γίνει στο στάδιο του DC-DC μετατροπέα , προσδιορίζοντας τα διαφορετικά ζητήματα «κλειδιά» , σχεδιάζοντας τις αρχιτεκτονικές των μετατροπέων. Τέλος, μια σύγκριση θα τονίσει τις διαφορές μεταξύ των δύο διαφορετικών λύσεων, με βάση τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα.[65]



### 3. ΧΑΜΗΛΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΓΙΑ DC ΣΤΑΘΜΟΥΣ ΦΟΡΤΙΣΗΣ.

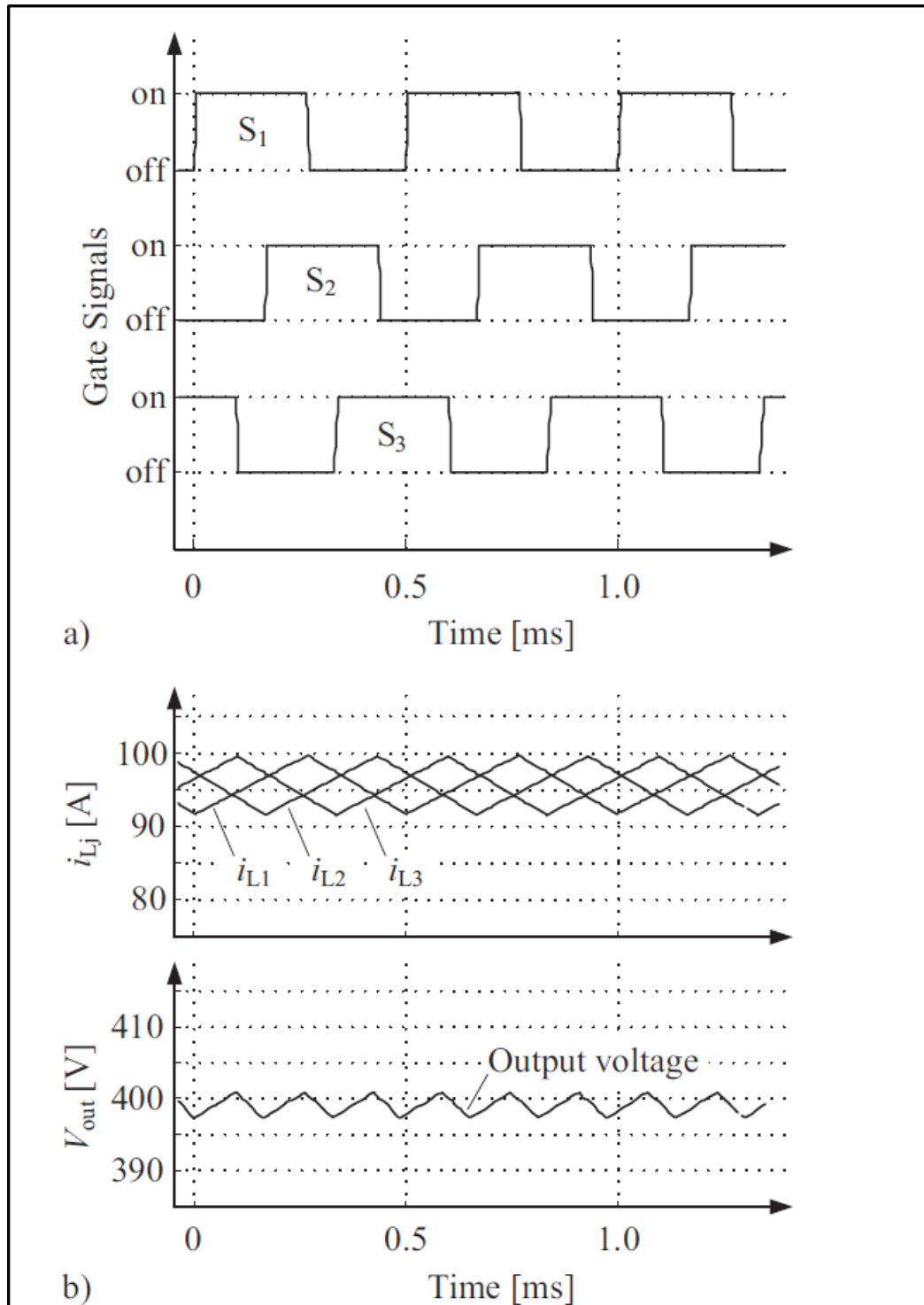
Η **εικόνα 2** παρουσιάζει το σχέδιο του κυκλώματος αξιοποιώντας την ιδέα της χαμηλής συχνότητας (LF) γαλβανικής απομόνωσης. Η αρχιτεκτονική του συστήματος περιλαμβάνει [65] :

- Ένα 1:1 (ένα προς ένα) αναλογία εισόδου , συχνότητας δικτύου , μετασχηματιστή για να απομονώσει το σύστημα από το κεντρικό δίκτυο διανομής γαλβανικά.
- Ένα φίλτρο εισαγωγής LCL που να είναι συμβατό με τα παγκόσμια IEC αρμονικά πρότυπα.
- Μία τριφασική ενεργή μονάδα διόρθωσης η οποία εγγυάται ενεργό έλεγχο συντελεστή ισχύος για τις ηλεκτρικές ποσότητες από την πλευρά της γραμμής ο οποίος παράγει ένα συνεχή DC-σύνδεσμο τάσης στα  $750 V_{DC}$  για το δεύτερο στάδιο μετατροπής.
- Μία τριφασική διαστρωμένη buck μονάδα μετατροπής για να επιτρέψει κατάλληλο έλεγχο των ρευμάτων της μπαταρίας κατά την διάρκεια των κύκλων φόρτισης.



**Εικόνα 2.(α) DC Ταχεία φόρτισης με χρήση μετατροπέα χαμηλής συχνότητας.  
(β) Τριφασικός μετατροπέας υποβιβασμού.**

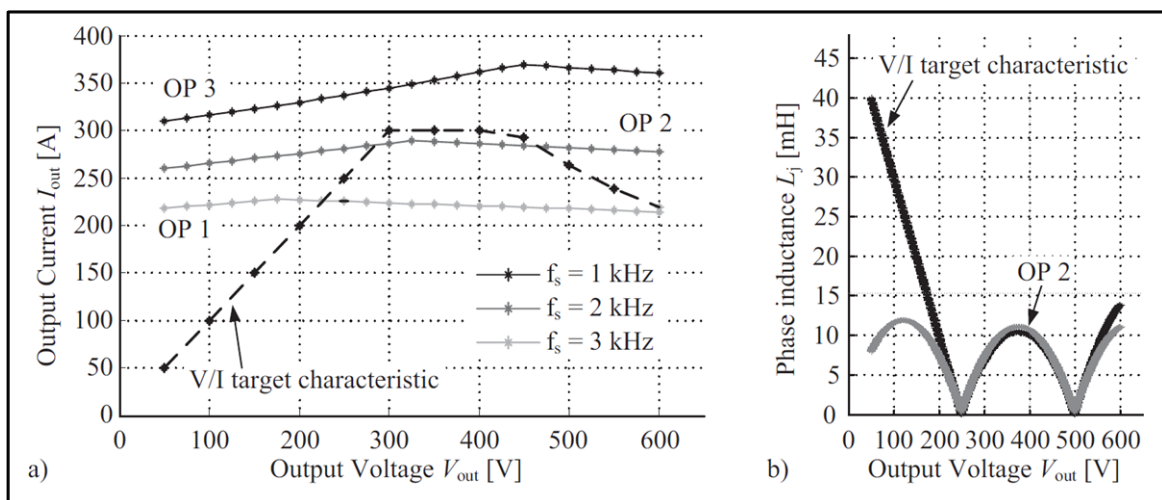
Κάθε μία από τις μονάδες μετατροπής, εφαρμόζονται με δύο πρότυπα ABB modules στα οποία η έξοδος του δεύτερου σταδίου μετατροπής είναι συνδεδεμένη σε συνδεσμολογία αστέρα διαμέσου τριών διαφορετικών επαγωγών. Μέσω της ρύθμισης αυτής , είναι στην πραγματικότητα δυνατό το μοίρασμα της ισχύς εξόδου ξεχωριστά σε τρεις διαφορετικούς κλάδους μετατροπέα και με αυτό τον τρόπο μειώνεται η συνολική καταπόνηση των ημιαγωγών και οι συνολικές απώλειες του μετατροπέα. Επιπλέον , η διαστρωμένη τοπολογία του μετατροπέα [66] παρέχει πλεονεκτήματα όσον αφορά την ελάττωση των φίλτρων λόγω των θεμελιωδών συχνοτήτων οι οποίες αποτελεσματικά πολλαπλασιάζονται με τον αριθμό των φάσεων. Η **εικόνα 3** δείχνει τις χαρακτηριστικές κυματομορφές του διαστρωμένου buck μετατροπέα καθώς και τα απλά ψηφιακά σήματα ελέγχου των διακοπών το οποίο είναι ένα περεταίρω προτέρημα αυτής της αρχιτεκτονικής ηλεκτρονικών ισχύος. Τελικός , η αμφίδρομη διαμόρφωση του συστήματος επιτρέπει όχι μόνο την μεταφορά ενέργειας από το δίκτυο στο όχημα (G2V – Grid To Vehicle) αλλά επίσης και από το όχημα στο δίκτυο (V2G – Vehicle To Grid).[65]



**Εικόνα 3. Κυματομορφές του τριφασικού μετατροπέα υποβιβασμού:**  
**(α) Παλμοί έναρξης του τριφασικού μετατροπέα υποβιβασμού μετατοπισμένοι κατά 120 °C έτσι ώστε να μειωθεί η διακύμανση ρεύματος.**  
**(β) Χαρακτηριστικές ρεύματος πηνίων και τάσεως ( $V_{out}$ ) από την έξοδο του τριφασικού μετατροπέα.**

Κατά την διάρκεια της διαδικασίας σχεδιασμού του μετατροπέα, εξαιρετική προσοχή πρέπει να δοθεί στην βελτιστοποίηση του συστήματος με σκοπό να πληρούνται οι απαιτήσεις προδιαγραφών του προϊόντος όσον αφορά την απόδοση, το κόστος, το μέγεθος, τον όγκο και το

βάρος. Όλα τα εξαρτήματα, από ημιαγωγούς μέχρι απαγωγείς θερμότητας έως και παθητικών φίλτρα, θα πρέπει να είναι σχεδιασμένα κατάλληλα έτσι ώστε να παραχθεί ένα βελτιστοποιημένο σύστημα. Προπάντων, βασιζόμενοι στα υπάρχοντα πρότυπα ABB modules, πρέπει πρώτα να διερευνηθεί μια κατάλληλη συχνότητα λειτουργίας της τριφασικής διαστρωμένης μονάδας μετατροπής. Ως εκ τούτου, η θερμική συμπεριφορά των χρησιμοποιούμενων 1200 V ημιαγωγών καθώς και το προφίλ της απαραίτητης φόρτισης εξόδου, θα πρέπει να ληφθούν υπόψη. Όσον αφορά την τριφασική διαστρωμένη μονάδα μετατροπής, η μείωση στον όγκο των παθητικών στοιχείων (επαγωγών και αγωγών), κατά προτίμηση επιθυμούν μια υψηλή διακοπτική συχνότητα. Παρόλα αυτά, η ανάλυση των θερμικών απωλειών των ημιαγωγών και της θερμικής συμπεριφοράς, με υποτιθέμενες θερμικές προδιαγραφές των  $T_{amb}=50\text{ }^{\circ}\text{C}$  και  $R_{th.hs}=0,05\text{ K/W}$  (ταχύτητα εισαγωγής αέρα της τάξης των 4.0 m/s) έχει ως αποτέλεσμα την εφαρμόσιμη συχνότητα διακοπών των  $f_s=2\text{ kHz}$ . Η **εικόνα 4** παρουσιάζει το μέγιστο δυνατό προφίλ ρεύματος εξόδου ανάλογα με τις διακοπτικές συχνότητες συγκρινόμενο με το στοχευόμενο χαρακτηριστικό του προφίλ. Εκτός αυτού, φαίνεται καθαρά πως η συχνότητα των  $f_s=2\text{ kHz}$  πετυχαίνει το καλύτερο στοχευόμενο προφίλ εξόδου ρεύματος[65].



**Εικόνα 4. (α) Χαρακτηριστικές ρευμάτων εξόδου (OP1, OP2, OP3) υπολογισμένα με μέγιστη IGBT θερμοκρασία επαφής  $T_j = 110\text{ }^{\circ}\text{C}$  και με διακοπτικές συχνότητες  $f_s = \{1, 2, 3\}\text{ kHz}$ . (β) Χαρακτηριστική της μικρότερης τιμής του φασικού επαγωγέα σε διακοπτική συχνότητα  $f_s = 2\text{ kHz}$  και το OP2 που εξασφαλίζει μέγιστη διακύμανση ρεύματος εξόδου  $i_{L,pp} = 1\% \cdot \min(I_{out})$**

Σύμφωνα με την κατάλληλη συχνότητα λειτουργίας των διακοπών ανά φάση του buck μετατροπέα των  $f_s = 2\text{ kHz}$ , η απαιτούμενη επαγωγική τιμή μπορεί να προσδιοριστεί. Βασισμένοι στην διαστρωμένη buck τοπολογία των τριών φάσεων ( $N=3$ ) για τους buck μετατροπέες [67],[68] η ελάχιστη επαγωγή που εγγυάται μια διακύμανση ρεύματος εξόδου  $i_{L,pp} = 1\% \cdot \min(I_{out}(V_{out}))$

$$\text{υπολογίζεται από } L_j = \max\left(\frac{u_{out}}{i_{L,pp} \cdot f_s} \cdot \left[1 - \frac{m}{ND}\right] \cdot [1 + m - ND]\right), (1)$$

Ενώ το  $m$  υποδηλώνει την συνάρτηση floor (ND), το  $D = \frac{V_{out}}{V_{in}}$  είναι ο κύκλος εργασίας ανά φάση του buck μετατροπέα και το  $j \in \{1, \dots, N\}$  υπονοεί την  $j$ -ωστή φάση του buck.

Όσον αφορά την εξίσωση (1), η απαιτούμενη επαγωγική τιμή ανά φάση  $L_j$  εξαρτάται άμεσα από το προφίλ του ρεύματος εξόδου  $i_{out}(V_{out})$ . Ως εκ τούτου, η μέγιστη επαγωγή για το συγκεκριμένο χαρακτηριστικό υπολογίζεται στα  $V_{out}=50\text{ V}$  στα  $L_{j,50V}=40\text{ mH}$  όπως φαίνεται στην **εικόνα 4 (b)**. Με το καθορισμένο προφίλ εξόδου OP2 βασιζόμενο στην θερμική συμπεριφορά των

εφαρμοζόμενων IGBT ημιαγωγών , η επαγωγική τιμή μπορεί να μειωθεί. Όπως παρουσιάζεται στην **εικόνα 4 (b)** , η μέγιστη επαγωγή εμφανίζεται στο  $V_{out}=125V$  και υπολογίζεται στα  $L_{j,125V}=11,63mH$ . Για να συνειδητοποιήσουμε την υπολογιζόμενη επαγωγική τιμή του OP2 , οι πρότυποι διαθέσιμοι πυρήνες νάνο-κρυστάλλων [69] και σκόνης σίδηρο-σιλικόνης (93,5% Fe και 6,5% Si) έχουν ερευνηθεί.

Στην περίπτωση του υλικού των νάνο-κρυστάλλων , ο κορεσμός του πυρήνα , λόγω των υψηλών DC ρευμάτων (μέχρι και 100 A ανά φάση) , καθιερώνεται ως το κρίσιμο κομμάτι του σχεδιασμού. Έτσι , καμία κατάλληλη σχεδίαση δεν θα μπορούσε να γίνει με τους συμβατικούς διαθέσιμους πυρήνες ούτε και να βρεθεί μια κατάλληλη λύση. Ο μικρός επαγωγικός παράγοντας  $A_L$  συγκρινόμενος με το νάνο-κρυσταλλικό υλικό και την μεγάλη περιοχή επίδρασης διαστρωμένου τμήματος του υλικού της σίδηρο-σιλικόνης δείχνει πλεονεκτήματα σχετιζόμενα με τον κορεσμό του υλικού του πυρήνα. Ωστόσο , ένας μεγάλος αριθμός πυρήνων θα πρέπει να στοιβαχθεί ο ένας στον άλλον για να εξασφαλίσουν 1% διακύμανση ρεύματος στην χειρότερη περίπτωση. Στον **πίνακα 1** συνοψίζονται οι παράμετροι της σχεδίασης για την φασική επαγωγική λύση βασισμένη στο υλικό της σίδηρο-σιλικόνης. Λόγο του μεγάλου αριθμού πυρήνων ανά φάση επαγωγέα , κατά προτίμηση , ο αριθμός χωρίζεται σε τρεις μικρότερους επαγωγούς οι οποίοι είναι συνδεδεμένοι σε σειρά για να ελαχιστοποιήσουν την επιρροή των παρασιτικών επαγωγικών χωρητικότητων [65] .

	Units	Iron-Silicon (Fe-Si)
Core type	-	toroidal
Max. core flux density	$T$	1.5
Turns	-	57
Current density	$A/cm^2$	200
Stacked cores	-	3x 7
AC core flux density	$mT$	0.058
Peak core flux density	$T$	1.3
Volume	$dm^3$	3x 3.5

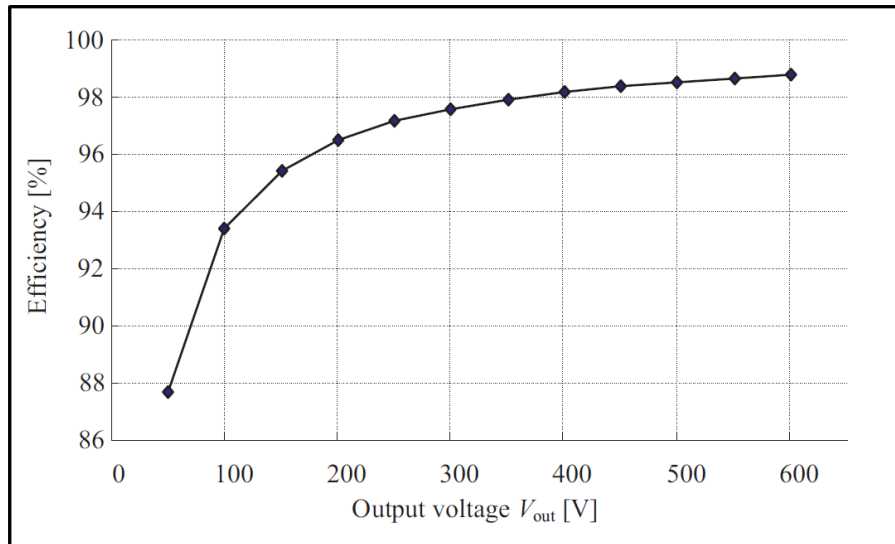
**Πίνακας 1. Χαρακτηριστικά επαγωγής για την χαρακτηριστική εξόδου OP2**

Εκτός από τον φασικό επαγωγέα , πρέπει επίσης να σχεδιαστεί ο ένας πυκνωτής εξόδου που συνδυάζετε για όλες τις buck φάσεις. Για να εξασφαλιστεί μια διακύμανση τάσης εξόδου μικρότερη του 5% της μέγιστης τάσης εξόδου , η χωρητικότητα εξόδου υπολογίζεται από :

$$C_{out} = \max \left( \frac{1}{\Delta_{U_{out}}} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{i_{L,pp}}{2} \cdot \frac{T_s}{2N} \right), (2)$$

Το οποίο έχει ως αποτέλεσμα μια συντηρητικά σχεδιαζόμενη χωρητικότητα εξόδου τιμής  $C_{out}=1,86\mu F$ .

Τελικά , η απόδοση του τριών φάσεων διαστρωμένου buck μετατροπέα , αναλύεται και παρουσιάζεται στην **εικόνα 5**. Ο βαθμός απόδοσης μειώνεται για μικρούς κύκλους εργασίας ή μικρές τιμές τάσεων εξόδου αντίστοιχα όπως είναι γνωστό για τις τοπολογίες των buck μετατροπέων. Μια απόδοση του 98% μπορεί να επιτευχθεί σε λειτουργία τάσης εξόδου πάνω από 350V.

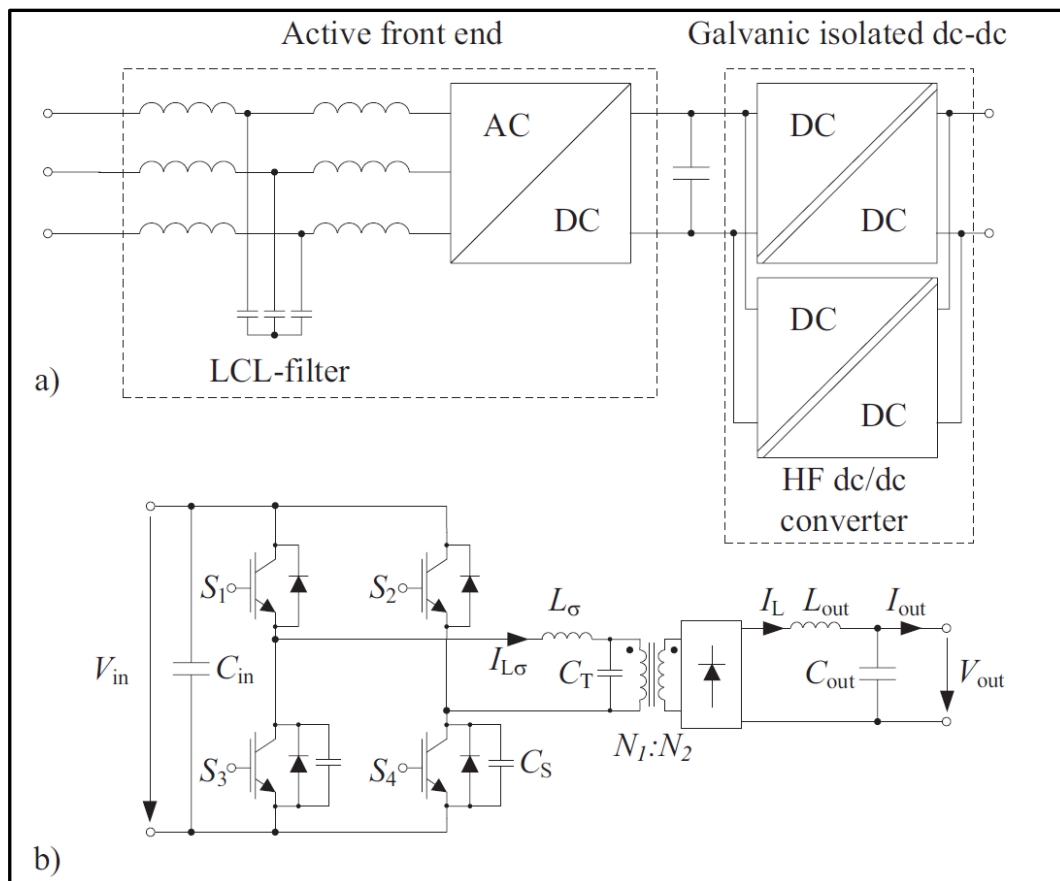


*Εικόνα 5. Απόδοση του τριφασικού μετατροπέα υποβιβασμού σε συνάρτηση με την τάση εξόδου. Σημείωση: Οι χωρητικές απώλειες του DC-συνδέσμου στην είσοδο και την έξοδο του μετατροπέα υποβιβασμού, δεν λαμβάνονται υπόψη στον υπολογισμό των απωλειών.*

#### 4. ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΥΨΗΛΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΗ ΓΙΑ DC ΣΤΑΘΜΟΥΣ ΦΟΡΤΙΣΗΣ.

Η **εικόνα 6 (α)** αντιπροσωπεύει την διάταξη του κυκλώματος που εφαρμόζει την ιδέα μιας υψηλής συχνότητας γαλβανική απομόνωση . Η αρχιτεκτονική του συστήματος περιλαμβάνει :

- Ένα φίλτρο εισαγωγής LCL που να είναι συμβατό με τα παγκόσμια IEC αρμονικά πρότυπα.
- Μία τριφασική ενεργή μονάδα ανόρθωσης η οποία εγγυάται ενεργό έλεγχο συντελεστή ισχύος για τις ηλεκτρικές ποσότητες από την πλευρά της γραμμής, ο οποίος παράγει ένα συνεχή DC-σύνδεσμο τάσης στα 750 V<sub>DC</sub> για το δεύτερο στάδιο μετατροπής.
- Δύο εν παραλλήλω DC/DC απομονωμένα στάδια μετατροπέα , εφαρμόζοντας την απομόνωση υψηλής συχνότητας.



**Εικόνα 6 (α) Μετατροπέας υψηλής συχνότητας με δύο εν παραλλήλω DC-DC γαλβανικά απομονωμένα στάδια. (β) Η αντίστοιχη τοπολογία.**

Όπως μπορεί κανείς να δει από την **εικόνα 6 (β)** , ο DC-DC απομονωμένος μετατροπέας αποτελείται από :

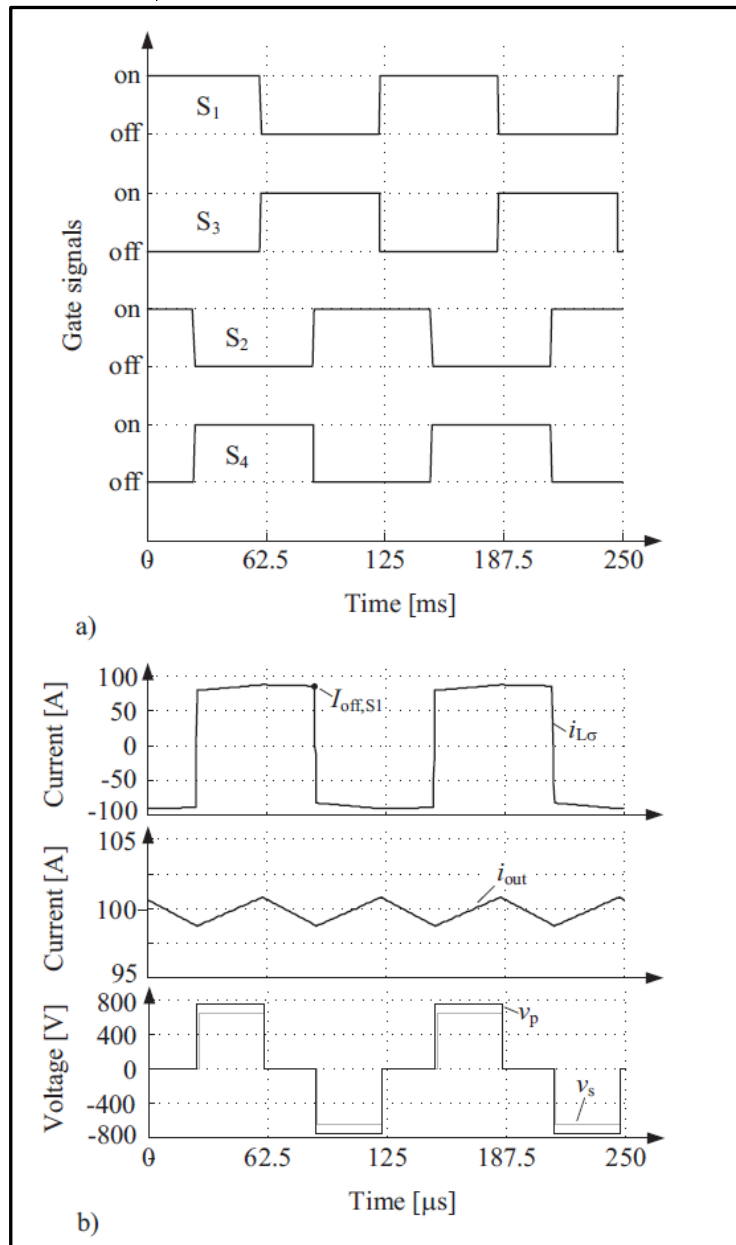
- Μια μονοφασική μονάδα αντιστροφεί εισόδου , η οποία λειτουργεί σε μια καθοριζόμενη διακοπτική συχνότητα των  $f_s=8$  kHz και είναι διαμορφωμένη με έλεγχο εναλλαγής-φάσης για να ποικίλουν οι DC τάσεις εξόδου που εφαρμόζονται στα σετ μπαταριών.
- Ένα μεσαίο μετασχηματιστή συχνότητας.
- Έναν διορθωτή εξόδου.

Επίσης με την αρχιτεκτονική της μετατροπής υψηλής συχνότητας , είναι δυνατή η επίτευξη όχι μόνο της λειτουργίας G2V , αλλά επίσης V2G τρόπο λειτουργίας εάν το στάδιο διόρθωσης εξόδου έχει εφαρμοστεί με ενεργητικές συσκευές. Ολόκληρο το στάδιο της μετατροπής υψηλής συχνότητας είναι εφαρμοσμένο με μια PWM έννοια όπως παρουσιάζεται με τα σήματα των πυλών στην **εικόνα 7 (α)** , προκειμένου να μειωθεί και να περιοριστεί η διακύμανση της τάσεως εξόδου

και του ρεύματος εξόδου ενδιάμεσου των τιμών που προσδιορίζονται από το πακέτο των προδιαγραφών. Για να επιτύχει υψηλή συχνότητα, το στάδιο του υψηλής συχνότητας μετατροπέα λειτουργεί υπό την απαλή εναλλακτική προσέγγιση της εναλλαγής μηδενικής τάσης (ZVS). Για να επιτύχουμε κατάλληλη ZVS κατάσταση για τους κυρίως διακόπτες, το εξαρτώμενο από το φορτίο ρεύμα διακοπής  $I_{off,S1}$  πρέπει να είναι μεγαλύτερο από το κρίσιμο ρεύμα  $I_{crit}$  [70] το οποίο μπορεί να υπολογιστεί από:

$$I_{off,S1} > I_{crit}$$

$$= \sqrt{\frac{2}{L_{\sigma}} \cdot \left( \frac{4}{3} \cdot C_{IGBT} + \frac{1}{2} \cdot (C_T + C_S) \right) \cdot V_{in}^2}, (3)$$



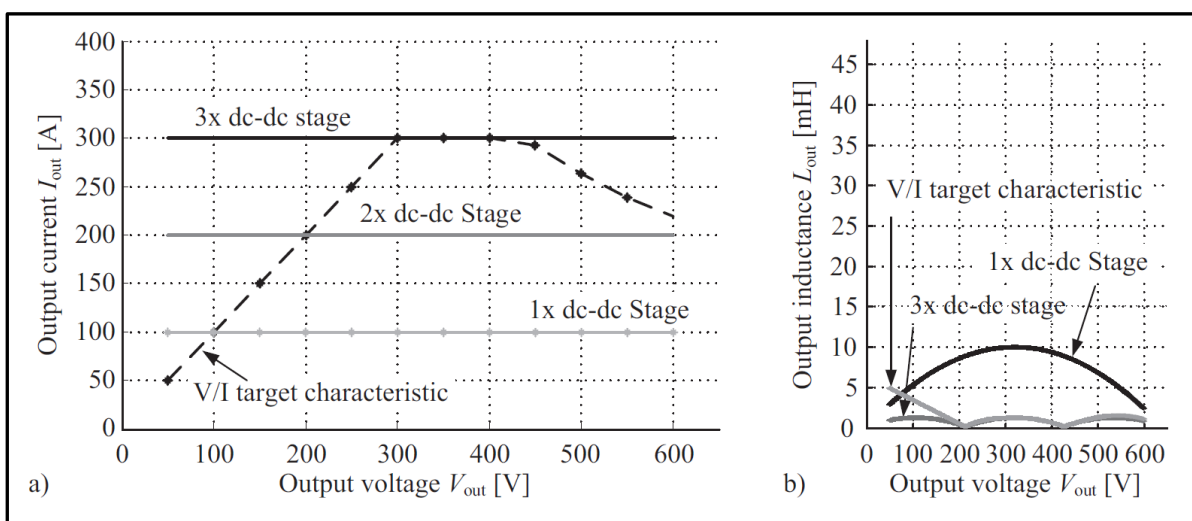
**Σχήμα 8. Κυματομορφές του PWM DC-DC μετατροπέα. (α) Παλμοί έναυσης για όλους τους διακόπτες της γέφυρας. (β) πηνίο διαρροής ρεύματος (πάνω), το ρεύμα εξόδου με διακύμανση  $\leq 1\%$  (μέση) και οι τάσεις πρωτεύοντος και δευτερεύοντος μετασχηματιστή (κάτω).**

Επιπλέον, η διακύμανση του ρεύματος εξόδου πρέπει να ληφθεί υπόψη διότι αντανακλάτε στην πλευρά του πρωτεύοντος και ως εκ τούτου επηρεάζει την εμβέλεια λειτουργίας του ZVS. Λόγω των συνεχών υψηλών ρευμάτων εξόδου της τάξης των 100 A, ανά DC-DC στάδιο



μετατροπέα και τη κατάλληλη σχεδίαση μετασχηματιστή, συμπεριλαμβανομένης της επαγωγικής διαρροής  $L_{\sigma}$  και της παρασιτικής χωρητικότητας  $C_T$ , η ZVS κατάσταση επιτυγχάνεται για όλο το εύρος φορτίων σε ονομαστική κατάσταση ρεύματος εξόδου. Εάν ο DC-DC μετατροπέας λειτουργεί με μερικό φορτίο, αυτό εξαρτάται από τον τύπο του ηλεκτρικού οχήματος και την ικανότητα φόρτισης της μπαταρίας. Η ZVS κατάσταση δεν είναι πια εγγυημένη και παρουσιάζονται υψηλές απώλειες ενεργοποίησης. Επιπλέον, λόγω του χειρισμού εναλλαγής-φάσης, όπου οι στιγμές επικοινωνίας των δύο κλάδων αντιστροφεί εναλλάσσονται τις φάσεις συνεχόμενα στο διάστημα των  $[0^{\circ}C-180^{\circ}C]$ , για να προσαρμόσουν το μέσο επίπεδο τάσης εξόδου, η εναλλαγή σβησίματος συμβαίνει σε hard switching. Ως εκ τούτου, για να μειωθούν οι διακοπτικές απώλειες των βασικών ημιαγωγών, μερικοί χωρητικοί αποσβεστήρες (snubbers) [71] έχουν τοποθετηθεί παράλληλα στις ενεργές συσκευές με σκοπό να μειώσουν την περιοχή που επικαλύπτονται μεταξύ των τάσεων των συσκευών και των ρευμάτων κατά την διάρκεια των εναλλαγών. Τελικός, για να μειωθούν οι υπερ-τάσεις μέχρι τους διακόπτες και τις διόδους του δευτερεύοντος, ορισμένα μερικός αναγεννητικά RCD (αντίσταση, πυκνωτής και διάδος) αποσβεστικά κυκλώματα [72] έχουν τοποθετηθεί μπροστά από τον πυκνωτή  $C_{out}$  DC-συνδέσμου εξόδου της δευτερεύουσας πλευράς [65].

Χρησιμοποιώντας 1200V/400A IGBT συσκευές για την πλήρη γέφυρα, 1200V συσκευές διόδων για το παθητικό διορθωτικό στάδιο και θεωρώντας ίδιες τις θερμικές συνθήκες για τον τριφασικό διαστρωμένο μετατροπέα, το αποτέλεσμα είναι το προφίλ συνεχούς ρεύματος εξόδου όπως παρουσιάζεται στην εικόνα 8 (α). Συγκρίνοντας την χαρακτηριστική του ρεύματος με τα στοχευόμενα χαρακτηριστικά, δείχνει πως αρκετά DC-DC στάδια, για την ακρίβεια τρία από αυτά ( $N_p=3$ ), πρέπει να συνδεθούν εν παραλλήλω για να την επίτευξη του στοχευόμενου προφίλ ρεύματος και επίσης το επιλεγμένο προφίλ ρεύματος της χαμηλής συχνότητας των σταθμών φόρτισης, κατ'ακολουθία.



**Εικόνα 8.(α) Μέγιστη τιμή ρεύματος εξόδου υπολογιζόμενη σε μέγιστη θερμοκρασία επαφής τα  $T_j=110^{\circ}C$  και για διακοπτική συχνότητα  $f_s=8 kHz$ . (Υποθέτοντας ότι υπάρχει 30% μείωση στις διακοπτικές απώλειες λόγω φίλτρου). (β) Χαρακτηριστική της ελάχιστης επαγωγής εξόδου του κάθε DC-DC μετατροπέα για να διασφαλίσουμε την επιθυμητή διακύμανση ρεύματος.**

Σε σχέση με το πρακτικά εφικτό προφίλ ρεύματος εξόδου, η τιμή της επαγωγής εξόδου μπορεί να καθοριστεί εξίσου με την εξίσωση Eq. (1). Βασιζόμενοι στην 1% απαίτηση διακύμανση ρεύματος εξόδου και σκεπτόμενοι την αναλογία του μετασχηματιστή όπως επίσης και την διπλασιαζόμενη συχνότητα εξόδου των παθητικών ανορθωτών όπως παρουσιάζεται στην εικόνα 7 (b). Επομένως, η επαγωγή εξόδου υπολογίζεται :



$$L_{out} = \max \left( \frac{u_{out}}{i_{L,pp} \cdot 2f_s} \cdot \left[ 1 - \frac{m}{N_p D} \right] \cdot \left[ 1 + m - N_\mu D \right] \right), (4)$$

Ενώ το  $f_s$  υποδηλώνει την διακοπτική συχνότητα των διακοπών του πρωτεύοντος. Για να υπολογίσουμε το κύκλο εργασίας (duty cycle), η αναλογία του μετασχηματιστή (turn ratio)  $n=N1/N2$  πρέπει να ληφθεί υπόψη και ως εκ τούτου ο κύκλος εργασίας (duty cycle) καταλήγει:

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in} \cdot \frac{1}{u}}, (5)$$

Η απαιτούμενη παράλληλη σύνδεση των  $N_\mu=3$  απομονωμένων DC-DC σταδίων μειώνει την επαγωγική τιμή ανά DC-DC στάδιο εάν η εκτέλεση της διαμορφωμένης μεθόδου λάβει υπ' όψιν τα παρεμβαλλόμενα ρεύματα στην έξοδο. Εκτός από αυτό, μια ελάχιστη τιμή επαγωγής εξόδου υπολογίζεται για τον κύκλο εργασίας (duty cycle) των 0,5 και έχει ως αποτέλεσμα το  $L_{out}=1,1$  mH. Ο **πίνακας 2** συνοψίζει τις χαρακτηριστικές παραμέτρους της σχεδίασης του επαγωγέα εξόδου.

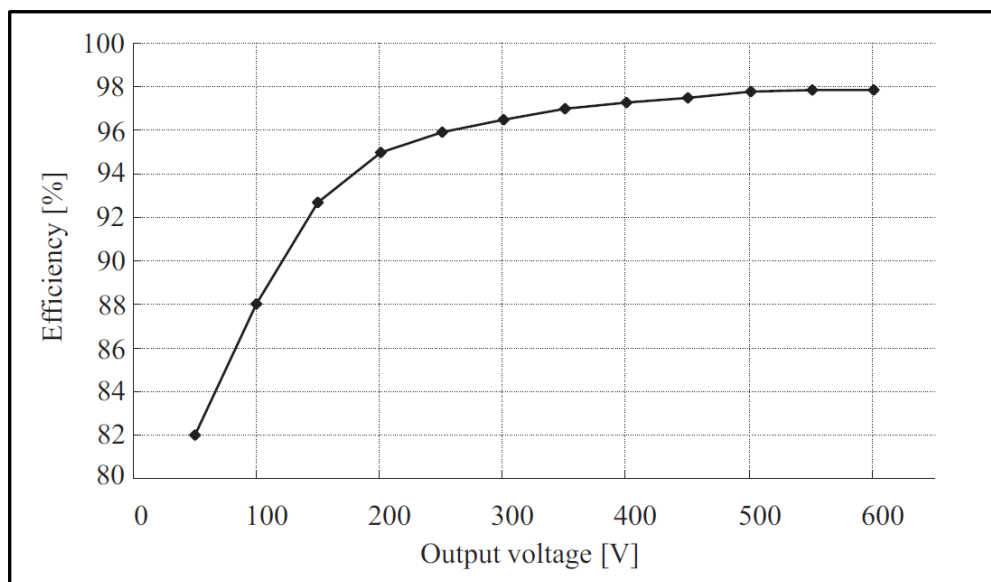
	Units	Iron-Silicon (Fe-Si)
Core type	-	toroidal
Max. core flux density	T	1.5
Turns	-	49
Current density	A/cm <sup>2</sup>	200
Stacked cores	-	3
AC core flux density	mT	0.051
Peak core flux density	T	1.19
Volume	dm <sup>3</sup>	2.2

**Πίνακας 2. Χαρακτηριστικά επαγωγέα εξόδου  $L_{out}$  του ενός από τα 3 παράλληλα στάδια μονομένων DC-DC μετατροπέων.**

Όπως φαίνεται στην **εικόνα 6 (a)**, ο πυκνωτής εξόδου  $C_{out}$  μπορεί είτε να συνδυαστεί για όλους τους παράλληλα συνδεδεμένους απομονωμένους DC-DC μετατροπείς είτε ο κάθε μετατροπέας να έχει τον δικό του πυκνωτή εξόδου. Υποθέτοντας, ένα πυκνωτή εξόδου για όλα τα DC-DC στάδια, ο πυκνωτής εξόδου τελικά παίρνει την τιμή  $C_{out}=1,86$   $\mu$ F. Επομένως, είχαμε ως αποτέλεσμα την ίδια υπολογιζόμενη τιμή για την τριών φάσεων διαστρωμένη buck προσέγγιση. Λόγω απαίτησης της ίδιας διακύμανση ρεύματος και του ίδιου προφίλ ρεύματος εξόδου.

Τελικά, πυρήνας αυτής της αρχιτεκτονικής της απομονωμένης DC-DC προσέγγισης, ο υψηλής συχνότητας μετασχηματιστής, ο οποίος παρέχει την γαλβανική απομόνωση στους σταθμούς φόρτισης, πρέπει να σχεδιαστεί. Το πρότυπο ABB module το οποίο επίσης παρέχει γαλβανική απομόνωση δείχνει πως ένας τέτοιος μετασχηματιστής είναι πραγματοποιήσιμος με μικρή επαγωγική διαρροή και για το απαιτούμενο προφίλ ρεύματος εξόδου. Χρησιμοποιώντας νάνο-κρυσταλλικό υλικό για τους πυρήνες των μετασχηματιστών είχε ως αποτέλεσμα την πυκνότητα ισχύος των 8,5 kW/dm<sup>3</sup>.

Η γαλβανικά απομονωμένη αποδοτικότητα του σταδίου DC-DC μετατροπέα υπό κατάσταση ZVS (ονομαστικό φορτίο/ρεύμα κατάσταση) παρουσιάζεται στην **εικόνα 9**. Προφανώς, υπάρχει η ίδια πτώση αποδοτικότητας για μικρές τιμές τάσεων εξόδου και μικρές τιμές κύκλου εργασίας (duty cycle) που συνεπάγονται από τα χαρακτηριστικά του buck μετατροπέα όπως και για την πρώτη αρχιτεκτονική προσέγγιση.



**Εικόνα 9. Απόδοση γαλβανικά μονωμένου DC-DC μετατροπέα σε συνάρτηση με την τάση εξόδου. Σημείωση :**

### **5. ΧΑΜΗΛΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΕΝΑΝΤΙΑ ΣΤΗΝ ΥΨΗΛΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ ΑΠΟΜΟΝΩΜΕΝΗ ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ – Η ΣΥΓΚΡΙΣΗ**

Σε αυτό το τμήμα , η τεχνική εκτίμηση των δύο διαφορετικών εξεταζόμενων αρχιτεκτονικών ηλεκτρονικών ισχύος (PE) θα διερευνηθεί καθώς πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα, για την πρακτική υλοποίηση, θα συζητηθούν. Ομοίως , η χαμηλή συχνότητα (LF) και η υψηλή συχνότητα (HF), χρησιμοποιούν το ίδιο ενεργό εμπρόσθιο-άκρο μετατροπέα ηλεκτρονικών ισχύος (PE) ο οποίος είναι βασισμένος στα πρότυπα ABB modules. Επομένως , η κύρια αρχιτεκτονική διαφορά είναι στο στάδιο του DC-DC μετατροπέα. Προφανώς , το στάδιο του DC-DC μετατροπέα της LF (χαμηλής συχνότητας) προσέγγισης , δεν παρέχει γαλβανική απομόνωση. Έτσι , ένας μετασχηματιστής συχνότητας γραμμής χρειάζεται να απομονώνει γαλβανικά τις μπαταρίες από τα κεντρικά. Στην αρχιτεκτονική απομόνωσης HF(υψηλής συχνότητας), η γαλβανική απομόνωση παρέχεται στο στάδιο του DC-DC μετατροπέα με έναν HF μετασχηματιστή.

Τα βασικά πλεονεκτήματα της LF προσέγγισης με τους τρεις διαστρωμένους buck μετατροπείς είναι η γνωστή και απλή τοπολογία με μόνο τρεις διακόπτες και τρεις διόδους. Επιπλέον , η διασταυρωμένη προσέγγιση έχει ως αποτέλεσμα την μικρότερη διακύμανση του ρεύματος εξόδου λόγω της ακύρωσης της διακύμανσης ρεύματος. Επίσης , η εκτέλεση του 120 °C σήματος της πύλης εναλλαγής-φάσης χρειάζεται μικρή προσπάθεια. Τα μειονεκτήματα αυτής της αρχιτεκτονικής PE (ηλεκτρονικών ισχύος) είναι οι σχετικά υψηλές διακοπτικές απώλειες και απώλειες αντιστρεπτικής ανάκτησης οι οποίες περιορίζουν την συχνότητα διακοπτικής λειτουργίας  $f_s$ . Αυτό έχει ως αποτέλεσμα ένα φίλτρο μεγαλύτερου μεγέθους ( $L_j$  και  $C_{out}$ ). Σε συνδυασμό με τον μετασχηματιστή συχνότητας γραμμής , αυτή η προσέγγιση σταθμού φόρτισης έχει σαν αποτέλεσμα μεγαλύτερο όγκο και υψηλότερο κόστος συστήματος , κυρίως επηρεαζόμενο από τα απαιτούμενα μαγνητικά υλικά[65].

Για να μειωθεί το ποσό των μαγνητικών υλικών και να μειωθούν οι συνολικές απαιτήσεις όγκου του σταθμού φόρτισης , η συχνότητα διακοπτικής λειτουργίας πρέπει να αυξηθεί και η γαλβανική απομόνωση πρέπει να ενσωματωθεί στο DC-DC στάδιο (προσέγγιση υψηλής συχνότητας τμήμα IV). Εκεί , ο HF(υψηλής συχνότητας) σχεδιασμός του μετασχηματιστή , εκτελείται με την υψηλή συχνότητα των 8 kHz (αντί για 50 Hz μετασχηματιστή) και η ισοδύναμη συχνότητα για τον σχεδιασμό των επαγωγέων θα είναι 3·16kHz (αντί για 3·2kHz). Ως αποτέλεσμα , είναι ένα φίλτρο με μεγαλύτερη πυκνότητα ισχύος. Εξάλλου , ο όγκος και το βάρος έχουν μειωθεί κατά έναν παράγοντα ο οποίος μπορεί να εκφραστεί ως :

$$V [dm^3] \sim m [kg] \sim \frac{1}{f^{0.75}}, (6)$$

Θα πρέπει να σημειωθεί πως η εξίσωση (6) είναι έγκυρη μονάχα για το εύρος των διακοπτικών συχνοτήτων που προτείνονται σε αυτό το άρθρο. Το βασικό μειονέκτημα της HF PE (υψηλής συχνότητας ηλεκτρονικών ισχύος) αρχιτεκτονικής είναι οι υψηλές απώλειες απόσβεσης για να αποφευχθούν οι υπερτάσεις στις παθητικές διορθωτικές συσκευές. Επιπροσθέτως, θα πρέπει να ληφθεί υπόψη πως αυτού του είδους η τοπολογία, η μετασχηματιστική σχεδίαση/διάταξη κυρίως επηρεάζει την soft εναλλακτική κατάσταση ειδικά σε κατάσταση μερικού φορτίου [65].

## **6. ΠΕΡΙ ΕΝΣΩΜΑΤΩΣΗΣ ΣΤΟ ΕΞΥΠΝΟ ΔΥΚΤΙΟ**

Το μελλοντικό σύστημα έξυπνων δικτύων θα διαθέτει φόρτιση ηλεκτρικού αυτοκινήτου σε κάθε μία από τις μορφές που ήδη αναφέρθηκαν προηγουμένως στο άρθρο : αργή, ημι-ταχεία, γρήγορη ή υπέρ-ταχεία φόρτιση.

Η συγκεκριμένη περίπτωση ενδιαφέροντος αυτής της πτυχιακής είναι η υπέρ-ταχεία DC φόρτιση, η οποία όπως έχει δηλωθεί σε προηγούμενο κεφάλαιο μπορεί να είναι μεταξύ 125 kW και 300 kW. Η ιδέα του γρήγορου DC σταθμού φόρτισης πρέπει να μελετηθεί με διαφορετικά πιθανά σενάρια, τα οποία περιλαμβάνουν ποικίλους βαθμούς εξέτασης για το ηλεκτρικό αυτοκίνητο καθώς και την τοποθεσία του σταθμού φόρτισης μέσα στην πόλη ή σε μια αγροτική περιοχή. Βασιζόμενοι στην υπάρχουσα υποδομή μίας αγροτικής περιοχής στην Σουηδία, η επίπτωση ενός σταθμού ταχείας φόρτισης έχει διερευνηθεί. Η εικόνα 11 δείχνει την τοποθεσία του αγροτικού σταθμού φόρτισης.

Μια εξομοίωση έχει πραγματοποιηθεί με ένα δοκιμαστικό σενάριο όπως δείχνει η εικόνα 12 η οποία θεωρεί έναν σταθμό φόρτισης με 8x300 kW φορτιστές.

Τα αποτελέσματα της παραπάνω μελέτης δείχνουν πως διάφορες τιμές τάσης μπορούν να αναμένονται ανάμεσα στο 3 και το 8% σε buses στην εγγύτητα του σταθμού φόρτισης. Αυτό παρουσιάζει το χειρότερο πιθανό σενάριο, όταν δηλαδή οι στύλοι φόρτισης είναι συνδεδεμένοι μέσω ενός καλωδίου υψηλής τάσης μήκους 20-25 km. Αυτό συνοψίζεται στην εικόνα 13.

Οι διάφορες τιμές τάσης μπορούν να αποφευχθούν μέσω ενός ενεργειακού ντεπόζιτου όπως μπαταρίες ή μέσω της κινητικής ενέργειας (flywheel).

Καθώς και τα δύο είδη φορτιστών που αναφέρθηκαν σε αυτή την πτυχιακή, έχουν ενεργό διορθωτή συντελεστή ισχύος στο εμπρόσθιο άκρο της σχεδίασης, η επίδραση των αρμονικών στο σύστημα είναι ελαχιστοποιημένη [65].

## **7. ΚΑΤΑΛΗΞΗ**

Το κεφάλαιο, εστιάζει σε δύο διαφορετικές δομές μετατροπής για την εφαρμογή υπέρ-ταχέων DC σταθμών φόρτισης στα EV (ηλεκτρικά αυτοκίνητα). Η προσέγγιση της χαμηλής συχνότητας απομόνωσης, με μη-απομονωμένο τριφασικό διαστρωμένο buck μετατροπέα και η υψηλής συχνότητας απομόνωση, με την τοπολογία του γαλβανικά απομονωμένου DC-DC μετατροπέα έχουν συζητηθεί και αξιολογηθεί. Τελικά, τα δυνατά σημεία και οι αδυναμίες της κάθε μίας από τις δύο αρχιτεκτονικές προσεγγίσεις, ηλεκτρονικών ισχύος, αναλύθηκαν και συζητήθηκαν σχετικά με τις πιο σημαντικές απαιτητικές προδιαγραφές προϊόντων. Η επίπτωση των σταθμών ταχείας DC φόρτισης αξιολογήθηκε με βάση την εξομοίωση αγροτικών σταθμών φόρτισης.

## **ΠΙΝΑΚΕΣ – ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΙΣ ΚΑΙ ΓΕΝΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ**

Γενικοί εσωτερικοί στόχοι και πολιτικές κρατών[55]

<b>Country</b>	<b>Targets</b>
Austria	2020: 100,000 EVs deployed <sup>1</sup>
Australia	2012: first cars on road, 2018: mass deployment, 2050: up to 65% of car stock <sup>2</sup>
Canada	2018: 500,000 EVs deployed <sup>3</sup>
China	2011: 500000 annual production of EVs <sup>4</sup>
Denmark	2020:200,000 EVs <sup>5</sup>
France	2020: 2,000,000 EVs <sup>6</sup>
Germany	2020: 1,000,000 EVs deployed <sup>7</sup>
Ireland	2020: 10% EV market share <sup>8</sup>
Israel	2011: 40,000 EVs, 2012: 40,000 to 100,000 EVs annually <sup>9</sup>
Japan	2020: 50% market share of next generation vehicles <sup>10</sup>
New Zealand	2020: 5% market share, 2040: 60% market share <sup>11</sup>
Spain	2014: 1,000,000 EVs deployed <sup>12</sup>
Sweden	2020: 600,000 EVs deployed <sup>13</sup>
United Kingdom	No target figures, but policy to support EVs <sup>14</sup>
USA	2015: 1,000,000 PHEV stock <sup>15</sup>

1 <http://www.iea-ret.d.org/files/RETRANS100128%20Schauer.pdf>

2 [http://australia.betterplace.com/assets/pdf/Better\\_Place\\_Australia\\_energy\\_white\\_paper-doc.pdf](http://australia.betterplace.com/assets/pdf/Better_Place_Australia_energy_white_paper-doc.pdf)

3 [http://www.evtrm.gc.ca/pdfs/E-design\\_09\\_0581\\_electric\\_vehicle\\_e.pdf](http://www.evtrm.gc.ca/pdfs/E-design_09_0581_electric_vehicle_e.pdf)

4 <http://www.nytimes.com/2009/04/02/business/global/02electric.html>

5 <http://www.ens.dk/en-US/Sider/forside.aspx>

6 <http://www.physorg.com/news173639548.html>

7 <http://www.evworld.com/news.cfm?newsid=23301>

8

<http://www.dcenr.gov.ie/Press+Releases/2008/Government+announces+plans+for+the+electrification+of+Irish+motoring.htm>

9 <http://www.betterplace.com/>

10 <http://www.autosavant.com/2008/08/27/japan-charges-ahead-with-electric-cars/>

11 <http://www.msnbc.msn.com/id/21246592/>

12 <http://uk.reuters.com/article/idUKARO04096020080730>

13 <http://www.powercircle.org/en/display/Projects/swedish-electric-mobility-initiative.aspx>

14 <http://www.dft.gov.uk/pgr/scienceresearch/technology/lowcarbonelecvehicles/>

15 [http://www.businessweek.com/technology/content/jun2010/tc2010063\\_322564.htm](http://www.businessweek.com/technology/content/jun2010/tc2010063_322564.htm)

Πρότυπα του SAE και του American National Standards Institute και η κατάσταση τους.[55]

Standard	Status
NFPA 70 NEC/ANSI, Article 625 – Electric Vehicle Charging Equipment	Published January 1996, WIP January 2011
SAE J-1634: Electric Vehicle Energy Consumption and Range Test	Issued and cancelled October 2002
SAE J-1715: Hybrid Electric Vehicle (HEV) and Electric Vehicle (EV) Terminology	Original issued April 1994, revised February 2008 & WIP August 2009
SAE J-1766: Recommended Practice for Electric and Hybrid Electric Vehicle Battery Systems Crash Integrity Testing	Issued February 2005, revised April 2005
SAE J-1772: SAE Electric Vehicle Conductive Charge Coupler	Issued October 1996, revised November 2001 & a WIP 2009
SAE J-1773: SAE Electric Vehicle Inductively-Coupled Charging	Issued January 1995, reissued November 1999 & reaffirmed May 1995
SAE J-1797: Recommended Practice for Packaging of Electric Vehicle Battery Modules	Issued January 1997, and reaffirmed June 2008
SAE J-1798: Recommended Practice for Performance Rating of Electric Vehicle Battery Modules	Issued January 1997, reaffirmed July 2008
SAE J-2288: Life Cycle Testing of Electric Vehicle Battery Modules	Issued January 1997, reaffirmed June 2008
SAE J-2293 Part 1: Energy Transfer System for EV Part 1: Functional Requirements and System Architecture	Issued March 1997, reaffirmed July 2008
SAE J-2293 Part 2: Energy Transfer System for EV Part 2: Communications Requirements and Network Architecture	Issued May 1997, reaffirmed July 2008
SAE J-2380: Vibration Testing of Electric Vehicle Batteries	Issued January 1998 & revised March 2009
SAE J-2464: Electric and Hybrid Electric Vehicle Rechargeable Energy Storage System (RESS) Safety and Abuse Testing	Issued March 1999, WIP August 2009
SAE J-2836 Part 1: Use Cases for Communications between Plug-In Vehicles and the Utility Grid	WIP April 2009
SAE J-2836 Part 2: Use Cases for Communications between Plug-In Vehicles and the Supply Equipment (EVSE)	WIP February 2009
SAE J-2836 part 3: Use Cases for Communications between Plug-In Vehicles and the Utility grid for Reverse Flow	WIP February 2009
SAE J-2841: Utility Factor Definitions for Plug-In Hybrid Electric Vehicles Using 2001 U.S. DOT National Household Travel Survey Data	WIP March 2009
SAE J-2847 Part 1: Communications between Plug-In Vehicles and the Utility Grid	WIP April 2009
SAE J-2847 Part 2: Communication between Plug-in Vehicles and the Supply Equipment (EVSE)	WIP no document available
SAE J-2847 Part 3: Communication between Plug-in Vehicles and the Utility Grid for Reverse Power Flow	WIP no document available
SAE J-2894 Part 1: Power Quality Requirements for Plug-In Vehicle Chargers - Requirements	WIP no document available
SAE J-2894 Part 2: Power Quality Requirements for Plug-In Vehicle Chargers - Test Methods	WIP no document available
SAE J-2908: Power Rating Method for Hybrid-Electric and Battery Electric Vehicle Propulsion	WIP no document available



Πρότυπα του International Standards Organisation (ISO) και η κατάστασή τους.[55]

<b>Standard</b>	<b>Status</b>
ISO 6469-1:2009 Electrically propelled road vehicles - Safety specifications - Part 1: On-board rechargeable energy storage system (RESS)	Published October 2009
ISO 6469-2:2009 Electrically propelled road vehicles - Safety specifications - Part 2: Vehicle operational safety means and protection against failures	Published October 2009
ISO 6469-3:2001 Electric road vehicles - Safety specifications - Part 3: Protection of persons against electric hazards	Published but in review stage to be revised
ISO/DIS 6469-3 Electrically propelled road vehicles - Safety specifications - Part 3: Protection of persons against electric shock	Enquiry stage but voting closed
ISO 8713:2005 Electric road vehicles - Vocabulary	Published
ISO/CD 8713 Electric road vehicles - Vocabulary	Committee stage, voting and comments stage closed
ISO 8714:2002 Electric road vehicles - Reference energy consumption and range - Test procedures for passenger cars and light commercial vehicles	Review stage closed
ISO 8715:2001 Electric road vehicles - Road operating characteristics	Review stage, International Standard confirmed
ISO/DIS 12405-1 Electrically propelled road vehicles - Test specification for lithium-Ion traction battery systems - Part 1: High power applications	Enquiry stage but voting closed
ISO/AWI 12405-2 Electrically propelled road vehicles - Test specification for lithium-Ion traction battery systems - Part 2: High energy applications	Preliminary stage, proposal for new project received
ISO/CD 15118-1 Road vehicles - Communication protocol between electric vehicle and grid - Part 1: Definitions and use-case	Committee stage, draft study/ballot initiated
ISO/NP 15118-2 Road vehicles - Communication protocol between electric vehicle and grid - Part 2: Sequence diagrams and communication layers	Proposal stage, new project approved
ISO/AWI 23274-2 Hybrid-electric road vehicles - Exhaust emissions and fuel consumption measurements - Part 2: Externally chargeable vehicles	New project registered in the Technical Committee work program

Πρότυπα του International Electromechanical Commission (IEC) EV και η κατάστασή τους.[55]

Standard	Status
Electric vehicle conductive charging system - Part 1: General requirements (IEC 69/156/CD:2008)	Published
Secondary batteries for the propulsion of electric road vehicles - Part 4: Performance testing for lithium-ion cells (IEC 21/697/CD:2009)	Published
Secondary batteries for the propulsion of electric road vehicles - Part 5: Reliability and abuse testing for lithium-ion cells (IEC 21/698/CD:2009)	Published
Plugs, socket-outlets, vehicle couplers and vehicle inlets - Conductive charging of electric vehicles - Part 1: Charging of electric vehicles up to 250 A a.c. and 400 A d.c. (IEC 23H/222/CD:2010)	Published
Plugs, socket-outlets, vehicle couplers and vehicle inlets - Conductive charging of electric vehicles - Part 2: Dimensional interchangeability requirements for pin and contact-tube accessories (IEC 23H/223/CD:2010)	Published
IEC 60349-2 Ed.3: Electric traction - Rotating electrical machines for rail and road vehicles - Part 2: Electronic converted alternating current motors	Published
IEC 61982-4 Ed.1: Secondary batteries for the propulsion of electric road vehicles - Part 4: Performance testing for lithium-ion cells	Published
IEC 62660-1 Ed. 1 (Re-numbered from IEC 61982-4): Secondary batteries for the propulsion of electric road vehicles - Part 1: Performance testing for lithium-ion cells	Published
IEC 62660-2 Ed 1 (Re-numbered from IEC 61982-5): Secondary batteries for the propulsion of electric road vehicles - Part 2: Reliability and abuse testing for lithium-ion cells	Published
MT 8, Maintenance of IEC 62196-1 Ed. 1.0 Plugs, Socket-Outlets, Vehicle Couplers and Vehicle inlets - Conductive Charging of Electric Vehicles - Part 1: Charging of electric vehicles up to 250 A a.c. and 400 A d.c.	Published
Future IEC 62196-3: Plugs, socket-outlets, and vehicle couplers - conductive charging of electric vehicles - Part 3: Dimensional interchangeability requirements for pin and contact-tube coupler with rated operating voltage up to 1000 V d.c. and rated current up to 400 A for dedicated d.c. charging	In preparation
IEC 62196-2 Ed 1: Plugs, socket-outlets and vehicle couplers - Conductive charging of electric vehicles - Part 2: Dimensional interchangeability requirements for a.c. pin and contact-tube accessories	Revised and Published
IEC 62196-1, Ed 2: Plugs, socket-outlets, vehicle couplers and vehicle inlets - Conductive charging of electric vehicles - Part 1: General requirements	Published
IEC 69/75/CD, Electric power equipment for electric road vehicles	Published
IEC 61851-2-1, Ed.1: Electric vehicle conductive charging system - Part 2-1: Electric vehicles requirements for conductive connection to an AC/DC supply	Published
IEC 61851-2-2, Ed.1: Electric vehicle conductive charging system - Part 2-2: A.C. electric vehicles charging station	Published
IEC 61851-2-3 Ed.1.0: Electric vehicles conductive charging system - Part 2-3: D.C. Electric vehicle charging station	Published

Είναι προφανές από αυτούς τους πίνακες πως υπάρχουν πολύ συμμετέχοντες και τεχνικές επιτροπές και ομάδες διεθνώς. Έτσι υπάρχει πολύ αντιγραφή προτύπων. Αυτό αναφέρθηκε σαν ένα «tsunami κωδικών και προτύπων» από τον Steven Rosenstock του Edison Electric Institute στην IEEE P1809 Kickoff συνάντηση των EV.

Πίνακας ένδειξης ζήτησης ισχύος και επιλογής φόρτισης στην Ιρλανδία βάση του υπάρχοντος κυκλώματος δικτύου.[55]

<b>Level</b>	<b>Type</b>	<b>Electrical</b>	<b>Resulting Charge</b>	<b>Time to Charge</b>	<b>Power</b>
Level (Mode) 1	Standard (Domestic)	230V 16A 1 or 3 phase	100%	6 to 8 hours	3kW to 10kW
Level (Mode) 2	Opportunity	400V 32A	50%	30 minutes	22kW
Level (Mode) 2	Emergency	400V 32A	20km	10 minutes	22kW
Level (Mode) 3	Range Extension	400V 63A	80%	30 minutes	44kW



## **ΑΝΑΦΟΡΕΣ – ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ**

- [1] [el.wikipedia.org/wiki/Αυτοκίνητο](http://el.wikipedia.org/wiki/Αυτοκίνητο)
- [2] <http://www.econews.gr/2011/12/27/ilektriko-autokinito-istoria/>
- [3] <http://stardust30.wordpress.com/2008/10/28/>
- [4] <http://www.wikipedia.org/>
- [5] Μελέτη και κατασκευή ενός διακοπτικού τροφοδοτικού πολλαπλών εξόδων ισχύος 50W με ηλεκτρική απομόνωση. Μηλωνόπουλος Παναγιώτης ΤΕΙ Κρήτης
- [6] Νικόλαος Π. Πολύζος «Σημειώσεις Εργαστηρίου Ηλεκτρονικών Ισχύος»
- [7] Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών «Νέα Τοπολογία Ηλεκτρονικών Ισχύος για Εφαρμογές σε Κυψέλες Υδρογόνου Αναστρέψιμης Λειτουργίας» Διδακτορική Διατριβή Παντελή Γ. Μαραμπέα
- [8] Σ.Ν.Μανιάς «Ηλεκτρονικά Ισχύος», Εκδόσεις Συμαιών 2000.
- [9] Καρβέλης Α. Γεράσιμος, «Νέες τοπολογίες ημι-συντονιζόμενων μετατροπέων Ηλεκτρονικών Ισχύος για μετατροπή Συνεχούς – σε – Συνεχές και Εναλλασσόμενου σε Συνεχές», 1996
- [10] P. W. Lee et al, “steady-state analysis of an interleaved boost converter with coupled inductors,” IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 4, Aug. 2000, pp. 787-795.
- [11] X. Huang et al, “Parasitic Ringing and Design Issues of Digitally Controlled High Power Interleaved Boost Converters,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.19, No 5, Sept. 2004, pp.1341-1352.
- [12] Σύγκριση μετατροπέων ηλεκτρονικών ισχύος πολλαπλών επιπέδων. Εθνικό μετσόβιο πολυτεχνείο. Ηλιοπούλου Δέσποινα Π.
- [13] Panagiotis Panagis, “Comparison of state of the art multilevel converters” , University of Newcastle upon Tyne , January 2006
- [14] D.G. Holmes and T.A.Lipo , “Pulse Width Modulation for Power Converters” . Wiley Inter-Science, 2003.
- [15] Γ. Σ. Περαντζάκης, Σ. Ν. Μανιάς, “Αποδοτική μετατροπή ηλεκτρικής ισχύος στη μέση και υψηλή τάση με τη χρήση αντιστροφικών πολλαπλών επιπέδων με πηγή τάσης”, Ηλεκτρονικά ισχύος, συστήματα ηλεκτρικής κίνησης και βιομηχανικές εφαρμογές, ΤΕΕ, Αθήνα, 5-6 Απριλίου 2006.
- [16] Ε. Καρφόπουλος, Π. Πάχος, Π. Παναγής, Σ. Μανιάς, “DC-DCΜετατροπείς

Ηλεκτρονικών Ισχύος Πολλαπλών Επιπέδων”, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Τμήμα ΗΜΜΥ, 2006

[17] K. Fujii, U. Shewarzer, and R. De Doncker, “Comparison of Hard-Switched Multilevel Inverter Topologies for STACOM by loss-Implemented Simulation and Cost Estimation,” IEEE PESC’05, pp.340-346.

[18] F. Zhang, F. Peng, and Z. Qian, “A Novel compact DC-DC converter for 42 V Systems”, IEEE PESC’03 conference, pp. 33-38.

[19] F. Zhang, F. Peng, and Z. Qian, “A Magnetic-Less DC-DC Converter for Dual-Voltage Automotive Systems” , IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, NO. 2, March/April 2003, pp. 511-518.

[20] S. N. Manias and G. Kostakis, “Modular DC-DC converter for high output voltage applications,” IEE proceedings, Part-B, Vol. 140, No.2, March 1993, pp. 97-102.

[21] B. Francois and J. P. Hautier, “ Multilevel Structures for Four-level DC/DC Voltage Conversions: Enhanced Analysis and Control Design Issues”, IEEE PESC’02 conference, pp. 932-937.

[22] F.Z. Peng, “A Generalized Multilevel Inverter Topology with self Voltage Balancing,”IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.37,No.2,pp.611-618, March/April 2001.

[23] Yu Du, Xiaohu Zhou, Sanzhong Bai, Srdjan Lukic and Alex Huang FREEDM Systems Center Department of Electrical and Computer Engineering, North Carolina State University “Review of Non-isolated Bi-directional DC-DC Converters for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Charge Stations Application at Municipal Parking Decks”

[24] M. Ortúzar, J. Dixon, J. Moreno, “Ultracapacitor-Based Auxiliary Energy System for an Electric Vehicle: Implementation and Evaluation” in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.54, issue 4, Aug.2007, pp.2147-2156.

[25] R. M. Schupbachj, C. Bald, “Comparing DC-DC Converters for Power Management in Hybrid Electric Vehicles,” in IEEE 2003 International Electric Machines and Drives Conference, 2003, vol.3, pp.1369-1374.

[26] J. Czogalla, J. Li, C.R. Sullivan, “Automotive Application of Multi- Phase Coupled-Inductor DC-DC Converter,” in IEEE 2003 Industry Applications Conference, 2003, vol.3, pp.1524-1529.

[27] M. Gerber, J. A. Ferreira, N. Seliger, I. W. Hofsjajer, “Design and Evaluation of an Automotive Integrated System Module,” in IEEE 2005 Industry Applications Conference, 2005, vol.2, pp.1144-1151.

[28] Dr. Ανδρέας Σταύρου Τμήμα ηλεκτρολόγων μηχανικών και μηχανικών υπολογιστών

πολυτεχνική σχολή πανεπιστημίου Κύπρου «Διακοπτικοί Μετατροπείς DC – DC»

[29] Review of Non-isolated Bi-directional DC-DC Converters for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Charge Station Application at Municipal Parking Decks

[30] Y. Gurkaynak, A. Khaligh, “Control and Power Management of a Grid Connected Residential Photovoltaic System with Plug-in Electric Vehicle (PHEV) Load,” in IEEE 2009 Applied Power Electronics Conference, 2009, pp.2086-2091.

[31] V. Marano, G. Rizzoni, “Energy and Economic Evaluation of PHEVs and their Interaction with Renewable Energy Sources and the Power Grid,” in IEEE 2008 Proceedings of the International Conference on Vehicular Electronics and Safety, 2008, pp. 22-24.

[32] Modeling and Simulation of Public EV Charging Station with Power Storage System

[33] <http://www.engadget.com/2010/08/06/north-americas-firstpublic-use-quick-charge-stationopens-in-p/>

[34] [http://techon.nikkeibp.co.jp/english/NEWS\\_EN/20100621/183598/](http://techon.nikkeibp.co.jp/english/NEWS_EN/20100621/183598/)

[35] Crucial Issues in Logistic Planning for Electric Vehicle Battery Application Service

[36] K. Suzuki, K. Nishida and M. Tsubota, Valve-regulated lead/acid batteries for electric vehicles: present and future [J], Journal of Power Sources, Volume 59, Issues 1-2, March-April 1996, Pages 171-175

[37] Masataka Wakihara, Recent developments in lithium ion batteries [J], Materials Science and Engineering: R: Reports, Volume 33, Issue 4, 1 June 2001, Pages 109-134

[38] Electric vehicle battery, [http://en.wikipedia.org/wiki/Electric\\_vehicle\\_battery](http://en.wikipedia.org/wiki/Electric_vehicle_battery)

[39] EV700, EV Traction Dry Cell, Gel, Advanced AGM, and standard AGM Batteries and Power Blocks.  
[http://www.discoverenergy.com/files/shared/Discover\\_Battery\\_Guide\\_Jan\\_2009\\_1.pdf](http://www.discoverenergy.com/files/shared/Discover_Battery_Guide_Jan_2009_1.pdf)

[40] Wang Hai-ming; Zhang Fang; Zhang Hai-tao; Liu Feng. Application of VRLA Batteries at Power Systems in Network Center Room, Telecom Power Technology [J], 2008/04:64-68

[41] Wang Haiming, Zheng Shengxuan, Liu Xingshun, Characteristics and Applications of Lithium Ion Cells [J], ELECTRIC AGE □2004 □3 □132-134

[42] A123 Inks Deal to Develop Battery Cells for GM Electric Car, <http://www.xconomy.com/boston/2007/08/10/a123-inks-deal-todevelop-battery-cells-for-gm-electric-car/>

[43] Management Information System of Charging Station for Electric Vehicle (EV)

[44] A Route Search Method for Electric Vehicles in Consideration of Range and Locations of Charging Stations

[45] Design and Simulation of a Fast Charging Station for PHEV/EV Batteries

[46] L. Dickerman, J. Harrison. "A New Car, a New Grid," *IEEE power & energy magazine*, vol. 8, no. 2, pp. 58-59, March/April 2010

[47] J. Zhoua, P.H.L. Notten, "Studies on the degradation of Li-ion batteries by the use of microreference electrodes," *Journal of power Sources*, no. 177, p. 553-560, November 2007. [Abstract]. Available: [http://www.sciencedirect.com/science?\\_ob=ArticleURL&\\_udi=B6TH1-4R5VYTM7&\\_user=458507&\\_rdoc=1&\\_fmt=&\\_orig=search&\\_sort=d&\\_docanchor=&\\_view=c&\\_searchStrId=1167847484&\\_rerunOrigin=google&\\_acct=C000022002&\\_version=1&\\_urlVersion=0&\\_userid=458507&md5=460e364fdd7c0feece26ace30d7f89b3](http://www.sciencedirect.com/science?_ob=ArticleURL&_udi=B6TH1-4R5VYTM7&_user=458507&_rdoc=1&_fmt=&_orig=search&_sort=d&_docanchor=&_view=c&_searchStrId=1167847484&_rerunOrigin=google&_acct=C000022002&_version=1&_urlVersion=0&_userid=458507&md5=460e364fdd7c0feece26ace30d7f89b3)

[48] PHEVs Going International: Europe's Avere Conference, "PHEVs Going International: Europe's Avere Conference" *CalCars The California Cars Initiative – 100+ MPG Hybrids*. [Online]. Available: <http://www.calcars.org/calcars-news/769.html>

[49] Sam Abuelsamid (RSS feed), "More details on Michigan becoming initial market for Volt along with California." *autobloggreen*. 2010. [Online]. Available: <http://green.autoblog.com/>

[50] 2010 Nissan Leaf electric car: In person, in depth - and U.S. bound, "2010 Nissan Leaf electric car: In person, in depth - and U.S. bound" *Autoblog*. [Online]. Available: <http://www.autoblog.com/2009/08/01/2010-nissan-leaf-electric-car-in-person-in-depth-and-u-s-b/>.

[51] Henry Oman, "Making Battery Last Longer," *AES System Magazine, IEEE*, vol. 14, pp. 19-21, Sep. 1999.

[52] B. Dickinson and J. Gill, "Issues and Benefits with Fast Charging Industrial Batteries," in *Operational Benefits of Fast Charging Battery Conference on Applications and Advance*, Jan 11-14, 2000

[53] P. Husuan and C-L. Chen, Eds "A High-Efficiency Fast Charger For Lead-Acid Batteries" in *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference]*, Nov 5-8, 2002

[54] J. Alvarez, J. Marcos, A. Lago, A. Nogueiras, J. Doval and C. M. Peiialver "A Fully Digital Smart and Fast Lead-Acid Battery Charge System" in *Smart Lead-Acid Battery Charge System: Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*, Jun 15-19, 2003

[55] State-of-the-Art in Electric Vehicle Charging Infrastructure

- [56] Electric Vehicle Technology Explained James Larminie oxford Brookes University , Oxford UK , John Lowry , Acenti Designs Ltd. , UK
- [57] Schaffler Inc. power electronics for the railway industry. (White Paper)
- [58] Battery charger with constant current Raju Baddi
- [59] Panasonic charging manual “Sealed Lead Acid Handbook”
- [60] <<A new pulse charging methodology for lead acid batteries>> J J A Wilkinson, BE (Hons), MEG A Covic, BE (Hons), PhD, MIEEE, MIPENZ (Grad)
- [61] D K Nowak, “Gas Detection and minimisation of gas and heat production at the end of fast charging”, *Journal of Power Sources*, Vol 40, 1992, pp105-110
- [62] L T Lam, H Ozgun, O V Lim, J A Hamilton, L H Vu, D G Vella, D A J Rand, “Pulsed-Current charging of lead-acid batteries - a possible means for overcoming premature capacity loss?”, *Journal of Power Sources*, Vol 53, 1995, pp 215-228
- [63] Ηλεκτρονικά Ισχύος . Στέφανος Μανιάς Καθηγητής Ε.Μ.Π. Έκτη Έκδοση , Εκδόσεις Συμμεων Αθήνα 2007
- [64] [http://en.wikipedia.org/wiki/SAE\\_J1772](http://en.wikipedia.org/wiki/SAE_J1772)
- [65] Ultra-Fast DC-Charge Infrastructures for EV-Mobility and Future Smart Grids D. Aggeler, F. Canales, H. Zelaya - De La Parra, A. Coccia, N. Butcher, and O. Apeldoorn Email: nick.butcher@ch.abb.com, francisco.canales@ch.abb.com, [hector.zelaya@se.abb.com](mailto:hector.zelaya@se.abb.com)
- [66] O. Garcia, P. Zumel, A. de Castro, and A. Cobos, “Automotive dc-dc bidirectional converter made with many interleaved buck stages,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, no. 3, pp. 578 –586, May. 2006.
- [67] T. Hegarty, “Benefits of multi-phasing buck converters,” 2007.
- [68] C. Chang and M. Knights, “Interleaving technique in distributed power conversion systems,” *Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on*, vol. 42, no. 5, pp. 245 –251, may.1995.
- [69] “<http://www.vacuumschmelze.de>.”
- [70] J. Sabate, V. Vlatkovic, R. Ridley, F. Lee, and B. Cho, “Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltageswitched PWM converter,” in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1990. APEC '90, Conference Proceedings 1990., Fifth Annual*, mar 1990, pp. 275 –284.

[71] A. Petterteig, J. Lode, and T. Undeland, "IGBT turn-off losses for hard switching and with capacitive snubbers," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1991., Conference Record of the 1991 IEEE*, sep-4 oct 1991, pp. 1501 –1507 vol.2.

[72] L. Mweene, C. Wright, and M. Schlecht, "A 1 kW 500 kHz front-end converter for a distributed power supply system," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 6, no. 3, pp. 398 –407, jul 1991.