





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

**Ανάλυση Μη Γραμμικών Φαινομένων  
σε Κυκλώματα Έναυσης Διόδων  
Φωτεινής Εκπομπής (LED)**

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Ηλίας Δ. Τσίρμπας

Επιβλέπων:  
Φ.Β. Τοπαλής  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Νοέμβριος 2021



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

**Ανάλυση Μη Γραμμικών Φαινομένων  
σε Κυκλώματα Έναυσης Διόδων  
Φωτεινής Εκπομπής (LED)**

**ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ**

Ηλίας Δ. Τσίρμπας

Συμβουλευτική Επιτροπή: Φ.Β. Τοπαλής

Ι.Α. Σταθόπουλος

Α.Γ. Σταφυλοπάτης

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 28<sup>η</sup> Μαρτίου 2022

.....  
Φ.Β. Τοπαλής  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Ι.Α. Σταθόπουλος  
Ομότιμος  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Α.Γ. Σταφυλοπάτης  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Α.Θ. Δούλος  
Αναπληρωτής  
Καθηγητής Ε.Α.Π.

.....  
Α. Τσαγκρασούλης  
Καθηγητής  
Πανεπιστημίου  
Θεσσαλίας

.....  
Γ. Τσεκούρας  
Επίκουρος Καθηγητής  
Πανεπιστημίου Δυτικής  
Αττικής

.....  
Ι.Φ. Γκόνος  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2022

.....  
Ηλίας Δ. Τσίρμπας  
Διδάκτωρ Μηχανικός Ε.Μ.Π.

Copyright © Ηλίας Δ. Τσίρμπας, 2021.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Οι σύγχρονες φωτεινές πηγές LED χρωστούν πολλά στα κυκλώματα των ηλεκτρονικών ισχύος που τις οδηγούν, έτσι ώστε να φτάσουν στο υψηλό ποιοτικό επίπεδο λειτουργίας τους. Έχει αποδειχθεί όμως, ότι τέτοιες διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος υποφέρουν από μη γραμμικά φαινόμενα, τα οποία υποβιβάζουν σημαντικά την απόδοσή τους. Οι συμβατικές τεχνικές ανάλυσης, που χρησιμοποιούνται στον σχεδιασμό τέτοιων κυκλωμάτων στη βιομηχανία, αποτυγχάνουν να εντοπίσουν αυτές τις επιδράσεις, καθώς οι γραμμικές απλουστεύσεις των μαθηματικών τους μοντέλων παραβλέπουν πολλά από τα ενδογενή μη γραμμικά χαρακτηριστικά αυτών των κυκλωμάτων. Κατά τον σχεδιασμό του μετατροπέα ισχύος για παράδειγμα, η συχνότητα μεταγωγής του τρανζίστορ επιλέγεται συνήθως από τον σχεδιαστή μηχανικό, με βάση κάποια γενικά, γραμμικά χαρακτηριστικά, όπως είναι η γεωμετρία και το φυσικό μέγεθος των πηνίων, χωρίς να ληφθούν υπόψη άλλοι μη γραμμικοί παράγοντες.

Μια χαρακτηριστική ιδιότητα ενός μετατροπέα ισχύος, αποτελεί η τοπολογία των εξαρτημάτων του, η οποία μπορεί να επηρεάσει δραστικά τη δυναμική συμπεριφορά του κυκλώματος οδήγησης ενός LED. Από τη βιβλιογραφική ανασκόπηση, δεν φαίνεται να έχει αναπτυχθεί μια συγκεκριμένη μη γραμμική μεθοδολογία, για τον καθορισμό της βέλτιστης συχνότητας μεταγωγής, προτού σχεδιαστεί ο βρόχος ανάδρασης του κυκλώματος. Η θεωρητική προσέγγιση της παρούσας διατριβής, αναπτύσσει σε συγκεκριμένη τοπολογία, ένα πρακτικό μοντέλο ανοιχτού βρόχου, έτσι ώστε να καθοριστεί η βέλτιστη συχνότητα μεταγωγής του τρανζίστορ. Η διατριβή παρουσιάζει μία εξειδικευμένη μέθοδο μη γραμμικής ανάλυσης, κατά την οποία ανιχνεύτηκαν δύο μη γραμμικές συχνότητες συντονισμού, οι οποίες αποδεικνύεται ότι επηρεάζουν αρνητικά την απόδοση του κυκλώματος τόσο με ωμικό φορτίο, όσο και με το φορτίο ενός LED. Τα αποτελέσματα της ανάλυσης, υποδεικνύουν τις ασταθείς περιοχές των συχνοτήτων μεταγωγής, όπου αποκαλύπτονται και οι δυσμενείς επιδράσεις στην απόδοση της έντασης φωτισμού. Η πλήρης δυναμική συμπεριφορά του κυκλώματος, υπολογίστηκε με καθιερωμένες μεθόδους μη γραμμικής ανάλυσης, όπως είναι η ανάλυση των χρονοσειρών των κυματομορφών, τα πορτραίτα στο χώρο φάσεων, οι τομές Poincaré, οι φασματικές απεικονίσεις, αλλά και τα διαγράμματα διακλάδωσης.

Η πρωτότυπη μέθοδος ανάλυσης σε διάταξη ανοιχτού βρόχου, αποτελεί το εργαλείο για να φανούν αυτές οι ξεχωριστές, μη γραμμικές συχνότητες συντονισμού, οι οποίες δεν θα μπορούσαν να ανιχνευτούν με τη συμβατική ανάλυση κλειστού βρόχου, που απαντάται εκτενώς στη βιβλιογραφία. Τα αποτελέσματα τεκμηριώνουν ότι η συγκεκριμένη τοπολογία κυκλώματος μπορεί να οδηγηθεί στο χάος, ανεξάρτητα από το αν περιλαμβάνεται βρόχος ανάδρασης ή όχι, καθώς τα φαινόμενα αυτά είναι εγγενή του κύριου κυκλώματος. Η εναλλακτική τοπολογία που μελετήθηκε, προσφέρει σημαντικά υψηλότερη απόδοση φωτισμού σε διαφορετικές περιοχές συχνοτήτων. Τέλος, γίνεται μία σύγκριση μεταξύ των τοπολογιών, όπου αναδεικνύονται τα συγκεκριμένα οφέλη της επιλεγμένης τοπολογίας, δημιουργώντας τις προϋποθέσεις για περαιτέρω έρευνα.

Λέξεις κλειδιά: χαοτικές ταλαντώσεις, οδηγός LED, κυκλώματα έναυσης φωτισμού, μη γραμμικό σύστημα, δυναμικές αστάθειες.

## ABSTRACT

Modern LED light sources are notably bound to the power electronics which drive them, in order to reach their excellent functional properties. However, scientific literature has shown, that power electronics suffer from nonlinear effects that can greatly deteriorate their performance. Conventional design techniques often fail to locate these effects, since the linear simplifications applied to their mathematical models, essentially overlook a lot of these inherent nonlinear circuit characteristics. During the design process of the converter for instance, the design engineer often picks the transistor switching frequency according to generic, linear characteristics, such as inductor geometry and size, without taking into account other nonlinear factors.

A distinctive feature of a switching converter is its component topology, which can highly influence the dynamic behaviour of an LED driver circuit. According to background literature, it seems that there is no particular nonlinear method, in order to determine the optimum switching transistor frequency, prior to the design of the circuit's feedback loop. The theoretical approach of this thesis, develops a practical, open-loop model, in order to determine a suitable switching frequency for a particular power converter topology. A thorough nonlinear analysis is employed, whereby two nonlinear resonant frequencies are detected in the circuit. These nonlinearities have been proved to degrade the converter's performance, both with an ohmic load and an LED. The unstable switching frequency regions which severely diminish the LED illuminance performance, are shown. The entire dynamic behaviour of the LED driver, is verified through established nonlinear analysis methods, such as waveform time-series analysis, phase portraits, Poincaré sections, spectral displays and bifurcation diagrams.

This original, open-loop analysis method, has been instrumental in order to detect these distinct, nonlinear resonant frequencies, which could not manifest themselves through the conventional closed-loop analysis that is commonly used in the literature. The results prove that the particular converter topology can be driven towards chaos, regardless of the presence of a feedback loop, since these phenomena are inherent only to the main circuit. This alternative converter topology, offers a significantly superior lighting performance, for diverse frequency regions. A comparison between the studied and the conventional converter topology, gives an account of its benefits, to provide the groundwork for further research.

Keywords: chaotic oscillations, LED driver, lighting circuits, nonlinear system, dynamic instabilities.

## Ευχαριστίες

Θα ήθελα στο σημείο αυτό να ευχαριστήσω βαθύτατα τον επιβλέποντα Καθηγητή μου, κ. Φραγκίσκο Τοπαλή για την αμείωτη συμπαράσταση και υποστήριξη του καθ' όλη τη διάρκεια αυτής της διδακτορικής ερευνητικής εργασίας. Οι συμβουλές, αλλά και η διαρκής καθοδήγησή του υπήρξαν πολύ σημαντικές σε καίρια στάδια της διατριβής, όπως επίσης και η εμπιστοσύνη που δείχνει διαρκώς στο πρόσωπό μου. Θα ήθελα να εκφράσω την μεγάλη μου ευγνωμοσύνη στο στενό μου συνεργάτη και Ηλεκτρονικό Μηχανικό, κ. Ευάγγελο Σκουμπρή για τη σπουδαία βοήθειά του κατά την αριθμητική επεξεργασία σημαντικού μέρους των αποτελεσμάτων της διατριβής, όπως και για την ανάπτυξη εξειδικευμένου κώδικα, κατά την παραγωγή των φασματικών απεικονίσεων, αλλά και των διαγραμμάτων διακλάδωσης. Θα ήθελα να ευχαριστήσω ακόμα τον μεταπτυχιακό Ερευνητή κ. Ευάγγελο Τσαμπούρη, για τις συμβουλές του όσον αφορά στη χρήση εξειδικευμένων λογισμικών για τα πειράματα των προσομοιώσεων.

Επιπλέον, θα ήθελα να εκφράσω τις θερμές ευχαριστίες μου στον Ηλεκτρονικό Μηχανικό κ. Ιωάννη Πασχαλίδη, του οποίου η πρακτική καθοδήγηση στη διερεύνηση της τοπολογίας σε ένα από τα πειραματικά κυκλώματα που αρχικά χρησιμοποιήθηκαν στην εργασία αυτή, συντέλεσε προς τη επιλογή της κατάλληλης τοπολογίας για τη διατριβή. Ένα μεγάλο ευχαριστώ στους γονείς μου και στη σύζυγό μου που πίστεψαν σε μένα από την αρχή, και με υποστήριξαν τόσο πολύ σε αυτό το όμορφο ερευνητικό ταξίδι. Εύχομαι η παρούσα ερευνητική εργασία να αποτελέσει ένα θελκτικό κίνητρο για να ασχοληθούν περισσότεροι ερευνητές με τη νέα επιστήμη της Πολυπλοκότητας και του Χάους.

# ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΡΟΛΟΓΟΣ.....	1
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ .....	
1.1 Η μελέτη της δυναμικής στην ιστορία της επιστήμης.....	5
1.2 Η μη γραμμικότητα στη φύση και στις ανθρώπινες επινοήσεις.....	9
1.3 Η εξέλιξη του χάους στην ηλεκτρονική μηχανική .....	10
1.4 Έρευνα διεθνούς βιβλιογραφίας .....	12
1.5 Αναγκαιότητα έρευνας .....	13
1.6 Αντικείμενο βασικής έρευνας.....	15
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: ΟΡΙΣΜΟΙ ΚΑΙ ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΕΝΤΟΠΙΣΜΟΥ ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΩΝ ΦΑΙΝΟΜΕΝΩΝ .....	
2.1 Ανασκόπηση στις τεχνικές εντοπισμού ασταθούς συμπεριφοράς .....	16
2.2 Κυματομορφές στο χρονικό πεδίο .....	17
2.3 Πορτραίτα στο χώρο φάσεων .....	18
2.4 Φασματικές απεικονίσεις συχνότητας .....	22
2.5 Προσομοίωση ηλεκτρονικού δυναμικού συστήματος .....	23
2.6 Διάγραμμα διακλάδωσης.....	24
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: ΔΟΜΗ ΚΑΙ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΦΩΤΕΙΝΩΝ ΠΗΓΩΝ LED .....	
3.1 Ηλεκτροφωταύγεια.....	27
3.2 Επαφή P-N και ορθή πόλωση.....	28
3.3 Ακτινοβολητική επανασύνδεση .....	31
3.4 Σύγκριση φωτεινών πηγών LED με άλλες πηγές τεχνητού φωτός.....	35
3.5 Μηχανισμοί απώλειας στα LED και μη γραμμικότητα .....	36
3.6 Εξέλιξη τεχνολογιών διόδων φωτοεκπομπής.....	39
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: ΕΝΑΥΣΗ ΦΩΤΕΙΝΩΝ ΠΗΓΩΝ LED ΚΑΙ ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ.....	
4.1 Εισαγωγή στο φωτισμό των φωτεινών πηγών LED.....	43
4.2 Ορισμός του συντελεστή ισχύος και τρόποι βελτίωσής του .....	45
4.3 Ανάγκη διόρθωσης του Συντελεστή Ισχύος στις φωτεινές πηγές LED .....	50
4.4 Λειτουργικό διάγραμμα βαθμίδων συστήματος έναυσης λαμπτήρων.....	50
4.5 Βασικά κυκλώματα οδήγησης LED .....	54
4.6 Κυκλώματα έναυσης LED σε εφαρμογές φωτισμού .....	60



ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΣΕ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΙΣΧΥΟΣ .....	
5.1	<i>Βιβλιογραφική αναφορά σε δυναμικές διακλαδώσεις μετατροπέων ισχύος</i> ..... 64
5.2	<i>Ασταθείς δυναμικές συμπεριφορές σε μετατροπείς ΔΣΙ</i> ..... 65
5.3	<i>Απρόβλεπτα φαινόμενα σε τροφοδοτικά ΔΣΙ και οδηγούς LED</i> ..... 71
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6: ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΗ ΔΥΝΑΜΙΚΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ ΣΥΝΤΟΝΙΣΜΟΥ .....	
6.1	<i>Θεωρητική εισαγωγή κυκλωμάτων συντονισμού</i> ..... 76
6.2	<i>Μη γραμμικότητα μετατροπέα ώθησης τάσης σε κλειστό βρόχο</i> ..... 79
6.3	<i>Πειράματα προσομοίωσης διατριβής</i> ..... 82
6.4	<i>Πειράματα εργαστηρίου</i> ..... 87
6.5	<i>Το φαινόμενο του διπλασιασμού περιόδων</i> ..... 93
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7: ΜΕΘΟΔΟΣ ΚΑΘΟΡΙΣΜΟΥ ΤΗΣ ΒΕΛΤΙΣΤΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ ΤΟΥ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ .....	
7.1	<i>Θεωρητική εισαγωγή ορισμού της συχνότητας μεταγωγής</i> ..... 95
7.2	<i>Φυσικό υπόβαθρο κυκλώματος</i> ..... 97
7.3	<i>Ανάπτυξη τοπολογίας μετατροπέα ώθησης τάσης για εφαρμογή φωτισμού</i> ..... 100
7.4	<i>Αριθμητική ανάλυση</i> ..... 102
7.5	<i>Διακύμανση της συχνότητας διέγερσης</i> ..... 106
7.6	<i>Επιδράσεις των παραμέτρων του κυκλώματος</i> ..... 116
7.7	<i>Οδηγός αναφοράς μη γραμμικής λειτουργίας</i> ..... 117
7.8	<i>Συμπεράσματα</i> ..... 120
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8: ΦΑΙΝΟΜΕΝΑ ΧΑΟΥΣ ΣΕ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΕΝΑΥΣΗΣ LED .....	
8.1	<i>Εισαγωγή</i> ..... 121
8.2	<i>Μη γραμμικά χαρακτηριστικά διόδου</i> ..... 121
8.3	<i>Πειράματα διατριβής για την ένταση φωτισμού</i> ..... 123
8.4	<i>Μη γραμμικός συντελεστής συντονισμού</i> ..... 133
8.5	<i>Υψηλή ευαισθησία των αρχικών συνθηκών</i> ..... 135
8.6	<i>Πειράματα τοπολογίας κυκλωμάτων έναυσης LED</i> ..... 135
8.7	<i>Σύγκριση τοπολογίας κυκλωμάτων έναυσης LED</i> ..... 138
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 9: ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΔΙΑΤΡΙΒΗΣ .....	
9.1	<i>Μεθοδολογία διατριβής και σχεδιασμός πειραμάτων</i> ..... 141
9.2	<i>Αποτελέσματα πρωτότυπης έρευνας και προαγωγή της επιστήμης</i> ..... 143
9.3	<i>Σπουδαιότητα και μελλοντική εξέλιξη του ερευνητικού έργου</i> ..... 146

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ .....	150
--------------------	-----

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

<i>A.1</i> <i>Επιστημονικές δημοσιεύσεις που υποστηρίζουν τη Διδακτορική Διατριβή.....</i>	160
<i>A.2</i> <i>Συνοπτικό γλωσσάριο μη γραμμικής δυναμικής.....</i>	161

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β

<i>B.1</i> <i>Υπολογισμοί εκθετών Lyapunov .....</i>	164
<i>B.2</i> <i>Αριθμητική ανάλυση μεταβλητών τάσης <math>V_{L1D}</math>-<math>V_{DL2}</math>.....</i>	174

## Ευρετήριο Σχημάτων

Σχήμα 1.1 Η απεικόνιση της $z_{n+1} = z_n^2 + c$ στο μιγαδικό επίπεδο .....	8
Σχήμα 1.2 Ένα κύκλωμα ρυθμιστή κυμάτωσης (ripple-regulator) που παρουσιάζει χάος υπό συνθήκες .....	11
Σχήμα 1.3 Αποκρίσεις σήματος-χρόνου ρυθμιστή κυμάτωσης σε σταθερή κατάσταση (αριστερά) και σε χαοτική κατάσταση (δεξιά) .....	12
Σχήμα 2.1 Κυματομορφή στο χρονικό πεδίο .....	17
Σχήμα 2.2 Διάγραμμα κατάστασης σε διδιάστατο χώρο φάσεων .....	18
Σχήμα 2.3 Αλληλουχία επαναλήψεων που συγκλίνει σε σταθερό σημείο .....	19
Σχήμα 2.4 Απεικόνιση τροχιάς στο χώρο φάσεων .....	19
Σχήμα 2.5 Πορτραίτο στον χώρο φάσεων .....	20
Σχήμα 2.6 (α) Περιοδικές τροχιές σε ένα γραμμικό σύστημα και (β) οριακός κύκλος σε μη γραμμικό σύστημα .....	20
Σχήμα 2.7 Κατάσταση συστήματος περιόδου -1, περιόδου -2 και χάους στο χρονικό πεδίο (αριστερά) και στον χώρο φάσεων (δεξιά) .....	22
Σχήμα 2.8 Φασματική απεικόνιση συχνότητας .....	23
Σχήμα 2.9 Σχηματικό πειραματικού κυκλώματος μετατροπέα ώθησης τύπου ελέγχου ρεύματος ...	25
Σχήμα 2.10 Διάγραμμα διακλάδωσης παλμογράφου του μετατροπέα ώθησης τάσης, τύπου ελέγχου ρεύματος .....	26
Σχήμα 3.1 Έγχυση φορέων μειονότητας και αντίστοιχη ακτινοβολητική επανασύνδεση με φορείς πλειονότητας σε μια επαφή p-n ορθής πόλωσης (Άξονας y: Ενέργεια ηλεκτρονίων-Άξονας x: Απόσταση) .....	28
Σχήμα 3.2 Επαφή p-n κατά την ορθή πόλωση .....	29
Σχήμα 3.3 Επαφή p-n κατά την ανάστροφη πόλωση .....	30
Σχήμα 3.4 Παραβολικές σχέσεις διάχυσης ηλεκτρονίων-οπών που δείχνουν την επανασύνδεση ηλεκτρονίων-οπών και την εκπομπή φωτονίων .....	32
Σχήμα 3.5 Κατασκευή διόδου φωτοεκπομπής .....	34
Σχήμα 3.6 Τομές βιομηχανικών διόδων φωτοεκπομπής .....	34
Σχήμα 3.7 Επιδράσεις (α) αδιαφανούς υποστρώματος και (β) διάφανου υποστρώματος σε φωτόνια που εκπέμπονται στην επαφή p-n .....	39
Σχήμα 3.8 Τριδιάστατη τομή βασικής κατασκευής InGaN LED .....	40
Σχήμα 3.9 Κωνικά διαγράμματα φωτομετρίας σε LED ισχύος 2.5 W .....	41
Σχήμα 3.10 Εφαρμογές φωτισμού με LED σε πραγματικά περιβάλλοντα .....	42
Σχήμα 4.1 Η σχέση μεταξύ ρεύματος, τάσης και συντελεστή ισχύος .....	46
Σχήμα 4.2 Μη διορθωμένο κύκλωμα ΔΣΙ .....	47
Σχήμα 4.3 Μη διορθωμένες κυματομορφές συντελεστή ισχύος .....	48
Σχήμα 4.4 Ενεργός μετατροπέας διόρθωσης συντελεστή ισχύος .....	49
Σχήμα 4.5 Ο πιο συνήθης ανορθωτής πλήρους κύματος – ο ανορθωτής γέφυρας .....	51
Σχήμα 4.6 Χρήση πυκνωτή για την εξομάλυνση του σήματος εξόδου του ανορθωτή ημιτονικού κύματος .....	51
Σχήμα 4.7 Η μη γραμμική κυματομορφή ρεύματος που προκύπτει από το κύκλωμα του ανορθωτή γέφυρας .....	52
Σχήμα 4.8 Μετατροπέας ώθησης της τάσης .....	53
Σχήμα 4.9 Συμβατικό κύκλωμα διέγερσης LED .....	54
Σχήμα 4.10 Τυπικό κύκλωμα εφαρμογής AL9910 με ώθηση τάσης .....	55
Σχήμα 4.11 Κύκλωμα οδήγησης LED με χρονιστή 555 .....	56
Σχήμα 4.12 Κύκλωμα οδήγησης LED με ώθηση τάσης και ελεγκτή MIC2196 .....	57
Σχήμα 4.13 Κύκλωμα οδήγησης LED με ώθηση τάσης και ελεγκτή NCP1014 .....	58

Σχήμα 4.14 Κύκλωμα οδήγησης LED με ώθηση τάσης ελεγκτή NCP1014 και ρυθμιστή NSI45025	59
Σχήμα 4.15 Κύκλωμα οδήγησης LED με επαγωγική ώθηση τάσης και ελεγκτή LV52204	60
Σχήμα 4.16 Κύκλωμα οδήγησης LED με ώθηση τάσης και ελεγκτή NCP3065	61
Σχήμα 4.17 Κύκλωμα οδήγησης LED με ώθηση τάσης και ελεγκτή NCV78663	61
Σχήμα 4.18 Κύκλωμα οδήγησης LED με ώθηση τάσης για εφαρμογές οπίσθιου φωτισμού	62
Σχήμα 4.19 Κύκλωμα οδήγησης LED με ΔΣΙ για εφαρμογές έξυπνου φωτισμού	63
Σχήμα 5.1 Διάγραμμα λειτουργικών βαθμίδων προ-ρυθμιστή ώθησης με ΔΣΙ	65
Σχήμα 5.2 Κυματομορφές του δειγματοληπτικού ρεύματος στο πεδίο του χρόνου: (a) λειτουργία δίχως διακλαδώσεις, (b) λειτουργία με αστάθειες ταχείας κλίμακας σε κάποια χρονικά διαστήματα του κύκλου της γραμμής και (c) λειτουργία με αστάθειες ταχείας κλίμακας σε ολόκληρο τον κύκλο της γραμμής	66
Σχήμα 5.3 Πορτραίτα φάσης του δειγματοληπτικού ρεύματος πηνίου iL έναντι της τάσης εξόδου v: (a) λειτουργία δίχως διακλαδώσεις, (b) λειτουργία με αστάθειες ταχείας κλίμακας σε κάποια χρονικά διαστήματα του κύκλου της γραμμής και (c) λειτουργία με αστάθειες ταχείας κλίμακας σε ολόκληρο τον κύκλο της γραμμής	67
Σχήμα 5.4 Σχηματικό διάγραμμα μετατροπέα ώθησης τάσης με ΔΣΙ, τύπου ελέγχου ρεύματος	68
Σχήμα 5.5 Θεμελιώδης κυματομορφή για τον πυκνωτή C=300 μF	68
Σχήμα 5.6 Κυματομορφή περιόδου-2 για τον πυκνωτή C=470μF	68
Σχήμα 5.7 Κυματομορφή χάους για τον πυκνωτή C=700μF	69
Σχήμα 5.8 Μετατροπέας ώθησης τάσης με ΔΣΙ, τύπου ελέγχου μέσου ρεύματος	70
Σχήμα 5.9 Τροχιές επιπέδου φάσεων μεταξύ της κυμάτωσης της τάσης εξόδου (κατακόρυφος άξονας) και του ρεύματος εισόδου (οριζόντιος άξονας): (a) σταθερή κατάσταση, (b) διακλάδωση διπλασιασμού περιόδου, (c) χασοτική αστάθεια	70
Σχήμα 5.10 Τροφοδοτικό ΔΣΙ δύο βαθμίδων	71
Σχήμα 5.11 Μετρήσιμα δεδομένα για λειτουργίες στις περιοχές A [(a),(b)], B [(c),(d)]. Αριστερά: άνω γράφημα-κυματομορφή κυμάτωσης τάσης εξόδου-κάτω γράφημα κυματομορφή ανορθωμένου ρεύματος εισόδου. Δεξιά: ιστογράμματα και κυματομορφές αρμονικών ρεύματος εισόδου και αρμονικών. Στον άξονα των x-το «0» αντιπροσωπεύει τη συνιστώσα DC-στον άξονα των y-το «1» αντιπροσωπεύει τη συνιστώσα των 50 Hz	72
Σχήμα 5.12 Μετρήσιμα δεδομένα για λειτουργίες στις περιοχές C [(e),(f)], D [(g),(h)]. Αριστερά: άνω γράφημα-κυματομορφή κυμάτωσης τάσης εξόδου-κάτω γράφημα κυματομορφή ανορθωμένου ρεύματος εισόδου. Δεξιά: ιστογράμματα και κυματομορφές αρμονικών ρεύματος εισόδου και αρμονικών. Στον άξονα των x-το «0» αντιπροσωπεύει τη συνιστώσα DC-στον άξονα των y-το «1» αντιπροσωπεύει τη συνιστώσα των 50 Hz	73
Σχήμα 5.13 Σχηματικό πειραματικού μοντέλου κυκλώματος μετατροπέα ώθησης ΔΣΙ δύο βαθμίδων-μετατροπέα ώθησης και μετατροπέα ορθής φοράς (forward converter)	74
Σχήμα 5.14 Κυματομορφές του ρεύματος του πηνίου ώθησης με τιμή πυκνωτή C1 =100 μF και τάσης αναφοράς Vref =90 V. Αριστερά: κυματομορφές στο χρονικό πεδίο Δεξιά: διαγράμματα διακλάδωσης δειγματοληπτικών δεδομένων του ρεύματος του πηνίου ώθησης	74
Σχήμα 5.15 Μετατροπέας υποβιβασμού τύπου ελέγχου ρεύματος με σταθερό φορτίο ρεύματος-LED-και ωμική αντίσταση	75
Σχήμα 6.1 Κύκλωμα συντονισμού RLD	78
Σχήμα 6.2 Σχηματικό μετατροπέα ώθησης τάσης για εφαρμογές φωτισμού	79
Σχήμα 6.3 Σχηματικό μετατροπέα ώθησης τάσης	80
Σχήμα 6.4 Λογική ελέγχου κυματομορφής ρεύματος πηνίου μετατροπέα ώθησης τάσης	80
Σχήμα 6.5 Επίδραση μικρών διαταραχών της διαχωριστικής τιμής του ρεύματος πηνίου στην επόμενη δειγματοληπτική στιγμή	81
Σχήμα 6.6 Χρονική απόκριση Y-T- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 100 kHz	82
Σχήμα 6.7 Απεικόνιση X-Y- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 100 kHz	83
Σχήμα 6.8 Χρονική απόκριση Y-T- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 1 kHz	83
Σχήμα 6.9 Απεικόνιση X-Y- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 1 kHz	84
Σχήμα 6.10 Χρονική απόκριση Y-T- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 40 kHz	84
Σχήμα 6.11 Απεικόνιση X-Y- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 40 kHz	85

Σχήμα 6.12 Χρονική απόκριση Y-T- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 200 kHz	85
Σχήμα 6.13 Απεικόνιση X-Y- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 200 kHz	86
Σχήμα 6.14 Χρονική απόκριση Y-T- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με αντίσταση φορτίου 4.6 MΩ.	86
Σχήμα 6.15 Απεικόνιση X-Y- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με αντίσταση φορτίου 4.6 MΩ	87
Εικόνα 6.1 Εργαστηριακά πειράματα κυκλωμάτων συντονισμού	87
Σχήμα 6.16 Χρονική απόκριση Y-T- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 100 kHz	88
Σχήμα 6.17 Απεικόνιση X-Y- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 100 kHz	88
Σχήμα 6.18 Χρονική απόκριση Y-T- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 1 kHz	89
Σχήμα 6.19 Απεικόνιση X-Y- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 1 kHz	89
Σχήμα 6.20 Χρονική απόκριση Y-T- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 40 kHz	90
Σχήμα 6.21 Απεικόνιση X-Y- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 40 kHz	90
Σχήμα 6.22 Χρονική απόκριση Y-T- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 200 kHz	91
Σχήμα 6.23 Απεικόνιση X-Y- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 200 kHz	91
Σχήμα 6.24 Χρονική απόκριση Y-T- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με αντίσταση φορτίου 4.6 MΩ.	92
Σχήμα 6.25 Απεικόνιση X-Y- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με αντίσταση φορτίου 4.6 MΩ	92
Σχήμα 6.26 Τάση εισόδου $V_{rms}$ -1.88 V-συχνότητα εισόδου 100 kHz-διπλασιασμός περιόδου	93
Σχήμα 6.27 Τάση εισόδου $V_{rms}$ -1.87 V με συχνότητα εισόδου 100 kHz-χαοτική περίοδος	94
Σχήμα 7.1 Σχηματικό πειραματικού κυκλώματος μετατροπέα ώθησης τάσης ανοιχτού βρόχου	101
Εικόνα 7.2 Εργαστηριακή διάταξη του πειραματικού κυκλώματος	102
Σχήμα 7.3 Χρονικές κυματομορφές παλμογράφου των τάσεων $V_{LID}$ (άνω κυματομορφή) και $V_{DL2}$ (κάτω κυματομορφή) στα 35 kHz με τη δίοδο D5. Ενδεικτικά διακρίνονται οι κορυφές που χρησιμοποιήθηκαν στην αριθμητική ανάλυση	104
Σχήμα 7.4 (περίοδος-1, fsw=35 kHz): (a) DTFT της τάσης $V_{LID}$ , (b) XY γράφημα, (c) χάρτης Poincaré	107
Σχήμα 7.5 (Απότομο χάος, fsw=214 kHz): (a) DTFT της τάσης $V_{DL2}$ , (b) XY γράφημα, (c) χάρτης Poincaré	108
Σχήμα 7.6 (περίοδος-2, fsw=315 kHz): (a) DTFT της τάσης $V_{DL2}$ , (b) XY γράφημα, (c) χάρτης Poincaré	109
Σχήμα 7.7 (χάος, fsw=328 kHz): (a) DTFT της τάσης $V_{DL2}$ , (b) XY γράφημα, (c) χάρτης Poincaré	110
Σχήμα 7.8 (περίοδος-1, fsw=340 kHz): (a) DTFT της τάσης $V_{DL2}$ , (b) XY γράφημα, (c) χάρτης Poincaré	111
Σχήμα 7.9 Χάος, fsw=19 kHz: (a) χρονική κυματομορφή (MATLAB) της τάσης $V_{LID}$	112
Σχήμα 7.10 Χάος, fsw=19 kHz: (a) DTFT φάσμα της τάσης $V_{LID}$ , (b) DTFT φάσμα της τάσης $V_{DL2}$	113
Σχήμα 7.11 Διάγραμμα διακλάδωσης των πειραματικών δεδομένων μεταξύ των υψηλότερων κορυφών της τάσης $V_{DL2}$ (άξονας-y) και της συχνότητας μεταγωγής του τρανζίστορ (άξονας-x)	114
Σχήμα 7.12 Διάγραμμα διακλάδωσης των πειραματικών δεδομένων μεταξύ των υψηλότερων κορυφών της τάσης $V_{LID}$ (άξονας-y) και της συχνότητας μεταγωγής του τρανζίστορ (άξονας-x)	115
Σχήμα 8.1 Πειραματικό κύκλωμα οδήγησης LED ώθησης τάσης	123
Σχήμα 8.2 Απόκριση οδηγού LED,περίοδος-1,50 kHz,χρονική κυματομορφή (δίοδος 1N4007)	124
Σχήμα 8.3 Απόκριση οδηγού LED,περίοδος-1,50 kHz,γράφημα χώρου φάσεων (δίοδος 1N4007)	124
Σχήμα 8.4 Απόκριση οδηγού LED,χάος,200 kHz, χρονική κυματομορφή (δίοδος 1N4007)	124
Σχήμα 8.5 Απόκριση οδηγού LED,χάος,200 kHz, γράφημα χώρου φάσεων (δίοδος 1N4007)	124
Σχήμα 8.6 Απόκριση οδηγού LED,περίοδος-1,56 kHz, χρονική κυματομορφή (δίοδος BYG20J)	125
Σχήμα 8.7 Απόκριση οδηγού LED,περίοδος-1,56 kHz,γράφημα χώρου φάσεων (δίοδος BYG20J)	125
Σχήμα 8.8 Απόκριση οδηγού LED,χάος,126 kHz,χρονική κυματομορφή (δίοδος BYG20J)	125
Σχήμα 8.9 Απόκριση οδηγού LED,χάος,126 kHz,γράφημα χώρου φάσεων (δίοδος BYG20J)	126
Σχήμα 8.10 Απόκριση οδηγού LED,περίοδος-1,88 kHz,χρονική κυματομορφή (δίοδος 1N4148)	126
Σχήμα 8.11 Απόκριση οδηγού LED,περίοδος-1,88 kHz, γράφημα χώρου φάσεων (δίοδος 1N4148)	127

Σχήμα 8.12 Απόκριση οδηγού LED,περίοδος-2,126 kHz, χρονική κυματομορφή (δίοδος 1N4148).....	127
Σχήμα 8.13 Απόκριση οδηγού LED,περίοδος-2,126 kHz, γράφημα χώρου φάσεων (δίοδος 1N4148).....	127
Σχήμα 8.14 Ένταση φωτισμού σε συνάρτηση της μεταγωγικής συχνότητας του MOSFET (δίοδος 1N4007).....	128
Σχήμα 8.15 Ένταση φωτισμού σε συνάρτηση της μεταγωγικής συχνότητας του MOSFET (δίοδος BYG20J).....	128
Σχήμα 8.16 Ένταση φωτισμού σε συνάρτηση της μεταγωγικής συχνότητας του MOSFET (δίοδος 1N4148).....	128
Σχήμα 8.17 Χαοτική απόκριση οδηγού LED,153 kHz, χρονική κυματομορφή (δίοδος 1N4148)...	129
Σχήμα 8.18 Χαοτική απόκριση οδηγού LED,153 kHz, γράφημα χώρου φάσεων (δίοδος 1N4148)	129
Σχήμα 8.19 Ένταση φωτισμού σε συνάρτηση της μεταγωγικής συχνότητας του MOSFET (δίοδος Schottky 5819) .....	130
Σχήμα 8.20 Απόκριση οδηγού LED, περίοδος-2, 111 kHz, χρονική κυματομορφή (δίοδος 5819) .	130
Σχήμα 8.21 Απόκριση οδηγού LED, περίοδος-2, 111 kHz, γράφημα χώρου φάσεων (δίοδος 5819) .....	131
Σχήμα 8.22 Απόκριση οδηγού LED, χάος, 164 kHz, γράφημα χώρου φάσεων (δίοδος 5819) .....	131
Σχήμα 8.23 Ρεύμα εξόδου LED σε συνάρτηση της μεταγωγικής συχνότητας του MOSFET (δίοδος Schottky) .....	132
Σχήμα 8.24 Ευαίσθητη εξάρτηση στις αρχικές συνθήκες με διαφορά συχνοτήτων 100 Hz .....	135
Σχήμα 8.25 Ένταση φωτισμού σε συνάρτηση της μεταγωγικής συχνότητας του MOSFET-τοπολογία με το πηνίο L2.....	136
Σχήμα 8.26 Ένταση φωτισμού σε συνάρτηση της μεταγωγικής συχνότητας του MOSFET - συμβατική τοπολογία (χωρίς το πηνίο L2) .....	136
Σχήμα 8.27 Κύκλωμα οδήγησης LED ώθησης τάσης με τη συμβατική τοπολογία.....	138
Σχήμα 8.28 Κύκλωμα οδήγησης LED ώθησης τάσης με τοπολογία δεύτερου πηνίου .....	139
Σχήμα 8.29 Κύκλωμα οδήγησης LED ώθησης τάσης με τοπολογία δεύτερου πηνίου (PMP10171)	139
Σχήμα 8.30 Κύκλωμα ώθησης τάσης (PFC) με τοπολογία δεύτερου πηνίου .....	140
Σχήμα A.1 Απεικόνιση τομής Poincaré σε έναν οριακό κύκλο.....	161
Σχήμα A.2 Διπλασιασμός περιόδου σε ηλεκτρονικά ισχύος.....	162
Σχήμα B.2.1 Γράφημα αριθμητικής ανάλυσης τάσης εκροής τρανζίστορ $V_{LID}$ ( $f_{sw}=35$ kHz) .....	175
Σχήμα B.2.2 Γράφημα αριθμητικής ανάλυσης τάσης εκροής τρανζίστορ $V_{LID}$ ( $f_{sw}=315$ kHz) .....	176
Σχήμα B.2.3 Γράφημα αριθμητικής ανάλυσης τάσης διόδου-πηνίου L2 ( $V_{DL2}$ ) - τάσης εκροής τρανζίστορ ( $V_{LID}$ ) ( $f_{sw}=328$ kHz) .....	178
Σχήμα B.2.4 Γράφημα αριθμητικής ανάλυσης τάσης εκροής τρανζίστορ $V_{LID}$ ( $f_{sw}=340$ kHz) .....	179

## Ευρετήριο Πινάκων

Πίνακας 3.1 Χαρακτηριστικές ιδιότητες ημιαγωγίμων υλικών.....	33
Πίνακας 3.2 Συγκριτικός πίνακας λαμπτήρων .....	36
Πίνακας 7.1 Διάταξη μετατροπέα ώθησης τάσης με ωμικό φορτίο.....	100
Πίνακας 7.2 Υπολογισμός του εκθέτη Lyapunov.....	111
Πίνακας 7.3 Οδηγός αναφοράς παραμέτρων μετατροπέα ώθησης τάσης ανοιχτού-βρόχου .....	119
Πίνακας 8.1 Διάταξη οδηγού ώθησης τάσης LED .....	123
Πίνακας 8.2 Δυναμικές περιοχές οδηγού ώθησης τάσης LED.....	132
Πίνακας 8.3 Αριθμητική ανάλυση μη γραμμικού συντελεστή συντονισμού (μόνο κατά τις δυναμικές μεταβάσεις) .....	134
Πίνακας 8.4 Απόδοση οδηγού ώθησης τάσης LED μεταξύ τοπολογιών.....	137
Πίνακας B.1.1 Υπολογισμός εκθέτη Lyapunov ( $f_{sw}=35$ kHz), Επανάληψη#1 (Iteration#1).....	165
Πίνακας B.1.2 Υπολογισμός εκθέτη Lyapunov ( $f_{sw}=35$ kHz), Επανάληψη#2 (Iteration#2).....	166
Πίνακας B.1.3 Υπολογισμός εκθέτη Lyapunov ( $f_{sw}=328$ kHz), Επανάληψη#1 (Iteration#1).....	167
Πίνακας B.1.4 Υπολογισμός εκθέτη Lyapunov ( $f_{sw}=328$ kHz), Επανάληψη#2 (Iteration#2).....	168
Πίνακας B.1.5 Υπολογισμός εκθέτη Lyapunov ( $f_{sw}=340$ kHz), Επανάληψη#1 (Iteration#1).....	170
Πίνακας B.1.6 Υπολογισμός εκθέτη Lyapunov ( $f_{sw}=340$ kHz), Επανάληψη#2 (Iteration#2).....	172
Πίνακας B.2.1 Δείγματα χρονικής κυματομορφής τάσης $V_{L1D}$ , $V_{DL2}$ ( $f_{sw}=35$ kHz) .....	174
Πίνακας B.2.2 Δείγματα χρονικής κυματομορφής τάσης $V_{L1D}$ , $V_{DL2}$ ( $f_{sw}=315$ kHz) .....	175
Πίνακας B.2.3 Δείγματα X-Y plot τάσεων $V_{L1D}$ , $V_{DL2}$ ( $f_{sw}=328$ kHz) .....	177
Πίνακας B.2.4 Δείγματα χρονικής κυματομορφής τάσης $V_{L1D}$ ( $f_{sw}=340$ kHz) .....	178

## ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η ερευνητική αυτή εργασία αξιοποιεί την επιστήμη της μη γραμμικής δυναμικής για την ανάλυση της πολύπλοκης συμπεριφοράς συγκεκριμένης τοπολογίας κυκλώματος έναυσης φωτεινής πηγής LED. Το κύκλωμα μπορεί να τροφοδοτήσει τόσο ένα γραμμικό, ωμικό φορτίο, όσο και το μη γραμμικό φορτίο ενός LED. Η συμβατική μέθοδος γραμμικής ανάλυσης κλειστού βρόχου που απαντάται στη βιβλιογραφία, δεν είναι αρκετά πλήρης, ώστε να αποκαλυφθούν οι εγγενείς μη γραμμικότητες του κυκλωματικού ισχύος της τοπολογίας, καθώς η τοπολογία επηρεάζει άμεσα τη δυναμική συμπεριφορά του συστήματος.

Η διατριβή προτείνει ένα διαφορετικό μοντέλο ανοιχτού βρόχου, έτσι ώστε να καθοριστεί η βέλτιστη συχνότητα μεταγωγής του τρανζίστορ στο κύκλωμα ισχύος, *προτού σχεδιαστεί ο βρόχος ανάδρασης*. Ακολουθώντας την προτεινόμενη μη γραμμική ανάλυση, ανιχνεύτηκαν δύο μη γραμμικές συχνότητες συντονισμού, οι οποίες επηρεάζουν αρνητικά την απόδοση του κυκλώματος. Η μέθοδος αυτή λειτουργεί ως ένα εργαλείο για να παρουσιαστούν νέες, *μη γραμμικές συχνότητες συντονισμού* σε διάταξη ανοιχτού βρόχου. Οι συγκεκριμένες συχνότητες συντονισμού *δεν θα μπορούσαν να ανιχνευτούν* με τη συμβατική ανάλυση κλειστού βρόχου που απαντάται στη διεθνή βιβλιογραφία, και ενώ θα έχει ήδη επιλεγθεί μια συχνότητα μεταγωγής από τον σχεδιαστή μηχανικό.

Τα αποτελέσματα αποδεικνύουν ότι το κύκλωμα μπορεί να οδηγηθεί στο χάος, ανεξάρτητα από το αν περιλαμβάνεται βρόχος ανάδρασης ή όχι, καθώς τα φαινόμενα αυτά είναι εγγενή και ανεξάρτητα του εξωτερικού βρόχου. Τέλος, γίνεται μία σύγκριση των τοπολογιών, έτσι ώστε να αναδειχθούν τα πλεονεκτήματά της συγκεκριμένης τοπολογίας, έναντι της συμβατικής. Η εναλλακτική τοπολογία που μελετήθηκε προσφέρει σημαντικά υψηλότερη απόδοση για πολλαπλές περιοχές συχνοτήτων. Στα κεφάλαια που ακολουθούν παρουσιάζονται τα ακόλουθα:

### ✚ Κεφάλαιο 1 - Εισαγωγή στα μη γραμμικά συστήματα

Βιβλιογραφική ανασκόπηση φαινομένων δυναμικής αστάθειας τόσο στα φυσικά συστήματα, όσο και στην επιστήμη της ηλεκτρονικής.

### ✚ Κεφάλαιο 2 - Ορισμοί και τεχνικές εντοπισμού μη γραμμικών φαινομένων

Ορισμοί επιλεγμένων όρων μη γραμμικής ανάλυσης και τεχνικές εντοπισμού μη γραμμικών φαινομένων σε ηλεκτρονικά κυκλώματα και μετατροπείς ισχύος.



✚ **Κεφάλαιο 3 - Δομή και λειτουργία φωτεινών πηγών LED**

Σύντομη παρουσίαση της δομής και των αρχών λειτουργίας των φωτεινών πηγών LED, αλλά και των λαμπτήρων που προκύπτουν από ημιαγώγιμα στοιχεία. Δίνεται έμφαση στην επεξήγηση του χαρακτήρα ενός LED ως μη γραμμικού στοιχείου ενός κυκλώματος.

✚ **Κεφάλαιο 4 -Έναυση φωτεινών πηγών LED και συντελεστής ισχύος**

Η ανάγκη για την ποιότητα ισχύος στα ηλεκτρονικά κυκλώματα και ο ορισμός της διόρθωσης του συντελεστή ισχύος. Πλήρης ανάπτυξη τοπολογίας τροφοδοτικών κυκλωμάτων για φωτεινές πηγές LED που υλοποιούνται με μετατροπείς ισχύος. Παρουσιάζονται κυκλώματα έναυσης LED πραγματικών εφαρμογών, καθώς και η παράθεση των αντίστοιχων κυκλωματικών τους σχεδίων.

✚ **Κεφάλαιο 5 - Μη γραμμική ανάλυση σε μετατροπείς ισχύος**

Μη γραμμικά φαινόμενα σε μετατροπείς ισχύος από δημοσιευμένες εργασίες της διεθνούς βιβλιογραφίας. Εις βάθος ανάλυση των φαινομένων που διέπουν την απρόβλεπτη συμπεριφορά των κυκλωμάτων αυτών υπό συγκεκριμένες ασταθείς συνθήκες. Η παρουσίαση των γραφημάτων της βιβλιογραφίας, γίνεται για την εξοικείωση με την τυπική μορφή των αποτελεσμάτων αντίστοιχων μη γραμμικών αναλύσεων, έτσι ώστε να συγκριθούν τόσο με τη μεθοδολογία, αλλά και με τα πρωτότυπα αποτελέσματα της διατριβής που ακολουθούν στα Κεφάλαια 6-8.

✚ **Κεφάλαιο 6 - Μη γραμμική δυναμική κυκλωμάτων συντονισμού**

Πρωτότυπα αποτελέσματα της διατριβής για τη χαοτική συμπεριφορά που παρουσιάζει το κύκλωμα συντονισμού, ως αρχέτυπο κύκλωμα για τα πειράματα του συγγραφέα που απαρτίζουν τα επόμενα κεφάλαια. Γίνεται αναφορά στη χρήση του υπολογιστή για τη διεξαγωγή των πειραμάτων προσομοίωσης. Παρουσιάζονται τα αντίστοιχα εργαστηριακά αποτελέσματα των υπολογιστικών προσομοιώσεων, που έγιναν στο Εργαστήριο Φωτοτεχνίας του ΕΜΠ.

✚ **Κεφάλαιο 7 - Μέθοδος καθορισμού της βέλτιστης συχνότητας του τρανζίστορ μεταγωγής**

Το κεφάλαιο παρουσιάζει πρωτότυπη δημοσιευμένη εργασία του συγγραφέα.

Επιχειρείται η διεξοδική ανάλυση της συγκεκριμένης τοπολογίας του μετατροπέα ώθησης τάσης που πραγματεύεται η διατριβή, με ωμικό φορτίο. Η τοπολογία χρησιμοποιείται και στο κύκλωμα έναυσης του LED, χωρίς βρόχο ανάδρασης (ανοιχτός βρόχος).

Ανάπτυξη της προτεινόμενης θεωρητικής προσέγγισης και μεθοδολογίας για τον καθορισμό της βέλτιστης συχνότητας μεταγωγής του τρανζίστορ μεταγωγής. Παρουσιάζονται τα πρωτότυπα αποτελέσματα της μη γραμμικής ανάλυσης της διατριβής, με χρονικές κυματομορφές, πορτραίτα στο χώρο φάσεων, τομές Poincaré, φασματικές απεικονίσεις και διαγράμματα διακλάδωσης, σε συνάφεια με τα τυπικά αποτελέσματα της διεθνούς βιβλιογραφίας που παρουσιάστηκαν στο Κεφάλαιο 5.

#### ✚ **Κεφάλαιο 8 -Φαινόμενα χάους σε κυκλώματα έναυσης λαμπτήρων LED**

Το κεφάλαιο παρουσιάζει υλικό από πρωτότυπες δημοσιευμένες εργασίες του συγγραφέα. Περιλαμβάνονται τα μη γραμμικά χαρακτηριστικά της διόδου, και η θεωρητική περιγραφή του πειραματικού κυκλώματος οδήγησης ενός LED, με ώθηση τάσης σε ανοιχτό βρόχο. Αναλύονται τα πρωτότυπα πειράματα της διατριβής, σχετικά με την ένταση φωτισμού του κυκλώματος οδήγησης με πολλαπλές διόδους, όπως και η σύγκριση της απόκρισης της έντασης φωτισμού μεταξύ των διαφορετικών κυκλωμάτων. Περιλαμβάνονται οι μετρήσεις ρεύματος στο LED και συσχέτιση με τη φωτεινή απόδοση σε διαφορετικές δυναμικές περιοχές των παραμέτρων του κυκλώματος. Επίσης, γίνεται μια αναφορά στην αριθμητική ανάλυση του μη γραμμικού συντελεστή συντονισμού, όπως και στην υψηλή ευαισθησία του συστήματος στις αρχικές του συνθήκες. Το κεφάλαιο κλείνει, με τα αποτελέσματα της σύγκρισης της τροποποιημένης τοπολογίας σε σχέση με τη συμβατική, στο κύκλωμα οδήγησης του LED.

#### ✚ **Κεφάλαιο 9 -Συμπεράσματα διατριβής**

Η διατριβή ολοκληρώνεται με τη σύνοψη της ερευνητικής διαδικασίας. Παρουσιάζονται τα γενικά συμπεράσματα και η σπουδαιότητα της εργασίας αυτής για τη βασική έρευνα και τη διεθνή επιστημονική κοινότητα. Η τοπολογία του κυκλώματος που μελετήθηκε, προσφέρει σημαντικά υψηλότερη απόδοση έντασης φωτισμού, σε σχέση με τη συμβατική τοπολογία έναυσης. Η εναλλακτική μέθοδος θεωρητικής ανάπτυξης που υλοποιείται σε διάταξη ανοιχτού βρόχου, αποκαλύπτει νέες, μη γραμμικές συχνότητες, που δεν ανιχνεύονται με τη συμβατική μέθοδο κλειστού βρόχου άλλων διεθνών δημοσιεύσεων. Παρουσιάζονται οι περιορισμοί της δυναμικής συμπεριφοράς αυτής της τοπολογίας, αλλά και τα ταυτόχρονα οφέλη στις χαμηλότερες συχνότητες διέγερσης του κυκλώματος.

✚ **Βιβλιογραφία**

✚ **Παράρτημα Α**

A.1 Επιστημονικές δημοσιεύσεις που υποστηρίζουν τη Διδακτορική Διατριβή.

A.2 Συνοπτικό γλωσσάριο μη γραμμικής δυναμικής.

✚ **Παράρτημα Β**

B.1 Υπολογισμοί εκθετών Lyapunov.

B.2 Αριθμητική ανάλυση μεταβλητών τάσης  $V_{L1D}$  -  $V_{DL2}$ .

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

### ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ

#### 1.1 Η μελέτη της δυναμικής στην ιστορία της επιστήμης

Πλήθος καθημερινών φυσικών φαινομένων εμφανίζουν χρονικές εξελίξεις και αλλαγές που επηρεάζουν σημαντικά τη συμπεριφορά τους, αλλά και το περιβάλλον πάνω στο οποίο επιδρούν. Τέτοια φαινόμενα είναι οι στροβιλισμοί της ατμόσφαιρας, η ροή των ποταμών, τα οικολογικά συστήματα, η οικονομία μιας χώρας, οι τεκτονικές ανακατατάξεις του φλοιού της γης, όπως και οι ουράνιες κινήσεις των αστερών του γαλαξία μας. Εφόσον ένας από τους σκοπούς της επιστήμης είναι να συστηματοποιεί τις παρατηρήσεις και να μελετά τη φύση υπό ένα ενιαίο πρίσμα, η έρευνα των κοινών σημείων που ενώνουν τα φαινόμενα αυτά, θα ήταν χρήσιμη για την επίλυση πολλών προβλημάτων. Τι κοινό όμως μπορεί να υπάρχει ανάμεσα στα καιρικά φαινόμενα, στους περίπλοκους ρυθμούς της ανθρώπινης καρδιάς, στην αλληλεπίδραση χημικών ουσιών και τους βιολογικούς κύκλους διαφόρων οργανισμών; Την απάντηση στο ερώτημα αυτό δίνουν κυρίως τα μαθηματικά, καθώς το πρώτο κοινό σημείο μεταξύ όλων αυτών των φαινομένων είναι η περιγραφή τους από μαθηματικές εξισώσεις [1]-[2]. Σε πολλές περιπτώσεις, τα στατικά προβλήματα της καθημερινότητας αντιμετωπίζονται από τους επιστήμονες με τη χρήση των αλγεβρικών μαθηματικών, σε βαθμό που να ικανοποιεί σημαντικό αριθμό εφαρμογών.

Όμως, τα πιο ενδιαφέροντα φαινόμενα είναι εκείνα που περιλαμβάνουν την εξέλιξη διαφόρων μεγεθών και που περιγράφονται από τις μαθηματικές εξισώσεις οι οποίες συσχετίζουν το πως μεταβάλλονται αυτά τα μεγέθη σε βάθος χρόνου. Πολλές διαδικασίες στην τεχνολογία, καθώς και στις φυσικές, βιολογικές και κοινωνικές επιστήμες, εκφράζονται σε μαθηματική γλώσσα με τη βοήθεια αυτών των εξισώσεων, οι οποίες περικλείουν τους ρυθμούς μεταβολής διαφόρων φυσικών μεγεθών. Τέτοια μεγέθη μπορούν να είναι η διανυσματική ταχύτητα, η επιτάχυνση, και η ενέργεια μεγάλων αντικειμένων, όπως είναι οι κινήσεις των πλανητών, αλλά και η ατομική συμπεριφορά των ηλεκτρονίων που παράγουν τις εικόνες της τηλεόρασης. Ένας τύπος εξίσωσης που συσχετίζει μια άγνωστη συνάρτηση με μία ή περισσότερες από τις παραγώγους αυτής, ονομάζεται *διαφορική εξίσωση*, και η *δυναμική* είναι η επιστήμη της εξέλιξης τέτοιων εξισώσεων που περιγράφουν τα συστήματα, των οποίων η κατάσταση και οι συνθήκες μεταβάλλονται διαρκώς. Η επιστήμη της δυναμικής ερευνά, όχι μόνο το πως εξελίσσεται η κατάσταση ενός συστήματος, αλλά επιχειρεί να προβλέψει και ποιο θα είναι το τελικό αποτέλεσμα της συμπεριφοράς του σε κάποιο συγκεκριμένο χρονικό σημείο [3]-[4].

Από τότε που η ανθρωπότητα αναγνώρισε το γεγονός αυτό, η μελέτη της δυναμικής έγινε η κύρια επιδίωξή της. Αρχικά οι έρευνες ήταν αποσπασματικές. Οι Νευτώνειοι επιστήμονες μελετούσαν τη δυναμική των σωμάτων υπό κίνηση, οι χημικοί μελετούσαν τις αλλαγές των χημικών ιδιοτήτων της ύλης και οι βιολόγοι παρακολουθούσαν τις αλλαγές στους ζωντανούς οργανισμούς. Με την πάροδο του χρόνου όμως, αναγνωρίστηκε ότι, ενώ τα αντικείμενα μελέτης σε διάφορες επιστημονικές περιοχές ήταν διαφορετικά, υπήρχαν κοινά στοιχεία σε όλες τις αλλαγές. Μια νέα γνώση αναδύθηκε μέσα από αυτές τις έρευνες, η οποία ασχολείται γενικά με τα δυναμικά συστήματα και με αυτό δεν αναφερόμαστε μονάχα στα δυναμικά συστήματα που βρίσκονται σε κίνηση: κάθε είδους αλλαγή σε ένα σύστημα περιλαμβάνεται στη μελέτη της δυναμικής, είτε αυτό είναι ακίνητο, είτε όχι. Η αλλαγή στη χημική σύσταση ενός διαλύματος αποτελεί επίσης ένα πρόβλημα δυναμικής ή τα ηλεκτρονικά κυκλώματα που δεν έχουν κινούμενα μέρη, επίσης ανήκουν στα δυναμικά συστήματα. Κατά τη μελέτη ενός δυναμικού προβλήματος, θα πρέπει να προσδιοριστεί ο ελάχιστος αριθμός των μοναδικών μεταβλητών που χαρακτηρίζει την κατάσταση του συστήματος, οι οποίες λέγονται *μεταβλητές κατάστασης (state variables)*. Ο *ντετερμινισμός (determinism)* αυτός, ορίζεται ως η ιδιότητα μιας φυσικής θεωρίας να προβλέπει πλήρως την εξέλιξη ενός φυσικού συστήματος σε οποιαδήποτε χρονική στιγμή [5].

Η *μη γραμμική δυναμική (nonlinear dynamics)* είναι η επιστήμη που διερευνά μέσω σύγχρονων μαθηματικών τεχνικών τα κοινά χαρακτηριστικά της συμπεριφοράς πολλών διαφορετικών δυναμικών συστημάτων από μια αλλιώτικη σκοπιά που πηγαίνει πέρα από τη Φυσική του Νεύτωνα. Σχεδόν όλα τα δυναμικά συστήματα έχουν χαρακτηριστεί ως *μη γραμμικά (nonlinear)*, καθώς τα περισσότερα φυσικά φαινόμενα περιγράφονται από μη γραμμικές εξισώσεις που περιέχουν πολλές αλληλεξαρτώμενες μεταβλητές, οι οποίες επιδρούν ταυτόχρονα και επηρεάζουν την εξέλιξη των φαινομένων αυτών. Η μη γραμμική δυναμική χαρακτηρίζει μία σχέση δύο μεγεθών που δεν είναι γραμμική ή αναλογική, με τέτοιο τρόπο, ώστε η ποσότητα του ενός μεγέθους να *μην* μεταβάλλεται γραμμικά σε σχέση με το άλλο. Τα μη γραμμικά συστήματα εκφράζονται από μη γραμμικές διαφορικές εξισώσεις που είναι πολλές φορές αδύνατο να επιλυθούν με τις κλασικές μεθόδους, και έτσι η επιστήμη αυτή καταφεύγει σε άλλου είδους μαθηματικές λύσεις που εστιάζουν στην *ποιοτική (qualitative)* και όχι την *ποσοτική (quantitative)* μέθοδο ανάλυσης. Η αξιοπιστία των μεθόδων αυτών παρουσιάζεται με μορφές απεικονίσεων που αποκαλύπτουν την πραγματική δυναμική των συστημάτων αυτών, όπου οι συμβατικές αριθμητικές μέθοδοι αδυνατούν να τις επιλύσουν [6]. Στα μη γραμμικά συστήματα, μπορεί να υπάρχουν πολλαπλές λύσεις προς τις οποίες πιθανόν να συγκλίνει το σημείο ισορροπίας. Τελικά όμως, θα καταλήξει μόνο σε μία λύση ισορροπίας, η οποία θα αποτελεί και την τελική *λύση σταθερής κατάστασης (steady-state solution)* για το σύστημα.

Η ιστορία της περίπλοκης και απρόβλεπτης συμπεριφοράς που ορίστηκε ως *χάος* και της *χαοτικής δυναμικής*<sup>1</sup>, πηγαιίνει πίσω στις εργασίες του μαθηματικού Henri Poincaré και τη μηχανική των ουράνιων σωμάτων, στις αρχές του 20<sup>ου</sup> αιώνα. Το χάος μπορεί να περιγραφεί ως οριοθετημένες ταλαντώσεις που μοιάζουν με θόρυβο, άπειρης περιοδικότητας, που εμφανίζονται σε μη γραμμικά, αιτιοκρατικά<sup>2</sup> συστήματα. Στα ηλεκτρονικά ισχύος για παράδειγμα, η εμφάνιση των διακλαδώσεων και του χάους, παρατηρήθηκε αρχικά στη βιβλιογραφία, κατά τα τέλη της δεκαετίας του 1980. Μια τέτοια χαοτική συμπεριφορά είχε επιβεβαιωθεί θεωρητικά και πειραματικά σε μετατροπέα υποβιβασμού τάσης, με συγκεκριμένο εύρος παραμέτρων από το 1989 [7]. Αυτές οι πολύπλοκες συμπεριφορές υποδηλώνουν την αστάθεια, η οποία μπορεί να παρατηρηθεί, αλλάζοντας μία συγκεκριμένη παράμετρο ενός κυκλώματος, ενώ οι άλλοι παράμετροι του συστήματος παραμένουν σταθεροί.

Η πρώτη νύξη πως το χάος θα μπορούσε να είναι σημαντικό σε ένα πραγματικό φυσικό σύστημα έγινε από τον Edward Lorenz το 1963, όταν ανακάλυψε την υπερβολική *ευαισθησία στις αρχικές συνθήκες* (*sensitivity to initial conditions*) ενός υπολογιστικού μοντέλου ατμοσφαιρικής μεταφοράς στη κίνηση των αερίων στο τμήμα Μετεωρολογίας του Πανεπιστημίου MIT. Το 1976, ο Robert May δημοσίευσε ένα σημαντικό άρθρο περιγράφοντας πως στα απλά μη γραμμικά συστήματα μπορεί να υπάρξει πολύπλοκη και απρόβλεπτη συμπεριφορά. Στα τέλη της δεκαετίας του '70, ο νεαρός φυσικός Mitchell Feigenbaum ανακάλυψε μία διαδοχική ακολουθία αλλαγής στη συμπεριφορά δύο διαφορετικών συστημάτων που καταλήγουν στο χάος, που ονομάστηκε *διπλασιασμός περιόδου* (*period doubling*). Έκπληκτος αντιλήφθηκε ότι ο αριθμός διπλασιασμού που επηρεάζει την εξέλιξη των διαφορετικών και μη σχετιζόμενων μεταξύ τους συστημάτων προς το χάος, δεν εξαρτιόταν με κανέναν τρόπο από το ένα ή το άλλο σύστημα και πρόκυπτε πάντα ως μία συγκεκριμένη σταθερά ( $\delta=4,6666\dots$ ) που είναι η ίδια για όλα αυτά τα διαφορετικά συστήματα. Τότε γεννήθηκε και η ιδιότητα της *καθολικότητας* (*universality*), η οποία εμφανίζεται συχνά στα μη γραμμικά προβλήματα που παρουσιάζουν χάος που δεν επηρεάζεται από την ποικιλία των διαφορετικών συστημάτων.

Κοντά στη περίοδο εκείνη και με πρωτοπόρο τον Benoit Mandelbrot συντελέστηκε μια υπολογιστική επανάσταση. Πειραματιζόμενος ο ίδιος με μαθηματικά σύνολα και τις απεικονίσεις τους στο μιγαδικό επίπεδο και, ενώ προσπαθούσε να εξηγήσει δύσκολα προβλήματα, όπως τη μετάβαση ενός υγρού από κανονική σε τυρβώδη ροή, κατέληξε σε απεικονίσεις σχημάτων που παρουσίαζαν την ίδια ακριβώς δομή σε οποιαδήποτε μεγέθυνση μέχρι το άπειρο!

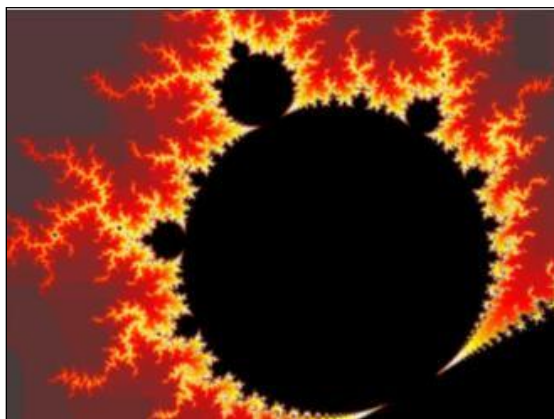
---

<sup>1</sup> Χαοτική δυναμική: η περίπλοκη και φαινομενικά ακανόνιστη κίνηση στα δυναμικά συστήματα [8]

<sup>2</sup> Αιτιοκρατία (ντετερμινισμός): η θεωρία σύμφωνα με την οποία τα ίδια αίτια οδηγούν στα ίδια αποτελέσματα και αντιστρόφως, τα ίδια αποτελέσματα προέρχονται από τα ίδια αίτια [1]

Με σύμμαχό του τους πιο εξελιγμένους υπολογιστές της εποχής στο ερευνητικό κέντρο της IBM, ο Mandelbrot συμπεράνει πως αυτά τα σύνολα παρουσιάζουν κοινά χαρακτηριστικά ανεξαρτητών της φύσης του προβλήματος.

Η συνεχής ύπαρξη δομής μέσα σε ένα σχήμα όπως παρουσιάζει η εικόνα του σχήματος 1.1, δείχνει πως η κεντρική σκούρα νησίδα έχει ακριβώς το ίδιο σχήμα με τις μικρές νησίδες που την περιβάλλουν, αλλά και ότι η διαδοχική μεγέθυνση των μικρών νησίδων εμφανίζει ακριβώς το ίδιο σχήμα με αυτό της κεντρικής σε απεριόριστες επαναλήψεις μεγεθύνσεων.



**Σχήμα 1.1** Η απεικόνιση της  $z_{n+1} = z_n^2 + c$  στο μιγαδικό επίπεδο [9].

Κατόπιν αυτών των ανακαλύψεων η έννοια του χάους και της ανάλυσης αυτών των μαθηματικών σχημάτων των λεγόμενων *μορφοκλασματικών συνόλων*<sup>3</sup> (*fractals*), έχει εφαρμοστεί σε πολυάριθμες περιοχές, όπως είναι η μετεωρολογία, η ιατρική, τα οικονομικά και οι κοινωνικές επιστήμες, καθώς η πολυπλοκότητα των συστημάτων αυτών απλώνεται σε πολλές και εντελώς διαφορετικές επιστήμες μεταξύ τους [10].

Η μελέτη της χαοτικής δυναμικής ξεκίνησε από την ανάγκη του ανθρώπου να κατανοήσει βαθύτερα τα φαινόμενα της φύσης αξιοποιώντας τη σύγχρονη τεχνολογία των ηλεκτρονικών υπολογιστών και αποτελεί ένα σχετικά νέο επιστημονικό πεδίο έρευνας. Ήταν δηλαδή η θεωρητική έρευνα που ξεκίνησε με κύριο σκοπό την απόκτηση νέων γνώσεων σχετικά με τα θεμελιώδη χαρακτηριστικά των φαινομένων και των παρατηρούμενων γεγονότων.

<sup>3</sup> Μορφοκλασματικό σύνολο (fractal): Το στατικό σύνολο, το οποίο χαρακτηρίζεται από μια εξαιρετικά περίπλοκη «δομή» μέχρι τις μικρότερες κλίμακες που μπορούν να παρατηρηθούν [10].

Η ιδέα που αποτελεί τη βάση των δυναμικών συστημάτων που παρουσιάζουν χάος και πολυπλοκότητα είναι το γεγονός ότι οι φαινομενικά απλές εξισώσεις που περιγράφουν το σύστημα, μπορούν να παράγουν μια εξαιρετικά περίπλοκη συμπεριφορά, όταν τις παρακολουθεί κανείς εξελικτικά, στο βάθος του χρόνου [11].

## 1.2 Η μη γραμμικότητα στη φύση και στις ανθρώπινες επινοήσεις

Στο φυσικό κόσμο, η μη γραμμικότητα αποτελεί τον κανόνα και όχι την εξαίρεση. Με την πάροδο του χρόνου αποκαλύπτεται ότι συστήματα που υπακούν σε σταθερούς και ακριβείς νόμους δεν δρουν πάντα με κανονικό τρόπο, που μπορεί να προβλεφθεί. Απλοί νόμοι μπορεί να μην οδηγούν σε απλή συμπεριφορά. Ντετερμινιστικοί νόμοι *μπορούν* και *παράγουν* συμπεριφορά που να *μοιάζει* τυχαία. Η τάξη μπορεί να γεννά ένα δικό της είδος χάους. Αυτό που φαίνεται απλό γίνεται περίπλοκο και νέα ερωτήματα προβάλλουν όσον αφορά στη διαδικασία της μέτρησης, της πρόβλεψης και της επαλήθευσης ή της διάψευσης θεωριών. Εντούτοις, ως αντιστάθμισμα αυτό που θεωρήθηκε περίπλοκο μπορεί να καταστεί απλό. Φαινόμενα που μοιάζουν τυχαία και χωρίς δομή, μπορεί τελικά να υπακούν σε απλούς νόμους. Υπάρχει πλήθος αταξιών στη φύση, ορισμένες από τις οποίες μπορεί να αποδειχθούν φυσιολογικές εκδηλώσεις των μαθηματικών του χάους.

Η στροβιλώδης ροή των ρευστών, οι αναστροφές στο μαγνητικό πεδίο της Γης, οι αρρυθμίες των χτύπων της καρδιάς, ο τρόπος μεταφοράς θερμότητας από το υγρό ήλιο, τα κενά στη ζώνη των αστεροειδών, η αύξηση του πληθυσμού των εντόμων, το στάξιμο μιας βρύσης, η διαδικασία μιας χημικής αντίδρασης, ο μεταβολισμός των κυττάρων, οι μεταβολές του καιρού, η μετάδοση των νευρικών διεγέρσεων, οι ανεξήγητες ταλαντώσεις των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων, οι συγκρούσεις μεταξύ των ατόμων σε ένα αέριο, το υπόβαθρο αβεβαιότητας της κβαντομηχανικής, είναι μερικά μόνο από τα προβλήματα στα οποία έχουν εφαρμοστεί τα μαθηματικά του χάους [10]. Ενώ όλα αυτά τα πραγματικά συστήματα ενέχουν μεγάλες δόσεις μη γραμμικότητας, η αντίθετη έννοια της *γραμμικότητας (linearity)* αποτελεί ουσιαστικά μια απλούστευση που υιοθετείται κατά την ανάλυση ενός συστήματος. Πράγματι, η πολύπλοκη δομή των φυσικών δυναμικών συστημάτων κάνει τη χρήση των γραμμικών μοντέλων για την αναπαράσταση της συμπεριφοράς τους μη επαρκή, καθώς τα γραμμικά μοντέλα απλουστεύουν και καταπνίγουν τις ενδογενείς απρόβλεπτες συμπεριφορές των πραγματικών συστημάτων. Η γραμμική αναπαράσταση των συστημάτων χρησιμοποιείται ακόμη ευρέως σε πολλά επιστημονικά πεδία, αλλά και στις επιστήμες των Μηχανικών, επειδή σε γενικές γραμμές το ονομαστικό σημείο λειτουργίας οποιουδήποτε συστήματος βρίσκεται γύρω από ένα σημείο ισορροπίας.



Αν οι απρόβλεπτες διαταραχές στο σύστημα είναι μικρές, τότε η γραμμική προσέγγιση προσφέρει ένα απλό εύχρηστο μοντέλο για την εξέλιξη της συμπεριφοράς του συστήματος στο χρόνο. Ωστόσο, εάν υπάρχουν εξωγενείς ή ενδογενείς διαταραχές στο σύστημα, οι μεταβλητές κατάστασης που το περιγράφουν, μπορεί να αποκλίνουν σημαντικά από το σημείο ισορροπίας του γραμμικού μοντέλου, και έτσι η γραμμική προσέγγιση αδυνατεί να καλύψει τη συμπεριφορά αυτή. Συνεπώς, για να κατανοηθεί καλύτερα ο χαρακτήρας της συμπεριφοράς ενός συστήματος στο εύρος των παραμέτρων του, για τις οποίες είναι έγκυρη η γραμμική προσέγγιση, επιχειρείται η ανάλυση που λαμβάνει υπόψη και τη μη γραμμική προσέγγιση [12].

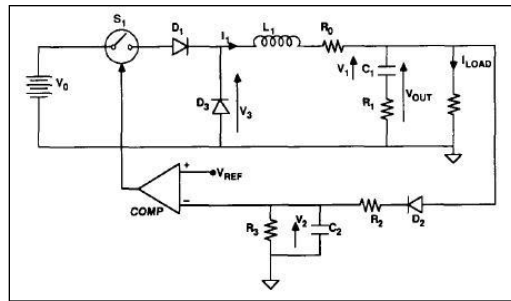
Για παράδειγμα, έχει παρατηρηθεί ότι σε εφαρμογές Πολιτικών Μηχανικών, επιβάλλεται η μελέτη των μη γραμμικών φαινομένων στη δυναμική ανάλυση της κατασκευής γεφυρών, όταν πρόκειται για τη βελτιστοποίηση των διατομών τους, τόσο σε επίπεδο υλικού, όσο και γεωμετρίας [13].

### **1.3 Η εξέλιξη του χάους στην ηλεκτρονική μηχανική**

Τα ηλεκτρικά και ηλεκτρονικά κυκλώματα ως αμιγώς δυναμικά συστήματα, μπορούν να παρουσιάσουν πλούσια μη γραμμικότητα. Ένα σύστημα κυκλώματος ορίζεται ως μη γραμμικό, όταν υπό συγκεκριμένες συνθήκες, το σήμα εξόδου του κυκλώματος δεν είναι ανάλογο του σήματος εισόδου. Υπάρχουν ηλεκτρονικά συστήματα που ενώ περιέχουν μη γραμμικά στοιχεία, είναι ειδικά σχεδιασμένα για να εκτελούν συγκεκριμένες λειτουργίες, αλλά σε μια μικρή περιοχή όπου συμπεριφέρονται με γραμμικό τρόπο. Ταυτόχρονα, υπάρχει επίσης μια αφθονία συστημάτων που είναι ενδογενώς μη γραμμικά. Τέτοια ηλεκτρονικά συστήματα είναι οι ανορθωτές, τα φλιπ-φλοπς, οι διαμορφωτές και οι αποδιαμορφωτές, οι μονάδες μνήμης, μετατροπείς αναλογικού σήματος-σε-ψηφιακό και διαφορετικοί τύποι αισθητήρων. Σε πολλές περιπτώσεις, το σχεδιαζόμενο κύκλωμα, όταν υλοποιηθεί, λειτουργεί με απροσδόκητο τρόπο και εντελώς διαφορετικό από αυτό που είχε αρχικά σχεδιαστεί. Συχνά, οι μηχανικοί δεν ενδιαφέρονται για τα αίτια και τους μηχανισμούς των δυσλειτουργιών, και αν το κύκλωμα δεν εκτελεί τις επιθυμητές λειτουργίες και δεν μπορεί να αξιοποιηθεί, θα πρέπει είτε να απορριφθεί, είτε να επανασχεδιαστεί.

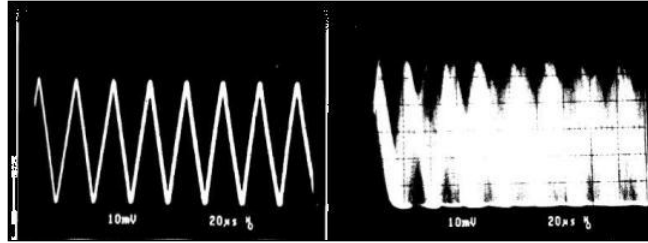
Πολλά από αυτά τα ανεπιθύμητα μη γραμμικά χαρακτηριστικά, όπως είναι ο υπερβολικός θόρυβος, τα εσφαλμένα κλειδώματα συχνότητας, οι ανεπιθύμητες ταλαντώσεις και οι ολισθήσεις φάσης, έχουν συσχετιστεί με χαοτική συμπεριφορά. Επίσης, πολλά από τα μη γραμμικά φαινόμενα που συναντώνται σε άλλους επιστημονικούς κλάδους, αλλά και σε επιστήμες μηχανικών, συνδέονται στενά με το «ηλεκτρονικό χάος».

Κάποια από αυτά είναι οι μη περιοδικές κυματομορφές των ηλεκτροκαρδιογραφημάτων (οι οποίες απεικονίζουν μαρμαρυγές, αρρυθμίες ή και άλλες δυσλειτουργίες της καρδιάς), τα επιληπτικά εστιακά σχήματα *foci* στις απεικονίσεις των ηλεκτροεγκεφαλογραφημάτων, ή και σε άλλες μετρήσεις που λαμβάνονται με ηλεκτρονικά μέσα στη φυσική πλάσματος, στα laser, στη μηχανική ρευστών, στη μη γραμμική οπτική, στους ημιαγωγούς και σε άλλα χημικά και βιολογικά συστήματα [14]. Χαοτικά φαινόμενα στα ηλεκτρονικά κυκλώματα σημειώθηκαν πρώτα από τον Van der Pol το 1927, ως μία μορφή «θορύβου» σε έναν ταλαντωτή συντονισμού χαλάρωσης RC. Ακολούθως το 1980, σε μετατροπείς DC-DC (συνεχούς ρεύματος-σε συνεχές) και το 1984, σε έναν ελεγχόμενο μετατροπέα εξουδετέρωσης DC-DC. Άλλες αναφορές αναλύουν το χάος σε ηλεκτρονικά ισχύος, όπως σε μετατροπείς μεταγωγής (switching converters), ενώ άλλες μελέτες που αφορούν την πρόβλεψη και την πειραματική επιβεβαίωση του χάους σε μετατροπείς DC-DC υπό διαφόρων διατάξεων ελέγχου [15].



Σχήμα 1.2 Ένα κύκλωμα ρυθμιστή κυμάτωσης (ripple-regulator) που παρουσιάζει χάος υπό συνθήκες [7].

Στους μετατροπείς ισχύος, οι οποίοι αποτελούν και το ενδιαμέσο στάδιο επεξεργασίας μεταξύ της παραγωγής της ηλεκτρικής ενέργειας και της κατανάλωσής της, έχει αποδειχθεί ήδη ότι υπάρχουν έντονα ενδογενή μη γραμμικά χαρακτηριστικά. Οι περισσότερες από αυτές τις διατάξεις απαρτίζονται κυρίως από ασταθή ενεργά και παθητικά στοιχεία (σχήμα 1.2). Σε αυτά τα στοιχεία ανήκουν οι δίοδοι, οι ειδικοί τύποι πυκνωτών και τα πηνία σε μετασχηματιστικές διατάξεις, όπως επίσης τα τρανζίστορ και οι τελεστικοί ενισχυτές που λειτουργούν σε στάδια ανατροφοδοτούμενης μεταγωγής και σε στάδια συντονισμού. Όπως μας δείχνει και το σχήμα 1.3, ασταθείς δυναμικές συμπεριφορές απεικονίζονται με κυματομορφές ημιπεριοδικότητας, υπό-αρμονικών και χάους, που λαμβάνουν χώρα σε ηλεκτρονικά συστήματα όπως τα παραπάνω.



**Σχήμα 1.3** Αποκρίσεις σήματος-χρόνου ρυθμιστή κυμάτωσης σε σταθερή κατάσταση (αριστερά) και σε χαοτική κατάσταση (δεξιά) [7].

## 1.4 Έρευνα διεθνούς βιβλιογραφίας

Τα άρθρα που είναι δημοσιευμένα διεθνώς και που αφορούν τη δυναμική των μετατροπέων ισχύος, εστιάζουν κυρίως στα γραμμικά κυκλωματικά μοντέλα. Για συγκεκριμένους μετατροπείς ισχύος, όπως και στα τροφοδοτικά των LED αντίστοιχης τοπολογίας, συναντάμε τα εξής δομικά μέρη: ένα φίλτρο καταστολής ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών (*EMI Filter*), έναν ανορθωτή γέφυρας (*Bridge Rectifier*), ένα κύκλωμα διόρθωσης του συντελεστή ισχύος *PFC* (*Power Factor Correction*) σε διάταξη μετατροπέα ώθησης τάσης συνεχούς ρεύματος (*DC-DC boost converter*). Μία τέτοια τοπολογία μπορεί να οδηγήσει τόσο ένα ωμικό φορτίο αντίστασης, όσο και ένα μη γραμμικό φορτίο, όπως είναι μία φωτεινή πηγή LED. Αυτά τα μέρη της διάταξης αποτελούν και τη βασική τοπολογία ενός τέτοιου κυκλώματος, η οποία επηρεάζει άμεσα τη δυναμική συμπεριφορά του.

Μέχρι στιγμής το σημερινό επίπεδο γνώσεων κινείται στην ανάλυση της μη γραμμικής δυναμικής για κάθε μία από αυτές τις ηλεκτρονικές διατάξεις χωριστά. Όπως αναφέρθηκε σε προηγούμενες ενότητες, υπάρχει μία ενδογενής μη γραμμικότητα στις διόδους των ανορθωτών που δημιουργεί ανωμαλίες στη λειτουργία τους, όπως αναφέρουν συγκεκριμένα και οι Karadzinov και Hamill σε ανορθωτές υψίσυχνης λειτουργίας [16]. Στο δεύτερο στάδιο του οδηγού των LED που αφορά τη μετατροπή PFC χρησιμοποιείται ένα κύκλωμα μετατροπέα ώθησης τάσης για την αύξηση της τάσης DC μετά το στάδιο της ανόρθωσης.

Μορφές τέτοιου μετατροπέα αποτελούν ήδη παραδείγματα μη γραμμικών ηλεκτρονικών ισχύος με αναλύσεις ευστάθειας, όπως του Orabi [17], των Rodriguez και Carrillo [18], αλλά και του Banerjee [15]. Άλλα φαινόμενα αστάθειας αργής κλίμακας στο συντελεστή ισχύος έχουν παρουσιάσει οι Dai και Li όπως και ο Tse [19].

Από τη μέχρι σήμερα διεξαχθείσα ανασκόπηση της διεθνούς βιβλιογραφίας, προκύπτει ότι δεν υπάρχουν δημοσιευμένες επιστημονικές εργασίες με αντικείμενο την ανάπτυξη του μη γραμμικού δυναμικού μοντέλου συμπεριφοράς του τροφοδοτικού των LED σε σχέση με τα υπόλοιπα δομικά του μέρη. Φαίνεται πως δεν έχει γίνει ουσιαστική προσπάθεια για το τι είδους φαινόμενα θα μπορούσαν να επιδράσουν στη συμπεριφορά μιας αυτόνομης ηλεκτρονικής διάταξης σε σχέση με τα επιμέρους κυκλωματικά του, από τη σκοπιά της χαοτικής δυναμικής. Μία τέτοια μη γραμμική ανάλυση, μπορεί δυνητικά να εξηγήσει κάτω από ποιες συνθήκες, θα μπορούσε η βασική τοπολογία ενός μετατροπέα ώθησης (boost converter), να επηρεάσει ένα άλλο μέρος της συνολικής διάταξης ενός ολοκληρωμένου τροφοδοτικού κυκλώματος.

## **1.5 Αναγκαιότητα έρευνας**

Η βασική έρευνα φαινομένων χάους στα ηλεκτρονικά ισχύος που συνδέονται με εφαρμογές φωτισμού θεωρείται ως εκ τούτου ιδιαίτερα πρωτότυπη, σε σύγκριση με άλλες ηλεκτρονικές διατάξεις που περιλαμβάνουν κυρίως ωμικά φορτία, και οι σχετικές δημοσιεύσεις σε διεθνή κλίμακα, βρίσκονται σε πολύ πρώιμο στάδιο. Υπάρχουν ερευνητές που εργάζονται μεμονωμένα σε μετατροπείς ισχύος και αναλύουν εκτεταμένα τη μη γραμμική τους συμπεριφορά, προτείνοντας κατά περίπτωση και οδηγίες σχεδιασμού για τους μηχανικούς που θα ασχοληθούν με παρόμοια ηλεκτρονικά ισχύος, όπως ο Wood [7]. Μέχρι τη στιγμή συγγραφής της παρούσας διατριβής και μετά από διαρκή και εκτεταμένη έρευνα, δεν φαίνεται να υπάρχουν καταγεγραμμένες προσπάθειες για την ανάλυση και καταγραφή της δυναμικής συμπεριφοράς των επιμέρους μετατροπέων και ανορθωτών στο γενικό πλαίσιο του συνδυασμού τους για χρήση σε τροφοδοτικά LED.

Στο άρθρο του ο Fang [20] επιχειρεί να αναλύσει μια νέα μορφή αστάθειας και διακλάδωσης για ένα μετατροπέα υποβιβασμού τάσης με σταθερό φορτίο ρεύματος, χρησιμοποιώντας ένα υπολογιστικό μοντέλο διόδου φωτοεκπομπής (LED) και όχι μία πραγματική φωτεινή πηγή LED. Η ανάλυση όμως που προτείνεται στην παρούσα διατριβή, αφορά μια συγκεκριμένη βιομηχανική τοπολογία του μετατροπέα ώθησης τάσης και σε συνδυασμό με ένα φορτίο πραγματικής φωτεινής πηγής LED, και όχι ενός φορτίου από υπολογιστικό μοντέλο προσομοίωσης. Συνεπώς, κρίνεται απαραίτητη η έμφαση στην επίδραση ανεπιθύμητων μη γραμμικών φαινομένων που μπορεί να προκαλούν αυτά σε πραγματικό φορτίο φωτεινής πηγής. Επιπροσθέτως, δεν έχει επιχειρηθεί ακόμη κανένας συσχετισμός των παραπάνω φαινομένων με την απόδοση της έντασης φωτισμού τέτοιων φωτεινών πηγών.

Η ισχυρή προοπτική επίτευξης των παραπάνω αποτελεσμάτων, θα βελτιώσει κατά πολύ τη γνώση για τα όρια της δυναμικής στα τροφοδοτικά των LED. Το γεγονός ότι η προσέγγιση του προβλήματος επιχειρείται μέσω της μη γραμμικής δυναμικής αποτελεί έναν πολύ δελεαστικό παράγοντα πρωτότυπης έρευνας. Η εξειδικευμένη γνώση πάνω στη δυναμική αυτών των κυκλωμάτων έναυσης για φωτεινές πηγές LED έχει βρεθεί ιδιαίτερα ελλιπής, και σίγουρα δεν έχει ερευνηθεί στο βαθμό κατά τον οποίο να μπορεί να στηριχθεί με ασφάλεια η εξάντληση της διερεύνησης των παραμέτρων που επιδρούν τόσο κατά την έναυση, όσο και κατά τη διάρκεια της λειτουργίας των φωτεινών πηγών.

Στα πρώτα στάδια των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων έναυσης LED είναι απαραίτητη η ανόρθωση της AC τάσης σε DC μέσω του ανορθωτή γέφυρας. Η εγγενής μη γραμμικότητα των διόδων και του χρόνου τους ανάστροφης επαναφοράς, δημιουργεί ανωμαλίες και αστάθειες στη λειτουργία τους, όπως αναφέρουν συγκεκριμένα οι Karadzinov και Hamill [16] σε ανορθωτές υψίσυχνης λειτουργίας. Στο δεύτερο στάδιο, για τον μετατροπέα *Διόρθωσης του Συντελεστή Ισχύος* (ΔΣΙ) χρησιμοποιείται ένα κύκλωμα μετατροπέα ώθησης, για την αύξηση της τάσης DC μετά το στάδιο της ανόρθωσης.

Μορφές τέτοιου μετατροπέα αποτελούν ήδη παραδείγματα μη γραμμικών ηλεκτρονικών ισχύος με αναλύσεις δυναμικής ευστάθειας, όπως του Orabi [17], όπου υπό συνθήκες που θεωρούντο σταθερές με προηγούμενα κριτήρια, ανιχνεύθηκαν διακλαδώσεις διπλασιασμού περιόδου και χάους, και παρουσιάστηκαν σε μορφή διαγραμμάτων διακλάδωσης. Η παράμετρος ελέγχου για την ευστάθεια του μετατροπέα είναι ο πυκνωτής αποθήκευσης στην έξοδο, όπως στην περίπτωση του αρχικού κυκλώματος ημιανόρθωσης ο χρόνος ανάστροφης επαναφοράς της διόδου. Η τοπολογία αυτών των μετατροπέων ώθησης, αναλύεται στα άρθρα των Rodriguez, Carrillo [18] και του Banerjee [15].

Επίσης δύο διαγράμματα διακλάδωσης σε μετατροπέα ώθησης με έλεγχο κατάστασης-ρεύματος παρουσιάζουν οι Bernardo και Tse [21]. Άλλα φαινόμενα αστάθειας αργής κλίμακας στο συντελεστή ισχύος έχουν παρουσιάσει οι Dai και Li [19], όπως και ο Tse [22], αλλά όχι στο βάθος πορτραίτων στο χώρο φάσεων ή διαγραμμάτων διακλάδωσης. Αστάθειες άλλου τύπου όπως είναι οι υπό-αρμονικές και η ημί-περιοδικότητα (quasi-periodicity) έχουν αναφέρει οι Hamill και Deane [23], αλλά και οι Nagy και Dranga [24], όπως και ο Tse [25]. Όσον αφορά στις προσομοιώσεις και τις τεχνικές εξερεύνησης χασοτικών διατάξεων με το λογισμικό SPICE, ο Hamill έχει ασχοληθεί με απλά ενεργά και παθητικά κυκλώματα, αλλά και με μετατροπείς ισχύος σε σχετικό άρθρο του [26], δίνοντας κάποιες γραμμές στρατηγικής υπολογιστικού πειραματισμού.

## **1.6 Αντικείμενο βασικής έρευνας**

Το κύριο αντικείμενο της διατριβής περιλαμβάνει τη μη γραμμική ανάλυση της δυναμικής συμπεριφοράς των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων έναυσης φωτεινών πηγών LED, σε επίπεδο βασικής έρευνας. Στόχος είναι η μελέτη των μη γραμμικών φαινομένων που περιλαμβάνουν διακλαδώσεις (ξαφνικές αλλαγές στον τρόπο λειτουργίας), συνυπάρχοντες ελκυστές (εναλλασσόμενους σταθερούς τρόπους λειτουργίας) και το χάος (φαινόμενη τυχαία συμπεριφορά). Με την απόκτηση της γνώσης αυτής τα μη γραμμικά φαινόμενα μπορούν να διερευνηθούν, να χρησιμοποιηθούν ή να αποφευχθούν. Τότε θα μπορούν να αξιοποιηθούν στην εφαρμοσμένη έρευνα για την πιο αξιόπιστη λειτουργία των κυκλωμάτων έναυσης των φωτεινών πηγών.

Η διατριβή αποσκοπεί στο διεξοδικό έλεγχο της ευστάθειας των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων έναυσης για τις φωτεινές πηγές LED. Αποτελεί αντικείμενο βασικής έρευνας, διότι η προσέγγιση της ευστάθειας στα ηλεκτρονικά κυκλώματα αυτά, θα γίνει μέσω των αρχών της μη γραμμικής δυναμικής και του χάους, εστιάζοντας στην επαύξηση της υπάρχουσας γνώσης που αφορά στη δυναμική συμπεριφορά των κυκλωμάτων έναυσης των LED, η οποία χρήζει ιδιαίτερης προσοχής και μελέτης. Η πειραματική εφαρμογή παρόμοιων θεωρητικών μελετών αποτελούσε πάντοτε αντικείμενο βασικής έρευνας, η οποία προηγούνταν των τεχνολογικών εφαρμογών που οδήγησαν στον τελικό σχεδιασμό των κυκλωμάτων οδήγησης των φωτεινών πηγών LED. Αυτές είναι και οι φωτεινές πηγές από τις οποίες αποτελείται τελικά και ο ολοκληρωμένος λαμπτήρας φωτισμού LED, ο οποίος έχει φτάσει στο σημερινό υψηλό επίπεδο βελτιωμένης έναυσης και ενεργειακής απόδοσης.

Η έρευνα αυτή φιλοδοξεί να φωτίσει τα σκοτεινά σημεία της επίδρασης των μη γραμμικών φαινομένων που συμβαίνουν σε αυτές τις διατάξεις των κυκλωμάτων οδήγησης, και δεν περιλαμβάνει εφαρμοσμένη πρακτική. Στηρίζεται σε ήδη υπάρχοντα θεωρητικά και πειραματικά αποτελέσματα και αποτελεί πρωτότυπη βασική έρευνα, διότι η ανάλυση των χαοτικών φαινομένων θα δημιουργήσει το ουσιαστικό γνωστικό υπόβαθρο για να δώσει νέες γραμμές σχεδιασμού αξιόπιστων κυκλωμάτων έναυσης με την αποφυγή των πιθανών καταστάσεων χαοτικής λειτουργίας.

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2**

### **ΟΡΙΣΜΟΙ ΚΑΙ ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΕΝΤΟΠΙΣΜΟΥ ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΩΝ ΦΑΙΝΟΜΕΝΩΝ**

#### **2.1 Ανασκόπηση στις τεχνικές εντοπισμού ασταθούς συμπεριφοράς**

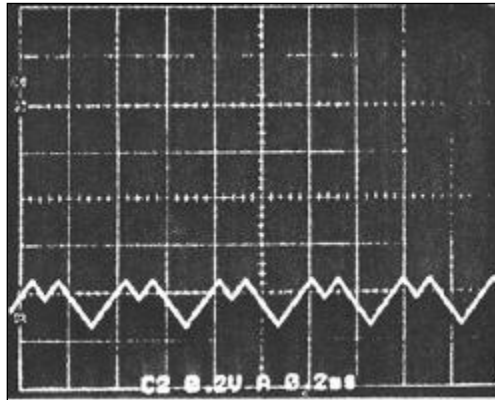
Η πειραματική μελέτη παίζει το διπλό ρόλο της *επαλήθευσης*, αλλά και της *καθιέρωσης* ορισμένων μη γραμμικών φαινομένων στα φυσικά συστήματα. Κατά αυτόν τον τρόπο γίνεται προφανές ότι τα πειράματα θα πρέπει να σχεδιάζονται για να εστιάζουν στα είδη της έρευνας που θα έπρεπε να χρησιμοποιούνται στις αναλύσεις και στις προσομοιώσεις. Τα μη γραμμικά φαινόμενα εξετάζονται συνήθως σε μία ή περισσότερες από τις παρακάτω μορφές:

- Κυματομορφές χρονικού πεδίου
- Φασματικές απεικονίσεις συχνότητας
- Πορτραίτα χώρου φάσεων
- Διαγράμματα διακλάδωσης

Ενώ οι κυματομορφές του χρονικού πεδίου και οι φασματικές απεικονίσεις συχνότητας αποτελούν γνωστές τεχνικές ανάλυσης για τους περισσότερους μηχανικούς, ο τρόπος λήψης ενός πορτραίτου στο χώρο φάσεων, όπως και ένα διάγραμμα διακλάδωσης, μπορεί να μην είναι αυτονόητο για πολλούς. Σε αυτό το κεφάλαιο θα γίνει μια περιληπτική ανασκόπηση των πιο εύχρηστων οργάνων και τεχνικών για τον εντοπισμό και την απεικόνιση τέτοιων μη γραμμικών φαινομένων στο εργαστήριο, αλλά και στον ηλεκτρονικό υπολογιστή [15].

## 2.2 Κυματομορφές στο χρονικό πεδίο

Η διαδικασία σύλληψης περιοδικών κυματομορφών με τη χρήση ενός αναλογικού παλμογράφου αποτελεί μια απλή ρουτίνα για τους περισσότερους ηλεκτρονικούς μηχανικούς στην καθημερινή τους εργασία. Για να συλλάβει όμως κάποιος μη περιοδικές κυματομορφές όπως είναι αυτές της ημι-περιοδικότητας και του χάους, θα χρειαστεί να κατανοήσει ότι τέτοιες κυματομορφές εμφανίζονται με έναν ιδιαίτερα χαρακτηριστικό τρόπο. Σε πολλές περιπτώσεις οι ημι-περιοδικές κυματομορφές τρεμοπαίζουν στην οθόνη, γεγονός το οποίο μάλιστα αποτελεί και την εγγύηση ότι παρατηρείται κάποια ασταθή συμπεριφορά στο εξεταζόμενο σύστημα. Αν χρησιμοποιηθεί ακόμα και παλμογράφος ψηφιακής αποθήκευσης (digital storage oscilloscope), οι κυματομορφές μπορούν να «παγώσουν» σε κάποια ορισμένη στιγμή και τότε η άτακτη συμπεριφορά της χαοτικής κυματομορφής μπορεί να αποκαλυφθεί (σχήμα 2.1).

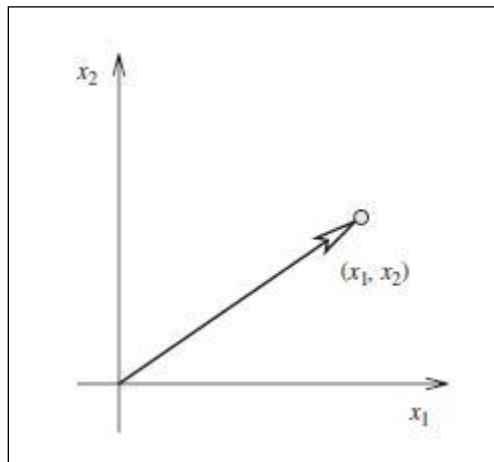


Σχήμα 2.1 Κυματομορφή στο χρονικό πεδίο [15].



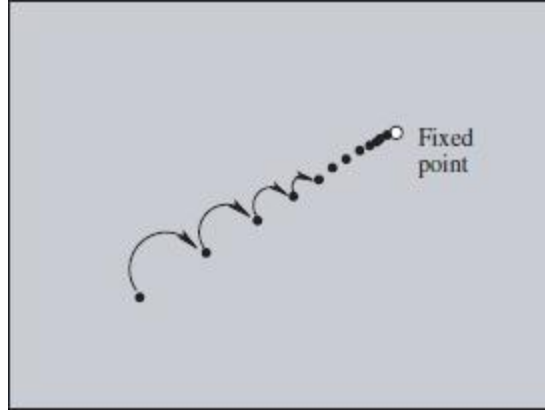
### 2.3 Πορτραίτα στο χώρο φάσεων

Για την απεικόνιση των φασματικών πορτραίτων, χρησιμοποιείται ο παλμογράφος στη λειτουργία X-Y. Γεωμετρικά, η δυναμική αυτή μπορεί να απεικονιστεί σχεδιάζοντας ένα χώρο με τις μεταβλητές κατάστασης ως τις συντεταγμένες του. Αυτός λέγεται και *χώρος κατάστασης* (*state space*) ή και *χώρος φάσεων* (*phase space*). Η κατάσταση του συστήματος για κάθε χρονική στιγμή αντιπροσωπεύεται με ένα σημείο στο χώρο αυτό. Ξεκινώντας από μια δεδομένη αρχική θέση, το σημείο-κατάσταση κινείται στο χώρο φάσεων, και αυτή η κίνηση καθορίζεται εξ ολοκλήρου από τις εξισώσεις κατάστασης. Η διαδρομή του σημείου-κατάστασης ονομάζεται *τροχιά* (*trajectory*) του συστήματος, η οποία ξεκινά από τις δοθείσες αρχικές συνθήκες, και οι τροχιές αυτές προκύπτουν ως λύσεις των διαφορικών εξισώσεων που περιγράφουν το σύστημα. Ένα παράδειγμα του διανυσματικού αυτού σημείου σε δισδιάστατο χώρο φάσεων φαίνεται στο σχήμα 2.2 [15].



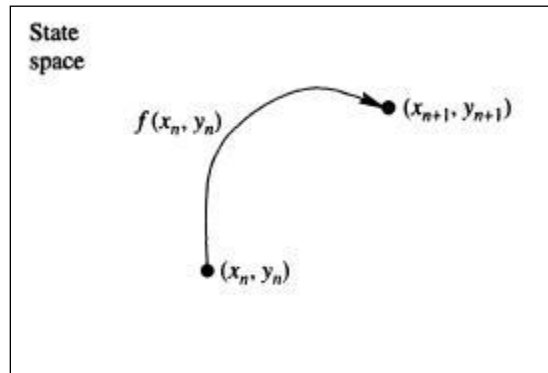
**Σχήμα 2.2** Διάνυσμα κατάστασης σε δισδιάστατο χώρο φάσεων [12].

Στο χώρο φάσεων ενός συστήματος, μια κλειστή τροχιά που ικανοποιεί την επανάληψη, επιστρέφοντας ακριβώς στο αρχικό σημείο από όπου ξεκίνησε μετά από κάποιον περιοδικό χρόνο  $T$ , υποδηλώνει περιοδική κίνηση. Το σημείο αυτό, το οποίο αναφέρεται και ως *σταθερό σημείο* ή *σημείο ισορροπίας* (*fixed point*) αντιπροσωπεύει συγκεκριμένα λύσεις ισορροπίας και σταθερής κατάστασης, καθώς όλες οι αρκετά μικρές διαταραχές που μπορούν να επηρεάσουν τη συμπεριφορά του, αποσβένουν σταδιακά, καθώς το σύστημα εξελίσσεται στο χρόνο (σχήμα 2.3) [27].

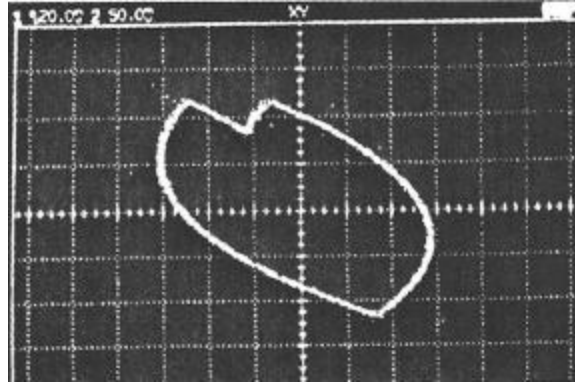


**Σχήμα 2.3** Αλληλουχία επαναλήψεων που συγκλίνει σε σταθερό σημείο [12].

Το σταθερό αυτό σημείο μπορεί να είναι είτε ευσταθές, είτε ασταθές και αποτελεί την απλούστερη μορφή επαναληπτικής συμπεριφοράς [28]. Στο σχήμα 2.4 φαίνεται η απεικόνιση ενός σημείου κατάστασης να εξελίσσεται στο χρόνο, μεταβαίνοντας από την αρχική του θέση  $(x_n, y_n)$  σε μια μελλοντική θέση  $(x_{n+1}, y_{n+1})$  στο χώρο φάσεων. Το αντίστοιχο πορτραίτο του χώρου φάσεων, διακρίνεται στο σχήμα 2.5.

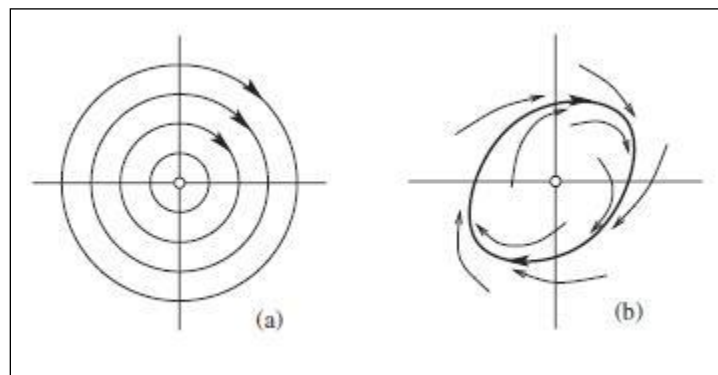


**Σχήμα 2.4** Απεικόνιση τροχιάς στο χώρο φάσεων [15].



Σχήμα 2.5 Πορτραίτο στον χώρο φάσεων [15].

Σε ένα γραμμικό σύστημα που διέπεται από αρχικές συνθήκες που βρίσκονται σε διαφορετικές αποστάσεις από το σημείο ισορροπίας, πραγματοποιούνται διαφορετικές περιοδικές τροχιές στο χώρο φάσεων με τη μορφή ομόκεντρων κύκλων (σχήμα 2.6 (a)). Σε ένα μη γραμμικό σύστημα που βρίσκεται σε κατάσταση *οριακού κύκλου* (*limit cycle*) οι τροχιές που ξεκινούν από διαφορετικές αρχικές συνθήκες συγκλίνουν στην ίδια περιοδική συμπεριφορά. Ο οριακός κύκλος φαίνεται να έλκει σημεία στο χώρο φάσεων, και αποτελεί ένα τυπικό παράδειγμα ενός *ελκυστή* (*attractor*) για τη συμπεριφορά του δυναμικού μας συστήματος (σχήμα 2.6 (b)).

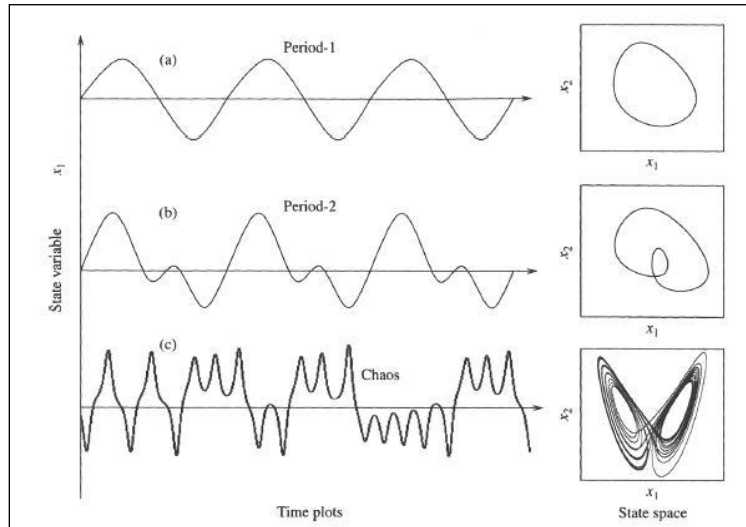


Σχήμα 2.6 (a) Περιοδικές τροχιές σε ένα γραμμικό σύστημα και (b) οριακός κύκλος σε μη γραμμικό σύστημα [12].

Οπουδήποτε υπάρχει σταθερή περιοδική συμπεριφορά σε οποιοδήποτε σύστημα μηχανικής θα πρέπει αυτή η συμπεριφορά να εκφράζεται μέσω ενός οριακού κύκλου. Αυτός είναι και ο λόγος που οι ταλαντωτές των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων αποτελούν μη γραμμικά συστήματα και η τροχιά τους στο χώρο κατάστασης είναι ένας οριακός κύκλος [12]. Αυτό δικαιολογείται και από το γεγονός ότι οι ευσταθείς οριακοί κύκλοι μοντελοποιούν συστήματα που παρουσιάζουν *αυτό-διατηρούμενες ταλαντώσεις (self-sustained oscillations)*, οι οποίες διατηρούνται ανεξάρτητα από το αν υπάρχει εξωτερική περιοδική διέγερση. Σε κάθε περίπτωση, όπως και στους ηλεκτρονικούς ταλαντωτές υπάρχει μια σταθερή ταλάντωση συγκεκριμένης περιόδου, κυματομορφής και πλάτους. Εάν το σύστημα του ταλαντωτή (οριακού κύκλου) δεχτεί κάποια ελαφρά διαταραχή θα επιστρέφει πάντα στον τυπικό του κύκλο. Θα πρέπει να τονιστεί σ' αυτό το σημείο ότι οι οριακοί κύκλοι αποτελούν ενδογενή μη γραμμικά φαινόμενα, τα οποία δεν μπορούν να προκύψουν σε γραμμικά συστήματα, γεγονός που επιβεβαιώνει ότι και οι ηλεκτρονικοί ταλαντωτές είναι ενδογενώς μη γραμμικοί [27].

Ας υποθεθεί ότι ένα δυναμικό σύστημα ταλαντώνεται και μία εκ των μεταβλητών παριστάνεται γραφικά έναντι του χρόνου. Αν έχει περιοδική συμπεριφορά, θα αντιστοιχεί σε μια τροχιά του χώρου κατάστασης που θα δείχνει ένα και μοναδικό βρόχο (σχήμα 2.7, πάνω δεξιά). Όταν κάποια παράμετρος μεταβληθεί, η κυματομορφή μπορεί να αλλάξει σε μια άλλη μορφή και να έχει τη *διπλάσια περίοδο* από ότι είχε η προηγούμενη της (*period doubling*). Τότε, στον χώρο φάσεων εμφανίζεται ένας δεύτερος βρόχος που υποδεικνύει τη διπλάσια περιοδικότητα (σχήμα 2.7, κέντρο δεξιά). Αν οι αλλαγές στις παραμέτρους του συστήματος επιφέρουν περισσότερη υποβάθμιση στη δυναμική του, προκύπτουν *οριοθετημένες μη περιοδικές τροχιές (bounded aperiodic orbits)* όπως φαίνεται στο σχήμα 2.7 (κάτω δεξιά). Η βασική περίοδος αυξάνεται απότομα, και θεωρητικά, μπορεί να φτάσει το άπειρο. Εάν συμβεί αυτό, τότε το σύστημα γίνεται *χαοτικό* και η κυματομορφή που μελετάται δεν παράγει ποτέ δύο ίδιους περιοδικούς κύκλους. Σε αυτή την περίπτωση, η κατάσταση του συστήματος παραμένει οριοθετημένη μεν, δηλαδή καλύπτει καθορισμένο όγκο το σχήμα αυτό στο χώρο φάσεων, αλλά η ίδια η κατάστασή του δεν επαναλαμβάνεται ποτέ, και το σύστημα έχει χάσει εντελώς πλέον την περιοδικότητά του. Σε κάθε βρόχο διαμέσου του χώρου φάσεων η κατάσταση διέρχεται από μία νέα τροχιά και αυτή η απρόβλεπτη κατάσταση ονομάζεται *χάος (chaos)*, και ο προκύπτων *ελκυστής* (το σχήμα που μοιάζει με φτερά πεταλούδας) ονομάζεται *παράξενος ελκυστής (strange attractor)*.

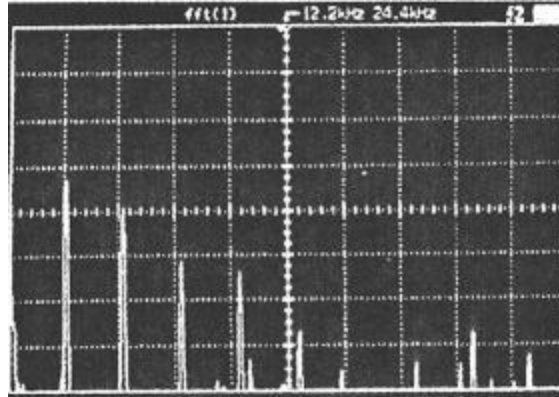
Όταν μια τέτοια κατάσταση λάβει χώρα σε ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα, το σύστημα υφίσταται φαινομενικά τυχαίες ταλαντώσεις [15].



**Σχήμα 2.7** Κατάσταση συστήματος περιόδου-1, περιόδου -2 και χάους στο χρονικό πεδίο (αριστερά) και στον χώρο φάσεων (δεξιά) [15].

## 2.4 Φασματικές απεικονίσεις συχνότητας

Επειδή τα χαοτικά σήματα είναι σήματα που καλύπτουν συνήθως μία ζώνη μεγάλου εύρους, μπορούν εύκολα να διαχωριστούν από άλλα περιοδικά σήματα, εξετάζοντας την απεικόνιση των φασματικών τους συχνοτήτων. Αυτό μπορεί να γίνει με έναν αναλυτή φάσματος στο εργαστήριο, και μάλιστα κάποιοι ψηφιακοί παλμογράφοι κάνουν ειδική ανάλυση, εκτελώντας τον ταχύ μετασχηματισμό Fourier (Fast Fourier Transform-FFT) πάνω στο σήμα που μετρείται έτσι, ώστε να ληφθούν οι απεικονίσεις αυτές για περιοδικές και μη περιοδικές κυματομορφές (σχήμα 2.8). Οι φασματικές απεικονίσεις αποτελούν ένα εύχρηστο εργαλείο για να αναγνωριστεί η χαοτική συμπεριφορά. Το χάος χαρακτηρίζεται από φασματικά πορτραίτα, τα οποία καλύπτουν μια καλά οριοθετημένη περιοχή, η οποία μπορεί εύκολα να ξεχωρίσει από τον *τυχαίο θόρυβο* (*random noise*), ο οποίος παρουσιάζει ασαφείς άκρες σε αυτά τα πορτραίτα φάσματος [15].



Σχήμα 2.8 Φασματική απεικόνιση συχνότητας [15].

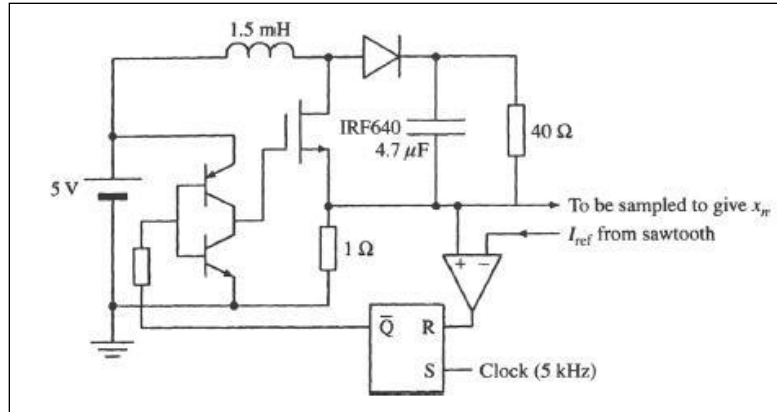
## 2.5 Προσομοίωση ηλεκτρονικού δυναμικού συστήματος

Ένας σημαντικός τρόπος εξέτασης των μη γραμμικών φαινομένων στα ηλεκτρονικά ισχύος είναι το να ξεκινήσει κανείς με εργαστηριακά πειράματα. Ορισμένα φαινόμενα μπορεί να παρατηρηθούν ακούσια, ενώ αναπτύσσεται ένα πρακτικό σύστημα ηλεκτρονικού κυκλώματος. Η ανάγκη για αναζήτηση της αιτιολόγησης της παρατηρούμενης ασυνήθιστης συμπεριφοράς, παρακινεί τον ερευνητή προς τη βαθύτερη ανάλυση των μηχανισμών που περιγράφουν το σύστημα. Αυτό μπορεί να γίνει μέσω της εύρεσης των κατάλληλων αναλυτικών μοντέλων, τα οποία και θα εξασφαλίζουν τη βάση για να προβλεφθούν παρόμοια φαινόμενα στο μέλλον. Επειδή όμως πολύ συχνά, και για το σκοπό της μελέτης των χαοτικών συστημάτων, τα αναλυτικά μοντέλα δεν χρειάζεται να είναι τόσο μεγάλης ακριβείας, καθώς οι ακριβείς τροχιές δεν αναζητούνται ποτέ, μπορούν να χρησιμοποιηθούν απλούστερα μοντέλα προσομοίωσης για να επαληθευτεί η προβλεπόμενη ποιοτική συμπεριφορά του συστήματος, αρκεί το μοντέλο να αντανακλά την πραγματικότητα αυτής της συμπεριφοράς. Ωστόσο, επειδή η υπολογιστική προσομοίωση δεν είναι εξ ολοκλήρου πειστική για να αποτυπώσει τη συμπεριφορά του συστήματος, λόγω π.χ. των αριθμητικών στρογγυλοποιήσεων ή κάποιας άλλης υπολογιστικής ατέλειας, η μελέτη της συμπεριφοράς θα πρέπει να συνοδευτεί και από ένα πραγματικό εργαστηριακό μοντέλο ηλεκτρονικών εξαρτημάτων. Με αυτόν τον τρόπο, καθιερώνεται μια πιο ολοκληρωμένη παράσταση της ολικής συμπεριφοράς του ηλεκτρονικού δυναμικού συστήματος [15].

## 2.6 Διάγραμμα διακλάδωσης

Όταν συμβαίνει κάποια ποιοτική αλλαγή στη δυναμική του ενός συστήματος, αυτό ορίζεται ως *διακλάδωση* (*bifurcation*). Στα ηλεκτρονικά ισχύος, τα κυκλώματα των μετατροπέων είναι γενικά σχεδιασμένα για να εργάζονται σε συγκεκριμένες συνθήκες λειτουργίας, που δίνουν π.χ. συγκεκριμένη κυμάτωση τάσης εξόδου, αλλά και φασματικά χαρακτηριστικά. Ωστόσο, η κατάσταση λειτουργίας μπορεί να αλλάξει ουσιαστικά και ποιοτικά όταν μια παράμετρος, όπως η τάση εισόδου ή το φορτίο αλλάξουν. Ένας βολικός τρόπος μελέτης αυτών των αλλαγών είναι μέσω των *διαγραμμάτων διακλάδωσης* (*bifurcation diagrams*). Σε αυτήν τη γραφική αναπαράσταση, η παράμετρος η οποία και επιλέγεται για τη συγκεκριμένη ανάλυση, μεταβάλλεται, και σχεδιάζεται κατά μήκος του άξονα των  $x$ , ενώ όλες οι άλλες παράμετροι του συστήματος μένουν σταθερές. Η μεταβολή αυτής της κύριας παραμέτρου του κυκλώματος, ενώ όλες οι άλλες παράμετροι διατηρούνται σταθερές, ορίζεται και ως *παράμετρος διακλάδωσης* (*bifurcation parameter*). Στον άξονα των  $y$ , σχεδιάζεται η ασυμπτωτική συμπεριφορά μίας δειγματοληπτικής μεταβλητής κατάστασης ως ένας αριθμός διακριτών σημείων. Εάν το σύστημα λειτουργεί σε περίοδο-1 (την περίοδο που είναι ίση με το δειγματοληπτικό διάστημα) για κάποια τιμή της παραμέτρου θα υπάρχει μόνο ένα σημείο που θα αντιστοιχεί σε αυτήν την τιμή της παραμέτρου. Όταν το σύστημα λειτουργεί σε περίοδο-2, θα υπάρχουν δύο σημεία και καθώς η παράμετρος μεταβάλλεται, ένα από τα σταθερά σημεία θα πλησιάζει στο σημείο της ασυνέχειας. Πέρα από κάποια κρίσιμη τιμή της παραμέτρου, το ένα από τα ευσταθή σταθερά σημεία *εξαφανίζεται*, αλλάζοντας τη δυναμική του συστήματος [15].

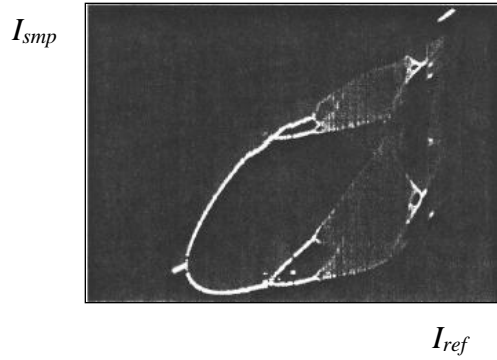
Εάν το σύστημα καταλήξει να συμπεριφέρεται χασοτικά, θα υπάρχει ένας μεγάλος αριθμός σημείων (θεωρητικά άπειρος), που θα αντιστοιχούν σε αυτήν την τιμή μεταβλητής. Ένα τέτοιο διάγραμμα διακλάδωσης συνοψίζει ουσιαστικά την αλλαγή στη συμπεριφορά του συστήματος αποκρινόμενη στη μεταβολή μιας παραμέτρου. Για να απεικονιστεί ένα διάγραμμα διακλάδωσης, θα πρέπει να κατασκευαστεί ένα κύκλωμα το οποίο να παράγει τα απαραίτητα σήματα προς τον παλμογράφο έτσι, ώστε να αναπαρασταθεί το διάγραμμα σωστά. Στο παράδειγμα του σχήματος 2.9 αναλύεται ένας μετατροπέας ώθησης τάσης τύπου ελέγχου ρεύματος.



**Σχήμα 2.9** Σχηματικό πειραματικού κυκλώματος μετατροπέα ώθησης τύπου ελέγχου ρεύματος [15].

Η παράμετρος διακλάδωσης είναι το ρεύμα αναφοράς  $I_{ref}$ , το οποίο και ρυθμίζει την τιμή κορυφής του ρεύματος του πηνίου. Ο στόχος είναι η απεικόνιση του διαγράμματος διακλάδωσης με τη μεταβλητή  $I_{ref}$  ως την παράμετρο διακλάδωσης στον οριζόντιο άξονα ( $x'$ ) και με το ρεύμα του πηνίου, ως ένα πλήθος δειγματοληπτικών δεδομένων στον κατακόρυφο άξονα  $I_{smp}$  ( $y'$ ). Η λειτουργία του μετατροπέα περιγράφεται συνοπτικά ως εξής: ένα ρολόι των 5 kHz ενεργοποιεί περιοδικά το διακόπτη λειτουργίας. Ενώ ο διακόπτης είναι ενεργοποιημένος, το ρεύμα του πηνίου σκαρφαλώνει γραμμικά μέχρι η τιμή του να εξισωθεί με την παράμετρο διακλάδωσης  $I_{ref}$ . Με το που ξεπεράσει το ρεύμα του πηνίου μόνο κατά λίγο την παράμετρο  $I_{ref}$ , η στάθμη του συγκριτή δίνει λογικό 1, επαναφέροντας το RS φλιπ-φλοπ (δισταθές παλμοκύκλωμα). Η επαναφορά του RS απενεργοποιεί το διακόπτη τροφοδοσίας. Μόλις ο διακόπτης απενεργοποιηθεί, το ρεύμα του πηνίου πέφτει, μέχρι ο επόμενος παλμός του ρολογιού να ρυθμίσει το RS ξανά και να ενεργοποιήσει πάλι τον διακόπτη. Το ρολόι επαναλαμβάνεται περιοδικά στα 5 kHz. Η δειγματοληψία θα πρέπει να γίνει στη μεταγωγική συχνότητα του μετατροπέα ώθησης (δηλ. 5 kHz). Η μεταβλητή που θα δειγματοληφθεί είναι το ρεύμα του πηνίου, το οποίο και ανιχνεύεται από την αντίσταση  $R=1\ \Omega$ . Η αργά σαρωμένη πριονωτή κυματομορφή ουσιαστικά ορίζει την παράμετρο  $I_{ref}$ , και αποστέλλεται στην είσοδο X του παλμογράφου.





**Σχήμα 2.10** Διάγραμμα διακλάδωσης παλμογράφου του μετατροπέα ώθησης τάσης, τύπου ελέγχου ρεύματος [15].

Σε κάθε βήμα της παραμέτρου διακλάδωσης απεικονίζονται 500 δείγματα ρεύματος του πηνίου. Το σχήμα 2.10 δείχνει μια φωτογραφία της οθόνης του παλμογράφου, καθώς το ίχνος που σαρώνει την εικόνα από τα αριστερά προς τα δεξιά, αντιστοιχεί στην παράμετρο  $I_{ref}$ , από το 0-1A, όπου σε κάθε βήμα απεικονίζονται 500 δείγματα [15]. Κοιτώντας το διάγραμμα από τα αριστερά προς τα δεξιά, όπως εξελίσσεται η παράμετρος  $I_{ref}$ , το σύστημα αρχικά βρίσκεται στην ευσταθή περίοδο-1 (μικρό ευθύγραμμο τμήμα), όπου μόνο μία τιμή δείγματος του ρεύματος  $I_{ref}$ , αντιπροσωπεύει τη συμπεριφορά του κυκλώματος. Ύστερα όμως, εμφανίζεται η πρώτη διακλάδωση (περίοδος-2), όπου το σύστημα αποκρίνεται με δύο μοναδικές τιμές για συγκεκριμένη περιοχή τιμών του  $I_{ref}$  στον άξονα των x. Αμέσως μετά, ακολουθεί η επόμενη διακλάδωση της περιόδου-2, όπου τώρα τέσσερις τιμές των δειγμάτων ρεύματος  $I_{smp}$  αντιστοιχούν στη συμπεριφορά του κυκλώματος (περίοδος-4). Την περίοδο-4 διαδέχεται για σύντομο χρονικό διάστημα (και για λιγότερες τιμές της  $I_{ref}$ ) η επόμενη διακλάδωσή της, η περίοδος-8, προτού το σύστημα εισέλθει στην πρώτη χαοτική περιοχή με έναν διάσπαρτο αριθμό σημείων της παραμέτρου  $I_{smp}$ , όπου η περίοδος δεν μπορεί πλέον να ανιχνευτεί. Αργότερα, το χαοτικό σύνολο σημείων, δίνει τη θέση του στα λεγόμενα «παράθυρα ευστάθειας» εντός του χάους, με περίοδο 4, 2 και 1 αντιστοίχως στη δεξιά πλευρά του διαγράμματος. Έτσι, ολόκληρη η δυναμική συμπεριφορά του κυκλώματος, μπορεί να χαρτογραφηθεί σε μία μόνο απεικόνιση, η οποία προσφέρει πολύτιμες πληροφορίες σχετικά με τη συμπεριφορά της παραμέτρου  $I_{ref}$  έναντι των δειγμάτων  $I_{smp}$  για ένα επιλεγμένο εύρος τιμών στον οριζόντιο άξονα.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

### ΔΟΜΗ ΚΑΙ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΦΩΤΕΙΝΩΝ ΠΗΓΩΝ LED

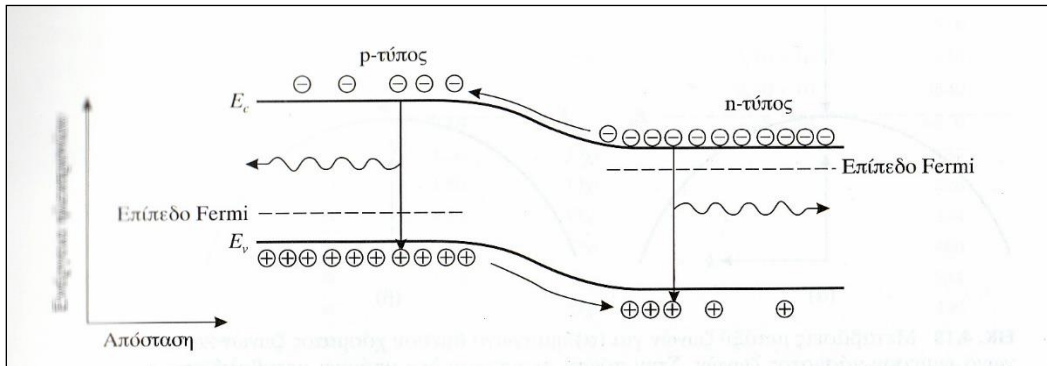
#### 3.1 Ηλεκτροφωταύγεια

Ο όρος *φωταύγεια* είναι ο γενικός όρος που χρησιμοποιείται για να περιγράψει την εκπομπή ακτινοβολίας από ένα στερεό σώμα όταν αυτό τροφοδοτηθεί από κάποια μορφή ενέργειας. Υπάρχουν διάφοροι τρόποι φωταύγειας που διαχωρίζονται ανάλογα με τον τρόπο διέγερσης. Για την περίπτωση των διόδων εκπομπής φωτός συγκεκριμένα, το φαινόμενο της *ηλεκτροφωταύγειας* είναι αυτό που είναι υπεύθυνο για τη λειτουργία τους. Η διέγερση αυτή είναι αποτέλεσμα της εφαρμογής ηλεκτρικού πεδίου σε ημιαγώγιμα στερεά υλικά, όπως θα φανεί παρακάτω.

Η *δίοδος εκπομπής φωτός* ή αλλιώς *δίοδος φωτοεκπομπής (Light-Emitting Diode-LED)* δεν είναι τίποτε περισσότερο από έναν ημιαγωγό επαφής *p-n* που εκπέμπει ορατή, υπέρυθρη ή υπεριώδη ακτινοβολία. Η ακτινοβολία αυτή προκύπτει ως αποτέλεσμα της έγχυσης ηλεκτρονίων και οπών στην περιοχή κένωσης του ημιαγωγού, όπου λαμβάνει χώρα η διαδικασία της επανασύνδεσης (σχήμα 3.1). Η βασική δομή του υλικού που παρουσιάζει αυτό το φαινόμενο της ηλεκτροφωταύγειας είναι μία δίοδος ορθά πολωμένη με τις κατάλληλες προσμείξεις στοιχείων στο ημιαγώγιμο υλικό της. Οι ημιαγωγοί στοιχείων III-V του περιοδικού πίνακα όπως είναι το αρσενίδιο γαλλίου (GaAs), το φωσφίδιο γαλλίου (GaP), το αρσενίδιο γαλλίου-αλουμινίου (AlGaAs), το φωσφίδιο ινδίου-γαλλίου (InGaP), όπως επίσης τα GaAsP, GaAsInP και AlInGaP αποτελούν κοινά συστατικά για την κατασκευή των διόδων φωτοεκπομπής και επιλέγονται για τις ξεχωριστές τους ιδιότητες. Ωστόσο, η επιλογή για το ποιο υλικό θα χρησιμοποιηθεί σε κάποια εφαρμογή εξαρτάται από το χρώμα της επιθυμητής ορατής ακτινοβολίας, την επίδοση και το κόστος.

### 3.2 Επαφή P-N και ορθή πόλωση

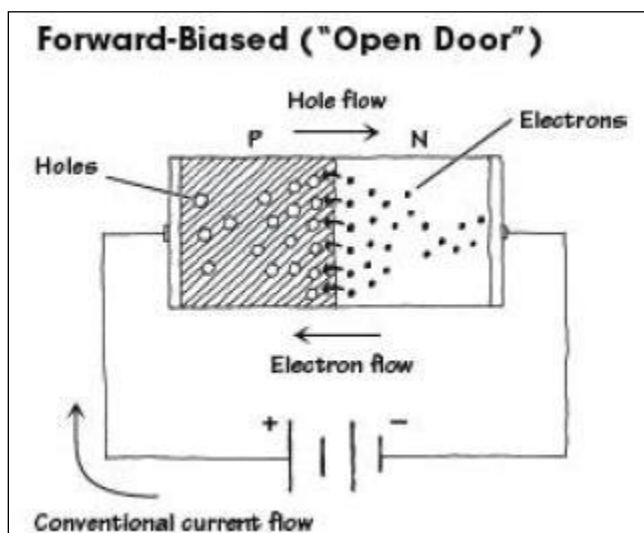
Μια επαφή  $p-n$  δημιουργείται όταν έρθει σε επαφή ένας ημιαγωγός τύπου  $n$ , με έναν ημιαγωγό τύπου  $p$ . Οι οπές πλεονάζουν στο υλικό τύπου  $p$ , ενώ τα ηλεκτρόνια πλεονάζουν στο υλικό τύπου  $n$ . Κατόπιν τούτου, η επαφή των δύο υλικών θα προκαλέσει τη μεν διάχυση οπών από την  $p$  στην  $n$  περιοχή, τη δε διάχυση ηλεκτρονίων από την περιοχή  $n$  στην περιοχή  $p$ . Οι οπές που διαχέονται από το υλικό  $p$  στο υλικό  $n$  αφήνουν πίσω τους ιονισμένους αποδέκτες δημιουργώντας ένα στρώμα αρνητικού φορτίου κοντά στην επαφή. Με τον ίδιο τρόπο, τα ηλεκτρόνια που διαχέονται από το υλικό  $n$  στο υλικό  $p$  αφήνουν πίσω τους ιονισμένους δότες δημιουργώντας ένα στρώμα θετικού φορτίου κοντά στην επαφή. Τα διπλά αυτά φορτισμένα στρώματα δημιουργούν ένα ηλεκτρικό πεδίο το λεγόμενο *δυναμικό φραγμού*, το οποίο εμποδίζει τη συνέχιση της διάχυσης ηλεκτρονίων-οπών. Σε συνθήκες θερμικής ισορροπίας και όταν δεν εμφανίζεται εξωτερική ενέργεια στην επαφή, το ολικό ρεύμα αυτής της επαφής είναι μηδενικό.



**Σχήμα 3.1** Έγχυση φορέων μειονότητας και αντίστοιχη ακτινοβολητική επανασύνδεση με φορείς πλειονότητας σε μια επαφή  $p-n$  ορθής πόλωσης (Άξονας  $y$ : Ενέργεια ηλεκτρονίων-Άξονας  $x$ : Απόσταση) [29].

Εάν η κατάσταση της ισορροπίας αυτής διαταραχθεί με την εφαρμογή εξωτερικού ηλεκτρικού πεδίου στην επαφή  $p-n$ , θα υπάρξει ροή ρεύματος διαμέσου του ημιαγωγού. Συγκεκριμένα, εάν το υλικό  $p$  συνδεθεί με το θετικό πόλο μιας πηγής τάσης και ο αρνητικός πόλος συνδεθεί με το υλικό  $n$ , τότε η επαφή  $p-n$  θα είναι *ορθά πολωμένη*. Κατά την εφαρμογή της εξωτερικής τάσης οι οπές του ημιαγωγού  $p$  απωθούνται από το θετικό δυναμικό της πηγής και κινούνται προς την ένωση της επαφής, ενώ τα ηλεκτρόνια του ημιαγωγού  $n$  απωθούνται από το αρνητικό δυναμικό της πλευράς τους και κινούνται και αυτά προς την ένωση της επαφής (σχήμα 3.2). Το δυναμικό φραγμού μειώνεται, όπως μειώνεται και το πλάτος της *περιοχής κένωσης* (η περιοχή του δυναμικού φραγμού).

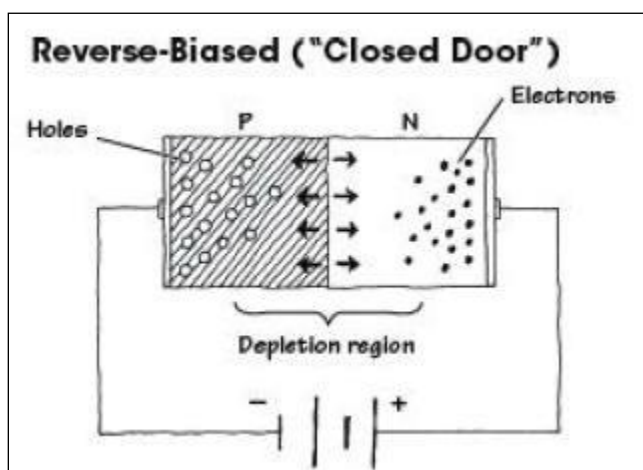
Όταν οι οπές της περιοχής  $p$  φτάνουν στην περιοχή  $n$  αποτελούν τους φορείς μειονότητας και αυξάνουν την πυκνότητα των οπών πάνω από το κανονικό. Καθώς οι οπές που κινούνται προς τα δεξιά συναντούν τα ηλεκτρόνια που κινούνται προς τα αριστερά, προκαλείται επανασύνδεση των ηλεκτρονίων και των οπών, και τελικά το ρεύμα των οπών μειώνεται εκθετικά στο υλικό  $n$ . Αντίθετα το ρεύμα των ηλεκτρονίων (τα οποία κινούνται προς τα αριστερά) ξεπερνά τη περιοχή κένωσης και φτάνει στη περιοχή  $p$ , όπου εκεί αποτελούν εκείνα τους φορείς μειονότητας. Το ρεύμα διάχυσης των ηλεκτρονίων μειώνεται εκθετικά, και το **ολικό σταθερό ρεύμα** που προκύπτει, είναι τελικά το άθροισμα των ρευμάτων μειονότητας των ηλεκτρονίων και των οπών.



Σχήμα 3.2 Επαφή  $p-n$  κατά την ορθή πόλωση [30].

Επομένως κατά την ορθή πόλωση της επαφής  $p-n$  αυτό που μεταβάλλεται είναι η πυκνότητα των φορέων μειονότητας, η οποία αυξάνεται σημαντικά πέρα από την τιμή ισορροπίας. Οι πυκνότητες μειονότητας μεταβάλλονται εκθετικά, με αποτέλεσμα και την εκθετική εξάρτηση του ρεύματος από την τάση στην επαφή  $p-n$ . Η επαφή  $p-n$  που επιτρέπει τη διέλευση του ρεύματος μόνο κατά τη μία φορά ονομάζεται **δίοδος**, και κατά τη σύνδεση ορθής πόλωσης η δίοδος είναι ορθά πολωμένη και άγει ρεύμα πάνω από μια χαρακτηριστική τιμή ορθής τάσης.

Σύμφωνα με τα παραπάνω, είναι προφανές ότι στην αντίθετη περίπτωση συνδεσμολογίας της επαφής  $p-n$ , όπου ο θετικός πόλος της πηγής συνδέεται με τον ημιαγωγό τύπου  $n$  και ο αρνητικός πόλος της πηγής με τον ημιαγωγό τύπου  $p$ , θα παρατηρηθούν τα ακριβώς αντίθετα φαινόμενα. Οι οπές θα έλκονται από τον αρνητικό πόλο και τα ηλεκτρόνια από το θετικό πόλο με αποτέλεσμα την αμοιβαία απομάκρυνσή τους από την επαφή, την αύξηση του δυναμικού φραγμού και του πλάτους της περιοχής κένωσης. Υπό αυτές τις συνθήκες επαφή  $p-n$  διαρρέεται από ένα πολύ μικρό ρεύμα διαρροής και χαρακτηρίζεται ως *ανάστροφα πολωμένη* (σχήμα 3.3) [31].



Σχήμα 3.3 Επαφή  $p-n$  κατά την ανάστροφη πόλωση [30].

### 3.3 Ακτινοβολητική επανασύνδεση

Ένας από τους φυσικούς μηχανισμούς κατά τον οποίο εκπέμπεται ακτινοβολία σε μια δίοδο φωτοεκπομπής είναι η διαδικασία της αυθόρμητης εκπομπής φωτονίων. Πρόκειται ουσιαστικά για την αυθόρμητη επανασύνδεση ζευγαριών ηλεκτρονίων-οπών και την ταυτόχρονη εκπομπή φωτονίων. Η διαδικασία αυτή αναφέρεται και ως *ακτινοβολητική επανασύνδεση*. Υπάρχουν διάφορες διαδικασίες που οδηγούν στην ακτινοβολητική επανασύνδεση, αλλά στην ενότητα αυτή θα περιγραφεί μία από αυτές, αυτή της μετάβασης μεταξύ ζωνών.

Ένα ηλεκτρόνιο που κινείται μέσα στο ηλεκτρικό πεδίο μπορεί να αποκτήσει αρκετή ενέργεια, ώστε να διεγείρει ένα ηλεκτρόνιο από τη ζώνη σθένους στη ζώνη αγωγιμότητας. Η οπή που προκύπτει παγιδεύεται γρήγορα σε μια θέση ενός αποδέκτη προσμίξεων και ως εκ τούτου την αδειάζει φαινομενικά από ένα ηλεκτρόνιο. Τότε ένα ηλεκτρόνιο στη ζώνη αγωγιμότητας μπορεί να κάνει μια ακτινοβολητική μετάβαση με το να μεταπηδήσει σε μια κενή θέση του αποδέκτη [29]. Θεωρείται πως τα ηλεκτρόνια στη ζώνη αγωγιμότητας και οι οπές στη ζώνη σθένους έχουν τις ακόλουθες παραβολικές σχέσεις διάχυσης,

$$E = E_c + \frac{\hbar^2 k^2}{2m_e^*} \quad (\text{για τα ηλεκτρόνια}) \quad (3.1)$$

$$E = E_v - \frac{\hbar^2 k^2}{2m_h^*} \quad (\text{για τις οπές}) \quad (3.2)$$

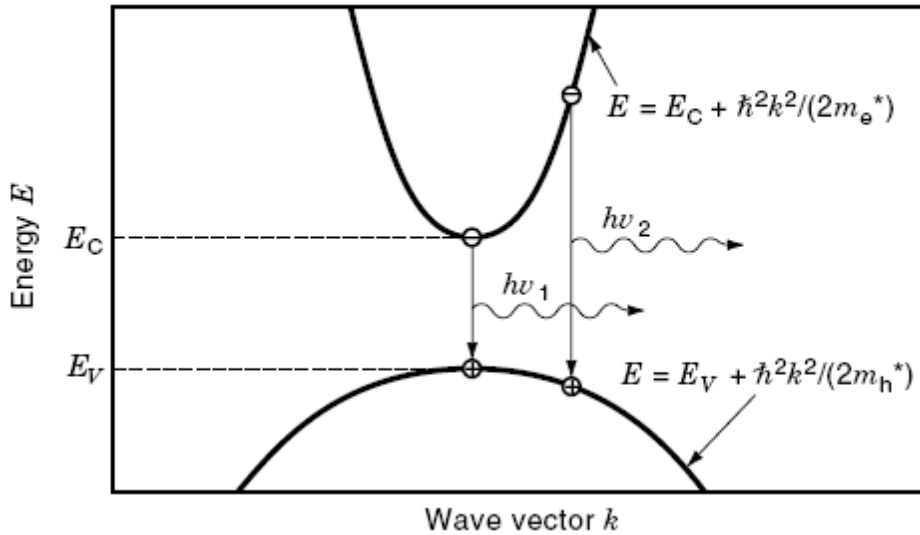
όπου  $m_e^*$  και  $m_h^*$  οι ενεργές μάζες των ηλεκτρονίων και των οπών αντίστοιχα,  $\hbar$  η σταθερά του Planck διαιρούμενη με το  $2\pi$ ,  $k$  ο αριθμός του φέροντος κύματος,  $E_c$  και  $E_v$  οι στάθμες ενέργειας στις άκρες των ζωνών αγωγιμότητας και σθένους αντίστοιχα. Η κατανομή Boltzmann δηλώνει πως τα ηλεκτρόνια και οι οπές έχουν μία μέση κινητική ενέργεια  $kT$ .

Η διατήρηση της ενέργειας απαιτεί την ενέργεια του φωτονίου να δοθεί από τη διαφορά μεταξύ της ενέργειας των ηλεκτρονίων  $E_e$  και της ενέργειας των οπών  $E_h$ ,

$$h\nu = E_e - E_h \approx E_g \quad (3.3)$$

η οποία είναι περίπου ισοδύναμη με την ενέργεια του ενεργειακού χάσματος  $E_g$ , εφόσον βέβαια η θερμική ενέργεια είναι μικρή σε σύγκριση με την ενέργεια του ενεργειακού χάσματος ( $kT \ll E_g$ ).

Επιλέγοντας το ημιαγώγιμο υλικό με τη κατάλληλη ενέργεια χάσματος ζωνών, επιτυγχάνεται το επιθυμητό μήκος κύματος εκπομπής σε μια δίοδο φωτοεκπομπής (σχήμα 3.4). Για παράδειγμα το αρσενίδιο γαλλίου έχει μία ενέργεια χάσματος ζωνών της τάξης του 1.4 eV σε θερμοκρασία δωματίου, και μπορεί να εκπέμπει στο υπέρυθρο μήκος κύματος των 870 nm. Το φωσφίδιο γαλλίου έχει ενέργεια χάσματος 2.3 eV, και φωτοδιόδοι με τέτοιο υλικό εκπέμπουν στο ορατό μήκος κύματος των 560 nm.



**Σχήμα 3.4** Παραβολικές σχέσεις διάχυσης ηλεκτρονίων-οπών που δείχνουν την επανασύνδεση ηλεκτρονίων-οπών και την εκπομπή φωτονίων [31].

Κατά τη διάρκεια της μετάβασης από τη ζώνη αγωγιμότητας στη ζώνη σθένους είναι σημαντικό να διατηρηθεί το ολικό κυματόνισμα του συστήματος.

Το κυματόνισμα του εκπεμπόμενου φωτονίου είναι όμως πολύ μικρότερο από το μέγεθος των μεγαλύτερων κυματανυσμάτων των ηλεκτρονίων. Επομένως, για την επίτευξη μεγαλύτερης πιθανότητας ακτινοβολητικής επανασύνδεσης σε ένα διάγραμμα  $E-k$ , επιτρέπονται μόνο οι κατακόρυφες μεταβάσεις άμεσου ενεργειακού χάσματος. Υπάρχει και η δυνατότητα μη-κατακόρυφων μεταβάσεων έμμεσου χάσματος, αλλά για να διατηρηθεί το κυματόνισμα πρέπει ταυτόχρονα να δημιουργηθεί ή να καταστραφεί ένα φωνόνιο (η ενέργεια ταλάντωσης στο κρυσταλλικό πλέγμα).

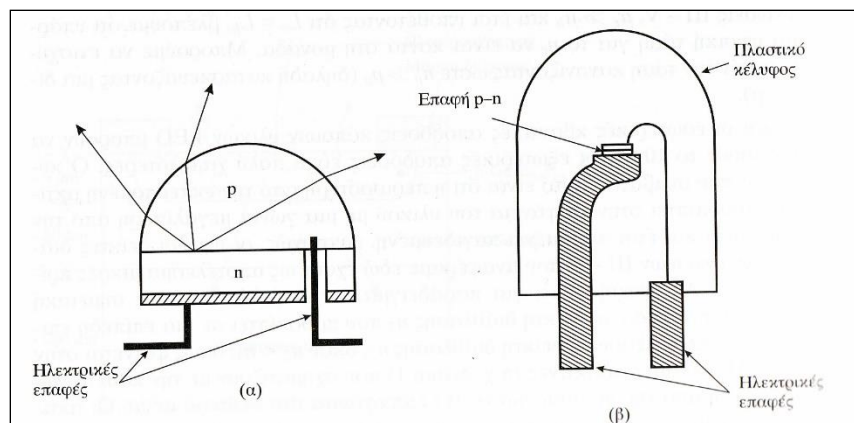
Ο πίνακας 3.1 μας δείχνει τις ιδιότητες διαφόρων ημιαγωγικών υλικών και φαίνεται καθαρά ότι σε υλικά έμμεσου χάσματος, οι τιμές της σταθεράς  $B$  είναι σαφώς μικρότερες από τις τιμές των υλικών άμεσου χάσματος. Το άμεσο συμπέρασμα είναι ότι οι ακτινοβολητικές μεταβάσεις από ζώνη σε ζώνη σε υλικά έμμεσου χάσματος είναι σχετικά σπάνιες και το ότι τα υλικά αυτά αποφεύγονται στην κατασκευή των διόδων φωτοεκπομπής.

**Πίνακας 3.1** Χαρακτηριστικές ιδιότητες ημιαγωγικών υλικών [29]

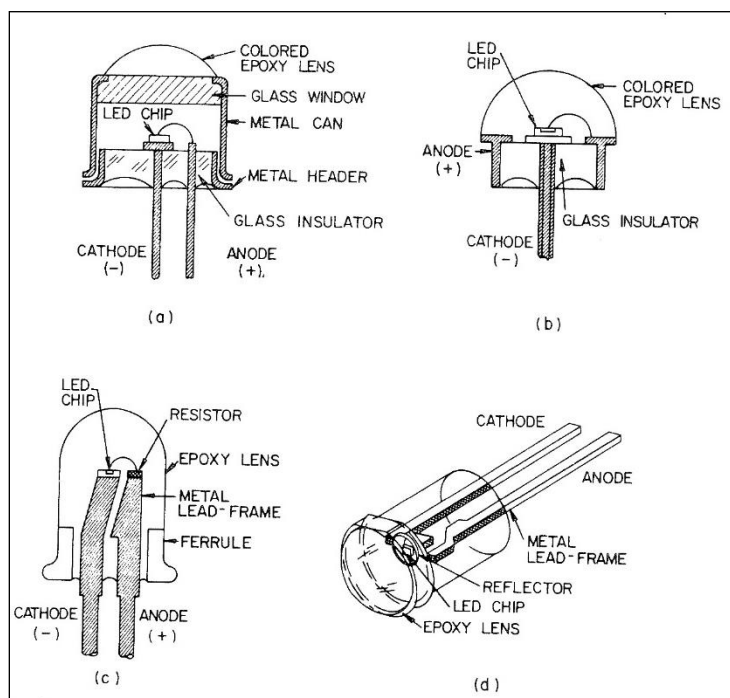
<b>ΠΙΝΑΚΑΣ 4.1 Ιδιότητες διαφόρων ημιαγωγικών υλικών</b>						
Ομάδα (εξ)	Στοιχείο / ένωση	Άμεσο / έμμεσο	$E_g$ (eV)	Διαθέσιμο με προσμείξεις n ή p τύπου	$B$ ( $m^3 s^{-1}$ )	$\lambda_g$ (nm)
IV	C	ε	5,47			227
	Si	ε	1,12	Ναι	$1,79 \times 10^{-21}$	1106
	Ge	ε	0,67	Ναι	$5,25 \times 10^{-20}$	1880
IV-VI	SiC	ε	3,00	Ναι		413
III-V	(εξ. α)					
	AlP	ε	2,45			506
	AlN	ε	5,90	Όχι		210
	AlSb	ε	1,50			826
	AlAs	ε	2,16			574
	GaN	α	3,40	Όχι		365
	GaP	ε	2,26	Ναι	$5,37 \times 10^{-20}$	549
	GaAs	α	1,43	Ναι	$7,21 \times 10^{-16}$	861
	InN	α	2,40			516
	InP	α	1,35	Ναι	$1,26 \times 10^{-15}$	918
II-VI	InAs	α	0,35		$8,50 \times 10^{-17}$	3540
	InSb	α	0,18		$4,58 \times 10^{-17}$	6870
	ZnO	α	3,20	Όχι		387
	ZnS(α)	α	3,80	Όχι		326
	ZnS(β)	α	3,60	Όχι		344
	ZnSe	α	2,28	Όχι		480
	ZnTe	α	2,58	Όχι		544
	CdS	α	2,53	Όχι		490
	CdSe	α	1,74	Όχι		712
	CdTe	α	1,50	Ναι		826



Η βασική κατασκευαστική δομή μίας διόδου φωτοεκπομπής περιλαμβάνει την ημιαγώγιμη επαφή  $p-n$ , τις ηλεκτρικές επαφές για τη σύνδεση σε πηγή τροφοδοσίας και ένα πλαστικό κέλυφος, όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.5. Το σχήμα 3.6 απεικονίζει διατομές άλλων βιομηχανικών διόδων φωτοεκπομπής [29].



Σχήμα 3.5 Κατασκευή διόδου φωτοεκπομπής [29].



Σχήμα 3.6 Τομές βιομηχανικών διόδων φωτοεκπομπής [33].

### 3.4 Σύγκριση φωτεινών πηγών LED με άλλες πηγές τεχνητού φωτός

Ο Thomas Edison προσέφερε την εφεύρεση του λαμπτήρα πυράκτωσης στην ανθρωπότητα, σηματοδοτώντας την καθημερινή ζωή της σύγχρονης εποχής. Με την πάροδο του χρόνου όμως, αποδείχτηκε ότι οι συμβατικοί λαμπτήρες πυράκτωσης υποφέρουν από χαμηλή αποδοτικότητα με μικρή διάρκεια ζωής. Οι λαμπτήρες εκκένωσης είτε είναι χαμηλής πίεσης (φθορισμού), είτε υψηλής πίεσης (μεταλλικών αλογονιδίων HID) χρειάζονται ειδικά συστήματα έναυσης που ανεβάζουν το κόστος συντήρησης και λειτουργίας, ενώ παρουσιάζουν περισσότερο χρόνο αναμονής από τη μεταβατική προς τη σταθερή κατάσταση της λειτουργίας τους. Επίσης, σε πολλές περιπτώσεις απαντώνται και φαινόμενα ακουστικού συντονισμού και ηλεκτρικού τόξου.

Οι φωτεινές πηγές που αποτελούν τους λαμπτήρες LED είναι πιο σταθερές στη λειτουργία τους, έχουν μικρό μέγεθος, υψηλή απόδοση, μεγάλη αντοχή, προσφέρουν άμεση έναυση, και είναι πολύ πιο φιλικές στο περιβάλλον. Τα διακοπόμενα τροφοδοτικά που τροφοδοτούν τέτοιες φωτεινές πηγές έχουν τα πλεονεκτήματα της υψηλής απόδοσης, της χαμηλής τάσης και κόστους, και είναι αυτοί οι σημαντικότεροι λόγοι για τους οποίους και χρησιμοποιούνται ευρέως. Ο πίνακας 3.2 συνοψίζει και επιμέρους συγκριτικά στοιχεία μεταξύ των λαμπτήρων. Ο συντελεστής ισχύος (ΣΙ) των συμβατικών τροφοδοτικών διακοπόμενου τύπου είναι χαμηλός, γεγονός που μειώνει την απόδοση, επιδεινώνει την ποιότητα ισχύος και έχει ως αποτέλεσμα τη σπατάλη της ενέργειας [34]. Υπάρχουν όμως και μειονεκτήματα στις φωτεινές πηγές LED, οι οποίες αναφέρονται στην Ενότητα 3.5. Τα μειονεκτήματα αυτά, περιλαμβάνουν το υψηλό κόστος κατασκευής, αλλά και τις απαιτήσεις ψύξης, οι οποίες μπορεί να περιορίσουν κατά πολύ την ελευθερία σχεδιασμού [35]. Τα τελευταία χρόνια παρατηρείται μια ραγδαία θετική εξέλιξη στην προσπάθεια υπέρβασης αυτών των δύο μειονεκτημάτων, με αποτέλεσμα οι πλέον σύγχρονοι λαμπτήρες να σημειώνουν σημαντική πρόοδο στους τομείς αυτούς.

**Πίνακας 3.2** Συγκριτικός πίνακας λαμπτήρων [35] [36]

	Αποδοτικότητα φωτισμού (lm/W)	Διάρκεια ζωής (hours)	Επιμέρους Χαρακτηριστικά
Λαμπτήρες πυράκτωσης (συμβατικοί)	<15	1000	Δείκτης χρωματικής απόδοσης (Ra): 100
Λαμπτήρες πυράκτωσης (αλογόνου)	15-25	2000-4000	Δείκτης χρωματικής απόδοσης (Ra): 100
Λαμπτήρες φθορισμού	60-105	10000-20000	Δείκτης χρωματικής απόδοσης (Ra): 60-89
Λαμπτήρας LED HB-Υψηλής φωτεινότητας	>150	>50000	Δείκτης χρωματικής απόδοσης (Ra): >80

### 3.5 Μηχανισμοί απώλειας στα LED και μη γραμμικότητα

Επειδή το κύριο αντικείμενο των ηλεκτρονικών ισχύος αφορά τη μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας για να εκτελεστεί κάποια λειτουργία με τη βέλτιστη απόδοση, ο ιδανικός μετατροπέας ισχύος θα εμπειριεί μονάχα εξαρτήματα που δεν προκαλούν απώλειες. Τέτοια μεταγωγικά εξαρτήματα είναι τα τρανζίστορ και οι δίοδοι, όπως επίσης και τα άεργα εξαρτήματα (τα εξαρτήματα που αποθηκεύουν ενέργεια), όπως είναι τα πηνία και οι πυκνωτές.

Σε αυτά τα κυκλώματα, η ενέργεια οδηγείται στο κύκλωμα μέσω των μεταγωγικών εξαρτημάτων, ενώ τα άεργα εξαρτήματα λειτουργούν ως ενδιάμεσες αποθήκες ενέργειας μεταξύ εισόδου και εξόδου. Η ταυτόχρονη παρουσία όλων αυτών των εξαρτημάτων υποδηλώνει ότι τα κυκλώματα αυτά είναι μη γραμμικά χρονικά-μεταβαλλόμενα δυναμικά συστήματα. Αυτό το γεγονός έχει δύο συνέπειες: οι μετατροπείς ισχύος καθίστανται δύσκολοι στην ανάλυσή τους και είναι ταυτόχρονα επιρρεπείς στο να παρουσιάσουν ένα πλήθος φαινομένων ασυνήθιστης συμπεριφοράς.

Ένας σοβαρός μηχανισμός απώλειας αποτελεί και το γεγονός ότι τα LED αποτελούν ένα μη γραμμικό φορτίο, όπως όταν για παράδειγμα χρησιμοποιούνται ως διακόπτες στα ηλεκτρονικά ισχύος. Συγκεκριμένα, ένας ιδανικός διακόπτης (*ideal switch*) θα πρέπει να έχει μηδενική τάση στα άκρα του, όταν είναι ενεργοποιημένος και άγει, καθώς και να διατρέχεται από μηδενικό ρεύμα όταν είναι απενεργοποιημένος, με μηδενικό χρόνο μετάβασης μεταξύ των καταστάσεων ενεργοποίησης και απενεργοποίησης. Συνεπώς και η κατανάλωση ισχύος του θα πρέπει να είναι μηδενική. Φυσικά, τα πραγματικά εξαρτήματα απέχουν από αυτήν την ιδανική συμπεριφορά, που έχει ως αποτέλεσμα την κατανάλωση κάποιας ισχύος. Το πρόβλημα εντοπίζεται κυρίως στο ότι οι δίοδοι δεν μπορούν να ελεγχθούν, διότι άγουν και φράζουν ως συνάρτηση μόνο του ρεύματος που τα διαρρέει ή της τάσης που εφαρμόζεται στα άκρα τους, ούτως ώστε ούτε για την ενεργοποίησή τους, ούτε για την απενεργοποίησή τους να μπορεί να δοθεί εντολή από κάποια δράση ελέγχου. Αυτό το γεγονός αποτελεί από μόνο του την αιτία μη γραμμικότητας ενός κυκλώματος. Στις περιπτώσεις μάλιστα που οι μεταβάσεις αυτές πρέπει να γίνονται σε υψηλότερες συχνότητες, όπως στους πρακτικούς υψίσυχνους μετατροπείς ισχύος, το πρόβλημα επιδεινώνεται και αναπτύσσονται ανεπιθύμητες μη γραμμικότητες [15].

Σε ημιαγώγιμες μεταγωγικές διατάξεις όπως είναι οι δίοδοι, συναντώνται ενδογενή μη γραμμικά χαρακτηριστικά DC, μη γραμμικές χωρητικότητες λόγω της αποθήκευσης του φορτίου των φορέων μειονότητας. Τα μη γραμμικά αυτά χαρακτηριστικά συνδέονται και με το ότι οι δίοδοι αποτελούν στοιχεία μη γραμμικής αντίστασης, όπως έχει αναφερθεί σε δημοσίευμα του ίδιου του συγγραφέα [37]. Εκεί παρατηρείται και μια αδρανής μη γραμμικότητα που ορίζεται από τις αλληλεπιδράσεις των φορέων αγωγιμότητας σε σχέση με τις θερμικές ταλαντώσεις του ατομικού πλέγματος υπό την επίδραση αυξημένης θερμοκρασίας [37].

Η ευκινησία των φορέων σε μια επαφή  $p-n$  εξαρτάται επίσης και από την πυκνότητα των προσμείξεων και μειώνεται με την αύξηση της θερμοκρασίας. Για το λόγο αυτό είναι σημαντικό η διάταξη της διόδου να βρίσκεται σε περιβάλλον που να μην είναι υπερβολικά θερμό. Για τον έλεγχο της θερμοκρασίας στις διόδους χρησιμοποιούνται ειδικές ψυκτικές μέθοδοι. Τρεις ακόμη μηχανισμοί είναι υπεύθυνοι για τη μείωση των εκπεμπόμενων φωτονίων όπως: (α) η απορρόφηση μέσα στο υλικό της διόδου, (β) η απώλεια φρενέλ και (γ) η απώλεια τις κρίσιμης γωνίας.

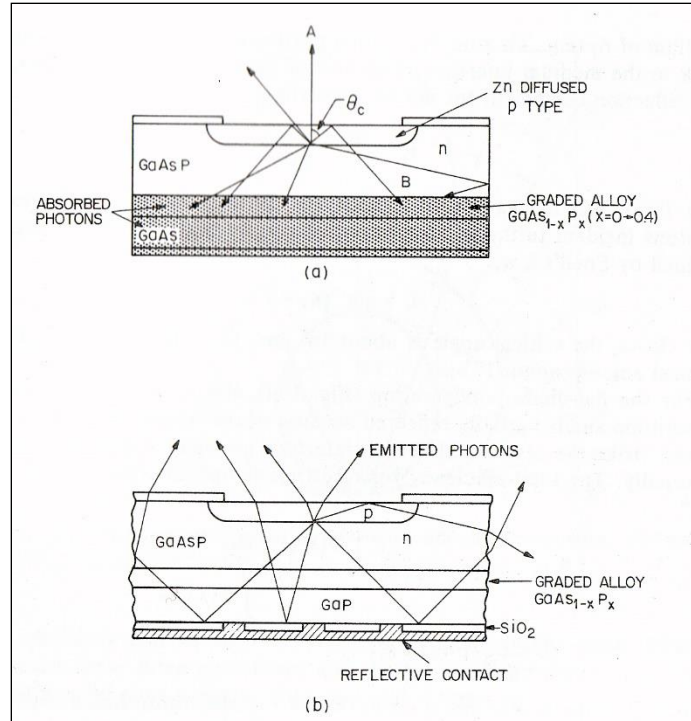
(α) Η απορρόφηση σε υποστρώματα GaAs μπορεί να είναι μεγάλη, καθώς το υπόστρωμα είναι αδιαφανές και απορροφά περίπου το 85% των φωτονίων που εκπέμπονται από την επαφή. Σε διατάξεις με υπόστρωμα GaP, τα φωτόνια που εκπέμπονται προς τα κάτω μπορούν να απορροφηθούν μόνο κατά 25% και να ανακλαστούν πίσω προς την πλευρά εκπομπής, βελτιώνοντας έτσι την αποτελεσματικότητα (σχήμα 3.7).

(β) Όταν τα φωτόνια περνούν από ένα μέσο με μεγάλο δείκτη διάθλασης  $\bar{n}_2$  (GaAs  $\bar{n}_2 = 3.66$ ) σε άλλο μέσο με μικρότερο δείκτη  $\bar{n}_1$  όπως είναι ο αέρας ( $\bar{n}_1 = 1.0$ ), ένα τμήμα φωτός θα ανακλαστεί πίσω στη διασύνδεση των μέσων. Αυτού του είδους η απώλεια φωτός αναφέρεται ως απώλεια φρενέλ.

(γ) Η απώλεια της κρίσιμης γωνίας οφείλεται στην ολική εσωτερική ανάκλαση των φωτονίων που προσπίπτουν στην επιφάνεια σε γωνίες μεγαλύτερες της κρίσιμης γωνίας  $\theta_c$ , η οποία ορίζεται από το νόμο του Snell,

$$\theta_c = \sin^{-1}(\bar{n}_1 / \bar{n}_2)$$

Για παράδειγμα στο GaAs, η κρίσιμη γωνία είναι  $16^\circ$  και στο GaP με δείκτη διάθλασης  $\bar{n}_2 = 3.45$ , η κρίσιμη γωνία είναι περίπου  $17^\circ$  [33].



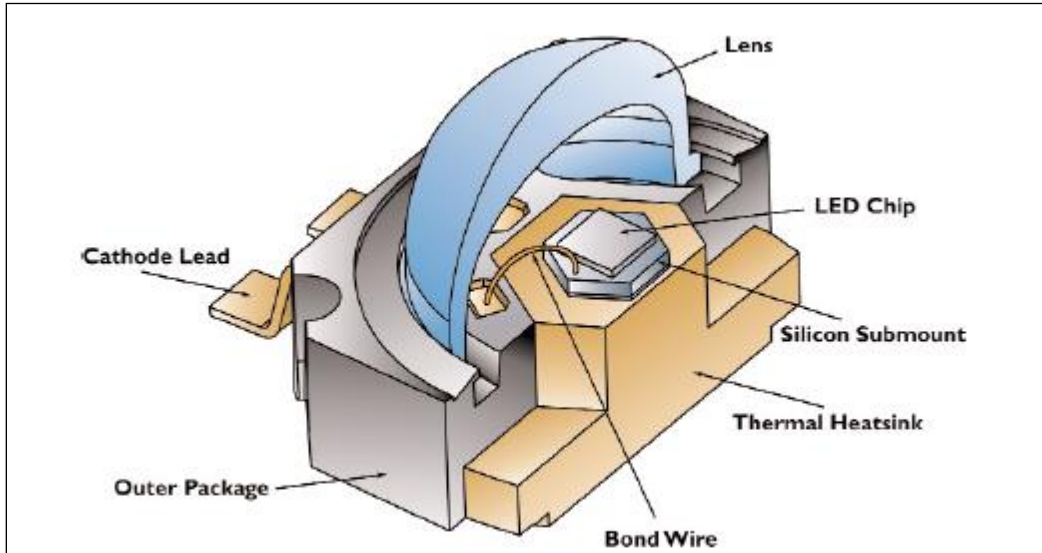
**Σχήμα 3.7** Επιδράσεις (α) αδιαφανούς υποστρώματος και (β) διάφανου υποστρώματος σε φωτόνια που εκπέμπονται στην επαφή p-n [33].

Οι ανακλαστικές επαφές αποτελούν έναν από τους πιο κοινούς τρόπους αντιμετώπισης των απωλειών που σχετίζονται με τη μείωση των εκπεμπόμενων φωτονίων [33].

### 3.6 Εξέλιξη τεχνολογιών διόδων φωτοεκπομπής

Οι δίοδοι φωτοεκπομπής μπορεί να είναι η νεότερη χρονολογικά τεχνολογία δημιουργίας τεχνητού φωτός αλλά σίγουρα είναι γνωστή η ύπαρξή τους είναι γνωστή εδώ και αρκετές δεκαετίες, καθώς ο Nick Holonyak Jr, τότε εργαζόμενος στην General Electric, έκανε μία πρακτική επίδειξη της λειτουργίας τους από το 1962. Από τότε και έπειτα η τεχνολογία εκμετάλλευσης των μηχανισμών παραγωγής φωτός, τα υλικά των επαφών p-n, οι τεχνικές μείωσης των απωλειών εκπομπής φωτονίων, αλλά και η γενικότερη αντίληψη του ανθρώπου περί του τεχνητού φωτισμού διαρκώς εξελίσσεται και μεταβάλλεται.

Ενώ κατά τη δεκαετία του 1980 τα LED αποτελούσαν καθαρά μικρές πηγές φωτός σήμανσης και προειδοποίησης (σε ηλεκτρονικούς υπολογιστές ή ενδείξεις κατάστασης σε βιομηχανικές μονάδες), τα τελευταία χρόνια έχει αναγνωρισθεί η πολλά-υποσχόμενη και συνεχώς-αυξανόμενη ανάπτυξη τους, προς αντικατάσταση των παραδοσιακών μορφών τεχνητού φωτισμού. Το σχήμα 3.8 παρουσιάζει μία τρισδιάστατη απεικόνιση ενός LED ισχύος, όπου η διάταξη καταναλώνει ηλεκτρική ισχύ της τάξης των μερικών Watt και όχι των mW, όπως παλαιότερα.



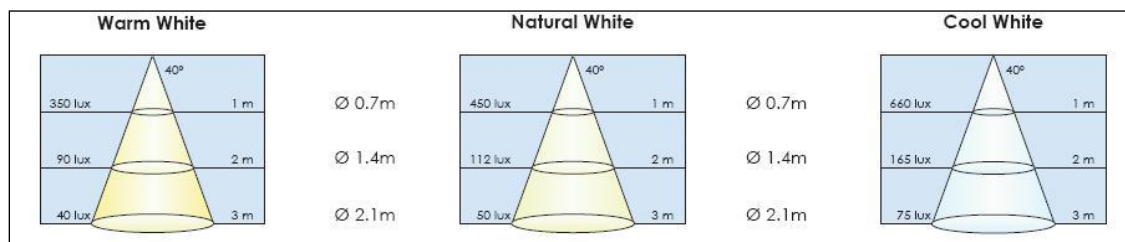
Σχήμα 3.8 Τρισδιάστατη τομή βασικής κατασκευής InGaN LED [38].

Οι αρχικές μορφές των διόδων φωτοεκπομπής παρουσίαζαν μονοχρωματική ακτινοβολία με τις κατάλληλες προσθήκες στο υλικό της επαφής  $p-n$ . Επειδή όμως η ανάγκη για την ανάπτυξη λαμπτήρων με LED που να εκπέμπουν λευκό φως έγινε εντονότερη, υπάρχουν πλέον τρεις κύριες μέθοδοι για τη δημιουργία λευκού φωτός:

- (α) ο συνδυασμός τριών LED με το καθένα να εκπέμπει ένα από τα τρία πρωτεύοντα χρώματα,
- (β) η μετατροπή υπεριώδους ή μπλε ακτινοβολίας από LED σε διάφορα χρώματα με τη χρήση κατάλληλων φωσφορίζουσών πουδρών, μέθοδος ανάλογη με την τεχνολογία των λαμπτήρων φθορισμού
- (γ) μέσω συνδυασμού της ακτινοβολίας που παράγεται από τον ημιαγωγό, αλλά και το υπόστρωμά του [39].

Τα LED ισχύος παρουσιάζουν σημαντική βελτίωση σε σχέση με τους προκατόχους τους (LED χαμηλής ισχύος) σε φωτεινή αποτελεσματικότητα. Οι συμβατικοί λαμπτήρες πυρακτώσεως παρουσιάζουν αποτελεσματικότητα μικρότερης των 15 lm/W και οι λαμπτήρες πυρακτώσεως αλογόνου φτάνουν σε μια μέση τιμή της τάξεως των 20 lm/W. Όπως είναι όμως γνωστό η κατανάλωση σε ισχύ των λαμπτήρων πυρακτώσεως μπορεί να ξεκινά από τα 15 W και να φτάνει μέχρι και τα 2000 W για κάποιους λαμπτήρες αλογόνου. Η θερμοκρασία χρώματος στους λαμπτήρες αυτούς είναι περιορισμένη (2800 και 3000-3500 K), ενώ η διάρκεια ζωής τους τυπικά δεν ξεπερνά τις 2000 ώρες λειτουργίας.

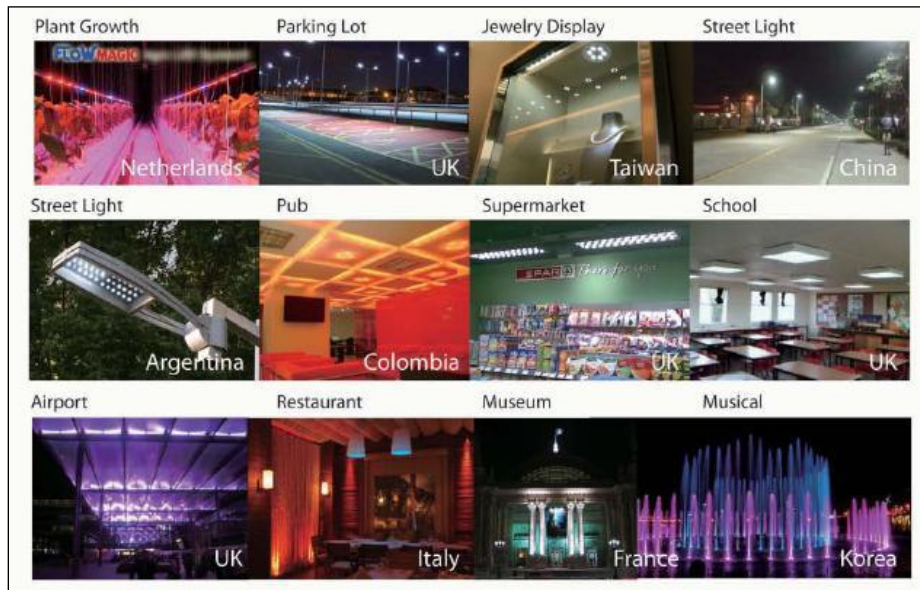
Με κατανάλωση πολύ μικρότερης ισχύος (από 0.1 μέχρι και 7 W) τα LED ισχύος παραγωγής λευκού φωτός παρουσιάζουν αποδοτικότητες που πλησιάζουν και τα 130 lm/W, με ευρεία θερμοκρασία χρώματος σε θερμό, φυσικό και ψυχρό φως, υψηλή χρωματική απόδοση και διάρκεια ζωής που σε περιπτώσεις κάποιων οργανικών LED φτάνει και τις 100.000 ώρες λειτουργίας. Συγκριτικά με τους λαμπτήρες αλογόνου που έχουν καθιερωθεί στο εμπόριο και τη βιομηχανία, υπάρχουν LED ισχύος των 2.5 W παραγωγής λευκού φωτός, που αποδίδουν αντίστοιχες τιμές φωτεινής έντασης με εκείνες λαμπτήρων αλογόνου των 40-50 W (σχήμα 3.9).



Σχήμα 3.9 Κωνικά διαγράμματα φωτομετρίας σε LED ισχύος 2.5 W [40].



Πέρα από την αντικατάσταση των συμβατικών λαμπτήρων πυρακτώσεως τα LED ισχύος και πιο πρόσφατα τα ultra-bright LED πλησιάζουν τις αποδόσεις των λαμπτήρων φθορισμού, οι οποίοι φτάνουν μέχρι τα 120 lm/W. Τα LED πλησιάζουν με ταχύ ρυθμό αυτές τις αποδόσεις, καταναλώνοντας ελάχιστη ενέργεια, επιβαρύνοντας πολύ λιγότερο το περιβάλλον και με διάρκεια ζωής πολύ μεγαλύτερη από τους οικονομικούς λαμπτήρες φθορισμού. Ο στόχος των LED αποσκοπεί αναμφισβήτητα να κυριαρχήσει στον τομέα του επαγγελματικού και του οικιακού φωτισμού και με τους ιδιαίτερα ταχείς ρυθμούς της εξέλιξής τους θα καταφέρουν σε σχετικά μικρό χρονικό διάστημα να εδραιωθούν ως ο νέος αποδοτικός, οικονομικός και οικολογικός τρόπος τεχνητού φωτισμού. Στο σχήμα 3.10 φαίνονται ήδη κάποιες από τις πολλαπλές εφαρμογές εγκατάστασης των LED σε σύγχρονο αστικό περιβάλλον.



Σχήμα 3.10 Εφαρμογές φωτισμού με LED σε πραγματικά περιβάλλοντα [39].

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

### ΕΝΑΥΣΗ ΦΩΤΕΙΝΩΝ ΠΗΓΩΝ LED ΚΑΙ ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

#### 4.1 Εισαγωγή στο φωτισμό των φωτεινών πηγών LED

Ο φωτισμός αντιπροσωπεύει περίπου το 20% της παγκόσμιας κατανάλωσης ηλεκτρισμού, ενώ την τελευταία δεκαετία έχει μειωθεί στο 12-13% λόγω της αντικατάστασης των συμβατικών λαμπτήρων με LED. Στις αναπτυγμένες οικονομίες, αυτή η αναλογία μπορεί να είναι σημαντικά μεγαλύτερη λόγω της υψηλής εμπορικής χρήσης. Για παράδειγμα, μόνο στις Η.Π.Α. υπολογίζεται ότι μόλις το 28% της ενέργειας που καταναλώνεται για τον φωτισμό είναι για οικιακή χρήση. Ο μεγαλύτερος όγκος της ενεργειακής κατανάλωσης για φωτισμό συγκεντρώνεται στις εμπορικές εφαρμογές, όπως είναι τα γραφεία, τα εστιατόρια και τα εμπορικά καταστήματα. Σε αυτό το γενικό πλαίσιο, νέοι λαμπτήρες οι οποίοι παρέχουν παρόμοια ένταση φωτισμού με τις παραδοσιακές πηγές τεχνητού φωτός, αλλά με πολύ χαμηλότερη κατανάλωση ενέργειας, παίζουν κρίσιμο ρόλο προς την κατεύθυνση της υιοθέτησης οικολογικών πρακτικών, στοχεύοντας στο να μειώσουν περισσότερο την ενεργειακή κατανάλωση.

Ο φωτισμός στερεάς κατάστασης (*solid state lighting*) με τη χρήση *διόδων φωτοεκπομπής (light emitting diodes-LED)* ή και *LED υψηλής φωτεινότητας (High Brightness -HB LED-)* κερδίζει σε δημοτικότητα με την πάροδο του χρόνου, καθώς προσφέρει υψηλή φωτεινή αποδοτικότητα (*lumens/W*) και προσφέρει μεγάλη διάρκεια ζωής, μειώνοντας ταυτόχρονα τις δαπάνες συντήρησης. Και οι δύο αυτοί παράγοντες είναι κρίσιμοι στον εμπορικό φωτισμό όπου οι ώρες εργασίες είναι πολλές και σε πολλές περιπτώσεις τα φωτιστικά σώματα δεν είναι εύκολα προσβάσιμα για εργασίες συντήρησης. Επιπροσθέτως, οι λαμπτήρες με LED προσφέρουν άμεση έναυση, αντίθετα με άλλες πηγές τεχνητού φωτός, όπως είναι κάποιοι λαμπτήρες εκκένωσης αερίων, αλλά και ο έλεγχος της αυξομείωσης της έντασής τους (*dimming control*) επιτρέπει καλύτερη διαχείριση της ποσότητας του φωτός που χρειάζεται για τον κάθε χώρο και για κάθε περίπτωση. Η ευκολία στον έλεγχο της φωτεινότητας των LED αποτελεί και έναν ακόμη τρόπο εξοικονόμησης της ενέργειας, καθώς μπορεί να ρυθμιστεί αναλόγως με το φυσικό φως ημέρας που προσλαμβάνει ο χώρος, αλλά και σε σχέση με άλλους παράγοντες, όπως και για το κατά πόσον οι χώροι είναι κατειλημμένοι ή όχι την παρούσα χρονική στιγμή. Αντίθετα με τους λαμπτήρες πυράκτωσης όμως, τα LED θέτουν κάποιες προκλήσεις.

Απαιτούν ένα σταθεροποιημένο συνεχές ρεύμα (*direct current-DC*) για τη βέλτιστη λειτουργία τους και ως εκ τούτου δεν μπορούν να τροφοδοτηθούν απευθείας από τη γραμμή παροχής του *εναλλασσόμενου ρεύματος (alternating current-AC)*. Άλλες πηγές φωτισμού, όπως είναι οι λαμπτήρες φθορισμού και οι λαμπτήρες εκκένωσης αερίων, επίσης δεν μπορούν να τροφοδοτηθούν απευθείας από τη γραμμή παροχής, και απαιτούν ένα μαγνητικό ή ηλεκτρονικό σύστημα έναυσης για τη λειτουργία τους έτσι, ώστε να μετασχηματίσουν την εναλλασσόμενη τάση της γραμμής σε μία κατάλληλη τάση για το λαμπτήρα.

Τα LED απαιτούν μια νέα τάξη συστημάτων ηλεκτρονικών ισχύος, όπως είναι οι *οδηγοί LED (LED drivers)* και τα *τροφοδοτικά των LED (LED power supplies)*, τα οποία υπάρχουν σε ποικίλες μορφές και είδη. Ειδικά στον εμπορικό φωτισμό με το μεγάλο εύρος των εφαρμογών (κρυφοί φωτισμοί σε ψευδοροφές, αρχιτεκτονικοί φωτισμοί, συγκεντρωτικές φωτεινές δέσμες με σποτ, ράγες οροφής, κ.α.) κάθε χώρος μπορεί να έχει τελείως διαφορετικές απαιτήσεις. Πολλές από αυτές τις εφαρμογές απαιτούν σημαντική ποσότητα φωτός, όπως για παράδειγμα σε αποθήκες με υψηλή οροφή μπορεί να απαιτούνται και παραπάνω από 100 LED για να παράγουν την προτεινόμενη ποσότητα *φωτεινής ροής* σε *lumen (lm)* [42]. Με την ανάπτυξη της τεχνολογίας των διόδων υψηλής φωτεινότητας (HB), αυξήθηκε η φωτεινή αποδοτικότητα σε πάνω από 100 lumens/W, και ως εκ τούτου το HB LED, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως πηγή φωτός στερεάς κατάστασης για εφαρμογές γενικού φωτισμού. Επίσης, αντίθετα με κάποιους τύπους λαμπτήρων εκκένωσης δεν περιέχει υδράργυρο, και προσφέρει μεγαλύτερη διάρκεια ζωής. Εκτιμάται πως στο μέλλον τα LED ισχύος θα αντικαταστήσουν τις υπάρχουσες πηγές τεχνητού φωτός, όπως είναι οι λαμπτήρες πυράκτωσης και φθορισμού.

Καθώς ο λαμπτήρας πυράκτωσης συμπεριφέρεται κυρίως ως μία αντίσταση, για τους λαμπτήρες φθορισμού, αλλά και για άλλους τύπους λαμπτήρων, χρειάζεται η προσθήκη ενός ειδικού κυκλωματικού διόρθωσης του συντελεστή ισχύος (*power factor correction-PFC- circuitry*).

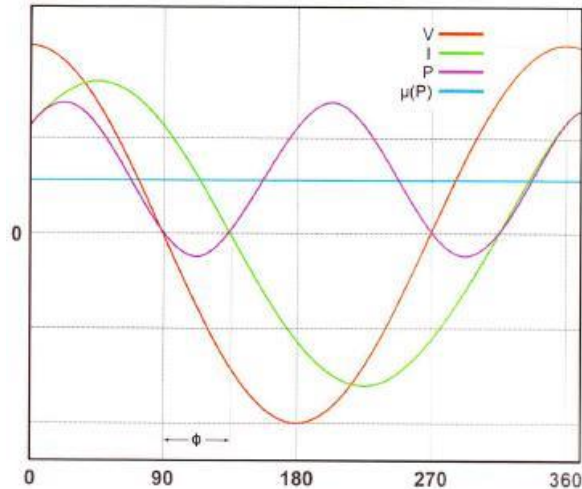
## 4.2 Ορισμός του συντελεστή ισχύος και τρόποι βελτίωσής του

Ένας χαμηλός συντελεστής ισχύος (*power factor*) αποτελεί πρόβλημα για τους παρόχους της ηλεκτρικής ενέργειας και όχι για τους οικιακούς και μικρούς καταναλωτές, μιας και εκείνοι χρεώνονται μόνο την πραγματική ισχύ που καταναλώνεται. Οι ενεργειακοί πάροχοι θα πρέπει να βεβαιωθούν ότι τα συστήματα τροφοδοσίας τους είναι ικανά να παρέχουν με ασφάλεια την ολική απαίτηση φαινόμενης ισχύος (*apparent power*) όλων των χρηστών. Καθώς η φαινόμενη ισχύς είναι πάντα υψηλότερη της πραγματικής ισχύος (*real power*) το δίκτυο τροφοδοσίας (*supply grid*) θα πρέπει να κατασκευαστεί σε ιδιαίτερα μεγάλες φυσικές διαστάσεις, κάτι το οποίο είναι αρκετά δαπανηρό. Η περισσότερη ισχύς μεταφράζεται επίσης και σε υψηλότερες απώλειες με τη μορφή θερμότητας και συνεπώς θα χρειάζονται και περισσότεροι πόροι ενέργειας για να παραχθεί η πραγματική ισχύς. Επιπλέον, τα μη γραμμικά φορτία δημιουργούν και αρμονικές, οι οποίες παράγουν περίσσεια θερμότητα και μπορούν να προκαλέσουν παρεμβολές σε άλλα μέρη του εξοπλισμού.

Σε ιδανικές συνθήκες ο Συντελεστής Ισχύος (συντ. ΣΙ) θα πρέπει να είναι ίσος με τη μονάδα  $\cos\phi = 1$ , έτσι ώστε η φαινόμενη ισχύς να ισούται με την πραγματική. Οι χρήστες της ηλεκτρικής ενέργειας που βρίσκονται σε βιομηχανικές εγκαταστάσεις χρεώνονται τη φαινόμενη ισχύ, ενώ οι οικιακοί καταναλωτές συνήθως όχι. Σε κάποιες περιπτώσεις μάλιστα οι βιομηχανικοί χρήστες εγκαθιστούν ειδικό εξοπλισμό για τον έλεγχο του συντελεστή ισχύος, προσπαθώντας να προσεγγίσουν την τιμή 1. Αυτή η διαδικασία ονομάζεται *διόρθωση του συντελεστή ισχύος (power factor correction)*. Το Ευρωπαϊκό πρότυπο ποιότητας IEC 61000-3-2 καθορίζει λεπτομερή όρια σχετικά με τα ποσοστά των αρμονικών ρευμάτων που μπορούν να παραχθούν από ηλεκτρονικά κυκλώματα τροφοδοτικών, όταν αυτά συνδέονται στο δημόσιο δίκτυο εναλλασσόμενου ρεύματος (AC).

Τα περισσότερα φορτία τέτοιων τροφοδοτικών δεν είναι καθαρά ωμικά, όπως είναι οι λαμπτήρες πυράκτωσης, ακόμη όμως και αυτοί οι λαμπτήρες μπορούν να μετατραπούν σε σύνθετες αντιστάσεις όταν εμπλακούν άλλοι παράγοντες. Πολλά φορτία με κινητήρες λογίζονται ως επαγωγικά φορτία, και αυτός είναι ο λόγος που το πραγματικό ρεύμα συνήθως καθυστερεί έναντι της τάσης δικτύου. Αυτή η διαφορά φάσης που συμβολίζεται με  $\phi$ , μεταξύ του ρεύματος και της τάσης, αποτελεί και μία μέτρηση του συντελεστή ισχύος (σχήμα 4.1).

Συγκεκριμένα, όταν το ρεύμα και το φορτίο είναι και τα δύο τέλεια ημίτονα, τότε και ο συντελεστής ισχύος είναι και ίσος με το  $\cos\phi$ . Στην ιδανική αυτή περίπτωση, ο συντελεστής ισχύος μπορεί να διορθωθεί με την προσθήκη ενός πυκνωτή ή περισσότερων παράλληλα με το φορτίο και αυτό ακριβώς συμβαίνει σε πολλές πρακτικές επαγγελματικές εφαρμογές, μειώνοντας έτσι το κόστος δαπάνης της ηλεκτρικής ενέργειας.

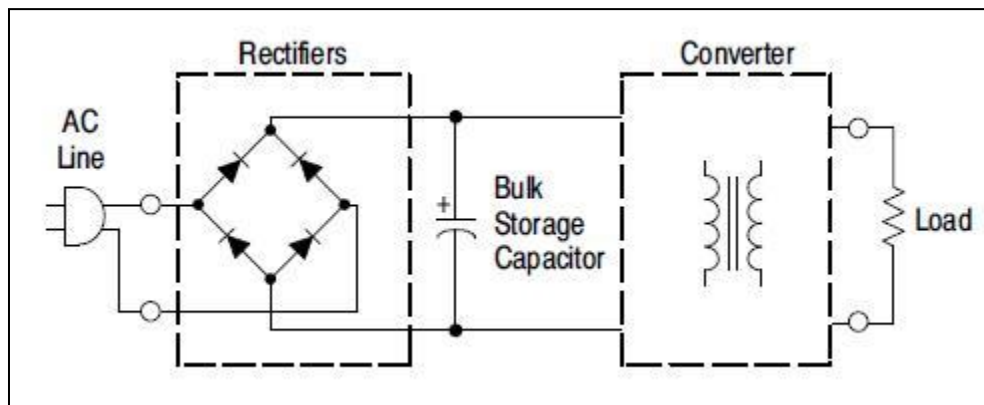


**Σχήμα 4.1** Η σχέση μεταξύ ρεύματος, τάσης και συντελεστή ισχύος [43].

Στις μέρες μας τα ηλεκτρικά φορτία γίνονται ολοένα και περισσότερο περίπλοκα και κάποια από αυτά χαρακτηρίζονται και ως μη γραμμικά, που σημαίνει ότι το ρεύμα που καταναλώνουν δεν είναι γραμμική συνάρτηση της AC τάσης παροχής. Συνήθως αυτά τα φαινόμενα εμφανίζονται σε εφαρμογές που χρησιμοποιούν ανορθωτές και διακοπτόμενα τροφοδοτικά, τα οποία παρέχουν ισχύ στα περισσότερα σύγχρονα ηλεκτρονικά, όπως είναι οι υπολογιστές, οι τηλεοράσεις, ο φωτισμός φθορισμού και ο φωτισμός με LED, μεταξύ άλλων. Τα μη γραμμικά ρεύματα περιέχουν αρμονικές που μπορούν να προκαλέσουν προβλήματα όταν χρησιμοποιούνται πυκνωτές για τη διόρθωση του συντελεστή ισχύος.

Σε συγκεκριμένες περιπτώσεις, οι αρμονικές σε συνδυασμό με αυτούς τους πυκνωτές, έχουν ως αποτέλεσμα κάποιους συντονισμούς, οι οποίοι παράγουν καταστάσεις υπέρτασης και θερμότητας, οι οποίες μπορούν δυνητικά να καταστρέψουν και τις συσκευές και τον εξοπλισμό. Η διόρθωση του συντελεστή ισχύος απαιτεί άλλες τεχνικές, πλέον της απλής προσθήκης πυκνωτών στο φορτίο, όπως είναι η χρήση φίλτρων μεγάλου φυσικού όγκου (παθητική προσέγγιση), οι οποίες καταστέλλουν τις αρμονικές που παράγει το φορτίο. Μια πιο διαδεδομένη προσέγγιση είναι η ενεργή διόρθωση του συντελεστή ισχύος, η οποία προσθέτει ειδικά κυκλώματα στο φορτίο, που το κάνουν να δείχνει πιο παθητικό ως προς την πηγή τροφοδοσίας του [43].

Ως παράδειγμα κυκλώματος ενεργής διόρθωσης είναι και η σειρά των μονολιθικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων ελέγχου MC3x262P, που είναι ειδικά σχεδιασμένη για τον έλεγχο του συντελεστή ισχύος με ελάχιστα εξωτερικά εξαρτήματα. Προσφέρει για το σχεδιαστή μία απλή, αλλά και αποδοτική λύση ενεργής διόρθωσης του συντελεστή ισχύος. Τα περισσότερα διακοπτόμενα τροφοδοτικά χρησιμοποιούν έναν ανορθωτή γέφυρας και έναν πυκνωτή αποθήκευσης μεγάλης χωρητικότητας για να αντλήσουν καθαρή DC τάση από την εναλλασσόμενη γραμμή του δικτύου (σχήμα 4.2).

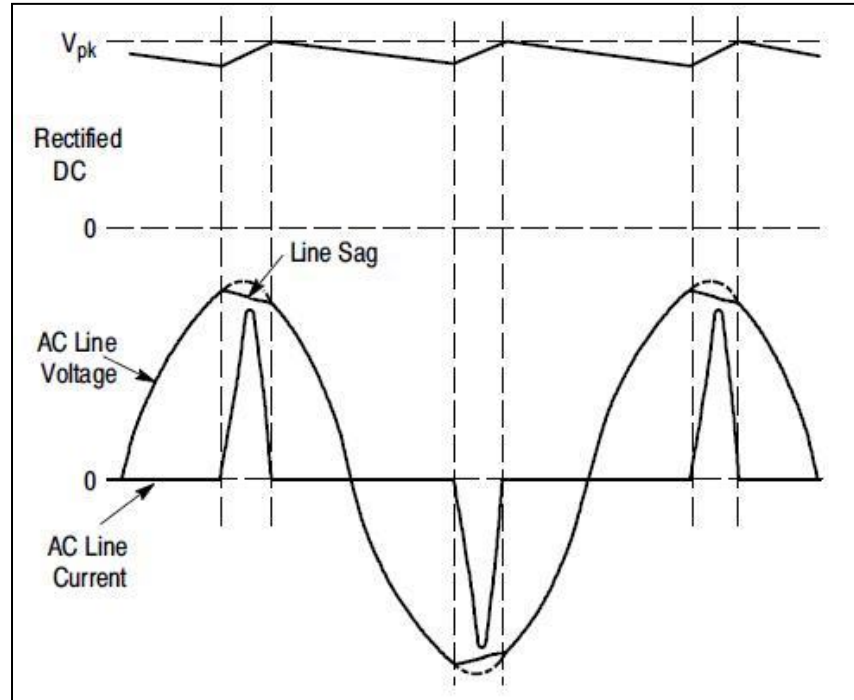


Σχήμα 4.2 Μη διορθωμένο κύκλωμα ΔΣΙ [44]

Το απλό κύκλωμα ανόρθωσης καταναλώνει ισχύ από τη γραμμή μόνο όταν η στιγμιαία εναλλασσόμενη τάση υπερβεί την αποθηκευμένη τάση του πυκνωτή. Αυτό συμβαίνει κοντά στην τάση κορυφής της γραμμής και έχει ως αποτέλεσμα μία στιγμιαία έξαρση ρεύματος υψηλού φορτίου, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.3. Καθώς η ισχύς αποκτάται κοντά στις κορυφές τάσης, οι προκύπτουσες στιγμιαίες εξάρσεις ρεύματος είναι εξαιρετικά μη ημιτονοειδείς με υψηλό περιεχόμενο αρμονικών.

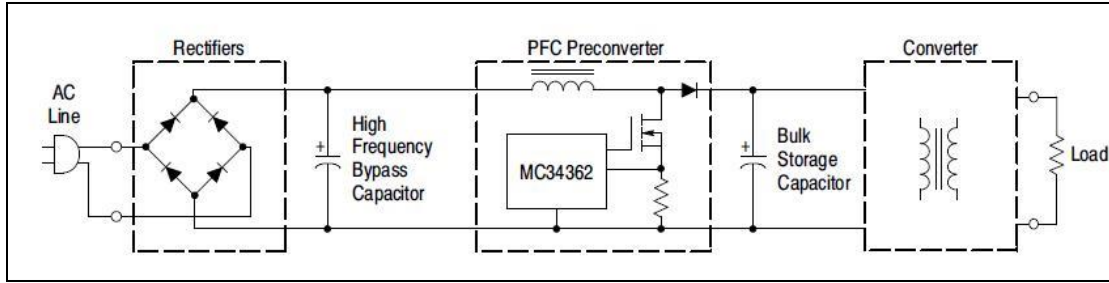
Αυτό έχει ως αποτέλεσμα μία ανεπαρκή κατάσταση για το συντελεστή ισχύος του κυκλώματος, όπου η φαινόμενη ισχύς εισόδου είναι αρκετά υψηλότερη από την πραγματική ισχύ. Τα ποσοστά των συντελεστών ισχύος σε αυτές τις περιπτώσεις κυμαίνονται συνήθως από 0.5 μέχρι 0.7 έναντι του ιδανικού μοναδιαίου συντελεστή όπου θα υπάρχει ελάχιστη απώλεια ισχύος, καθώς επιδιώκεται η εξίσωση της φαινόμενης ισχύος  $S$  με την πραγματική ισχύ  $P$ ,

$$\cos\phi = \frac{P(W)}{S(VA)} \quad (1.1)$$



Σχήμα 4.3 Μη διορθωμένες κυματομορφές συντελεστή ισχύος [44].

Σε γενικές εφαρμογές, η διόρθωση του συντελεστή ισχύος μπορεί να επιτευχθεί με τη χρήση είτε ενός παθητικού, είτε ενός ενεργού κυκλώματος. Τα παθητικά κυκλώματα περιέχουν συνήθως συνδυασμούς μεγάλων πυκνωτών, πηνίων και ανορθωτών που λειτουργούν στη συχνότητα του δικτύου. Τα ενεργά κυκλώματα από την άλλη πλευρά, ενσωματώνουν κάποια μορφή υψίσυχνου διακοπόμενου μετατροπέα για την επεξεργασία της ισχύος, με την πιο διαδεδομένη τοπολογία αυτή του μετατροπέα ώθησης τάσης (σχήμα 4.4).



Σχήμα 4.4 Ενεργός μετατροπέας διόρθωσης συντελεστή ισχύος [44].

Καθώς τα ενεργά κυκλώματα εισόδου λειτουργούν σε συχνότητα αρκετά υψηλότερη από αυτήν της γραμμής του δικτύου, είναι σημαντικά μικρότερα λόγω των χαμηλότερων ρευμάτων που διαρρέουν το κύκλωμα, πιο ελαφριά σε βάρος και πιο αποδοτικά από ένα αντίστοιχο παθητικό κύκλωμα που αποφέρει παρόμοια αποτελέσματα. Με τον κατάλληλο έλεγχο του μετατροπέα, σχεδόν κάθε σύνθετο φορτίο μπορεί να παρουσιαστεί ωμικό ως προς τη γραμμή του δικτύου έτσι, ώστε να περιοριστεί σημαντικά το αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος. Για παράδειγμα, η σειρά MC3x262P περιλαμβάνει υψηλής απόδοσης ελεγκτές του συντελεστή ισχύος, με λειτουργία κρίσιμης αγωγής, τύπου ρεύματος, οι οποίοι είναι ειδικά σχεδιασμένοι για χρήση στους ενεργούς μετατροπέες για εφαρμογές εκτός της γραμμής δικτύου. Αυτές οι διατάξεις εξασφαλίζουν τα απαραίτητα χαρακτηριστικά που απαιτούνται για να βελτιώσουν σημαντικά τα φορτία με χαμηλό συντελεστή ισχύος, διατηρώντας το AC ρεύμα γραμμής ημιτονοειδές και συμφασικό με την τάση της γραμμής [44].

Στις εφαρμογές φωτισμού για λαμπτήρες LED, η *διόρθωση του συντελεστή ισχύος (ΔΣΙ)*, μπορεί να επιτευχθεί με ένα παθητικό ή ενεργό κύκλωμα, όπως και για τις γενικές εφαρμογές. Είναι όμως δύσκολο να επιτευχθεί **και** υψηλός *συντελεστής ισχύος (ΣΙ) και χαμηλή ολική αρμονική παραμόρφωση (ΟΑΠ--THD-Total Harmonic Distortion-)* ταυτόχρονα, καθώς τα παθητικά κυκλώματα ΔΣΙ χρησιμοποιούν μόνο πυκνωτές, πηνία, ή μεταβλητά επαγωγικά φίλτρα, τα οποία ανεβάζουν τα επίπεδα αρμονικής παραμόρφωσης. Το ενεργό κύκλωμα ΔΣΙ μπορεί να προσφέρει υψηλό δείκτη ΣΙ και χαμηλή ΟΑΠ ευκολότερα, με τη χρήση μετατροπέων ισχύος, όπως είναι οι *μετατροπείς ώθησης τάσης ΔΣΙ (boost PFC converters)* ή και οι *μετατροπείς επιστροφής (flyback converters)* με έλεγχο ανάδρασης του ρεύματος ή της τάσης του φορτίου. Η χρήση δύο βαθμίδων ισχύος προσφέρει μια ικανοποιητική δυνατότητα διόρθωσης του συντελεστή ισχύος, εξισορροπώντας την ισχύ εισόδου και εξόδου, αλλά αυξάνει το κόστος του κυκλώματος [45].



### 4.3 Ανάγκη διόρθωσης του Συντελεστή Ισχύος στις φωτεινές πηγές LED

Η τεχνολογία και η επίδοση των LED υψηλής φωτεινότητας (High Brightness-HB) υφίσταται σημαντικές βελτιώσεις που συνδέονται με ολοένα και περισσότερες νέες εφαρμογές, όπως είναι ο οπίσθιος φωτισμός των οθονών LCD, οι προβολείς των αυτοκινήτων, τα φανάρια κυκλοφορίας, αλλά και ο φωτισμός γενικής χρήσης. Ως μια πηγή τεχνητού φωτός που δεν περιέχει υδράργυρο, τα LED υψηλής φωτεινότητας έχουν γίνει ευρέως αποδεκτά λόγω της μακροζωίας τους, των χαμηλών απαιτήσεων συντήρησης και της συνεχώς βελτιωμένης λαμπρότητας. Για επίπεδα ισχύος εισόδου μεγαλύτερα των 25 W οι AC/DC οδηγοί LED πρέπει να συμμορφώνονται με τους κανονισμούς των ορίων αρμονικών ρευμάτων δικτύου που θέτει το πρότυπο IEC-61000-4-2 (Class C). Σε γενικές γραμμές, είναι δύσκολο να εκπληρωθούν αυτές οι απαιτήσεις με τη χρήση παθητικών τεχνικών διόρθωσης του συντελεστή ισχύος, ειδικά για εφαρμογές διεθνούς ενεργής τάσης εισόδου 90-230 V. Ως εκ τούτου, η πλειονότητα των LED οδηγών AC/DC με γενική είσοδο τάσης υλοποιούνται με ενεργή διόρθωση του συντελεστή ισχύος [46].

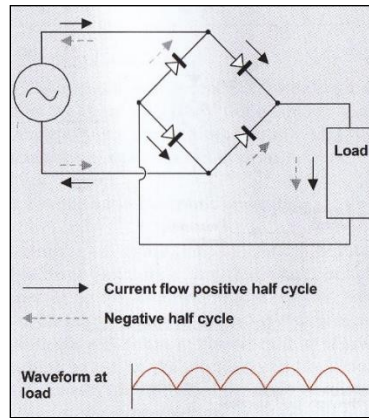
### 4.4 Λειτουργικό διάγραμμα βαθμίδων συστήματος έναυσης λαμπτήρων

Ο μετασχηματισμός της τάσης και η ρύθμιση του ρεύματος που γίνεται στα τροφοδοτικά έναυσης (οδηγούς) των LED μπορεί να εκτελεστεί με ένα μετατροπέα ισχύος (*power converter*). Αυτό περιλαμβάνει τα ακόλουθα πλεονεκτήματα:

- σε πολλές εφαρμογές, ιδιαίτερα στους οδηγούς των LED, ο μετατροπέας ισχύος έχει ως αποτέλεσμα την υψηλότερη απόδοση.
- ο μετατροπέας ισχύος μπορεί να εξασφαλίσει την καλύτερη ρύθμιση και έναυση του λαμπτήρα, με αποτέλεσμα τη μεγαλύτερη διάρκεια ζωής του, αλλά και την καλύτερη διατήρηση της φωτεινής ροής κατά τη διάρκεια της λειτουργίας του.
- πέρα από τα παραπάνω οικονομικά πλεονεκτήματα, ο οδηγός των LED μπορεί να κατασκευαστεί σε πολλά διαφορετικά σχήματα και μεγέθη, επειδή τα τροφοδοτικά αυτά λειτουργούν σε υψηλή συχνότητα· αυτό σημαίνει πως ο οποιοσδήποτε μετασχηματιστής ή επαγωγός έχει πολύ μικρότερο όγκο συγκρινόμενος με τα παλαιότερα εξαρτήματα των 50 Hz, με αποτέλεσμα την πιο ευέλικτη εφαρμογή φωτισμού.

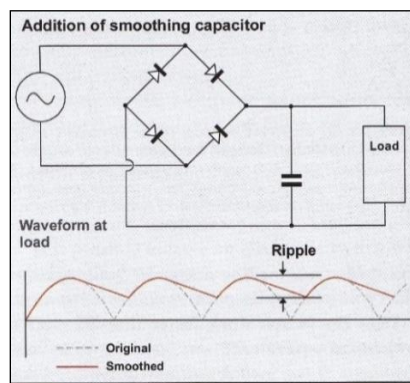
Οι μετατροπείς ισχύος μετατρέπουν την εισερχόμενη AC ή DC τάση παροχής στην τάση που απαιτείται από το λαμπτήρα. Βασίζονται σε έναν αριθμό κύριων «βαθμίδων», οι οποίες αναλύονται παρακάτω.

**Ανορθωτής.** Εκτός και αν η πηγή ισχύος είναι η ίδια DC (όπως μία μπαταρία αυτοκινήτου) όλα τα τροφοδοτικά ξεκινούν το έργο τους με τη μετατροπή της εισερχόμενης τάσης παροχής AC σε DC. Αυτή η ανόρθωση επιτυγχάνεται συνήθως με έναν συμβατικό ανορθωτή γέφυρας (σχήμα 4.5).



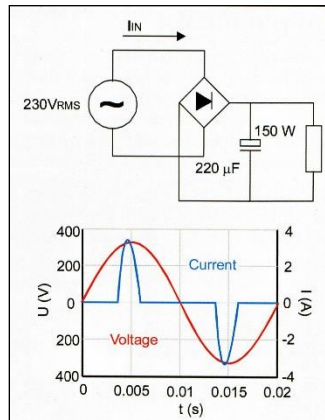
**Σχήμα 4.5** Ο πιο συνήθης ανορθωτής πλήρους κύματος – ο ανορθωτής γέφυρας [47].

Στο σχήμα 4.6 φαίνεται το όφελος ενός πυκνωτή εξομάλυνσης, έτσι ώστε η μέση τιμή της DC τάσης της εξόδου του ανορθωτή, να πλησιάζει κοντά στις κορυφές της τάσης AC.



**Σχήμα 4.6** Χρήση πυκνωτή για την εξομάλυνση του σήματος εξόδου του ανορθωτή ημιτονικού κύματος [47].

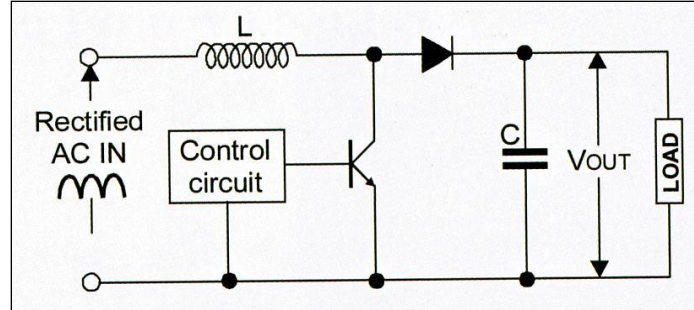
Διαπιστώνεται όμως και το εξής πρόβλημα: ο πυκνωτής λαμβάνει φορτίο μόνο για ένα μικρό μέρος του κύκλου, καθώς φορτίζει μόνο όταν η τάση παροχής ξεπερνά την τάση του πυκνωτή. Στη πράξη αυτό μπορεί να σημαίνει ότι το κύκλωμα τραβάει ρεύμα από την παροχή π.χ. μόνο για το 30% του χρόνου. Το σχήμα 4.7 δείχνει τι μπορεί να συμβεί σε αυτήν την περίπτωση. Ενώ αυτό το γεγονός θα μπορούσε να ήταν αποδεκτό σε εξοπλισμό χαμηλής ισχύος, οι προκύπτουσες αρμονικές στην πηγή για ένα σημαντικό φορτίο θα ήταν μη αποδεκτές. Η κατάσταση χειροτερεύει εάν υπάρχει ισχυρή σύνθετη αντίσταση στην παροχή, γιατί οι κορυφές του ρεύματος μπορούν να παραμορφώσουν την κυματομορφή της τάσης.



**Σχήμα 4.7** Η μη γραμμική κυματομορφή ρεύματος που προκύπτει από το κύκλωμα του ανορθωτή γέφυρας [47].

**Τρανζίστορ:** Τα τρανζίστορ χρησιμοποιούνται στα τροφοδοτικά ως ηλεκτρονικοί μεταγωγείς υψηλής ταχύτητας. Θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν και άλλα κυκλωματικά στοιχεία όπως τα θυρίστορ, αλλά εκείνα είναι πιο κατάλληλα σε εφαρμογές υψηλής ισχύος, και για αυτόν τον λόγο στους οδηγούς των LED και στους μετασχηματιστές για χρήσεις φωτισμού, κυριαρχούν τα τρανζίστορ (και ειδικότερα τα MOSFET) ως κύριες μεταγωγικές διατάξεις.

**Μετατροπείας DC:** Η ανορθωμένη τάση του δικτύου παράγει μία τάση DC που εξαρτάται από την ενεργό τιμή της, και από το εάν υπάρχει πυκνωτής εξομάλυνσης ή όχι. Αλλά αυτή η τάση μπορεί να μην είναι η απαιτούμενη. Με τη χρήση ενός επαγωγού και ενός τρανζίστορ είναι δυνατό να μετατραπεί η ανορθωμένη τάση DC σε μία υψηλότερη τάση. Η βασική τοπολογία ενός μετατροπέα ώθησης της τάσης (*boost converter*) φαίνεται στο σχήμα 4.8.



Σχήμα 4.8 Μετατροπέας ώθησης της τάσης [47].

Η ανορθωμένη τάση πλήρους κύματος DC (χωρίς τον πυκνωτή εξομάλυνσης) εφαρμόζεται στο πηνίο. Εάν το τρανζίστορ είναι ενεργοποιημένο, το πηνίο βρίσκεται ακριβώς κατά πλάτος της παροχής και έτσι διαρρέεται από ρεύμα. Όταν απενεργοποιείται το τρανζίστορ, η πολικότητα της τάσης στις δύο άκρες του πηνίου αντιστρέφεται και προστίθεται στην τάση της παροχής. Ο πυκνωτής τότε φορτίζεται στην υψηλότερη συνολική αυτή τάση, καθώς η δίοδος αποτρέπει την εκφόρτιση του πυκνωτή διαμέσου του τρανζίστορ. Η ανάλυση που ακολουθεί δείχνει ότι η τάση εξόδου μπορεί να ελεγχθεί από το πλάτος των μεταγωγικών παλμών.

Κατά προσέγγιση η τάση εξόδου προσδιορίζεται ως εξής:

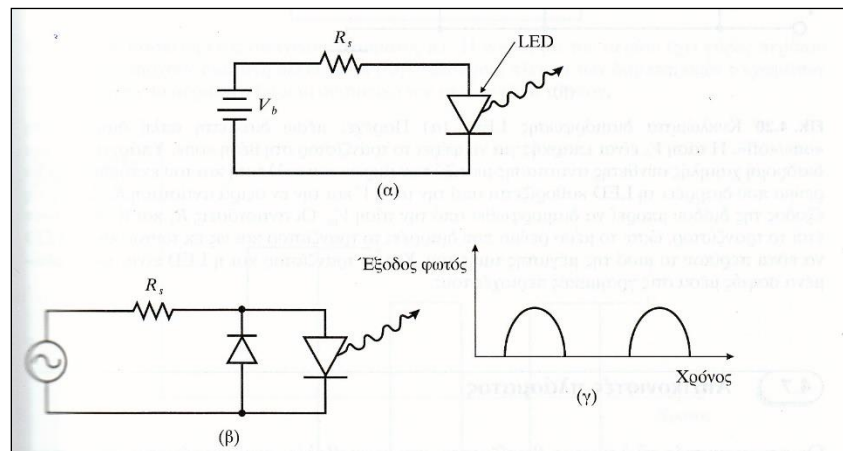
$$\text{Τάση εξόδου} = \text{τάση παροχής} \times \frac{t_{off} + t_{on}}{t_{off}}$$

Όπου  $t_{off}$  και  $t_{on}$  είναι αντίστοιχα οι μεταγωγικοί χρόνοι ανοιχτού (ON) και κλειστού (OFF) του τρανζίστορ. Ένα πρακτικό κύκλωμα μετατροπέα ώθησης τάσης όμως απαιτεί μεγαλύτερη πολυπλοκότητα στο κύκλωμα ελέγχου των τρανζίστορ. Συγκεκριμένα, θα έπρεπε να υπάρχει ένα σήμα από την παροχή για να εξασφαλιστεί ότι οι μεταγωγές ακολουθούν την κυματομορφή της τάσης της παροχής. Κάποιοι πιο εξελιγμένοι μετατροπείς χρησιμοποιούν μια ανάδραση (*feedback*) από την έξοδο για να εγυηθούν ότι η τάση εξόδου θα είναι ρυθμισμένη. Υπάρχουν και άλλοι μετατροπείς μεταξύ των οποίων και ο μετατροπέας υποβιβασμού (*buck converter*), ο οποίος μειώνει την τάση εξόδου, αλλά και ο μετατροπέας επιστροφής (*flyback*), ο οποίος μπορεί να ρυθμιστεί για την ώθηση ή τον υποβιβασμό της τάσης παροχής. Όλα εξαρτώνται από τις μεταγωγές του επαγωγικού στοιχείου και τη χρήση μίας διόδου, για να κατευθύνει την αντί-ΗΕΔ (αντί-ηλεκτρεγερτική δύναμη) του πηνίου [47].

## 4.5 Βασικά κυκλώματα οδήγησης LED

Κατά τις τελευταίες δεκαετίες έχει αναπτυχθεί έντονο το ενδιαφέρον για τη διερεύνηση των φαινομένων αστάθειας και απρόβλεπτης συμπεριφοράς σε όλο και περισσότερες διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος. Είναι πλέον καθολικά αποδεκτή η άποψη που υποστηρίζει πως είναι σημαντική η διερεύνηση της ευστάθειας ενός ηλεκτρονικού κυκλώματος μέσω της μη γραμμικής χαοτικής δυναμικής, καθώς αποτελεί ένα ισχυρό μαθηματικό εργαλείο που προσφέρει νέες πτυχές ερμηνείας της δυναμικής των κυκλωμάτων που απουσίαζαν πρωτότερα.

Τα συστήματα έναυσης των φωτεινών πηγών LED με σύγχρονες τοπολογίες ηλεκτρονικών ισχύος, είναι οι διατάξεις που χρησιμοποιούνται ευρέως πλέον για τον έλεγχο και τη διατήρηση του λειτουργικού ρεύματος στη φωτεινή πηγή. Όπως οδηγείται η εξέλιξη των σύγχρονων συστημάτων ελέγχου φωτισμού, φαίνεται πως οι συμβατικές, παθητικές διατάξεις έναυσης των LED (σχήμα 4.9), έχουν σχεδόν εξαλειφθεί για να παραχωρήσουν τη θέση τους στα ηλεκτρονικά υψίσυχνης λειτουργίας. Κρίνεται εύλογος ο στόχος της διατριβής, για να διερευνηθεί πλήρως η δυναμική συμπεριφορά των κυκλωμάτων έναυσης με σύγχρονες τοπολογίες.



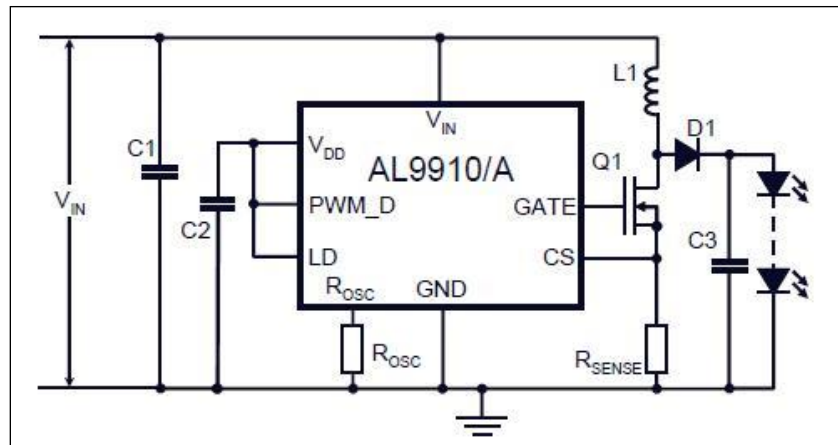
Σχήμα 4.9 Συμβατικό κύκλωμα διέγερσης LED [29].

Η φωτεινότητα των φωτεινών πηγών LED είναι ισχυρά εξαρτώμενη από το ρεύμα που τους διαπερνά και ως εκ τούτου χρειάζεται αποτελεσματικός έλεγχος για τη σταθεροποίησή του. Το κύκλωμα οδήγησης των LED παίρνει τάσεις εισόδου με ενεργό τιμή από 90-230 V και τη διανέμει στη φωτεινή πηγή, η οποία λειτουργεί με συνεχές ρεύμα DC.

Το κύκλωμα οδήγησης δεν επιτελεί μόνο τη μοναδιαία διόρθωση του συντελεστή ισχύος, αλλά σταθεροποιεί και το ρεύμα της φωτεινής πηγής LED. Το μέγεθος, η διάρκεια ζωής και το κόστος αποτελούν και άλλες ακόμη παραμέτρους του οδηγού, ο οποίος θα πρέπει να έχει μικρό μέγεθος, με το χαμηλότερο επιτρεπτό κόστος και την υψηλότερη απόδοση. Οι τοπολογίες *μονής βαθμίδας με διόρθωση του συντελεστή ισχύος (single stage power factor correction-PFC-topologies)* αποτελούν τους πλέον κατάλληλους μετατροπείς για εφαρμογές φωτισμού, καθώς έχουν μόνο έναν ενεργό διακόπτη, υψηλή απόδοση, σχεδόν μοναδιαίο συντελεστή ισχύος, ένα βρόχο ελέγχου και μικρότερο μέγεθος από τις τοπολογίες δύο βαθμίδων [48].

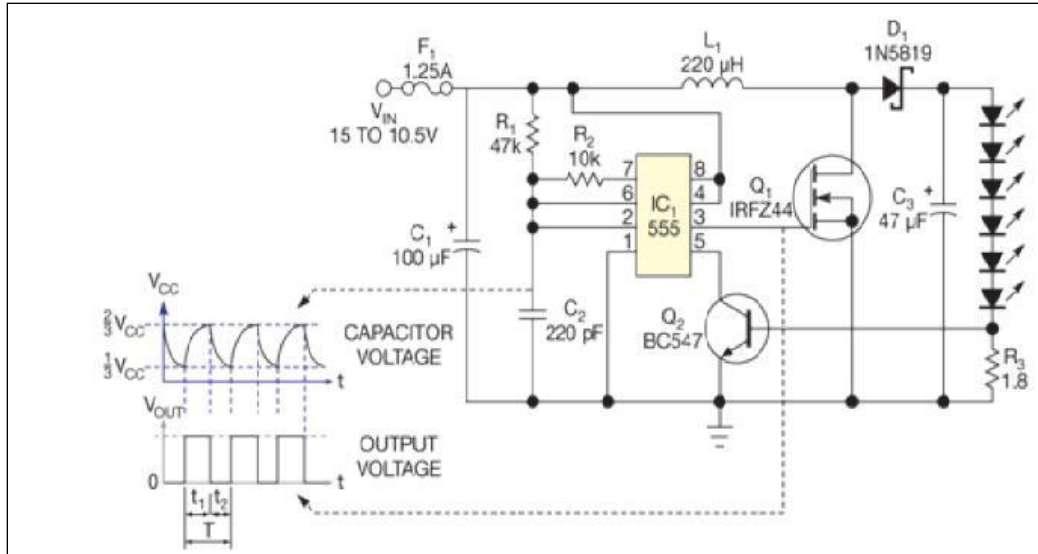
Σε μία τοπολογία οδηγού LED που φαίνεται στο σχήμα 4.10, χρησιμοποιείται ο μετατροπέας ώθησης τάσης, όταν η ορθή πτώση τάσης του φορτίου της σειράς LED (LED string) είναι υψηλότερη της τάσης τροφοδοσίας της εισόδου. Μία τέτοια τοπολογία είναι κατάλληλη όταν η τάση εισόδου είναι 48 V και το φορτίο σειράς LED αποτελείται από 20 LED υψηλής φωτεινότητας (HB), όπως είναι λόγου χάρη σε ένα φωτιστικό σώμα δρόμου. Στο μετατροπέα ώθησης τάσης, όταν το εξωτερικό τρανζίστορ MOSFET είναι ενεργό, η ενέργεια αποθηκεύεται στο πηνίο και τροφοδοτεί την έξοδο όταν το MOSFET απενεργοποιείται.

Εάν η ενέργεια που αποθηκεύεται στο πηνίο δεν εκκενωθεί πλήρως από τον επόμενο μεταγωγικό κύκλο (*τύπος συνεχούς αγωγής-continuous conduction mode*), χρησιμοποιείται ο πυκνωτής εξόδου για να τροφοδοτήσει με ρεύμα τα LED όταν το MOSFET είναι ενεργό [49].



Σχήμα 4.10 Τυπικό κύκλωμα εφαρμογής AL9910 με ώθηση τάσης [49].

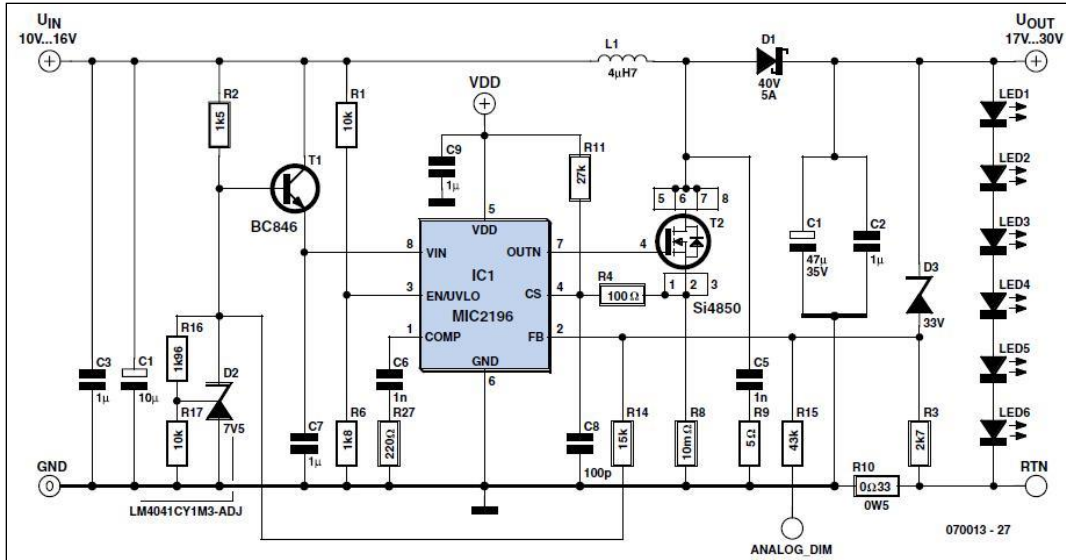
Για χρήσεις άλλων εφαρμογών, μπορούν τα LED να τροφοδοτηθούν με το γνωστό χρονιστή ολοκληρωμένου κυκλώματος 555 σε συνδυασμό με μετατροπέα ώθησης τάσης, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.11.



Σχήμα 4.11 Κύκλωμα οδήγησης LED με χρονιστή 555 [54].

Οι ακροδέκτες 2 και 6 συνδέονται μαζί, κάτι το οποίο επιτρέπει στη διάταξη να αυτό-επαναδιεγερθεί σε κάθε κύκλο. Έτσι, λειτουργεί ως ένας ελεύθερος ταλαντωτής. Κατά τη διάρκεια κάθε κύκλου ο πυκνωτής  $C_2$  φορτίζει διαμέσου της αντίστασης χρονισμού  $R_1$  και εκφορτίζει διαμέσου της  $R_2$ . Ο πυκνωτής φορτίζει στα  $2/3$  της τάσης τροφοδοσίας, όπου είναι το άνω όριο του συγκριτή και ορίζεται από τα εξαρτήματα  $R_1$  και  $C_2$ . Ο πυκνωτής εκφορτίζει στο  $1/3$  της τάσης τροφοδοσίας, που είναι το κατώτατο όριο του συγκριτή και ορίζεται από τα εξαρτήματα  $R_2$  και  $C_2$ . Κατά το χρόνο ενεργοποίησης ON, το τρανζίστορ  $Q_1$  άγει και αποθηκεύει ενέργεια στο πηνίο  $L_1$ . Όταν σταματά να άγει, η αποθηκευμένη ενέργεια μεταφέρεται στον πυκνωτή  $C_3$  μέσω της διόδου Schottky  $D_1$ .

Για να εξασφαλιστεί σταθερή ένταση φωτισμού, θα πρέπει να παρακολουθείται το ρεύμα διαμέσου του LED, με την αντίσταση  $R_3$ , η οποία ανιχνεύει το ρεύμα εξόδου. Μόλις η πτώση τάσης στα άκρα αυτής της αντίστασης φτάσει τα όρια της βάσης-εκπομπού του τρανζίστορ  $Q_2$ , αυτό ξεκινά να άγει, μειώνοντας το χρόνο ενεργοποίησης ON του χρονιστή 555. Οι ελάχιστες και οι μέγιστες τάσεις εισόδου και εξόδου για ένα τέτοιο κύκλωμα είναι 10.5 V και 15 V, ενώ η τάση και το ρεύμα στα άκρα του φορτίου των LED είναι 21 V και 350 mA, αντιστοίχως. Αυτός ο οδηγός LED (6 W) βρίσκει πολυάριθμες εφαρμογές, όπως σε φορητό φωτιστικό εξοπλισμό με μπαταρία, σε φωτισμό κήπου ηλιακής ενέργειας, σε φωτισμό αυτοκινήτων και σε σώματα υποβρύχιου φωτισμού. Ένας οδηγός LED με μετατροπέα ανύψωσης τάσης που χρησιμοποιεί τον ελεγκτή ώθησης MIC2196 και ένα MOSFET τύπου-n, μπορεί να οδηγήσει εύκολα ένα ολοκληρωμένο εξαπλό κύκλωμα Ostar ονομαστικής ισχύος 24W, όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 4.12 [50].

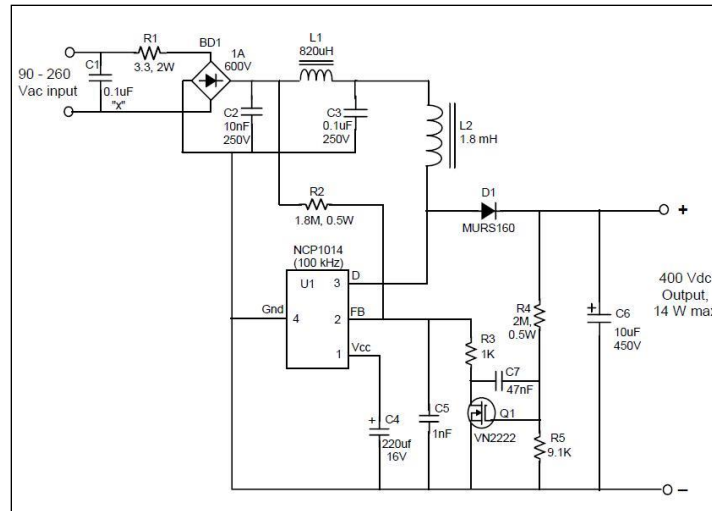


Σχήμα 4.12 Κύκλωμα οδήγησης LED με ώθηση τάσης και ελεγκτή MIC2196 [50].

Μια πολύ απλή, αλλά αποτελεσματική διάταξη για ένα κύκλωμα ώθησης μικρών διαστάσεων με ΔΣΙ παρουσιάζεται στο σχήμα 4.13, με ονομαστική έξοδο 12 W και με δυνατότητα κορυφής τα 14 W. Η τάση εξόδου είναι ρυθμισμένη στο καθιερωμένο επίπεδο των 400 V DC, όπως θα απαιτούσε και ένας μονωμένος μετατροπέας DC σε DC, αλλά μέσω της αντίστασης R5 μπορεί να ρυθμιστεί σε χαμηλότερη τιμή τάσης κυκλώματος με ΔΣΙ, έτσι, ώστε να παρέχει ισχύ σε εμπορικές, αλλά και παρόμοιες εφαρμογές φωτισμού, όπου απαιτείται συντελεστής ισχύος από 0.9 και άνω, σε επίπεδα ισχύος 14 W, αλλά και χαμηλότερα.

Το σχέδιο του κυκλώματος υλοποιείται ως ένας μετατροπέας ώθησης τύπου διακοπτόμενης αγωγής (*discontinuous conduction mode*) με ΔΣΙ, που περιλαμβάνει τον ελεγκτή ρεύματος NCP1014 με εσωτερικό MOSFET. Αντίθετα με το συμβατικό μετατροπέα ώθησης DC-DC, αυτό το κύκλωμα έχει χαμηλή χωρητικότητα εισόδου (C3), μετά τη γέφυρα ανόρθωσης BD1. Με αυτόν τον τρόπο ελαχιστοποιείται η επίδραση του συνήθως ογκώδους πυκνωτή του συντελεστή ισχύος στην είσοδο. Το ανορθωμένο σήμα πλήρους κύματος εφαρμόζεται απευθείας στο στραγγαλιστικό πηνίο της εισόδου L2.



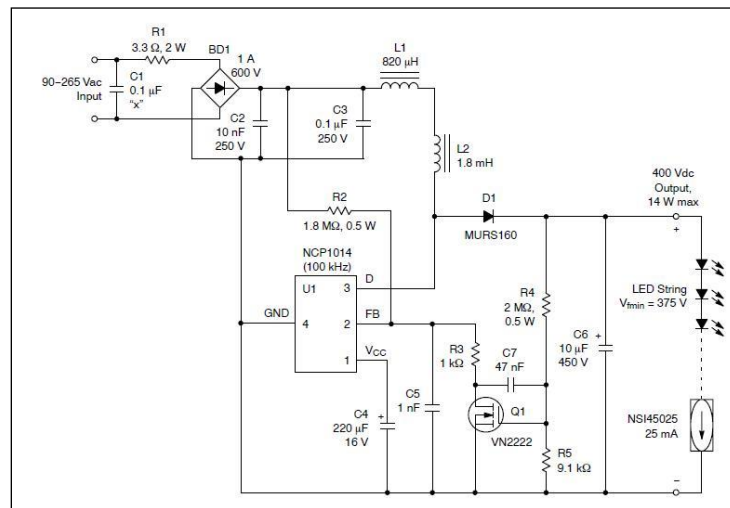


Σχήμα 4.13 Κύκλωμα οδήγησης LED με ώθηση τάσης και ελεγκτή NCP1014 [51].

Περιλαμβάνεται επίσης και ένα απλό φίλτρο εισόδου ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών (EMI), το οποίο αποτελείται από τα στοιχεία C1, C2 και L1 έτσι, ώστε να βοηθήσει στην εξασθένηση των αγωγικών εκπομπών παρεμβολής των ραδιοσυχνοτήτων (RFI) της γραμμής παροχής. Το MOSFET Q1 λειτουργεί ως ενισχυτής σφάλματος για να ανιχνεύει την τάση εξόδου μέσω του διαιρέτη τάσης R4/R5, οδηγώντας έτσι τον ακροδέκτη αντίδρασης του U1 (NCP1014). Το επίπεδο ανίχνευσης είναι απλώς το κατώφλι της πύλης του MOSFET VN2222 και έτσι η τάση εξόδου  $V_{out}$  μπορεί να ρυθμιστεί από το λόγο των αντιστάσεων R4/R5.

Επειδή το ολοκληρωμένο κύκλωμα ελέγχου U1 είναι τύπου ρεύματος, ανιχνεύοντας το ρεύμα κορυφής του εσωτερικού MOSFET, η αντίσταση R2 χρειάζεται για να στείλει ένα δείγμα της περιβάλλουσας (envelope) της ανορθωμένης τάσης AC της γραμμής, για να βελτιώσει το ΣΙ, διαμορφώνοντας το σήμα ανάδρασης, εξουδετερώνοντας κάποιες επιδράσεις ορθής-τροφοδοσίας που προκαλεί ο αλγόριθμος ελέγχου τύπου ρεύματος. Επίσης, ο πυκνωτής ανάδρασης του εναλλασσόμενου ρεύματος C7 είναι απαραίτητος για να παρέχει μια μικρή ποσότητα μετατόπισης φάσης και μείωσης του εύρους ζώνης, επιτρέποντας έτσι έναν αξιόλογο ΣΙ στο υψηλό άκρο του εύρους της τάσης της γραμμής. Ο ελεγκτής έχει εσωτερική παροχή Vcc (DSS), ώστε να μην χρειάζεται βοηθητικό τύλιγμα στο πηνίο ώθησης L2. Ο ΣΙ διατηρείται πάνω από 0.9 (90-250 V AC), από περίπου το ήμισυ μέχρι το μέγιστο του φορτίου στα 14 W.

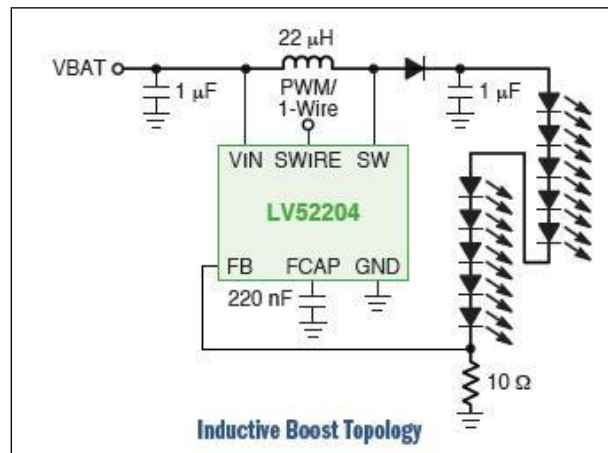
Εάν το κύκλωμα χρειάζεται να τροφοδοτήσει τάσεις εξόδου μικρότερες των 400 V DC, τα εξαρτήματα R2 και C7 μπορούν να τροποποιηθούν για την περαιτέρω βελτιστοποίηση του συντελεστή ισχύος [51]. Η διάταξη του ρυθμιστή του σχήματος 4.14 μπορεί να τροφοδοτήσει LED σε ακολουθία συρμού (LED string) με ονομαστικό ρεύμα στα 25 mA και με ολική τάση σειράς 375 V, κάνοντας το σχέδιο ιδανικό για νέους λαμπτήρες LED που αντικαθιστούν παλαιότερους, όπως τους ευθύγραμμους λαμπτήρες φθορισμού, όπου χρειάζεται πληθώρα LED εν σειρά για να δημιουργηθεί η κατάλληλη πηγή φωτεινής επιφάνειας σε ένα χώρο [52].



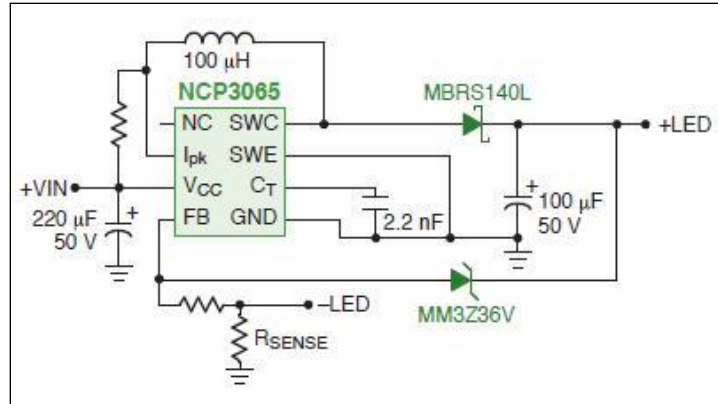
Σχήμα 4.14 Κύκλωμα οδήγησης LED με ώθηση τάσης ελεγκτή NCP1014 και ρυθμιστή NSI45025 [51].

## 4.6 Κυκλώματα έναυσης LED σε εφαρμογές φωτισμού

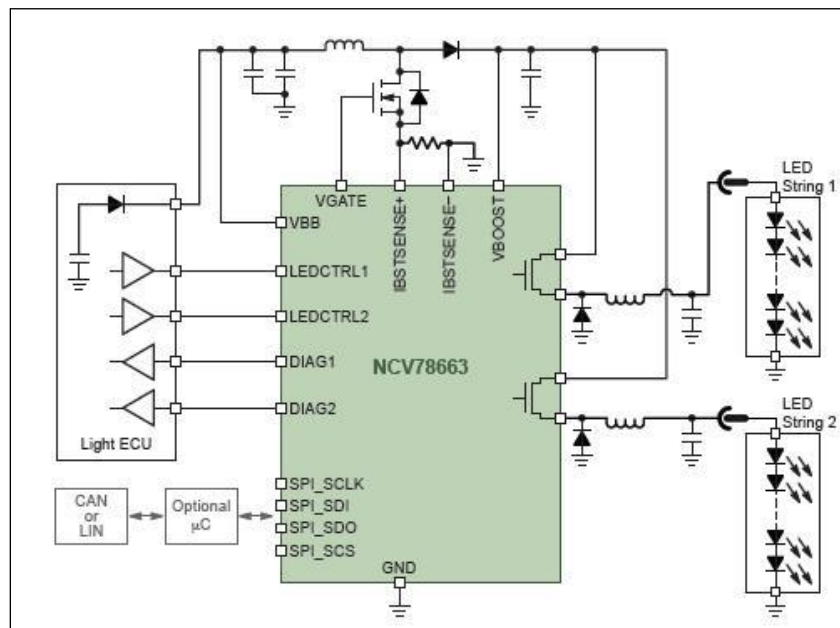
Όλες οι παραπάνω εφαρμογές απαιτούν λύσεις και για τη μετατροπή της ισχύος, αλλά και για τον κατάλληλο έλεγχο, ώστε να συνδεθούν όσο το δυνατόν πιο ομαλά σε διαφορετικές πηγές ηλεκτρικής ενέργειας. Οι πιο συνηθισμένες πηγές μπορεί να είναι η γραμμή παροχής AC, μια μπαταρία αυτοκινήτου, ένα επαναφορτιζόμενο στοιχείο μπαταρίας λιθίου (Li), αλλά τα LED συνδέονται πολύ συχνά και σε ηλιακά πάνελ, σε τροφοδοσίες DC ή σε συστήματα χαμηλής τάσης εναλλασσόμενου ρεύματος. Κάποια από τα κυκλώματα τροφοδοσίας LED που καλύπτουν πολλές από τις παραπάνω περιπτώσεις φαίνονται στα σχήματα 4.15-4.19, όπου όλες οι τοπολογίες περιλαμβάνουν μετατροπείς ώθησης τάσης [53]. Το κύκλωμα του σχήματος 4.18, που περιλαμβάνει επίσης μετατροπέα ώθησης, χρησιμοποιείται ευρέως σε εφαρμογές οπίσθιου φωτισμού, όπως είναι οι οθόνες των φορητών υπολογιστών.



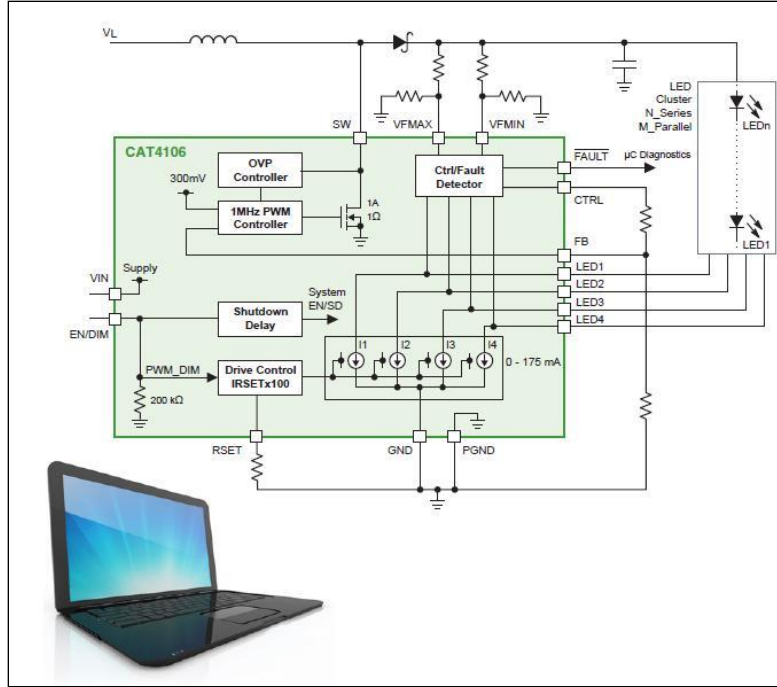
Σχήμα 4.15 Κύκλωμα οδήγησης LED με επαγωγική ώθηση τάσης και ελεγκτή LV52204 [53].



Σχήμα 4.16 Κύκλωμα οδήγησης LED με ώθηση τάσης και ελεγκτή NCP3065 [53].

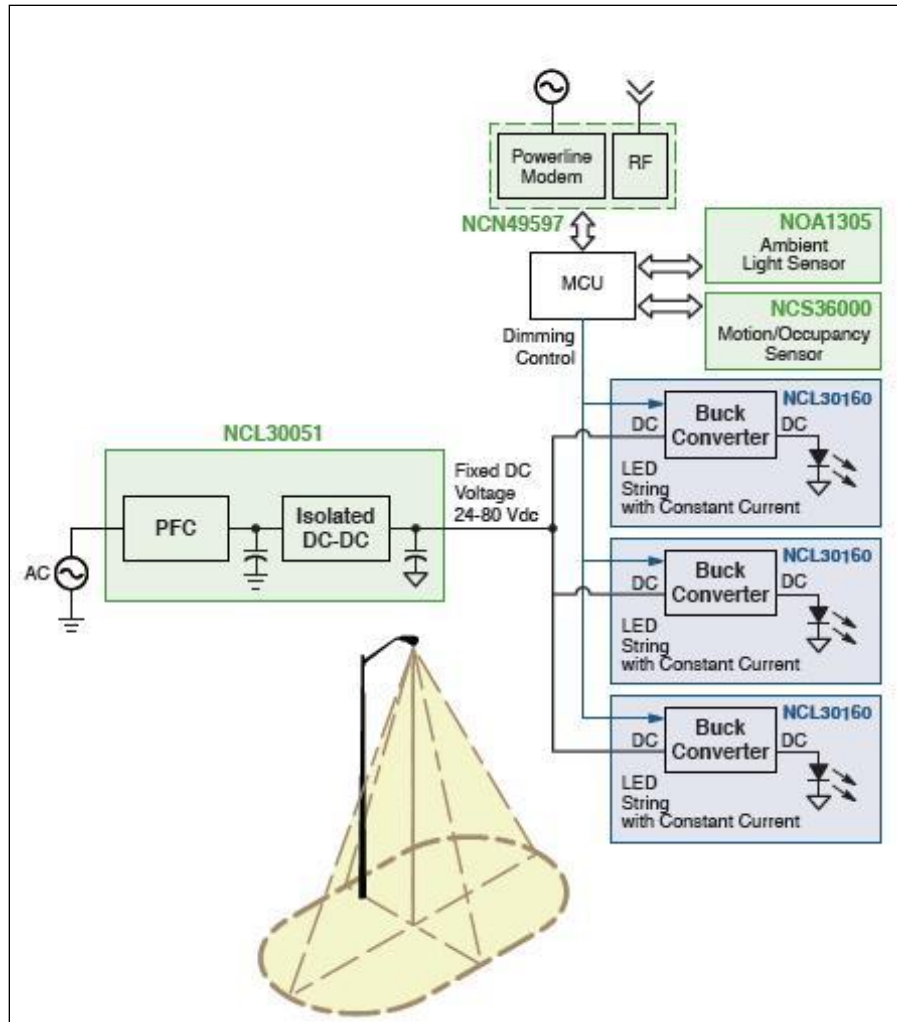


Σχήμα 4.17 Κύκλωμα οδήγησης LED με ώθηση τάσης και ελεγκτή NCV78663 [53].



**Σχήμα 4.18** Κύκλωμα οδήγησης LED με ώθηση τάσης για εφαρμογές οπίσθιου φωτισμού [53].

Τέλος, τα τροφοδοτικά των LED που χρησιμοποιούνται σε φωτιστικά σώματα δρόμων, χρησιμοποιούν επίσης τοπολογίες διόρθωσης του συντελεστή ισχύος, σε συνδυασμό μάλιστα με ηλεκτρονικές διατάξεις αισθητήρων και συστήματα έξυπνου φωτισμού, ώστε να προσαρμόζουν τη λειτουργία τους ανάλογα με το περιβάλλον. Ένα τέτοιο σύστημα φαίνεται και στο λειτουργικό διάγραμμα βαθμίδων του σχήματος 4.19.



Σχήμα 4.19 Κύκλωμα οδήγησης LED με ΔΣΙ για εφαρμογές έξυπνου φωτισμού [53].

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

### ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΣΕ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΙΣΧΥΟΣ

#### 5.1 Βιβλιογραφική αναφορά σε δυναμικές διακλαδώσεις μετατροπέων ισχύος

Κατά τη διάρκεια της τελευταίας δεκαετίας, οι μελέτες της πολύπλοκης συμπεριφοράς στα διακοπτόμενα τροφοδοτικά ισχύος κερδίζουν όλο και περισσότερο την προσοχή της ακαδημαϊκής κοινότητας, αλλά και της βιομηχανίας. Το κεφάλαιο αυτό παρουσιάζει διαφορετικά είδη μη γραμμικών φαινομένων στα κυκλώματα μετατροπέων ισχύος, από δημοσιευμένα άρθρα της βιβλιογραφίας, έτσι να κατανοηθεί η ιδιαίτερη μορφή τους. Στα επόμενα τρία κεφάλαια, όπου ακολουθούν τα πειραματικά αποτελέσματα της διατριβής, μπορεί κανείς να τα συγκρίνει με τη μορφή των αποτελεσμάτων της βιβλιογραφίας. Κατά αυτόν τον τρόπο, μπορούν να φανούν και οι ιδιαιτερότητες των πρωτότυπων αποτελεσμάτων της διατριβής, σε σχέση με τη διεθνή έρευνα.

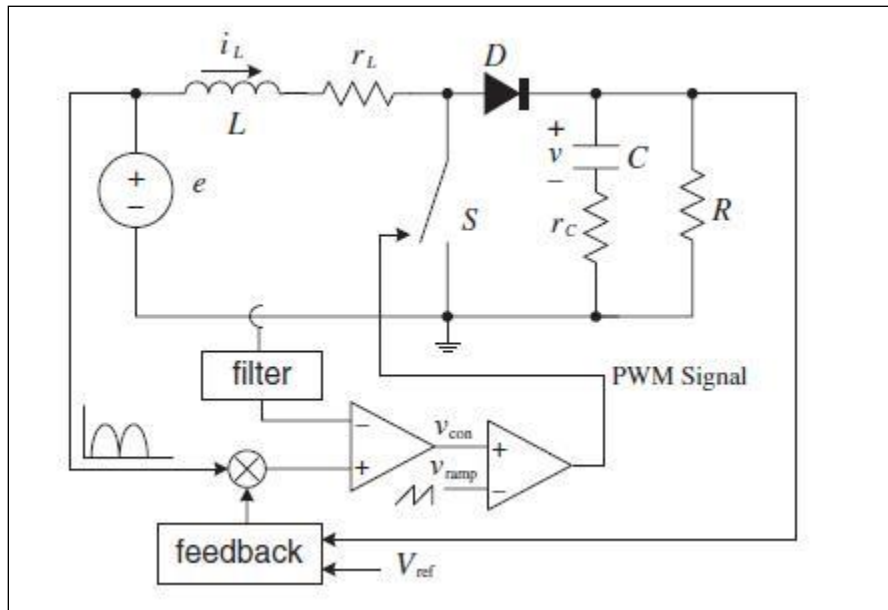
Ο μετατροπέας διόρθωσης του συντελεστή ισχύος (ΔΣΙ) αποτελεί μια σημαντική περιοχή έρευνας και μελέτης στα ηλεκτρονικά ισχύος, καθώς χρησιμοποιείται σε πρακτικές εφαρμογές τροφοδοτικών, τα οποία ρυθμίζουν την έξοδο του κυκλώματος, εξασφαλίζοντας έναν αποδεκτό λόγο της πραγματικής προς τη φαινόμενη ισχύ. Αυτός ο AC-DC μετατροπέας ανορθώνει πρώτα την AC τάση μέσω μιας γέφυρας διόδων και ύστερα η συνεχής τάση τροφοδοτεί ένα DC-DC μετατροπέα, ο οποίος χρησιμοποιεί έλεγχο τύπου ρεύματος. Το απαιτούμενο ρεύμα προκύπτει από την ανορθωμένη τάση και ως εκ τούτου, με δεδομένο έναν ικανοποιητικό έλεγχο του DC-DC μετατροπέα, επιτυγχάνεται η λειτουργία του κυκλώματος με σχεδόν μοναδιαίο συντελεστή ισχύος (ΣΙ). Οι ρυθμιστές τύπου ΔΣΙ χρησιμοποιούνται υποχρεωτικά πλέον σε τροφοδοτικά εφαρμογών μέσης και υψηλής ισχύος. Στην πράξη, ο μετατροπέας ώθησης αποτελεί την πιο ευνοϊκή και δημοφιλή επιλογή για τα κυκλώματα ΔΣΙ.

Στο μετατροπέα ώθησης ΔΣΙ τύπου ελέγχου μέσου ρεύματος, η περιβάλλουσα του μέσου ρεύματος εισόδου εξαναγκάζεται να μεταβάλλεται ημιτονοειδώς, και το κύκλωμα ανάδρασης ρυθμίζει το πλάτος της περιβάλλουσας σύμφωνα με την απαίτηση ισχύος του φορτίου. Τέτοιου τύπου έλεγχος χρησιμοποιείται ευρέως στη βιομηχανία. Το πρόβλημα που παρουσιάζεται σε αυτούς τους μετατροπείς είναι οι λεπτές παραμορφώσεις του ρεύματος της γραμμής παροχής, οι οποίες εμφανίζονται σε κάποια χρονικά διαστήματα του κύκλου με τη μορφή φαινομένων διακλάδωσης ταχείας-κλίμακας, προκαλώντας παραμορφώσεις στο ρεύμα της γραμμής [55].

Οι αστάθειες και οι διακλαδώσεις ταχείας κλίμακας αναφέρονται κυρίως στις διακλαδώσεις που εμφανίζονται από τροχιές της μεταγωγικής συχνότητας, όπως είναι οι συνηθισμένες διακλαδώσεις διπλασιασμού περιόδου, που έχουν αναφερθεί και σε άλλες πηγές της βιβλιογραφίας. Παρατηρούνται επίσης και διαφορετικοί τύποι αστάθειας του τροφοδοτικού ΔΣΙ, όπως είναι η τοπική ταλάντωση εντός του κύκλου της γραμμής. Αυτή η αστάθεια φαίνεται να βρίσκεται ανάμεσα στους χρόνους των ασταθειών ταχείας και αργής κλίμακας [19].

## 5.2 Ασταθείς δυναμικές συμπεριφορές σε μετατροπείς ΔΣΙ

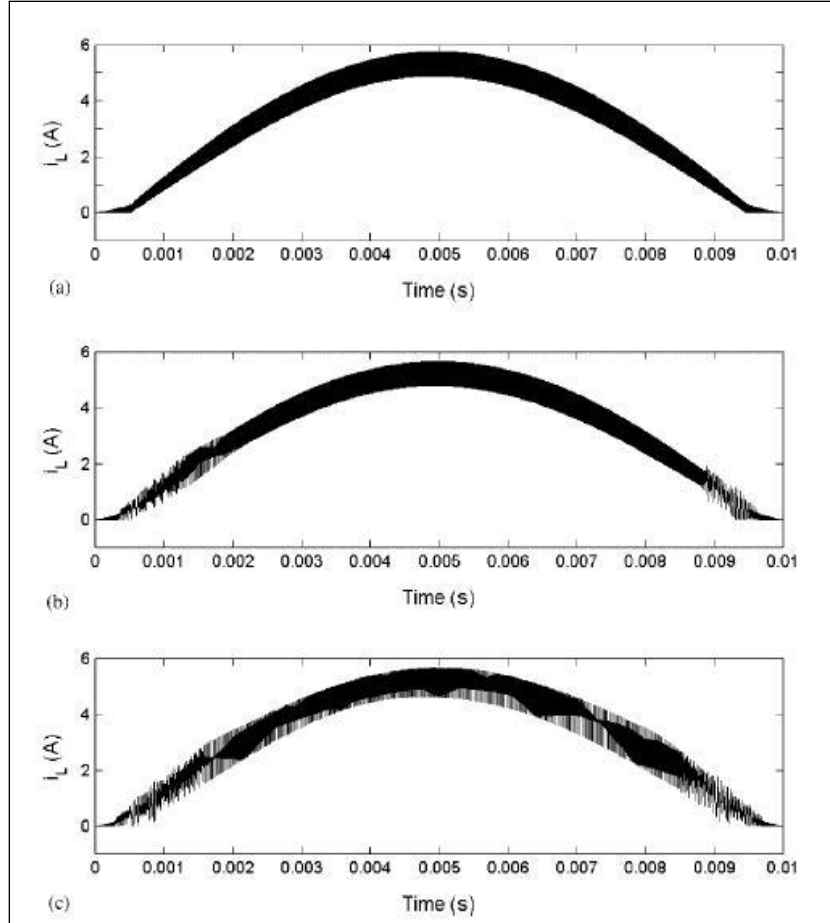
Ένας τυπικός μετατροπέας ώθησης ΔΣΙ, που παρουσιάζει αστάθειες ταχείας κλίμακας δίδεται στο σχήμα 5.1.



Σχήμα 5.1 Διάγραμμα λειτουργικών βαθμίδων προ-ρυθμιστή ώθησης με ΔΣΙ [55].

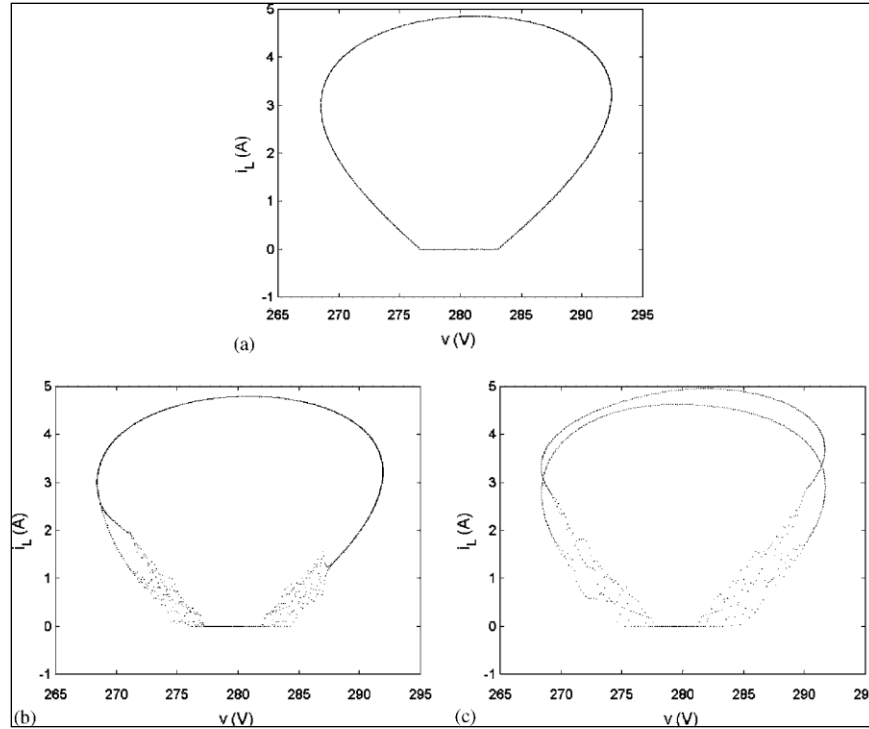
Τα αποτελέσματα στο πεδίο του χρόνου και στον χώρο φάσεων φαίνονται στα σχήματα 5.2 και 5.3. Στο σχήμα 5.2 (a)-(c) απεικονίζονται διάφορα σενάρια με διαφορετικές τιμές της παραμέτρου της απολαβής ανάδρασης. Παρατηρείται η εξέλιξη της λειτουργίας που μεταβαίνει από τη σταθερή κατάσταση του σχήματος 5.2 (a) στην ασταθή κατάσταση ταχείας κλίμακας, η οποία εντέλει επηρεάζει αρνητικά ολόκληρο τον κύκλο του σήματος.





**Σχήμα 5.2** Κυματομορφές του δειγματοληπτικού ρεύματος στο πεδίο του χρόνου: (a) λειτουργία δίχως διακλαδώσεις, (b) λειτουργία με αστάθειες ταχείας κλίμακας σε κάποια χρονικά διαστήματα του κύκλου της γραμμής και (c) λειτουργία με αστάθειες ταχείας κλίμακας σε ολόκληρο τον κύκλο της γραμμής [55].

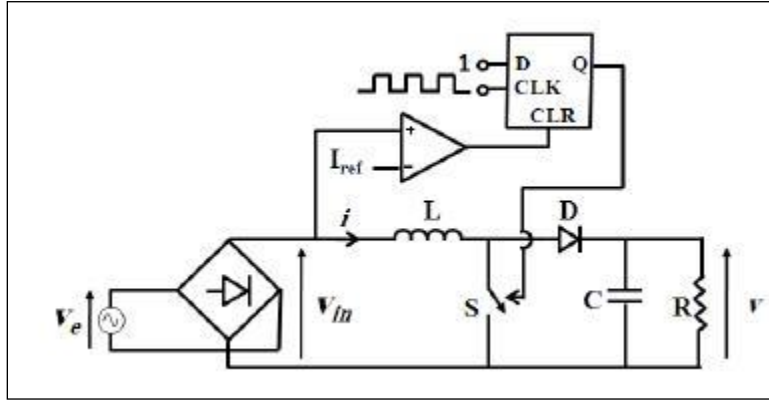
Τα σχήματα από 5.3 (a)-(c) δείχνουν τα αντίστοιχα πορτραίτα φάσης του δειγματοληπτούμενου ρεύματος του πηνίου έναντι της τάσης εξόδου. Όταν η παράμετρος απολαβής ανάδρασης είναι μεγαλύτερη από μια συγκεκριμένη τιμή, παρατηρούνται διακλαδώσεις διπλασιασμού περιόδου κατά τη μεταγωγική συχνότητα. Σε υψηλότερες τιμές της παραμέτρου εμφανίζονται επαναλαμβανόμενες διακλαδώσεις διπλασιασμού περιόδου 5.3 (c) [55].



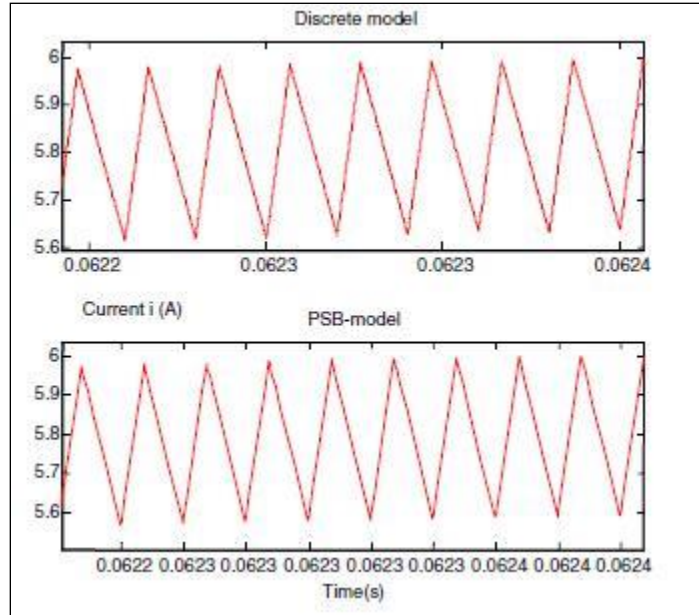
**Σχήμα 5.3** Πορτραίτα φάσης του δειγματοληπτικού ρεύματος πηνίου  $i_L$  έναντι της τάσης εξόδου  $v$ : (a) λειτουργία δίχως διακλαδώσεις, (b) λειτουργία με αστάθειες ταχείας κλίμακας σε κάποια χρονικά διαστήματα του κύκλου της γραμμής και (c) λειτουργία με αστάθειες ταχείας κλίμακας σε ολόκληρο τον κύκλο της γραμμής [55].

Η δυναμική του μετατροπέα ώθησης επηρεάζεται και με τη μεταβολή του πυκνωτή  $C$  σε συνάρτηση με την ονομαστική τάση εξόδου σε ένα μετατροπέα ώθησης με ΔΣΙ όπως αυτός του σχήματος 5.4. Η πιο κοινή και ίσως η μόνη αποδεκτή περιοχή λειτουργίας που εφαρμόζεται σε τροφοδοτικά στην πράξη, είναι αυτή της θεμελιώδους περιοχής, η οποία παρουσιάζει τη σταθερή και περιοδική φύση του συστήματος. Όταν η τιμή του πυκνωτή  $C$  ισούται με 300  $\mu\text{F}$ , το σύστημα βρίσκεται εντός της θεμελιώδους λειτουργίας (σχήμα 5.5). Αν η τιμή του πυκνωτή αυξηθεί περισσότερο, το σύστημα εισέρχεται σε χαοτική περιοχή λειτουργίας. Ένας από τους δρόμους που οδηγούν στο χάος είναι ο διπλασιασμός περιόδου, όπου η περίοδος του *οριακού κύκλου* (*limit cycle*) διπλασιάζεται, καθώς μεταβάλλεται κάποια από τις παραμέτρους.

Ο διπλασιασμός λαμβάνει χώρα σε όλο και μικρότερα διαστήματα, έως ότου σε ένα πεπερασμένο χρονικό διάστημα κυριαρχούν οι άπειροι διπλασιασμοί, όταν το σύστημα μεταβαίνει ταχύτατα από την περίοδο-2 στην 4, 8, 16, 32, μέχρι το χάος.

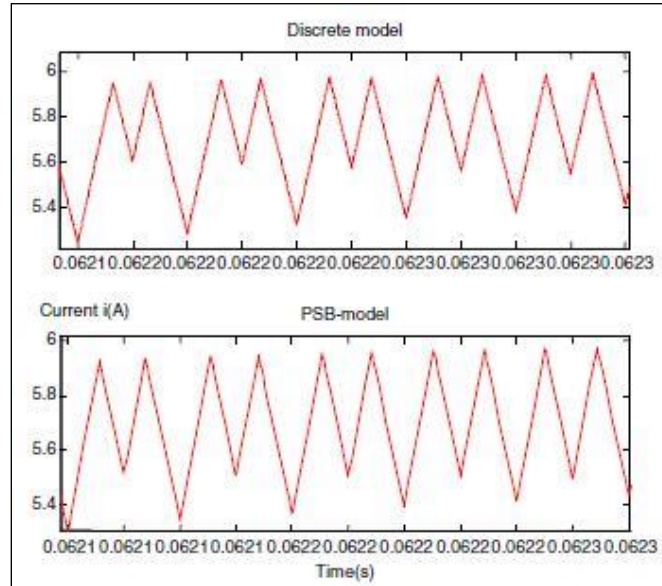


**Σχήμα 5.4** Σχηματικό διάγραμμα μετατροπέα ώθησης τάσης με ΔΣΙ, τύπου ελέγχου ρεύματος [56].

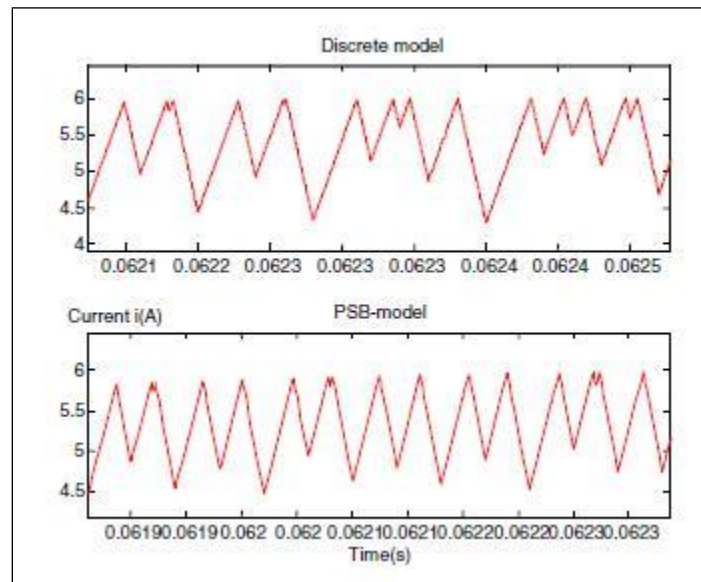


**Σχήμα 5.5** Θεμελιώδης κυματομορφή για τον πυκνωτή  $C=300 \mu\text{F}$  [56].

Στα πειράματα που εκτελέστηκαν παρατηρήθηκαν στο πεδίο του χρόνου η περίοδος-2 με την τιμή του πυκνωτή  $C=470 \mu\text{F}$  (σχήμα 5.6), και η κυματομορφή χάους με την τιμή  $C=700 \mu\text{F}$  (σχήμα 5.7) [56].

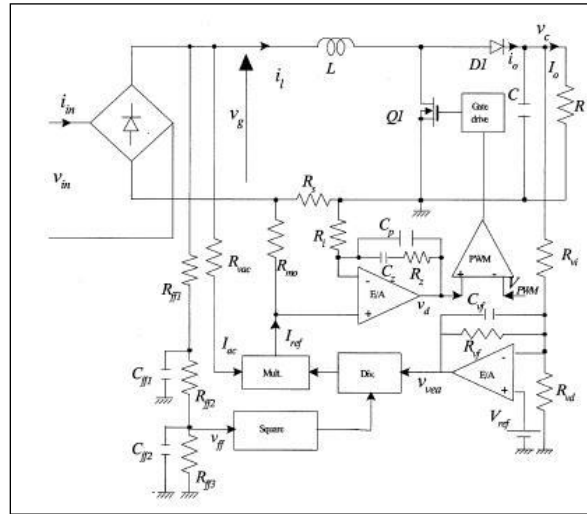


Σχήμα 5.6 Κυματομορφή περιόδου-2 για τον πυκνωτή  $C=470\mu\text{F}$  [56].

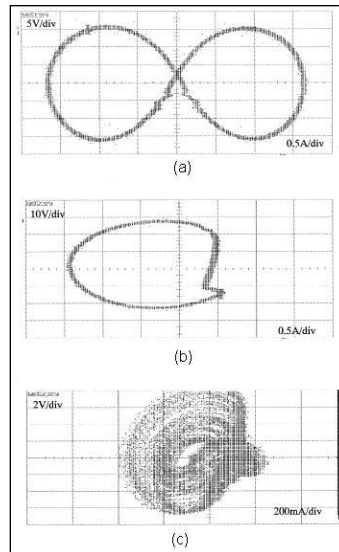


Σχήμα 5.7 Κυματομορφή χάους για τον πυκνωτή  $C=700\mu\text{F}$  [56].

Στο σχήμα 5.9 (a)-(c) φαίνεται η τροχιά του επιπέδου φάσεων για τη σταθερή κατάσταση του μετατροπέα ώθησης ΔΣΙ, τύπου ελέγχου μέσω ρεύματος (σχήμα 5.8). Η συμμετρία γύρω από τον κατακόρυφο άξονα και η κατά προσέγγιση συμμετρία γύρω από τον οριζόντιο άξονα για την επίτευξη του σχεδόν μοναδιαίου ΣΙ και της σταθερότητας του συστήματος είναι ξεκάθαρη στο σχήμα 5.9 (a).



Σχήμα 5.8 Μετατροπέας ώθησης τάσης με ΔΣΙ, τύπου ελέγχου μέσω ρεύματος [57].

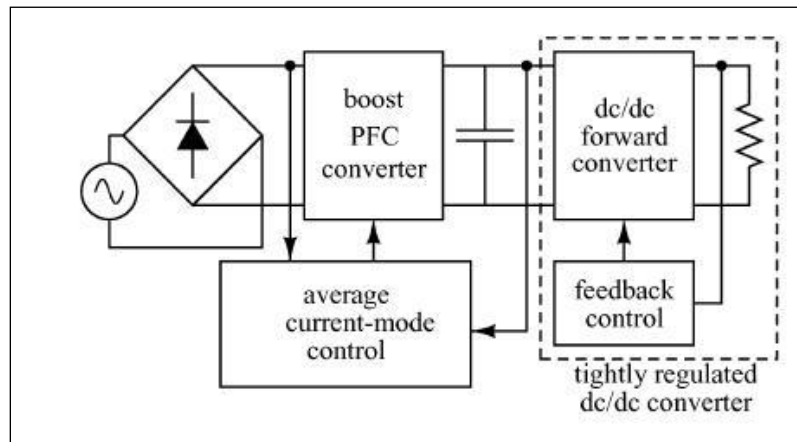


Σχήμα 5.9 Τροχιές επιπέδου φάσεων μεταξύ της κυμάτωσης της τάσης εξόδου (κατακόρυφος άξονας) και του ρεύματος εισόδου (οριζόντιος άξονας): (a) σταθερή κατάσταση, (b) διακλάδωση διπλασιασμού περιόδου, (c) χαοτική αστάθεια [57].

Η αστάθεια της περιόδου-2 φαίνεται καθαρά στο σχήμα 5.9 (b), ενώ στο σχήμα 5.9 (c) διακρίνονται τα αποτελέσματα του χάους, όπου δημιουργούνται πολλαπλοί βρόχοι στην τροχιά του επιπέδου φάσεων. Επομένως, τα χαοτικά φαινόμενα μπορούν να γίνουν γνωστά και μέσω των ακανόνιστων πολλών βρόχων στην τροχιά του επιπέδου φάσεων. Δύο συμμετρικοί και ίσοι βρόχοι έχουν ως αποτέλεσμα ένα σταθερό σύστημα και έναν υψηλό συντελεστή ισχύος. Δύο συμμετρικοί βρόχοι γύρω από τον κατακόρυφο άξονα επιβεβαιώνουν τη σταθερότητα, αλλά όχι και το σχεδόν μοναδιαίο συντελεστή ισχύος και η εμφάνιση πολλαπλών βρόχων έχει ως αποτέλεσμα την αστάθεια του χάους [57].

### 5.3 Απρόβλεπτα φαινόμενα σε τροφοδοτικά ΔΣΙ και οδηγούς LED

Στα ευρήματα που ακολουθούν μελετήθηκε η συμπεριφορά ενός τροφοδοτικού ΔΣΙ, αλλά όχι με απλή ωμική αντίσταση στα άκρα του, όπως στις προηγούμενες ενότητες, καθώς στην πράξη πολλά από αυτά τα τροφοδοτικά αποτελούνται όντως από δύο βαθμίδες. Η πρώτη βαθμίδα αναλαμβάνει τη διόρθωση του συντελεστή ισχύος και η βαθμίδα που ακολουθεί περιλαμβάνει έναν μετατροπέα DC-DC (σχήμα 5.10) [58].

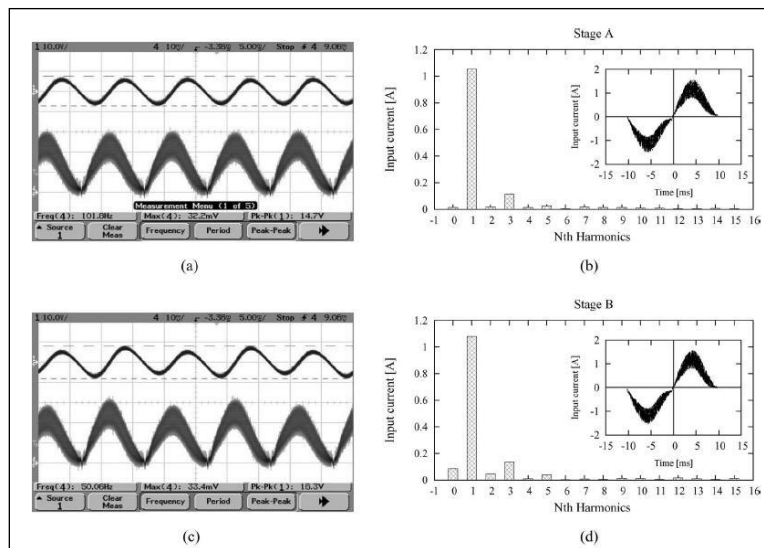


Σχήμα 5.10 Τροφοδοτικό ΔΣΙ δύο βαθμίδων [58].

Στο συγκεκριμένο τροφοδοτικό διαπιστώνεται μια διαφορετική αστάθεια, αυτή τη φορά στη συχνότητα της γραμμής τροφοδοσίας, όπου παρατηρούνται κυματομορφές διπλασιασμού περιόδου και στο ρεύμα εισόδου και στην τάση εξόδου. Ωστόσο, στα αρχικά στάδια της αστάθειας, το φαινόμενο δεν είναι προφανές και η επίδραση στην επίδοση του μετατροπέα είναι αμυδρή.

Η απόδοση του συστήματος επιδεινώνεται σταδιακά, όσο οι παράμετροι του κυκλώματος κινούνται βαθύτερα προς την ασταθή περιοχή. Η λειτουργία του κυκλώματος μπορεί να διααιρεθεί συμβολικά σε τέσσερις περιοχές στο χώρο των παραμέτρων, όπως μας δείχνουν τα σχήματα 5.11 και 5.12. Στην **περιοχή Α**, ο μετατροπέας βρίσκεται υπό σταθερή φυσιολογική λειτουργία. Το σύνολο των παραμέτρων βρίσκεται εντός της «ευσταθούς περιοχής». Στην **περιοχή Β**, καθώς οι τιμές των παραμέτρων κινούνται στα άκρα των συνόρων ευστάθειας, ο μετατροπέας ξεκινά να παρουσιάζει μια ανεπαίσθητη ταλάντωση. Το ρεύμα εισόδου και η κυμάτωση εξόδου ξεκινούν να χάνουν την ευστάθειά τους ως μιας ανορθωμένης ημιτονοειδούς κυματομορφής.

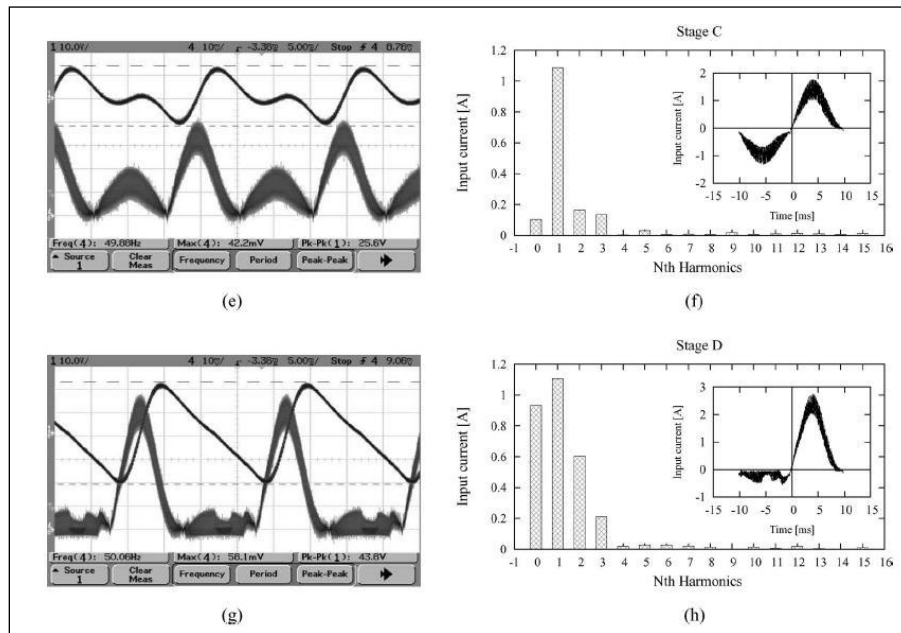
Εκτός από την παρατήρηση των παραπάνω κυματομορφών, αυτή η αστάθεια αντανακλάται και στο ότι σημειώνεται μία αύξηση πλέον του 50% της δεύτερης αρμονικής του ρεύματος εισόδου. Στο σχήμα 5.12 και στην **περιοχή C**, οι παράμετροι κινούνται περισσότερο προς την ασταθή περιοχή, η ταλάντωση γίνεται ζωηρότερη, μαζί με μια σημαντική αύξηση στο πλάτος της δεύτερης αρμονικής της κυμάτωσης της τάσης εξόδου, αλλά και του ρεύματος εισόδου. Στα βαθύτερα επίπεδα της ασταθούς περιοχής, ο ενισχυτής σφάλματος της τάσης φτάνει σε κορεσμό, όπως φαίνεται από την **περιοχή D**, η έξοδος του αιωρείται κάτω από μία τάση κατωφλιού για το μισό της περιόδου της γραμμής, και σε όλο αυτό το διάστημα το ρεύμα της εισόδου μηδενίζεται. Ο συντελεστής ισχύος πέφτει απότομα κατά 20-30%, όπως επίσης η κυμάτωση της τάσης εξόδου και η κορυφή του ρεύματος εισόδου, αυξάνονται δραστικά.



**Σχήμα 5.11** Μετρήσιμα δεδομένα για λειτουργίες στις περιοχές A [(a),(b)], B [(c),(d)]. Αριστερά: άνω γράφημα-κυματομορφή κυμάτωσης τάσης εξόδου-κάτω γράφημα κυματομορφή ανορθωμένου ρεύματος εισόδου. Δεξιά: ιστογράμματα και κυματομορφές αρμονικών ρεύματος εισόδου και αρμονικών. Στον άξονα των x-το «0» αντιπροσωπεύει τη συνιστώσα DC-στον άξονα των y-το «1» αντιπροσωπεύει τη συνιστώσα των 50 Hz [58].

Σε αυτή τη φάση, ο μετατροπέας ΔΣΙ βρίσκεται υπό πολύ υψηλή καταπόνηση ρεύματος λόγω του υψηλού ρεύματος κορυφής της εισόδου, αλλά και υπό υψηλή καταπόνηση τάσης, λόγω της μεγάλης κυμάτωσης της τάσης εξόδου. Στα σχήματα διακρίνονται στα αριστερά οι κυματομορφές κυμάτωσης της τάσης εξόδου (άνω ίχνος σήματος) και του ανορθωμένου ρεύματος εισόδου (κάτω ίχνος σήματος). Στη δεξιά πλευρά των σχημάτων φαίνονται οι αντίστοιχες αρμονικές του ρεύματος εισόδου, καθώς και οι κυματομορφές πριν την ανόρθωση.

Είναι αξιοσημείωτη η παρατήρηση επίσης, ότι στο μοντέλο του μετατροπέα ΔΣΙ δύο βαθμίδων, σε σχέση με το μοντέλο του μετατροπέα που τερματίζει σε ωμικό φορτίο, η υποβάθμιση της συμπεριφοράς του κυκλώματος ξεκινά από πολύ χαμηλότερη τιμή της παραμέτρου απολαβής ανάδρασης της ονομαστικής τάσης. Αυτό το γεγονός επαληθεύει ότι το σύστημα των δύο βαθμίδων είναι περισσότερο επιρρεπές στην αστάθεια της συχνότητας της γραμμής [58].

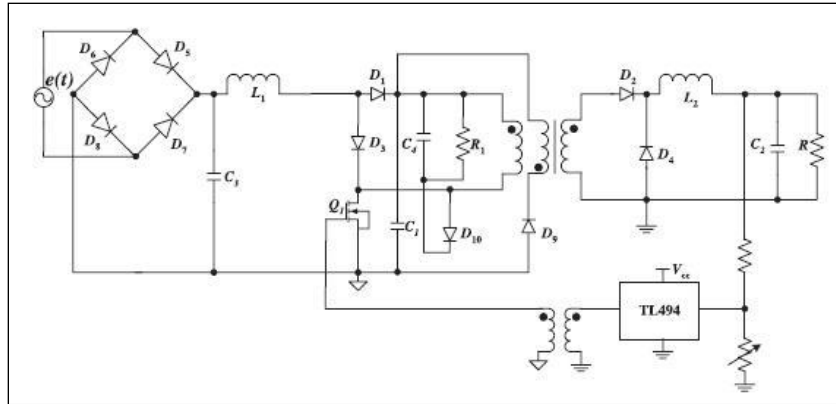


**Σχήμα 5.12** Μετρήσιμα δεδομένα για λειτουργίες στις περιοχές C [(e),(f)], D [(g),(h)].

Αριστερά: άνω γράφημα-κυματομορφή κυμάτωσης τάσης εξόδου-κάτω γράφημα κυματομορφή ανορθωμένου ρεύματος εισόδου. Δεξιά: ιστογράμματα και κυματομορφές αρμονικών ρεύματος εισόδου και αρμονικών. Στον άξονα των x-το «0» αντιπροσωπεύει τη συνιστώσα DC-στον άξονα των y-το «1» αντιπροσωπεύει τη συνιστώσα των 50 Hz [58].

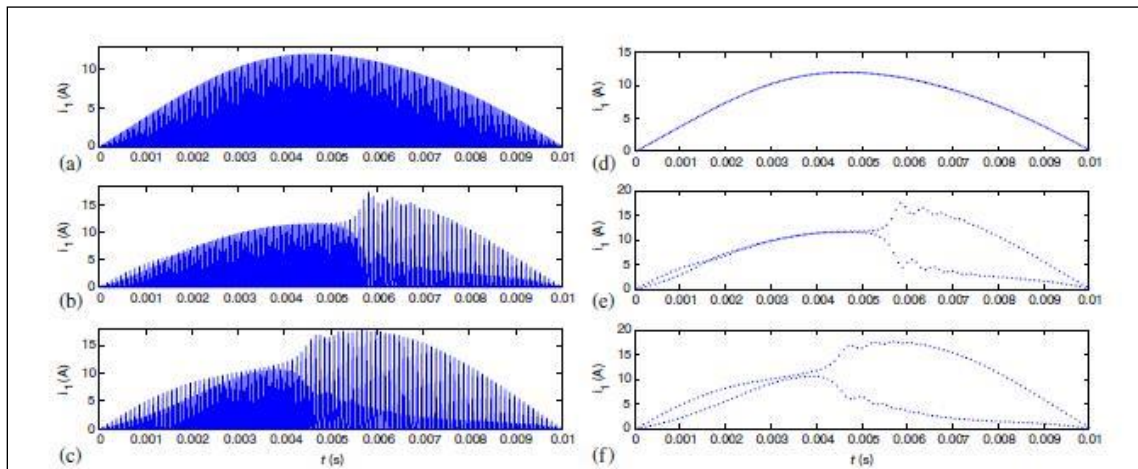


Διαγράμματα διακλάδωσης προκύπτουν και με τεχνικές προσομοίωσης από το μετατροπέα ώθησης ΔΣΙ δύο βαθμίδων του σχήματος 5.13. Η έρευνα αυτή αποδεικνύει την ταχύτητα με την οποία καθίσταται ασταθής ένας τέτοιος μετατροπέας [59].



**Σχήμα 5.13** Σχηματικό πειραματικού μοντέλου κυκλώματος μετατροπέα ώθησης ΔΣΙ δύο βαθμίδων-μετατροπέα ώθησης και μετατροπέα ορθής φοράς (forward converter) [59].

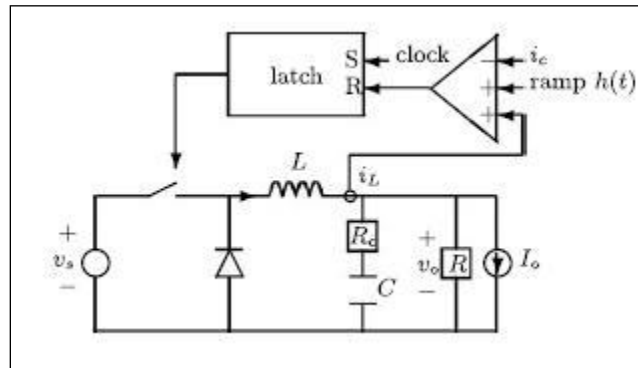
Για συγκεκριμένο εύρος των παραμέτρων του κυκλώματος, εκδηλώνονται διακλαδώσεις διπλασιασμού περιόδου κατά τη μεταγωγική συχνότητα, όπως διακρίνονται στα δεξιά του σχήματος 5.14.



**Σχήμα 5.14** Κυματομορφές του ρεύματος του πηνίου ώθησης με τιμή πυκνωτή  $C_1 = 100 \mu\text{F}$  και τάσης αναφοράς  $V_{\text{ref}} = 90 \text{ V}$ . Αριστερά: κυματομορφές στο χρονικό πεδίο Δεξιά: διαγράμματα διακλάδωσης δειγματοληπτικών δεδομένων του ρεύματος του πηνίου ώθησης [59].

Στην τελευταία περίπτωση (σχήμα 5.15), αναλύεται ένας μετατροπέας υποβιβασμού τάσης με σταθερό φορτίο ρεύματος. Χρησιμοποιήθηκε ένα μοντέλο διόδου φωτοεκπομπής (LED) το οποίο τοποθετείται παράλληλα με το ωμικό φορτίο ή ως μια σταθερή πηγή τάσης εν σειρά με το ωμικό φορτίο. Είναι σημαντικό να γίνει γνωστή η αστάθεια *διακλάδωσης σαγματικού-κόμβου* (*Saddle-Node Bifurcation SNB*) σε ένα μετατροπέα υποβιβασμού τάσης που χρησιμοποιείται ως οδηγός LED, λόγω της διαφορετικότητάς του σε σχέση με ένα ωμικό φορτίο, καθώς μπορεί να προκαλέσει ασυνήθιστα φαινόμενα. Στη συγκεκριμένη μελέτη, παρατηρήθηκε ολόκληρη απώλεια ενός τύπου λειτουργίας, και η αστάθεια SNB μπορεί να εξηγήσει τα ξαφνικά άλματα ή τις εξαφανίσεις κάποιων λύσεων σταθερής κατάστασης που παρατηρήθηκαν σε τροφοδοτικά DC-DC. Αν υποθεθεί ότι εμφανίζεται μια διακλάδωση SNB σε μια κρίσιμη τιμή κάποιας παραμέτρου, τότε θα υπάρχουν πολλαπλές λύσεις (ελκυστές) με διαφορετικές περιοχές έλξης και όταν το σύστημα υποστεί μια διαταραχή, η κατάσταση του μετατροπέα μπορεί να μετατοπιστεί από τον έναν ελκυστή στον άλλον. Στην άλλη πλευρά της τιμής της κρίσιμης παραμέτρου, δεν θα υπάρχει λύση.

Όταν αυτή η παράμετρος ξεπεράσει αυτήν την κρίσιμη τιμή, ενώ οι μετατροπείς είχαν πολλαπλές λύσεις, τώρα αυτές εξαφανίζονται. Αυτά τα φαινόμενα των πολλαπλών λύσεων, των ξαφνικών αλμάτων και εξαφανίσεων λύσεων του κυκλώματος είναι ανεπιθύμητα στους διακοπόμενους μετατροπείς DC-DC και είναι χρήσιμο ως εκ τούτου να μπορούν να εντοπιστούν, για να αποφευχθεί η αστάθεια SNB. Οι πληροφορίες που προκύπτουν από τέτοιες μελέτες, θα βοηθήσουν πολύ τους σχεδιαστές κυκλωμάτων να σχεδιάσουν έναν οδηγό LED, ο οποίος θα αποφεύγει την αστάθεια SNB [20].



**Σχήμα 5.15** Μετατροπέας υποβιβασμού τύπου ελέγχου ρεύματος με σταθερό φορτίο ρεύματος-LED-και ωμική αντίσταση [20].

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

### ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΗ ΔΥΝΑΜΙΚΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ ΣΥΝΤΟΝΙΣΜΟΥ

#### 6.1 Θεωρητική εισαγωγή κυκλωμάτων συντονισμού

Έχει αποδειχθεί ήδη ότι υπάρχει μία έντονη και εγγενής μη γραμμικότητα στους μετατροπείς ισχύος, καθώς οι περισσότερες από αυτές τις διατάξεις αποτελούνται κυρίως από ασταθή ενεργά και παθητικά στοιχεία. Σε αυτά τα στοιχεία ανήκουν οι δίοδοι, ειδικοί τύποι πυκνωτών και τα πηνία σε μετασχηματιστές, όπως επίσης τα τρανζίστορ και οι τελεστικοί ενισχυτές που λειτουργούν σε στάδια ανατροφοδοτούμενης μεταγωγής και στάδια συντονισμού ηλεκτρονικών ισχύος. Οι μετατροπείς ισχύος μπορούν να εμπεριέχουν ενεργά μεταγωγικά εξαρτήματα, όπως είναι τα τρανζίστορ και οι δίοδοι, αλλά και άεργα εξαρτήματα, όπως είναι τα πηνία και οι πυκνωτές.

Ένα από τα πρώτα κυκλώματα που χρησιμοποιήθηκαν για τη μελέτη της μη γραμμικής δυναμικής είναι ένα κύκλωμα ταλαντωτή μιας αντίστασης (R), ενός πηνίου (L) και μιας διόδου (D) (συντ. RLD). Το κύκλωμα αυτό είναι μη αυτόνομο, δηλαδή οδηγείται από μια εξωτερική πηγή τάσης. Παρόλο που το κύκλωμα περιέχει μόνο τρία στοιχεία, η δυναμική του σχετίζεται με τις μη γραμμικότητες της διόδου επαφής p-n, οι οποίες δεν είναι καθαρά ωμικές σε συχνότητες άνω των 100 kHz. Τα στοιχεία του κυκλώματος περιλαμβάνουν την εν σειρά σύνδεση μιας πηγής τάσης AC, μιας μικρής αντίστασης και ενός πηνίου (σχήμα 6.1). Η βασική σύνθεση των πειραμάτων περιλαμβάνει τις ακόλουθες τιμές, αντίσταση φορτίου R-1 kΩ, πηνίο L-0.164 mH-δίοδος D-1N4004, με συχνότητα του σήματος εισόδου 100 kHz.

Η μη γραμμικότητα του κυκλώματος RLD προκύπτει από την επαφή-pn της διόδου, ενώ το πηνίο σε συνδυασμό με την εσωτερική χωρητικότητα της διόδου καθιστά το σύστημα σε σύστημα εξισώσεων δευτέρου βαθμού, το οποίο μπορεί να παράγει χαοτική συμπεριφορά όταν οδηγηθεί από ένα χρονικά εξαρτώμενο σήμα. Τα κυκλώματα των συντονιστών-διόδου χρησιμοποιήθηκαν αρχικά για τη μελέτη του φαινομένου «διπλασιασμός περιόδου με πορεία προς το χάος». Κατά το φαινόμενο αυτό, η περίοδος της κυματομορφής διπλασιάζεται διαδοχικά, καθώς μεταβάλλεται κάποια παράμετρος ελέγχου του κυκλώματος, μέχρι οι χρονοσειρές να γίνουν τελικά χαοτικές.

Κατά τη διαδικασία των διπλασιασμών περιόδου, η περίοδος εμφανίζει την εξής συμπεριφορά σε σχέση με τη συχνότητα,

$$f_1 = \frac{1}{T}, f_2 = \frac{1}{2T}, f_4 = \frac{1}{4T}, f_8 = \frac{1}{8T}, f_{16} = \frac{1}{16T}, f_{32} = \frac{1}{32T}$$

και στο τέλος της αλληλουχίας των διπλασιασμών, τελικά η συχνότητα δεν μπορεί να προσδιοριστεί

$f_{chaos} = \frac{1}{nT}$ , καθώς η μεταβλητή  $n$  στον παρονομαστή είναι ένας πολύ μεγάλος (θεωρητικά άπειρος) αριθμός.

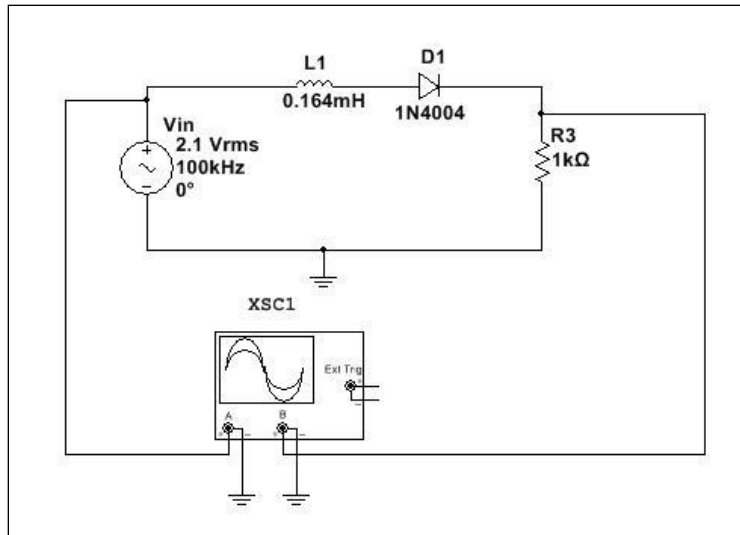
Οι μεταγωγές της διόδου παρουσιάζουν ανεξέλεγκτη συμπεριφορά: μία ιδανική δίοδος ανοίγει όταν η τάση που εφαρμόζεται στα άκρα της γίνει θετική, και αντίστοιχα κλείνει όταν το ρεύμα της αρχίζει να γίνεται αρνητικό. Ως εκ τούτου, οι μεταγωγικοί χρόνοι της διόδου καθορίζονται από τα ρεύματα ή τις τάσεις του κυκλώματος. Η εξάρτηση όμως των μεταγωγικών χρόνων της διόδου από τα ρεύματα ή τις τάσεις του κυκλώματος αποτελεί και την αιτία της μη γραμμικότητας του κυκλώματος, ακόμη και όταν τα μεμονωμένα κυκλώματα που συνδέονται στην ανοικτή ή κλειστή δίοδο, είναι γραμμικά. Αντιθέτως, η αλληλουχία των μεταγωγών σε γραμμικά κυκλώματα με σταθερούς, προκαθορισμένους χρόνους είναι γραμμική [15].

Η συνέπεια αυτής της διακλάδωσης του μεταγωγικού χρόνου αποτελεί και μία αλλαγή στον τύπο του κυκλώματος, όπου ένα βραχύχρονο διάστημα αγωγής της διόδου συγκεκριμένου σχήματος εμφανίζεται ή εξαφανίζεται [15]. Σε ένα συντονιστή δίοδου ο οποίος διεγείρεται με ημιτονικό σήμα, η εξίσωση περιγραφής της λειτουργίας του περιγράφεται προσεγγιστικά παρακάτω

$$L \frac{d^2Q}{dt^2} + \left(\frac{2L}{\tau} + R\right) \frac{dQ}{dt} + \varphi = V_0 \sin(2\pi ft), Q \geq 0 \quad (6.1)$$

Όπου  $Q$  είναι το ηλεκτρικό φορτίο της διόδου,  $\tau$  η διάρκεια ζωής των φορέων μειονότητας (χρόνος ανάστροφης επαναφοράς),  $L$  η επαγωγή του πηνίου,  $R$  η αντίσταση του φορτίου,  $\varphi$  η μεταβλητή τάσης που διαφέρει μεταξύ διαφορετικών διόδων, και  $V_0$  η τάση διέγερσης στην εξίσωση (6.1). Η μη γραμμικότητα έγκειται στην οριακή συνθήκη  $Q \geq 0$ , λόγω της παύσης της διόδου, όταν είναι ανάστροφα πολωμένη.

Όταν ο χρόνος ανάστροφης επαναφοράς  $\tau$  γίνει πολύ μικρός, κυριαρχεί ο όρος  $\frac{dQ}{dt}$  και έτσι η εξίσωση γίνεται πρώτου βαθμού, και ως εκ τούτου αποκλείεται η πιθανότητα εμφάνισης του χάους [60]. Έχει ήδη επιβεβαιωθεί πειραματικά, ότι, όταν η συχνότητα του σήματος διέγερσης είναι της ίδιας τάξης με τη διάρκεια ζωής  $\tau$  των φορέων μειονότητας, το κύκλωμα εμφανίζει διακλαδώσεις [60]. Άρα η συχνότητα του σήματος διέγερσης, η οποία επιδρά άμεσα στον χρόνο ανάστροφης επαναφοράς  $\tau$ , καθορίζει την εμφάνιση ή την αποφυγή του χάους, για τη συγκεκριμένη διάταξη του συντονιστή διόδου.

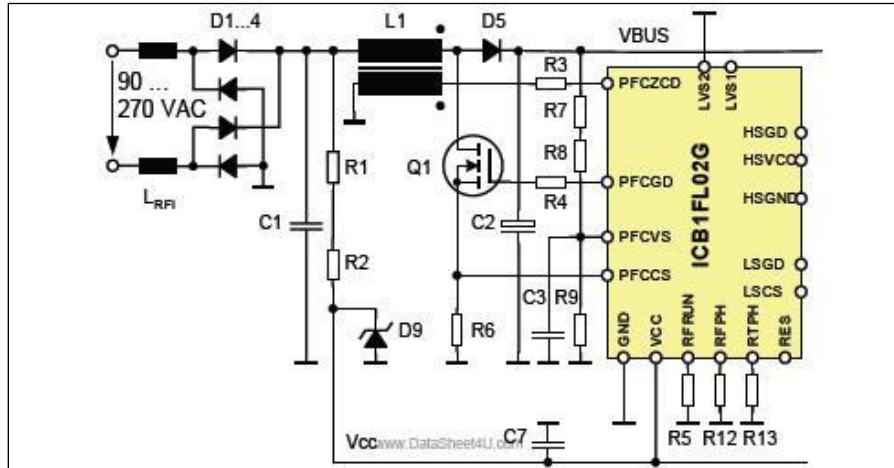


Σχήμα 6.1 Κύκλωμα συντονισμού RLD.

Η κυματομορφή της τάσης εξόδου του κυκλώματος παρουσιάζει μια υψηλή μη γραμμική συμπεριφορά σε σχέση με την τάση διέγερσης, και όπως θα φανεί παρακάτω, τα απρόβλεπτα αυτά φαινόμενα δημιουργούν αρκετά προβλήματα, καθώς ο τρόπος που αλλάζει η έξοδος του κυκλώματος είναι μη ανιχνεύσιμος εκ των προτέρων. Όσο το φορτίο πλησιάζει προς την καθαρά ωμική συμπεριφορά του, με τη ρύθμιση συγκεκριμένων παραμέτρων του κυκλώματος, η κυματομορφή της τάσης εξόδου του ομαλοποιείται όλο και περισσότερο και τόσο πιο πιστά θα ακολουθεί την κυματομορφή της τάσης εισόδου.

Επειδή τα στοιχεία του ταλαντωτή RLD αποτελούν το κεντρικό μέρος των κυκλωμάτων έναυσης των LED στη συγκεκριμένη τοπολογία ώθησης τάσης που επιλέχθηκε, κρίθηκε σκόπιμη η διεξαγωγή πειραμάτων προς αναζήτηση ενός διαφορετικού αίτιου μη γραμμικότητας, το οποίο εμφανίζεται με τον ταυτόχρονο συνδυασμό των εξαρτημάτων της διόδου, του πηνίου και της αντίστασης (φορτίου) σε διαφορετικές συχνότητες διέγερσης.

Επειδή τα άεργα εξαρτήματα του πηνίου και της διόδου χρησιμοποιούνται ως τα βασικά αποθηκευτικά και μεταγωγικά στοιχεία σε όλα τα κυκλώματα μετατροπών ώθησης τάσης με διόρθωση του συντελεστή ισχύος (ΔΣΙ), επιλέχθηκε η ανάλυση και η εξεύρεση των τιμών που απαρτίζουν έναν πραγματικό μετατροπέα ώθησης ΔΣΙ για εφαρμογές φωτισμού (σχήμα 6.2) [61] και χρησιμοποιήθηκαν οι τιμές αυτές στη μη γραμμική ανάλυση του μοντέλου του κυκλώματος RLD.

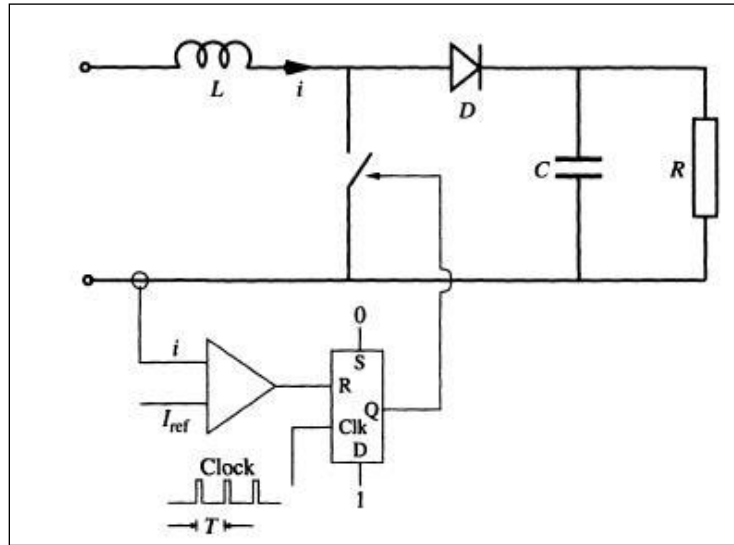


Σχήμα 6.2 Σχηματικό μετατροπέα ώθησης τάσης για εφαρμογές φωτισμού [61].

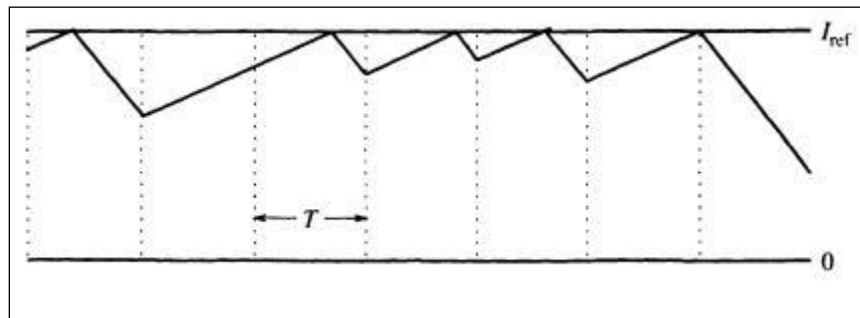
## 6.2 Μη γραμμικότητα μετατροπέα ώθησης τάσης σε κλειστό βρόχο

Σε ένα παράδειγμα μετατροπέα ώθησης τάσης κλειστού βρόχου, με τη λογική ελέγχου ρεύματος (σχήμα 6.3), το ρεύμα του πηνίου αυξάνεται κατά την ενεργή χρονική περίοδο (*on period*) και όταν φτάνει σε ένα ρεύμα αναφοράς  $I_{ref}$ , ο διακόπτης απενεργοποιείται και ανοίγει. Μια κυματομορφή που προκύπτει από αυτήν τη λογική ελέγχου φαίνεται στο σχήμα 6.4.

Οι διακεκομμένες κατακόρυφες γραμμές υποδηλώνουν τις στιγμές παρατήρησης (*observation instants*).



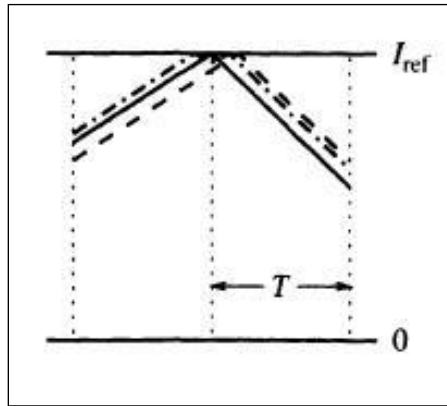
Σχήμα 6.3 Σχηματικό μετατροπέα ώθησης τάσης [15].



Σχήμα 6.4 Λογική ελέγχου κυματομορφής ρεύματος πηνίου μετατροπέα ώθησης τάσης [15].

Σε κάθε χρονική στιγμή του ρολογιού, θα υπάρχουν δύο διακριτές μορφές εξέλιξης μεταξύ των δύο στιγμών του ρολογιού. Στη μία περίπτωση, όταν το ρεύμα του πηνίου φτάνει την τιμή  $I_{ref}$  όπου ο διακόπτης απενεργοποιείται πριν από την επόμενη στιγμή της παρατήρησης, και στην άλλη περίπτωση όταν το ρεύμα του πηνίου δεν φτάνει την τιμή  $I_{ref}$  όπου και ο διακόπτης παραμένει ενεργοποιημένος καθ' όλη τη διάρκεια της χρονικής περιόδου του ρολογιού.

Όταν το στιγμιαίο ρεύμα του πηνίου  $i$  φτάνει την τιμή του  $I_{ref}$  ακριβώς στην επόμενη στιγμή του ρολογιού, τότε υπάρχει το ρεύμα διαχωριστικής τιμής,  $I_{border}$ . Ας υποθεθεί τώρα πως σε κάποια χρονική στιγμή του ρολογιού, υπάρχουν δύο τιμές για το στιγμιαίο ρεύμα του πηνίου, με τη μία τιμή ελαφρώς πάνω από την τιμή  $I_{border}$  και την άλλη τιμή ελαφρώς κάτω από την τιμή  $I_{border}$  (σχήμα 6.5).



**Σχήμα 6.5** Επίδραση μικρών διαταραχών της διαχωριστικής τιμής του ρεύματος πηνίου στην επόμενη δειγματοληπτική στιγμή [15].

Φαίνεται καθαρά από το σχήμα 6.5, ότι οι μικρές αποκλίσεις από την τιμή  $I_{border}$  σε μία στιγμή του ρολογιού, έχουν ως αποτέλεσμα τις μικρές αποκλίσεις και κατά την επόμενη στιγμή του ρολογιού, όπου με την αλλαγή μιας παραμέτρου, συμβαίνει μια ξαφνική μετάβαση από την περιοδική κατάσταση στην κατάσταση χάους απευθείας, χωρίς την ακολουθία του διπλασιασμού περιόδων που αναλύθηκε σε προηγούμενες περιπτώσεις [15]. Τα αποτελέσματα που ακολουθούν στις παρακάτω ενότητες του κεφαλαίου, παρουσιάζουν διαφορετικού είδους μεταβάσεις στο χάος σε σχέση με τα σχήματα 6.4 και 6.5 της βιβλιογραφίας. Αφορούν άλλες μη γραμμικές μεταβάσεις που εμφανίζονται στο κυρίως κύκλωμα συντονισμού, και όχι σε κύκλωμα ελέγχου κλειστού βρόχου. Αποτελούν πρωτότυπα ερευνητικά αποτελέσματα της διατριβής, και κρίνονται απαραίτητα για τα πειράματα ανοιχτού βρόχου του συγγραφέα στα επόμενα κεφάλαια, 7 και 8.

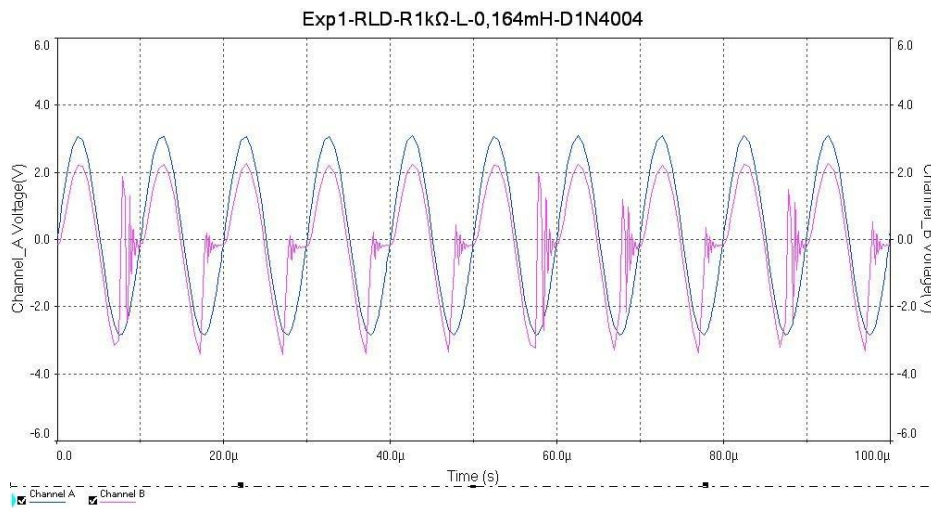


### 6.3 Πειράματα προσομοίωσης διατριβής

Στα αρχικά πειράματα της διατριβής που ακολουθούν, μελετήθηκε η απόκριση του μοντέλου προσομοίωσης για τον ταλαντωτή RLD με σταθερές τιμές αντίστασης φορτίου, πηνίου και διόδου με τις ακόλουθες επιλογές  $R= 1 \text{ k}\Omega$ ,  $L= 0.164 \text{ mH}$ ,  $D= 1\text{N}4004$ ), αλλά με μεταβλητή συχνότητα για το σήμα εισόδου (1-200 kHz). Τα πειράματα προσομοίωσης εκτελέστηκαν με το SPICE λογισμικό ανάλυσης κυκλωμάτων της National Instruments, Multisim<sup>®</sup>.

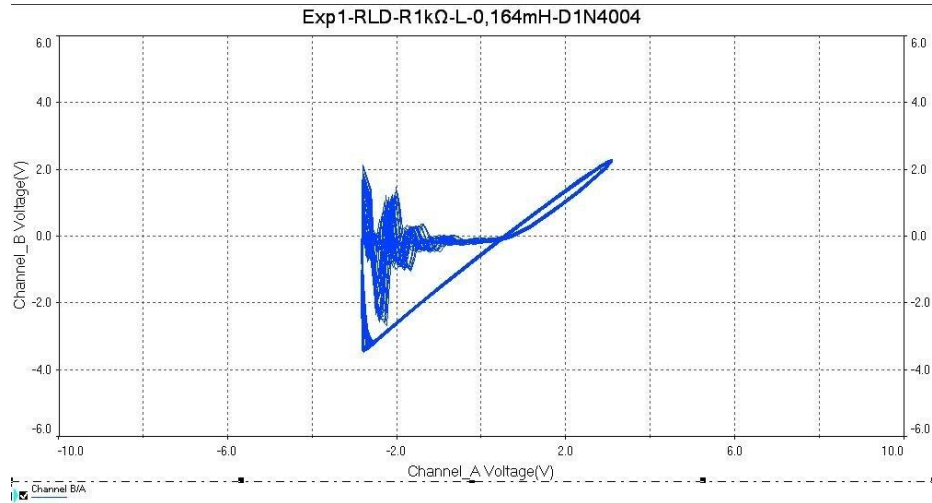
Στο σχήμα 6.6 απεικονίζεται η χρονική απόκριση του σήματος εισόδου σε σχέση με το σήμα εξόδου, όπου διακρίνονται καθαρά οι αστάθειες αργής-κλίμακας (*slow-scale instabilities*) στο σήμα εξόδου του ταλαντωτή-ανορθωτή.

Το σήμα εισόδου σε όλα τα σχήματα χρονικής απόκρισης που ακολουθούν, είναι το καθαρό ημίτονο (Channel\_A Voltage), ενώ το σήμα εξόδου εμφανίζεται με παραμορφώσεις και είναι μειωμένου πλάτους σε σχέση με την είσοδο (Channel\_B Voltage).



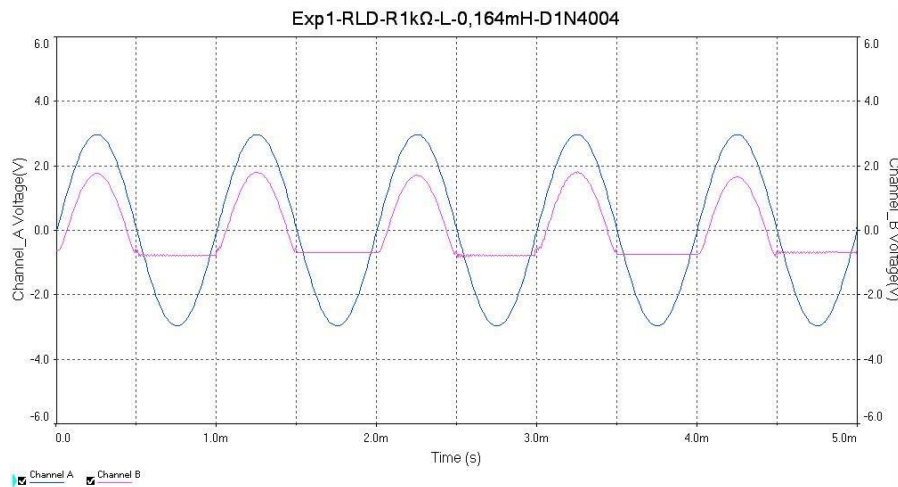
**Σχήμα 6.6** Χρονική απόκριση Y-T- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 100 kHz.

Το σχήμα 6.7 δείχνει την απεικόνιση του σήματος εισόδου σε σχέση με το σήμα εξόδου στο χώρο φάσεων όπου εμφανίζεται το σχήμα ενός ελκυστή μέσα στο οποίο συγκλίνουν ταυτόχρονα *πολλαπλοί τύποι λειτουργίας (multiple operation modes)*.



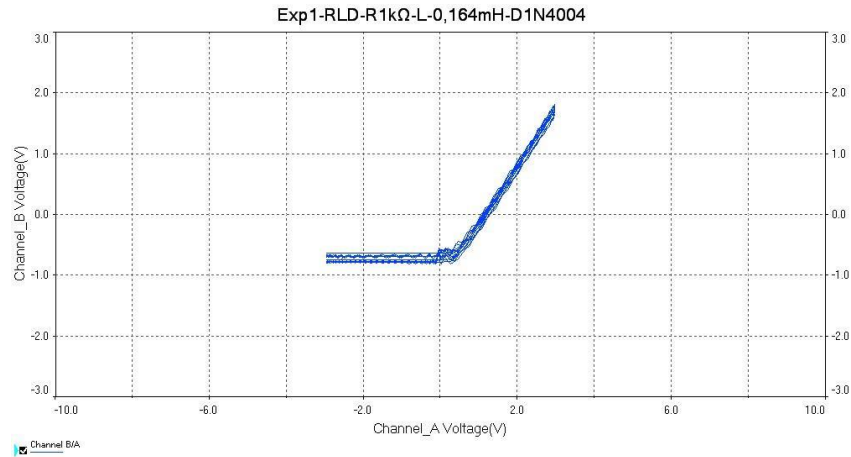
**Σχήμα 6.7** Απεικόνιση X-Y- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 100 kHz.

Η χρονική απόκριση του σήματος εισόδου σε σχέση με το σήμα εξόδου με συχνότητα εισόδου το 1 kHz φαίνεται στο σχήμα 6.8, όπου παρατηρείται η συμπεριφορά ημιανόρθωσης του φορτίου στις χαμηλές συχνότητες.



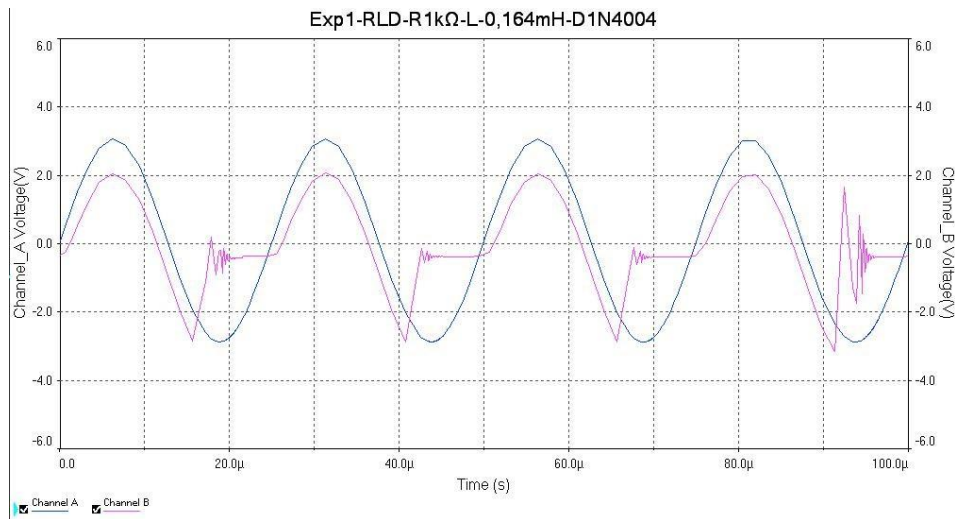
**Σχήμα 6.8** Χρονική απόκριση Y-T- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 1 kHz.

Στο σχήμα 6.9 απεικονίζονται τα σήματα εισόδου και εξόδου στο χώρο φάσεων, όπου εμφανίζεται και η τυπική χαρακτηριστική καμπύλη της ημιανόρθωσης διόδου.

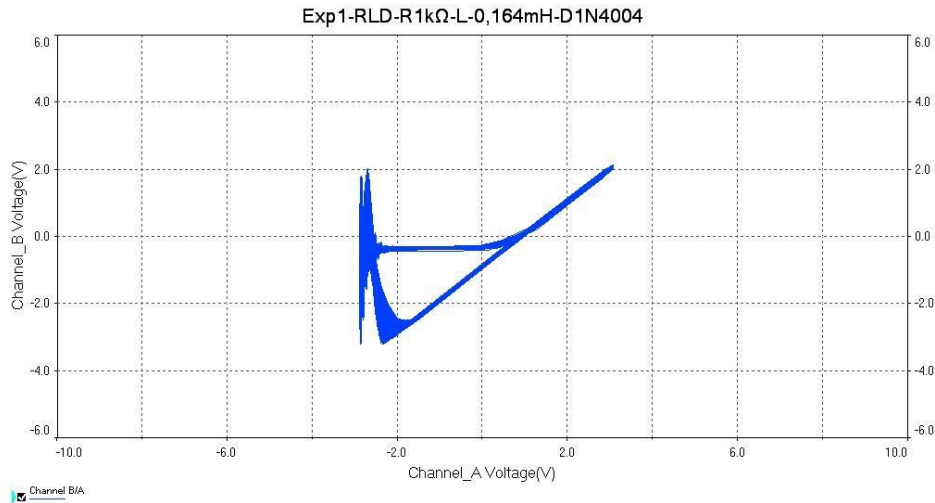


**Σχήμα 6.9** Απεικόνιση X-Y- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 1 kHz.

Στη συχνότητα εισόδου των 40 kHz η χρονική απόκριση του σήματος εισόδου σε σχέση με το σήμα εξόδου, επηρεάζεται από τα μη γραμμικά ρεύματα που υπεισέρχονται και παραμορφώνουν σημαντικά την κυματομορφή εξόδου ημιανόρθωσης του κυκλώματος (σχήμα 6.10) και μια άλλη μορφή ελκυστή εμφανίζεται στο χώρο φάσεων (σχήμα 6.11).

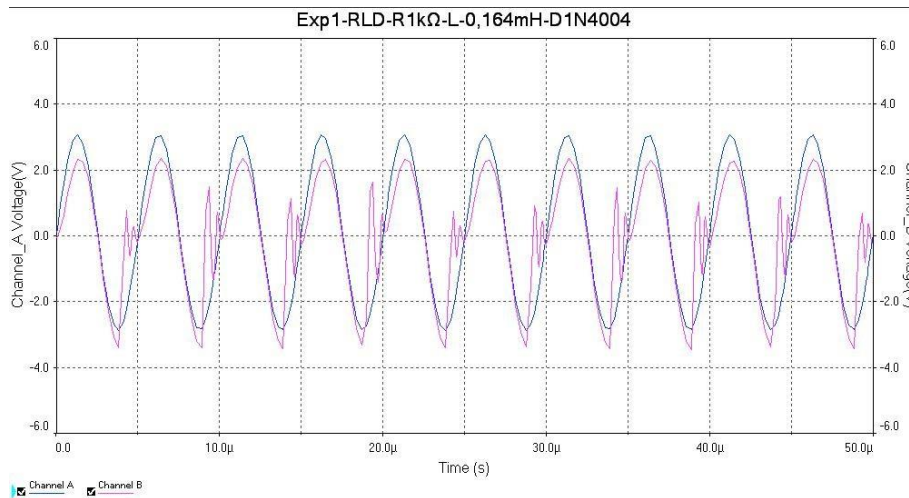


**Σχήμα 6.10** Χρονική απόκριση Y-T- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 40 kHz.



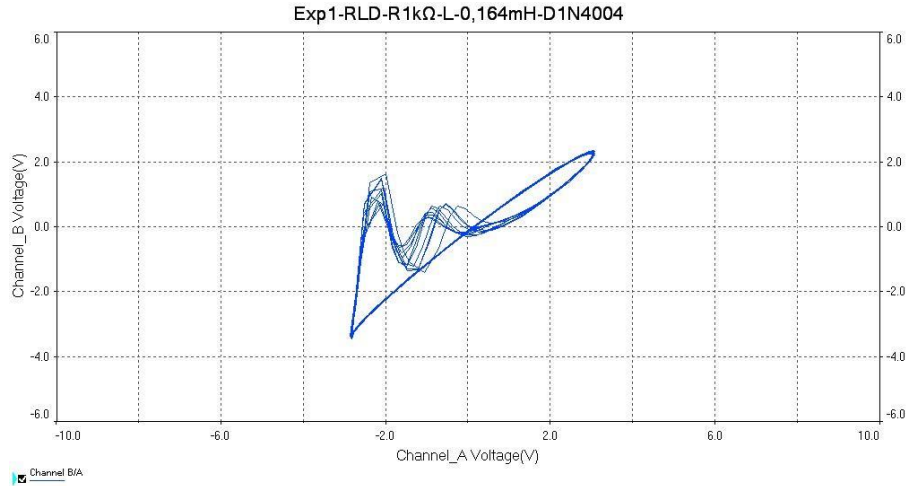
**Σχήμα 6.11** Απεικόνιση X-Y- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 40 kHz.

Στο σχήμα 6.12 η χρονική απόκριση του σήματος εισόδου σε σχέση με το σήμα εξόδου έχει τη διπλάσια συχνότητα εισόδου της αρχικής (200 kHz), όπου η κυματομορφή της ημιανόρθωσης του φορτίου φαίνεται να επηρεάζεται από τα μη γραμμικά ρεύματα που παραμορφώνουν την έξοδο του κυκλώματος σε μεγαλύτερο βαθμό από ότι στα 40 kHz.



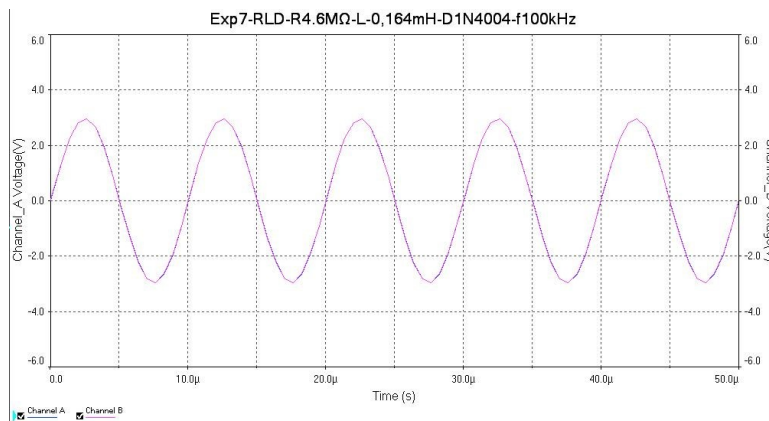
**Σχήμα 6.12** Χρονική απόκριση Y-T- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 200 kHz.

Σε αυτήν τη συχνότητα εισόδου ο ελκυστής που, ενώ μοιάζει σχηματικά με εκείνον του σχήματος 6.7, ενέχει σημαντικά περισσότερες συνιστώσες παραμόρφωσης (σχήμα 6.13).



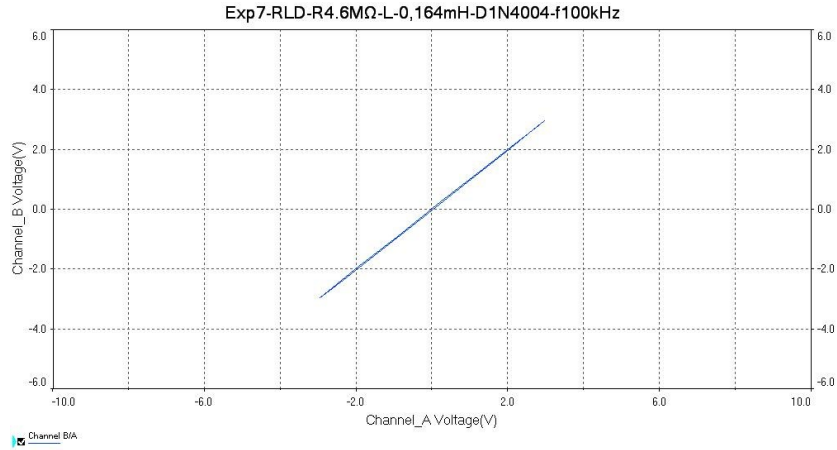
**Σχήμα 6.13** Απεικόνιση X-Y- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 200 kHz.

Αν αυξηθεί σημαντικά η αντίσταση φορτίου διατηρώντας τις συνθήκες του αρχικού κυκλώματος με συχνότητα εισόδου στα 100 kHz (βλ. τα παραπάνω σχήματα 6.6-6.7), η χρονική απόκριση των σημάτων, επιστρέφει στη γραμμική συμπεριφορά λειτουργίας του συστήματος, όπου και η κυματομορφή τάσης του σήματος εισόδου με την κυματομορφή τάσης του σήματος εξόδου (φορτίου) ταυτίζονται απόλυτα (σχήμα 6.14).



**Σχήμα 6.14** Χρονική απόκριση Y-T- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με αντίσταση φορτίου 4.6 MΩ.

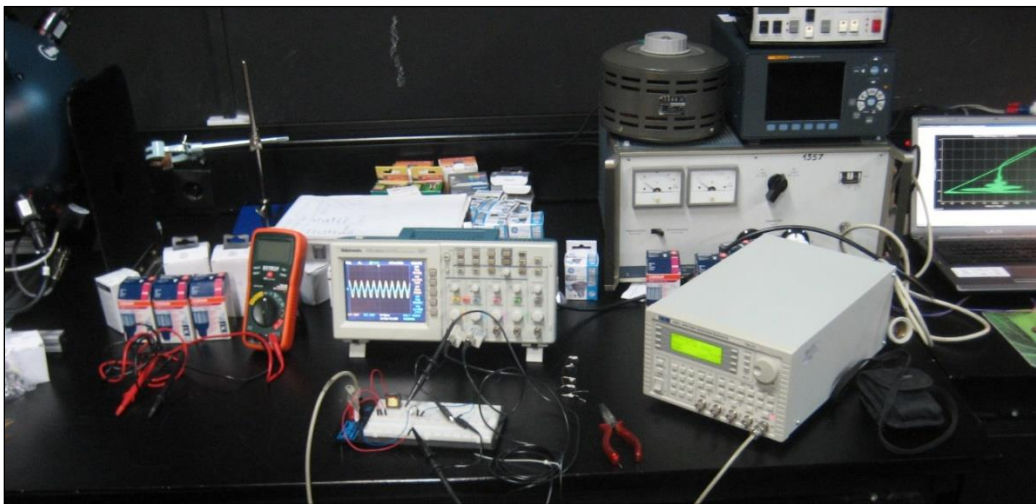
Αντιστοίχως, στο σχήμα 6.15 φαίνεται η απεικόνιση των σημάτων εισόδου και εξόδου στο χώρο φάσεων, όπου εμφανίζεται η γραμμική απόκριση μεταξύ των σημάτων, όπως είναι και η γνωστή ωμική σχέση τάσης και ρεύματος.



Σχήμα 6.15 Απεικόνιση X-Y- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με αντίσταση φορτίου 4.6 MΩ.

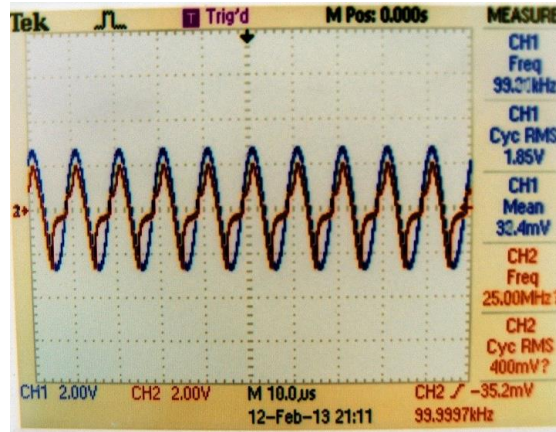
## 6.4 Πειράματα εργαστηρίου

Τα πειράματα που έπονται της προσομοίωσης περιλαμβάνουν ένα εργαστηριακό μοντέλο του ταλαντωτή RLD και εκπονήθηκαν στο Εργαστήριο Φωτοτεχνίας του Ε.Μ.Π. με τη χρήση ψηφιακού παλμογράφου (Tektronix DP04034), αλλά και αναλογικού παλμογράφου (Hameg Instruments HM-303-6) για τη διευκόλυνση ευκρίνειας στις απεικονίσεις X-Y. Μελετήθηκε η απόκριση του εργαστηριακού μοντέλου σε σχέση με το μοντέλο προσομοίωσης και παρατηρήθηκαν αποτελέσματα μεγάλης συνάφειας μεταξύ των δύο τεχνικών πειραματισμού. Η εικόνα 6.1 απεικονίζει άποψη του χώρου εργασίας.



Εικόνα 6.1 Εργαστηριακά πειράματα κυκλωμάτων συντονισμού.

Το σχήμα 6.16 δείχνει τη χρονική απόκριση του σήματος εισόδου σε σχέση με το σήμα εξόδου στο εργαστηριακό μοντέλο, όπου διακρίνονται καθαρά οι αστάθειες *αργής-κλίμακας* (*slow-scale instabilities*) στο σήμα εξόδου του ταλαντωτή-ανορθωτή κατά τη συχνότητα εισόδου 100 kHz (σχήμα 6.16, CH1 Freq 99.30 kHz). Στα δεδομένα μέτρησης της οθόνης παρατηρείται ότι σε αυτή τη μη γραμμική περιοχή λειτουργίας του κυκλώματος, ο παλμογράφος αδυνατεί να προσδιορίσει επιτυχώς τη συχνότητα του σήματος εξόδου (σχήμα 6.16, βλ. CH2 Freq 25.00 MHz?).



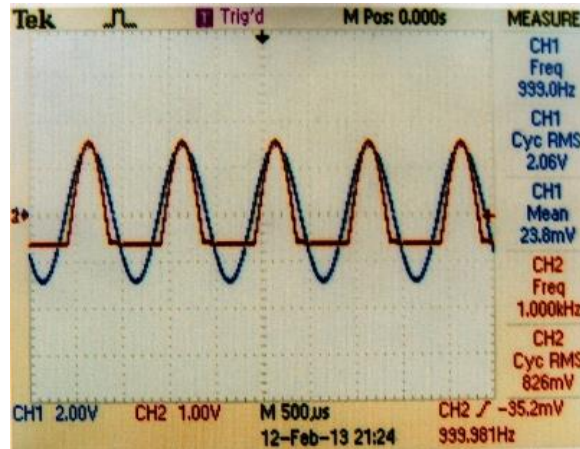
**Σχήμα 6.16** Χρονική απόκριση Y-T- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 100 kHz.

Στο σχήμα 6.17 εμφανίζεται ένα παρόμοιο σχήμα ελκυστή στο χώρο φάσεων με εκείνο της προσομοίωσης (σχήμα 6.7).



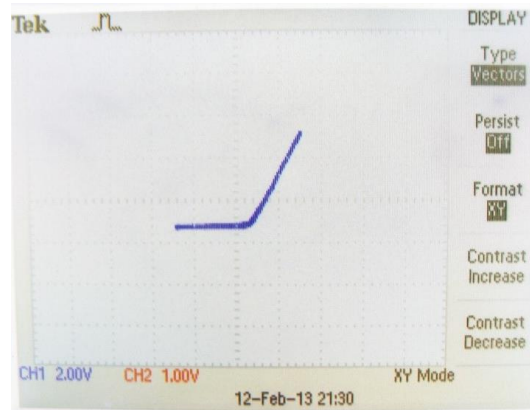
**Σχήμα 6.17** Απεικόνιση X-Y- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 100 kHz.

Με συχνότητα εισόδου το 1 kHz, παρατηρείται η συμπεριφορά ημιανόρθωσης του φορτίου (τάσης εξόδου) στις χαμηλές συχνότητες (σχήμα 6.18).



**Σχήμα 6.18** Χρονική απόκριση Y-T- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 1 kHz.

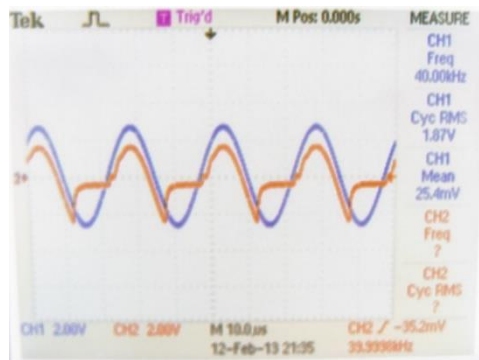
Στον χώρο φάσεων του σχήματος 6.19, εμφανίζεται η τυπική χαρακτηριστική καμπύλη της ημιανόρθωσης διόδου στη συχνότητα εισόδου του 1 kHz.



**Σχήμα 6.19** Απεικόνιση X-Y- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 1 kHz.

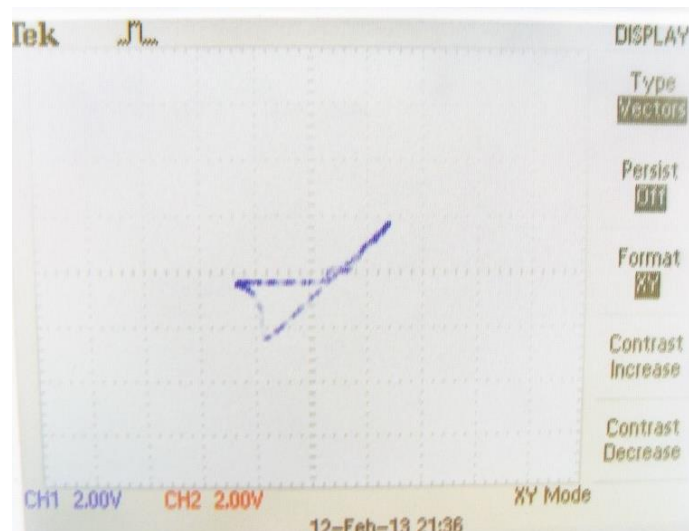
Στο σχήμα 6.20 με συχνότητα εισόδου τα 40 kHz, η κυματομορφή ημιανόρθωσης του φορτίου επηρεάζεται από τα εισερχόμενα μη γραμμικά ρεύματα, τα οποία και παραμορφώνουν σημαντικά την έξοδο του κυκλώματος.





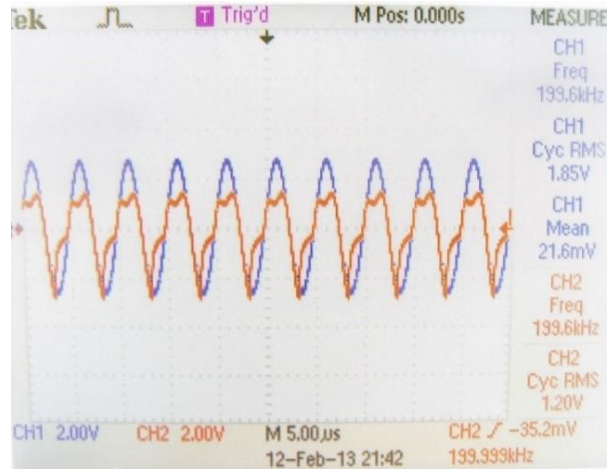
**Σχήμα 6.20** Χρονική απόκριση Y-T- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 40 kHz.

Στο σχήμα 6.21 εμφανίζεται η μορφή του ελκυστή στον χώρο φάσεων, όπως παρατηρήθηκε και στα πειράματα της προσομοίωσης με συχνότητα εισόδου τα 40 kHz.

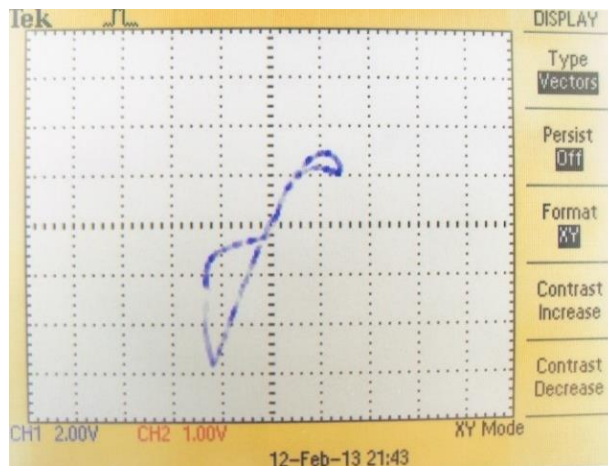


**Σχήμα 6.21** Απεικόνιση X-Y- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 40 kHz.

Στο σχήμα 6.22 το σήμα εισόδου έχει διπλάσια συχνότητα της αρχικής (200 kHz), όπου παρατηρείται η κυματομορφή της ημιανόρθωσης να παραμορφώνεται, όπως και στο αντίστοιχο πείραμα προσομοίωσης του σχήματος 6.12. Η αντίστοιχη μορφή του ελκυστή στο σχήμα 6.23.

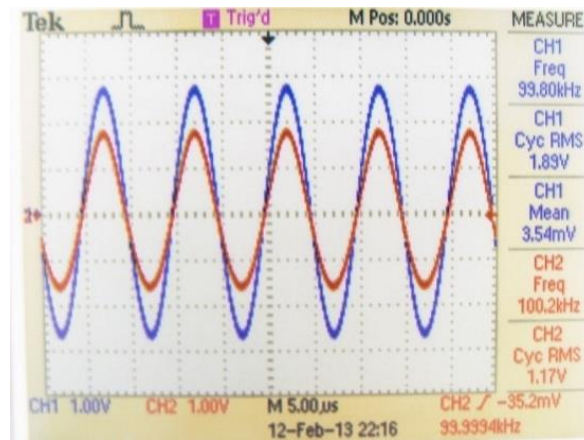


**Σχήμα 6.22** Χρονική απόκριση Y-T- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 200 kHz.



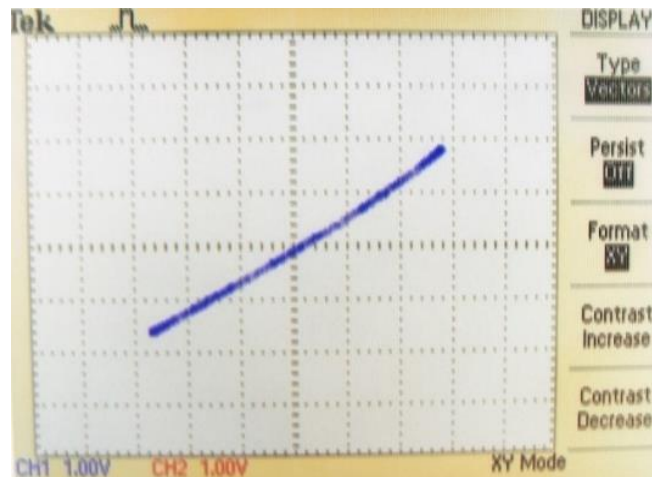
**Σχήμα 6.23** Απεικόνιση X-Y- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με συχνότητα εισόδου 200 kHz.

Με τη σημαντική αύξηση της αντίστασης του φορτίου (4.6 MΩ) και διατηρώντας τις συνθήκες του αρχικού κυκλώματος με συχνότητα εισόδου τα 100 kHz, η χρονική απόκριση του σήματος εισόδου σε σχέση με το σήμα εξόδου, επιστρέφει στη γραμμική συμπεριφορά λειτουργίας του συστήματος, όπου η κυματομορφή τάσης του σήματος εισόδου με την κυματομορφή τάσης του σήματος εξόδου ταυτίζονται απόλυτα (σχήμα 6.24).



**Σχήμα 6.24** Χρονική απόκριση Y-T- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με αντίσταση φορτίου 4.6 ΜΩ.

Αντιστοίχως, στο σχήμα 6.25 εμφανίζεται η γνωστή γραμμική απόκριση σχέσης εισόδου εξόδου κατά την προσομοίωση του σχήματος 6.15.



**Σχήμα 6.25** Απεικόνιση X-Y- τάσης εισόδου-τάσης εξόδου με αντίσταση φορτίου 4.6 ΜΩ.

## 6.5 Το φαινόμενο του διπλασιασμού περιόδων

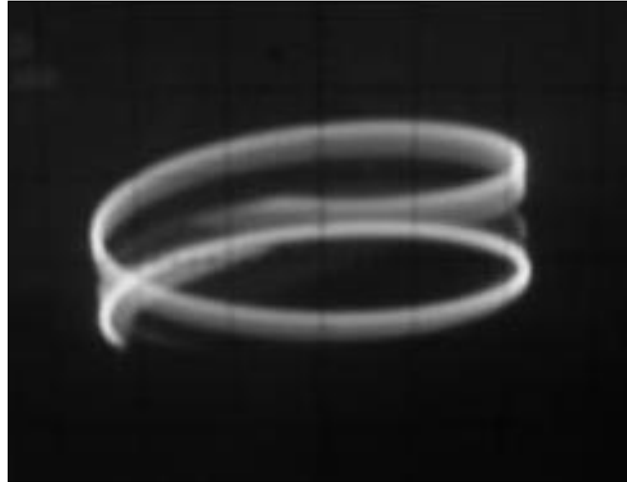
Τα παρακάτω πειράματα που εκτελέστηκαν στο Εργαστήριο έγιναν πλέον των πειραμάτων παραλληλισμού των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης που αναλύθηκαν στην ενότητα 6.1 και 6.2, τα οποία δείχνουν κάποια αξιοσημείωτα φαινόμενα που θα πρέπει να αναλυθούν βαθύτερα. Συγκεκριμένα, στα μη γραμμικά κυκλώματα όπως ο εν λόγω ημιανορθωτής RLD, παρουσιάζεται εξαιρετική ευαισθησία στις αρχικές συνθήκες που καθορίζει σημαντικά τη λειτουργία του.

Ένα από αυτά τα φαινόμενα μη γραμμικής συμπεριφοράς, παρατηρήθηκε και στο εργαστηριακό κύκλωμα, όταν εντοπίστηκε ο *διπλασιασμός περιόδου*, κατά τον οποίο το σήμα εξόδου παρουσιάζει μια ξαφνική μετατόπιση από τη γραμμική περιοχή λειτουργίας που βρίσκεται εκείνη τη στιγμή, προς μία μη γραμμική περιοχή λειτουργίας, με μια ελάχιστη μόνο μεταβολή τιμής σε μία από τις παραμέτρους του κυκλώματος. Ως εκ τούτου, η περίοδος του σήματος εξόδου διπλασιάζεται και η συχνότητα υπό-διπλασιάζεται, όπως εξηγήθηκε και στην ενότητα 6.1.

Η παράμετρος που μεταβλήθηκε στη συγκεκριμένη περίπτωση είναι η τάση εισόδου, ενώ όλες οι άλλες τιμές των εξαρτημάτων και της συχνότητας τροφοδοσίας παρέμειναν σταθερές. Παρακάτω αναλύεται μία διαφορετική περίπτωση στα 100 kHz, όπου παρουσιάζεται μια απότομη μεταβολή στη δυναμική του κυκλώματος από μικρές διακυμάνσεις της τάσης διέγερσης.



**Σχήμα 6.26** Τάση εισόδου  $V_{rms}=1.88$  V-συχνότητα εισόδου 100 kHz-διπλασιασμός περιόδου.



**Σχήμα 6.27** Τάση εισόδου  $V_{rms}=1.87$  V με συχνότητα εισόδου 100 kHz-χαοτική περίοδος.

Όπως φαίνεται και από τα παραπάνω σχήματα 6.26 και 6.27, με τιμή πλάτους στην τάση εισόδου  $V_{rms}=1.88$  V και τις υπόλοιπες παραμέτρους ως εξής: αντίσταση φορτίου  $R=100$  Ω, πηνίο  $L=4.46$  mH, δίοδος D-1N4004, και με τη συχνότητα του σήματος εισόδου στα 100 kHz, το κύκλωμα δίνει μια απεικόνιση στο χώρο φάσεων, όπου φαίνεται καθαρά πως η περίοδος του σήματος εξόδου διπλασιάζεται (σχήμα 6.26) και εμφανίζονται δύο βρόγχοι λειτουργίας, ο ένας μέσα στον άλλον στη λειτουργία X-Y του παλμογράφου.

Εντούτοις, με μία ελάχιστη διαφορά στην τάση διέγερσης της τάξης των 10 mV ( $V_{rms}=1.87$  V), η τάση εξόδου μετατοπίζεται ξαφνικά σε χαοτική λειτουργία και πλέον η περίοδος του σήματος είναι αδύνατο να προσδιοριστεί. Ως εκ τούτου εμφανίζονται απεριόριστες χρονοσειρές στη λειτουργία X-Y του παλμογράφου, όπως φαίνεται και από το σχήμα 6.27. Αυτή η ξαφνική μετάβαση από τη μία κατάσταση στην άλλη που δεν λαμβάνει χώρα μέσω της διαδικασίας του διπλασιασμού περιόδων, παρουσιάζεται ως ένα ξεχωριστό φαινόμενο που ονομάζεται *σύγκρουση διακλάδωσης οριακής γραμμής (borderline collision bifurcation)* και αποτελεί σημαντικό σημείο αναφοράς για την έναρξη νέων διερευνητικών πειραμάτων.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

### ΜΕΘΟΔΟΣ ΚΑΘΟΡΙΣΜΟΥ ΤΗΣ ΒΕΛΤΙΣΤΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ ΤΟΥ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΜΕΤΑΓΩΓΗΣ

#### 7.1 Θεωρητική εισαγωγή ορισμού της συχνότητας μεταγωγής

Ένας τρόπος που συνήθως χρησιμοποιείται κατά την ανάλυση των απρόβλεπτων φαινομένων χάους σε μετατροπείς DC-DC [62] και σε υβριδικά συστήματα ισχύος [63], είναι η μέθοδος γραμμικοποίησης στη βιομηχανία. Ωστόσο, αυτή η προσέγγιση μπορεί να δώσει ανακριβείς λύσεις στους μηχανικούς σχεδιασμού, καθώς θεωρείται συχνά πως οι μη γραμμικοί όροι ανώτερης τάξης των εξισώσεων που περιγράφουν αυτά τα συστήματα, είναι αμελητέοι [64]. Αντίθετα, η μη γραμμική ανάλυση των διακλαδώσεων, προσφέρει μια βαθύτερη ματιά στη συμπεριφορά αυτών των κυκλωμάτων τα οποία χαρακτηρίζονται από συγκεκριμένες ιδιότητες, όπως είναι η εμφάνιση υπό-αρμονικών ταλαντώσεων [65]. Όπως αναφέρθηκε ήδη στο κεφάλαιο 6, στους συντονιστές διόδου, τα δύο εξαρτήματα που επηρεάζουν δυναμικά το κύκλωμα, δηλαδή η διάδος και το πηνίο, παρουσιάζουν παρόμοιες μη γραμμικές ταλαντώσεις που οδηγούν το σύστημα στο χάος, όπως αναφέρεται εκτενώς και στη βιβλιογραφία [66]. Έχει αποδειχθεί ότι η διάδος αποτελεί ένα μη γραμμικό στοιχείο του κυκλώματος [67], και το οποίο γίνεται σημαντικό κάτω από συγκεκριμένες διεγέρσεις συχνότητας [68]. Το κύκλωμα τότε αποκλίνει από την ιδανική του λειτουργία, όπως στα κυκλώματα ανορθωτών τα οποία διοχετεύουν τάσεις σε μετατροπείς ισχύος [69].

Το σύνολο του κεφαλαίου αυτού, εστιάζει σε δημοσιευμένη εργασία του συγγραφέα [70], κατά την οποία χρησιμοποιήθηκε ένα σύνολο *μη γραμμικών εξισώσεων εξαρτημένων μεταβλητών (nonlinear dependence equations)*. Οι εξισώσεις αυτές, προέκυψαν από τον συντονιστή διόδου [71], έτσι ώστε να εντοπιστεί το εύρος των συχνοτήτων μεταγωγής, όπου είναι πιθανότερο να εμφανιστούν αστάθειες σε ένα μετατροπέα ώθησης τάσης. Η μέθοδος αυτή, δεν περιλαμβάνει ένα μοντέλο πρόβλεψης το οποίο να περιγράφει τη λειτουργία του μετατροπέα, όπως στις εργασίες [72] ή [73], αλλά βασίζεται πάνω στις εξισώσεις εξαρτημένων μεταβλητών, έτσι ώστε να προβλέψει τα σημεία όπου το χάος είναι πιθανότερο να συμβεί. Η συνηθισμένη μέθοδος σχεδιασμού υποδεικνύει τον καθορισμό της συχνότητας μεταγωγής με σχετικά αυθαίρετο τρόπο, όπως για συχνότητες  $f_{sw} > 25 \text{ kHz}$  ή  $> 200 \text{ kHz}$ , για να συνεχίσει κανείς με τα επόμενα βήματα σχεδιασμού σε ένα μετατροπέα ώθησης τάσης [74].

Με τη μη γραμμική ανάλυση που περιγράφεται σε αυτήν την εργασία, παρέχεται μια δομημένη μέθοδος για τον καθορισμό αυτής της συχνότητας μεταγωγής, ως μια πρακτική εναλλακτική, αντί αυτής που εφαρμόζεται σήμερα στη βιομηχανία. Ο στόχος είναι η εξέταση της ευστάθειας του κυκλώματος ισχύος στον μετατροπέα ώθησης τάσης μέσω μιας μεθόδου, η οποία ανήκει στο στάδιο του θεωρητικού σχεδιασμού του κυκλώματος και συγκεκριμένα πριν σχεδιαστεί το κύκλωμα ανάδρασης που ελέγχει διαρκώς την απόδοσή του. Ως εκ τούτου, ο βρόχος ανάδρασης δεν θα πρέπει να ληφθεί υπόψη σε αυτή τη φάση του σχεδιασμού. Το μοντέλο του κυκλώματος βασίζεται πάνω σε έναν μετατροπέα ανοιχτού βρόχου (open-loop) ως ένα ενδιάμεσο εργαλείο ελέγχου, έτσι ώστε να καθοριστούν οι πιο ευσταθείς συχνότητες μεταγωγής κατά τη διάρκεια αυτής της φάσης σχεδιασμού.

Συνήθως, για να επιτευχθεί η σταθεροποίηση της τάσης στο κύκλωμα στην επιλεγμένη συχνότητα μεταγωγής του διακόπτη (*switching frequency*), το κύκλωμα ελέγχου του μετατροπέα ώθησης αλλάζει τον κύκλο εργασίας (*duty cycle*) του τρανζίστορ, δηλαδή τον χρόνο που ο μετατροπέας είναι ενεργός και λειτουργεί το φορτίο. Η συχνότητα μεταγωγής του τρανζίστορ έχει τυπικά μια σταθερή τιμή και συνήθως επιλέγεται πρώτη, πριν τον καθορισμό των παθητικών εξαρτημάτων του κυκλώματος, όπως είναι η επαγωγή  $L$  ή η χωρητικότητα εξόδου  $C$  όπως υποδεικνύεται και σε σχετικές οδηγίες σχεδιασμού [74]. Καθώς οι σύγχρονοι μετατροπείς ισχύος σχεδιάζονται με συχνότητες μεταγωγής που κυμαίνονται από δεκάδες kHz έως την περιοχή των MHz, εκτιμάται πως η παρούσα ανάλυση μπορεί να αποβεί χρήσιμη στον σχεδιαστή του κυκλώματος, έτσι ώστε να καθοριστεί μια ευσταθής συχνότητα λειτουργίας.

Το επόμενο στάδιο σχεδιασμού του κυκλώματος περιλαμβάνει το βρόχο αντιστάθμισης σφάλματος (*error compensation loop*) εντός του κυκλώματος ανάδρασης (*feedback circuit*). Ύστερα ακολουθεί ο καθορισμός της εξίσωσης μεταφοράς και τις απόκρισης συχνοτήτων για όλα τα στοιχεία του κυκλώματος ελέγχου, το κέρδος της μέσης συχνότητας (*mid-frequency gain*) το οποίο καθορίζει τον λόγο των αντιστάσεων  $R_2/R_1$  στο βρόχο ανάδρασης. Κατόπιν αυτών των σταδίων σχεδιασμού, μπορεί να καθοριστεί και η τελική διάταξη του κυκλώματος ανάδρασης [74]. Ο στόχος της παρούσης εργασίας είναι να συμβάλει προς την έρευνα συγκεκριμένων μη γραμμικών κριτηρίων, έτσι ώστε να επιλεγθεί η συχνότητα μεταγωγής του τρανζίστορ. Η μέθοδος που ακολουθείται χρησιμοποιεί τη μη γραμμική ανάλυση διακλαδώσεων κορυφής-σε-κορυφή, και μάλιστα όπως αυτή σχετίζεται με τις μη γραμμικές εξισώσεις εξαρτημένων μεταβλητών της διόδου. Αυτή η ανάλυση εστιάζει μόνο στις μη γραμμικές επιδράσεις συντονισμού μεταξύ της διόδου ώθησης και του πηνίου στο τμήμα ισχύος.

Κατά τον τρόπο αυτό, αποδεικνύεται το ότι η ιδιότητα του μετατροπέα ώθησης τάσης να παραγάγει την επιθυμητή λειτουργία, επηρεάζεται και από τα μη γραμμικά χαρακτηριστικά της διόδου σε συνδυασμό με το πηνίο, ανεξάρτητα από τη μη γραμμική φύση της μεταγωγικής λειτουργίας του συστήματος. Αυτή η συνθήκη του συστήματος που παρουσιάζει χάος, αποδεικνύει ότι συγκεκριμένες μη γραμμικές αστάθειες δεν πηγάζουν από οποιοδήποτε εξωτερικό κυκλωματικό στοιχείο που συνδέεται στον μετατροπέα όπως είναι το κύκλωμα ανάδρασης, αλλά από αστάθειες που είναι μόνο εγγενείς μόνο στο τμήμα ισχύος του μετατροπέα.

Για τον λόγο αυτό, επιλέχθηκε η λογική του πειραματικού κυκλώματος σε ανοιχτό βρόχο χωρίς ανάδραση, έτσι ώστε να γίνει ευκολότερο να ανιχνευθούν οι συγκεκριμένες μη γραμμικότητες που πηγάζουν αποκλειστικά και μόνο από τα εξαρτήματα του πηνίου και της διόδου. Αντιθέτως, στα συστήματα κλειστού βρόχου, αυτές οι επιδράσεις θορύβου διαδίδονται στον χρόνο και εισαγάγουν επιπρόσθετες μη γραμμικές συμπεριφορές [15] οι οποίες θα έκαναν την απομόνωση αυτών των μη γραμμικοτήτων πολύ δύσκολη. Στους μετατροπείς κλειστού βρόχου, αυτές οι μη γραμμικότητες του κυκλώματος ελέγχου εμφανίζονται με τις ακόλουθες μορφές: διακυμάνσεις στην κλίση της ράμπας αντιστάθμισης στο κύκλωμα ελέγχου [75], κορεσμό στον κύκλο εργασίας [76], μεγάλο κέρδος ανάδρασης [15] και αστάθειες στα κυκλώματα ελέγχου [77]. Στη βιβλιογραφία, όλες αυτές οι πηγές μη γραμμικότητας έχουν παρουσιάσει χαοτική συμπεριφορά στους μετατροπείς κλειστού βρόχου [15]. Ο σκοπός είναι να βρεθεί το κατά πόσο επιδρά η συχνότητα μεταγωγής του τρανζίστορ στη δυναμική του συστήματος, ειδικά κατά τη διάταξη ανοιχτού βρόχου. Είναι επίσης αξιοσημείωτο το ότι οι διακλαδώσεις διπλασιασμού περιόδων και χάους παρατηρούνται ανεξάρτητα από το αν υπάρχει ο βρόχος ανάδρασης της τάσης εξόδου [78], ο οποίος χρειάζεται στην πράξη για τη σταθεροποίηση της εξόδου. Έχει επίσης αποδειχθεί ότι ο διπλασιασμός περιόδου μπορεί να είναι ένα φαινόμενο υψηλής συχνότητας, το οποίο θα έπρεπε να μην επηρεάζεται από τον σχετικά πιο αργό βρόχο ανάδρασης της εξόδου [78].

## **7.2 Φυσικό υπόβαθρο κυκλώματος**

Οι θεωρητικές αρχές της εργασίας αυτής προέρχονται από τη βιβλιογραφία [79], όπου ένας συντονιστής διόδου παρουσιάζεται ως ένα παράδειγμα συστήματος μη γραμμικής συμπεριφοράς. Η μη γραμμικότητα του συντονιστή διόδου προκύπτει από την ιδιότητα του πηνίου να αντιστέκεται στις ξαφνικές μεταβολές του ρεύματος, όπως και την εσωτερική χωρητικότητα της διόδου. Κάτω από συγκεκριμένες συνθήκες και όταν συνδυάζονται αυτές οι δυο ιδιότητες, το κύκλωμα του συντονιστή παράγει χαοτικές ταλαντώσεις όταν οδηγείται από ένα χρονικά-μεταβαλλόμενο εξωτερικό σήμα.



Η μη γραμμικότητα στην παράλληλη διάταξη διόδου-πηνίου έχει παθητικό χαρακτήρα, και έχει αποδειχθεί ότι και από αυτήν προκαλείται το χάος [80], ενώ σε άλλη δημοσίευση του συγγραφέα [37] η δίοδος ορίζεται ως ένα μη γραμμικό εξάρτημα. Ας υποθεθεί ότι μια δίοδος οδηγείται από μια παλμική μονοπολική τάση. Η δίοδος δε θα κλείσει αυτόματα και άμεσα όταν η τάση που την οδηγεί αλλάζει κατάσταση (π.χ. από μια θετική τάση σε μηδενική τάση), καθώς θα συνεχίζει να άγει για κάποιο χρονικό διάστημα της τάξης του  $\tau_{RR}$ , ο οποίος και περιγράφεται ως χρόνος ανάστροφης επαναφοράς (reverse-recovery time). Κατά τη μικρή αυτή χρονική περίοδο, οι φορείς μειονότητας που βρίσκονται στη θετική περιοχή της διόδου (ηλεκτρόνια) εισχωρούν προς την περιοχή των φορέων μειονότητας της αρνητικής περιοχής της διόδου (οπές).

Αυτό συμβαίνει, διότι τα ηλεκτρόνια μειονότητας απωθούνται από τη στιγμιαία αρνητική τάση που εφαρμόζεται στη θετική περιοχή κατά την ανάστροφη πόλωση της διόδου. Κατόπιν, αυτοί οι φορείς μειονότητας ανασυνδυάζονται ξανά στην άλλη πλευρά της επαφής. Κατά συνέπεια, δημιουργείται ένα μικρό ρεύμα οπών κατά την ανάστροφη πόλωση, ενώ η δίοδος λειτουργεί ως μπαταρία για αυτή τη μικρή χρονική περίοδο [79] ή ως μιας μορφής μη γραμμικού πυκνωτή [15]. Αυτό το ανάστροφο ρεύμα όμως θα πρέπει να σταματήσει, προτού το ρεύμα ορθής πόλωσης δημιουργηθεί ξανά [79]. Μια δεύτερη πτώση τάσης δημιουργείται εκείνη τη στιγμή από αυτό το ανάστροφο ρεύμα, η οποία εμφανίζεται με τη μορφή μιας δεύτερης κορυφής στην τάση. Αυτή η δεύτερη κορυφή εμφανίζεται με διπλάσια χρονική περίοδο σε σχέση με την περίοδο του παλμικού σήματος εισόδου και έτσι προκύπτει η λεγόμενη *διακλάδωση διπλασιασμού περιόδου (period-doubling bifurcation)*.

Αυτή η διακλάδωση περιγράφει μια ποιοτική αλλαγή στη δυναμική συμπεριφορά του κυκλώματος [79]. Όπως ήδη αναφέρθηκε στο κεφάλαιο 6, έχει παρατηρηθεί πειραματικά, αυτές οι διακλαδώσεις λαμβάνουν χώρα όταν η χρονική περίοδος της μεταγωγικής συχνότητας του διακόπτη είναι ίση με τον χρόνο ανάστροφης επαναφοράς, όταν δηλαδή ισχύει η σχέση  $\tau_{RR} \approx \frac{1}{f_{sw}}$  [60]. Το φαινόμενο αυτό παρατηρείται και στα κυκλώματα συντονισμού, αλλά και στην τοπολογία του μετατροπέα ώθησης που περιλαμβάνει τον μεταγωγικό διακόπτη (τρανζίστορ) με δεύτερο πηνίο να τον ακολουθεί. Κατά συνέπεια, η συχνότητα συντονισμού που σχετίζεται με την ανάστροφη επαναφορά της διόδου δίνεται από την εξίσωση:

$$f_{\tau_{RR}} = \frac{1}{\tau_{RR}} \quad (7.1)$$

Ταυτόχρονα, το πηνίο προσπαθεί να διατηρήσει τη ροή του ρεύματος στο κύκλωμα, ακόμη και κατά τη φορά αναστροφής πόλωσης, ενώ η τάση που οδηγεί το κύκλωμα, αλλάζει πολικότητα. Αυτή η επαγωγή  $L$ , σε συνδυασμό με την ενδογενή χωρητικότητα της επαφής  $C_j$ , (*internal junction capacitance*) που βρίσκεται στη διόδο, συντονίζονται σε μια ειδική συχνότητα ταλάντωσης των τάσεων και των ρευμάτων του κυκλώματος [79]. Τότε προκύπτει μια συχνότητα συντονισμού χαμηλού πλάτους μεταξύ της διόδου και του πηνίου, καθώς οι άεργες αντιστάσεις τους γίνονται ίσες ( $X_L=X_C$ ), η οποία περιγράφεται από τη σχέση

$$f_{LD} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_j}} \quad (7.2)$$

Κατά το συντονισμό αυτόν, η εμπέδηση στα άκρα αυτού του LC δικτύωματος μηδενίζεται. Τότε η ροή του ρεύματος θα είναι και η μέγιστη, και αυτή η συχνότητα συντονισμού εξαρτάται από την τοπολογία του δικτύωματος. Ως εκ τούτου, είναι λογικό ότι και τα ρεύματα αναστροφής πόλωσης θα είναι επίσης στην κορύφωσή τους. Όταν η συχνότητα μεταγωγής  $f_{sw}$  βρίσκεται σε συγχρονισμό είτε με τη συχνότητα συντονισμού  $f_{\tau_{RR}}$ , είτε με τη συχνότητα συντονισμού  $f_{LD}$ , ισχύουν οι παρακάτω εξισώσεις εξαρτημένων μεταβλητών:

$$f_{sw} \approx f_{LD} \quad (7.3)$$

$$f_{sw} \approx f_{\tau_{RR}} \quad (7.4)$$

Τότε το κύκλωμα χάνει την ευστάθειά του και μπορεί να εισέλθει σε μη γραμμική περιοχή λειτουργίας. Ως εκ τούτου, υπάρχουν δύο συχνότητες συντονισμού που επιδρούν στη συμπεριφορά του κυκλώματος και που συμβολίζονται ως  $f_{\tau_{RR}}$  και  $f_{LD}$ . Όπως θα επιβεβαιωθεί και αργότερα, ανάλογα με την περιοχή της συχνότητας μεταγωγής όπου λειτουργεί ο μετατροπέας, μία από τις δύο συχνότητες μεταγωγής επικρατεί της άλλης. Η επίδραση της συχνότητας που επικρατεί επηρεάζει τη λειτουργία του μετατροπέα με διαφορετικούς τρόπους. Η συχνότητα συντονισμού  $f_{\tau_{RR}}$  κυριαρχεί κατά τις χαμηλότερες συχνότητες μεταγωγής λειτουργίας του κυκλώματος. Σε συμφωνία με τη βιβλιογραφία [71] παρατηρήθηκε ότι στις υψηλότερες συχνότητες, ο χρόνος αναστροφής επαναφοράς μειώνεται δραματικά και οι επιδράσεις της μεταβλητής  $f_{\tau_{RR}}$  εξασθενούν. Κατά τις υψηλότερες συχνότητες μεταγωγής, κυριαρχεί η μη γραμμική συχνότητα συντονισμού  $f_{LD}$ , η οποία και επικρατεί της συχνότητας  $f_{\tau_{RR}}$ . Η μη γραμμικότητα της χωρητικότητας της διόδου βοηθά στο να διατηρηθούν οι συνθήκες των εξισώσεων (7.3) ή (7.4), όπου οι διπλασιασμοί περιόδων και το χάος παρατηρούνται για ένα μεγάλο εύρος τιμών της συχνότητας οδήγησης [81].

Η μη γραμμική χωρητικότητα σε συνδυασμό με το πηνίο, έχει επίσης αναφερθεί στην παραπομπή [82] και στην [15] όταν η επαγωγή του μετασχηματιστή συντονίζεται χαοτικά με τη δίοδο ανόρθωσης. Κατά συνέπεια, η μη γραμμική συμπεριφορά συντονισμού του μετατροπέα ώθησης, μπορεί να συσχετιστεί με φαινόμενα άλματος (*jump phenomena*), όπου οι διακλαδώσεις των σταθερών καταστάσεων (*steady states*) λαμβάνουν χώρα όταν η εξωτερική συχνότητα που εφαρμόζεται στο κύκλωμα μεταβάλλεται [83].

### 7.3 Ανάπτυξη τοπολογίας μετατροπέα ώθησης τάσης για εφαρμογή φωτισμού

Για τους σκοπούς της παρούσας διατριβής, επιλέχτηκε ένας μετατροπέας ισχύος που χρησιμοποιείται σε ένα ηλεκτρονικό ballast φωτισμού βιομηχανικής εφαρμογής. Το συγκεκριμένο σύστημα αποτελεί το κύκλωμα αναφοράς για το πειραματικό μοντέλο ανοιχτού βρόχου (σχήμα 7.1). Οι εμβέλειες των παραμέτρων του κυκλώματος περιγράφονται στον παρακάτω Πίνακα 7.1.

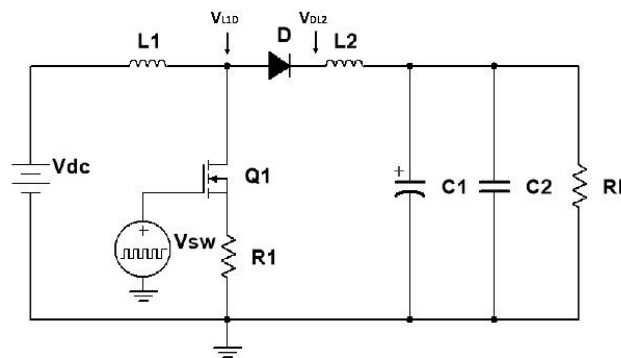
**Πίνακας 7.1** Διάταξη μετατροπέα ώθησης τάσης με ωμικό φορτίο

Αντιστάσεις	$R_L = 22-24 \text{ k}\Omega$ (φορτίο) $R_1 = 1.2-39 \Omega$ (Q1-πηγή στο MOSFET)
Πηνία	$L_1 = 4.48 \text{ mH}$ , $L_2 = 1.47 \mu\text{H}$ , $470 \mu\text{H}$ , $4.7 \text{ mH}$ , $47 \text{ mH}$
Δίοδοι	$D_1 = \text{type 1N4004}$ ( $C_j = 15 \text{ pF}$ , $\tau_{RR} = 5 \mu\text{s}$ ) $D_2 = \text{type BYG20J}$ ( $C_j = 25 \text{ pF}$ , $\tau_{RR} = 75 \text{ ns}$ ) $D_3 = \text{type 4148}$ ( $C_j = 4 \text{ pF}$ , $\tau_{RR} = 4 \text{ ns}$ ) $D_4 = \text{type 5819}$ ( $C_j = 110 \text{ pF}$ , $\tau_{RR} = 10 \text{ ns}$ ) $D_5 = \text{type 1N4007}$ ( $C_j = 10 \text{ pF}$ , $\tau_{RR} = 5 \mu\text{s}$ )
Πυκνωτές εξόδου	$C = 10 \mu\text{F}$ ( $C_1//C_2$ )
Πηγή τάσης DC	$V_{dc} = 5-14 \text{ V}$
Συχνότητα παλμικής πηγής τάσης	$f_{sw} = 1 \text{ kHz} - 1 \text{ MHz}$
Πειραματικές διατάξεις	EXP-1: $V_{dc}=5 \text{ V}$ , $L_T=4.95 \text{ mH}$ ( $L_1+L_2=4.48 \text{ mH}+470 \mu\text{H}$ ), $R_1=1.2 \Omega$ , $D_5$ , $C=10 \mu\text{F}$ , $R_L=24 \text{ k}\Omega$ EXP-2: όπως στη διάταξη EXP-1, με εξαίρεση $V_{dc}=14 \text{ V}$ , $R_L=22 \text{ k}\Omega$ .

Όλα τα πειράματα εκτελέστηκαν με κύκλο εργασίας στο τρανζίστορ  $D=0.5$ , ο οποίος θα πρέπει να διπλασιάζει την τάση εισόδου για συγκεκριμένες συχνότητες, όπως θα φανεί παρακάτω. Το κύκλωμα του μετατροπέα ώθησης λειτουργεί σε διάταξη ανοιχτού βρόχου και η συχνότητα μεταγωγής του τρανζίστορ επιλέχτηκε στα  $f_{sw} = 50 \text{ kHz}$  ως συχνότητα αναφοράς κατά τον αρχικό σχεδιασμό της βιομηχανικής εφαρμογής [61]. Οι τιμές των παραμέτρων του κυκλώματος προέρχονται από το ολοκληρωμένο κύκλωμα ελέγχου της παραπομπής [61], όπως και από το πραγματικό κύκλωμα που χρησιμοποιήθηκε για τα πειράματα.

Ο σχεδιασμός του ballast χρησιμοποιεί μια δίοδο τύπου ultrafast (D2:BYG20J), αλλά τα πειράματα αυτής της εργασίας περιλαμβάνουν και άλλους τύπους διόδων αργής και ταχείας απόκρισης, έτσι ώστε να παρατηρηθούν οι διαφορετικές τους επιδράσεις στη δυναμική του κυκλώματος. Η πειραματική μέθοδος περιλαμβάνει μια μονοπολική πηγή τάσης παλμών (σχήμα 7.1) η οποία αντικαθιστά το σήμα διαμόρφωσης παλμών PWM (*pulse width modulation*) της πύλης του τρανζίστορ στα συστήματα κλειστού βρόχου (*closed-loop systems*).

Όπως θα φανεί και στα επόμενα κεφάλαια, ο σκοπός της εργασίας είναι να εξεταστεί η συμπεριφορά δύο συγκεκριμένων μεταβλητών του κυκλώματος: την τάση στον κόμβο εκροής του τρανζίστορ (*transistor drain*) που συμβολίζεται με τη μεταβλητή  $V_{L1D}$ , όπως και την τάση του κόμβου μεταξύ της διόδου D και του πηνίου L2, που συμβολίζεται με τη μεταβλητή  $V_{D12}$ . Οι δύο μεταβλητές σημειώνονται και στο σχήμα 7.1.

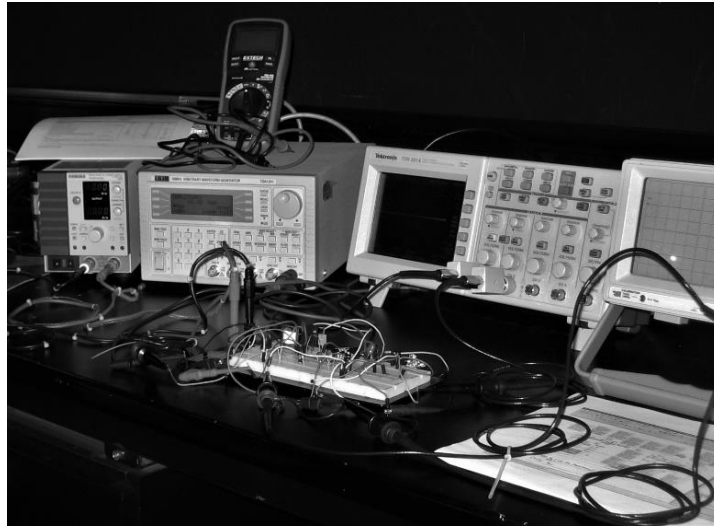


**Σχήμα 7.1** Σχηματικό πειραματικού κυκλώματος μετατροπέα ώθησης τάσης ανοιχτού βρόχου [70].

Όλα τα πειράματα έλαβαν χώρα στο Εργαστήριο Φωτοτεχνίας του Εθνικού Μετσοβίου Πολυτεχνείου με τον ακόλουθο εργαστηριακό εξοπλισμό:

- Ψηφιακός παλμογράφος Tektronix TDS 2014-DP04034
- Αναλογικός παλμογράφος Hameg Instruments HM-303-6
- Γεννήτρια αυθαίρετων κυματομορφών TTI-TGA 1241-40 MHz
- Τροφοδοτικό DC πηγής Kikusui PWR 400L (0-80V,25A,400W)

Η εργαστηριακή διάταξη φαίνεται στην εικόνα 7.2.



Εικόνα 7.2 Εργαστηριακή διάταξη του πειραματικού κυκλώματος [70].

#### 7.4 Αριθμητική ανάλυση

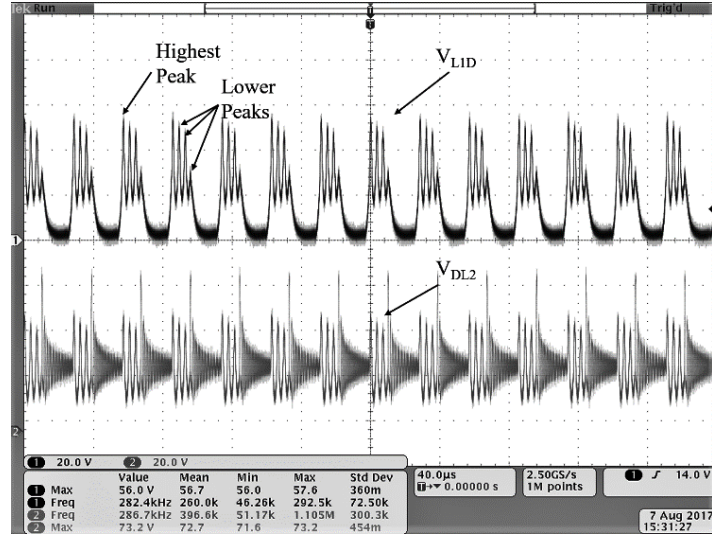
Για τα συστήματα που οδηγούνται από πηγές περιοδικής μορφής, όπως είναι οι μετατροπείς μεταγωγής σταθερής συχνότητας (*fixed frequency switching converters*), η περιοδικότητα μπορεί να ανιχνευθεί μέσω της δειγματοληψίας κυματομορφών [78]. Καθώς ο μετατροπέας ώθησης τάσης είναι ένα σύστημα που οδηγείται από περιοδική πηγή, η χρονική περίοδος κατά τη θεμελιώδη συχνότητα ( $T_{sw} = \frac{1}{f_{sw}}$ ) αποτελεί την πλέον κατάλληλη επιλογή. Η συχνότητα μεταγωγής είναι αυτή που οδηγεί το MOSFET. Η οποιαδήποτε περιοδική συμπεριφορά εντός του κυκλώματος θα πρέπει να συσχετίζεται με την περίοδο της θεμελιώδους συχνότητας. Η μέθοδος, που ακολουθήθηκε για την αριθμητική ανάλυση, χρησιμοποιεί την προσέγγιση της δειγματοληψίας δεδομένων παρόμοια της [78], η οποία εξετάζει τα πλάτη των κορυφών κάποιας συγκεκριμένης κυματομορφής στο κύκλωμα. Η προσέγγιση αυτή εξηγείται παρακάτω.

Στο εργαστηριακό μοντέλο του κυκλώματος εξάγονται τα δεδομένα της *κυματομορφής στο χρονικό πεδίο (time-domain waveform)* για τη συγκεκριμένη μεταβλητή του κυκλώματος που εξετάζεται, όπως είναι η τάση σε κάποιο συγκεκριμένο σημείο. Μετά παρακολουθούνται οι κορυφές αυτών των τιμών της τάσης σε συγκεκριμένες περιοδικές χρονικές στιγμές, και αναζητείται ένα επαναλαμβανόμενο μοτίβο. Αφού επιθεωρηθούν τα δεδομένα της δειγματοληψίας, προκύπτουν τα ακόλουθα συμπεράσματα.

Εάν τα δείγματα των δεδομένων έχουν μια σταθερή αριθμητική τιμή, τότε η κυματομορφή είναι περιοδική, και η περίοδός της είναι ίση με την περίοδο της δειγματοληψίας. Εάν τα δεδομένα επαναλαμβάνονται κυκλικά για  $n$  τιμές, τότε η κυματομορφή είναι περιοδική με την περίοδό της ίση με  $n$  φορές την περίοδο δειγματοληψίας. Για παράδειγμα, εάν τα δείγματα επαναλαμβάνονται από περίοδο-σε-περίοδο μεταξύ δύο τιμών κατά τη σταθερή κατάσταση λειτουργίας του κυκλώματος, η κυματομορφή εμφανίζει τη λεγόμενη συμπεριφορά περιόδου-2. Η περίοδος της κυματομορφής θα είναι τότε  $2 \times T_{sw}$ . Εάν δεν παρατηρείται ξεκάθαρο μοτίβο στα δεδομένα των δειγμάτων, τότε εμφανίζεται χάος στο σύστημα [78].

Κατά τη διάρκεια των πειραμάτων της εργασίας αυτής, και αφότου το σύστημα έχει φτάσει στη σταθερή του λειτουργία στο εργαστηριακό περιβάλλον, εξετάζεται η εξέλιξη των κορυφών στις μεταβλητές του κυκλώματος  $V_{LID}$  και  $V_{DL2}$ . Η τάση εισόδου κυμαίνεται μεταξύ 5-14 V (DC), γεγονός που ενισχύει την εγκυρότητα των δεδομένων της *κυματομορφής στο χρονικό πεδίο*, καθώς οι τάσεις αυτές είναι πολύ υψηλότερες από το οποιοδήποτε επίπεδο τυχαίου θερμικού θορύβου, το οποίο θα μπορούσε να επηρεάσει τα δεδομένα της δειγματοληψίας. Ένα ενδεικτικό γράφημα στο πεδίο του χρόνου από όπου εξάγονται τα δεδομένα φαίνεται στο σχήμα 7.3.

Η αριθμητική ανάλυση ακολουθεί τη μέθοδο της δυναμικής από *κορυφή-σε-κορυφή* (*Peak-to-Peak dynamics*), όπως χρησιμοποιείται με παρόμοιο τρόπο στην [84]. Η αριθμητική ανάλυση της εργασίας αυτής, μπορεί να συσχετιστεί με αντίστοιχες μεθόδους ελέγχου μη γραμμικών συστημάτων της βιβλιογραφίας, όπως είναι η προσέγγιση *δίχως ανάδραση* (*nonfeedback*) [72]. Οι μεταβλητές του συστήματος αφορούν τα *διανύσματα χρονοσειρών* (*time-series vectors*) των τάσεων  $V_{LID}$  και  $V_{DL2}$ . Οι απεικόνιση *Poincaré* (*Poincaré map*) ή αλλιώς η *τομή Poincaré* (*Poincaré section*) εξυπηρετεί στην ανάλυση των μη γραμμικών συστημάτων, μέσω μιας εξειδικευμένης απεικόνισης της συμπεριφοράς των μεταβλητών που υπόκεινται σε ανάλυση. Η τομή Poincaré υλοποιείται ως ένα φανταστικό επίπεδο στον χώρο φάσεων, το οποίο τέμνει η τροχιά του συστήματος, καθώς η συμπεριφορά της εξεταζόμενης μεταβλητής εξελίσσεται στον χρόνο. Ο χάρτης *Poincaré* εμφανίζει τις μεταβλητές αυτές στο πεδίο του χρόνου  $t$  πάνω σε ένα επόμενο χρονικό διάστημα που ορίζεται ως  $t + T$ .



**Σχήμα 7.3** Χρονικές κυματομορφές παλμογράφου των τάσεων  $V_{L1D}$  (άνω κυματομορφή) και  $V_{DL2}$  (κάτω κυματομορφή) στα 35 kHz με τη δίοδο D5. Ενδεικτικά διακρίνονται οι κορυφές που χρησιμοποιήθηκαν στην αριθμητική ανάλυση [70].

Αυτός ο στροβοσκοπικός χάρτης σχηματίζεται με τη δειγματοληψία των καταστάσεων του συστήματος κάθε  $T$  δευτερόλεπτα [15], και ο αλγόριθμος που προέρχεται από την απεικόνιση αυτής της μονοδιάσιας διάστασης είναι:

$$x_{n+1} = f(x_n) \quad (7.5)$$

Η ανάλυση διακλαδώσεων από κορυφή-σε-κορυφή, συνδέεται με τον ακόλουθο αλγόριθμο επαναλήψεων μεταξύ των δύο μεταβλητών

$$V_{L1D,(n+1)T} = f(V_{L1D,nT}) \quad (7.6)$$

$$V_{DL2,(n+1)T} = f(V_{DL2,nT}) \quad (7.7)$$

όπου  $T$  είναι περίοδος του μεταγωγικού σήματος και  $n$  ο αριθμός επαναλήψεων ( $n=1,2,\dots,k$ ), η οποία είναι ανεξάρτητη μεταβλητή. Η μονοδιάστατη απεικόνιση της εξίσωσης (7.5) είναι ο θεωρητικός αλγόριθμος του στροβοσκοπικού χάρτη και οι εξισώσεις (7.6) και (7.7) απαρτίζουν τον αλγόριθμο επανάληψης για την προτεινόμενη μέθοδο μεταξύ των μεταβλητών του κυκλώματος  $V_{L1D}, V_{DL2}$ .

Αυτός ο στροβοσκοπικός χάρτης, φωτογραφίζει τη συμπεριφορά του συστήματος σε τακτά χρονικά διαστήματα  $T$ ,  $2T$ ,  $3T$  διακριτών χρόνων μέχρι το τέλος των δεδομένων της κυματομορφής. Η επανάληψη συνεχίζεται τότε με μια διαφορετική αρχική συνθήκη, δηλαδή με ένα διαφορετικό δείγμα της κυματομορφής. Εάν η κυματομορφή είναι περιοδική, τότε το σύστημα ελκύεται προς την τιμή αυτής της περιόδου, και τότε ένα και μοναδικό σημείο εμφανίζεται στην απεικόνιση Poincaré. Εάν η κυματομορφή βρίσκεται σε κατάσταση διπλασιασμού περιόδου με περίοδο-2, τότε το σύστημα ελκύεται σε δύο ξεχωριστές και διακριτές τιμές, έτσι, ώστε να ολοκληρωθεί μία χρονική περίοδος της κυματομορφής. Πάνω στην τομή Poincaré υπάρχουν τώρα δύο διακριτά σημεία που αντιστοιχούν στο χαρακτηριστικό σχήμα του διπλού βρόχου όπως αυτό εμφανίζεται στον χώρο φάσεων του συστήματος.

Όταν η συμπεριφορά του κυκλώματος εισέρχεται στη χαοτική περιοχή λειτουργίας, τότε η τροχιά του συστήματος στον χώρο φάσεων εμφανίζει ένα ακανόνιστο σχήμα *μορφοκλασματικού συνόλου (fractal)* και στην απεικόνιση Poincaré εμφανίζεται ένας άπειρος αριθμός σημείων. Το σύνολο των σημείων αυτών όμως εμπεριέχεται εντός ενός ορισμένου όγκου και διανέμεται σε μια περιοχή που καλύπτει μια πολύ περίπλοκη δομή, τον λεγόμενο *παράξενο ελκυστή (strange attractor)* στο διακριτό πεδίο [15].

Στις περιοδικές περιοχές του κυκλώματος εμφανίζεται μια ξεκάθαρη ομοιογένεια στις τιμές των κορυφών της κυματομορφής. Ωστόσο, παρατηρήθηκε *υπό-αρμονικό (subharmonic)* και *υπέρ-αρμονικό (ultraharmonic)* περιεχόμενο σε αυτές τις περιοδικές περιοχές. Οι συνιστώσες *υπό-αρμονικής (subharmonic)* συχνότητας ορίζονται ως οι αρμονικές που συμβαίνουν σε ακέραια και μη-ακέραια πολλαπλάσια *κάτω* από την θεμελιώδη συχνότητα. Οι συνιστώσες υπεραρμονικής συχνότητας παρατηρούνται ως ακέραια και μη-ακέραια πολλαπλάσια *πάνω* από τη θεμελιώδη συχνότητα. Κατά τη διάρκεια των υπέρ-αρμονικών περιοχών λειτουργίας οι τιμές κορυφής δείχνουν ένα σχεδόν περιοδικό μοτίβο, αλλά με πολλαπλά διακριτά σημεία κορυφών. Στις χαοτικές περιοχές δεν υπάρχει περιοδικό μοτίβο στις τιμές κορυφής για το πλάτος των κυματομορφών. Ως μια επιπρόσθετη μέθοδος ανίχνευσης του χάους στα δείγματα που συλλήφθηκαν συστηματικά στη χρονοσειρά των δεδομένων των κυματομορφών, αναφέρεται στην *ευρετική μέθοδο (heuristic method)* που χρησιμοποιεί τον διακριτό μετασχηματισμό Fourier (DFT) [85]

$$x_k = \sum_{j=1}^N x_j \exp\left(\frac{-2\pi i k j}{N}\right) \quad (7.8)$$

Όπου  $i = \sqrt{-1}$  και  $k = 1, 2, \dots, N$ .

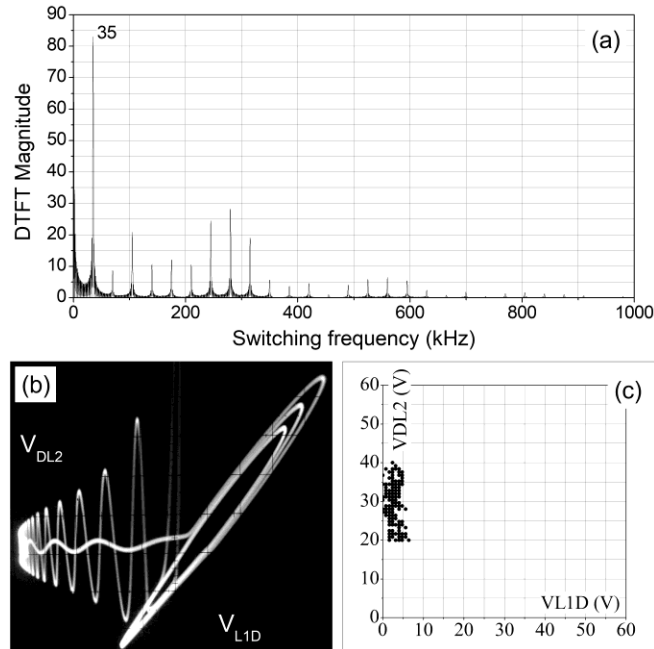


Για τους σκοπούς της παρούσης εργασίας ωστόσο, θα χρησιμοποιηθεί μια τροποποιημένη ευρετική μέθοδος με διακριτό μετασχηματισμό Fourier, έτσι ώστε να ανιχνευθεί το χάος. Αυτό που απαιτείται είναι μια απλή οπτική επιθεώρηση του φάσματος ισχύος. Η απεικόνιση του φάσματος των περιοδικών ή των υπέρ-αρμονικών χρονοσειρών θα έχει διακριτές και ξεχωριστές κορυφές. Το φάσμα ισχύος των χαοτικών χρονοσειρών θα αποτελείται από έναν μεγάλο αριθμό κορυφών, οι οποίες είναι πολύ περισσότερο κοντά μεταξύ τους από το φάσμα των περιοδικών ή των υπέρ-αρμονικών χρονοσειρών.

Το φάσμα ισχύος των χαοτικών σειρών θα φθίνει, όσο η συχνότητα αυξάνεται [85]. Τα σχήματα 7.4 έως 7.10 της ενότητας 7.5, δείχνουν τα διαφορετικά φάσματα της αναπτυσσόμενης δυναμικής. Τα υπολογιστικά προγράμματα (κώδικας) για τον υπολογισμό της δυναμικής συμπεριφοράς των κορυφών, ο υπολογισμών των DTFT φασμάτων, όπως και όλες οι γραφικές παραστάσεις της αριθμητικής ανάλυσης εκτελέστηκαν μέσω του λογισμικού MATLAB®.

## **7.5 Διακύμανση της συχνότητας διέγερσης**

Ο σκοπός αυτής της ενότητας είναι η επιβεβαίωση της μη γραμμικής συμπεριφοράς συντονισμού του κυκλώματος ώθησης τάσης, όταν αυτό διεγείρεται υπό διαφορετικές συχνότητες στη μονοπολική τάση πύλης του τρανζίστορ μεταγωγής. Οι τιμές του κυκλώματος προέρχονται από την πειραματική διάταξη EXP-2, όπου εξετάζονται και οι δύο τάσεις  $V_{L1D}$  και  $V_{DL2}$ . Η πιο σταθερή απόκριση στη συμπεριφορά του μετατροπέα παρατηρήθηκε μεταξύ 35-38 kHz. Αυτή ήταν και η μόνη περιοχή συχνοτήτων από τις εξεταζόμενες συχνότητες, όπου ισχύει μια ταυτόχρονη ισορροπία μεταξύ τριών παραγόντων.

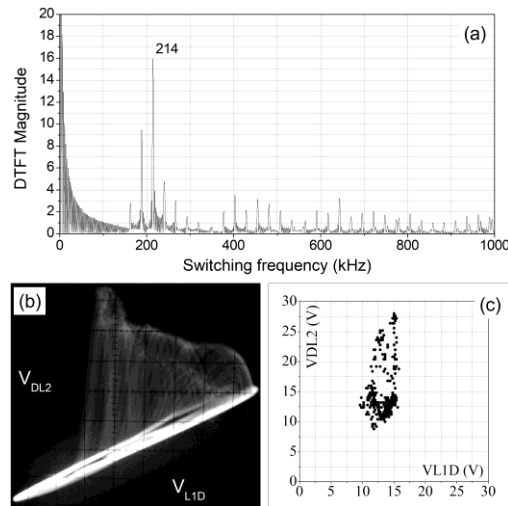


**Σχήμα 7.4** (περίοδος-1,  $f_{sw}=35$  kHz): (a) DTFT της τάσης  $V_{L1D}$ , (b) XY γράφημα, (c) χάρτης Poincaré [70].

Κατά τη συχνότητα των 35 kHz βρέθηκαν τα εξής: (α) η υψηλότερη και επικρατέστερη φασματική συνιστώσα όσον αφορά στην ενέργεια της θεμελιώδους συχνότητας (οδήγησης) μεταξύ των τάσεων  $V_{L1D}$  και  $V_{DL2}$ , υπέρ της τάσης  $V_{L1D}$ . Η ενέργεια της συνιστώσας της θεμελιώδους συχνότητας της τάσης  $V_{L1D}$  είναι υψηλότερη κατά 17.44 φορές της ενέργειας της συνιστώσας της θεμελιώδους συχνότητας της τάσης  $V_{DL2}$ , (β) η τάση  $V_{L1D}$  έχει την υψηλότερη ενέργεια στη θεμελιώδη του  $f_{sw}$  φάσματος και τέλος, (γ) τη χαμηλότερη ποσότητα αρμονικών συχνοτήτων (28 αρμονικές κορυφές) συγκρινόμενη με τις 33-39 αρμονικές κορυφές της κοντινής περιοχής συχνοτήτων οδήγησης των 25-45 kHz.

Αυτοί οι τρεις παράγοντες λαμβάνουν χώρα *ταυτόχρονα* εντός της περιοχής της θεμελιώδους συχνότητας (35-38 kHz), και ο μετατροπέας ώθησης δίνει τη σωστή τάση εξόδου των 28 V για τάση εισόδου  $V_{dc}=14$  V που αντιστοιχεί θεωρητικά και στον κύκλο εργασίας του τρανζίστορ,  $D=0.5$ . Στα πειράματα που ακολουθούν, και συγκεκριμένα για την εξίσωση εξαρτημένων μεταβλητών  $f_{sw} \approx f_{\tau RR}$  (4) της διόδου D5, αποδεικνύεται το μη γραμμικό θεωρητικό μοντέλο της παρούσης εργασίας. Από την εξίσωση αυτή, και όταν οι συχνότητες συντονισμού  $f_{sw}$  και  $f_{\tau RR}$  συγχρονίζονται, θα πρέπει να φανούν διπλασιασμοί περιόδων ή και χάος, σε ακέραια ή μη ακέραια πολλαπλάσια αυτής της συχνότητας μεταγωγής.

Καθώς η διόδος D5 έχει  $\tau_{RR} \approx 5 \mu s$ , θα έπρεπε να παρατηρηθούν τέτοια μη γραμμικά φαινόμενα κοντά στη συχνότητα συντονισμού  $f_{\tau_{RR}} \approx 200 \text{ kHz}$ . Πράγματι, στο εργαστήριο παρατηρήθηκε η ξαφνική εμφάνιση ενός χαοτικού ελκυστή (strange attractor) κατά τη συχνότητα  $f_{sw} = 214 \text{ kHz}$  (σχήμα. 7.5). Στην ίδια συχνότητα εμφανίζεται και ένα συνεχές, χαοτικό φάσμα στο πεδίο των συχνοτήτων (σχήμα. 7.5).

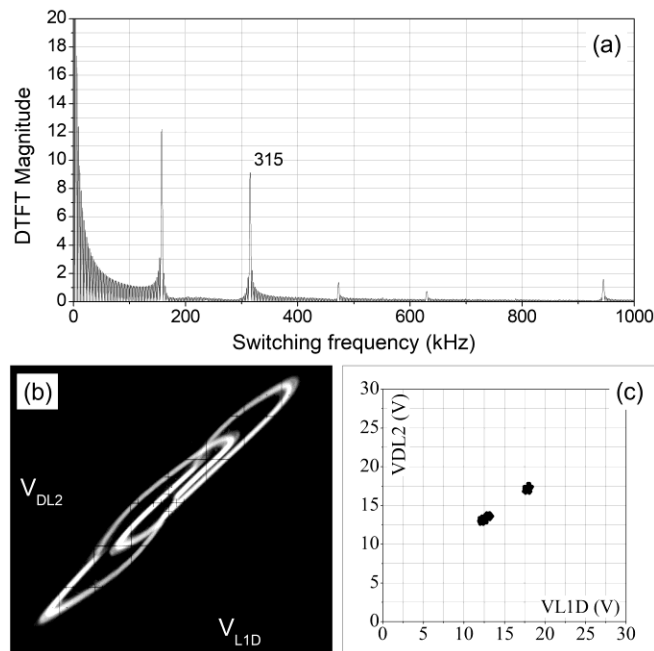


**Σχήμα 7.5** (Απότομο χάος,  $f_{sw}=214 \text{ kHz}$ ): (a) DTFT της τάσης  $V_{DL2}$ , (b) XY γράφημα, (c) χάρτης Poincaré [70].

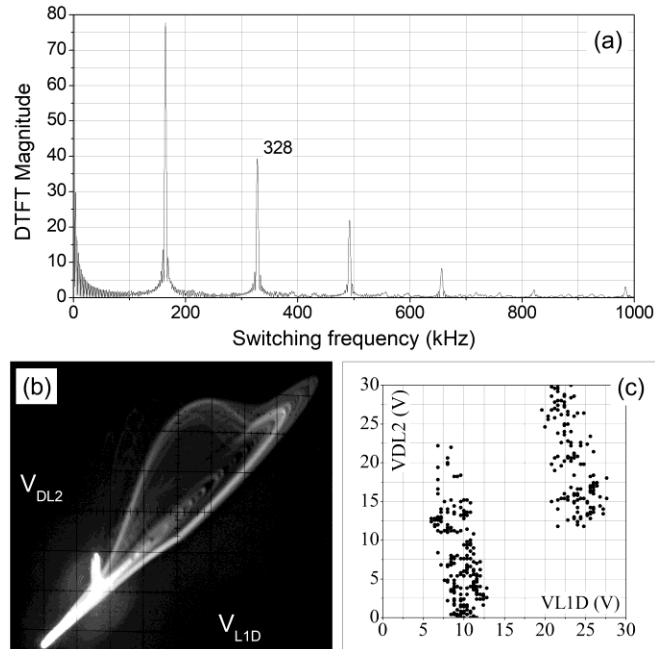
Ακολουθώντας τα σχήματα από το 7.4 έως το 7.8 παρατηρείται μια ενδεικτική μετάβαση από τις χαμηλότερες προς τις υψηλότερες συχνότητες μεταγωγής του εργαστηριακού μοντέλου ανοιχτού-βρόχου. Ο μετατροπέας μετακινείται από μια περιοχή ασθενούς υπεραρμονικής λειτουργίας περιόδου-1 στα 35 kHz (σχήμα 7.4), διαμέσου ασθενών και ισχυρών περιοχών υπεραρμονικών, απότομου χάους στα 214 kHz (σχήμα 7.5), διπλασιασμούς περιόδων στα 315 kHz (σχήμα 7.6) και ξανά χάους στα 328 kHz (σχήμα 7.7), προτού επιστρέψει τελικά ξανά στην λειτουργία περιόδου-1 στα 340 kHz (σχήμα 7.8). Τα σχήματα που ακολουθούν δείχνουν αυτές τις μεταβάσεις με τη βοήθεια των φασμάτων DTFT, των XY γραφημάτων στο χώρο φάσεων και τις τομές Poincaré. Τα XY γραφήματα αποκτήθηκαν από τον παλμογράφο του εργαστηρίου, και η τάση  $V_{DL2}$  αναπαρίσταται γραφικά σε συνάρτηση της τάσης  $V_{L1D}$ . Άλλος ένας διπλασιασμός περιόδου παρατηρήθηκε κατά τη θεμελιώδη συχνότητα των 315 kHz (σχήμα 7.6) (υπολογίζεται ως  $0.5 (f_{sw}) \approx 157 \text{ kHz}$ ) και το ύψος του πλάτους της υπό-αρμονικής συνιστώσας έχει αυξηθεί σε μήκος σε σχέση με τη συνιστώσα της θεμελιώδους συχνότητας (315 kHz).

Κατά την περίοδο-2, η περίοδος της κυματομορφής είναι τότε  $2x T_{sw} = 2x (3.17 \mu s) = 6.35 \mu s$ , συγκρινόμενη με την περίοδο-1 η οποία καταγράφηκε σε με γειτονική προηγούμενη συχνότητα των  $f_{sw}=310 \text{ kHz}$ . Η μέθοδος κορυφής-σε-κορυφή υπολογίζει και βρίσκει αυτήν τη διακλάδωση περιόδου-2, η οποία εναλλάσσεται μεταξύ των δύο τιμών τάσης  $V_{DL2}= 17 \text{ V}$  και  $13 \text{ V}$ . Αυτή είναι μια ενδεικτική μετάβαση από την προηγούμενη περίοδο-1, η οποία απαντάται κατά τη συχνότητα  $f_{sw}= 310 \text{ kHz}$ , όταν υπάρχει μόνο μία τιμή τάσης στα  $V_{DL2} \approx 16 \text{ V}$ .

Κατά τη χαοτική περιοχή των  $328 \text{ kHz}$  (σχήμα 7.7) το ύψος της  $0.5(f_{sw})$  υπό-αρμονικής έχει αυξηθεί περαιτέρω, και καταγράφεται ένα φαινομενικά τυχαίο πλήθος διαφορετικών τιμών τάσης (γράφημα Poincaré, σχήμα 7.7 (c)). Ταυτόχρονα, δημιουργούνται περισσότερες αρμονικές κορυφές, οι οποίες δίνουν ένα συνεχές φάσμα, ένα διακριτό χαρακτηριστικό του χάους (φάσμα DTFT, σχήμα 7.7 (a)). Εδώ μπορεί να επιβεβαιωθεί ότι ο μετατροπέας παρουσιάζει ένα άλλο γνώρισμα του χάους, την *εξαιρετική ευαισθησία στις αρχικές του συνθήκες (sensitive dependence to its initial conditions)* σε αυτή τη χαοτική περιοχή.

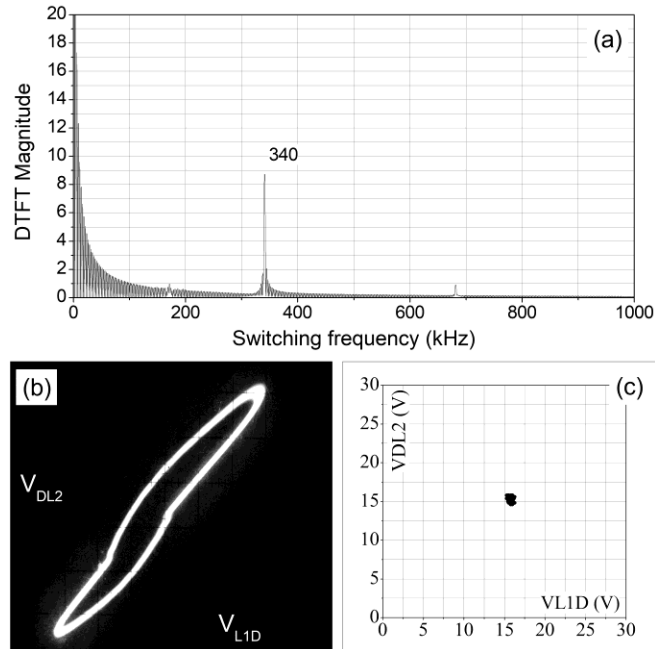


Σχήμα 7.6 (περίοδος-2,  $f_{sw}=315 \text{ kHz}$ ): (a) DTFT της τάσης  $V_{DL2}$ , (b) XY γράφημα, (c) χάρτης Poincaré [70].



**Σχήμα 7.7** (χάος,  $f_{sw}=328$  kHz): (a) DTFT της τάσης  $V_{DL2}$ , (b) XY γράφημα, (c) χάρτης Poincaré [70].

Στη συχνότητα των 214 kHz, παρατηρήθηκε επίσης ένας τύπος *εσωτερικής κρίσης* (*interior crisis*) ή *απότομου χάους* (*abrupt chaos*), όταν ο μετατροπέας ώθησης παράγει μία ασταθή χαοτική τροχιά από μια προηγούμενη ευσταθή περιοχή περιόδου-1 ( $f_{sw}=140$  kHz-213 kHz, βλ. διάγραμμα διακλάδωσης σχήμα 7.11). Κατά τη συχνότητα των 214 kHz, ο μετατροπέας ώθησης εισέρχεται σε μια μορφή *εσωτερικής κρίσης*, όπου ο ελκυστής του συστήματος συγκρούεται με μία ασταθή χαοτική τροχιά, όπως αναφέρεται και στη βιβλιογραφία [78]. Ο χαοτικός ελκυστής εμφανίζεται ξαφνικά και μετά εξαφανίζεται απότομα στα 215 kHz.



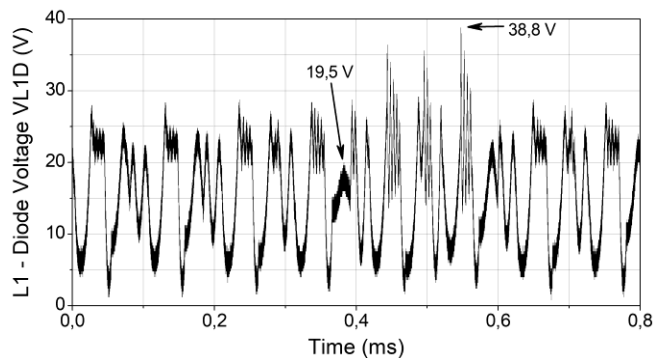
**Σχήμα 7.8** (περίοδος-1, fsw=340 kHz): (a) DTFT της τάσης  $V_{DL2}$ , (b) XY γράφημα, (c) χάρτης Poincaré [70].

Όπως δείχνει και ο Πίνακας 7.2, υπολογίστηκαν οι εκθέτες Lyapunov (*Lyapunov exponents*) από τη δειγματοληψία των δεδομένων των χρονοσειρών. Για τη διόδο D5 και κατά τη χαοτική περιοχή των 328 kHz, ο υπολογισμός της μέσης τιμής του εκθέτη Lyapunov, δίνει θετική τιμή (0.3817), η οποία και επιβεβαιώνει ποσοτικά την παρουσία του χάους.

**Πίνακας 7.2** Υπολογισμός του εκθέτη Lyapunov

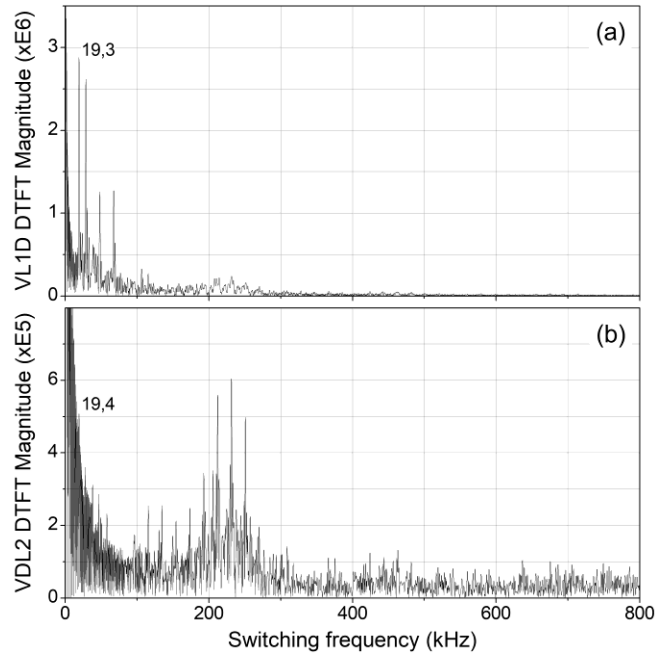
Μέσος εκθέτης Lyapunov ( $\lambda$ ), μέγιστη τιμή $\lambda$	Περιοχή λειτουργίας, Εμβέλεια συχνότητας μεταγωγής
0.38, 0.63	Χαοτική λειτουργία, 328-340 kHz-
-0.28, -0.61	Περιοδική-υπεραρμονική λειτουργία, 35 kHz
-0.36, -0.58	Περιοδική-υπεραρμονική λειτουργία, 80 kHz
-0.26, -0.69	Περιοδική-υπό-αρμονική λειτουργία, 315 kHz
-0.57, -0.69	Περιοδική λειτουργία, 340 kHz

Οι αρνητικοί εκθέτες Lyapunov βρέθηκαν σωστά ότι υποδεικνύουν τις περιοχές περιοδικής, υπεραρμονικής ή υπό-αρμονικής λειτουργίας σε συμφωνία με την παραπομπή [78]. Ένας άλλος τρόπος να επιβεβαιωθεί η ευαισθησία στις αρχικές συνθήκες κατά τις χαοτικές περιοχές λειτουργίας, είναι να παρατηρηθούν οι *απότομες διαφορές* στις τιμές των επιλεγμένων μεταβλητών. Για τη μεταβλητή  $V_{L1D}$  κατά το πείραμα EXP-2 και στη περιοχή των συχνοτήτων μεταξύ 165-213 kHz (ασθενής υπεραρμονική περιοδική κατάσταση), οι τιμές των κορυφών της κυματομορφής διαφέρουν κατά τη μέγιστη μέση τιμή των 0.4 V. Κατά τη συχνότητα  $f_{sw}= 214$  kHz, όπου το σύστημα συγκρούεται με τον χαοτικό ελκυστή (χαοτική κατάσταση συστήματος) οι κορυφές διαφέρουν κατά τη μέγιστη μέση τιμή των 5.6 V.



**Σχήμα 7.9** Χάος,  $f_{sw}=19$  kHz: (a) χρονική κυματομορφή (MATLAB) της τάσης  $V_{L1D}$  [70].

Η κυματομορφή της τάσης  $V_{L1D}$  παρουσιάζει μια χαοτική ταλάντωση στο χρονικό πεδίο η οποία μπορεί να εξαχθεί μέσω της MATLAB από τα πειραματικά δεδομένα, στη συχνότητα των  $f_{sw}= 19$  kHz (σχήμα 7.9). Το αντίστοιχο χαοτικό φάσμα σε DTFT για τα 19 kHz διαφέρει, ανάλογα με το ποια τάση εξετάζεται κάθε φορά. Η τάση  $V_{L1D}$  (σχήμα 7.10 (a)) δείχνει μια ξεκάθαρη και διακριτή συνιστώσα στη θεμελιώδη συχνότητα των 19 kHz και επίσης έχει το υψηλότερο πλάτος συγκρινόμενη με τις άλλες φασματικές κορυφές.



**Σχήμα 7.10** Χάος,  $f_{sw}=19$  kHz: (a) DTFT φάσμα της τάσης  $V_{L1D}$ , (b) DTFT φάσμα της τάσης  $V_{DL2}$  [70].

Η τάση  $V_{DL2}$  (σχήμα 7.10 (b)) δείχνει το αντίστοιχο χαοτικό φάσμα, αλλά αυτή τη φορά η θεμελιώδη συνιστώσα δεν έχει το υψηλότερο πλάτος, ενώ ταυτόχρονα το συνεχές φάσμα είναι πυκνότερο. Οι μη γραμμικότητες που εισάγει στο κύκλωμα η διόδος είναι ολοφάνερές εδώ. Το υψηλότερο πλάτος για αυτό το χαοτικό φάσμα της τάσης  $V_{DL2}$  εντοπίζεται στα 250 kHz.

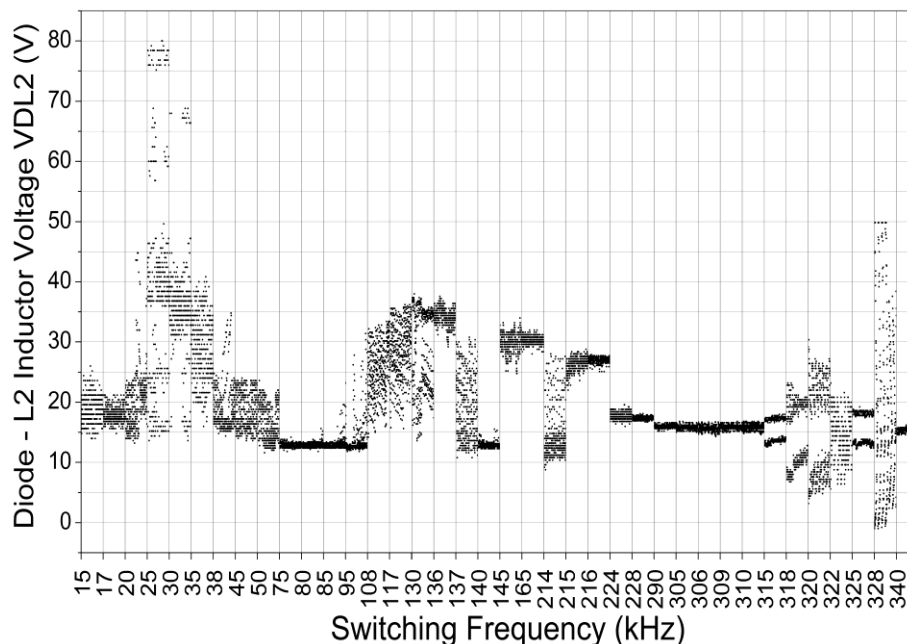
Είναι σημαντικό να σημειωθεί εδώ, ότι όλες οι δυναμικές αλλαγές που παρατηρήθηκαν στο κύκλωμα, και ιδιαίτερα εντός των χαοτικών περιοχών λειτουργίας, είναι καλά καθορισμένες και απόλυτα αναπαράξιμες για έναν μεγάλο αριθμό επαναλαμβανόμενων πειραμάτων που διενεργήθηκαν. Μια τέτοια χαοτική συμπεριφορά δεν θα μπορούσε να συγχέεται με τη συμπεριφορά ενός φαινομένου θορύβου, καθώς ο θόρυβος δεν θα μπορούσε να αναπαράξει ακριβώς τα ίδια αποτελέσματα κάθε φορά, και όπως επίσης δεν θα μπορούσε να παρατηρηθεί ένα ξεκάθαρο μοτίβο ή κάποια συγκεκριμένη δομή στην απεικόνιση της δυναμικής του, όπως συμβαίνει με όλα τα πειράματα αυτής της διατριβής.

Το διάγραμμα διακλάδωσης του σχήματος 7.11 απεικονίζει ολόκληρη τη δυναμική συμπεριφορά του κυκλώματος όταν η παράμετρος διακλάδωσης (*bifurcation parameter*) είναι συχνότητα διέγερσης. Για να συμμορφωθεί πλήρως το διάγραμμα με τις ακριβείς συχνότητες των εργαστηριακών πειραμάτων, ο οριζόντιος άξονας των  $x$  βρίσκεται σε ασύμμετρη κλίμακα.



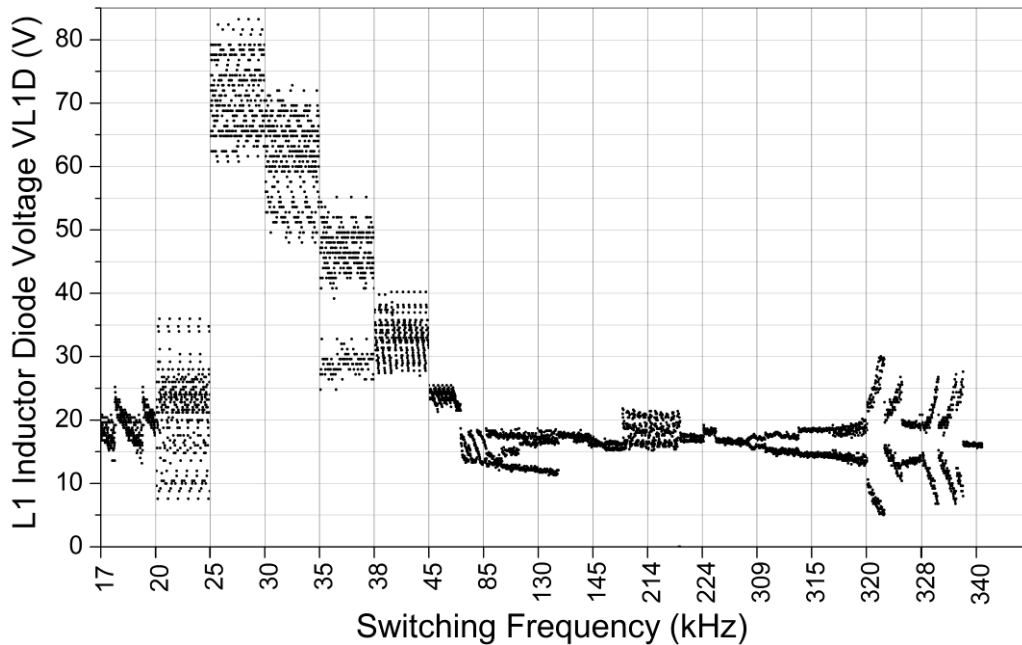
Η ακολουθία της διαδικασίας των επαναλήψεων περιλαμβάνει την ανίχνευση των υψηλότερων τιμών κορυφής της τάσης  $V_{DL2}$ , καθώς η συχνότητα μεταγωγής αυξάνεται με αργό ρυθμό. Στα συγκεκριμένα πειράματα έχουν συμπεριληφθεί οι τελικές 400 τιμές από το σύνολο των 15200 δειγμάτων κατά την ακολουθία των επαναλήψεων για κάθε ξεχωριστό βήμα συχνότητας. Οι υψηλότερες κορυφές της τάσης  $V_{DL2}$  καταγράφηκαν, αλλά παραλείφθηκε το πρώτο σύνολο των αρχικών επαναλήψεων (*pre-iterates*), καθώς η πρακτική αυτή συμβαδίζει με την καθιερωμένη μέθοδο παραγωγής των διαγραμμάτων διακλάδωσης, όπως αναφέρεται στην παραπομπή [15].

Κατά αυτόν τον τρόπο, διασφαλίζεται ότι και το κύκλωμα, αλλά και ο αντίστοιχος ελκυστής του, βρίσκονται στη σταθερή κατάσταση λειτουργίας. Σε ολόκληρη την εμβέλεια των συχνοτήτων λειτουργίας, παρατηρήθηκαν υπεραρμονικές, υποαρμονικές και χάος. Οι περιοχές των ασθενών υπεραρμονικών εντοπίζονται των συχνοτήτων 15-17 kHz, 35-75 kHz, 75-95 kHz και στα 145-165 kHz. Οι ισχυρές υπεραρμονικές εμφανίζονται μεταξύ των 25-35 kHz και 106-136 kHz. Κατά τις συχνότητες 25-35 kHz, οι τάσεις  $V_{DL2}$  φτάνουν στις υψηλότερες τιμές τους όπως φαίνεται και από το διάγραμμα διακλάδωσης του σχήματος 7.11. Οι υψηλότερες κορυφές για την τάση  $V_{LID}$  καταγράφηκαν επίσης για την ίδια περιοχή συχνοτήτων. Η πρώτη διακλάδωση με διπλασιασμό περιόδου (υπό-αρμονική περιόδου-2) εμφανίζεται μεταξύ των συχνοτήτων 315-322 kHz και ξανά στα 326 kHz (σχήμα 7.11).



**Σχήμα 7.11** Διάγραμμα διακλάδωσης των πειραματικών δεδομένων μεταξύ των υψηλότερων κορυφών της τάσης  $V_{DL2}$  (άξονας-y) και της συχνότητας μεταγωγής του τρανζίστορ (άξονας-x) [70].

Επίσης, βρέθηκαν και στενές χαοτικές περιοχές στα 19 kHz, 106-130 kHz, 214-216 kHz και στα 328-340 kHz. Στα 340 kHz (σχήμα 7.8), ο μετατροπέας επιστρέφει στην περίοδο-1 και παραμένει εκεί, από αυτήν τη συχνότητα και μετά. Το διάγραμμα διακλάδωσης του σχήματος 7.12 απεικονίζει τη δυναμική συμπεριφορά της τάσης  $V_{L1D}$ , η οποία είναι σε γενικές γραμμές κοντά στην τάση  $V_{DL2}$ . Τα πειραματικά αποτελέσματα δείχνουν επιβλαβείς επιδράσεις στη συμπεριφορά της τάσης όταν αυτή *σηματοληπτείται* (*probed*) μετά τη δίοδο, σε σχέση με το σήμα πριν τη δίοδο.



**Σχήμα 7.12** Διάγραμμα διακλάδωσης των πειραματικών δεδομένων μεταξύ των υψηλότερων κορυφών της τάσης  $V_{L1D}$  (άξονας-y) και της συχνότητας μεταγωγής του τρανζίστορ (άξονας-x) [70].

Εξετάζοντας τα διαγράμματα διακλάδωσης, προκύπτει ότι η τάση  $V_{DL2}$  αποτελεί και τη μεταβλητή του κυκλώματος που είναι κυρίως υπεύθυνη για την εμφάνιση των χαοτικών *παράξενων ελκυστών* (*strange attractors*). Επί παραδείγματι, κατά τη χαοτική περιοχή των 328 kHz και για να παρατηρηθούν τα δεδομένα του χάους στο διάγραμμα διακλάδωσης, είναι απαραίτητο να χρησιμοποιηθούν τα δείγματα των κορυφών της τάσης  $V_{DL2}$ . Εάν κάποιος παρατηρήσει μόνο τα δείγματα των κορυφών της τάσης  $V_{L1D}$  μόνα τους, τα δεδομένα του χάους *δεν εμφανίζονται* στο διάγραμμα. Ωστόσο, αυτό συμβαίνει μόνο κατά τις υψηλότερες συχνότητες που εξετάστηκαν. Κατά τις περιοχές των χαμηλότερων συχνοτήτων (π.χ. 15-50 kHz) οι ελκυστές είναι οι ίδιοι και για τις δύο μεταβλητές.

Στο χώρο φάσεων (γραφήματα XY) ο ελκυστής μπορεί να εμφανίζεται στην οθόνη του παλμογράφου, επειδή οι σηματολήπτες (*probes*) παίρνουν δείγματα και από τους δύο κόμβους των τάσεων  $V_{LID}$  και  $V_{DL2}$  ταυτόχρονα. Το φαινόμενο αυτό αποδίδεται στο ότι πάνω στον κόμβο της τάσης  $V_{DL2}$ , η μη γραμμικότητα της διόδου γίνεται πιο εμφανής, ειδικά προς τις υψηλότερες συχνότητες που εξετάστηκαν.

Λαμβάνοντας υπόψη και το γεγονός ότι η τάξη του συστήματος είναι υψηλότερη του δύο, το να μελετά κανείς μια συγκεκριμένη μεταβλητή του συστήματος, μπορεί να μη δίνει τη σωστή πληροφορία για την περιοδικότητα του συστήματος. Μία μεταβλητή μπορεί να έχει κυματομορφή περιόδου-1, ενώ μία άλλη μπορεί να είναι περιόδου-2, κλπ. Συνεπώς, θα χρειαστεί να εξεταστεί προσεκτικά ολόκληρος ο ελκυστής για να δοθεί όλη η συμπληρωματική πληροφορία, όπως περιγράφεται και στη βιβλιογραφία [78]. Παρατηρήθηκαν διαφορές στις περιοδικότητες των δύο σημάτων για τις ακόλουθες περιοχές συχνοτήτων: 328 kHz ( $V_{LID}$ -περίοδος-2,  $V_{DL2}$ -χάος), 309 kHz ( $V_{LID}$ -περίοδος-2,  $V_{DL2}$ -περίοδος-1). Παρόμοιες συμπεριφορές ανάμεσα σε αυτές τις δύο τάσεις έλαβαν χώρα μεταξύ 136-165 kHz και 17-50 kHz. Αυτή η συμπεριφορά μπορεί να συσχετίζεται με την τάξη του συστήματος.

Οι μη γραμμικές περιοχές που αναφέρονται σε αυτήν την ενότητα, έχουν επίσης ταυτοποιηθεί από το μοντέλο της προσομοίωσης, όπου αρκετοί σηματολήπτες ρεύματος παρακολουθούν το κύκλωμα. Στον κλάδο που είναι συνδεδεμένο το τρανζίστορ και εντός της πιο γραμμικής περιοχής των 35 kHz, το ρεύμα προσεγγίζει τις τιμές  $I_{pk-pk}=1.23-2.8$  mA. Κατά την ισχυρή μη γραμμική περιοχή των 320 kHz (περίοδος-2), το μοντέλο της προσομοίωσης κατέγραψε πολύ υψηλά ρεύματα ανάστροφης επαναφοράς (*reverse-recovery currents*) δια μέσου του κλάδου του τρανζίστορ, φτάνοντας σε ένα αρνητικό μέγιστο  $I_{pk-pk}= - 411$  mA. Τέτοια ανάστροφα ρεύματα μπορούν να καταπονήσουν έντονα τα υλικά που απαρτίζουν το κύκλωμα και να υποβαθμίσουν πολύ σοβαρά τη διάρκεια ζωής τους.

## 7.6 Επιδράσεις των παραμέτρων του κυκλώματος

Διατηρώντας τις ίδιες παραμέτρους με την ενότητα 7.5, παρατηρήθηκε ότι σχεδόν όλες οι εμπλεκόμενες παράμετροι επιδρούν στους μη γραμμικούς συντονισμούς του μετατροπέα ώθησης. Η αντίσταση R1, το πηνίο L2, η διάδος D, το μέγεθος του DC σήματος εισόδου  $V_{dc}$ , όπως και ο πυκνωτής εξόδου C, μπορούν να έχουν ποικίλες επιδράσεις στη δυναμική του κυκλώματος. Η μεταβολή της αντίστασης στην πηγή του τρανζίστορ (R1) έδειξε ότι για αυξανόμενες τιμές αντίστασης, ο ελκυστής μικραίνει και ότι η χαοτική περιοχή συχνοτήτων διαφέρει από τα πειράματα της ενότητας 7.5.

Για τις χαμηλότερες αντιστάσεις R1, η χασοτική περιοχή λαμβάνει χώρα σε μεγαλύτερη εμβέλεια συχνοτήτων. Η επίδραση της τροποποίησης της συνολικής επαγωγής από  $L=4.95$  mH σε  $L=4.48$  mH δίνει διπλασιασμούς περιόδων και χάος για χαμηλότερη εμβέλεια συχνοτήτων. Η μεταβολή του τύπου της διόδου παράγει τα ακόλουθα αποτελέσματα: οι διόδοι αργής απόκρισης D1 και D5 δείχνουν αλληλουχίες διπλασιασμού περιόδων για παρόμοιες συχνότητες με αυτές που μελετήθηκαν στην ενότητα 7.5, αλλά οι διόδοι ταχείας απόκρισης έδωσαν σχετικά πιο ευσταθή αποτελέσματα για τις παραμέτρους που εξετάστηκαν.

Με τις παραμέτρους που χρησιμοποιήθηκαν από το αρχικό μοντέλο του ηλεκτρονικού ballast στο βιομηχανικό του σχέδιο (D2,  $L1=4.48$  mH,  $L2=1.53$   $\mu$ H) στα  $f_{sw}=35$  kHz ο μετατροπέας παρήγαγε έναν παλμό υψηλής παραμόρφωσης στην πύλη του τρανζίστορ και στον χώρο φάσεων εμφανίστηκε χασοτικός ελκυστής. Στην ίδια συχνότητα, και με το συνδυασμό του πειράματος EXP-2 (D5=4007 και  $L2=470$   $\mu$ H), το σύστημα βρέθηκε σε γραμμική περιοχή λειτουργίας.

Με τις διόδους ταχείας απόκρισης D3 (1N4148) και D4 (1N5819) παρατηρήθηκε μια πιο ευσταθής συμπεριφορά σε όλες τις συχνότητες διέγερσης, καθώς αυτές οι διόδοι χαρακτηρίζονται από μικρούς χρόνους ανάστροφης επαναφοράς. Το γεγονός αυτό συμφωνεί με το ότι οι σύντομοι χρόνοι ανάστροφης επαναφοράς των διόδων  $t_{RR}$ , μπορούν θεωρητικά να εξαλείψουν τη δυνατότητα χασοτικής συμπεριφοράς, όπως αναλύεται κατά τον Carroll [60]. Η γρήγορη διάδος Schottky 1N5819, απέδειξε ότι μπορεί να παράξει μια σχετικά γραμμική συμπεριφορά, εξαιτίας του σύντομου χρόνου ανάστροφης επαναφοράς της ( $\approx 10$  ns). Ωστόσο, επειδή η διάδος αυτή χαρακτηρίζεται και από μια σχετικά υψηλή ενδογενή χωρητικότητα επαφής (110 pF), παρατηρήθηκε ότι μπορεί να παρουσιάσει χασοτική συμπεριφορά στις χαμηλές συχνότητες.

Όταν η παράμετρος ελέγχου του συστήματος έγινε το πλάτος του DC σήματος εισόδου, το κύκλωμα εξελίχθηκε με διαφορετικό τρόπο από τα προηγούμενα πειράματα. Με τη μείωση της τάσης εισόδου, ο εσωτερικός βρόχος του ελκυστή στον χώρο φάσεων συρρικνώνεται, και ο ελκυστής μεταβαίνει από την περίοδο-3 στην περίοδο-2. Τέλος, με τη μεταβολή της χωρητικότητας εξόδου, παρατηρήθηκαν ελαφρώς διαφορετικές μη γραμμικές περιοχές μεταξύ των συχνοτήτων 20-359 kHz για το πείραμα EXP-2.

## 7.7 Οδηγός αναφοράς μη γραμμικής λειτουργίας

Η ενότητα αυτή χρησιμεύει ως ένας οδηγός σχεδιασμού για τον αναγνώστη, καθώς παρέχει τις γραμμικές και μη γραμμικές περιοχές των συχνοτήτων μεταγωγής, αναφορικά με τους μη γραμμικούς όρους συντονισμού του μετατροπέα  $f_{t_{RR}}$  και  $f_{LD}$ .

Ο Πίνακας 7.3 προσφέρει μία σύνοψη των πειραματικών αποτελεσμάτων που αναλύθηκαν στις προηγούμενες ενότητες του κεφαλαίου. Σύμφωνα με τη μέθοδο της παρούσης ανάλυσης και ανατρέχοντας στον Πίνακα 7.3, ο σχεδιαστής του κυκλώματος μπορεί να βρει μία ευσταθή συχνότητα μεταγωγής ακολουθώντας την εξής διαδικασία:

(α) με την εξίσωση 2 υπολογίζεται η συχνότητα συντονισμού του μετατροπέα λαμβάνοντας υπόψη τη συνολική επαγωγή  $L (=L_1+L_2)$  του μοντέλου ανοιχτού βρόχου του κυκλώματος,

(β) αντικαθιστώντας την ενδογενή χωρητικότητα επαφής  $C_j$ , (μπορεί να βρεθεί είτε από το τεχνικό φυλλάδιο της εκάστοτε διόδου, είτε από εργαστηριακή μέτρηση), έτσι, ώστε να αποκτηθεί η μη γραμμική συχνότητα συντονισμού του μετατροπέα,

(γ) με τη χρήση των εξισώσεων (7.3) ή (7.4): η επίδραση της οποιασδήποτε από τις δύο συχνότητες συντονισμού πάνω στη δυναμική συμπεριφορά του κυκλώματος, επηρεάζεται άμεσα από την περιοχή της συχνότητας μεταγωγής (υψηλών ή χαμηλών συχνοτήτων).

**Πίνακας 7.3** Οδηγός αναφοράς παραμέτρων μετατροπέα ώθησης τάσης ανοιχτού-βρόχου

Διάταξη κυκλώματος EXP-1: $V_{dc}=5V$ , $L_T=4.95mH, R_1=1.2\Omega$ , $D_5, C=10\mu F, R_L=24k\Omega$ EXP-2, $V_{dc}=14V$ , $R_L=22k\Omega$	Συχνότητα μεταγωγής Γραμμικές περιοχές (Περιοδικές με υπό- αρμονικές ή υπεραρμονικές) $[V_{dc} (in)/V_{dc} (out)]$	Συχνότητα μεταγωγής Μη γραμμικές περιοχές (Διπλασιασμοί περιόδων ή χάος) $[V_{dc} (in)/V_{dc} (out)]$
(1) EXP-1, $f_{\tau_{RR}} \approx \frac{1}{\tau_{RR}} \approx 200$ kHz $f_{LD5} \approx 587$ kHz	(0.17-0.22) $f_{\tau_{RR}}$ [5V/10V]	(0.068-0.17) $f_{\tau_{RR}}$ , (0.22-2.10) $f_{\tau_{RR}}$ [5V/5-16.2V]
(2) EXP-2	(0.17) $f_{\tau_{RR}}$ [14V/28V]	[(0.068-0.17) $f_{\tau_{RR}}$ , (0.17-1.69) $f_{\tau_{RR}}$ , [14V/15.2V]
(3) EXP-2, $R_1=15\Omega$	(0.15-0.17) $f_{\tau_{RR}}$ [14V/26V]	[(0.068-0.17) $f_{\tau_{RR}}$ , (0.17-1.65) $f_{\tau_{RR}}$ , [14V/15.2V]
(4) EXP-2, $R_1=1.2\Omega$ , $L_T=4.48mH$	(0.15-0.17) $f_{\tau_{RR}}$ [14V/30V]	[(0.1-0.15), (0.17-4.2) $f_{\tau_{RR}}$ , [14V/14.5V]
(5) EXP-2, $L_T=2.47mH$	(0.15-0.17) $f_{\tau_{RR}}$ [14V/20V]	[(0.1-0.15), (0.17-1.86) $f_{\tau_{RR}}$ , [14V/15.2V]
(6) EXP-2, D1, $f_{\tau_{RR}} \approx \frac{1}{\tau_{RR}} \approx 33$ kHz	(0.15-0.17) $f_{\tau_{RR}}$ [14V/30V]	[(0.39-0.90), (1.09-26.9)] $f_{\tau_{RR}}$ , [14V/15.2V]
(7) EXP-2, D2, $f_{LD2} \approx 452$ kHz	(0.077-0.13) $f_{LD2}$ , [14V/32V]	[(0.038-0.073), (0.13-1.10) $f_{LD2}$ , [14V/15.2V]
(8) EXP-2, D2, $L_T=4.48mH$	(0.08-4.42) $f_{LD2}$ , [14V/26V]	(0.038-0.80) $f_{LD2}$ , [14V/16V]
(9) EXP-2, D3, $f_{LD3} \approx 1.13$ MHz	(0.03-0.04) $f_{LD3}$ , [14V/29V]	Linear region only
(10) EXP-2, D4, $f_{LD4} \approx 215$ kHz	[(0.16-0.34), (0.45- 0.85), (1.30-4.65)] $f_{LD4}$ , [14V/32V]	[(0.34-0.45), (0.85-1.30) $f_{LD4}$ , [14V/18.4V]
(11) EXP-2, $C=1\mu F$	(0.17-0.25) $f_{\tau_{RR}}$ , [14V/38V]	[(0.1-0.17), (0.25-1.79)] $f_{\tau_{RR}}$ , [14V/15.2V]
(12) EXP-2, $C=22\mu F$	(0.17-0.25) $f_{\tau_{RR}}$ , [14V/38V]	[(0.1-0.17), (0.25-1.79)] $f_{\tau_{RR}}$ , [14V/15.2V]

Κατά αυτόν τον τρόπο, μπορεί να βρεθεί σε πιο σημείο η συχνότητα μεταγωγής ισούται με τη συγκεκριμένη συχνότητα συντονισμού, σύμφωνα με τα προδιαγεγραμμένα υλικά του κάθε σχεδίου του κυκλώματος. Συμπερασματικά, προκύπτει ότι το μοντέλο ανοιχτού βρόχου του μετατροπέα για το πείραμα EXP-2, μπορεί να σχεδιαστεί έτσι ώστε να διπλασιάζει με ευστάθεια την τάση εισόδου του στις συχνότητες  $f_{sw}=34-40$  kHz, 75-85 kHz, 140-145 kHz και πέρα από το 340 kHz mark, εφόσον ο κύκλος εργασίας του τρανζίστορ είναι 0.5.

Είναι επίσης σημαντικό να αναφερθεί ότι για να διπλασιαστεί η τάση εισόδου επιτυχώς, οι πιο γραμμικές συχνότητες μεταγωγής υπήρξαν οι 34-36 kHz, για όλες τις DC τάσεις εισόδου που δοκιμάστηκαν πειραματικά ( $V_{dc}=5 - 15$  V). Η πρακτική προσέγγιση που υιοθετήθηκε σε αυτήν την εργασία, ακολουθεί την πιο σύγχρονη τάση στην ανάλυση τέτοιων μη γραμμικών κυκλωμάτων, όπου έχει τονιστεί ήδη ότι θα έπρεπε οι ερευνητές να εστιάζουν περισσότερο σε πρακτικά συστήματα με πραγματικές παραμέτρους και κυκλωματικές διατάξεις για τέτοιες μη γραμμικές αναλύσεις [86].

## **7.8 Συμπεράσματα**

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκε η προτεινόμενη μη γραμμική μέθοδος για τον καθορισμό της μεταγωγικής συχνότητας ενός μετατροπέα ώθησης τάσης. Ένας μετατροπέας ώθησης ανοιχτού βρόχου αποτελεί το εργαλείο διερεύνησης για την εκτέλεση της προτεινόμενης μεθόδου, προτού σχεδιαστεί το κύκλωμα ανάδρασης του μετατροπέα. Βρέθηκε πως δύο μη γραμμικές συχνότητες συντονισμού πηγάζουν από τα χαρακτηριστικά του υλικού της διόδου και του πηνίου, μόνο από το κύκλωμα ισχύος του μετατροπέα ώθησης. Αυτές οι συχνότητες συντονισμού αποδείχθηκαν υπεύθυνες για τη χαοτική απόκριση του μετατροπέα σε συγκεκριμένες συχνότητες μεταγωγής του τρανζίστορ. Αυτό το κεφάλαιο προσφέρει μια πρακτική προσέγγιση για τη μελέτη του χάους, καθώς τα αποτελέσματα παρέχουν έναν οδηγό σχεδιασμού για τον ενδιαφερόμενο αναγνώστη.

Τα αποτελέσματα που αποκτήθηκαν μέσω της προτεινόμενης ανάλυσης διακλαδώσεων από κορυφή-σε-κορυφή, παρουσιάζουν χαοτικές αποκρίσεις στο πεδίο του χρόνου, ελκυστές στον χώρο φάσεων, τον καθορισμό των εκθετών Lyapunov, τομές Poincaré, φάσματα συχνοτήτων και διαγράμματα διακλάδωσης για πολλές συχνότητες μεταγωγής. Αυτός ο οδηγός σχεδιασμού μπορεί να αποβεί χρήσιμος στον σχεδιαστή του κυκλώματος, έτσι ώστε να καθορίσει μια ευσταθή συχνότητα μεταγωγής για το τρανζίστορ, προτού προχωρήσει με το σχεδιασμό του βρόχου ανάδρασης.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

### ΦΑΙΝΟΜΕΝΑ ΧΑΟΥΣ ΣΕ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΕΝΑΥΣΗΣ LED

#### 8.1 Εισαγωγή

Καθώς τα σύγχρονα κυκλώματα οδήγησης των φωτεινών πηγών LED, αποτελούν τροποποιημένες τοπολογίες μετατροπών ισχύος DC-DC [87], είναι σημαντικό να εξερευνηθούν οι συνθήκες κάτω από τις οποίες μπορεί να προκληθεί χάος και σε ένα τέτοιο σύστημα. Επειδή στα περισσότερα δημοσιευμένα άρθρα το χάος εμφανίζεται κυρίως λόγω ασταθειών στον ελεγκτή του βρόχου ανάδρασης [69] ή ως αποτέλεσμα διαταραχών στην κλίση της κυματομορφής του σήματος ελέγχου [72], κρίνεται χρήσιμο να ερευνηθεί η συμπεριφορά του κυκλώματος, χωρίς το βρόχο ανάδρασης. Σε συνέχεια του κεφαλαίου 7, για τον καθορισμό της βέλτιστης συχνότητας μεταγωγής του μετατροπέα ώθησης τάσης, ακολουθείται παρόμοια μεθοδολογία και στο *κύκλωμα οδήγησης του LED με ώθηση τάσης (LED boost driver)*, στις δημοσιευμένες πρωτότυπες εργασίες του συγγραφέα [37], [88] και [89], οι οποίες αποτελούν και το αντικείμενο του παρόντος κεφαλαίου.

Η συχνότητα μεταγωγής στα κυκλώματα οδήγησης των LED μπορεί να υπολογιστεί εκ των προτέρων, αφού όμως ληφθούν υπόψη άλλες παράμετροι, όπως είναι η τάση εισόδου, η τάση του φορτίου, καθώς και η τιμή του πηνίου που χρησιμοποιεί το κύκλωμα. Για εφαρμογές κυκλωμάτων οδήγησης LED χαμηλής τάσης (τάση εξόδου < 100 V) και μέτριων επιπέδων ισχύος (< 30 W), προτείνεται η συχνότητα μεταγωγής  $f_{sw} = 200$  kHz, ως μία καλή συμβιβαστική λύση μεταξύ των απωλειών μεταγωγής και του γεωμετρικού μεγέθους των υλικών. Σε υψηλότερο επίπεδο τάσης ή ισχύος, η συχνότητα μεταγωγής μπορεί να μειωθεί, έτσι ώστε να ελαχιστοποιηθούν οι απώλειες στο τρανζίστορ [90]. Καθώς η βέλτιστη συχνότητα μεταγωγής προκύπτει ως αποτέλεσμα πολλαπλών παραμέτρων και επιλογών, θα πρέπει να αξιολογηθεί και η μη γραμμική δυναμική ευστάθεια των υποψήφιων περιοχών συχνοτήτων.

#### 8.2 Μη γραμμικά χαρακτηριστικά διόδου

Η διάδος φωτοεκπομπής (LED) αποτελεί έναν ειδικό τύπο διόδου. Θα πρέπει να εφαρμοστεί η κατάλληλη τάση ορθής πόλωσης για να ανάψει το LED, έτσι ώστε να δεχτεί και το ονομαστικό ρεύμα για τη σωστή λειτουργία του. Τα LED αποτελούν μη γραμμικές διατάξεις, με την έννοια ότι δε χαρακτηρίζονται από μια γραμμική σχέση μεταξύ της εφαρμοζόμενης τάσης και του ρεύματος που καταναλώνεται. Μόλις επιτευχθεί η τάση ορθής πόλωσης, το ρεύμα μέσω του LED θα αυξηθεί εκθετικά, και τότε θα δημιουργηθεί ορατή ακτινοβολία.



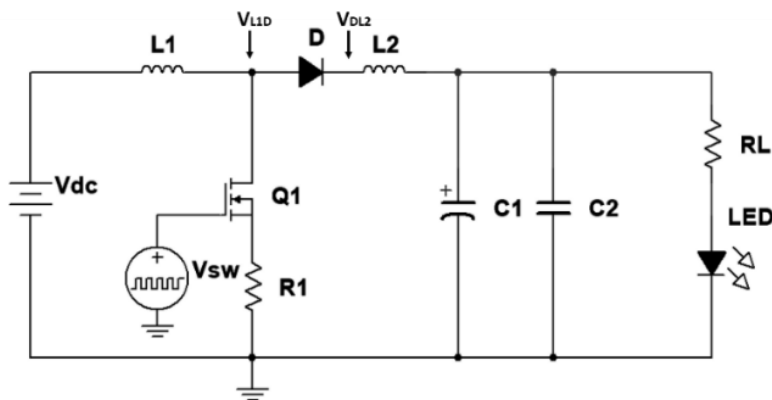
Η παρακάτω εξίσωση που αναφέρεται σε δημοσιευμένη εργασία του συγγραφέα [37], δείχνει ότι το στιγμιαίο ρεύμα της διόδου συνδέεται μέσω εκθετικής σχέσης με το ανάστροφο ρεύμα της  $i_0$ ,

$$i(v) = i_0 \left( e^{\frac{q_e v}{kT}} - 1 \right) \quad (8.1)$$

Όπου  $q_e$  είναι η απόλυτη τιμή του ηλεκτρικού φορτίου,  $v$  η τάση διέγερσης,  $k$  η σταθερά Boltzmann, και  $T$  η απόλυτη τιμή της θερμοκρασίας στο LED. Τα LED ανάβουν μόνο σε συνθήκες ορθής πόλωσης, όταν υπάρχει η κατάλληλη διαφορά δυναμικού μεταξύ ανόδου και καθόδου. Σε συνθήκες ανάστροφης πόλωσης, το LED συμπεριφέρεται ως μονωτής, όπως και μια συμβατική δίοδος σήματος.

Κατά τη φυσιολογική ροή του ρεύματος, η τάση ορθής πόλωσης δημιουργεί μια αυθόρμητη επανασύνδεση των ηλεκτρονίων με τις οπές στην PN επαφή του ημιαγωγικού υλικού. Όπως προαναφέρθηκε σε προηγούμενο κεφάλαιο, το ορατό φως παράγεται από αυτήν ακριβώς τη διαδικασία. Σε συγκεκριμένες συνθήκες ωστόσο, μπορεί να το LED να διαρρέεται και από ένα ανάστροφο ρεύμα, όταν για παράδειγμα μεταβάλλεται η θερμοκρασία του ή όταν οι φορείς μειονότητας κινούνται μέσα στην επαφή PN. Τα κυκλώματα ηλεκτρονικών ισχύος, τα οποία οδηγούν τα LED μπορούν να λειτουργήσουν είτε με τάση AC ή DC, αν και είναι πιο σύνηθες να επιλέγεται το συνεχές ρεύμα. Η κύρια λειτουργία του οδηγού LED περιγράφεται ως εξής.

Μία τάση εισόδου DC τροφοδοτεί τον μετατροπέα, ενώ η ενέργεια αποθηκεύεται και στο πηνίο και στον πυκνωτή εξόδου. Ταυτόχρονα, το μεταγωγικό στοιχείο του MOSFET τρανζίστορ (Q1), ελέγχει αυτήν τη μεταφορά ενέργειας ανοιγοκλείνοντας πολύ γρήγορα, ενώ η ενέργεια του μαγνητικού πεδίου αποθηκεύεται στο πηνίο όταν το τρανζίστορ είναι ενεργό. Κατά τη μεταφορά αυτής της ενέργειας, αποθηκεύεται ηλεκτρικό φορτίο στον πυκνωτή εξόδου όταν το τρανζίστορ είναι ανενεργό. Όταν το τρανζίστορ είναι ανενεργό (Q1-ανοιχτοκυκλωμένο), το LED τροφοδοτείται με τη συνδυασμένη τάση του πυκνωτή και του πηνίου, προτού ο κύκλος μεταγωγής επαναληφθεί. Η μεταγωγική λειτουργία του τρανζίστορ υλοποιείται από τη γεννήτρια σημάτων  $V_{sw}$  (Σχήμα 8.1). Η συνδυαστική τάση εξόδου είναι υψηλότερη από την τάση εισόδου και τροφοδοτεί με το κατάλληλο ρεύμα του LED για την εύρυθμη λειτουργία του. Το MOSFET τρανζίστορ του LED ελέγχεται και ρυθμίζεται με κύκλο εργασίας  $D=0.5$  (50% παλμός ON-50% παλμός OFF), το οποίο αυξάνει τάση τροφοδοσίας της εισόδου. Αυτό συνεπάγεται ένα ρεύμα εξόδου για το LED μεταξύ 4-12 mA για τα συγκεκριμένα πειράματα που ακολουθούν.



Σχήμα 8.1 Πειραματικό κύκλωμα οδήγησης LED ώθησης τάσης [88].

Η τάση ορθής πόλωσης του LED υπολογίστηκε ταυτόχρονα με το αντίστοιχο ρεύμα λειτουργίας του LED, έτσι ώστε να εξασφαλίζεται μια σταθερή απόκριση τόσο στην ένταση φωτισμού, όσο και στο αντίστοιχο ρεύμα εξόδου. Το κύκλωμα του σχήματος 8.1 δείχνει το σχηματικό της πειραματικής διάταξης του LED ώθησης τάσης.

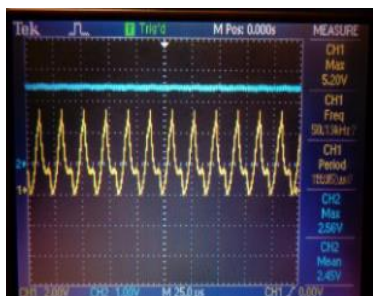
### 8.3 Πειράματα διατριβής για την ένταση φωτισμού

Η κύρια διαφορά μεταξύ του LED κυκλώματος και του μετατροπέα ώθησης που αναλύθηκε στο Κεφάλαιο 7, είναι το φορτίο. Επειδή το ωμικό φορτίο του μετατροπέα ώθησης είναι γραμμικό και διαφέρει από το μη γραμμικό φορτίο του LED, η διακύμανση της συχνότητας μεταγωγής του τρανζίστορ παράγει διαφορετική συμπεριφορά στη δυναμική του κυκλώματος. Ο Πίνακας 8.1 παρουσιάζει τη διάταξη του οδηγού ώθησης τάσης του LED.

Πίνακας 8.1 Διάταξη οδηγού ώθησης τάσης LED

Αντιστάσεις	$R_L = 10 \Omega$ (2W) (φορτίο) $R_1 = 1.2 \Omega$ (Q1-MOSFET τρανζίστορ)
Πηνία	$L_1 = 4.48 \text{ mH}$ , $L_2 = 470 \mu\text{H}$
Δίοδοι <b>Κύκλωμα - 1</b> (diode D <sub>5</sub> ) <b>Κύκλωμα - 2</b> (diode D <sub>2</sub> ) <b>Κύκλωμα - 3</b> (diode D <sub>3</sub> ) <b>Κύκλωμα - 4</b> (diode D <sub>4</sub> )	D <sub>5</sub> = τύπου 1N4007 ( $C_j = 10 \text{ pF}$ , $\tau_{RR} = 5 \mu\text{s}$ ) D <sub>2</sub> = τύπου BYG20J ( $C_j = 25 \text{ pF}$ , $\tau_{RR} = 75 \text{ ns}$ ) D <sub>3</sub> = τύπου 1N4148 ( $C_j = 4 \text{ pF}$ , $\tau_{RR} = 4 \text{ ns}$ ) D <sub>4</sub> = τύπου 1N5819 ( $C_j = 110 \text{ pF}$ , $\tau_{RR} = 10 \text{ ns}$ )
Πυκνωτής εξόδου	$C = 10 \mu\text{F}$ (C <sub>1</sub> //C <sub>2</sub> )
Πλάτος τάσης πηγής DC	$V_{dc} = 1.7 \text{ V}$
Συχνότητα μεταγωγής παλμικής πηγής τάσης	$f_{sw} = 1 \text{ kHz} - 1 \text{ MHz}$

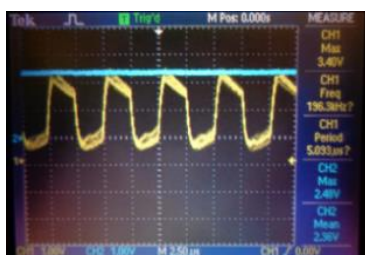
**Κύκλωμα - 1: Δίοδος 1N4007 (αργής απόκρισης):** Μια ευσταθής περιοδική συμπεριφορά καταγράφεται στα 50 kHz με σχετικά υψηλά επίπεδα έντασης φωτισμού (230 lx, σχήματα 8.2-8.3). Σε αρκετά χαμηλότερες συχνότητες μεταγωγής η ένταση φωτισμού του LED κορυφώνεται στα 460 lx. Με την ίδια δίοδο, παρατηρήθηκε χαοτική απόκριση στα 80 και στα 200 kHz (σχήματα 8.4- 8.5).



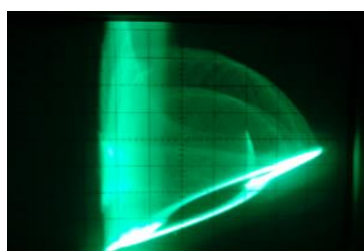
**Σχήμα 8.2** Απόκριση οδηγού LED, περίοδος-1, 50 kHz, χρονική κυματομορφή (δίοδος 1N4007) [88].



**Σχήμα 8.3** Απόκριση οδηγού LED, περίοδος-1, 50 kHz, γράφημα χώρου φάσεων (δίοδος 1N4007) [88].



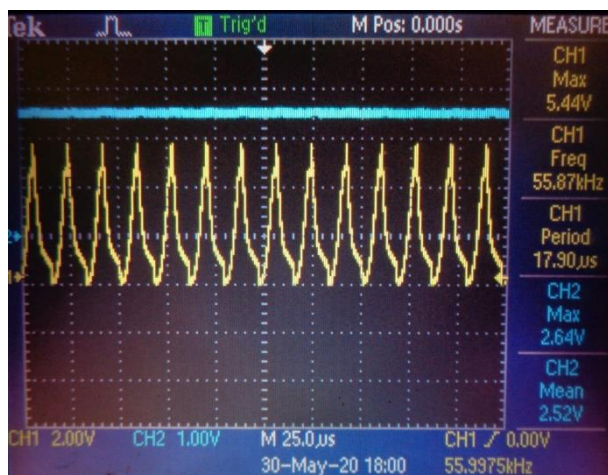
**Σχήμα 8.4** Απόκριση οδηγού LED, χάος, 200 kHz, χρονική κυματομορφή (δίοδος 1N4007) [88].



**Σχήμα 8.5** Απόκριση οδηγού LED, χάος, 200 kHz, γράφημα χώρου φάσεων (δίοδος 1N4007) [88].

Τα επίπεδα έντασης φωτισμού μειώνονται σημαντικά σε αυτές τις συχνότητες, λόγω της υψηλής μη γραμμικότητας του συστήματος. Τα δεδομένα της έντασης φωτισμού συγκεντρώθηκαν και υποβλήθηκαν σε περαιτέρω επεξεργασία έτσι ώστε να παρασταθούν γραφικά έναντι της συχνότητας μεταγωγής. Το γράφημα έντασης φωτισμού για τη δίοδο 1N4007 φαίνεται στο σχήμα 8.14. Η υψηλή ένταση φωτισμού παρατηρήθηκε στους περιοδικούς ή σχετικά περιοδικούς ελκυστές περιόδου-4 και περιόδου-5. Στις συχνότητες που το σύστημα καταλήγει στο χάος, καταγράφηκαν εξαιρετικά χαμηλά επίπεδα έντασης φωτισμού.

**Κύκλωμα - 2: Δίοδος BYG20J (ταχείας απόκρισης):** Με την ταχεία δίοδο, παρατηρήθηκαν μεγαλύτερες περιοχές γραμμικής συμπεριφοράς, καθώς ο χρόνος ανάστροφης επαναφοράς της είναι σημαντικά ταχύτερος από τη δίοδο 1N4007. Στις περιοχές περιοδικής λειτουργίας καταγράφηκε υψηλή ένταση φωτισμού, με μέγιστη τιμή τα 1353 lx (σχήματα 8.6, 8.7).

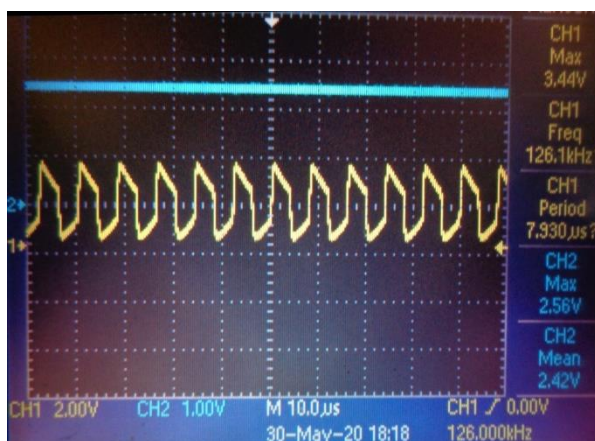


Σχήμα 8.6 Απόκριση οδηγού LED, περίοδος-1, 56 kHz, χρονική κυματομορφή (δίοδος BYG20J).

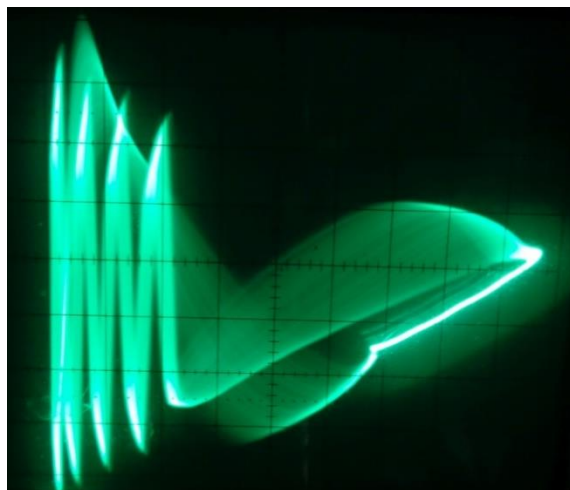


Σχήμα 8.7 Απόκριση οδηγού LED, περίοδος-1, 56 kHz, γράφημα χώρου φάσεων (δίοδος BYG20J).

Στις περιοχές των συχνοτήτων όπου εμφανίζεται ο χαοτικός ελκυστής, η ένταση φωτισμού πέφτει σημαντικά, από 107 lx έως 17 lx. Ενδεικτικά τα αποτελέσματα στη συχνότητα των 126 kHz (σχήματα 8.8, 8.9).



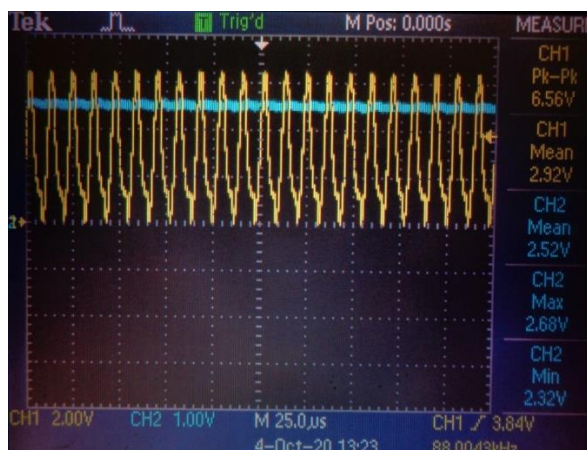
Σχήμα 8.8 Απόκριση οδηγού LED, χάος, 126 kHz, χρονική κυματομορφή (δίοδος BYG20J).



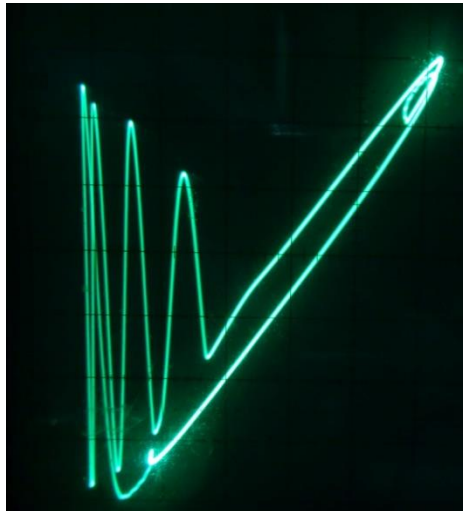
**Σχήμα 8.9** Απόκριση οδηγού LED, χάος, 126 kHz, γράφημα χώρου φάσεων (δίοδος BYG20J).

Η ταχεία δίοδος BYG20J παρουσιάζει περισσότερες κορυφές στην καμπύλη φωτεινότητάς της, εκεί όπου η αργή δίοδος 1N4007 βρισκόταν σε περιοχή μεγάλης αστάθειας (σχήμα 8.15). Παρόλα αυτά, το χάος παρατηρήθηκε σε συγκεκριμένες συχνότητες κατά τις χαμηλότερες κορυφές του γραφήματος, ήτοι στα 130 ή και στα 200 kHz.

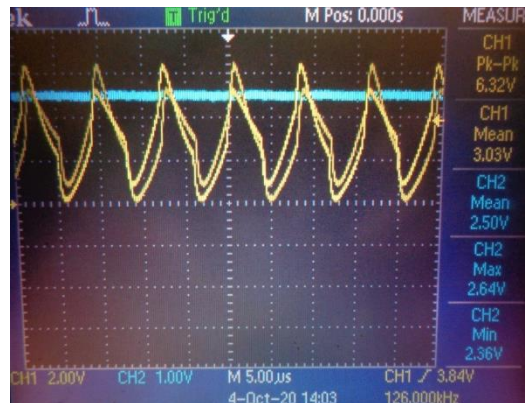
**Κύκλωμα - 3: Δίοδος 1N4148 (υπέρ-ταχείας απόκρισης):** Ακόμη και με αυτόν τον τύπο διόδου, μελετήθηκαν διάφορες γραμμικές και μη γραμμικές περιοχές λειτουργίας. Το αντίστοιχο γράφημα έντασης φωτισμού έναντι της μεταβολής της συχνότητας για την 1N4148 φαίνεται στο σχήμα 8.16. Η συμπεριφορά που κυριαρχεί κατά την ευσταθή περίοδο-1, αποδίδει 3505 lx στα 88 kHz, ενώ παρατηρήθηκαν διπλασιασμοί περιόδου στα 126 kHz με ένταση φωτισμού στα 2070 lx (σχήματα 8.10-8.13).



**Σχήμα 8.10** Απόκριση οδηγού LED, περίοδος-1, 88 kHz, χρονική κυματομορφή (δίοδος 1N4148).



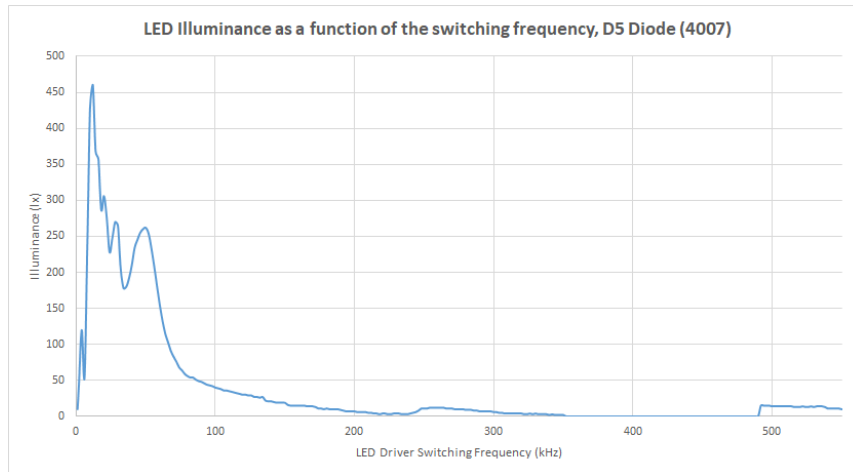
Σχήμα 8.11 Απόκριση οδηγού LED, περίοδος-1, 88 kHz, γράφημα χώρου φάσεων (δίοδος 1N4148).



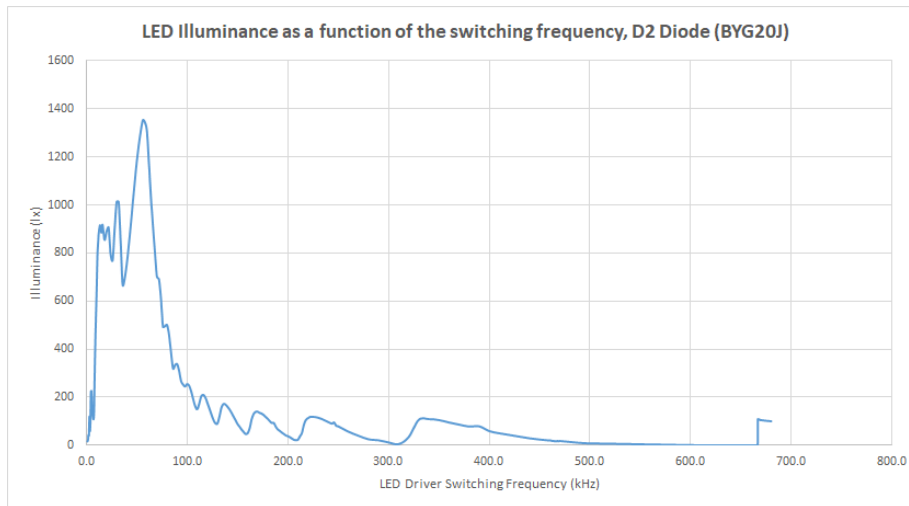
Σχήμα 8.12 Απόκριση οδηγού LED, περίοδος-2, 126 kHz, χρονική κυματομορφή (δίοδος 1N4148).



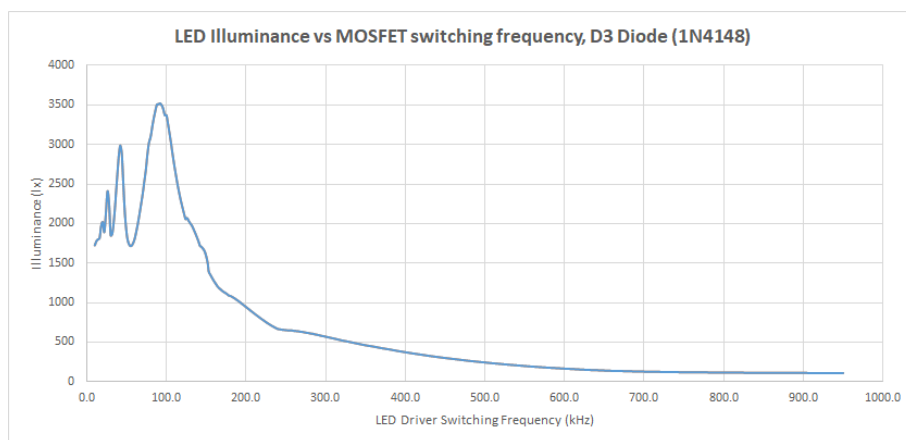
Σχήμα 8.13 Απόκριση οδηγού LED, περίοδος-2, 126 kHz, γράφημα χώρου φάσεων (δίοδος 1N4148).



Σχήμα 8.14 Ένταση φωτισμού σε συνάρτηση της μεταγωγικής συχνότητας του MOSFET (δίοδος 1N4007) [88].

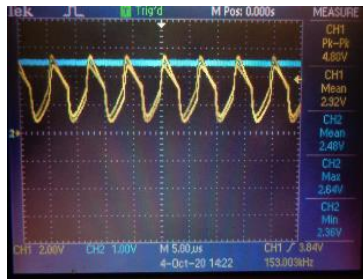


Σχήμα 8.15 Ένταση φωτισμού σε συνάρτηση της μεταγωγικής συχνότητας του MOSFET (δίοδος BYG20J) [88].

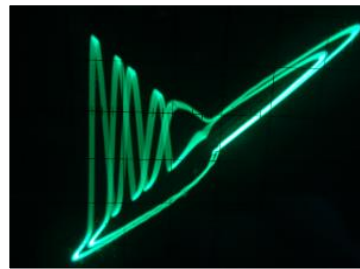


Σχήμα 8.16 Ένταση φωτισμού σε συνάρτηση της μεταγωγικής συχνότητας του MOSFET (δίοδος 1N4148) [89].

Για την περιοχή συχνοτήτων μεταξύ 10-40 kHz, το κύκλωμα οδήγησης που περιλαμβάνει τη δίοδο 1N4148, κινείται μεταξύ των περιοχών λειτουργίας περιόδου-6 και περιόδου-2 με απόδοση έντασης φωτισμού μεταξύ 1725 και 2841 lx. Ο πρώτος χαοτικός ελκυστής εμφανίζεται από μία ασταθή περίοδο-2 που κυμαίνεται από τα 132 kHz (1975 lx) έως τα 150 kHz (1587 kHz). Όταν εμφανίζεται ξαφνικά ο χαοτικός ελκυστής στα 153 kHz, η ένταση φωτισμού πέφτει σημαντικά στα 1398 lx. Το ρεύμα εξόδου του LED μειώνεται σημαντικά από τα 7.46 mA (περίοδος-1) στα 3.27 mA (χάος), σε λιγότερο δηλαδή, από τη μισή του ένταση. Η σύγκρουση με τον χαοτικό ελκυστή στα 153 kHz, φαίνεται στις χρονικές αποκρίσεις και τα γραφήματα στο χώρο φάσεων των σχημάτων 8.17 και 8.18.



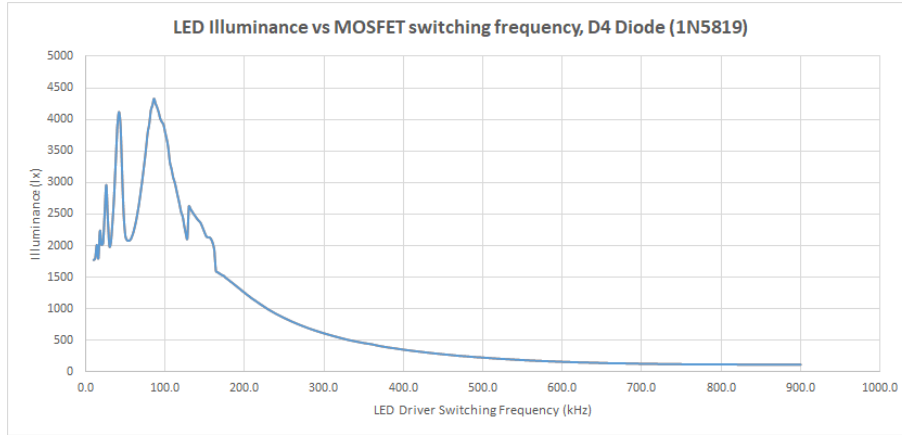
**Σχήμα 8.17** Χαοτική απόκριση οδηγού LED, 153 kHz, χρονική κυματομορφή (δίοδος 1N4148) [89].



**Σχήμα 8.18** Χαοτική απόκριση οδηγού LED, 153 kHz, γράφημα χώρου φάσεων (δίοδος 1N4148) [89].

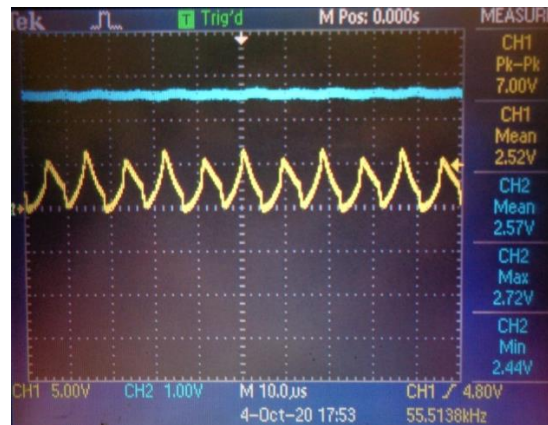
**Κύκλωμα - 4: Ταχεία δίοδος Schottky 1N5819:** Οι δίοδοι Schottky χρησιμοποιούνται συχνά στα κυκλώματα οδήγησης των LED, καθώς χρόνος ανάστροφης επαναφοράς τους πλησιάζει τα 10 ns. Σε αντίθεση με άλλες διόδους, η 1N5819 παρουσιάζει πολύ πιο απότομες μεταβάσεις μεταξύ των γραμμικών και μη γραμμικών περιοχών (σχήμα 8.19). Για παράδειγμα, το κύκλωμα κινείται από μια ασταθή περιοχή περιόδου-3 (2072 lx) στα 32 kHz, σε μια ευσταθή περιοχή περιόδου-3 (2406 lx). Σε διάστημα μόνο 8 kHz, η ένταση φωτισμού αυξάνεται έως τα 3900 lx στα 40 kHz. Έπειτα ακολουθεί μια ασταθής περιοχή λειτουργίας μεταξύ 42-62 kHz με τη χαμηλότερη ένταση φωτισμού των 2077 lx στα 54 kHz. Μεταξύ των συχνοτήτων 64 kHz-104 kHz ανιχνεύτηκε μια ευσταθής περιοχή περιόδου-1.



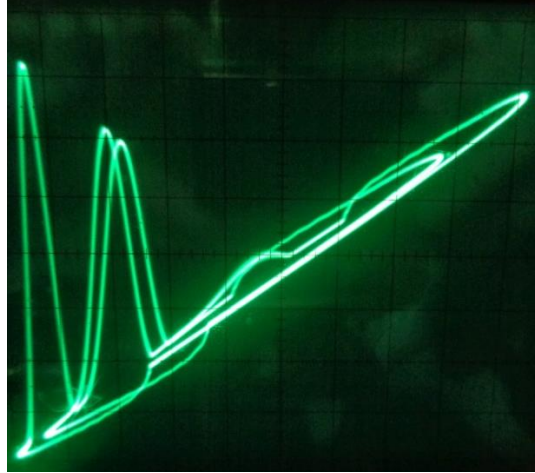


**Σχήμα 8.19** Ένταση φωτισμού σε συνάρτηση της μεταγωγικής συχνότητας του MOSFET (δίοδος Schottky 5819) [89].

Στα 86 kHz αυτής της ομαλής περιοχής περιόδου-1, το κύκλωμα οδήγησης φτάνει το υψηλότερο επίπεδο έντασης φωτισμού των 4330 lx, κατά το μέγιστο ρεύμα που καταγράφηκε στο LED, στα 9.72 mA. Ύστερα ακολουθεί μία περίοδος-2 μεταξύ 106 kHz (7.60 mA, 3320 lx) και 124 kHz (5.33 mA, 2323 lx). Να σημειωθεί εδώ, πως όταν η συχνότητα μεταγωγής ήταν στα 111 kHz η περίοδος-2 ανιχνεύεται από τον παλμογράφο στα 55.5 kHz (σχήματα 8.20-8.21).

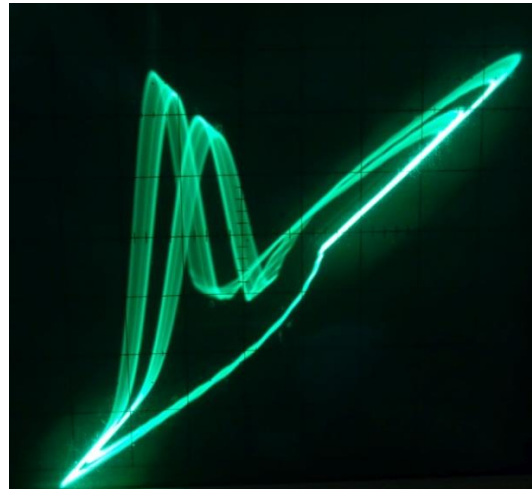


**Σχήμα 8.20** Απόκριση οδηγού LED, περίοδος-2, 111 kHz, χρονική κυματομορφή (δίοδος 5819).



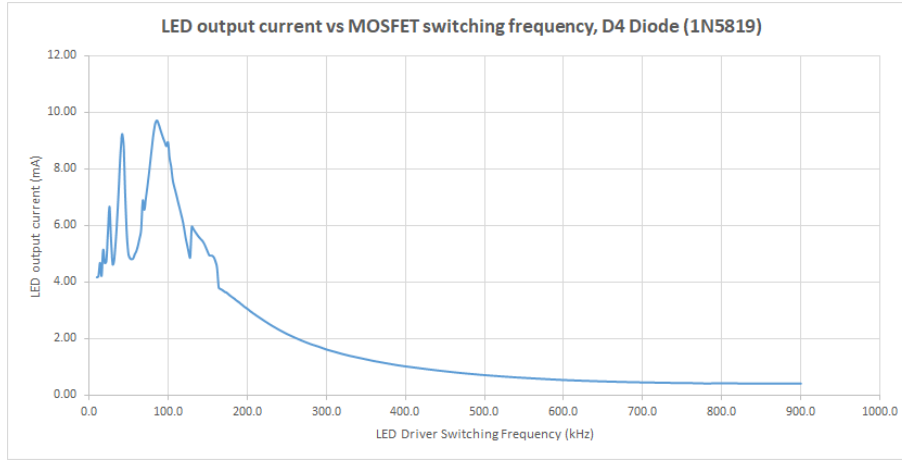
**Σχήμα 8.21** Απόκριση οδηγού LED, περίοδος-2, 111 kHz, γράφημα χώρου φάσεων (δίοδος 5819).

Ένας χαοτικός ελκυστής εμφανίζεται στη στενή περιοχή μεταξύ των 126 kHz (5.06 mA, 2195 lx) και των 128 kHz (4.88 mA, 2112 lx). Κατόπιν αυτού του φαινομένου, μια ταχεία μετάβαση συμβαίνει, όταν το κύκλωμα μπαίνει σε μια νέα περίοδο-2 στα 130 kHz (5.96 mA, 2623 lx). Το κύκλωμα συγκρούεται εκ νέου με έναν χαοτικό ελκυστή στα 164 kHz με αρκετά χαμηλότερη ένταση ρεύματος (3.81 mA) και σημαντικά μειωμένη ένταση φωτισμού στα 1600 lx (σχήμα 8.22).



**Σχήμα 8.22** Απόκριση οδηγού LED, χάος, 164 kHz, γράφημα χώρου φάσεων (δίοδος 5819).

Επειδή το ρεύμα του LED είναι άμεσα ανάλογο της έντασης φωτισμού, το γράφημα του ρεύματος ακολουθεί ακριβώς το γράφημα της έντασης φωτισμού όπως δείχνει και το σχήμα 8.23. Αυτή η αναλογία μεταξύ του ρεύματος και της έντασης φωτισμού παρατηρήθηκε και επιβεβαιώθηκε πειραματικά, σε όλες τις διόδους των εν λόγω πειραμάτων.



**Σχήμα 8.23** Ρεύμα εξόδου LED σε συνάρτηση της μεταγωγικής συχνότητας του MOSFET (δίοδος Schottky) [89].

Ο πίνακας που παρατίθεται παρακάτω, συνοψίζει τις γραμμικές και μη γραμμικές περιοχές λειτουργίας του κυκλώματος ώθησης τάσης του LED.

**Πίνακας 8.2** Δυναμικές περιοχές οδηγού ώθησης τάσης LED

Παράμετροι κυκλώματος	Γραμμικές περιοχές	Μη γραμμικές περιοχές
LED οδηγός (D2-BYG20J diode) Vin=1.7 V	$(0.021-0.130)f_{LD}$ , $(0.694-0.976)f_{LD}$ , $(1.277-1.473)f_{LD}$	$(0.151-0.673)f_{LD}$ , $(0.978-1.052)f_{LD}$
LED οδηγός (D3-1N4148 diode) Vin=3.0 V	$(0.008-0.04)f_{LD}$ , $(0.06-0.10)f_{LD}$	$(0.055-0.006)f_{LD}$ , $(0.11-0.791)f_{LD}$
LED οδηγός (D4-1N5819 diode) Vin=2.6 V	$(0.044-0.18)f_{LD}$ , $(0.28-0.45)f_{LD}$	$(0.19-0.27)f_{LD}$ , $(0.50-3.87)f_{LD}$
LED οδηγός (D5-1N4007 diode) Vin=1.7 V	$(0.04-0.069)f_{LD}$ , $(0.66-0.691)f_{LD}$	$(0.013-0.039)f_{LD}$ , $(0.074-0.66)f_{LD}$ , $(0.0694-0.744)f_{LD}$

Όπως εξηγήθηκε στην ενότητα 8.1, το κύριο πείραμα αυτού του κεφαλαίου δείχνει τη συσχέτιση μεταξύ της μεταγωγικής συχνότητας του τρανζίστορ και της συμπεριφοράς της έντασης φωτισμού και του αντίστοιχου ρεύματος του LED. Η κύρια παράμετρος διακλάδωσης σε αυτόν τον χώρο παραμέτρων, είναι η μεταγωγική συχνότητα του τρανζίστορ, και είναι και η μοναδική παράμετρος που μεταβάλλεται.

Το κύκλωμα οδήγησης του LED περνά μέσα από μια σειρά αλλαγών στη δυναμική του, καθώς *διακλαδίζεται (bifurcates)* μεταξύ των διαφορετικών περιοχών λειτουργίας. Αυτός ο μετατροπέας ισχύος αποκρίνεται με απρόβλεπτο τρόπο στις ξαφνικές αλλαγές της δυναμικής του, σύμφωνα με τις αλλαγές που εφαρμόζονται στον χώρο των παραμέτρων του συστήματος. Είναι σημαντικό να αναφερθεί στο σημείο αυτό, ότι τα αποτελέσματα του παραπάνω πίνακα 8.2, ισχύουν μόνο για τις συγκεκριμένες τάσεις εισόδου. Αυτές οι τάσεις εισόδου έχουν ρυθμιστεί και βαθμονομηθεί με συγκεκριμένο τρόπο, έτσι ώστε να παράγουν αντίστοιχα αποτελέσματα έντασης φωτισμού κατά την ίδια συχνότητα μεταγωγής του τρανζίστορ (10 kHz) για όλες τις διόδους. Με αυτήν τη μέθοδο αυξάνεται η συνοχή μεταξύ των διαφορετικών διατάξεων του κυκλώματος, όταν για παράδειγμα αλλάζουν οι διόδους. Συνεπώς, η δυναμική του συστήματος ενδέχεται να διαφέρει, όταν οι τάσεις εισόδου διαφοροποιηθούν από αυτές που παρουσιάζονται στην παρούσα μελέτη.

#### 8.4 Μη γραμμικός συντελεστής συντονισμού

Κατά τη διάρκεια των παραπάνω πειραμάτων, παρατηρήθηκε μια αξιοσημείωτη αριθμητική συμπεριφορά στους συντελεστές συντονισμού των  $f_{TRR}$ , και  $f_{LD}$ . Αυτός είναι ο συντελεστής που πολλαπλασιάζει κάθε φορά τις συχνότητες συντονισμού  $f_{TRR}$ , και  $f_{LD}$ , όπως φαίνεται και από τον παρακάτω Πίνακα 8.3. Όταν τα δύο πρώτα ψηφία του δεκαδικού μέρους του συντελεστή είναι *άρτιος αριθμός*, παρουσιάζεται γραμμική συμπεριφορά στο κύκλωμα και το σύστημα εισέρχεται *για πρώτη φορά* σε περιοχή υψηλής έντασης φωτισμού. Αντίθετα, όταν τα δύο πρώτα ψηφία του δεκαδικού μέρους του συντελεστή είναι *περιττός αριθμός*, παρουσιάζεται μη γραμμική συμπεριφορά στο κύκλωμα και το σύστημα μεταβαίνει για πρώτη φορά σε περιοχή χαμηλής έντασης φωτισμού. Για τους σκοπούς της μελέτης αυτής, ορίζουμε ως *άρτιο* αριθμό εκείνον που διαιρούμενος με το 2 δίνει ακέραιο αριθμό, και ως *περιττό* αριθμό εκείνον που διαιρούμενος με το 2, δε δίνει ακέραιο αριθμό [91]. Σε ένα αντίστοιχο μη γραμμικό σύστημα [91], ένα παρόμοιο μοτίβο έχει καταγραφεί, όπου όταν η μεταβλητή του συστήματος  $n$  είναι περιττός αριθμός, περιγράφεται διαφορετική διαδρομή προς το χάος, σε σχέση με το όταν η μεταβλητή  $n$  είναι άρτιος αριθμός.

Για παράδειγμα, στο κύκλωμα της διόδου D4 (5814, Schottky) και για τη συχνότητα μεταγωγής  $f_{sw} = 16$  kHz, ο συντελεστής συντονισμού βρέθηκε ( $0.16 \times 10^{-3}$ ), με τα δύο πρώτα ψηφία του δεκαδικού αριθμού να δίνουν  $16/2 = 8$ , δηλαδή *άρτιο* αριθμό (υψηλή ένταση φωτισμού). Αντίθετα, στη συχνότητα των 126 kHz, ο συντελεστής συντονισμού βρέθηκε ( $0.59 \times 10^{-3}$ ), με τα δύο πρώτα ψηφία του δεκαδικού αριθμού να δίνουν  $59/2 = 29.5$ , δηλαδή *περιττό* αριθμό (χαμηλή ένταση φωτισμού). Είναι σημαντικό να τονιστεί επίσης, ότι κατά τις *χαμηλότερες* συχνότητες μεταγωγής ( $f_{sw} < 80$  kHz) η *συχνότητα συντονισμού*  $f_{\tau_{RR}}$  επικρατεί έναντι της  $f_{LD}$ . Στις *υψηλότερες* συχνότητες μεταγωγής ( $f_{sw} > 80$  kHz) φαίνεται πως *επικρατεί η συχνότητα συντονισμού*  $f_{LD}$ . Επίσης οι *άρτιοι* συντελεστές προκύπτουν όταν το κύκλωμα βρίσκεται σε *σχετικά ευσταθή* κατάσταση. Οι *περιττοί* συντελεστές εμφανίζονται όταν επικρατεί *μεταβατική δυναμική κατάσταση* ή *εγγενής αστάθεια*. Ο παρακάτω Πίνακας 8.3, παρουσιάζει επιλεγμένα αποτελέσματα από την ανάλυση των μεταβατικών δυναμικών καταστάσεων.

**Πίνακας 8.3** Αριθμητική ανάλυση μη γραμμικού συντελεστή συντονισμού (μόνο κατά τις δυναμικές μεταβάσεις)

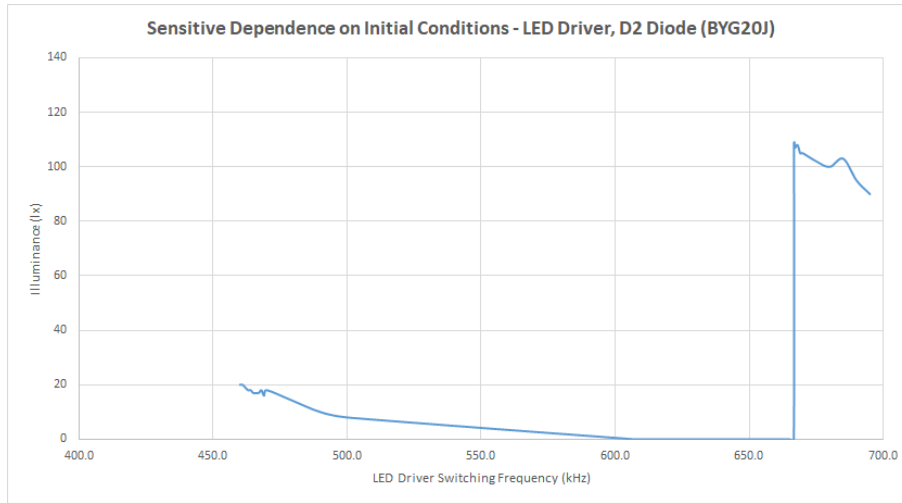
Παράμετροι κυκλώματος	$f_{sw}$ σε συνάρτηση του συντελεστή συντονισμού (Ένταση φωτισμού, lx, ευσταθής δυναμική κατάσταση)	$f_{sw}$ σε συνάρτηση του συντελεστή συντονισμού (Ένταση φωτισμού, lx, ασταθής δυναμική κατάσταση)
LED οδηγός (D2-BYG20J diode) $f_{\tau_{RR}} = 13.3$ MHz, $f_{LD} = 452$ kHz	22 kHz = $(0.16 \times 10^{-2})f_{\tau_{RR}}$ (847 lx, P2-ευσταθής) 35 kHz = $(0.26 \times 10^{-2})f_{\tau_{RR}}$ (702 lx, P2-ευσταθής) 46 kHz = $(0.34 \times 10^{-2})f_{\tau_{RR}}$ (1045 lx, P1-ευσταθής)	70 kHz = $(0.15)f_{LD}$ (460 lx, P2->SA-ασταθής) 86 kHz = $(0.19)f_{LD}$ (323 lx, SA-ασταθής) 277 kHz = $(0.61)f_{LD}$ (30 lx, P2-ασταθής)
LED οδηγός (D3-1N4148 diode) $f_{\tau_{RR}} = 250$ MHz, $f_{LD} = 1.13$ MHz	20 kHz = $(0.08 \times 10^{-3})f_{\tau_{RR}}$ (668 lx, P3-ευσταθής) 32 kHz = $(0.12 \times 10^{-3})f_{\tau_{RR}}$ (750 lx, P2-ευσταθής) 51 kHz = $(0.20 \times 10^{-3})f_{\tau_{RR}}$ (1102 lx, P1-ευσταθής)	64 kHz = $(0.25 \times 10^{-3})f_{\tau_{RR}}$ (603 lx, SA-ασταθής) 80 kHz = $(0.07)f_{LD}$ (227 lx, SA-ασταθής) 115 kHz = $(0.11)f_{LD}$ (65 lx, SA-ασταθής) 200 kHz = $(0.17)f_{LD}$ (11 lx, SA-ασταθής)
LED οδηγός (D4-1N5819 diode) $f_{\tau_{RR}} = 100$ MHz, $f_{LD} = 215$ kHz	12 kHz = $(0.12 \times 10^{-3})f_{\tau_{RR}}$ (1797 lx, P6-ευσταθής) 16 kHz = $(0.16 \times 10^{-3})f_{\tau_{RR}}$ (1791 lx, P5-ευσταθής) 34 kHz = $(0.34 \times 10^{-3})f_{\tau_{RR}}$ (2406 lx, P3-ευσταθής) 64 kHz = $(0.64 \times 10^{-3})f_{\tau_{RR}}$ (2429 lx, P1-ευσταθής)	106 kHz = $(0.49)f_{LD}$ (3320 lx, P1->P2-ασταθής) 109 kHz = $(0.50)f_{LD}$ (2669 lx, P1->P2-ασταθής) 110 kHz = $(0.51)f_{LD}$ (2669 lx, P2->SA-ασταθής) 124 kHz = $(0.57)f_{LD}$ (2317 lx, P2->SA-ασταθής) 162 kHz = $(0.75)f_{LD}$ (1923 lx, SA-ασταθής)
LED οδηγός (D5-1N4007 diode) $f_{\tau_{RR}} = 200$ kHz, $f_{LD} = 715$ kHz	12 kHz = $(0.06)f_{\tau_{RR}}$ (460 lx, P5-ευσταθής) 28 kHz = $(0.14)f_{\tau_{RR}}$ (368 lx, P3-ευσταθής) 32 kHz = $(0.16)f_{\tau_{RR}}$ (205 lx, P1-ευσταθής) 53 kHz = $(0.26)f_{\tau_{RR}}$ (244 lx, P1-ευσταθής)	60 kHz = $(0.30)f_{\tau_{RR}}$ (156 lx, P1-ασταθής) 62 kHz = $(0.31)f_{\tau_{RR}}$ (133 lx, P1-ασταθής) 78 kHz = $(0.39)f_{\tau_{RR}}$ (59 lx, SA-ασταθής) 122 kHz = $(0.39)f_{LD}$ (30 lx, SA->P3 ασταθής)

Px-ευσταθής ή ασταθής περιοδική συμπεριφορά, Px->Px (π.χ. μετάβαση από P1-περίοδο-1 σε P2-περίοδο-2, κλπ.)

SA (Strange attractor= Παράξενος ελκυστής)

## 8.5 Υψηλή ευαισθησία των αρχικών συνθηκών

Υπάρχει ένας συγκεκριμένος τύπος φαινομένου που συμβαίνει συχνά σε αυτά τα μη γραμμικά συστήματα. Ακόμα και με την υπέρ-ταχεία δίοδο BYG20J, καταγράφηκε η λεγόμενη *ευαίσθητη εξάρτηση στις αρχικές συνθήκες του συστήματος (sensitive dependence on the system's initial conditions)*. Με μονάχα 100 Hz διαφορά μεταξύ των συχνοτήτων 666.6 kHz και 666.7 kHz, το κύκλωμα οδήγησης του LED, κινείται ξαφνικά από μία ασταθή περιοχή σχεδόν μηδενικής έντασης φωτισμού, σε μια ευσταθή περιοχή αρκετής έντασης φωτισμού (σχήμα 8.24).

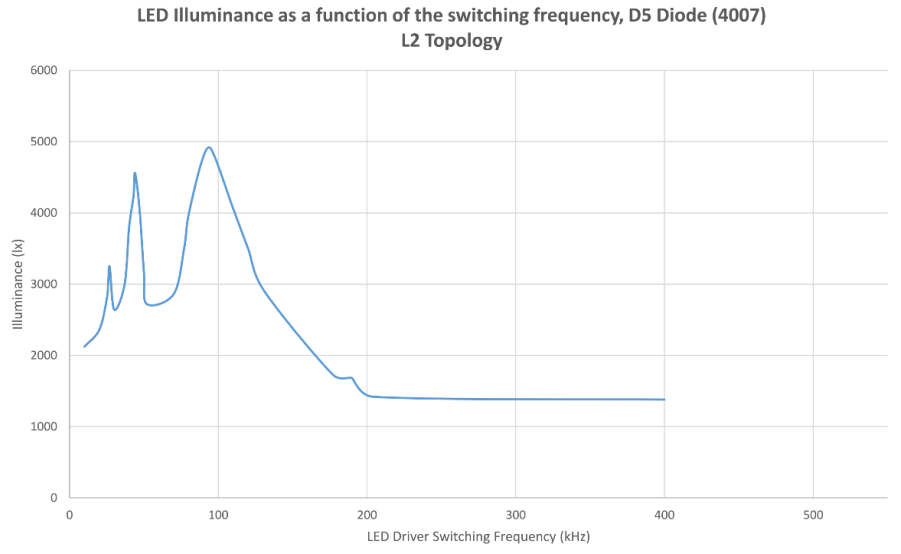


Σχήμα 8.24 Ευαίσθητη εξάρτηση στις αρχικές συνθήκες με διαφορά συχνοτήτων 100 Hz [88].

## 8.6 Πειράματα τοπολογίας κυκλωμάτων έναυσης LED

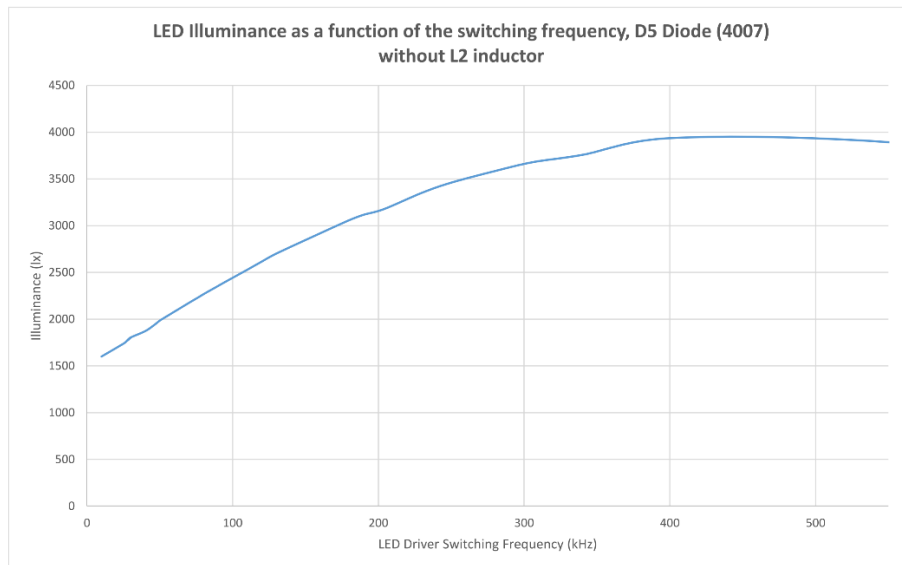
Σε έναν οποιοδήποτε μετατροπέα ισχύος, ο τρόπος που είναι συνδεδεμένα τα εξαρτήματα, η τοπολογία του δηλαδή, επηρεάζει άμεσα τη δυναμική συμπεριφορά του κυκλώματος. Η συμβατική τοπολογία του μετατροπέα ώθησης τάσης δεν περιλαμβάνει πηνίο μετά το τρανζίστορ (σχήμα 8.27, επίσης σχήμα 6.3-Κεφάλαιο 6). Η τροποποιημένη τοπολογία που βρέθηκε σε βιομηχανικό σχέδιο κυκλώματος έναυσης λαμπτήρα φωτισμού, περιλαμβάνει και ένα δεύτερο πηνίο μετά το τρανζίστορ και αποτελεί τη βασική τοπολογία της παρούσης έρευνας. Το κύκλωμα του αρχικού βιομηχανικού σχεδίου τροποποιήθηκε για να λειτουργήσει ως *κύκλωμα οδήγησης του LED με ώθηση τάσης*. Τα εργαστηριακά πειράματα της τοπολογίας αυτής, που περιλαμβάνει το πηνίο L2, δίνουν την απόκριση έντασης φωτισμού όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 8.25.

Η εναλλακτική τοπολογία που μελετήθηκε στη διατριβή, προσφέρει σημαντικά υψηλότερη απόδοση για τις χαμηλότερες περιοχές των συχνοτήτων μεταγωγής. Θα μπορούσε να αξιολογηθεί ως ένας εναλλακτικός σχεδιασμός και για τα κυκλώματα έναυσης LED με διόρθωση του συντελεστή ισχύος (PFC), συνδυάζοντας την υψηλότερη απόδοση φωτισμού με την καλύτερη ενεργειακή κατανάλωση.



**Σχήμα 8.25** Ένταση φωτισμού σε συνάρτηση της μεταγωγικής συχνότητας του MOSFET-τοπολογία με το πηνίο L2.

Το πείραμα της συμβατικής τοπολογίας του μετατροπέα ώθησης, η οποία και δεν περιλαμβάνει το πηνίο L2, δίνει την απόκριση του παρακάτω σχήματος 8.26.



**Σχήμα 8.26** Ένταση φωτισμού σε συνάρτηση της μεταγωγικής συχνότητας του MOSFET - συμβατική τοπολογία (χωρίς το πηνίο L2).

Η δυναμική του κυκλώματος χωρίς το πηνίο L2, παρουσιάζει μία εντελώς διαφορετική συμπεριφορά. Η απόκριση είναι σχεδόν γραμμική και ευσταθής για αρκετά μεγαλύτερο εύρος των συχνοτήτων μεταγωγής. Όλοι οι διαφορετικοί τύποι διόδων επηρεάζονται από τη διακύμανση της συχνότητας. Επίσης παρατηρήθηκε ότι ισχύει η παρακάτω σχέση για την τιμή του πηνίου L1

$$L1 \cong 10(L2) \quad (8.2)$$

Αυτό σημαίνει ότι ούτε και η επιλογή του δεύτερου πηνίου μπορεί να είναι αυθαίρετη, έτσι ώστε να παρουσιάσει το σύστημα αυτά τα έντονα μη γραμμικά φαινόμενα. Το χάος και οι διπλασιασμοί περιόδων εμφανίζονται μόνο όταν το πηνίο L1 είναι δέκα φορές μεγαλύτερο του πηνίου L2. Η σημαντική διαφορά όμως μεταξύ της τοπολογίας με το πηνίο L2 έναντι της συμβατικής τοπολογίας του μετατροπέα ώθησης, είναι ότι στις χαμηλότερες συχνότητες μεταγωγής (π.χ. < 200 kHz), το πηνίο L2 επιδρά πολύ θετικά στην απόδοση του κυκλώματος. Στις χαμηλότερες αυτές συχνότητες, το ρεύμα όπως και η ένταση φωτισμού του LED, αυξάνονται σημαντικά με την τοπολογία αυτή έναντι της συμβατικής. Εάν λάβουμε υπόψη ότι ο σχεδιασμός της L2 τοπολογίας του βιομηχανικού κυκλώματος προορίζεται για συχνότητες μεταξύ 85-140 kHz, μπορούμε να κατανοήσουμε τα πλεονεκτήματα της τοπολογίας αυτής. Σε συγκεκριμένες συχνότητες, το ρεύμα και η ένταση φωτισμού αυξάνονται σημαντικά από την μια τοπολογία στην άλλη, όπως φαίνεται και από τον παρακάτω συγκριτικό πίνακα 8.4.

**Πίνακας 8.4** Απόδοση οδηγού ώθησης τάσης LED μεταξύ τοπολογιών

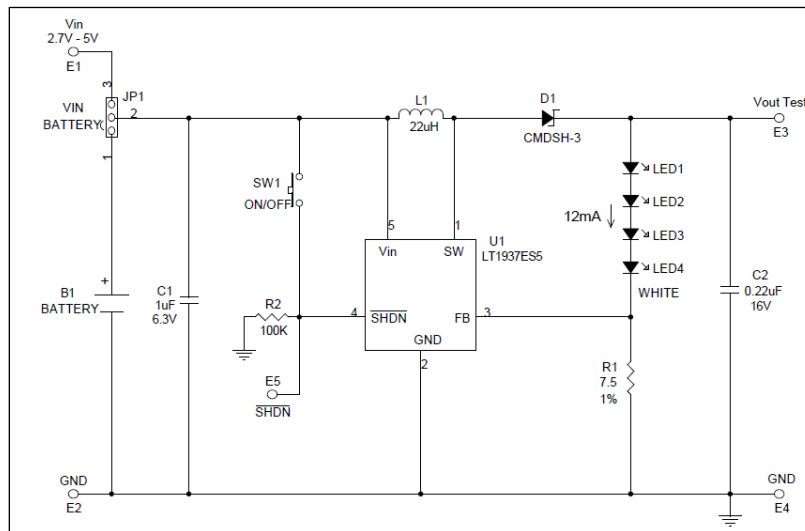
Συχνότητα μεταγωγής ( $f_{SW}$ ) (kHz), $V_{dc} = 3.0$ V	Ένταση φωτισμού (Ix), Ρεύμα LED (mA)-Συμβατική τοπολογία οδηγού ώθησης τάσης	Ένταση φωτισμού (Ix), Ρεύμα LED (mA)-Τοπολογία οδηγού ώθησης τάσης με πηνίο L2
10	1600, 3.56	<b>2121, 4.65</b>
20	1737, 3.88	<b>2360, 5.12</b>
30	1803, 3.95	<b>2642, 5.69</b>
40	1872, 4.14	<b>3791, 7.96</b>
50	1985, 4.30	<b>3180, 7.02</b>
80	2267, 5.10	<b>3970, 8.62</b>
95	2399, 5,35	<b>4900, 10.51</b>
110	2528, 5.44	<b>4060, 8.83</b>
120	2616, 5.62	3500, 7.69
130	2709, 5.80	2900, 6.45
175	<b>3038, 6.44</b>	1730, 4.03
190	<b>3112, 6.60</b>	1680, 3.90
200	<b>3178, 6.76</b>	1420, 3.35
400	<b>3936, 8.21</b>	1380, 3.27
530	<b>3910, 8.43</b>	1380, 3.27



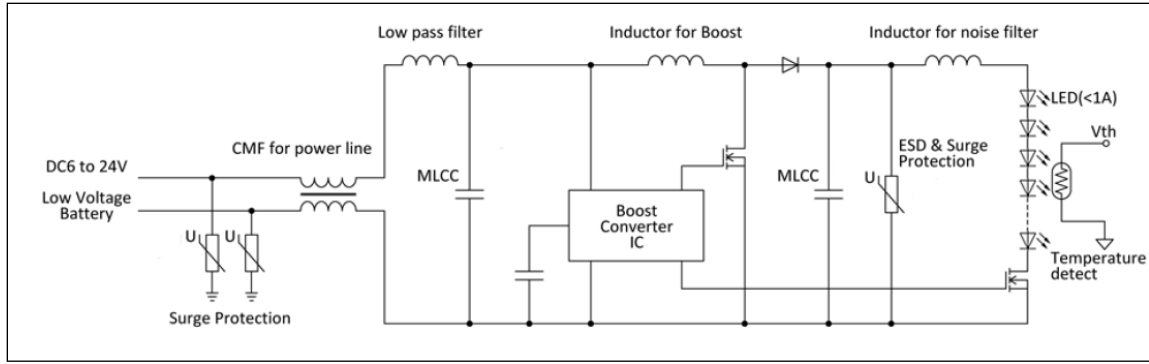
Σημειώνεται ότι οι συχνότητες μεταγωγής είναι επιλεγμένες για τους σκοπούς της σύγκρισης, και δεν ακολουθούν συγκεκριμένο βήμα μεταξύ τους (π.χ. κάθε 10 kHz).

### 8.7 Σύγκριση τοπολογίας κυκλωμάτων έναυσης LED

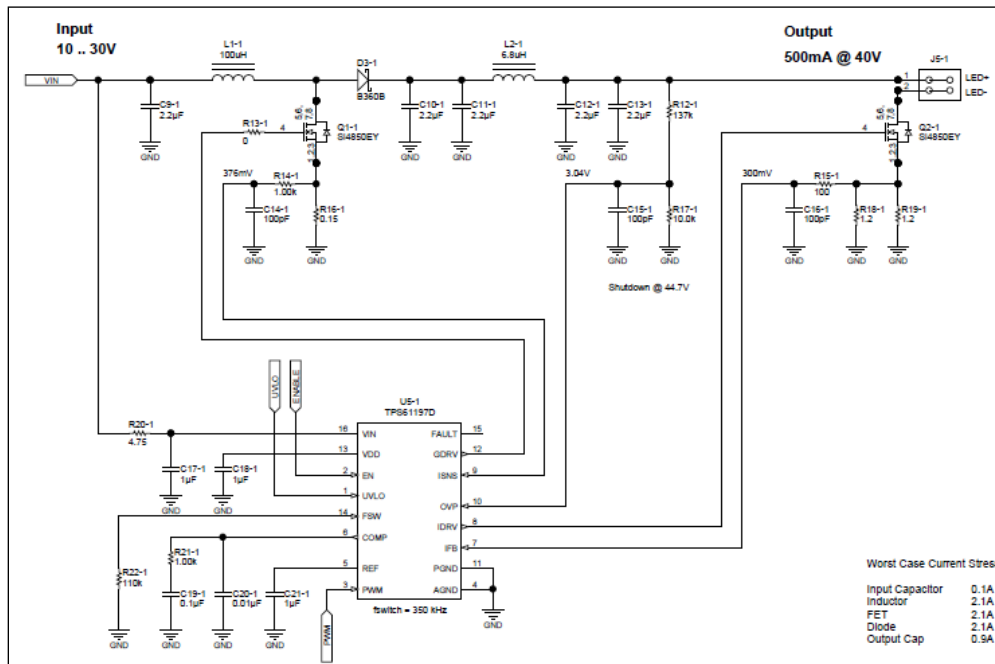
Η παρούσα μελέτη εστιάζει στη συγκεκριμένη τοπολογία που περιλαμβάνει ένα δεύτερο πηνίο μετά το τρανζίστορ μεταγωγής. Εκτός από το υλοποιημένο κύκλωμα της βιομηχανίας που βρέθηκε πως χρησιμοποιεί αυτήν την τοπολογία, ο σχεδιασμός αυτός, απαντάται και σε άλλα κυκλώματα της βιομηχανίας, όπως σε εφαρμογές της αυτοκινητοβιομηχανίας (Σχήμα 8.28) και σε τοπολογίες κυκλωμάτων οδήγησης LED της Texas Instruments (Σχήμα 8.29)



Σχήμα 8.27 Κύκλωμα οδήγησης LED ώθησης τάσης με τη συμβατική τοπολογία [92].

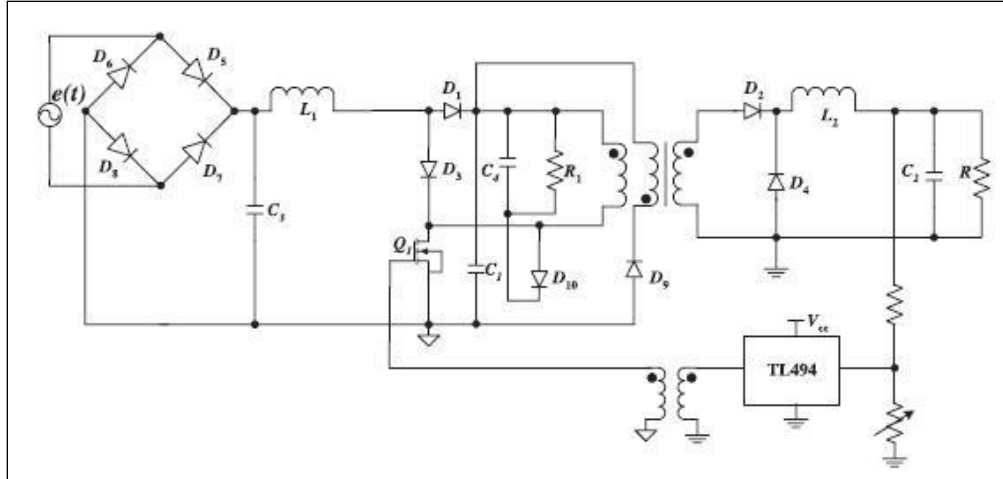


Σχήμα 8.28 Κύκλωμα οδήγησης LED ώθησης τάσης με τοπολογία δεύτερου πηνίου [93].



Σχήμα 8.29 Κύκλωμα οδήγησης LED ώθησης τάσης με τοπολογία δεύτερου πηνίου (PMP10171) [94].

Η βασική τοπολογία του μετατροπέα ορθής φοράς (*forward converter*) που αναφέρθηκε στο Κεφάλαιο 5, επίσης χρησιμοποιεί δεύτερο πηνίο μετά το τρανζίστορ μεταγωγής (Σχήμα 8.30) και η εξερεύνηση της δυναμικής συμπεριφοράς ενός τέτοιου κυκλώματος δύο βαθμίδων, θα είχε ιδιαίτερο ενδιαφέρον, ειδικά εάν σχεδιαζόταν ως οδηγός LED.



Σχήμα 8.30 Κύκλωμα ώθησης τάσης (PFC) με τοπολογία δεύτερου πηνίου [59].

Επιχειρώντας μία σύνοψη των παραπάνω τοπολογιών, αναφέρονται τα εξής πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της τοπολογίας που περιλαμβάνει και δεύτερο πηνίο μετά το τρανζίστορ μεταγωγής.

#### Πλεονεκτήματα τοπολογίας δεύτερου πηνίου

1. Ισχυρή ένταση φωτισμού και διπλάσια απόδοση του μετατροπέα στις χαμηλότερες συχνότητες μεταγωγής του τρανζίστορ, σε σχέση με τη συμβατική τοπολογία του οδηγού LED ώθησης τάσης.
2. Επιλογή διαφορετικών λειτουργικών περιοχών εντός των χαμηλών συχνοτήτων, έναντι της μοναδικής λειτουργικής περιοχής της συμβατικής τοπολογίας.
3. Δυνατότητα κατάλληλης επιλογής του δεύτερου πηνίου για σκοπούς φιλτραρίσματος.

#### Πλεονεκτήματα συμβατικής τοπολογίας

1. Ομαλή απόκριση έντασης φωτισμού σε όλο το φάσμα των συχνοτήτων μεταγωγής που μελετήθηκε
2. Αύξηση της έντασης φωτισμού στις υψηλότερες συχνότητες, σε σχέση με την τοπολογία του δεύτερου πηνίου.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 9

### ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΔΙΑΤΡΙΒΗΣ

#### 9.1 Μεθοδολογία διατριβής και σχεδιασμός πειραμάτων

Συνοψίζοντας την ερευνητική διαδικασία, το αντικείμενο της διατριβής είχε τους ακόλουθους στόχους

- **Στόχος 1** - Θεωρητική ανάπτυξη μη γραμμικών φαινομένων σε κυκλώματα συντονισμού (Κεφάλαιο 6).
- **Στόχος 2** - Εύρεση μη γραμμικότητας συντονισμού σε συγκεκριμένη τοπολογία κυκλώματος μετατροπέα ώθησης τάσης, η οποία περιλαμβάνει και δεύτερο πηνίο μετά το τρανζίστορ. Ανάλυση της εν λόγω τοπολογίας με φορτίο ωμικής αντίστασης. Διερεύνηση των μη γραμμικών φαινομένων σε επίπεδο προσομοίωσης και εργαστηρίου (Κεφάλαιο 7). Συσχέτιση με τη συμπεριφορά των κυκλωμάτων συντονισμού του Κεφαλαίου 6.
- **Στόχος 3** - Ανάλυση και μελέτη της οπτικής συμπεριφοράς της φωτεινής πηγής LED με κύκλωμα οδήγησης τη συγκεκριμένη τοπολογία μετατροπέα ώθησης τάσης (Κεφάλαιο 8). Καταγραφή και αξιολόγηση των πιθανών δυσμενών επιδράσεων αυτών των μη γραμμικών φαινομένων και παρουσίαση των επιπτώσεων στην ένταση φωτισμού της φωτεινής πηγής LED.
- **Στόχος 4** - Σύγκριση της τοπολογίας δεύτερου πηνίου με τη συμβατική τοπολογία του μετατροπέα ώθησης τάσης σε μορφή κυκλώματος έναυσης φωτεινής πηγής LED. Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα, και προεκτάσεις για μελλοντική, εφαρμοσμένη έρευνα.

## Πειραματική μεθοδολογία

Για την επίτευξη των στόχων της ερευνητικής αυτής εργασίας διεξήχθησαν τα εξής πειράματα, τα οποία και συνοψίζονται παρακάτω.

### Πείραμα 1

Εύρεση ενός διαφορετικού αίτιου μη γραμμικότητας στους μετατροπείς ώθησης τάσης, χωρίς να ληφθεί υπόψη το κύκλωμα ανάδρασης. Επιλογή συγκεκριμένης τοπολογίας μετατροπέα ώθησης με τιμές πραγματικού κυκλώματος τροφοδοτικού για εφαρμογές φωτισμού (σχήμα 6.2) [61]. Προσέγγιση για το πείραμα αυτό μέσω ενός ταλαντωτή RLD, ο οποίος φέρει τα μη γραμμικά εξαρτήματα του πηνίου και της διόδου, όπως ήδη παρουσιάστηκαν στο Κεφάλαιο 6 σε ίδια διάταξη με το μετατροπέα ισχύος.

Προσομοίωση με το λογισμικό ηλεκτρονικών κυκλωμάτων του θεωρητικού μοντέλου του ταλαντωτή συντονισμού RLD της National Instruments Multisim<sup>®</sup>, ανάλυση των αποτελεσμάτων και συσχέτιση αυτών με τις αντίστοιχες συνθήκες που λαμβάνουν χώρα σε ένα μετατροπέα ώθησης τάσης. Τα πειράματα της προσομοίωσης επιβεβαιώθηκαν με τα αντίστοιχα πειράματα στο εργαστήριο.

### Πείραμα 2

Σε συνέχεια του Πειράματος 1, έγινε λεπτομερής μη γραμμική ανάλυση σε μετατροπέα ισχύος με συγκεκριμένη τοπολογία ώθησης τάσης, που περιλαμβάνει δεύτερο πηνίο μετά το τρανζίστορ μεταγωγής. Προσομοιώσεις και εργαστηριακά μοντέλα χρησιμοποιήθηκαν και σε αυτό το πείραμα, για τη διερεύνηση της βέλτιστης συχνότητας μεταγωγής του κυκλώματος, όπως αναφέρθηκε εκτενώς στο Κεφάλαιο 7.

### Πείραμα 3

Κατόπιν των αποτελεσμάτων της δυναμικής συμπεριφοράς του μετατροπέα ώθησης τάσης του Πειράματος 2, έγινε η ανάλυση και η μελέτη της οπτικής συμπεριφοράς του αντίστοιχου κυκλώματος έναυσης με φωτεινή πηγή LED, υπό αυτές τις συνθήκες διέγερσης του κυκλώματος. Τα πλεονεκτήματα της τοπολογίας αυτής, φάνηκαν και στην καλύτερη απόδοση του LED, σε συγκεκριμένες περιοχές συχνοτήτων του τρανζίστορ (Κεφάλαιο 8).

## 9.2 Αποτελέσματα πρωτότυπης έρευνας και προαγωγή της επιστήμης

Τα αποτελέσματα της πρωτότυπης έρευνας που προκύπτουν από την παρούσα διατριβή, αναλύονται παρακάτω.

1. Στο συγκεκριμένο κύκλωμα ώθησης τάσης που περιλαμβάνει ωμικό φορτίο, όπως και το LED, ανιχνεύτηκαν δύο μη γραμμικές συχνότητες συντονισμού, οι οποίες επηρεάζουν αρνητικά την επίδοσή του. Αυτή η μη επιθυμητή συμπεριφορά εμφανίζεται *μόνο στο τμήμα ισχύος* του μετατροπέα ώθησης, και *σε αντίθεση με τη διεθνή βιβλιογραφία, το κύκλωμα μπορεί να οδηγηθεί στο χάος, ανεξάρτητα από το αν περιλαμβάνεται βρόχος ανάδρασης.*
2. Οι δυσμενείς επιδράσεις περιλαμβάνουν τη σημαντική υποβάθμιση στην απόδοση της έντασης φωτισμού, ειδικά κατά τις περιοχές μεγάλης δυναμικής αστάθειας και χαοτικής λειτουργίας.
3. Κατά τη διάρκεια της αριθμητικής ανάλυσης του οδηγού LED, παρατηρήθηκε μια ιδιαίτερη αριθμητική συμπεριφορά στον συντελεστή συντονισμού. Όταν τα δύο πρώτα ψηφία του δεκαδικού μέρους του συντελεστή είναι *άρτιος αριθμός*, παρουσιάζεται γραμμική συμπεριφορά στο κύκλωμα και μπαίνουμε σε περιοχή υψηλής φωτεινότητας. Αντίθετα, όταν τα δύο πρώτα ψηφία του δεκαδικού μέρους του συντελεστή είναι *περιττός αριθμός*, παρουσιάζεται μη γραμμική συμπεριφορά στο κύκλωμα και μπαίνουμε σε περιοχή χαμηλής φωτεινότητας.
4. Κατά τις *χαμηλότερες* συχνότητες μεταγωγής ( $f_{sw} < 80$  kHz) η *συχνότητα συντονισμού*  $f_{TRR}$  επικρατεί έναντι της  $f_{LD}$ . Στις *υψηλότερες* συχνότητες μεταγωγής ( $f_{sw} > 80$  kHz) φαίνεται πως επικρατεί η *συχνότητα συντονισμού*  $f_{LD}$ .
5. Οι δυναμικές διακλαδώσεις λαμβάνουν χώρα όταν η χρονική περίοδος της μεταγωγικής συχνότητας του διακόπτη είναι ίση με τον χρόνο ανάστροφης επαναφοράς, όταν δηλαδή ισχύει η σχέση  $\tau_{RR} \approx \frac{1}{f_{sw}}$ .

Το φαινόμενο αυτό, παρατηρείται τόσο στα κυκλώματα συντονισμού, όσο και στην τοπολογία του μετατροπέα ώθησης που περιλαμβάνει μεταγωγικό διακόπτη (τρανζίστορ), αλλά και στην τοπολογία έναυσης του LED.

6. Ανιχνεύθηκαν και αναλύθηκαν οι βέλτιστες συχνότητες μεταγωγής τόσο για το κύκλωμα ώθησης τάσης με ωμικό φορτίο, όσο και για το κύκλωμα έναυσης του LED.

Τα πορίσματα της βασικής αυτής έρευνας που θεωρείται ότι συμβάλλουν στην προαγωγή της επιστημονικής γνώσης συνοψίζονται παρακάτω:

1. Η εναλλακτική τοπολογία του κυκλώματος που μελετήθηκε, η οποία περιλαμβάνει και το δεύτερο πηνίο μετά το τρανζίστορ, προσφέρει σημαντικά υψηλότερη απόδοση έντασης φωτισμού, σε σχέση με τη συμβατική τοπολογία έναυσης. Η υψηλότερη απόδοση παρατηρήθηκε στις χαμηλότερες συχνότητες μεταγωγής, οι οποίες είναι και αυτές που χρησιμοποιούνται περισσότερο στα κυκλώματα έναυσης της βιομηχανίας.
2. Επίτευγμα αυτής της τροποποιημένης τοπολογίας είναι το ότι η διάταξη μπορεί να αποδώσει υψηλότερα ρεύματα (άρα και ένταση φωτισμού) για χαμηλότερες συχνότητες κατά τους διπλασιασμούς περιόδων ( $1/2T$ ,  $1/4T$ ,  $1/8T$ , κλπ.), σε σχέση με τη συμβατική τοπολογία. Το γεγονός αυτό επιτρέπει περισσότερες σχεδιαστικές επιλογές στις χαμηλότερες συχνότητες.
3. Ως εκ τούτου, η τροποποιημένη αυτή τοπολογία, μπορεί να αξιολογηθεί ως ένας εναλλακτικός σχεδιασμός και για τα κυκλώματα έναυσης LED με διόρθωση του συντελεστή ισχύος (PFC), συνδυάζοντας την υψηλότερη απόδοση φωτισμού με την καλύτερη ενεργειακή κατανάλωση.
4. Η έρευνα αυτή παρουσιάζει όχι μόνο έναν, αλλά και περισσότερους τρόπους, μέσω των οποίων μπορεί το σύστημα να φτάσει σε χαοτική συμπεριφορά. Συγκεκριμένα, παρουσιάζονται τόσο διπλασιασμοί περιόδων, όσο και απότομες μεταβάσεις προς το χάος.
5. Η συντριπτική πλειοψηφία των δημοσιεύσεων σε κυκλώματα χαοτικών ταλαντωτών, αφορά κυρίως το γραμμικό φορτίο μιας ωμικής αντίστασης. Τα αποτελέσματα της παρούσης εργασίας αφορούν ένα μη γραμμικό φορτίο ημιαγωγού και μάλιστα με τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά ενός LED.

Επιπλέον, το κύκλωμα της έρευνας της διατριβής, λειτουργεί και ως LED οδηγός σε τοπολογία ώθησης τάσης, και όχι απλά ως ένα θεωρητικό κύκλωμα ανάλυσης της μη γραμμικής του δυναμικής. Ως εκ τούτου, τα αποτελέσματα είναι από τη φύση τους διαφορετικά από αυτά των ωμικών κυκλωμάτων, που έχουν μελετηθεί εκτενώς στη διεθνή βιβλιογραφία. Μέσω αυτής της ανάλυσης μπορούμε να κατανοήσουμε καλύτερα τη δυναμική συμπεριφορά του ημιαγωγίμου LED ως φορτίο ενός κυκλώματος.

6. Ανάλογα με την τοπολογία του μετατροπέα ισχύος που επιλέγεται, η δυναμική του κυκλώματος με ή χωρίς το δεύτερο πηνίο παρουσιάζει εντελώς διαφορετική συμπεριφορά. Η απόκριση είναι σχεδόν γραμμική και ευσταθής για αρκετά μεγαλύτερο εύρος των συχνοτήτων μεταγωγής, και όλοι οι διαφορετικοί τύποι διόδων επηρεάζονται από τη διακύμανση της συχνότητας.
7. Στην εναλλακτική τοπολογία του δεύτερου πηνίου, η επιλογή του υλικού αυτού, δεν μπορεί να είναι αυθαίρετη, καθώς το χάος και οι διπλασιασμοί περιόδων εμφανίζονται μόνο όταν το πηνίο L1 είναι δέκα φορές μεγαλύτερο του πηνίου L2.
8. Τα μη γραμμικά φαινόμενα που αναλύθηκαν και επιδρούν αρνητικά στον μηχανισμό παραγωγής του φωτός, συνδέονται μόνο με τη διάταξη του κυκλώματος έναυσης και διαφέρουν από τις μη γραμμικότητες των διόδων φωτοεκπομπής που αναλύθηκαν στην ενότητα 3.5 του Κεφαλαίου 3.
9. Το μη γραμμικό μοντέλο ανάλυσης ανοιχτού βρόχου της συγκεκριμένης τοπολογίας του μετατροπέα ώθησης τάσης αποτελεί μια νέα θεωρητική προσέγγιση. Δεν έχει αναπτυχθεί τέτοια μεθοδολογία για τον καθορισμό της βέλτιστης συχνότητας μεταγωγής του τρανζίστορ, προτού σχεδιαστεί ο βρόχος ανάδρασης. Η μέθοδος αυτή έγινε η αφορμή για να παρουσιαστούν νέες μη γραμμικές συχνότητες συντονισμού σε διάταξη ανοιχτού βρόχου, οι οποίες δεν θα μπορούσαν να ανιχνευτούν με τη συμβατική ανάλυση κλειστού βρόχου, η οποία απαντάται εκτενώς στη βιβλιογραφία μέχρι σήμερα. Επιπλέον, η μεθοδολογία ανοιχτού βρόχου αξιοποιείται και στο κύκλωμα οδήγησης του LED, παράγοντας διαφορετικά αποτελέσματα από τον ωμικό μετατροπέα ώθησης τάσης, και σε διαφορετικές περιοχές συχνοτήτων.



### 9.3 Σπουδαιότητα και μελλοντική εξέλιξη του ερευνητικού έργου

Τα ηλεκτρονικά ισχύος αποτελούν και αυτά μη γραμμικά δυναμικά συστήματα που παρουσιάζουν πολλές μεταβλητές στα δυναμικά τους μοντέλα. Ο σχεδιασμός ηλεκτρονικών ισχύος και ειδικότερα των μετατροπέων τάσης ή ρεύματος, όπως είναι και τα τροφοδοτικά των LED, βασίζεται σε γραμμικά μοντέλα, και επιβάλλει τη λειτουργία τους σε συγκεκριμένο φάσμα λειτουργίας που δίνει συγκεκριμένες τάσεις εξόδου, και χαρακτηριστικά φάσματος. Ο τρόπος όμως λειτουργίας του κυκλώματος είναι επιρρεπής σε ποιοτικές και ουσιαστικές αλλαγές όταν παράμετροι, όπως η τάση εισόδου ή και το φορτίο, αλλάζουν.

Η θεωρία των διακλαδώσεων που αναπτύχθηκε για τη μελέτη των μη γραμμικών φαινομένων στα ηλεκτρονικά ισχύος, βοηθά στην κατανόηση του *πότε* με την αλλαγή μιας παραμέτρου, ο ένας τύπος συμπεριφοράς του συστήματος μεταβάλλεται σε έναν άλλο. Συγκεκριμένα, όταν μία σταθερή περιοδική κατάσταση γίνεται ασταθής μέσω της διαρκούς αλλαγής μιας ευαίσθητης μεταβλητής παραμέτρου στο κύκλωμα, μπορεί να αλλάξει ποιοτικά και ποσοτικά η περιοδικότητα των κυματομορφών απόκρισης του κυκλώματος. Στο τελικό στάδιο του φαινομένου αυτού, παρατηρείται η ολική έλλειψη περιοδικότητας στις κυματομορφές του κυκλώματος με τη μορφή περίπλοκων ασταθών ταλαντώσεων και την εμφάνιση του χάους. Οι προσπάθειες για τον έλεγχο του χάους σε περιοδικές τροχιές απασχόλησαν πολλούς ερευνητές από τότε που οι Ott, Grebogi και Yorke [95] δημοσίευσαν την πρωτοποριακή εργασία τους το 1990. Μεταγενέστερα, αναπτύχθηκαν διάφορες μέθοδοι ελέγχου του χάους από φυσικούς και μαθηματικούς και εφαρμόστηκαν σε πρακτικά συστήματα, όπως είναι τα laser.

Σε ένα άρθρο του, ο Hamill συμπέρανε ότι οι μετατροπείς ισχύος που λειτουργούν σε ελεγχόμενο χάος (αντί σε μια ευσταθή περιοδική τροχιά) μπορεί να έχουν καλύτερη δυναμική απόκριση -όπως στα πολεμικά αεροσκάφη που σχεδιάζονται να είναι ασταθή σε ανοιχτό βρόχο, αλλά σταθεροποιούνται έπειτα μέσω της ανάδρασης, γεγονός που τα καθιστά πιο ευκίνητα σε σχέση με τους συμβατικούς σχεδιασμούς [96]. Παρομοίως, οι σταθεροποιημένοι χαοτικοί μετατροπείς ισχύος μπορούν να αντιδρούν πιο γρήγορα, όταν δουλεύουν απότομα από τη μία επιθυμητή τάση εξόδου σε μία άλλη. Μία άλλη πιθανή εφαρμογή των μη γραμμικών φαινομένων στα ηλεκτρονικά ισχύος είναι και η μείωση της ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής EMI (Electromagnetic Interference) στα τροφοδοτικά διακοπόμενου ρυθμού, που παράγουν και αγωγή και ακτινοβολούσα EMI, λόγω του υψηλού βαθμού αλλαγής στην τάση και στο ρεύμα που είναι απαραίτητα για την αποτελεσματική λειτουργία τους. Μετά από προσπάθειες των Hamill, Marrero, Font και Verghese [15], το 1996 οι Deane και Hamill [97] παρουσίασαν πειραματικά μία μείωση στις φασματικές κορυφές όταν ο μετατροπέας λειτουργούσε σε χάος.

Η έρευνα των μη γραμμικών φαινομένων και των διακλαδώσεων στα συστήματα ηλεκτρονικών ισχύος έχει αποκαλύψει πολλές πλευρές σχετικές με έναν από τους διάφορους τρόπους κατά τους οποίους ένας μετατροπέας μπορεί να χάσει την ευστάθειά του. Είναι πλέον γνωστό ότι ομαλές (αλλά και μη ομαλές) διακλαδώσεις είναι υπεύθυνες για την απώλεια ευστάθειας. Η γνώση που περιγράφει τους μηχανισμούς της αστάθειας δίνει τη δυνατότητα να αναγνωριστεί η περιοχή στον χώρο των παραμέτρων όπου αναμένεται αξιόπιστη λειτουργία (π.χ. σε περίοδο-1), που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να καταλήξει σε έναν πιο αξιόπιστο σχεδιασμό του μετατροπέα.

Βασισμένοι σε αυτές τις γνώσεις, αναπτύσσονται τεχνικές ελέγχου κατά τον Banerjee [98], που επιτρέπουν στους μετατροπείς να λειτουργούν σε ένα μεγαλύτερο εύρος παραμέτρων, χωρίς να χάνουν την ευστάθειά τους. Η μελέτη της συμπεριφοράς τους μέσω της χαοτικής δυναμικής συμβάλλει στον εντοπισμό των ποιοτικών αλλαγών στη δυναμική συμπεριφορά του κυκλώματος, η οποία τελικά οδηγεί σε καλύτερες σχεδιαστικές μεθοδολογίες του αρχικού κυκλώματος, γεγονός που ενδιαφέρει άμεσα τους μηχανικούς σχεδιασμού της βιομηχανίας. Οι μηχανικοί ηλεκτρονικών ισχύος μπορεί να αντιμετωπίζουν συχνά ξαφνικά φαινόμενα υπό-αρμονικών ταλαντώσεων, μετατοπίσεων, ημιπεριοδικές περιοχές λειτουργίας, απροσδόκητες διευρύνσεις του φάσματος ισχύος, διακλαδώσεις και χάος. Ανεξάρτητα από τις συχνές τους εμφανίσεις, αυτά τα μη γραμμικά φαινόμενα και οι βαθύτερες αιτίες τους δεν είναι πάντα κατανοητά σε βάθος από τους ίδιους, και συνήθως δεν εξετάζονται αυτά τα φαινόμενα με λεπτομέρεια. Μια συνηθισμένη αντίδραση είναι να αποφύγουν αυτά τα φαινόμενα, ρυθμίζοντας τις τιμές των εξαρτημάτων και παραμέτρων συχνά μέσω κάποιας διαδικασίας δοκιμής και σφάλματος.

Το φράγμα που χωρίζει πολλές φορές τους μηχανικούς από τη μελέτη της μη γραμμικής συμπεριφοράς στα ηλεκτρονικά ισχύος είναι η διαδικασία της γραμμικοποίησης (*linearization*), η οποία κάνει την ανάλυση ευκολότερη μέσω γνωστών τεχνικών του πεδίου συχνοτήτων και μικρού σήματος. Πράγματι, εάν τα γραμμικοποιημένα μοντέλα μπορούν να χρησιμοποιηθούν με εμπορικά κερδοφόρο τρόπο, ώστε να μην επηρεάζεται όμως η ακεραιότητα του σχεδιασμού από την περιορισμένη εγκυρότητά τους, δεν φαίνεται να υπάρχει άμεση ανάγκη έρευνας αυτών των φαινομένων.

Ωστόσο, καθώς το επιστημονικό πεδίο των ηλεκτρονικών ισχύος ωριμάζει όλο και περισσότερο και, ενώ αυξάνεται ταυτόχρονα η απαίτηση για καλύτερη λειτουργικότητα, αξιοπιστία και επίδοση των συστημάτων αυτών, η εις βάθος ανάλυση της πολύπλοκης συμπεριφοράς και των μη γραμμικών φαινομένων όχι μόνο δικαιολογείται, αλλά ίσως να θεωρείται ακόμη και επιβεβλημένη. Από τη μια πλευρά η μελέτη των μη γραμμικών φαινομένων προσφέρει την ευκαιρία αιτιολόγησης αυτής της κοινής παρατηρούμενης συμπεριφοράς.

Κατά αυτόν τον τρόπο, η γνώση του πώς και του πότε απαντάται το χάος σε κάποιο σύστημα, θα βοηθήσει ασφαλώς να αποφευχθεί αυτή η κατάσταση, αν βέβαια αυτό εξυπηρετεί το σχεδιαστή μηχανικό. Διότι υπάρχουν πολλές ανεκμετάλλευτες μη γραμμικές περιοχές λειτουργίας, των οποίων η ύπαρξη αγνοούνταν πρωτίτερα. Οι μη γραμμικές αυτές περιοχές, μπορούν να χρησιμοποιηθούν επικερδώς για ωφέλιμες εφαρμογές, αρκεί οι λειτουργίες αυτές να κατανοηθούν ολοκληρωτικά. Για τους παραπάνω λόγους, η μελέτη των διακλαδώσεων και του χάους έχει προσελκύσει τελευταία τη μεγάλη προσοχή τόσο της κοινότητας των ηλεκτρονικών ισχύος, όσο και της κοινότητας των κυκλωματικών συστημάτων [99].

Στο ηλεκτρονικό κύκλωμα έναυσης των φωτεινών πηγών LED που περιλαμβάνει ένα μη γραμμικό μετατροπέα ισχύος, η δυναμική συμπεριφορά του δεν έχει ερευνηθεί στο επίπεδο της «χαρτογράφησης» της μη γραμμικότητας του, το οποίο αποτελεί και τον πυρήνα της διατριβής αυτής. Κατά επέκταση, οι σχεδιαστές μηχανικοί της βιομηχανίας αγνοούν συνήθως την ύπαρξη τέτοιων απρόβλεπτων φαινομένων στο κύκλωμα. Αναλαμβάνουν συνήθως να «γραμμικοποιήσουν» όλα τα στάδια του κυκλώματος, επιλέγοντας αυτόματα μία ευσταθή περιοχή λειτουργίας με τις αντίστοιχες τιμές εξαρτημάτων, μέσω εξειδικευμένου λογισμικού σχεδιασμού και προσομοίωσης. Ωστόσο, κατά τη διάρκεια της πραγματικής λειτουργίας του κυκλώματος και υπό συγκεκριμένες συνθήκες, τα μη γραμμικά φαινόμενα αποδείχτηκε πως επιδρούν αρνητικά στην προσδοκώμενη συμπεριφορά του συστήματος, με απρόβλεπτες συνέπειες για την ευστάθεια του συστήματος «κύκλωμα έναυσης-φωτεινή πηγή».

Η ανάγκη εξερεύνησης τέτοιων φαινομένων προκύπτει από την ήδη εκτενή διεθνή βιβλιογραφική αναφορά σε απλούστερα τροφοδοτικά ισχύος, όπου απεδείχθησαν μη γραμμικές δυναμικές διακλαδώσεις ταχέως και αργού τύπου κατά τους Wu Xiaojun [59] και Dai D. [19]. Ο προσδιορισμός των ασταθών περιοχών λειτουργίας των κυκλωμάτων έναυσης των φωτεινών πηγών, υπαγορεύει την αποφυγή ανεπιθύμητων επιδράσεων, καθώς και τις συνθήκες υπό τις οποίες αυτές εμφανίζονται. Οι ανεπιθύμητες μη γραμμικές επιδράσεις περιλαμβάνουν την εισαγωγή του συστήματος να λειτουργήσει σε απαγορευμένες περιοχές ρεύματος ή τάσης, καθώς προσθέτουν συνιστώσες χαμηλών συχνοτήτων, αλλά υψηλής έντασης, με αυξημένες ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές που μειώνουν σημαντικά την απόδοση του κυκλώματος. Σε ακραίες συνθήκες, μπορεί να χαθεί και ο έλεγχος του συστήματος με καταστροφικές αστοχίες για το κύκλωμα ισχύος [72]. Χωρίς μία συστηματική μεθοδολογία σχεδιασμού, η οποία να περιλαμβάνει και τις μη γραμμικές περιοχές λειτουργίας, τα κριτήρια των σχεδιαστών για την επιλογή των υλικών του κυκλώματος, βασίζονται κυρίως σε εμπειρικές πρακτικές γραμμικών μοντέλων, οι οποίες αδυνατούν να προβλέψουν τα φαινόμενα αυτά.

Οι ευσταθείς δυναμικές περιοχές του κυκλώματος αυξάνονται, δημιουργώντας νέες τεχνικές λειτουργίας. Αυτό θα σημάνει την έναρξη για τη βελτίωση του σχεδιασμού και τις επιλογές των εξαρτημάτων που απαρτίζουν το κύκλωμα.

Ως μελλοντική εξέλιξη του ερευνητικού έργου αυτής της διατριβής, προτείνεται η παρακάτω θεματολογία.

1. Ανάπτυξη και σχεδιασμός κυκλώματος οδήγησης LED με την τοπολογία δύο βαθμίδων σε μετατροπέα ορθής φοράς (*forward converter*) και μελέτη της μη γραμμικής του συμπεριφοράς για πιθανές ασταθείς περιοχές λειτουργίας.
2. Σχεδιασμός μη γραμμικού μοντέλου για την εύρεση της βέλτιστης συχνότητας μεταγωγής σε κύκλωμα τροφοδοτικού LED με μετατροπέα ώθησης Διόρθωσης του Συντελεστή Ισχύος (ΔΣΙ), ακολουθώντας τη μέθοδο της παρούσης διατριβής.
3. Τα αποτελέσματα χαοτικής συμπεριφοράς που παρατηρήθηκαν εντός των περιοχών των χαμηλών συχνοτήτων στις διόδους ταχείας απόκρισης στον μετατροπέα ώθησης τάσης, μπορούν να οδηγήσουν προς μια ξεχωριστή κατεύθυνση έρευνας για πειράματα υψηλών συχνοτήτων με τις ταχύτερες διόδους των πιο σύγχρονων μετατροπέων ώθησης τάσης.
4. Τα διακριτά φαινόμενα που παρατηρήθηκαν, όπως είναι οι εσωτερικές κρίσεις των ελκυστών, αλλά και οι διαφορές στις περιοδικότητες των τάσεων που εξετάστηκαν για συγκεκριμένες συχνότητες, μπορούν επίσης να αποτελέσουν το κίνητρο για πιο εκτεταμένους πειραματισμούς.

Τα πειραματικά αποτελέσματα που προέκυψαν από αυτήν την ερευνητική εργασία, μπορούν να οδηγήσουν τους μηχανικούς σε νέες τεχνικές σχεδιασμού, για να παραχθούν πιο ασφαλή και αξιόπιστα κυκλώματα έναυσης για τις φωτεινές πηγές LED. Οι μελλοντικοί στόχοι σχεδιασμού μπορούν να περιλαμβάνουν τοπολογίες με βελτιωμένα χαρακτηριστικά, που θα παρουσιάζουν πιο ευσταθή συμπεριφορά τόσο στη φωτεινή τους απόδοση, όσο και στην ενεργειακή τους κατανάλωση.

## ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Μπούντης Αναστάσιος, *Δυναμικά Συστήματα και Χάος*, Τόμος Α', Εκδόσεις Παπασωτηρίου, Αθήνα 1995.
- [2] Gleick James, *Χάος μια νέα επιστήμη*, Εκδόσεις Κάτοπτρο, 1990.
- [3] Nelkon & Parker, *Advanced Level Physics*, Heinmann Educational Publishers, 7th edition, 1998.
- [4] Σταυρακάκης Νίκος, *Συνήθειες Διαφορικές Εξισώσεις*, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 1997.
- [5] *Λεξικό τεχνολογίας & επιστημών*, Siemens, Εκδόσεις Σταφυλίδη, 2005.
- [6] Jordan, D.W., Smith P., *Nonlinear Ordinary Differential Equations*, Oxford University Press 4th edition, 2007.
- [7] Wood J., *Chaos: A Real Phenomenon in Power Electronics*, CH2719-3/89/0000-0115, IEEE 1989.
- [8] Kumar, *Deterministic Chaos*, Universities Press, 1996.
- [9] Tsirbas Elias, *Chaos in electronic circuits*, BEng Dissertation, University of Sussex, 2002.
- [10] Stewart Ian, *Does God Play Dice?, The New Mathematics of Chaos*, Penguin Books, 2nd edition, 1997.
- [11] John Wiley & Sons Inc., *Chaos Time Series Analysis*, J. Webster (ed.), Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, 1999.
- [12] Banerjee S., *Dynamics for Engineers*, John Wiley & Sons Ltd, 2005.

- [13] Σαπουντζάκης Ε., Καμπίτσης Α., Κορωναίου Α., *Μη Γραμμική Δυναμική Ανάλυση Κολωνοπασσάλων Βάθρων Γεφυρών*, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, ERC-2008-AdG 228254-DARE.
- [14] John Wiley & Sons Inc., *Chaotic Systems Control*, J. Webster (ed.), Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, 1999.
- [15] Banerjee S., Verghese G., *Nonlinear Phenomena in Power Electronics*, John Wiley & Sons Ltd, 2001.
- [16] Karadzinov Lupco V., Hamill David C., *Influence of Diode Reverse Recovery on the Operation and Design of High-Frequency Rectifiers*, IEEE, 0-7803-4343-3/98, 1998.
- [17] Orabi Mohamed, *Nonlinear Dynamics of Power-Factor-Correction Converter*, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 6, December 2003.
- [18] Colón E., Contreras U., Rodriguez F., O'Neill-Carrillo E., *Development of Tools for the Study of Chaotic Behavior in Power Electronics*, 0-7830-6561-5/00, 2000 IEEE.
- [19] Dai D., Li S., Ma X., Tse C., *Slow-Scale Instability of Single-Stage Power-Factor-Correction Power Supplies*, *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular Papers*, Vol.54, No.8, August 2007.
- [20] Chung-Chieh Fang, *Saddle-node bifurcation in the buck converter with constant current load*, *Nonlinear Dyn* (2012) 69:1739–1750.
- [21] Bernardo M., Tse C., *Chaos in Power Electronics: An Overview*, Facoltà di Ingegneria, Università del Sannio in Benevento, Italy & Department of Electronic and Information Engineering, The Hong Kong Polytechnic University.
- [22] Huang Y., Iu H., Tse C., *Boundaries between fast- and slow-scale bifurcations in parallel-connected buck converters*, *Int. J. Circ. Theor. Appl.* 2008; 36:681-695.

- [23] Hamill David C., Deane Jonathan H.B., *Instability, Subharmonics, and Chaos in Power Electronic Systems*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.5, No.3, July 1990.
- [24] Nagy I., Dranga O., *Bifurcation in a Dual Channel Resonant DC-DC Converter*, 0-7803-6606-9/00, 2000 IEEE.
- [25] Tse C., Chan W., *Experimental verification of bifurcations in current-programmed dc/dc converters: From quasi-periodicity to period-doubling*, European Conf. Circ. Theory & Design, Budapest, pp. 1274-1279, September 1997.
- [26] Hamill David C., *Learning about Chaotic Circuits with SPICE*, IEEE Transactions on Education, Vol.36, No.1, February 1993.
- [27] Strogatz Steven H., *Nonlinear Dynamics and Chaos*, Perseus books Publishing, Cambridge,MA, 1st edition, December 2000.
- [28] Thompson J.M.T., Stewart H.B., *Nonlinear Dynamics and Chaos*, John Wiley and Sons, Ltd., 2nd edition, 2002.
- [29] Wilson J., Hawkes J., *Οπτοηλεκτρονική: μια εισαγωγή*, 3η έκδοση, Πανεπιστημιακές Εκδόσεις Ε.Μ.Π., 2004.
- [30] Scherz Paul, *Practical Electronics for Inventors*, McGraw-Hill, 2nd edition, 2007.
- [31] Κιοσκερίδης Ιορδάνης, *Ηλεκτρονικά ισχύος*, Εκδόσεις Τζιόλα, 2008.
- [32] J. Webster (ed.), *Light-Emitting Diodes, Devices*, Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, 1999 John Wiley & Sons, Inc.
- [33] Sze S.M., *Physics of Semiconductor Devices*, Copyright, 1981 John Wiley & Sons, Inc.

- [34] Tzuen-Lih Chern, Tsung-Mou Huang, Wen-Yuen Wu, Whei-Min Lin, Guan-Shyong Hwang, *Design of LED Driver Circuits with Single-stage PFC in CCM and DCM*, 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 2011.
- [35] Elektor UK, *PLDM Power LED Driver module*, Issue.384, December 2008.
- [36] Osram Lighting-Program Catalogue, 2012-2013.
- [37] Gluskin E., Tsirbas E., Kateri I., Topalis F.V., *Use of logarithmic sensitivity in power system analysis: the example of lighting circuits (hot filament, LED and fluorescent lamp circuits)*, IET Science, Measurement and Technology, 2013, Vol. 7, Iss. 6, pp. 297–305.
- [38] Philips LUMILEDS, *LUXEON® K2 Power LEDs Assembly and Handling Information*, Philips Application Brief AB29 (3/07).
- [39] Κιτσινέλης Σπύρος, *Τεχνητές πηγές φωτός*, Εκδόσεις Ίων, 1η έκδοση, 2007.
- [40] Photometric Datasheet, Lumoluce, Holland-<http://www.lumotech.com>.
- [41] LEDs Magazine, Issue 21 May/June 2008.
- [42] ON Semiconductors, Semiconductor Components Industries, LLC, *AND9041/D - Designing High-Efficiency LED Driver Circuits Using the NCL30051*, February, 2014 – Rev. 2.
- [43] Elektor UK, *PFC Lamp Investigation*, Issue.398, February 2010.
- [44] ON Semiconductors, Semiconductor Components Industries, LLC, *MC34262/D, Power Factor Controllers*, September, 2011 – Rev. 13, MC 34262.
- [45] Kening Zhou, Jian Guo Zhang, Subbaraya Yuvarajan, and Da Feng Weng, *Quasi-Active Power Factor Correction Circuit for HB LED Driver*, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 23, No. 3, May 2008.



- [46] Yuequan Hu, Laszlo Huber, and Milan M. Jovanović, *Single-Stage Universal-Input ACDC LED Driver with current-controlled variable PFC boost inductor*, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 27, No. 3, March 2012.
- [47] Simpson Robert S., *Lighting Control - technology and applications*, Focal Press, 1st edition, 2003.
- [48] Mokhtar Ali, Orabi Mohamed, Mahrous E. Ahmed, Abdelali El Aroudi, *Design Considerations of a Single-Stage LED Lamp Driver*, Ministerio de Ciencia e Innovación, Grant DPI2010-16481 and the Egyptian ministry of Science, Egyptian science and technology development funds (STDF project No 3463).
- [49] Diodes Incorporated, *AL9910/ AL9910A/ AL9910-5*, Document number: DS35103 Rev. 8 - 2, December 2012.
- [50] Elektor UK, *Driver circuits for high-power LEDs*, Issue.5, May 2007.
- [51] ON Semiconductors, Design Note – *DN06064/D - 12 Watt “Mini” Boost Power Factor Corrector, Device: NCP1014*, September 2009, Rev. 1
- [52] ON Semiconductors, Semiconductor Components Industries, LLC, *DN06065/D - Universal OffLine LED String Driver with PFC*, January, 2013 – Rev. 2
- [53] ON Semiconductors, *Led Driver Topologies & Applications BRD8034/D*, Rev.9, February 2014.
- [54] TA Babu, Chennai, India; Edited by Martin Rowe and Fran Granville, *Power an LED driver using off-the-shelf components*, EDN Network (website), January 20, 2011.
- [55] Herbert H. C. Iu, Yufei Zhou and Chi K. Tse, *Fast-scale instability in a PFC boost converter under average current-mode control*, Int. J. Circ. Theor. Appl. 2003; 31:611–624.

- [56] M. Merhy, E. Chauveau, C. Morel, M. Machmoum, *Modeling and simulation of a peak current PFC converter in chaotic regime*, XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010, Rome.
- [57] Orabi Mohamed, Student Member, IEEE, and Tamotsu Ninomiya, Fellow, IEEE, *Nonlinear Dynamics of Power Factor Correction Converter*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 50, No.6, December 2003.
- [58] Grace Chu, Student Member, IEEE, Chi K. Tse, Fellow, IEEE, and Siu Chung Wong, Member, IEEE, *Line-Frequency Instability of PFC Power Supplies*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, No.2, February 2009.
- [59] Xiaoqun Wu, Chi K. Tse, Siu Chung Wong and Junan Lu, *Fast-Scale Bifurcation in single-stage PFC Power Supplies operating with DCM boost stage and CCM forward stage*, Int. J. Circ. Theor. Appl. 2006; 34:341–355.
- [60] Carroll T., Pecora L., *Nonlinear Dynamics in Circuits*, World Scientific Publishing, 1995, Ch.1.
- [61] Infineon - ICB1FL02G, *Smart Ballast Control IC for Fluorescent Lamp Ballasts*, Datasheet Version 1.2, February 2006.
- [62] Giaouris D., Banerjee S., Imrayed O., Mandal K., Zahawi B., and Pickert V., *Complex Interaction Between Tori and Onset of Three-Frequency Ultraharmonicity in a Current Mode Controlled Boost Converter*, IEEE Trans. Circuits Sys. I, Reg.Papers, vol. 59, no. 1, pp. 207-214, Jan. 2012.
- [63] Huang M., Ji H., Sun J., Wei L., and Zha X., *Bifurcation-Based Stability Analysis of Photovoltaic-Battery Hybrid Power System*, IEEE Journal of Emerging And Selected Topics In Power Electronics, pp. 1055-1067, vol. 5, no. 3, September 2017.
- [64] Texas Instruments Application Report, AN-1994-*Modeling and Design of Current Mode Control Boost Converters*, SNVA408B, pp. 1-10, April 2013.

- [65] Mandal K., Abusorrah A., Al-Hindawi M. M., Al-Turki Y., Giaouris D., Banerjee S., *Dynamical Analysis of Single-Inductor Dual Output DC-DC Converters*, IEEE International Symposium on Circuits Sys. (ISCAS), 2013, pp. 2755–2758.
- [66] Chua L. O., Madan R. N., *Sights and Sounds of Chaos*, IEEE Circuits Devices Mag., vol. 4, no. 1, pp. 3-13, Jan. 1988.
- [67] Manfredi P., Stievano I., and Canavero F., *Stochastic Analysis of Switching Power Converters via Deterministic SPICE Equivalents*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 9, pp. 4475- 4478, Sep. 2014.
- [68] Matsumoto T., *Chaos in Electronic Circuits*, IEEE Proc. vol.75, no.8, Aug. 1987, pp. 1033-1057.
- [69] Basak B. and Parui S., *Exploration Of Bifurcation And Chaos In Buck Converter Supplied From A Rectifier*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 6, pp. 1556-1564, Jun. 2010.
- [70] Tsirbas E.D., Topalis F. V., and Skoubris E. N., *Non-linear bifurcation method to determine the boost converter switching frequency*, IET Journals-IET Power Electronics (ISSN 1755-4535) vol. 13, Issue 11, 19 August 2020, pp. 2372 – 2379.
- [71] Moraes R.M. de and Anlage S.M., *Unified model and reverse-recovery nonlinearities of the driven diode resonator*, Phys.Rev.E.026 201, vol.68, pp. 1-10, 2003.
- [72] Wu H., Pickert V., Giaouris D., and Ji B., *Nonlinear Analysis And Control Of Interleaved Boost Converter Using Real-Time Cycle To Cycle Variable Slope Compensation*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 32, no. 9, pp. 7256-7270, Sep. 2017.
- [73] Fan J. and Chung H., *Bifurcation Phenomena and Stabilization with Compensation Ramp in Converter with Power Semiconductor Filter*, IEEE Trans. Power Electron, vol. 32, no. 12, pp. 9424 - 9434, Dec. 2017.
- [74] Hart D.W., *Power Electronics*, McGraw Hill, 2011, Ch.6, 7.

- [75] Singha A., Kapat S., Banerjee S. and Pal J., *Nonlinear Analysis Of Discretization Effects In A Digital Current Mode Controlled Boost Converter*, IEEE Journal On Emerging And Selected Topics In Circuits And Systems, vol. 5, no. 3, pp. 336-344, Sep. 2015.
- [76] Al-Hindawi M., Abusorrah A., Al-Turki Y., Giaouris D., Mandal K., Banerjee S., *Nonlinear Dynamics and Bifurcation Analysis of a Boost Converter for Battery Charging in Photovoltaic Applications*, International Journal of Bifurcation and Chaos, vol. 24, no. 11, pp. 1450142-1-12-2014.
- [77] Aroudi A., *New Approach For Accurate Prediction of Subharmonic Oscillation In Switching Regulators*, IEEE Trans. Power Electron, vol. 32, no. 7, pp. 5835- 5849, Jul. 2017.
- [78] Tse C.K., *Complex behavior of switching power converters*, CRC Press, 2004, Ch. 2, 5.
- [79] Hilborn R.C., *Chaos and Nonlinear Dynamics: an introduction for scientists and engineers*, Oxford University Press, 1996, Ch.1.
- [80] Banerjee T., Karmakar B., Sarkar B.C., *Single amplifier biquad based autonomous electronic oscillators for chaos generation*, Springer Netherlands, Nonlinear Dynamics, vol. 62, no. 4, pp. 859–866, Dec. 2010.
- [81] Moraes R. M. de, Anlage S. M., *Effects of UHF Stimulus and Negative Feedback on Nonlinear Circuits*, IEEE Trans. Circuits Sys. I, Reg.Papers, vol. 51, no. 4, pp. 748-754, Apr. 2004.
- [82] Linsay P. S., *Period Doubling and Chaotic Behavior in a Driven Anharmonic Oscillator*, Phys. Rev. Letters, vol. 47, no. 19, pp. 1349–1352, Nov. 1981.
- [83] Webster J., *Nonlinear Dynamic Phenomena in Circuits*, Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering. John Wiley & Sons Inc., p. 531, 1999.
- [84] Candaten M. and Rinaldi S., *Peak-to-Peak Dynamics: A Critical Survey*, International Journal of Bifurcation and Chaos, vol. 10, no. 8, pp. 1805-1819, 2000.
- [85] Skiadas Chr. & Cha. *Handbook of Applications of Chaos Theory*, CRC Press, 2016, Ch.14.

- [86] Tse C. K., Li M., *Design-oriented Bifurcation Analysis of Power Electronics Systems*, Int. J. Bifurcation Chaos vol. 21, no. 6, 1523-1537, 2011.
- [87] ON Semiconductors Application Note, *NCP5007 Compact Backlight LED Boost Driver*, Rev. 5: 1-21, 2014.
- [88] Tsirbas E.D., Topalis F. V., and Skoubris E. N., *Switching Frequency Bifurcations in an LED Boost Driver*, Chaos 2020, 13th Chaotic Modeling and Simulation International Conference, 9 - 22 June 2020, Florence Italy.
- [89] Tsirbas E.D., Skoubris E. N, and Topalis F. V., *Chaotic phenomena in LED drivers that impairs light emission*, LIGHTS International Conference (Hellenic Open University), Athens, Greece, 10 October 2020.
- [90] Winder Steve, *Power Supplies for LED Driving*, Newnes,Elsevier Ltd, 2017.
- [91] Yang F., Cao Y., Chen L., and Li Q., *Sequence of Routes to Chaos in a Lorenz-Type System*, Hindawi, *Discrete Dynamics in Nature and Society*, Volume 2020, Article ID 3162170.
- [92] Linear Technology, *LT1937ES5, Single Cell White LED Driver*, Schematic, dwg no.: demo DC484A, Rev A, 27th November, 2001.
- [93] TDK Automotive, Application Note, *Automotive LED Lighting*, Copyright(c) 2020 TDK Corporation.
- [94] Texas Instruments, *PMP10171 Rev B - Circuit.Sch Doc, LED Driver*, 15th May, 2015.
- [95] Ott E., Grebogi C., and Yorke J.A., *Controlling Chaos*, Physical Review Letters, vol.64, no.11, pp. 1196-1199, 1990.
- [96] Hamill David C., *Power electronics: a field rich in nonlinear dynamics*, Department of Electronic and Electrical Engineering, University of Surrey, Guildford GU2 5XH, United Kingdom.

[97] Hamill David C., Deane Jonathan H.B., *Improvement of power supply EMC by chaos*, Electronic Letters, Vol.32, p. 1045, June 1996.

[98] Banerjee S., *Is the Knowledge about Bifurcation and Chaos in Power Electronics Useful in Practice?*, 1-4244-0726-5/06, IEEE, 2006.

[99] Tse C., and Bernardo M., *Complex Behavior in Switching Power Converters*, Proceedings of the IEEE, Vol. 90, No.5, May 2002.

## ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

### Α.1 Επιστημονικές δημοσιεύσεις που υποστηρίζουν τη Διδακτορική Διατριβή

#### Δημοσιεύσεις σε διεθνή επιστημονικά περιοδικά

1. Elias D. Tsirbas, Frangiskos V. Topalis and Evangelos N. Skoubris,  
“Non-linear bifurcation method to determine the boost converter switching frequency”,  
IET Journals-IET Power Electronics (ISSN 1755-4535) Volume 13, Issue 11, 19 August  
2020, pp. 2372 – 2379.
2. Emanuel Gluskin, Elias Tsirbas, Ifigenia Kateri and Frangiskos V. Topalis,  
“Use of logarithmic sensitivity in power system analysis: the example of lighting circuits  
(hot filament, LED and fluorescent lamp circuits)”, IET Journals-IET Science,  
Measurement and Technology, Volume 7, Issue 6, November 2013, pp. 297 – 305.

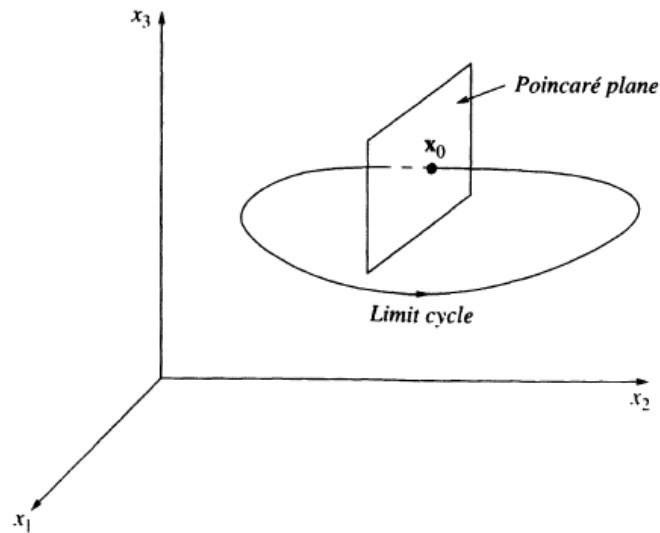
#### Συμμετοχή σε διεθνή συνέδρια με δημοσιεύσεις

3. Elias D. Tsirbas, Frangiskos V. Topalis and Evangelos N. Skoubris,  
“Switching Frequency Bifurcations in an LED Boost Driver”, Chaos 2020 – 13th Chaotic  
Modeling and Simulation International Conference, 9-22 June 2020, Florence, Italy.
4. Elias D. Tsirbas, Evangelos N. Skoubris and Frangiskos V. Topalis,  
“Chaotic phenomena in LED drivers that impairs light emission”, LIGHTS International  
Conference (Hellenic Open University), 10 October 2020, Athens, Greece.
5. Constantinos A. Bouroussis, Elias D. Tsirbas, Laurent Canale, Pascal Dupuis, Frangiskos  
V. Topalis, “Arbitrary light waveform generator for the validation of the light flicker  
measurement devices”, IECON 2020 – 46th Annual International Conference of the IEEE  
Industrial Electronics Society, 18-21 October 2020, Singapore.

## A.2 Συνοπτικό γλωσσάριο μη γραμμικής δυναμικής

### Απεικόνιση Poincaré (Poincaré Mapping)

Ένα επίπεδο τμήμα εγκάρσιο στη ροή του χώρου φάσεων ενός  $n$ -διάστατου συνεχούς δυναμικού συστήματος, το οποίο παράγει μία  $(n-1)$ -διάστατη απεικόνιση Poincaré, παίρνοντας ένα σημείο στην επιφάνεια του επιπέδου και που το αναπαριστά στην εικόνα του στη πρώτη του επιστροφή, ονομάζεται *τμήμα Poincaré*. Η απεικόνιση αυτή έχει τις ίδιες γενικές ιδιότητες ευστάθειας, όπως η ροή του συστήματος. Η απεικόνιση μιας τομής Poincaré σε έναν *οριακό κύκλο (limit cycle)* στο σχήμα A.1



Σχήμα A.1 Απεικόνιση τομής Poincaré σε έναν οριακό κύκλο [15].

### Αστάθεια (Instability)

Μία σταθερή κατάσταση ορίζεται ασταθής με την έννοια του *Liapunov* εάν οποιαδήποτε μονή παρακαείμενη κίνηση ξεφεύγει εκτός της άμεσης γειτονιάς του χώρου φάσεων που αυτή ανήκει. Ένα απόλυτο σύστημα με απώλειες ενδέχεται να έχει ασταθείς *σαγματικές* λύσεις σταθερής κατάστασης που ελκύουν προς κάποιες κατευθύνσεις, αλλά απωθούν προς άλλες. Ασταθείς *απωθητές* συγγενείς με μία πηγή υγρού, η οποία απωθεί όλες τις παρακαείμενες κινήσεις μπορεί μόνο να παρατηρηθεί σε μια περιοχή θετικής απόκλισης του χώρου φάσεων.

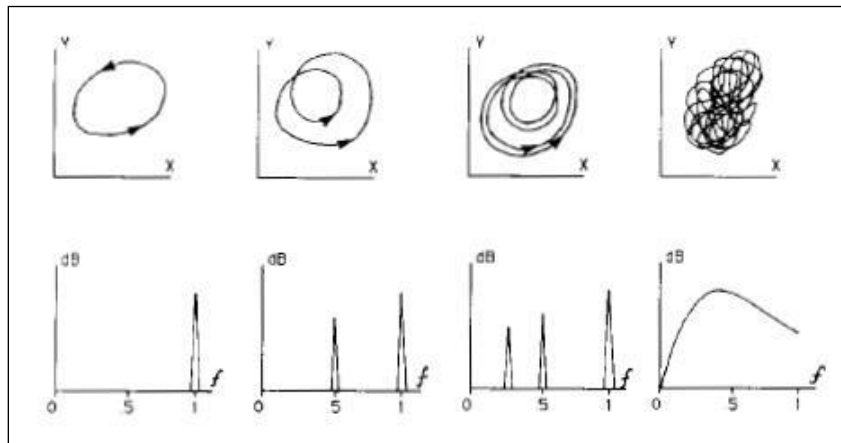


## Διαλειπτότητα (Intermittency)

Μία πολύπλοκη κίνηση σταθερής κατάστασης που συνεπάγεται ακανόνιστες αλλαγές μεταξύ περιοδικής και χαοτικής συμπεριφοράς. Η διαλειπτότητα μπορεί να λάβει χώρα όταν μία παράμετρος ελέγχου είναι κοντά σε ένα *τύλιγμα (fold)* ή σε μία *υπό-κρίσιμη διακλάδωση (subcritical bifurcation)*, και όταν επίσης οι εξωτερικές δομές μιας ασταθούς δευτερεύουσας τροχιάς είναι περιπλεγμένες.

## Διακλάδωση (Bifurcation)

Μία διακλάδωση αποτελεί μία ποιοτική αλλαγή στην τοπολογία του *πορτραίτου φάσεων* ενός ελκυστή-λεκάνης, που γίνεται αντιληπτή υπό την ημι-στατική μεταβολή μιας παραμέτρου ελέγχου  $\mu$ , διαμέσου μιας κρίσιμης τιμής  $\mu = \mu_c$ . Το πορτραίτο φάσεων στη τιμή  $\mu_c$  είναι δομικά ασταθές. Τοπικές διακλαδώσεις, περιορισμένες σε μια μικρή γειτονιά του χώρου φάσεων, συνεπάγονται τη δημιουργία, την καταστροφή και τη διάσπαση των ελκυστών.



Σχήμα Α.2 Διπλασιασμός περιόδου σε ηλεκτρονικά ισχύος [49]

## Διπλασιασμός περιόδου (Period Doubling)

Υπό την αργή μεταβολή μιας παραμέτρου ελέγχου, μία υπέρ-κρίσιμη διακλάδωση γεννά μια σταθερή ταλάντωση με περίοδο διπλάσια της αρχικής. Ένας καταγισμός τέτοιων διακλαδώσεων διπλασιασμού περιόδων αποτελεί και μια κοινή διαδρομή για το χάος.

## Ημι-περιοδικότητα (Quasi-Periodicity)

Εάν από το λόγο δύο περιοδικών χρόνων προκύπτει άρρητος αριθμός, τότε οι περιοδικοί χρόνοι είναι δυσανάλογοι και η μεικτή κίνησή τους θα είναι ημι-περιοδική.

## Χάος (Chaos)

Ένας αόριστος γενικός όρος για τις πολύπλοκες, φαινομενικά ακανόνιστες, κινήσεις των αιτιοκρατικών δυναμικών συστημάτων που τα χαρακτηρίζει η ευαίσθητη εξάρτηση στις αρχικές τους συνθήκες, καθώς και ένα ευρύ θορυβώδες φάσμα ισχύος.

## Χώρος φάσεων (Phase Space)

Η τροχιά ενός συνεχούς δυναμικού συστήματος χαράσσει την εξέλιξή του κατά τη διάρκεια του χρόνου σε ένα αφηρημένο χώρο φάσεων, του οποίου οι συντεταγμένες περιγράφουν τη δυναμική κατάσταση του συστήματος οποιαδήποτε συγκεκριμένη στιγμή.

Όλοι οι όροι που παρατέθηκαν στο παράρτημα αυτό βρίσκονται στο εικονογραφημένο γλωσσάριο των Thompson και Stewart [28]. Συνιστάται στον αναγνώστη να ανατρέξει στις σελίδες 369-401 της εν λόγω παραπομπής, για τις επεξηγήσεις όλων των όρων που εμφανίζονται με πλάγια γραφή.

## ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β

### Β.1 Υπολογισμοί εκθετών Lyapunov

Οι υπολογισμοί των εκθετών Lyapunov δείχνουν με αριθμητικό τρόπο την απόκλιση των τροχιών μίας μεταβλητής του συστήματος στο χώρο φάσεων. Κάθε τροχιά εξετάζεται με διαφορετικές αρχικές συνθήκες, και ο υπολογισμός παρακολουθεί την αριθμητική εξέλιξη της μεταβλητής στον χρόνο για κάθε μία διαφορετική αρχική συνθήκη. Στους παρακάτω πίνακες φαίνεται η συμπεριφορά των τροχιών για διαφορετικές συνθήκες των μεταβλητών τάσης σε συγκεκριμένες συχνότητες του τρανζίστορ μεταγωγής. Ο σκοπός είναι να παρατηρηθεί η απόκλιση των δύο τροχιών που βρίσκονται υπό εξέταση. Η διαδικασία συνεχίζει μέχρι η *τροχιά αναφοράς* (*fiducial trajectory*) να ακολουθείται έως το τέλος της *χρονοσειράς* (*time series*). Ο μεγαλύτερος εκθέτης Lyapunov υπολογίζεται από τη θεωρητική σχέση

$$\lambda_1 = \frac{1}{N\Delta t} \sum_{i=0}^{M-1} \ln \frac{L_i'}{L_i}$$

όπου Μ είναι ο αριθμός των βημάτων αντικατάστασης, Ν είναι ο αριθμός των συνολικών χρονικών βημάτων,  $L_i$  είναι η απόσταση μεταξύ τροχιών στο σημείο αναφοράς και η μεταβλητή  $L_i'$  αναφέρεται στην απόσταση μεταξύ τροχιών σε κάποιον μετέπειτα χρόνο t.

Οι παρακάτω πίνακες παραθέτουν ενδεικτικά αποτελέσματα από τον υπολογισμό των εκθετών Lyapunov. Οι επιλεγμένες αριθμητικές επαναλήψεις αφορούν συχνότητες στα 35 kHz (περίοδος-1 με αρμονικές), 328 kHz (χάος) και 340 kHz (περίοδος-1).

Τα πλήρη αριθμητικά δεδομένα της διατριβής, περιλαμβάνουν πολλαπλούς πίνακες, με πολλαπλές επαναλήψεις για διαφορετικές συχνότητες.

**35 kHz (περίοδος-1 με αρμονικές)**

**Πίνακας Β.1.1** Υπολογισμός εκθέτη Lyapunov ( $f_{sw}=35$  kHz), Επανάληψη#1 (Iteration#1)

Trajectories 35401-33705 time difference	Trajectories 35401-33705 cells difference		
<b>1.3570E-06</b>	<b>1696</b>		
Trajectory 35401 (time step)	L1 Inductor - Diode Voltage, $V_{L1D}$ (V)	Trajectory 35401 (time step)	Diode-L2 Inductor Voltage, $V_{DL2}$ (V)
-0.000371666	7.2	-0.000371666	50.4
-0.000342668	7.2	-0.000342668	16.8
-0.00031367	4.8	-0.00031367	40.8
-0.000284671	5.6	-0.000284671	16.8
-0.000255673	4.8	-0.000255673	40.8
-0.000226674	4.8	-0.000226674	20
-0.000197676	2.4	-0.000197676	36.8
-0.000168678	4	-0.000168678	20.8
-0.000139679	4.8	-0.000139679	35.2
-0.000110681	2.4	-0.000110681	23.2
-0.0000816824	2.4	-0.0000816824	33.6
-0.000052684	3.2	-0.000052684	27.2
-0.0000236856	2.4	-0.0000236856	30.4
0.00000531282	3.2	0.00000531282	28.8
0.0000343112	2.4	0.0000343112	23.2
0.0000633096	2.4	0.0000633096	32
0.000092308	0.8	0.000092308	24.8
0.000121306	3.2	0.000121306	36
0.000150305	2.4	0.000150305	24
0.000179303	2.4	0.000179303	33.6
0.000208302	4	0.000208302	24
0.0002373	0	0.0002373	32
0.000266298	2.4	0.000266298	25.6
0.000295297	3.2	0.000295297	34.4
0.000324295	2.4	0.000324295	25.6
0.000353294	3.2	0.000353294	31.2
0.000382292	2.4	0.000382292	29.6
<b>Average value of Lyapunov exponents</b>		<b>-0.28266</b>	<b>0.381717090547363</b>

**Πίνακας Β.1.2** Υπολογισμός εκθέτη Lyapunov ( $f_{sw}=35$  kHz), Επανάληψη#2 (Iteration#2)

<b>TRAJECTORY 35390 (time step)</b>	<b>L1 Inductor - Diode Voltage, <math>V_{L1D}</math> (V)</b>	<b>Trajectory (time step)</b>	<b>Diode-L2 Inductor Voltage, <math>V_{DL2}</math> (V)</b>
-0.000371675	8	-0.000371675	49.6
-0.000342677	7.2	-0.000342677	16
-0.000313678	6.4	-0.000313678	41.6
-0.00028468	5.6	-0.00028468	16.8
-0.000255682	4.8	-0.000255682	40.8
-0.000226683	5.6	-0.000226683	21.6
-0.000197685	1.6	-0.000197685	40.8
-0.000168686	4	-0.000168686	20
-0.000139688	4	-0.000139688	37.6
-0.00011069	2.4	-0.00011069	24
-0.0000816912	2.4	-0.0000816912	34.4
-0.0000526928	4	-0.0000526928	27.2
-0.0000236944	4.8	-0.0000236944	31.2
0.00000530402	2.4	0.00000530402	30.4
0.0000343024	2.4	0.0000343024	26.4
0.0000633008	1.6	0.0000633008	29.6
0.0000922992	1.6	0.0000922992	26.4
0.000121298	2.4	0.000121298	32.8
0.000150296	2.4	0.000150296	24.8
0.000179294	2.4	0.000179294	36.8
0.000208293	1.6	0.000208293	24.8
0.000237291	3.2	0.000237291	34.4
0.00026629	2.4	0.00026629	24.8
0.000295288	1.6	0.000295288	32.8
0.000324286	1.6	0.000324286	25.6
0.000353285	2.4	0.000353285	31.2
0.000382283	1.6	0.000382283	28
<b>Maximum Negative value of Lyapunov exponents</b>		<b>-0.606135804</b>	

**328 kHz (χάος)**

**Πίνακας Β.1.3** Υπολογισμός εκθέτη Lyapunov ( $f_{sw}=328$  kHz), Επανάληψη#1 (Iteration#1)

<b>IC 1 (f328k_ICS2_1P_ PEAK_1_S1_S9)</b>			
<b>Trajectory (time step)</b>	<b>L1 Inductor - Diode Voltage, V<sub>L1D</sub> (V)</b>	<b>Trajectory (time step)</b>	<b>Diode-L2 Inductor Voltage, V<sub>DL2</sub> (V)</b>
2.98E-06	10	2.98E-06	-0.8
6.03E-06	19.2	6.03E-06	49.8
9.08E-06	11.2	9.08E-06	0.2
1.21E-05	18	1.21E-05	45
1.52E-05	10.8	1.52E-05	-0.6
1.82E-05	18.4	1.82E-05	49.8
2.13E-05	10.4	2.13E-05	-1
2.43E-05	18	2.43E-05	49.8
2.74E-05	8.8	2.74E-05	0.4
3.04E-05	18	3.04E-05	44.8
3.35E-05	10	3.35E-05	0
3.65E-05	18.8	3.65E-05	49.8
3.96E-05	10.4	3.96E-05	-0.4
4.26E-05	19.2	4.26E-05	49.8
4.57E-05	9.6	4.57E-05	0.8
4.87E-05	18.8	4.87E-05	45
5.18E-05	8.8	5.18E-05	-0.2
5.48E-05	20.4	5.48E-05	41
5.79E-05	10	5.79E-05	1.4
6.09E-05	19.6	6.09E-05	36.8
6.40E-05	9.2	6.40E-05	1
6.70E-05	18.8	6.70E-05	39.4
7.01E-05	8.8	7.01E-05	0.6
7.31E-05	19.6	7.31E-05	41.8
7.62E-05	10	7.62E-05	1.6
7.92E-05	20	7.92E-05	36.8
8.23E-05	10	8.23E-05	0.8
8.53E-05	19.6	8.53E-05	30.2
8.84E-05	8.8	8.84E-05	3.4
9.14E-05	20.8	9.14E-05	28.6
9.45E-05	8.8	9.45E-05	3.2
<b>Average value of Lyapunov exponents</b>		<b>0.381717091</b>	

**Πίνακας Β.1.4** Υπολογισμός εκθέτη Lyapunov ( $f_{sw}=328$  kHz), Επανάληψη#2 (Iteration#2)

<b>IC 2 (f328k_IC2_1P_ PEAK_1_S2_S9)</b>			
<b>Trajectory (time step)</b>	<b>L1 Inductor - Diode Voltage, V<sub>L1D</sub> (V)</b>	<b>Trajectory 35401 (time step)</b>	<b>Diode-L2 Inductor Voltage, V<sub>DL2</sub> (V)</b>
3.13E-06	10.4	3.13E-06	-0.6
6.18E-06	18	6.18E-06	47.4
9.23E-06	9.2	9.23E-06	0.4
1.23E-05	19.6	1.23E-05	49.8
1.53E-05	10	1.53E-05	-1
1.84E-05	19.2	1.84E-05	49.8
2.14E-05	10	2.14E-05	-0.2
2.45E-05	18.8	2.45E-05	46.4
2.75E-05	10.8	2.75E-05	0.8
3.06E-05	18.8	3.06E-05	49.8
3.36E-05	10	3.36E-05	0
3.67E-05	19.6	3.67E-05	49.8
3.97E-05	9.6	3.97E-05	0
4.28E-05	19.2	4.28E-05	47
4.58E-05	10.4	4.58E-05	1.4
4.89E-05	19.6	4.89E-05	49.8
5.19E-05	9.2	5.19E-05	-0.2
5.50E-05	19.6	5.50E-05	39.2
5.80E-05	10	5.80E-05	2.4
6.11E-05	19.2	6.11E-05	41
6.41E-05	9.6	6.41E-05	0.8
6.72E-05	20	6.72E-05	45
7.02E-05	10.8	7.02E-05	0.6
7.33E-05	21.6	7.33E-05	40
7.63E-05	8.8	7.63E-05	1.6
7.94E-05	20.4	7.94E-05	41.4
8.24E-05	10	8.24E-05	1.6
8.55E-05	20.8	8.55E-05	32.2
8.85E-05	8.8	8.85E-05	4
9.16E-05	20.8	9.16E-05	32.2
9.46E-05	8.400001	9.46E-05	3.4
9.77E-05	21.6	9.77E-05	33.8
0.0001007	9.6	0.0001007	2.4
0.00010375	20.8	0.00010375	26.8
0.0001068	10	0.0001068	5.4
0.00010985	21.2	0.00010985	25.8
0.0001129	8	0.0001129	4.6

0.00011595	21.2	0.00011595	27.8
0.000119	8.8	0.000119	3.8
0.00012205	21.2	0.00012205	20.6
0.0001251	8.400001	0.0001251	7.6
0.00012814	22.4	0.00012814	20.2
0.00013119	8.400001	0.00013119	8
0.00013424	23.2	0.00013424	20.6
0.00013729	8.400001	0.00013729	6.8
0.00014034	22.4	0.00014034	23.6
0.00014339	8	0.00014339	6.6
0.00014644	22.8	0.00014644	15.6
0.00014949	7.2	0.00014949	11
0.00015254	22.4	0.00015254	15.4
0.00015559	8	0.00015559	11
0.00015864	22.8	0.00015864	15.2
0.00016169	7.6	0.00016169	11.2
0.00016473	22	0.00016473	15.4
0.00016778	6.8	0.00016778	22.2
0.00017083	24	0.00017083	12
0.00017388	6.4	0.00017388	12
0.00017693	23.6	0.00017693	14.8
0.00017998	7.6	0.00017998	15
0.00018303	24.4	0.00018303	13
0.00018608	6.4	0.00018608	12.6
0.00018913	25.2	0.00018913	13.4
0.00019218	8	0.00019218	13.6
0.00019523	25.6	0.00019523	23.4
0.00019828	6	0.00019828	12.8
0.00020133	26	0.00020133	13.6
<b>Maximum value of Lyapunov exponents</b>		<b>0.6306268</b>	



### 340 kHz (περίοδος-1)

Πίνακας Β.1.5 Υπολογισμός εκθέτη Lyapunov ( $f_{sw}=340$  kHz), Επανάληψη#1 (Iteration#1)

IC 1 (f340k_ICS2_1P_ PEAK_1_S1_S6)			
Trajectory (time step)	L1 Inductor - Diode Voltage, V <sub>L1D</sub> (V)	Trajectory (time step)	Diode-L2 Inductor Voltage, V <sub>DL2</sub> (V)
2.44E-06	15.44	2.44E-06	15.4
5.37E-06	15.84	5.37E-06	15.4
8.31E-06	15.6	8.31E-06	15.2
1.12E-05	16.08	1.12E-05	15.4
1.42E-05	15.6	1.42E-05	15.6
1.71E-05	15.92	1.71E-05	15.2
2.00E-05	15.68	2.00E-05	15
2.30E-05	16	2.30E-05	15.4
2.59E-05	15.76	2.59E-05	15.4
2.88E-05	15.68	2.88E-05	15.4
3.18E-05	15.52	3.18E-05	14.8
3.47E-05	15.92	3.47E-05	15.4
3.76E-05	15.76	3.76E-05	14.8
4.06E-05	15.84	4.06E-05	15.4
4.35E-05	15.76	4.35E-05	15.4
4.64E-05	15.68	4.64E-05	15.4
4.94E-05	15.68	4.94E-05	15.4
5.23E-05	15.6	5.23E-05	15.6
5.53E-05	15.84	5.53E-05	14.6
5.82E-05	15.92	5.82E-05	15.6
6.11E-05	15.92	6.11E-05	15.4
6.41E-05	15.6	6.41E-05	15.6
6.70E-05	15.84	6.70E-05	15.4
6.99E-05	15.52	6.99E-05	15.6
7.29E-05	15.92	7.29E-05	15.4
7.58E-05	15.76	7.58E-05	15.4
7.87E-05	16	7.87E-05	14.8
8.17E-05	15.52	8.17E-05	15.6
8.46E-05	15.76	8.46E-05	15
8.75E-05	15.6	8.75E-05	15.6
9.05E-05	15.76	9.05E-05	14.8
9.34E-05	15.28	9.34E-05	15.8
9.63E-05	15.76	9.63E-05	15
9.93E-05	15.52	9.93E-05	15.8

0.000102	15.76	0.000102	14.6
0.000105	15.52	0.000105	15.6
0.000108	15.92	0.000108	15.4
0.000111	15.6	0.000111	15.4
0.000114	15.68	0.000114	15.4
0.000117	15.6	0.000117	15.4
0.00012	15.84	0.00012	15.4
0.000123	15.68	0.000123	15.6
0.000126	15.84	0.000126	14.8
0.000129	15.6	0.000129	15.4
0.000132	15.6	0.000132	14.8
0.000134	15.52	0.000134	15.4
0.000137	15.76	0.000137	15.2
0.00014	15.28	0.00014	15.4
0.000143	16	0.000143	14.6
0.000146	15.6	0.000146	15.4
0.000149	15.84	0.000149	15.4
0.000152	15.52	0.000152	15.4
0.000155	15.92	0.000155	15.6
0.000158	15.44	0.000158	15.6
0.000161	15.84	0.000161	15
0.000164	15.6	0.000164	15.6
0.000167	15.76	0.000167	14.8
0.00017	15.44	0.00017	15.6
0.000173	16	0.000173	15.2
0.000176	15.44	0.000176	15
0.000178	15.92	0.000178	15.6
0.000181	15.36	0.000181	15.6
0.000184	15.68	0.000184	15.4
0.000187	15.6	0.000187	15.2
0.00019	15.68	0.00019	15.2
0.000193	15.44	0.000193	15.8
0.000196	15.76	0.000196	15
0.000199	15.44	0.000199	15.2
<b>Average value of Lyapunov exponents</b>		<b>-0.56818</b>	

**Πίνακας Β.1.6** Υπολογισμός εκθέτη Lyapunov ( $f_{sw}=340$  kHz), Επανάληψη#2 (Iteration#2)

<b>IC 1 (f340k_IC52_1P_ PEAK_1_S1_S6)</b>			
<b>Trajectory (time step)</b>	<b>L1 Inductor - Diode Voltage, V<sub>L1D</sub> (V)</b>	<b>Trajectory (time step)</b>	<b>Diode-L2 Inductor Voltage, V<sub>DL2</sub> (V)</b>
2.48E-06	15.84	2.48E-06	15.4
5.41E-06	16.24	5.41E-06	15.6
8.35E-06	15.92	8.35E-06	15.2
1.13E-05	15.92	1.13E-05	15.4
1.42E-05	15.76	1.42E-05	15.2
1.71E-05	15.92	1.71E-05	15.6
2.01E-05	15.84	2.01E-05	15.4
2.30E-05	16	2.30E-05	15.8
2.60E-05	15.92	2.60E-05	15.4
2.89E-05	15.92	2.89E-05	15.8
3.18E-05	15.52	3.18E-05	15.6
3.48E-05	15.92	3.48E-05	15.8
3.77E-05	15.92	3.77E-05	15
4.06E-05	15.84	4.06E-05	15.4
4.36E-05	15.84	4.36E-05	15.4
4.65E-05	16	4.65E-05	15.8
4.94E-05	16	4.94E-05	15.2
5.24E-05	15.76	5.24E-05	15.4
5.53E-05	16	5.53E-05	15.4
5.82E-05	15.76	5.82E-05	15.4
6.12E-05	15.84	6.12E-05	14.6
6.41E-05	16.16	6.41E-05	15.6
6.70E-05	15.92	6.70E-05	15
7.00E-05	15.92	7.00E-05	15.6
7.29E-05	16	7.29E-05	15.4
7.58E-05	15.76	7.58E-05	15.6
7.88E-05	15.84	7.88E-05	14.8
8.17E-05	15.76	8.17E-05	15.8
8.46E-05	16	8.46E-05	15.4
8.76E-05	15.92	8.76E-05	15.4
9.05E-05	16.08	9.05E-05	15.2
9.34E-05	15.76	9.34E-05	15.8
9.64E-05	16.16	9.64E-05	15.4
9.93E-05	15.76	9.93E-05	15.4
0.000102	16.24	0.000102	14.8
0.000105	15.6	0.000105	15.6

0.000108	15.76	0.000108	15
0.000111	15.6	0.000111	15.6
0.000114	16	0.000114	15
0.000117	16	0.000117	15.4
0.00012	16.08	0.00012	15.6
0.000123	15.6	0.000123	15.6
0.000126	16	0.000126	15.2
0.000129	15.68	0.000129	15.6
0.000132	16	0.000132	15.6
0.000135	15.84	0.000135	15.6
0.000137	16	0.000137	15.4
0.00014	15.44	0.00014	15.4
0.000143	15.92	0.000143	15.8
0.000146	15.6	0.000146	15.4
0.000149	16	0.000149	14.8
0.000152	15.92	0.000152	15.6
0.000155	15.92	0.000155	15.2
0.000158	16	0.000158	15.4
0.000161	16	0.000161	15.8
0.000164	15.6	0.000164	15.6
0.000167	16	0.000167	15.2
0.00017	15.68	0.00017	15.2
0.000173	15.92	0.000173	15.2
0.000176	15.76	0.000176	15.8
0.000179	16	0.000179	15
0.000181	15.68	0.000181	15.6
0.000184	15.92	0.000184	15.8
0.000187	15.6	0.000187	15.2
0.00019	16	0.00019	15.6
0.000193	15.6	0.000193	15.4
0.000196	16.16	0.000196	15.4
0.000199	15.6	0.000199	15.4
<b>Maximum value of Lyapunov exponents</b>		<b>-0.69315</b>	

## B.2 Αριθμητική ανάλυση μεταβλητών τάσης $V_{L1D}$ - $V_{DL2}$

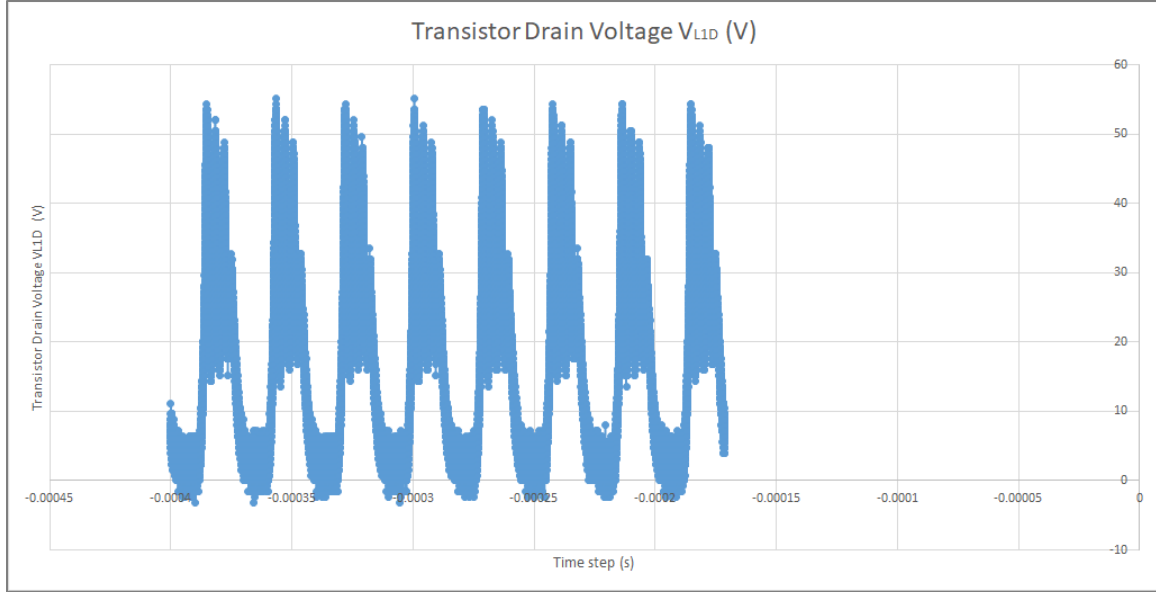
Τα παρακάτω αποτελέσματα περιλαμβάνουν ενδεικτικές τιμές της αριθμητικής ανάλυσης που έγινε στα πλαίσια των εργαστηριακών πειραμάτων της διατριβής. Οι τάσεις που εξετάζονται αφορούν την τάση εκροής του τρανζίστορ,  $V_{L1D}$ , όπως και της τάσης μεταξύ της διόδου και του δεύτερου πηνίου,  $V_{DL2}$ . Τα πειράματα εκτελέστηκαν για διαφορετικές συχνότητες μεταγωγής, όπως δείχνουν και τα παρακάτω σχήματα.

### 35 kHz (περίοδος-1 με αρμονικές)

Πίνακας B.2.1 Δείγματα χρονικής κυματομορφής τάσης  $V_{L1D}$ ,  $V_{DL2}$  ( $f_{sw}=35$  kHz)

Time (s)	L1 Inductor - Diode Voltage, $V_{L1D}$ (V)	Diode-L2 Inductor Voltage, $V_{DL2}$ (V)
-0.000399	6.4	24.8
-0.000399	6.4	27.2
-0.000399	7.2	25.6
-0.000399	7.2	27.2
-0.000399	8	28
-0.000399	8	24.8
-0.000329	11.2	33.6
-0.000329	14.4	31.2
-0.000329	14.4	31.2
-0.000329	16	32
-0.000329	13.6	31.2
-0.00037603	20	44.8
-0.00037603	21.6	44
-0.000376029	20	42.4
-0.000376028	20.8	44
-0.000353102	49.6	16
-0.000353101	46.4	16
-0.0003531	48.8	14.4
-0.000353099	48	16
-0.000353098	49.6	16
-0.000352031	26.4	22.4
-0.00035203	27.2	21.6
-0.00035203	24.8	23.2
-0.000351446	18.4	37.6
-0.000351445	20.8	39.2
-0.000351444	19.2	39.2
-0.000342183	5.6	41.6
-0.000342182	7.2	43.2

-0.000342182	6.4	41.6
-0.000342181	4.8	42.4
-0.00034218	2.4	40.8
-0.000342179	4.8	43.2



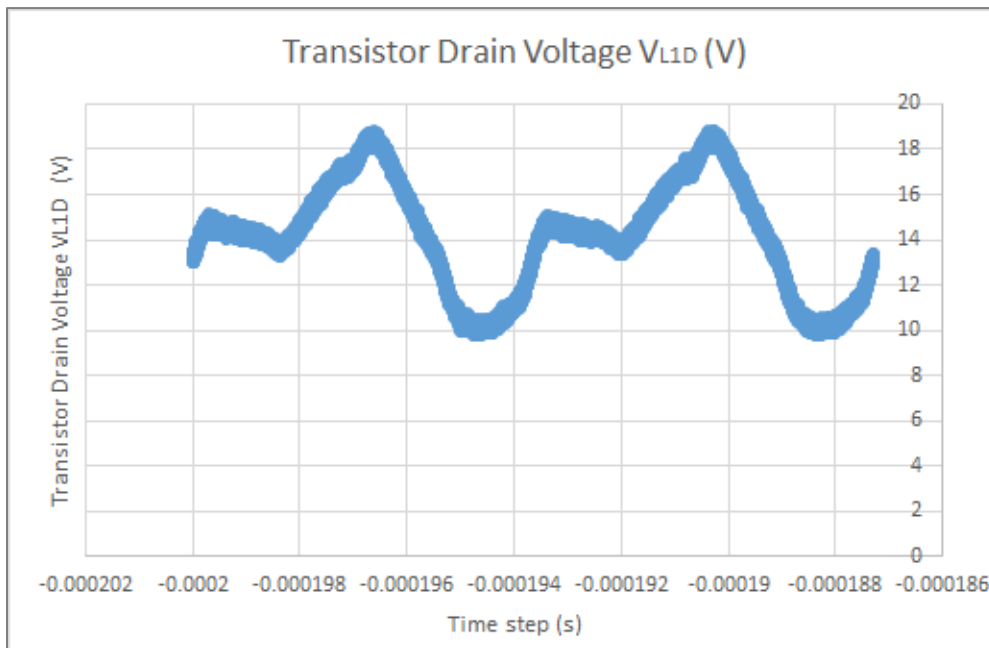
Σχήμα Β.2.1 Γράφημα αριθμητικής ανάλυσης τάσης εκροής τρανζίστορ  $V_{LID}$  ( $f_{sw}=35$  kHz).

### 315 kHz (περίοδος-2)

Πίνακας Β.2.2 Δείγματα χρονικής κυματομορφής τάσης  $V_{LID}$ ,  $V_{DL2}$  ( $f_{sw}=315$  kHz)

Time (s)	L1 Inductor - Diode Voltage, $V_{LID}$ (V)	Diode-L2 Inductor Voltage, $V_{DL2}$ (V)
-0.000199993	13.12	13.8
-0.000199993	13.2	14
-0.000199992	13.12	13.4
-0.000199992	13.04	13.8
-0.000199992	13.12	14
-0.000199991	13.04	14.2
-0.000199991	13.28	13.6
-0.00019999	13.12	13.6
-0.00019999	13.36	13.8
-0.00019999	13.28	14.2
-0.000199989	13.28	13.8

-0.000164671	17.92	16.2
-0.00016467	17.76	16.6
-0.00016467	18	16.6
-0.00016467	18	16.4
-0.000164669	17.92	16.6
-0.000164669	17.92	16.6
-0.000151514	15.84	14.6
-0.000151513	15.84	14.6
-0.000151513	15.92	14.8
-0.000182886	14	12.8
-0.000182886	13.84	12.6
-0.000182886	13.92	12.6
-0.000175686	10.16	10.4
-0.000175686	9.92	10.2
-0.000174678	12.56	13.4
-0.000174677	12.8	13.2
-0.000174304	14.8	13.8
-0.000174304	14.8	14.2



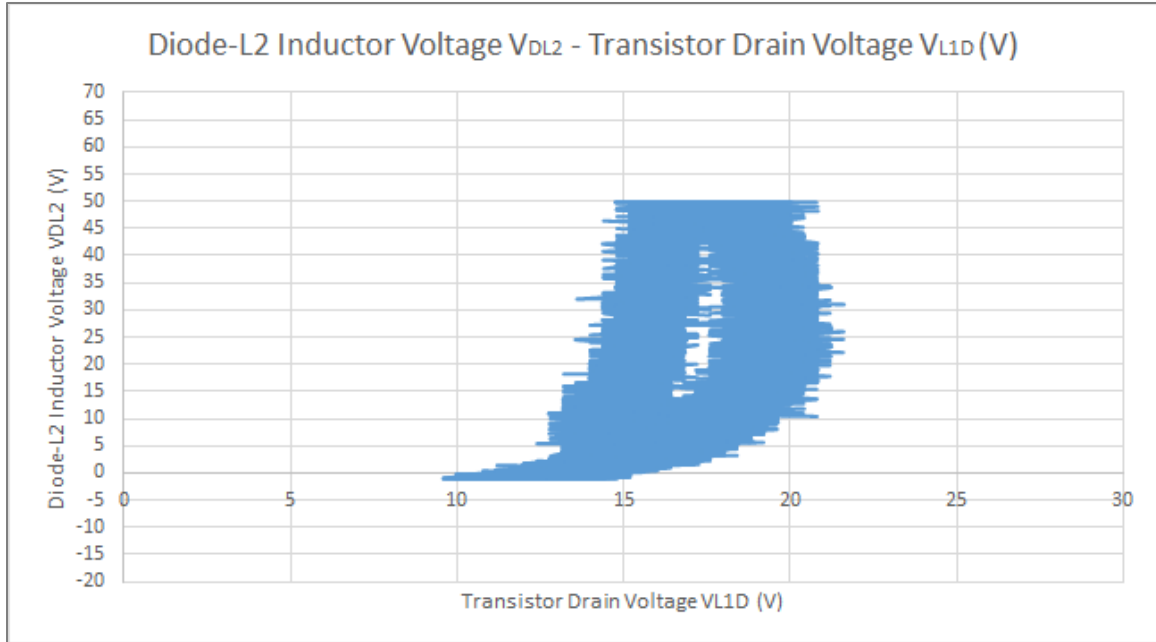
**Σχήμα Β.2.2** Γράφημα αριθμητικής ανάλυσης τάσης εκροής τρανζίστορ  $V_{L1D}$  ( $f_{sw}=315$  kHz).

**328 kHz (χάος)**

**Πίνακας Β.2.3** Δείγματα X-Y plot τάσεων  $V_{L1D}$ ,  $V_{DL2}$  ( $f_{sw}=328$  kHz)

<b>L1 Inductor - Diode Voltage, <math>V_{L1D}</math> (V)</b>	<b>Diode-L2 Inductor Voltage, <math>V_{DL2}</math> (V)</b>
13.1999998	0
13.1999998	2.00E-01
15.6000004	4.5999999
14.8000002	4.80000019
15.1999998	4.4000001
15.1999998	4.4000001
16.3999996	5.4000001
17.2000008	5.20000029
17.2000008	5.20000029
10.8000002	-1
10.4000006	-8.00E-01
10.4000006	-1
17.6000004	43.40000153
18	43.60000229
18.8000011	43.20000076
19.6000004	12.8000002
20	13
9.600000381	2.4000001
9.600000381	2.2
23.20000076	30.20000076
23.20000076	30
22.80000114	29.60000038
17.6000004	12.1999998
16.3999996	12.6000004
21.60000038	15.1999998
22.80000114	15.1999998
22.80000114	15





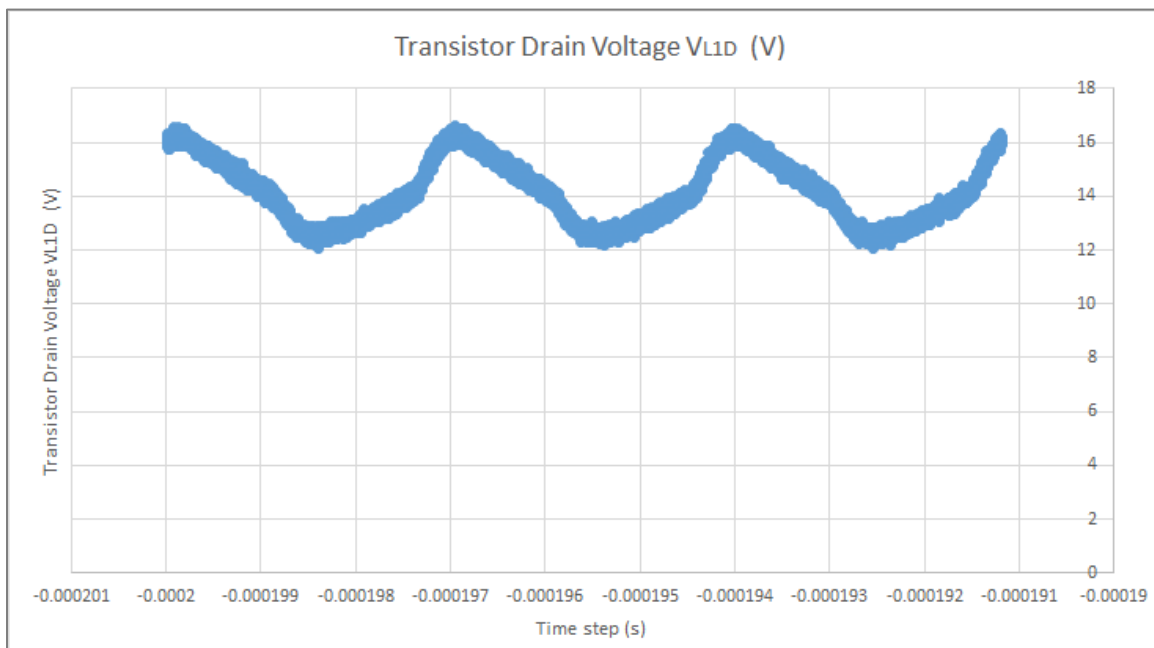
**Σχήμα Β.2.3** Γράφημα αριθμητικής ανάλυσης τάσης διόδου-πηνίου L2 ( $V_{DL2}$ ) - τάσης εκροής τρανζίστορ ( $V_{L1D}$ ) ( $f_{sw}=328$  kHz).

### 340 kHz (περίοδος-1)

**Πίνακας Β.2.4** Δείγματα χρονικής κυματομορφής τάσης  $V_{L1D}$  ( $f_{sw}=340$  kHz)

Time (s)	L1 Inductor - Diode Voltage, $V_{L1D}$ (V)	Diode-L2 Inductor Voltage, $V_{DL2}$ (V)
-0.000199992	16	15.4
-0.000199992	15.92	15.6
-0.000199992	16	15.6
-0.000199991	16	15.8
-0.000199991	15.92	15.6
-0.000182013	15.92	15.4
-0.000182012	15.68	15
-0.000182012	15.44	15.2
-0.000182012	15.68	15.4
-0.00016001	12.8	12.2
-0.00016001	12.72	12
-0.00016001	12.48	12.2
-0.000160009	12.32	12.2
-0.000140238	13.92	13.6
-0.000140238	14.32	13
-0.000140238	14.24	13.2
-0.000140237	14	13

-0.00013843	15.92	15.4
-0.00013843	16.16	15.6
-0.00013843	16	15.6
-0.000138429	16.16	15.4
-0.000138429	15.84	15.4
-0.000138428	15.92	15.4
-0.000138428	16.08	15.4
-0.000138428	16.08	15.8
-0.000138427	15.84	15.4
-0.000138427	15.84	15.4



**Σχήμα Β.2.4** Γράφημα αριθμητικής ανάλυσης τάσης εκροής τρανζίστορ  $V_{L1D}$  ( $f_{sw}=340$  kHz).