



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών
και Μηχανικών Υπολογιστών
Τομέας Ηλεκτρικής Ισχύος

**Διατάξεις για δοκιμές χαρακτηρισμού ημιαγωγικών
διακοπών και θερμοδομετρικές μετρήσεις**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΑΝΤΩΝΙΟΣ Ε. ΜΑΥΡΟΜΑΤΑΚΗΣ

Επιβλέπων: Αντώνιος Αντωνόπουλος
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2024



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών
και Μηχανικών Υπολογιστών
Τομέας Ηλεκτρικής Ισχύος

Διατάξεις για δοκιμές χαρακτηρισμού ημιαγωγικών διακοπών και θερμιδομετρικές μετρήσεις

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΑΝΤΩΝΙΟΣ Ε. ΜΑΥΡΟΜΑΤΑΚΗΣ

Επιβλέπων: Αντώνιος Αντωνόπουλος
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 26^η Σεπτεμβρίου 2024.

.....
Αντώνιος Αντωνόπουλος
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Σταύρος Παπαθανασίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2024

.....
Αντώνιος Ε. Μαυροματάκης

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

Copyright © Αντώνιος Ε. Μαυροματάκης, 2024

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 Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Περίληψη

Οι μετατροπείς ισχύος αποτελούν βασικό στοιχείο των ηλεκτρονικών συστημάτων. Κοινό στοιχείο αυτών είναι η ημιγέφυρα, η οποία απαρτίζεται από δύο ημιαγωγίμους διακόπτες συνδεδεμένους εν σειρά. Η εξέλιξη της τεχνολογίας ωθεί τους σχεδιαστές στην βελτιστοποίηση των μετατροπέων, μέσω της εξέλιξης των κυκλωμάτων οδήγησης και των χρησιμοποιούμενων ημιαγωγών. Τα τελευταία χρόνια, υποσχόμενη τεχνολογία φαίνεται να είναι οι διακόπτες εκτεταμένου ενεργειακού διακένου (Wide Bandgap Semiconductors). Οι επικρατέστερες συσκευές είναι τα MOSFET πυριτίου του καρβιδίου (SiC) και τα FET αζωτούχου γαλλίου GaN, οι οποίες εμφανίζουν σημαντικά καλύτερες ιδιότητες από τους προκατόχους τους Si MOSFET και IGBT. Ένα από τα προτερήματά τους, είναι οι μειωμένες απώλειες λειτουργίας σε αυξημένες διακοπτικές συχνότητες και η αυξημένη αντοχή φορτίου. Για την εκτίμηση της βελτιστοποίησης που παρέχουν οι νέες τεχνολογίες στους μετατροπείς, οι ερευνητές αξιολογούν συνήθως την συμπεριφορά μιας ημιγέφυρας. Αυτό μπορεί να συμβεί με διάφορες μεθόδους. Στην συγκεκριμένη εργασία, αντικείμενο μελέτης είναι η σχεδίαση και υλοποίηση μιας θερμοδομετρικής διάταξης, όπως και μιας τοπολογίας δοκιμής διπλού παλμού (DPT). Η πρώτη μετράει μέσω της θερμοκρασίας τις παραγόμενες απώλειες του συστήματος, ενώ η δεύτερη μπορεί να υπολογίσει τις διακοπτικές απώλειες ενός ημιαγωγού από την μέτρηση τάσεων και ρεύματος.

Αρχικά, αφού γίνει αναφορά στις ιδιότητες των ημιαγωγίμων διακοπτών, θα εκτιμηθούν θεωρητικά οι απώλειες διαφορετικών συσκευών. Η θεωρητική προσέγγιση θα πραγματοποιηθεί για διαφορετικές καταστάσεις λειτουργίας ενός μετατροπέα υποβιβασμού τάσης. Έπειτα, θα παρουσιαστεί η θεωρία λειτουργίας των δύο μεθόδων που αναφέρθηκαν (θερμιδομέτρηση και DPT), μαζί με τις κυκλωματικές παραλλαγές που συναντώνται στην βιβλιογραφία. Μετά, θα αναλυθούν οι διατάξεις που σχεδιάστηκαν και υλοποιήθηκαν στο εργαστήριο. Συμπερασματικά, η θερμοδομετρική διάταξη με την χρήση MOSFET παρουσιάζει υψηλή ακρίβεια μέτρησης απωλειών στο εύρος κάτω του 1 W, ενώ επιβεβαιώνονται με μικρό σφάλμα τα αποτελέσματα της θεωρητικής ανάλυσης. Για το κύκλωμα DPT σχεδιάστηκαν διάφορες υλοποιήσεις για την ενσωμάτωση διάφορων διακοπτικών στοιχείων, όμως στο πλαίσιο της παρούσας εργασίας δεν παρουσιάζονται δοκιμές.

Λέξεις Κλειδιά

Ημιαγωγίμοι διακόπτες, Si MOSFET, GaN, Ημιγέφυρα, Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης, Θερμιδομέτρηση, Υψηλές διακοπτικές συχνότητες, Μέτρηση απωλειών, Μέτρηση διακοπτικών μεταβάσεων

Abstract

Power converters constitute a fundamental component of electrical circuits. A common element in such systems is the half bridge, which consists of two semiconductor switches, connected in series. The advancement of technology pushes the designers on optimizing these converters by improving the gate driving circuits, as well as the material technologies of the semiconductors. In recent years, wide bandgap devices (WBG) such as silicon carbide (SiC) MOSFETs and gallium nitride (GaN) devices, show promising results. In relation to their predecessors Si MOSFET and IGBT, WBG devices showcase minimized power losses under higher switching frequencies, and have the ability to handle higher load currents. Usually, these improvements are estimated on half-bridge converter applications. While various methods can be applied for this task, in this study, the design and implementation of a calorimetric and a double pulse test setup will be presented. The former measures the generated losses of the system through the temperature rise, while the latter measures the voltage and current across the device for the same purpose.

Initially, the properties of the semiconductor switches will be presented, and then the losses of each selected device will be assessed. This analytical approach is performed under on a buck converter different operating conditions. Then, the theory of both methods (calorimetry and DPT) will be presented, along with the different setup variations found in the literature. Moving on, the respective setups designed and implemented in the lab are analyzed. In conclusion, the calorimetric setup with a MOSFET half bridge showcases high measurement accuracy under 1 W, while the analytical model is validated with minor errors. Various setups are designed for the implementation of different switches for the DPT, but no tests are shown in the scope of this study.

Keywords

Semiconductor switches, Si MOSFET, GaN, half bridge, buck converter, calorimetry, high switching frequencies, loss measurement, switching commutation measurement

Ευχαριστίες

Με την ολοκλήρωση αυτής της εργασίας και του προπτυχιακού κύκλου σπουδών μου στο πολυτεχνείο, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους ανθρώπους που συνέβαλαν σε αυτή την προσπάθεια:

- Αρχικά, τον επιβλέποντα καθηγητή κ. Αντώνιο Αντωνόπουλο, για την ευκαιρία που μου έδωσε στην υλοποίηση της διπλωματικής εργασίας. Ο χρόνος, οι συζητήσεις και οι παροχές στο εργαστήριο αποτέλεσαν πολύτιμα εφόδια για τις γνώσεις μου στο αντικείμενο.
- Τον τεχνικό υπεύθυνο του εργαστηρίου Ηλεκτρονικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος κ. Παναγιώτη Ζάννη και τον διδάκτωρα Θεόφιλο Παπαδόπουλο, για τις χρήσιμες συμβουλές και την βοήθεια στην υλοποίηση των πειραμάτων. Επίσης, τον υποψήφιο διδάκτωρα Κωνσταντίνο Μάνο, για την έμπνευση της διπλωματικής του εργασίας και την εξαιρετική συνεργασία και υποστήριξη.
- Την οικογένειά μου, Παναγιώτη, Μανώλη και Ζαφειρία, όπως και τους φίλους μου, για την συμπαράστασή τους αυτό τον καιρό.

Περιεχόμενα

Περίληψη	5
Abstract	6
Ευχαριστίες	7
1 Εισαγωγή	14
1.1 Ανάγκη χαρακτηρισμού ημιαγωγών	15
1.1.1 Άμεσοι μέθοδοι	15
1.1.2 Έμμεση μέθοδος-Θερμιδομετρική διάταξη	15
1.2 Χαρακτηριστικά Si MOSFET, SiC MOSFET και GaN ημιαγωγών	16
1.2.1 Ενεργειακό Διάκενο (E_g):	16
1.2.2 Κρίσιμο Πεδίο ($E_{critical}$):	16
1.2.3 Αντίσταση αγωγής ($R_{ds,on}$):	17
1.2.4 Σύγκριση ημιαγωγών	18
1.3 DC-DC μετατροπείς	23
1.3.1 Τοπολογίες ημιγέφυρας	24
1.3.2 Τοπολογίες πλήρους γέφυρας	25
1.4 Εκτίμηση Απωλειών	25
1.4.1 Αναλυτικό Μοντέλο Απωλειών	26
1.4.2 Τύποι Μεταβάσεων	28
1.4.3 Σχόλια	28
2 Θερμιδομετρική διάταξη	29
2.1 Θερμικό Μοντέλο	29
2.1.1 RC κύκλωμα	29
2.2 Είδη Διατάξεων	31
2.2.1 Θερμιδομετρικές διατάξεις ροής	32
2.2.2 Θερμιδομετρικές αδιαβατικές διατάξεις	34
2.3 Προτεινόμενη υλοποίηση θερμιδομέτρησης	41
2.3.1 Αισθητήρες	41
2.3.2 Ανάδευση	42
2.3.3 Αντιστάσεις Βαθμονόμησης	42
2.3.4 Επιλογή υγρού και ποσότητα λαδιού	43
2.3.5 Μεταβατικές μετρήσεις	44
2.3.6 Βαθμονόμηση	46

2.3.7	Προετοιμασία Μέτρησης	48
2.3.8	Εργαστηριακή Διάταξη	49
2.4	Πειραματικές μετρήσεις	53
2.4.1	Πειραματικό Μοντέλο	53
2.4.2	Αποτελέσματα	56
2.4.3	Σχόλια	56
2.4.4	Τροποποιημένη πλακέτα ελέγχου MOSFET για GaN συσκευές	57
3	Double Pulse Testing	59
3.1	Διατάξεις δοκιμής διπλού παλμού	59
3.1.1	Κυματομορφές συστήματος	60
3.1.2	Εξαγόμενα χαρακτηριστικά	60
3.1.3	Μέτρηση ρεύματος	61
3.2	Προτεινόμενη υλοποίηση πλακέτας Double Pulse Test	67
3.3	Συμπεράσματα	70
4	Συνεισφορά της παρούσας εργασίας και προτάσεις για περαιτέρω μελέτη	71
	Βιβλιογραφία	75

Κατάλογος Σχημάτων

1.1	Εύρος εφαρμογών ημιαγωγών	15
1.2	Ενεργειακό διάκενο αγωγών, ημιαγωγών και μονωτών	17
1.3	Αντίσταση καναλιού αγωγής συναρτήσει της τάσης διάσπασης	18
1.4	Κρυταλλική μορφή GaN	18
1.5	Δημιουργία 2DEG επιπέδου σε συσκευή GaN (α') απουσία δυναμικού (β') εφαρμογή δυναμικού	19
1.6	Απώλειες κάτω διακόπτη 1 A φορτίο	21
1.7	Απώλειες άνω διακόπτη 1 A φορτίο	21
1.8	Απώλειες κάτω διακόπτη 10 A φορτίο	22
1.9	Απώλειες άνω διακόπτη 10 A φορτίο	22
1.10	Ταξινόμηση απωλειών	22
1.11	(α') Κύκλωμα ημιγέφυρας (β') Παλμοί άνω και κάτω διακοπών με έλεγχο PWM	23
1.12	Κυματομορφές διαφορετικών λόγων κατάτμησης	24
1.13	Τοπολογίες μετατροπέων ημιγέφυρας (α') Αμφίδρομος μετατροπέας υποβιβασμού/ ανύψωσης (β') Μετατροπέας LLC	24
1.14	Τοπολογίες μετατροπέων πλήρους γέφυρας (α') Full-bridge LLC μετατροπέας (β') 3-φασικός αντιστροφέας	25
1.15	Μετάβαση Τύπου A	26
1.16	Μετάβαση Τύπου B	27
2.1	Αντιστοίχιση RC κυκλωμάτων (α') Μοντέλο ηλεκτρικού κυκλώματος (β') Ηλεκτρικό ισοδύναμο θερμικό μοντέλο	30
2.2	Φόρτιση πυκνωτή υπό σταθερή πηγή	30
2.3	Θερμικά RC μοντέλα (α') Foster (β') Cauer	31
2.4	Αριστερά: Θερμιδομετρική διάταξη ροής Δεξιά: Αδιαβατική θερμιδομετρική διάταξη [12]	31
2.5	(α') Κυκλωματικό σχεδιάγραμμα (β') Εργαστηριακή αναπαράσταση	32
2.6	(α') Κυκλωματικό σχεδιάγραμμα (β') Εργαστηριακή αναπαράσταση	33
2.7	(α') Κυκλωματικό σχεδιάγραμμα (β') Εργαστηριακή αναπαράσταση	34
2.8	(α') Κυκλωματικό σχεδιάγραμμα (β') Μετρήσεις βαθμονόμησης	35
2.9	(α') Ψύκτρα – Ημιγέφυρα (β') Εργαστηριακή αναπαράσταση	36
2.10	Μετρήσεις βαθμονόμησης διάταξης: Χρήση ψύκτρας αλουμινίου για μεταβατική μέτρηση	37
2.11	(α') Κυκλωματικό σχεδιάγραμμα (β') Εργαστηριακή αναπαράσταση	38
2.12	Μέτρηση Βαθμονόμησης	39
2.13	(α') Κυκλωματικό σχεδιάγραμμα (β') Μέτρηση βαθμονόμησης	39
2.14	(α') Μπροστινή όψη θερμιδομετρικής διάταξης (β') Στοιχεία εμποτισμένα στο λάδι	41

2.15	(α') Ανενεργός αναδευτήρας (β') Ενεργοποίηση αναδευτήρα μετά την ενεργοποίηση δοκιμαστικού φορτίου (γ') Διακοπή αναδευτήρα μετά την ενεργοποίηση δοκιμαστικού φορτίου	42
2.16	Αντιστάσεις βαθμονόμησης, αριστερά: τύπου ψύκτρας, δεξιά: SMD ισχύος κολλημένες σε όμοια πλακέτα με την ΣΥΔ	43
2.17	Επίδραση λειτουργίας αναδευτήρα στην θερμοκρασία του λαδιού απουσία ισχύς αντιστάσεων	44
2.18	Δοκιμές επίτευξης θερμοκρασιακής ισορροπίας στα 500 και 1000 γρ. λαδιού για: (α') 1 W (β') 2 W (γ') 10 W	45
2.19	(α') Γραφική αναπαράσταση διάταξης (β') Αντίστοιχο θερμικό Foster RC κύκλωμα	45
2.20	Αύξηση της θερμοκρασίας λαδιού και αναδευτήρα κατά τον κύκλο βαθμονόμησης: (α') 1 W (β') 2 W (γ') 4 W (δ') 5 W (ε') 10 W	47
2.21	Φάσεις μέτρησης κατά την βαθμονόμησης 1 W	49
2.22	Κυκλωματικό σχεδιάγραμμα των μερών της διάταξης	50
2.23	(α') Εργαστηριακή αναπαράσταση (β') Ρυθμιζόμενες αντιστάσεις φορτίου	50
2.24	Πλακέτα οπτικών ινών	51
2.25	Κυματομορφές V_{gs} στην έξοδο της πλακέτας ελέγχου (κίτρινο) και στην είσοδο της ΣΥΔ (μπλέ): (α') $V_{DC} = 20 V$ (β') $V_{DC} = 40 V$ (γ') $V_{DC} = 60 V$ (δ') $V_{DC} = 80 V$ (ε') $V_{DC} = 80 V$ με χρήση οπτικών ινών	52
2.26	Απώλειες ημιγέφυρας συναρτήσει νεκρού χρόνου, υπολογισμένες από το αναλυτικό μοντέλο [3] για: (α') 1 A, (β') 5 A, (γ') 10 A	54
2.27	Σβέση του άνω διακόπτη σε διαφορετικές τιμές φορτίων για σταθερό νεκρό χρόνο στα 100 ns	55
2.28	Διάταξη ημιγέφυρας με τον πυκνωτή dc link και τις αντιστάσεις εκφόρτισης	55
2.29	Σύγκριση θεωρητικών με μετρούμενων απωλειών συναρτήσει του νεκρού χρόνου για (α') 1 A, (β') 10 A	56
2.30	Τροποποίηση κυκλώματος εξόδου gate-driver MOSFET για οδήγηση GaN (α') 3D αναπαράσταση της πλακέτας (β') Συνδεσμολογία στοιχείων στην πλακέτα (γ') Ηλεκτρικό διάγραμμα κυκλώματος οδήγησης	58
3.1	Απλοποιημένο DPT κύκλωμα [25]	60
3.2	(α') Απώλειες λόγω επικάλυψης [27] (β') Τροποποιημένο κύκλωμα DPT με επίτευξης hard switching και soft switching [26]	61
3.3	Βελτιστοποιημένο κύκλωμα DPT προς μέτρηση της $R_{ds,on}$ [30]	62
3.4	Τεχνικές χρήσης SMD shunt αντιστάσεων για την ελαχιστοποίηση των παρασιτικών επαγωγών (α') Οδήγηση μονοπατιού ρεύματος επιστροφής αντιπαράλληλα του ρεύματος εισχώρησης με σκοπό την αλληλοακύρωση των πεδίων (β') Παράλληλη συστοιχία αντιστάσεων, παραλληλίζοντας και τις αντίστοιχες επαγωγές	64
3.5	DPT διάταξη με χρήση ομοαξονικής shunt αντίστασης (α') Πλακέτα δοκιμών (β') Ροή ρεύματος	64
3.6	(α') Παράδειγμα εφαρμογής Rogowski πηνίου CWT Ultra-mini [38] (β') Ανάλυση λειτουργίας probe	64
3.7	Σύγκριση διαφορετικών bandwidth συστήματος (250–1000 MHz) κατά την σβέση διακοπών GaN (α') Πλακέτα με GaN EPC8009 (β') Πλακέτα με GaN EPC9080	66
3.8	Σύγκριση διαφορετικών ρυθμών λήψης των παλμογράφων (α') Κατά την σβέση ημιαγωγού [35] (β') Ανάλυση ημιτόνου [39]	66

3.9	Πλακέτα δοκιμών DPT (α') Παρουσίαση στοιχείων (β') Υλοποιημένη πλακέτα (γ') Προβολή εσωτερικών traces	68
3.10	Προτεινόμενη συνδεσμολογία βοηθητικής και μετρούμενης πλακέτας δοκιμής διπλού παλμού για GaN στοιχεία	69
3.11	Κυματομορφές αντίστοιχων παραμέτρων DPT από πάνω προς τα κάτω: παλμοί οδήγησης διακοπών, ρεύμα πηνίου, τάση V_{gs} ΣΥΔ, ρεύμα καναλιού ΣΥΔ, παραγόμενες διακοπτικές απώλειες στην ΣΥΔ	69

Κατάλογος Πινάκων

1.1	Σύγκριση ημιαγωγών [4]	16
1.2	Χρησιμοποιούμενα χαρακτηριστικά ημιαγωγών στο αναλυτικό μοντέλο απωλειών	20
2.1	Αντιστοίχιση ηλεκτρικού-θερμικού μοντέλου	29
2.2	Βασικά χαρακτηριστικά διάταξης: Μέτρηση ροής ψυκτικού υγρού και αέρα	33
2.3	Αξιολόγηση διάταξης: Μέτρηση ροής ψυκτικού υγρού και αέρα	33
2.4	Αξιολόγηση διάταξης: Μέτρηση ροής αέρα και επιφάνειας ψύκτρας	34
2.5	Βασικά χαρακτηριστικά διάταξης: Χρήση μπρούτζινης ψύκτρας για μεταβατική μέτρη- ση	35
2.6	Αξιολόγηση διάταξης: Χρήση μπρούτζινης ψύκτρας για μεταβατική μέτρηση	36
2.7	Σύγκριση θερμικών ιδιοτήτων ψυκτρών από μπρούτζο και αλουμίνιο	37
2.8	Βασικά Χαρακτηριστικά διάταξης: Χρήση ψύκτρας αλουμινίου για μεταβατική μέτρη- ση	37
2.9	Αξιολόγηση διάταξης: Χρήση ψύκτρας αλουμινίου για μεταβατική μέτρηση	37
2.10	Βασικά Χαρακτηριστικά διάταξης: Μέτρηση θερμοκρασίας αέρα κλειστού θαλάμου σε μόνιμη κατάσταση	39
2.11	Αξιολόγηση διάταξης: Μέτρηση θερμοκρασίας αέρα κλειστού θαλάμου σε μόνιμη κατάσταση	39
2.12	Βασικά Χαρακτηριστικά διάταξης: Μέτρηση θερμοκρασίας υγρού σε κλειστό θάλα- μο σε μεταβατική κατάσταση	40
2.13	Αξιολόγηση διάταξης: Μέτρηση θερμοκρασίας υγρού σε κλειστό θάλαμο σε μετα- βατική κατάσταση	40
2.14	Τιμές θερμοχωρητικότητας από τους κύκλους βαθμονόμησης	46
2.15	Σφάλμα από τον υπολογισμό της ισχύος αντίστοιχης P_{cal} χρησιμοποιώντας την μέση τιμή $C_{th,avg}$	48
2.16	Στοιχεία ημιγέφυρας buck μετατροπέας	53
2.17	Εκτίμηση απωλειών ισχύος ημιγέφυρας	57
3.1	Τυπικές τιμές τεχνολογικά προηγμένων αισθητήρων ρεύματος	65
3.2	Υπολογισμός σφάλματος διαφορετικών BW συστήματος συναρτήσει του μετρούμε- νου σήματος	66
3.3	Στοιχεία ημιγέφυρας δοκιμής διπλού παλμού	67

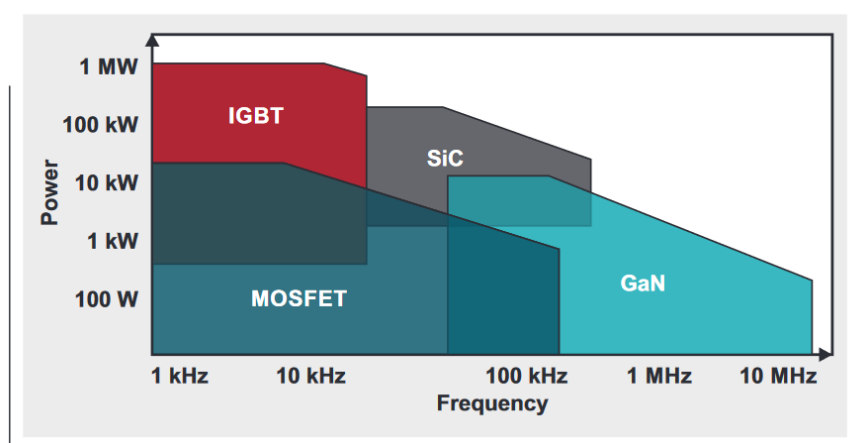
Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

Οι ανάγκες της κοινωνίας ωθούν την εξέλιξη της τεχνολογίας τα τελευταία χρόνια στους τομείς των ανανεώσιμων πηγών, της ηλεκτροκίνησης, και γενικότερα στους διάφορους μετατροπείς ηλεκτρικής ενέργειας. Βασικοί στόχοι των παραπάνω, αποτελούν η πυκνότητα ισχύος και οι ψηλές αποδόσεις. Εκτός από το επιθυμία της μείωσης του καταλαμβανόμενου όγκου αυτών των συσκευών, η μείωση των απωλειών έχει ως αποτέλεσμα την εξοικονόμηση της ενέργειας, όπως και την ελαχιστοποίηση των αναγκών σε ψυκτικά συστήματα. Για την επίτευξη αυτών των στόχων, οι επιστήμονες επικεντρώνονται στην βελτιστοποίηση των ήδη υπάρχοντων ημιαγωγών ισχύος, καθώς και στην δημιουργία νέων ημιαγωγικών συσκευών. Όπως θα παρουσιαστεί στην συνέχεια, τα διακοπτικά στοιχεία απαρτίζουν βασικό ρόλο στις τοπολογίες μετατροπών ενέργειας. Επίσης, ευθύνονται και για την πλειοψηφία των απωλειών στους μετατροπείς, γεγονός που τους κάνει σημαντικό αντικείμενο έρευνας.

Αφενός, οι ευρέως χρησιμοποιούμενες συσκευές Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor (MOSFET) πυριτίου (Si) και Insulated-Gate Bipolar Transistor (IGBT), πλησιάζουν τα εκ φύσεως λειτουργικά όριά τους, αναλογικά με τις αναμενόμενες αποδόσεις των νέων τεχνολογιών. Αφετέρου, οι ημιαγωγοί εκτεταμένου ενεργειακού διακένου (Wide Bandgap semiconductors, WBG) αρχίζουν να χρησιμοποιούνται ολοένα και περισσότερο από κατασκευαστές και ερευνητές. Οι πιο σημαντικές WBG συσκευές είναι τα MOSFET πυριτίου του καρβιδίου (SiC), και οι ημιαγωγοί αζωτούχου γαλλίου (GaN). Λόγω διαφορετικών υλικών και γεωμετρίας κατασκευής, οι τεχνολογίες αυτές απαρτίζονται από μικρότερες παρασιτικές χωρητικότητες, μικρότερη αντίσταση αγωγής, ή και έλλειψη διόδου σώματος. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να μπορούν να χρησιμοποιηθούν με καλύτερες αποδόσεις σε μεγαλύτερες συχνότητες και φορτία, επιτρέποντας στην χρήση μικρότερων παθητικών στοιχείων. Βλέποντας το Σχήμα 1.1 [1], τα SiC MOSFET χρησιμοποιούνται κυρίως σε εφαρμογές με μεγάλα φορτία, όπου η πυκνότητα ισχύος μπορεί να μην αποτελεί κύριο σχεδιαστικό στόχο. Αντιθέτως, τα GaN εφαρμόζονται σε χαμηλότερες ισχύς (< 10 kW), ενώ η συγκριτικά αυξημένη απόδοση λειτουργίας σε μεγάλες διακοπτικές συχνότητες (> 100 kHz) επιτρέπει στους σχεδιαστές την υλοποίηση μετατροπών με εξαιρετική πυκνότητα ισχύος [2].

Η παρούσα εργασία είναι εμπνευσμένη από προηγούμενη διπλωματική έρευνα σχετικά με την υλοποίηση ενός αρθρωτού μετατροπέα υψηλής διακοπτικής συχνότητας (MHF) [3]. Μέσω ενός αναλυτικού μοντέλου απωλειών, δίνεται ιδιαίτερη σημασία στην επιλογή των βέλτιστων ημιαγωγών τύπου MOSFET, με σκοπό την αύξηση της απόδοσης των σταδίων DC-DC και DC-AC. Η παρούσα εργασία στοχεύει στην εκτίμηση και επιβεβαίωση του αναλυτικού μοντέλου μέσω θερμομετρικών μετρήσεων. Στην συνέχεια, γίνεται προσπάθεια σύγκρισης των στοιχείων MOSFET και GaN, καθώς και ο χαρακτηρισμός αυτών κατά την διάρκεια των διακοπτικών μεταβάσεων.



Σχήμα 1.1: Εύρος εφαρμογών ημιαγωγών

1.1 Ανάγκη χαρακτηρισμού ημιαγωγών

Κατά την διάρκεια σχεδιασμού εφαρμογής μετατροπής ενέργειας, ο κάθε κατασκευαστής πρέπει να επιλέξει από πληθώρα διακοπών, συστημάτων ελέγχου, διαφορετικών διατάξεων και γενικότερα περιφερειακών στοιχείων. Με γνώμονα την βελτιστοποίηση των επιλογών του σε κόστος, απόδοση, πολυπλοκότητα και όγκο, είναι αναγκαία η σωστή ανάλυση και αξιολόγηση των στοιχείων που διαθέτει.

Αναφορικά με την πρόωμη αξιολόγηση ημιαγωγών, βάσει την επιλεγμένη τοπολογία ισχύος, θα αναφερθεί στην συνέχεια μια αναλυτική εκτίμηση των απωλειών συναρτήσει των δεδομένων από το φύλλο αναφοράς του κάθε διακόπτη. Στην συνέχεια, αφού υλοποιηθούν οι πρωτότυπες πλακέτες προς μέτρηση, η μέτρηση των απωλειών λειτουργίας γίνεται άμεσα ή έμμεσα, μέσω των ακόλουθων μεθόδων:

1.1.1 Άμεσοι μέθοδοι

Άμεση ορίζεται ως η μέθοδος η οποία μετράει τα αναγκαία σήματα (συνήθως τάση και ρεύμα) μέσω κάποιων αισθητήρων (διαίρετης τάσης, shunt αντίσταση κ.α.). Ενώ είναι επιθυμητή η λήψη αυτών των μεγεθών, τα χρησιμοποιούμενα μετρητικά όργανα μπορεί να προσθέτουν ανεπιθύμητο θόρυβο στο κύκλωμα, αλλοιώνοντας έτσι τα τελικά αποτελέσματα.

1. Απλή δοκιμή: Μέτρηση της τάσης ρεύματος στην είσοδο και έξοδο της συσκευής. Οι απώλειες όλου του συστήματος υπολογίζονται από τον τύπο $P_{losses} = P_{in} - P_{out}$.
2. Δοκιμή διπλού παλμού (Double Pulse Test, DPT): Η μέθοδος αυτή στοχεύει στον χαρακτηρισμό ενός ημιαγωγού κατά την διάρκεια μιας περιόδου, και συγκεκριμένα κατά τις μεταβατικές καταστάσεις αγωγής και σβέσης. Ειδικά σε WBG συσκευές, οι οποίες εμφανίζουν διακοπτικούς χρόνους της τάξης μερικών ns, απαιτείται η χρήση εξειδικευμένου εξοπλισμού για την ορθή μέτρηση της τάσης και του ρεύματος.

1.1.2 Έμμεση μέθοδος-Θερμιδομετρική διάταξη

Έμμεση μέθοδος χαρακτηρίζεται ως ο υπολογισμός ενός μεγέθους (για παράδειγμα ισχύς απωλειών), μέσω της μέτρησης μεταβλητών που παράγονται εξαιτίας της λειτουργίας αυτού (π.χ. παραγόμενη θερμοκρασία). Αυτός ο τρόπος συνήθως δεν παρεμβαίνει στην λειτουργία της συσκευής,

αποτυπώνοντας έτσι το σύστημα σε πραγματικές συνθήκες. Παρόλαυτά, η βαθμονόμηση της συσκευής αποδεικνύεται δύσκολο εγχείρημα, ενώ δεν παρέχονται πληροφορίες σχετικά με την πηγή των μετρούμενων μεγεθών.

Μετρώντας την θερμοκρασία της συσκευής ή άλλων μερών του συστήματος (π.χ. του μέσου που περικλύει την συσκευή), είναι δυνατός ο υπολογισμός της ενέργειας απωλειών που δημιουργούνται από το σύστημα. Παρόλο που δεν είναι ιδιαίτερα εύκολη η απομόνωση των απωλειών των διακοπτικών στοιχείων, η θερμιδομέτρηση πολλές φορές αποτελεί οικονομική, αποδοτική και ευέλικτη διάταξη στις ανάγκες του κάθε χρήστη.

Στα Κεφάλαια 2 και 3, θα αναλυθούν αντίστοιχες μεθοδικές διατάξεις για τη μέτρηση απωλειών μέσω θερμιδομέτρησης και DPT.

1.2 Χαρακτηριστικά Si MOSFET, SiC MOSFET και GaN ημιαγωγών

Οι ημιαγωγοί ισχύος αποτελούν σύνθετες διατάξεις, γεγονός το οποίο καθιστά την σύγκριση δύο διαφορετικών συσκευών περίπλοκο ζήτημα. Με την αυξανόμενη παραγωγή των WBG στοιχείων και αντικατάσταση των υπάρχοντων τεχνολογιών, οι επιστήμονες αξιολογούν αρχικά την εκάστοτε συσκευή βάσει τις παραμέτρους που παρουσιάζονται στον Πίνακα 1.1.

Πίνακας 1.1: Σύγκριση ημιαγωγών [4]

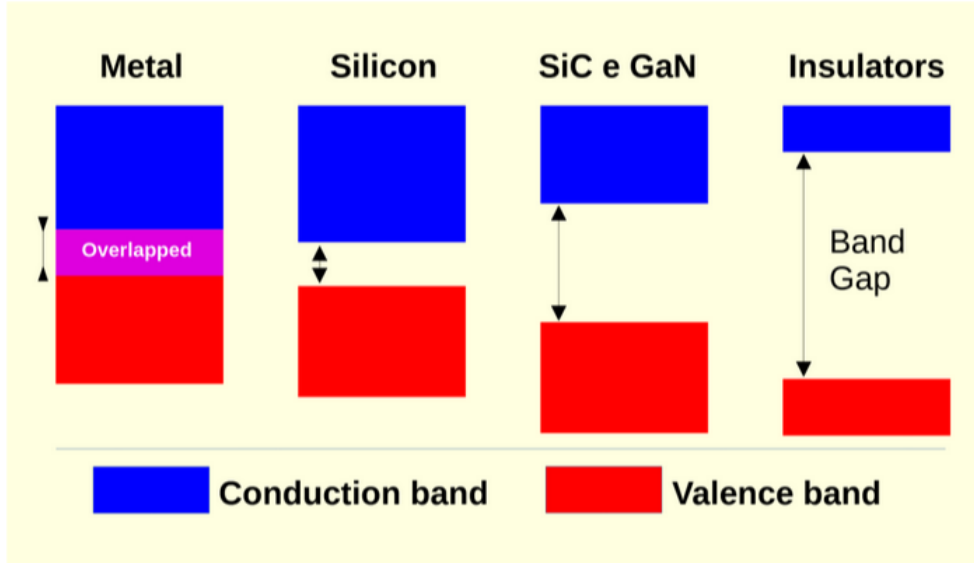
Παράμετρος	Μονάδες	Silicon	GaN	SiC
Ενεργειακό διάκενο E_g	[eV]	1.12	3.39	3.26
Κρίσιμο πεδίο E_{crit}	[MV/cm]	0.23	3.3	2.2
Κινητικότητα ηλεκτρονίων μ_n	[cm ² /(V·s)]	1400	1500	950
Διηλεκτρική σταθερά ϵ_r		11.8	9	9.7
Θερμική αγωγιμότητα λ	[W/(cm·°C)]	1.5	1.3	3.8

1.2.1 Ενεργειακό Διάκενο (E_g):

Για να μετακινηθεί ένα ηλεκτρόνιο από μια χαμηλότερη σε μια υψηλότερη στιβάδα, χρειάζεται να απορροφήσει ενέργεια. Αντιθέτως, η μετάβαση ενός ηλεκτρονίου σε μια χαμηλότερη στιβάδα έχει ως αποτέλεσμα την έκλυση ενέργειας. Η τιμή του ενεργειακού διακένου, λοιπόν, σε έναν ημιαγωγό, δείχνει την δύναμη των χημικών δεσμών μεταξύ των ατόμων. Όσο μικρότερη είναι αυτή η τιμή, τόσο ευκολότερα μεταπηδούν τα ηλεκτρόνια από μια στιβάδα σε μια άλλη. Όπως φαίνεται και από τον Πίνακα 1.1, το ενεργειακό διάκενο των WBG συσκευών είναι περίπου 3 φορές μεγαλύτερο από τα Si MOSFET (Σχήμα 1.2). Αυτό κυρίως δημιουργεί, συγκριτικά, καλύτερη ανθεκτικότητα στην θερμοκρασία, αυξημένη τάση διάσπασης (V_{BR}) και μειωμένα ρεύματα διαρροής (leakage current) [4].

1.2.2 Κρίσιμο Πεδίο ($E_{critical}$):

Το κρίσιμο πεδίο (critical field) αναφέρεται στην ενέργεια που απαιτείται για να καταρρεύσει ο ημιαγωγός (avalanche breakdown). Όταν ξεπεραστεί αυτή η ενέργεια, από την υπέρβαση του οριακού δυναμικού της συσκευής V_{BR} , επιταχύνεται σημαντικά ο ιονισμός των ατόμων. Τότε, αυξάνεται το ρεύμα που διαρρέει την συσκευή, με αποτέλεσμα η παραγόμενη θερμοκρασία να είναι



Σχήμα 1.2: Ενεργειακό διάκενο αγωγών, ημιαγωγών και μονωτών

καταστροφική. Από την Εξίσωση (1.1) παρατηρείται ότι για την ίδια τάση κατάρρευσης, η περιοχή ολίσθησης (drift) μπορεί να είναι έως και 10 φορές μικρότερη στις συσκευές WBG. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το κρίσιμο πεδίο να είναι 10 φορές μεγαλύτερο, και από την Εξίσωση (1.2) υπολογίζεται ότι μπορεί να διαπερνάνε το κανάλι 100 φορές περισσότερα ηλεκτρόνια. Από αυτή την παρατήρηση, αναμένεται ότι οι WBG συσκευές μπορούν να διαπερνάνε από το κανάλι περισσότερο ρεύμα σε σύγκριση με ένα MOSFET αντίστοιχων προδιαγραφών.

$$V_{BR} = 1/2 \cdot w_{drift} \cdot E_{critical}, \quad (1.1)$$

$$q \cdot N_D = \varepsilon_o \cdot \varepsilon_r \cdot E_{critical} / w_{drift}. \quad (1.2)$$

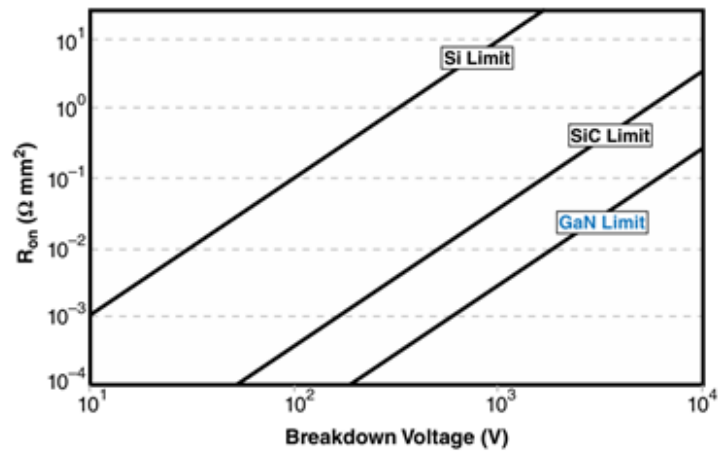
1.2.3 Αντίσταση αγωγής ($R_{ds,on}$):

Εφαρμόζοντας τις Εξισώσεις (1.1) και (1.2) στην (1.3), υπολογίζεται ότι η αντίσταση αγωγής επηρεάζεται από την τάση διάσπασης, την διηλεκτρική σταθερά, και την την ενέργεια κρίσιμου πεδίου (Εξίσωση 1.4). Από τον τύπο $P_{con} = R_{ds} \cdot I^2$, φαίνεται ότι όσο μικρότερη είναι η αντίσταση, τόσο λιγότερες θα είναι και οι απώλειες. Λύνοντας για την ίδια τιμή V_{BR} , συγκριτικά με την $R_{ds,on}$ των Si MOSFET, οι WBG συσκευές έχουν έως και μια τάξη μεγέθους μικρότερη αντίσταση (Σχήμα 1.3).

$$R_{ds,on} = \frac{w_{drift}}{q \cdot \mu_n \cdot N_D} \quad (1.3)$$

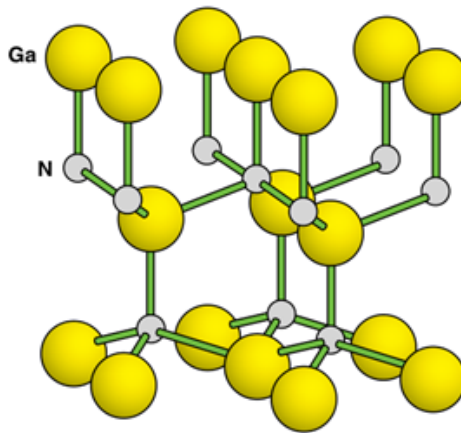
$$R_{ds,on} = \frac{4 \cdot V_{BR}^2}{\varepsilon_o \cdot \varepsilon_r \cdot E_{critical}^3} \quad (1.4)$$

Αξιοσημείωτη είναι η αναφορά στην κρυσταλλική μορφή των συσκευών GaN. Η εξαγωνική δομή (Σχήμα 1.4) παρουσιάζει χημική σταθερότητα, ανθεκτικότητα σε μηχανικές καταπονήσεις, και σημαντική αντοχή σε ψηλές θερμοκρασίες. Επιπλέον, η δομή αυτή δίνει στο πλέγμα πιεζοηλεκτρικές ιδιότητες, παρέχοντας ένα σημαντικό πλεονέκτημα σε αυτές τις συσκευές. Όταν το πλέγμα υποκύπτει σε μηχανική πίεση, τα δίπολα της δομής προσανατολίζονται, δημιουργώντας



Σχήμα 1.3: Αντίσταση καναλιού αγωγής συναρτήσει της τάσης διάσπασης

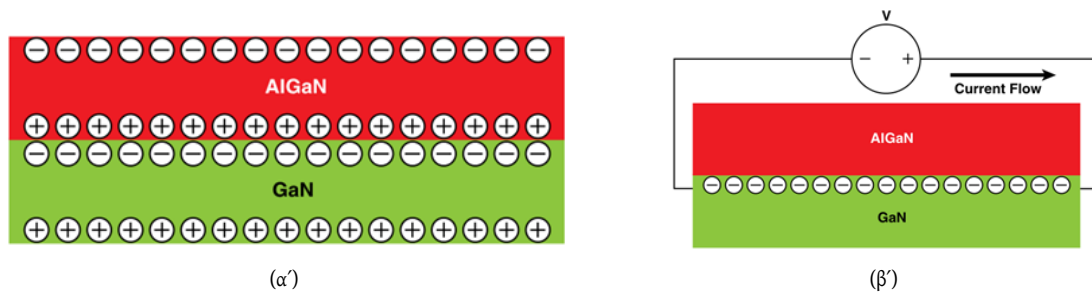
ένα ηλεκτρικό πεδίο. Εκμεταλλεζόμενοι αυτού του φαινομένου, οι κατασκευαστές εφαρμόζουν ένα λεπτό στρώμα αζωτούχου γαλλίου αλουμινίου (AlGaN) πάνω από τον GaN κρύσταλλο (Σχήμα 1.5α'). Για να αντισταθμιστεί η ασκούμενη πίεση, δημιουργείται ένα λεπτό δισδιάστατο στρώμα αερίου ηλεκτρονίων (2 dimensional electron gas, 2DEG) (Σχήμα 1.5). Ως αποτέλεσμα, εφαρμόζοντας θετική τάση στα άκρα των στρωμάτων, η κινητικότητα των ηλεκτρονίων αυξάνεται έως και τα 1500-2000 [$\text{cm}^2/(\text{V}\cdot\text{s})$] στην περιοχή 2DEG. Συγκριτικά, η απουσία αυτού του στρώματος μειώνει την κινητικότητα στα 1000 [$\text{cm}^2/(\text{V}\cdot\text{s})$].



Σχήμα 1.4: Κρυσταλλική μορφή GaN

1.2.4 Σύγκριση ημιαγωγών

Ιδανικά, οι μετρήσεις απωλειών θα γινόντουσαν μεταξύ και των τριών τεχνολογιών που έχουν αναφερθεί μέχρι στιγμής. Αναγνωρίζοντας της πολυπλοκότητα όμως αυτού του εγχειρήματος, καθώς το κάθε στοιχείο απαιτεί ξεχωριστό κύκλωμα οδήγησης, για αρχή επιλέχθηκαν μόνο συσκευές MOSFET και GaN. Έχοντας ως αναφορά την ανάλυση απωλειών σε διάταξη ημιγέφυρας βασισμένο στο MOSFET:BSC0403NS, έγινε έρευνα αγοράς για συσκευές GaN παρόμοιων χαρακτη-



Σχήμα 1.5: Δημιουργία 2DEG επιπέδου σε συσκευή GaN (α') απουσία δυναμικού (β') εφαρμογή δυναμικού

ριστικών, με σκοπό την δίκαιη σύγκριση των αποδόσεών τους. Έτσι, επιλέχθηκαν οι συσκευές GAN3R2-100CBE της Nexperia, και οι EPC2059 & EPC2207 της EPC. Ακόμα, με διάταξη GaN-on-Si (Cascode hybrid enhancement-mode structure), επιλέχθηκε και η GS61004B της GaN Systems. Οι τιμές που επιλέχθηκαν προς σύγκριση (Πίνακας 1.2) από τα φύλλο αναφοράς των ημιαγωγών, κρίθηκαν κατάλληλες βάσει της αναλυτικής εκτίμησης απωλειών [3].

Συγκρίνοντας τα επιλεγμένα χαρακτηριστικά από τους Πίνακες 1.1 και 1.2, γίνονται τα εξής σχόλια:

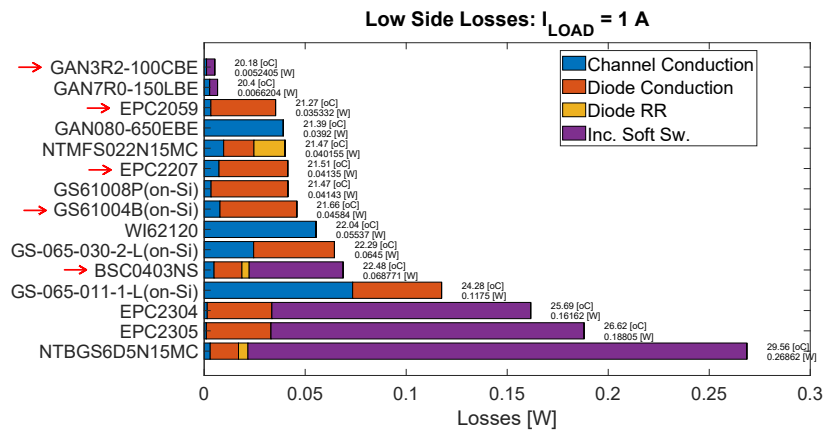
1. Οι GaN συσκευές παρουσιάζουν έως 14 φορές μεγαλύτερο E_c , κατά μέσο όρο, από το επιλεγμένο MOSFET. Όπως φαίνεται και από την Εξίσωση (1.4), τα GaN έχουν από 0.6 έως 4 φορές μικρότερη $R_{ds,on}$.
2. Θεωρητικά, αναμένεται ότι οι GaN ημιαγωγοί αντέχουν μεγαλύτερες τιμές ρευμάτων λόγω μεγαλύτερου $E_{critical}$. Σε αυτό το εγχείρημα, βέβαια, δεν λαμβάνεται υπόψιν η συσκευασία της κάθε συσκευής. Για αυτό το λόγο, το MOSFET BSC0403NS και το GS61004B(on-Si) παρουσιάζουν σημαντικά καλύτερα όρια μέγιστου ρεύματος.
3. Το φορτίο Q_{gd} του επιλεγμένου MOSFET είναι κατά μέσο όρο 6 φορές μεγαλύτερο. Αυτό το μέγεθος δείχνει το φορτίο που πρέπει να καταναλωθεί (ή απορροφηθεί) έτσι ώστε να έρθει σε αγωγή (ή σβέση) η συσκευή, κατά την διάρκεια του Miller plateau. Πρακτικά, η μείωση του Q_{gd} , έχει ως επακόλουθο την μείωση του απαιτούμενου χρόνου ενός διακοπτικού φαινομένου για ίδια πηγή ενέργειας, με αποτέλεσμα το γινόμενο της επικάλυψης τάσης-ρεύματος να είναι μικρότερο. Αυτή η ιδιότητα επιτρέπει τις WBG συσκευές να λειτουργούν σε αυξημένες διακοπτικές συχνότητες (f_{sw}) με μειωμένες διακοπτικές απώλειες (P_{sw}).¹
4. Η μέγιστη τάση οδήγησης V_{gs} των GaN είναι περίπου η μισή (5-6 V) από ότι των MOSFET (12 V). Αντίστοιχα, η τάση οδήγησης κατωφλίου V_{th} για την μετάβαση από αγωγή σε σβέση, και αντιστρόφως, είναι κατά μέσο όρο 3 φορές μικρότερη στα GaN από ότι στα MOSFET.
5. Συγκρίνοντας τις εσωτερικές (C_{iss}) και εξωτερικές (C_{oss}) χωρητικότητες, οι συσκευές GaN απαρτίζονται ξανά από σημαντικά μικρότερες τιμές. Παρόμοια επίδραση με το φορτίο Q_{gd} , οι συγκριτικά μικρότερες χωρητικότητες των WBG συσκευών επιτρέπουν την λειτουργία σε μεγαλύτερες f_{sw} έναντι των MOSFET.

¹Όσον αφορά το Miller plateau (Υπόμνημα 1ου διαγράμματος; Σχήμα 1.15α'-αγωγή διακόπτη S1, Σχήμα 1.16α'-σβέση διακόπτη S1), αυτό εμφανίζεται κατά την διάρκεια μιας μετάβασης υπό θετική τάση V_{ds} . Τότε, όταν η V_{gs} φτάσει την τάση Miller (V_p), παραμένει σταθερή έως ότου να εκφορτιστεί η χωρητικότητα C_{ds} και φορτίσει C_{gd} . Είναι προφανές ότι όσο μικρότερο είναι το φορτίο Q_{gd} , τόσο μικρότερη θα είναι η περίοδος του Miller plateau όπως και οι παραγόμενες απώλειες επικάλυψης $V_{ds}-I_{channel}$. Περισσότερες πληροφορίες σχετικά με αυτό το φαινόμενο αναφέρονται στην βιβλιογραφία [5].

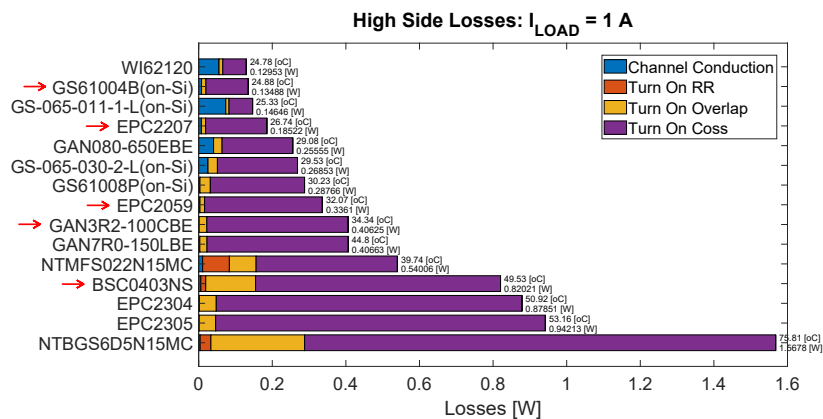
Πίνακας 1.2: Χρησιμοποιούμενα χαρακτηριστικά ημιαγωγών στο αναλυτικό μοντέλο απωλειών

Συσκευή	V_{BR}	I_{max}	R_{ds}	R_g	Q_{rr0}	I_{f0}	V_{th}	V_p	Q_{gd}	V_1	V_{10}	C_{iss}	C_{oss} (100V)	$R_{th,jc}$	$R_{th,ja}$	$a_{rds,100}$
BSC0403NS	150	70	$10 \cdot 10^{-3}$	1	$5.00 \cdot 10^{-8}$	35	3.8	5.7	$6.00 \cdot 10^{-9}$	0.69	0.76	$2100 \cdot 10^{-12}$	$520 \cdot 10^{-12}$	1	50	1.5
GAN3R2-100CBE	100	38	$2.4 \cdot 10^{-3}$	2.2	0	1	1.1	1.7	$1.70 \cdot 10^{-9}$	0	0	$1000 \cdot 10^{-12}$	$300 \cdot 10^{-12}$	0.3	33	1.6
GS61004B(on-Si)	100	60	$16 \cdot 10^{-3}$	0.9	0	1	1.7	3.5	$7.00 \cdot 10^{-10}$	1.9	2.1	$260 \cdot 10^{-12}$	$90 \cdot 10^{-12}$	1.2	28	1.6
EPC2059	170	24	$6.8 \cdot 10^{-3}$	0.5	0	1	1	1.9	$9.00 \cdot 10^{-10}$	1.6	1.9	$633 \cdot 10^{-12}$	$250 \cdot 10^{-12}$	0.9	63	1.45
EPC2207	200	14	$15 \cdot 10^{-3}$	0.3	0	1	1.1	2.4	$7.00 \cdot 10^{-10}$	1.7	2.4	$454 \cdot 10^{-12}$	$130 \cdot 10^{-12}$	1.4	72	1.5

Πριν γίνει η επιλογή, όμως, των παραπάνω GaN διακοπών, συγκρίθηκαν διάφοροι διακόπτες βάσει του αναλυτικού μοντέλου απωλειών [3]. Αρχικά, στα Σχήματα 1.6-1.9 παρουσιάζονται οι απώλειες, του άνω και κάτω διακόπτη για 1 και 10 A, που παράγονται σε κάθε στάδιο (Σχήμα 1.15α' και 1.16α'). Δίπλα από κάθε μπάρα, προβάλλονται η τελική θερμοκρασία του εκάστοτε διακόπτη σε ισορροπία, μαζί με τις παραγόμενες απώλειες. Τελικά, προσεγγίζεται μια αρχική ταξινόμηση της απόδοσης των ημιαγωγών στο Σχήμα 1.10, στο οποίο διακρίνεται το άθροισμα των απωλειών των προηγούμενων περιπτώσεων. Με κόκκινο βέλος σημειώνονται οι διακόπτες που επιλέχθηκαν για τις πειραματικές μετρήσεις.

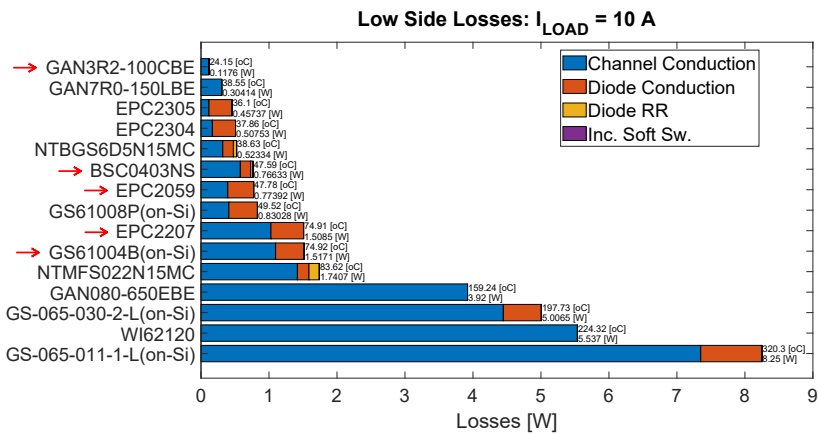


Σχήμα 1.6: Απώλειες κάτω διακόπτη 1 A φορτίο

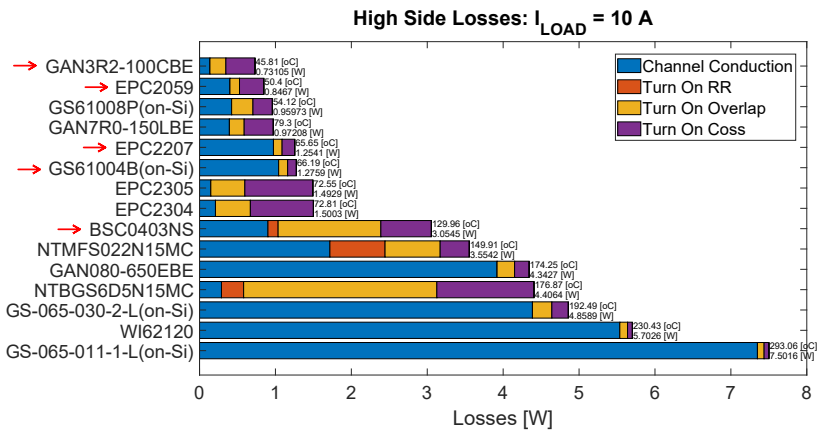


Σχήμα 1.7: Απώλειες άνω διακόπτη 1 A φορτίο

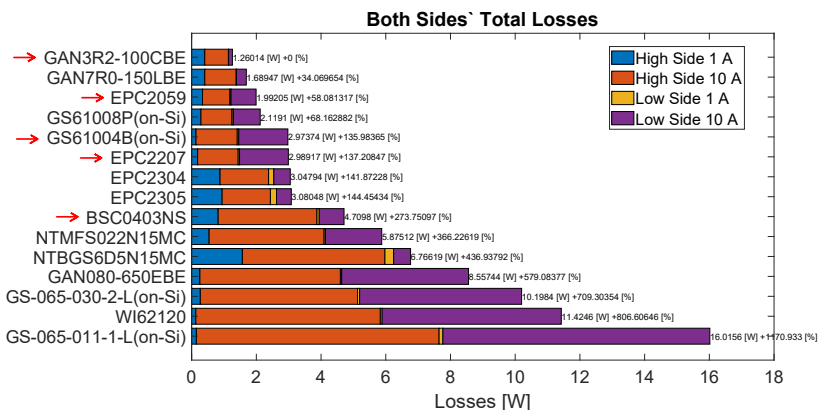
Με βάση τα παραπάνω αποτελέσματα, αναμένεται μέση μείωση των απωλειών έως και 75 % σε σύγκριση με το επιλεγμένο MOSFET.



Σχήμα 1.8: Απώλειες κάτω διακόπτη 10 A φορτίο



Σχήμα 1.9: Απώλειες άνω διακόπτη 10 A φορτίο



Σχήμα 1.10: Ταξινόμηση απωλειών

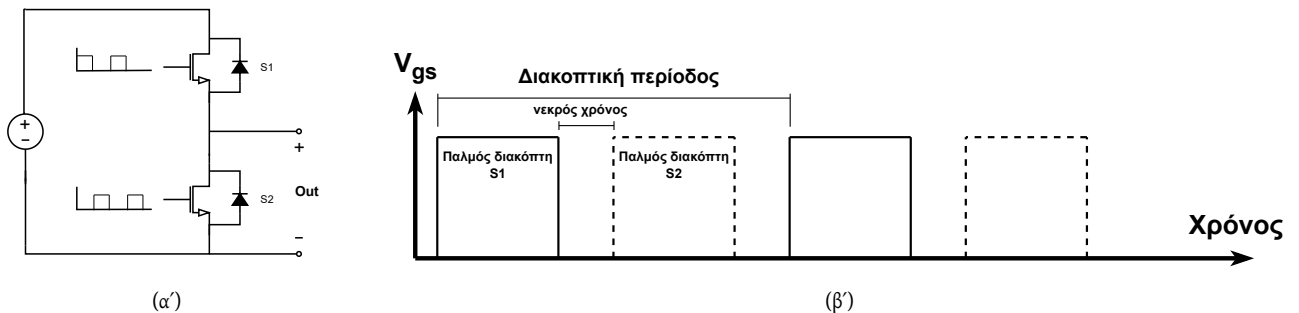
1.3 DC-DC μετατροπείς

Όλα τα ηλεκτρικά συστήματα, από ένα κινητό τηλέφωνο έως μια ηλεκτρική μηχανή, αποτελούνται από κυκλώματα σταθερών ή μεταβαλλόμενων τιμών τάσης. Αυτό καθιστά τους DC-DC μετατροπείς απαραίτητους για την ορθή λειτουργία των εκάστοτε τεχνολογιών. Συνηθισμένες εφαρμογές περιλαμβάνουν:

1. Τροφοδοτικά (υπολογιστές, ηλεκτρικές συσκευές, server)
2. Ηλεκτρικές Μηχανές (DC, AC)
3. Ανανεώσιμες Πηγές (ανεμογεννήτριες, φωτοβολταϊκά)

Η πιο απλή μορφή μετατροπέα απεικονίζεται στο Σχήμα 1.11α', και αποτελείται από δύο ημιαγωγία στοιχεία. Συνήθως αυτές οι συσκευές είναι όμοιες, παρόλο που δεν αποκλείεται η χρήση διαφορετικών ημιαγωγών εφόσον κρίνεται σκόπιμο για την ελαχιστοποίηση των απωλειών. Ο έλεγχος αυτής της διάταξης βασίζεται στην τροποποίηση του εύρους των παλμών, που οδηγούν τον άνω και κάτω διακόπτη (Pulse Width Modulation, PWM).

Από το Σχήμα 1.11β', φαίνεται ότι κατά την διάρκεια του νεκρού χρόνου (dead time), δεν άγει κανένας διακόπτης. Καθώς τα πραγματικά κυκλώματα δεν είναι ιδανικά, η μετάβαση από αγωγή σε σβέση (και αντιστρόφως) δεν είναι ακαριαία. Για αυτό τον λόγο, προς αποφυγή του βραχυκυκλώματος των δύο ημιαγωγών², επιτρέπεται το σύστημα να είναι σε αδράνεια κατά τις μεταβάσεις.

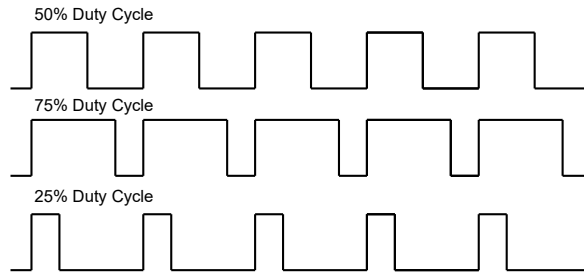


Σχήμα 1.11: (α') Κύκλωμα ημιγέφυρας (β') Παλμοί άνω και κάτω διακοπών με έλεγχο PWM

Αναφορικά με τον έλεγχο αυτών των διατάξεων, χρησιμοποιείται είτε ανοιχτού, είτε κλειστού βρόχου έλεγχος. Ο πρώτος και πιο απλός τρόπος, δεν λαμβάνει υπόψιν καμία πληροφορία σχετικά με την κατάσταση του κυκλώματος. Εφαρμόζει μόνο ένα προκαθορισμένο λόγο κατάτμησης, συνήθως βάσει της f_{sw} και της τάσης λειτουργίας. Ο ορθός υπολογισμός του λόγου κατάτμησης είναι ιδιαίτερης σημασίας προς αποφυγή ανεπιθύμητων καταστάσεων, ενώ εξαρτάται από την τοπολογία του μετατροπέα. Ο έλεγχος κλειστού βρόχου λαμβάνει υπόψιν μετρούμενα μεγέθη, όπως είναι η τάση ή το ρεύμα εξόδου, ή η ταχύτητα ενός DC κινητήρα. Στην συνέχεια, αφού εφαρμοστούν σε αυτά τα μεγέθη μαθηματικά μοντέλα (π.χ. PID ελεγκτής), είναι δυνατός ο αυτοματοποιημένος έλεγχος της εξόδου του μετατροπέα.

Για την κάλυψη των αναγκών των παραπάνω παραδειγμάτων, παρουσιάζονται οι εξής συνήθεις τοπολογίες:

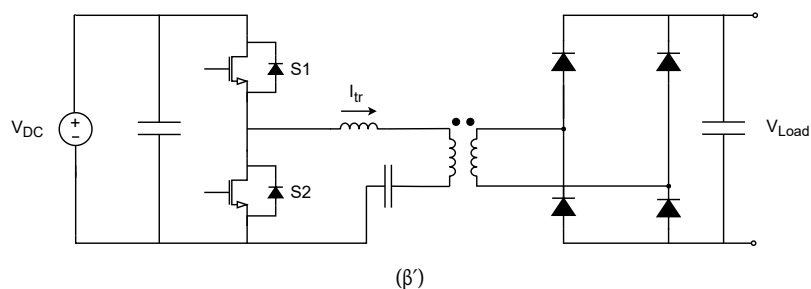
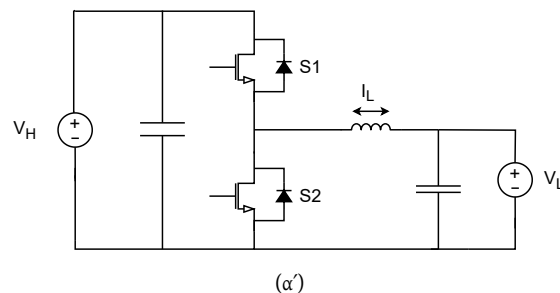
²Για παράδειγμα, έστω ότι σε μια εφαρμογή με τοπολογία ημιγέφυρας, στα $V_{DC} = 80V$ χρησιμοποιούνται τα MOSFET BSC0403NS. Στον Πίνακα 1.2 φαίνεται ότι η αντίσταση αγωγής είναι $10 \cdot 10^{-3} \Omega$. Εάν οι δύο συσκευές έρθουν ταυτόχρονα σε αγωγή, το ρεύμα θα "ακολουθήσει" το μονοπάτι



Σχήμα 1.12: Κυματομορφές διαφορετικών λόγων κατάτμησης

1.3.1 Τοπολογίες ημιγέφυρας

1. Αμφίδρομος μετατροπέας υποβιβασμού/ ανύψωσης: Μέσω του ελέγχου του λόγου κατάτμησης των παλμών οδήγησης των ημιαγωγών, στο κύκλωμα του Σχήματος 1.13α', επιτυγχάνεται είτε υποβιβασμός της τάσης, είτε η ανύψωσή της.
2. Μετατροπέας LLC: Εκμεταλλευόμενοι της απομόνωσης που παρέχει ένας μετασχηματιστής, αρχικά τροποποιείται το ρεύμα στο πρωτεύον (του μετασχηματιστή) από συνεχές σε εναλλασσόμενο. Στην συνέχεια, μέσω του ανορθωτή διόδων, μετατρέπεται το ρεύμα (του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή) ξανά σε συνεχές στην έξοδο. Σε σύγκριση με την τοπολογία του αμφίδρομου μετατροπέα που παρουσιάζεται, η είσοδος είναι απομονωμένη της εξόδου, ενώ επιτυγχάνονται υψηλές αποδόσεις λόγω του φαινομένου του συντονισμού σε συγκεκριμένες καταστάσεις λειτουργίας (Σχήμα 1.13β').



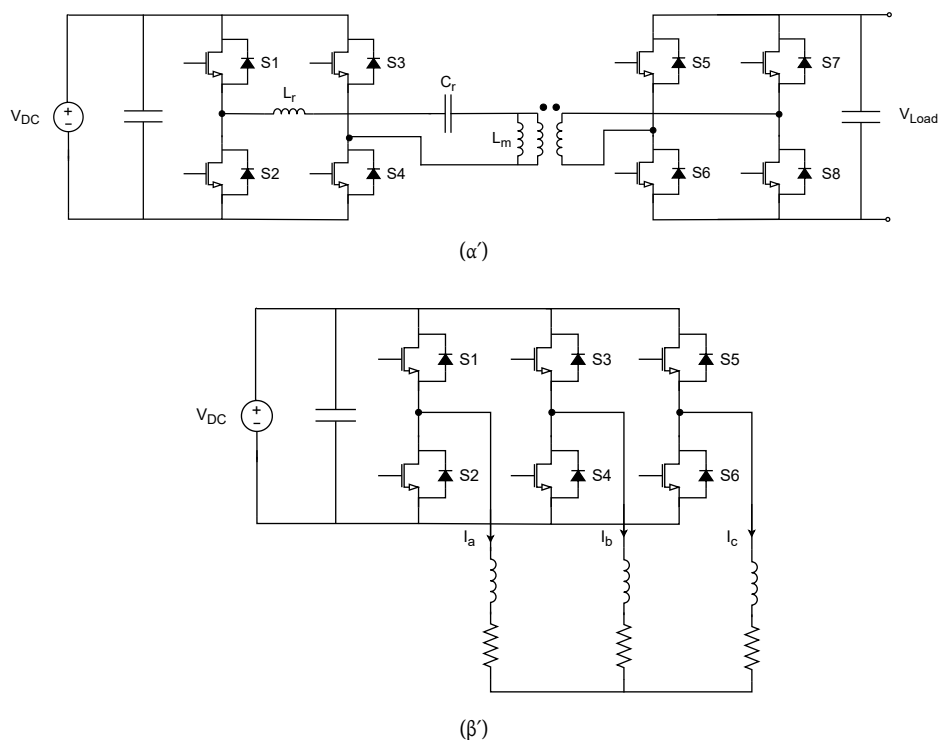
Σχήμα 1.13: Τοπολογίες μετατροπέων ημιγέφυρας (α') Αμφίδρομος μετατροπέας υποβιβασμού/ ανύψωσης (β') Μετατροπέας LLC

Αξιοσημείωτη είναι και η παρουσίαση κάποιων κυκλωμάτων πλήρους γέφυρας.

ελάχιστης αντίστασης, μέσα από τους ημιαγωγούς, με αντίσταση $20 \cdot 10^{-3} \Omega$. Έτσι, στιγμιαία θα αυξηθεί το ρεύμα $I = \frac{80V}{20 \cdot 10^{-3}\Omega} = 4000A$, καταστρέφοντας τα MOSFET.

1.3.2 Τοπολογίες πλήρους γέφυρας

1. Μετατροπέας LLC: Η αρχή λειτουργίας βασίζεται σε αυτή του ίδιου κυκλώματος με ημιγέφυρα. Όμως, η υλοποίηση πλήρους γέφυρας επιτρέπει την αμφίδρομη μεταφορά ισχύος, από την είσοδο προς την έξοδο, και αντίστροφα.
2. Τριφασικός αντιστροφέας: Το συγκεκριμένο κύκλωμα χρησιμοποιείται για την μετατροπή ενέργειας DC-AC. Ο τριφασικός αντιστροφέας ενδείκνυται για εφαρμογές όπως η κίνηση ηλεκτρικών οχημάτων, ή η σύνδεση ενός φωτοβολταϊκού συστήματος με το δίκτυο ενέργειας.



Σχήμα 1.14: Τοπολογίες μετατροπέων πλήρους γέφυρας (α') Full-bridge LLC μετατροπέας (β') 3-φασικός αντιστροφέας

Όπως φαίνεται στα παραπάνω παραδείγματα, βασικό στοιχείο στην μετατροπή ενέργειας αποτελεί η ημιγέφυρα διακοπών ισχύος. Όταν είναι επιθυμητό να βελτιστοποιηθεί ολόκληρο το σύστημα, η ανάλυση μπορεί να ελαχιστοποιηθεί σε μια ημιγέφυρα λόγω συμμετρίας. Στην παρούσα εργασία θα γίνει σχεδίαση και υλοποίηση 3 διαφορετικών ημιγεφυρών με χρήση Si MOSFET και GaN ημιαγωγούς.

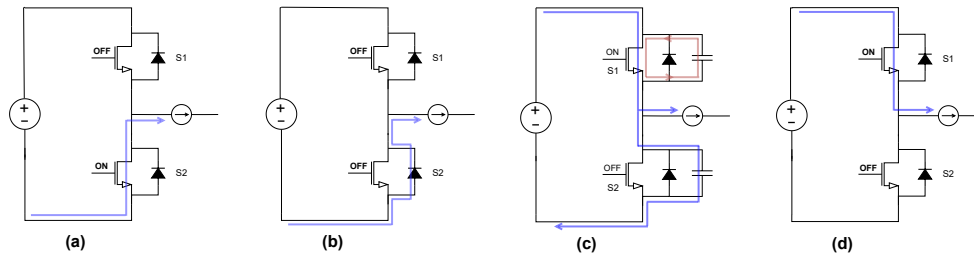
1.4 Εκτίμηση Απωλειών

Με στόχο την επιβεβαίωση του αναλυτικού (θεωρητικού) μοντέλου απωλειών, χρησιμοποιήθηκε ένα πρωτότυπο πειραματικό μοντέλο βασισμένο στη λειτουργία ενός μετατροπέα υποβιβασμού τάσης ημιγέφυρας, με την χρήση διακοπτικών στοιχείων τύπου MOSFET. Η συγκεκριμένη συνδεσμολογία είναι ιδανική για τους στόχους της εργασίας, λόγω της ελεγχόμενης δημιουργίας απωλειών μέσω της τροποποίησης του νεκρού χρόνου. Στην συνέχεια, θα αναλυθούν οι παραγόμενες

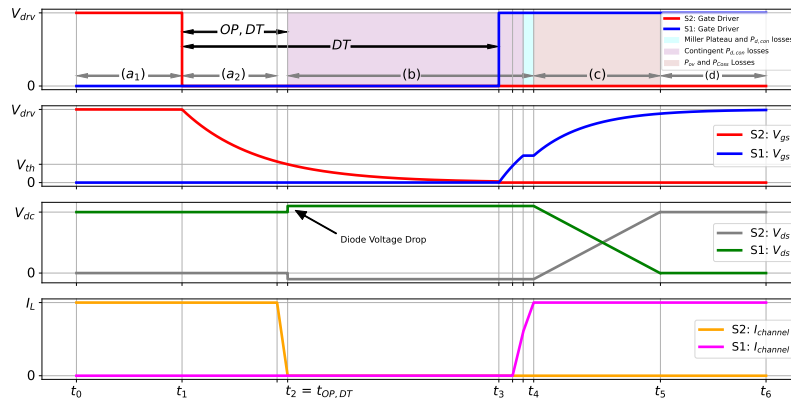
απώλειες κατά την διάρκεια των διακοπτικών μεταβάσεων, όπως και η συνεισφορά του νεκρού χρόνου σε αυτές.

1.4.1 Αναλυτικό Μοντέλο Απωλειών

Οι απώλειες σε έναν μετατροπέα σε τοπολογία ημιγέφυρας, οφείλονται σε πολλούς παράγοντες. Αγνοώντας αυτές που δημιουργούνται από τα βοηθητικά κυκλώματα οδήγησης της πλακέτας (τροφοδοσίες, οδηγός πύλης MOSFET, κ.α.), η πλειοψηφία των απωλειών παράγεται από τα διακοπτικά στοιχεία. Συγκεκριμένα, διαχωρίζονται στις απώλειες αγωγής (P_{con}) και στις διακοπτικές απώλειες (P_{sw}). Οι πρώτες αναλύονται στις απώλειες αγωγής του καναλιού (P_{ch}) και της διόδου σώματος ($P_{d,con}$). Η βαρύτητα του κάθε είδους απωλειών συνήθως ποικίλει από τον σχεδιασμό του μετατροπέα, τις συνθήκες λειτουργίας, και την επιλογή των διακοπτικών στοιχείων. Σχετικά με τις P_{sw} , σημαντικό μέρος αυτών παράγεται από την φόρτιση και εκφόρτιση των εξωτερικών παρασιτικών χωρητικότητων C_{oss} των εκάστοτε συσκευών (P_{Coss}). Οι P_{Coss} και $P_{d,con}$ παρουσιάζουν μεγάλη ευαισθησία, υπό συγκεκριμένες συνθήκες, στην τιμή του νεκρού χρόνου [6], [7]. Η επίδραση του νεκρού χρόνου φαίνεται από την ανάλυση των διαδοχικών διακοπτικών σταδίων μιας ημιγέφυρας, η οποία χωρίζεται σε Μεταβάσεις Τύπου Α και Τύπου Β, Σχήματα 1.15-1.16 αντίστοιχα.



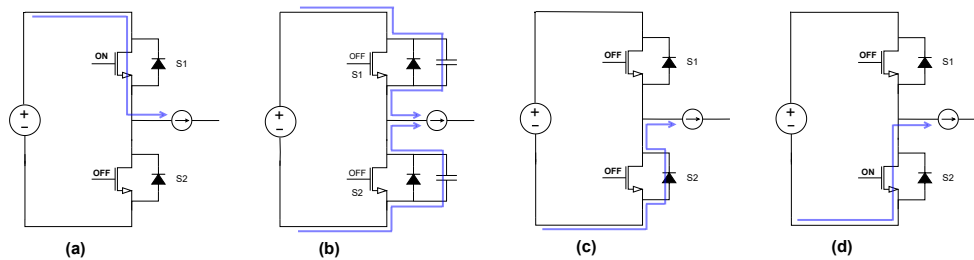
(α') Διακοπτικά στάδια κατά την μετάβαση Τύπου Α



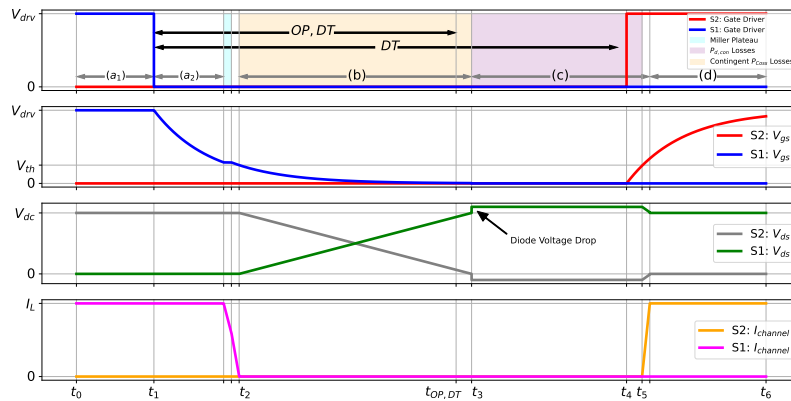
(β') Διακοπτικές κυματομορφές κατά την μετάβαση Τύπου Α, από πάνω έως κάτω: σήματα ελέγχου gate driver, τάσεις V_{gs} , τάσεις V_{ds} , ρεύματα καναλιού MOSFET.

Σχήμα 1.15: Μετάβαση Τύπου Α

Αναφορικά με τις P_{sw} , βασικός χαρακτηρισμός αυτών είναι η 1) ήπια μετάβαση (soft switching), και 2) σκληρή μετάβαση (hard switching). Η σκληρή μετάβαση συμβαίνει όταν κατά την έναυση ή σβέση, για μικρό χρονικό διάστημα η τάση στα άκρα του διακόπτη και το ρεύμα που τον



(α) Διακοπτικά στάδια κατά την μετάβαση Τύπου Β



(β) Διακοπτικές κυματομορφές κατά την μετάβαση Τύπου Β, από πάνω έως κάτω: σήματα ελέγχου gate driver, τάσεις V_{gs} , τάσεις V_{ds} , ρεύματα καναλιού MOSFET.

Σχήμα 1.16: Μετάβαση Τύπου Β

διαρρέει είναι μη μηδενικά. Η **ήπια μετάβαση** μπορεί να πραγματοποιηθεί είτε με μηδενικό ρεύμα στο κανάλι (zero current switching - ZCS), είτε με μηδενική τάση στα άκρα του (zero voltage switching - ZVS). Στην πρώτη περίπτωση, ZCS, το ρεύμα φορτίου έχει μηδενιστεί πριν την έναυση ή σβέση του διακόπτη, οπότε κατά το μεταβατικό φαινόμενο δεν υπάρχει επικάλυψη τάσης και ρεύματος στο κανάλι. Αντίστοιχα, στο ZVS, η εξωτερική χωρητικότητα του διακόπτη έχει πλήρως εκφορτιστεί, δημιουργώντας μηδενική διαφορά δυναμικού στα άκρα, και εν τέλει αποφεύγεται η επικάλυψη τάσης και ρεύματος. Υποκατηγορία των διακοπικών απωλειών ήπιας μετάβασης, αποτελεί η **ημιτελής ήπια μετάβαση** (incomplete soft switching/ partial hard switching) υπό ZCS. Τότε, ενώ το ρεύμα φορτίου έχει μηδενιστεί και ο διακόπτης ξεκινάει την μετάβαση σε αγωγή/ σβέση, οι εξωτερικές χωρητικότητες αυτού και του συμπληρωματικού διακόπτη δεν έχουν φορτιστεί/ εκφορτιστεί πλήρως. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το ρεύμα που απαιτείται για την φόρτιση/ εκφόρτιση αυτών των χωρητικότητων να διαρρέει μέσω του καναλιού του διακόπτη που αλλάζει κατάσταση λειτουργίας.

Οι αναφερόμενες μεταβάσεις μπορούν σε διακριθούν στις αντίστοιχες περιόδους των παρακάτω σχημάτων:

1. Hard switching: Σχήμα 1.15β', μεταξύ των χρόνων t_3+ και t_4 , κατά την έναυση του άνω διακόπτη.
2. Soft switching: Σχήμα 1.15β', μεταξύ των σταδίων (a2) και (b) κατά την σβέση του κάτω διακόπτη.

3. Incomplete Soft switching: Σχήμα 1.16β', πιθανή δημιουργία απωλειών κατά το στάδιο (b) σε περίπτωση επιλογής νεκρού χρόνου μικρότερου από $(t_{OP,DT} - t_1)$.

1.4.2 Τύποι Μεταβάσεων

Η παρακάτω ανάλυση αναφέρεται μόνο στις περιπτώσεις όπου το ρεύμα φορτίου εξέρχεται από την ημιγέφυρα, καθώς τα ίδια φαινόμενα εμφανίζονται και όταν το ρεύμα εισέρχεται στην ημιγέφυρα. Αρχικά, στην μετάβαση Τύπου Α (Σχήμα 1.15α'), ο άνω διακόπτης βρίσκεται σε σβέση ενώ ο κάτω σε αγωγή. Αφού η τάση οδήγησης μειωθεί κάτω το κατώφλι (V_{th}), όπως φαίνεται και στην Σχήμα 1.15β', το ρεύμα στο κανάλι του κάτω διακόπτη μηδενίζεται και η δίοδος σώματος του MOSFET αρχίζει να άγει. Η διάρκεια αυτού του χρονικού διαστήματος καθορίζεται σχεδόν εξολοκλήρου από την τιμή νεκρού χρόνου, έχοντας ως περιορισμό την αποφυγή βραχυκυκλώματος των δύο διακοπών. Το διάστημα αυτό ορίζεται ως βέλτιστος νεκρός χρόνος ($t_{OP,DT}$), και διαρκεί τόσο όσο χρειάζεται η τάση V_{gs} να μειωθεί κάτω από το κατώφλι V_{th} . Εφόσον η τιμή του νεκρού χρόνου είναι μεγαλύτερη του $t_{OP,DT}$, η δίοδος σώματος θα άγει άσκοπα, παράγοντας απώλειες $P_{d,con}$ [περίοδος (b)]. Το επόμενο στάδιο, (c), ξεκινάει στην συνέχεια αφού αυξηθεί η V_{gs} του άνω διακόπτη ($V_{gs} > V_{th}$) και αρχίσει να άγει. Είναι αξιοσημείωτη αυτή η μεταβατική περίοδος, κατά την οποία η εξωτερική χωρητικότητα του άνω διακόπτη εκφορτίζει μέσω του καναλιού, αυξάνοντας τις απώλειες στον διακόπτη ($P_{Coss,hs,1}$). Παράλληλα, ξανά μέσω του καναλιού του άνω διακόπτη φορτίζεται η εξωτερική χωρητικότητα του κάτω διακόπτη, παράγοντας μέσω του ρεύματος φόρτισης επιπλέον απώλειες ($P_{Coss,hs,2}$). Τέλος, το στάδιο (d) υφίσταται από την στιγμή κατά την οποία ο κύκλος φόρτισης/ εκφόρτισης των κάτω/ άνω χωρητικοτήτων, αντίστοιχα, έχει ολοκληρωθεί.

Κατά την Μετάβαση Τύπου Β, αρχίζοντας από το τελικό στάδιο του Τύπου Α, ο άνω διακόπτης βρίσκεται σε αγωγή. Διακόπτοντας τον παλμό οδήγησης του άνω διακόπτη, η διαδοχή του επόμενου σταδίου (b) γίνεται όταν σταματήσει η αγωγή του καναλιού. Σε αντίθεση με προηγουμένως, η βέλτιστη επιλογή νεκρού χρόνου αργοπορεί, διότι οι τάσεις των εξωτερικών χωρητικοτήτων δεν έχουν ακόμα σταθεροποιηθεί. Εάν η αγωγή του κάτω διακόπτη αρχίσει κατά την διάρκεια της περιόδου (b), επιπλέον απώλειες θα παραχθούν λόγω σκληρής έναυσης. Η βέλτιστη τιμή νεκρού χρόνου ($t_{OP,DT}$) εν τέλη, ορίζεται όταν ολοκληρωθεί η φόρτιση/ εκφόρτιση των αντίστοιχων εξωτερικών χωρητικοτήτων. Έπειτα, σε περίπτωση που ο νεκρός χρόνος είναι ακόμα μεγαλύτερος, κατά την περίοδο (c) άγει η δίοδος σώματος του κάτω διακόπτη ($P_{d,con}$). Όταν σταλεί θετικός παλμός στον κάτω διακόπτη, μετά το πέρας του νεκρού χρόνου αρχίζοντας από το στάδιο (a1), μικρό μέρος των απωλειών $P_{d,con}$ παράγεται έως ότου $V_{gs} > V_{th}$, και να μεταβεί η αγωγή του ρεύματος από την δίοδο στο κανάλι.

1.4.3 Σχόλια

Οι περίοδοι απωλειών σε κάθε στάδιο παρουσιάζονται στο υπόμνημα του 1ου γραφήματος στα Σχήματα 1.15β' και 1.16β', για τις μεταβάσεις Τύπου Α και Β αντίστοιχα. Και στα δύο σχήματα, ο επιλεγμένος νεκρός χρόνος είναι μεγαλύτερος από την βέλτιστη τιμή, με σκοπό την παρουσίαση όλων των πιθανών απωλειών στην εκάστοτε μετάβαση. Περαιτέρω ανάλυση των εξισώσεων που χρησιμοποιήθηκαν για τον υπολογισμό των εκάστοτε απωλειών παρουσιάζεται στην διπλωματική εργασία [3].

Κεφάλαιο 2

Θερμιδομετρική διάταξη

Σε αυτή την ενότητα θα αναλυθεί αρχικά το θερμικό μοντέλο στο οποίο βασίζεται η θεωρία της θερμιδομέτρησης. Στην συνέχεια, θα παρουσιαστούν κάποιες διατάξεις οι οποίες προσεγγίζουν διαφορετικά την μέτρηση των απωλειών. Τέλος, θα μελετηθεί η διάταξη που υλοποιήθηκε στα πλαίσια της εργασίας.

2.1 Θερμικό Μοντέλο

Με στόχο την μοντελοποίηση και την αξιοποίηση των μετρήσεων της εκάστοτε διάταξης, είναι χρήσιμη η αντιστοίχιση του θερμικού μοντέλου με το ηλεκτρικό. Χρησιμοποιώντας γνωστές παραμέτρους από την ανάλυση ηλεκτρικών κυκλωμάτων, η αντιστοιχία των θερμικών στοιχείων φαίνεται στον Πίνακα 2.1 [8].

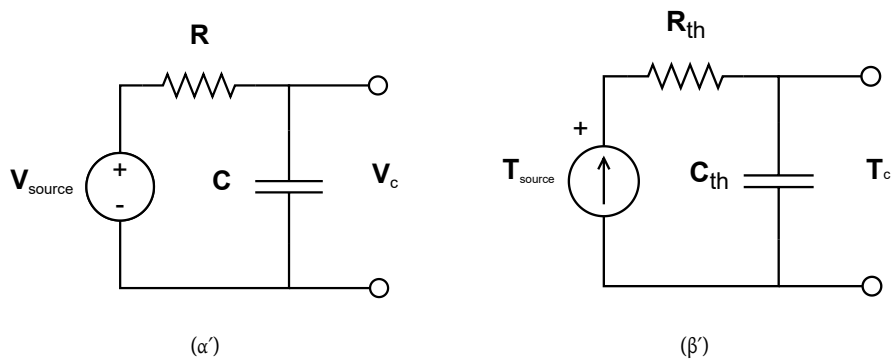
Πίνακας 2.1: Αντιστοίχιση ηλεκτρικού-θερμικού μοντέλου

Ηλεκτρικό Μοντέλο	Θερμικό Μοντέλο
R [Ω]	R_{th} [$^{\circ}C/W$]
C [F]	C_{th} [$J/^{\circ}C$]
V [V]	T [$^{\circ}C$]
I [A]	P_c [W]

Η θερμική αντίσταση [$^{\circ}C/W$] ενός συστήματος αναφέρεται στην αύξηση της θερμοκρασίας που θα παρατηρηθεί εάν εφαρμοστεί ισχύς 1 W. Αντίστοιχα, η θερμοχωρητικότητα (C_{th}) [$J/^{\circ}C$] αναφέρεται στην ποσότητα ενέργειας που χρειάζεται να δαπανηθεί για να αυξηθεί η θερμοκρασία του συστήματος κατά μια μονάδα.

2.1.1 RC κύκλωμα

Από την θεωρία RC κυκλωμάτων (ηλεκτρικών ή θερμικών, Σχήμα 2.1), είναι γνωστό ότι όσο φορτίζει ένας πυκνωτής, τόσο αυξάνεται η τάση στα άκρα του. Αυτό φαίνεται και από την Εξίσωση (2.2), της οποίας γραφική παράσταση σχεδιάζεται στο Σχήμα 2.2. Υπό σταθερή τιμή πηγής θερμοκρασίας T_{source} , ο ρυθμός αύξησης της θερμοκρασίας του περιβάλλοντος, μειώνεται εκθετικά με την πάροδο του χρόνου [Εξίσωση (2.1)]. Επίσης, σε συνδυασμό με την (2.4), η αύξηση της C_{th} συνεπάγεται στην μείωση του εκθετικού όρου (καθυστέρηση του ρυθμού μείωσης του g), όπως και στην αύξηση της απαιτούμενης ενέργειας (2.3) για την επίτευξη της ίδιας θερμοκρασίας T_c .



Σχήμα 2.1: Αντιστοίχιση RC κυκλωμάτων (α') Μοντέλο ηλεκτρικού κυκλώματος (β') Ηλεκτρικό ισοδύναμο θερμικό μοντέλο

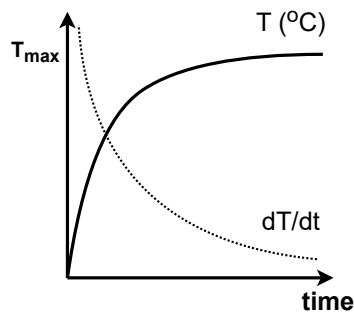
$$g(t) = [1 - e^{(-\frac{t}{R_{th} \cdot C_{th}})}] \quad (2.1)$$

$$T_c(t) = T_{source} \cdot g(t) \quad (2.2)$$

$$C_{th} = Q_c / T_c \quad (2.3)$$

$$Q_c(t) = C_{th} \cdot T_{source} \cdot g(t) \quad (2.4)$$

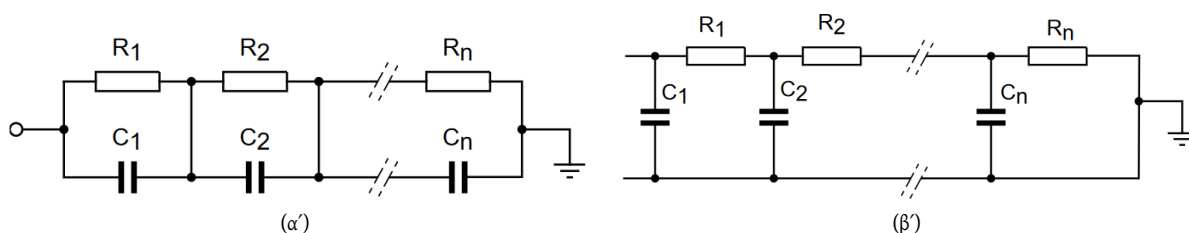
$$(2.1) \rightarrow g(t) = \frac{Q_c(t)}{C_{th} \cdot T_{source}} \quad (2.5)$$



Σχήμα 2.2: Φόρτιση πυκνωτή υπό σταθερή πηγή

Το κύκλωμα από το Σχήμα 2.1β' μπορεί να μοντελοποιήσει την θερμική συμπεριφορά ενός απλού συστήματος. Περισσότερη ακρίβεια επιτυγχάνεται όταν το κύκλωμα γίνεται πιο σύνθετο, μοντελοποιώντας λεπτομερώς το πραγματικό σύστημα. Δύο γνωστά θερμικά μοντέλα αποτελούν το Foster και το Cauer, όπως φαίνονται στα Σχήματα 2.3α' και 2.3β' αντίστοιχα [9]. Η επιλογή μεταξύ των δύο έγκειται στις ανάγκες τις εκάστοτε εφαρμογής. Συνοπτικά, το Foster μοντέλο προτιμάται όταν είναι δυνατή η μέτρηση των εκάστοτε παραμέτρων, με εύκολη προσαρμογή σε κάθε RC στάδιο, και τον υπολογισμό μεταβατικών φαινομένων. Αντιθέτως, το Cauer μοντέλο είναι πιο δύσκολο στην υλοποίησή του, προσομοιώνοντας όμως με καλύτερη ακρίβεια τα φυσικά μο-

νοπάτια μεταφοράς ενέργειας στην γεωμετρία του υλικού προς μοντελοποίηση. Ανεξαρτήτως της επιλογής, βασική δυσκολία αποτελεί η μέτρηση (ή εκτίμηση) των εκάστοτε R και C παραμέτρων.



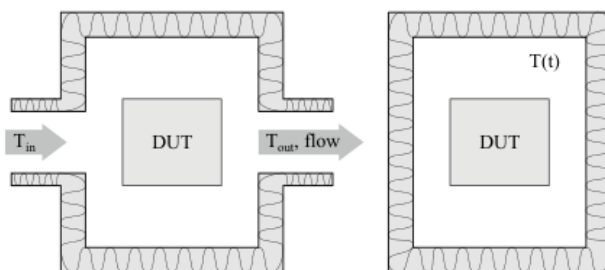
Σχήμα 2.3: Θερμικά RC μοντέλα (α') Foster (β') Cauer

Πριν αναλυθούν οι θερμομετρικές διατάξεις, αξίζει να αναφερθεί η προσέγγιση που ακολουθείται για την κάθε μέτρηση, ανεξαρτήτως επιλογής. Συγκεκριμένα, ανάλογα τον εξοπλισμό και τις ανάγκες του χρήστη, η κάθε μέτρηση ολοκληρώνεται είτε έπειτα από την επίτευξη θερμικής ισορροπίας του συστήματος, είτε κατά τη διάρκεια ενός μεταβατικού, μετά την πάροδο μικρού χρονικού διαστήματος.

Οι ιδιότητες των RC κυκλωμάτων, όπως αναφέρθηκε, είναι ιδιαίτερα χρήσιμες για την επιλογή μεταξύ των δύο μεθόδων θερμομετρικών μετρήσεων. Όταν η τιμή της C_{th} είναι τέτοια ώστε το σύστημα να εισέρχεται σε κορεσμό έπειτα από πολλές ώρες, η μέθοδος θερμικής ισορροπίας μπορεί να μην είναι κατάλληλη. Εκτός από ότι είναι χρονοβόρα διαδικασία, η τιμή θερμοκρασίας ισορροπίας πιθανώς να ξεπερνάει τα επιτρεπτά όρια λειτουργίας του συστήματος, καθιστώντας καταστροφική την διαδικασία για το σύστημα. Παρόλαυτά, οι μεγάλες τιμές της C_{th} οφελούν ως προς την σταθερότητα που ακολουθείται στον ρυθμού αύξησης της θερμοκρασίας. Αυτό το φαινόμενο παρατηρείται στην βιβλιογραφία [10]–[12] στην αρχή κάθε πειράματος. Έτσι, θεωρώντας την κλίση της θερμοκρασίας σχεδόν σταθερή κατά την διάρκεια μιας σύντομης (μεταβατικής) μέτρησης, οι απώλειες του συστήματος είναι δυνατόν να μετρηθούν γρήγορα με μεγάλη ακρίβεια.

2.2 Είδη Διατάξεων

Οι δύο βασικές διατάξεις που κυριαρχούν στις μετρήσεις απωλειών, είναι η θερμομετρική (1) ροής και (2) η αδιαβατική. Υπάρχει πληθώρα παραλλαγών των παραπάνω. Η βάση λειτουργίας της κάθεμιάς βασίζεται στις εξής παρατηρήσεις:



Σχήμα 2.4: **Αριστερά:** Θερμομετρική διάταξη ροής **Δεξιά:** Αδιαβατική θερμομετρική διάταξη [12]

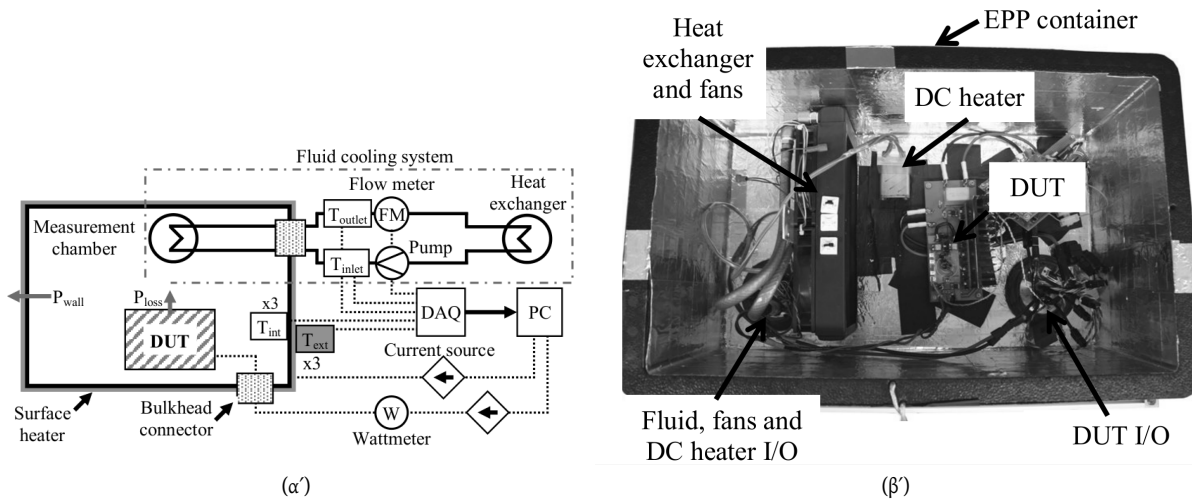
1. Με σταθερή ταχύτητα ροής και όγκο υγρού ή αερίου, η συσκευή υπό δοκιμή (ΣΥΔ) τοποθετείται στο κέντρο της διάταξης. Από την διαφορά θερμοκρασία εξόδου-εισόδου παροχής, μετριοούνται οι απώλειες της ΣΥΔ.
2. Η ΣΥΔ βρίσκεται μέσα σε καλά μονωμένο δοχείο. Οι απώλειες μετριοούνται από τον χρόνο πειράματος και της αύξηση της θερμοκρασίας του όγκου που περιβάλλει την ΣΥΔ.

(α') 2.2.1 Θερμιδομετρικές διατάξεις ροής

1. Μέτρηση ροής ψυκτικού υγρού και αέρα [13]

Σε αυτή την περίπτωση χρησιμοποιείται ένας θάλαμος με μονωμένα τοιχώματα, συνδεδεμένος με ένα σύνηθες σύστημα ψύξης (π.χ. ηλεκτρονικού υπολογιστή). Η ΣΥΔ, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.5, τοποθετείται μέσα στον θάλαμο μαζί με τις σωληνώσεις ψύξης. Αφού έχει βαθμονομηθεί το σύστημα σε συγκεκριμένες συνθήκες λειτουργίας, η κάθε μέτρηση αρχίζει όταν το σύστημα φτάσει σε μια σταθερή κατάσταση θερμοκρασίας. Τότε, σε συνδυασμό με την ταχύτητα παροχής (V') και την πυκνότητα μάζας του απιονισμένου νερού (ρ), μετράται η θερμοκρασία εισόδου και εξόδου παροχής. Για την μείωση του μετρούμενου σφάλματος λόγω ανομοιόμορφης θερμοκρασίας περιμετρικά του θαλάμου, τα εξωτερικά τοιχώματα επενδύονται με ταινία χαλκού, συνδεδεμένη με μια πηγή τάσης, δημιουργώντας ομοιόμορφη εξωτερική θερμοκρασία. Χρησιμοποιώντας PT100 αισθητήρες, η διαφορά θερμοκρασία μεταξύ του εσωτερικού και εξωτερικού τοιχώματος μετρείται, και σε συνδυασμό με την γνωστή θερμική αντίσταση του υλικού, υπολογίζονται οι απώλειες προς το περιβάλλον.

Τα βασικά χαρακτηριστικά και τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της διάταξης αυτής συνοψίζονται στους Πίνακες 2.2 και 2.3 αντίστοιχα.



Σχήμα 2.5: (α') Κυκλωματικό σχεδιάγραμμα (β') Εργαστηριακή αναπαράσταση

Πίνακας 2.2: Βασικά χαρακτηριστικά διάταξης: Μέτρηση ροής ψυκτικού υγρού και αέρα

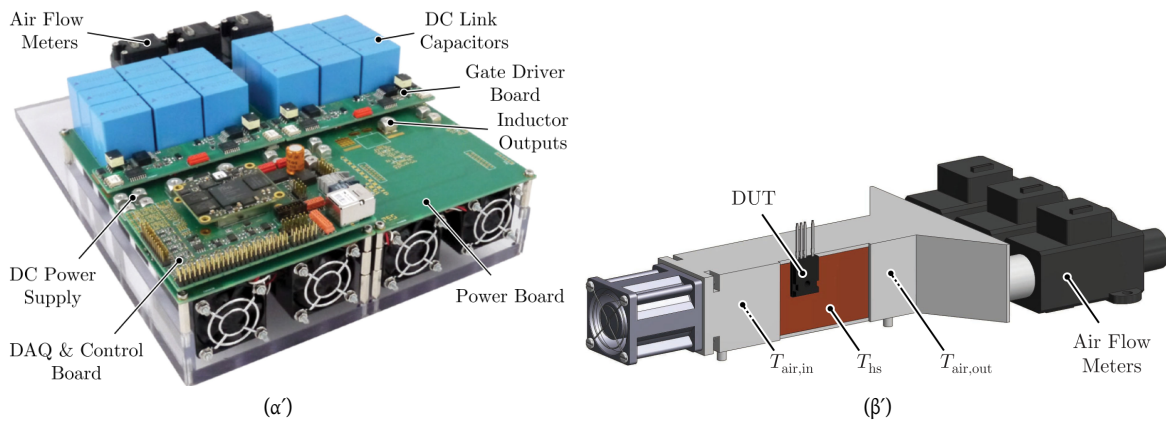
Παράμετρος	Τιμή
Ακρίβεια Αισ. Θερμοκρασίας	0.15 °C
Ελάχιστη Μετρούμενη Ισχύς	20 W
Μέγιστη Μετρούμενη Ισχύς	≥ 100 W
Ακρίβεια Μετρήσεων	<2%
Θερμοκρασία Θαλάμου	30 °C
Χρόνος Μέτρησης	<2 ώρες

Πίνακας 2.3: Αξιολόγηση διάταξης: Μέτρηση ροής ψυκτικού υγρού και αέρα

Πλεονεκτήματα	Μειονεκτήματα
Μεγάλος εύρος μετρούμενης ισχύος	Περίπλοκο σύστημα, πολλές μεταβλητές μπορεί να επηρεάσουν την τελική μέτρηση
Καλή ακρίβεια μέτρησης απωλειών	Αδυναμία μέτρησης απωλειών < 20W
Δυνατότητα χρησιμοποίησης συσκευών διαφόρων μεγεθών	Χρονοβόρα διαδικασία
Μέτρηση των συνολικών απωλειών της συσκευής	Αδυναμία μέτρησης των απωλειών ενός διακοπτικού στοιχείου ξεχωριστά

2. Μέτρηση ροής αέρα και επιφάνειας ψύκτρας [14]

Η επόμενη διάταξη παρουσιάζει σημαντικά μικρότερο όγκο ροής αέρα, ενώ περιορίζεται από την επιφάνεια εφαρμογής της ΣΥΔ. Συγκριτικά με προηγούμενως, δεν φαίνεται να λαμβάνονται μέτρα για την επιρροή της εξωτερικής θερμοκρασίας του δωματίου.



Σχήμα 2.6: (α') Κυκλωματικό σχεδιάγραμμα (β') Εργαστηριακή αναπαράσταση

Αρχικά, έναντι της μέτρησης ψυκτικού υγρού (2.2.1.1.), μετριέται η θερμοκρασία του αέρα, όπως και της επιφάνειας της ψύκτρας της ΣΥΔ. Έχοντας ένα σύνθετο σύστημα με πολλές παραμέτρους, οι συγγραφείς [14] παραθέτουν την ακρίβεια τριών διαφορετικών μεθόδων προσέγγισης υπό διαφορετικές συνθήκες. Οι χρησιμοποιούμενες διαφορικές θερμοκρασίες αποτελούν η $\Delta T_1 = (T_{\psi\kappa\tau\rho\alpha} - T_{\alpha\epsilon\rho\alpha\varsigma \text{ εισόδου}})$ και η $\Delta T_2 = (T_{\alpha\epsilon\rho\alpha\varsigma \text{ εξόδου}} - T_{\alpha\epsilon\rho\alpha\varsigma \text{ εισόδου}})$. Η πρώτη μέθοδος εκμεταλλεύεται την γνωστή (από την θερμική παράμετρο και γεωμετρία του υλικού) θερμική αντίσταση (R_{th}) της ψύκτρας για την μέτρηση απωλειών. Η δεύτερη, χρησιμοποιεί μια

μεταβλητή β με μονάδες αγωγιμότητας [$\Omega/^\circ C$], η οποία υπολογίζεται κατά την διάρκεια του κύκλου βαθμονομήσεων. Η τρίτη μέθοδος, λαμβάνει υπόψιν την αύξηση της ενθαλπίας του αέρα κατά την μέτρηση. Αυτή η μέθοδος παρουσιάζει την χειρότερη ακρίβεια μέτρησης υπό την χαμηλότερη τάση λειτουργίας στα 200 V. Συνοπτικά, οι πρώτες δύο μέθοδοι βασίζονται στις ιδιότητες της ψύκτρας, με την δεύτερη να υπερτερεί (επιτυγχάνοντας σταθερή ακρίβεια 1.37% σε όλες τις τάσεις λειτουργίας), καθώς η R_{th} βαθμονομείται, έναντι του υπολογισμού από τα δεδομένα του κατασκευαστή. Χρησιμοποιούνται αισθητήρες θερμοκρασίας NTC, και η κάθε μέτρηση ολοκληρώνεται αφού επιτευχθεί θερμοκρασιακή ισορροπία.

Τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της διάταξης αυτής συνοψίζονται στον Πίνακα 2.4.

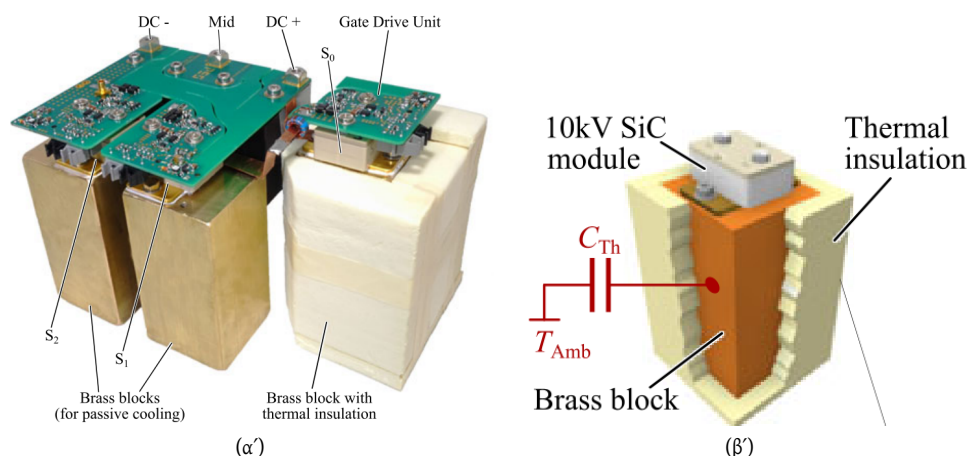
Πίνακας 2.4: Αξιολόγηση διάταξης: Μέτρηση ροής αέρα και επιφάνειας ψύκτρας

Πλεονεκτήματα	Μειονεκτήματα
Μέτρηση απωλειών ενός διακοπτικού στοιχείου	Δεν γίνεται αναφορά στην επίδραση της θερμοκρασίας περιβάλλοντος κατά την διάρκεια μιας μέτρησης
Πολύ καλή ακρίβεια μέτρησης απωλειών	Το εύρος μετρήσιμων απωλειών είναι άγνωστο
Διαφορετικές μέθοδοι μετρήσεων (επαλήθευση υπολογισμών)	Η μέτρηση θερμοκρασίας της ψύκτρας ενδέχεται να επηρεάζεται ανάλογα την τοποθεσία του αισθητήρα από μέτρηση σε μέτρηση
Σχετικά απλό σύστημα ροής αέρα-ψύκτρας	Η διάταξη είναι περιορισμένη από τις διαστάσεις του διακοπτικού στοιχείου
Σύντομος χρόνος μετρήσεων (~25 λεπτά/μέτρηση)	

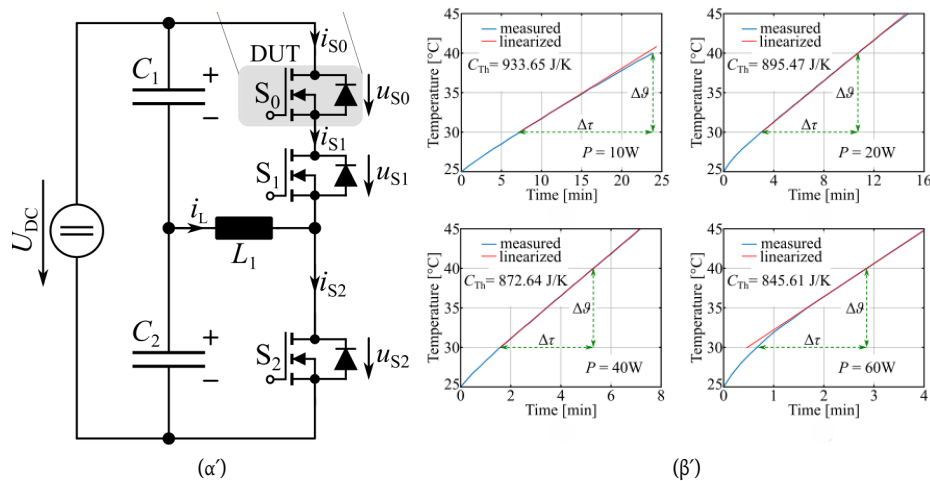
(β') 2.2.2 Θερμιδομετρικές αδιαβατικές διατάξεις

1. Χρήση μπρούτζινης ψύκτρας για μεταβατική μέτρηση [10]

Μεταβαίνοντας στις αδιαβατικές θερμιδομετρικές διατάξεις, η μέτρηση της θερμοκρασίας στη δημοσίευση [10] γίνεται σε μια ογκώδη μπρούτζινη ψύκτρα (Σχήμα 2.7). Με την χρήση τροποποιημένης ημιγέφυρας, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.8, η συγκεκριμένη διάταξη έχει την δυνατότητα να απομονώσει και μετρήσει τις απώλειες κατά την αγωγή και τις διακοπτικές μεταβάσεις ξεχωριστά.



Σχήμα 2.7: (α') Κυκλωματικό σχεδιάγραμμα (β') Εργαστηριακή αναπαράσταση



Σχήμα 2.8: (α) Κυκλωματικό σχεδιάγραμμα (β) Μετρήσεις βαθμονόμησης

Συγκεκριμένα, όταν ο διακόπτης S_0 είναι συνεχώς σε αγωγή, με κλασικό έλεγχο λειτουργίας της ημιγέφυρας μετριοούνται μόνο οι απώλειες αγωγής (P_{con}) για δεδομένο duty cycle. Διαφορετικά, για την μέτρηση των διακοπτικών απωλειών (P_{sw}), ο διακόπτης S_1 βρίσκεται συνεχώς σε αγωγή ενώ μετριοούνται οι συνολικές απώλειες πάνω στον S_0 (P_{tot}). Για τις ίδιες συνθήκες λειτουργίας, οι διακοπτικές υπολογίζονται από τον τύπο $P_{sw} = P_{tot} - P_{con}$.

Σε αντίθεση με τις δύο προηγούμενες διατάξεις, η κάθε μέτρηση γίνεται υπό μεταβατική κατάσταση και όχι σε θερμική ισορροπία. Έτσι, για δεδομένη και σταθερή αύξηση της θερμοκρασίας $10\text{ }^\circ\text{C}$ κάθε φορά, η εκτίμηση της θερμοχωρητικότητας της ψύκτρας (C_{th}) υπολογίζεται από τον αντίστροφο της Εξίσωσης (2.6). Η ισχύς σε αυτό το στάδιο ρυθμίζεται από έλεγχο κλειστού βρόχου μετρώντας το ρεύμα. Τελικά, έχοντας μετρήσει την C_{th} , οι απώλειες υπολογίζονται χρησιμοποιώντας την Εξίσωση (2.6).

$$P = \frac{C_{th} \cdot \Delta\theta}{\Delta t} \quad (2.6)$$

Τα βασικά χαρακτηριστικά και τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της διάταξης αυτής συνοψίζονται στους Πίνακες 2.5 και 2.6 αντίστοιχα.

Πίνακας 2.5: Βασικά χαρακτηριστικά διάταξης: Χρήση μπρούτζινης ψύκτρας για μεταβατική μέτρηση

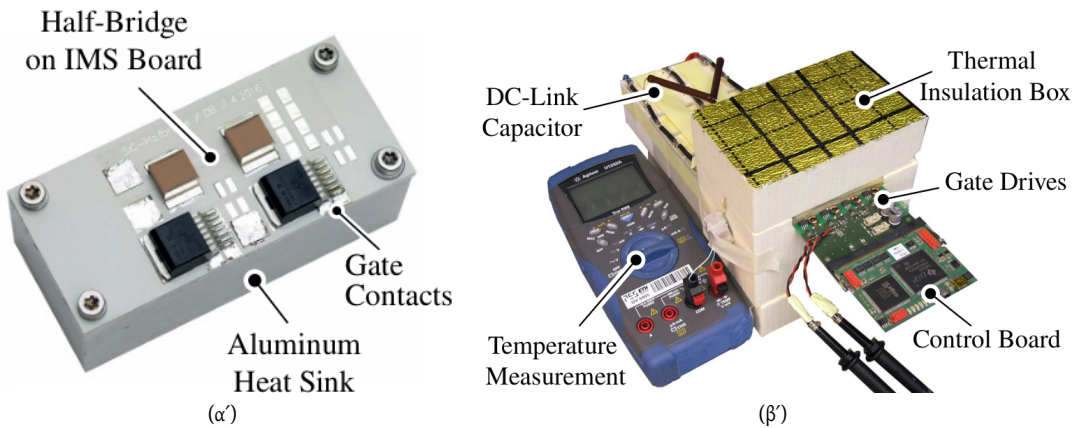
Παράμετρος	Τιμή
Ακρίβεια Αισ. Θερμοκρασίας	$0.1\text{ }^\circ\text{C}$
Ελάχιστη Μετρούμενη Ισχύς	20 W
Μέγιστη Μετρούμενη Ισχύς	40 W
Ακρίβεια Μετρήσεων	10-15%
Θερμοκρασία Ψύκτρας	$30\text{-}40\text{ }^\circ\text{C}$
Χρόνος Μέτρησης	3-7 λεπτά
Μέση Θερμοχωρητικότητα	$887\text{ J}/^\circ\text{C}$

Πίνακας 2.6: Αξιολόγηση διάταξης: Χρήση μπρούτζινης ψύκτρας για μεταβατική μέτρηση

Πλεονεκτήματα	Μειονεκτήματα
Μόνωση από εξωτερικές θερμοκρασιακές παρεμβολές	Σημαντική εξάρτηση της μετρούμενης θερμοχωρητικότητας από το μέγεθος των απωλειών (Σχήμα 2.8β')
Μέτρηση απωλειών ενός διακοπτικού στοιχείου	Αδυναμία μετρήσεων απωλειών $< 20W$
Διαχωρισμός απωλειών (διακοπτικές και αγωγής)	Μέτρια ακρίβεια μετρήσεων
Γρήγορες μετρήσεις	Χρήση τροποποιημένης ημιγέφυρας: πιθανή επίδραση στην συμπεριφορά του συστήματος σε μεγάλες συχνότητες ($> 100 \text{ kHz}$)
Απλή και εύκολη υλοποίηση	Η μέτρηση θερμοκρασίας της ψύκτρας ενδέχεται να επηρεάζεται ανάλογα την τοποθέτηση του αισθητήρα από μέτρηση σε μέτρηση

2. Χρήση ψύκτρας αλουμινίου για μεταβατική μέτρηση [11]

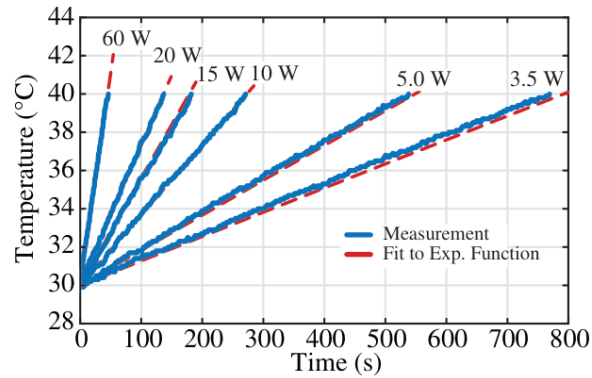
Σε αυτή τη δημοσίευση ακολουθείται παρόμοια μέθοδος με την προηγούμενη (Σχήμα ;). Βασική διαφορά είναι το μέγεθος και το υλικό της ψύκτρας (αλουμίνιο έναντι μπρούτζου). Βλέποντας τις θερμικές ιδιότητες των δύο αυτών υλικών [15], και συγκεκριμένα της ειδικής θερμοχωρητικότητάς τους (C_s), παρατηρείται ότι το αλουμίνιο έχει περίπου 2.3 φορές μεγαλύτερη C_s σε σύγκριση με τον μπρούτζο. Παρόλαυτά, η τιμή της συνολικής θερμοχωρητικότητας μπορεί να διαφέρει σημαντικά λόγω των διαφορετικών πυκνοτήτων των υλικών, όπως και των διαστάσεων των ψυκτρών.



Σχήμα 2.9: (α') Ψύκτρα - Ημιγέφυρα (β') Εργαστηριακή αναπαράσταση

Σημειώνονται οι μετρούμενες και θεωρητικές θερμοχωρητικότητες για τον μπρούτζο και το αλουμίνιο στον Πίνακα 2.7. Όπως θα δούμε και στο πειραματικό στάδιο στη συνέχεια, η θερμοχωρητικότητα του συστήματος σε μια θερμομετρική διάταξη αποτελεί βασική παράμετρο για την επίτευξη μεταβατικών μετρήσεων με καλή ακρίβεια.

Τα βασικά χαρακτηριστικά και τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της διάταξης αυτής συνοψίζονται στους Πίνακες 2.8 και 2.9 αντίστοιχα.



Σχήμα 2.10: Μετρήσεις βαθμονόμησης διάταξης: Χρήση ψύκτρας αλουμινίου για μεταβατική μέτρηση

Πίνακας 2.7: Σύγκριση θερμικών ιδιοτήτων ψυκτρών από μπρούτζο και αλουμίνιο

Μονάδα	Μπρούτζος [10]	Αλουμίνιο [11]
Βαθμονομημένη Θερμοχωρητικότητα $J/^\circ C$	887	293
Όγκος m^3	$250 \cdot 10^{-6}$	$105 \cdot 10^{-6}$
Πυκνότητα Μάζας kg/m^3 [16]	8553	2643
Αναμενόμενη Μάζα kg	2.13	0.27
Ειδική Θερμοχωρητικότητα $J/(kg \cdot ^\circ C)$	384	896
Ανηγμένη Θερμοχωρητικότητα $J/^\circ C$	818	242

Πίνακας 2.8: Βασικά Χαρακτηριστικά διάταξης: Χρήση ψύκτρας αλουμινίου για μεταβατική μέτρηση

Παράμετρος	Τιμή
Ελάχιστη Μετρούμενη Ισχύς	3.5 W
Μέγιστη Μετρούμενη Ισχύς	60 W
Ακρίβεια Μετρήσεων	15%
Θερμοκρασία Ψύκτρας	30 - 40 $^\circ C$
Χρόνος Μέτρησης	1 - 15 λεπτά
Μέση Θερμοχωρητικότητα	293 $J/^\circ C$

Πίνακας 2.9: Αξιολόγηση διάταξης: Χρήση ψύκτρας αλουμινίου για μεταβατική μέτρηση

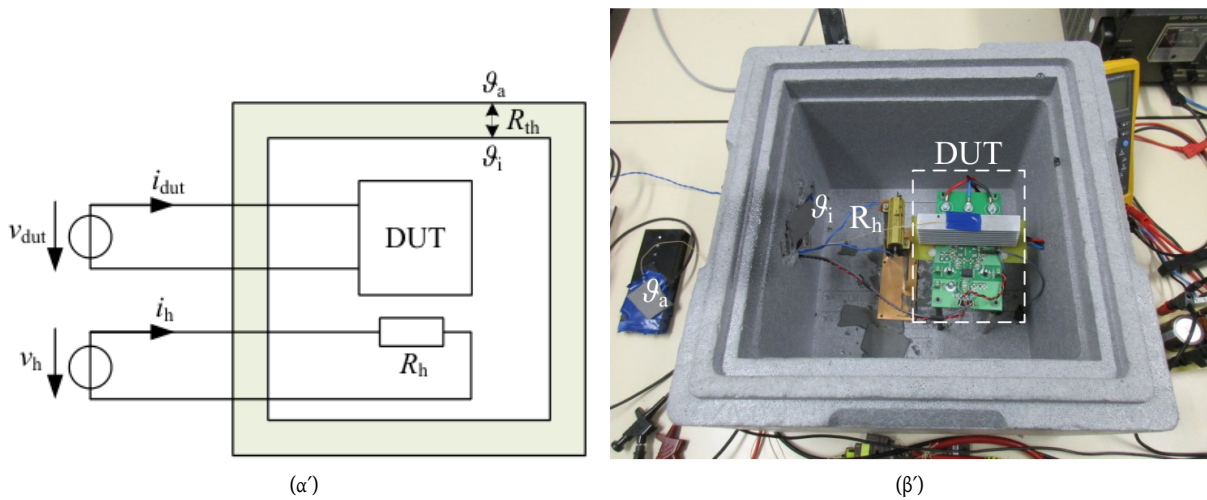
Πλεονεκτήματα	Μειονεκτήματα
Απλή υλοποίηση	Η μέτρηση θερμοκρασίας της ψύκτρας ενδέχεται να επηρεάζεται ανάλογα την τοποθεσία του αισθητήρα από μέτρηση σε μέτρηση
Μεγάλο εύρος μετρήσιμων απωλειών με καλή ακρίβεια	Η χρήση IMS πλακέτας (PCB αλουμινίου) δεν χρησιμοποιείται τόσο συχνά, σε αντίθεση με το FR-4: εξειδικευμένη εφαρμογή, άγνωστη η θερμική και ηλεκτρική συμπεριφορά με την χρήση FR-4 και εξωτερικής ψύκτρας
Γρήγορες μετρήσεις	Η διάταξη πρέπει να προσαρμόζεται εξαρχής στις διαστάσεις της εκάστοτε εφαρμογής

3. Μέτρηση θερμοκρασίας αέρα κλειστού θαλάμου σε μόνιμη κατάσταση [17]

Εναλλακτική προσέγγιση της χρήσης ψύκτρας, αποτελεί η μέτρηση της εσωτερικής θερμο-

κρασίας του περιβάλλοντος, ήπια μονωμένων τοιχωμάτων διάταξης. Συγκεκριμένα, οι βασικές διαφορές από τις προηγούμενες προσεγγίσεις αποτελούν:

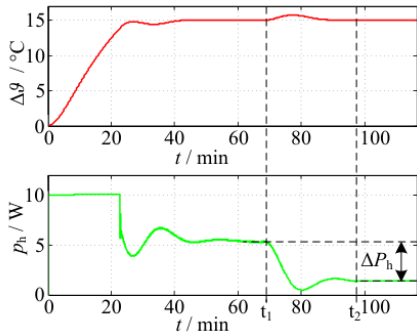
- i. Τοποθέτηση ολόκληρης της συσκευής (διακοπτικά στοιχεία, gate driver και τροφοδοσίες) μέσα στο μονωμένο θάλαμο (έναντι ενός μέρους αυτής).
- ii. Χρήσης αντιστάσεων κατά την βαθμονόμηση της διάταξης, για την προσομοίωση των απωλειών, έναντι της χρήσης των ίδιων των πλακετών προς μέτρηση για την παραγωγή γνωστών απωλειών.
- iii. Μέτρηση της θερμοκρασίας του αέρα μέσα και έξω από το θάλαμο.
- iv. Η διαφορά θερμοκρασίας σε κάθε μέτρηση ορίζεται σταθερά στους $15\text{ }^{\circ}\text{C}$. Αντί να μετριούνται μεταβατικά, όμως, οι απώλειες, χρησιμοποιείται ένα κλειστό σύστημα ελέγχου αντιστάθμισης της θερμοκρασίας.



Σχήμα 2.11: (α) Κυκλωματικό σχεδιάγραμμα (β) Εργαστηριακή αναπαράσταση

Αναλυτικά, στην αρχή κάθε μέτρησης, ο θάλαμος προθερμαίνεται στους $\Delta T_{const,15} = +15\text{ }^{\circ}\text{C}$ από την θερμοκρασία περιβάλλοντος. Αυτό επιτυγχάνεται θερμαίνοντας την βοηθητική αντίσταση υπό σταθερή ισχύ $P_{aux} = 10\text{ W}$. Έπειτα από περίπου 25 λεπτά, αφού αυξηθεί η αρχική θερμοκρασία κατά $\Delta T_{const,15}$, ο μετατροπέας υποβιβασμού τάσης που τροφοδοτεί την αντίσταση μειώνει την ισχύ που καταναλώνεται ($P_{aux,before}$) μέσω ενός κλειστού βρόχου ελέγχου. Έτσι, αντισταθμίζονται οι απώλειες των τοιχωμάτων του συστήματος, και διατηρείται σταθερή η διαφορά θερμοκρασίας εσωτερικού-περιβάλλοντος. Μετά από σχεδόν 45 λεπτά, εφόσον έχει έρθει σε ισορροπία το σύστημα, ενεργοποιείται η ΣΥΔ, και μειώνονται ακόμα περισσότερο οι $P_{aux} = P_{aux,after}$, ώστε η $\Delta T_{const,15}$ να διατηρείται σταθερή. Τα παραπάνω βήματα φαίνονται στο Σχήμα 2.12. Οι απώλειες της συσκευής υπολογίζονται από τον τύπο $\Delta P_h = P_{aux,before} - P_{aux,after}$.

Τα βασικά χαρακτηριστικά και τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της διάταξης αυτής συνοψίζονται στους Πίνακες 2.10 και 2.11 αντίστοιχα.



Σχήμα 2.12: Μέτρηση Βαθμονόμησης

Πίνακας 2.10: Βασικά Χαρακτηριστικά διάταξης: Μέτρηση θερμοκρασίας αέρα κλειστού θαλάμου σε μόνιμη κατάσταση

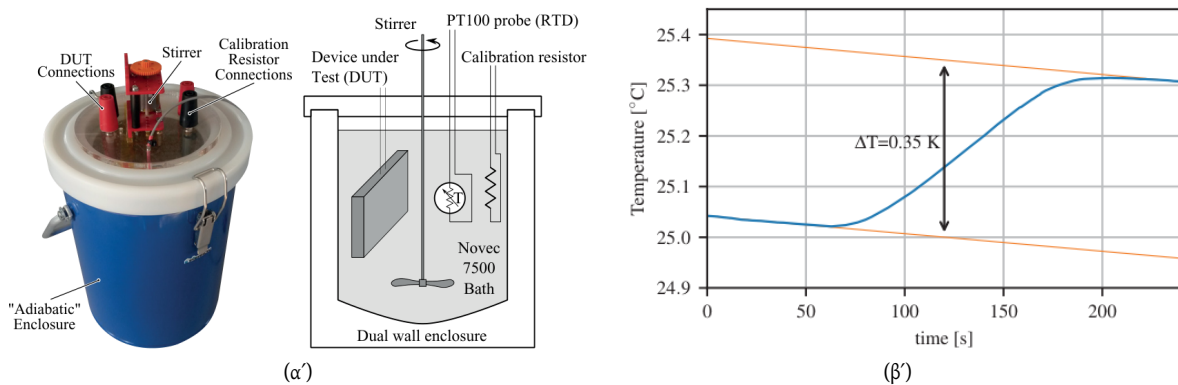
Παράμετρος	Τιμή
Ελάχιστη Μετρούμενη Ισχύς	50 mW
Μέγιστη Μετρούμενη Ισχύς	5 W
Ακρίβεια Μετρήσεων	50 mW
Θερμοκρασία Θαλάμου Περιβάλλοντος	+15 °C
Χρόνος Μέτρησης (χωρίς την προετοιμασία)	30 λεπτά

Πίνακας 2.11: Αξιολόγηση διάταξης: Μέτρηση θερμοκρασίας αέρα κλειστού θαλάμου σε μόνιμη κατάσταση

Πλεονεκτήματα	Μειονεκτήματα
Πολύ καλή ακρίβεια	Μικρό εύρος μετρήσεων
Εύκολη δοκιμή ΣΥΔ διαφορετικών διαστάσεων	Αργή διαδικασία (100 λεπτά)
Σχετικά απλή και οικονομική υλοποίηση	Οι μεταβολές της θερμοκρασίας περιβάλλοντος, αναμένεται να επηρεάζουν την ακρίβεια της εκάστοτε μέτρησης

4. Μέτρηση θερμοκρασίας υγρού σε κλειστό θάλαμο σε μεταβατική κατάσταση [12]

Η τελευταία διάταξη που θα παρουσιαστεί, είναι και η πλησιέστερη με αυτή της συγκεκριμένης εργασίας. Μέσα σε μονωμένο θάλαμο τοποθετείται υγρό τύπου Novec 7500 (3M), και με την χρήση εναέριου αναδευτήρα εξασφαλίζεται ομοιόμορφη κατανομή θερμοκρασίας στο υγρό. Η θερμοκρασία μετριέται με έναν αισθητήρα PT100, οποίος είναι εμποτισμένος στο υγρό, μαζί με την ΣΥΔ και την αντίσταση βαθμονόμησης (Σχήμα 2.13α').



Σχήμα 2.13: (α') Κυκλωματικό σχεδιάγραμμα (β') Μέτρηση βαθμονόμησης

Εφαρμόζοντας την ίδια πρακτική μέτρησης με τις 2.2.2.2. και 2.2.2.3., η απώλειες ισχύος υπολογίζονται αφού η θερμοκρασία αυξηθεί κατά 0.05-3 °C από την αρχική θερμοκρασία. Αυτή τη φορά βέβαια, διατηρείται σταθερός ο χρόνος λειτουργίας στα 60 δευτερόλεπτα, και όχι η αύξηση της θερμοκρασίας. Όπως και προηγουμένως, ο κύκλος βαθμονόμησης συμπεριλαμβάνει την μέτρηση της θερμοκρασίας (συναρτήσεϊ του χρόνου) υπό γνωστό φορτίο στις

αντιστάσεις (αντί για τη ΣΥΔ), για τον υπολογισμό της μέσης θερμοχωρητικότητας του συστήματος.

Πίνακας 2.12: Βασικά Χαρακτηριστικά διάταξης: Μέτρηση θερμοκρασίας υγρού σε κλειστό θάλαμο σε μεταβατική κατάσταση

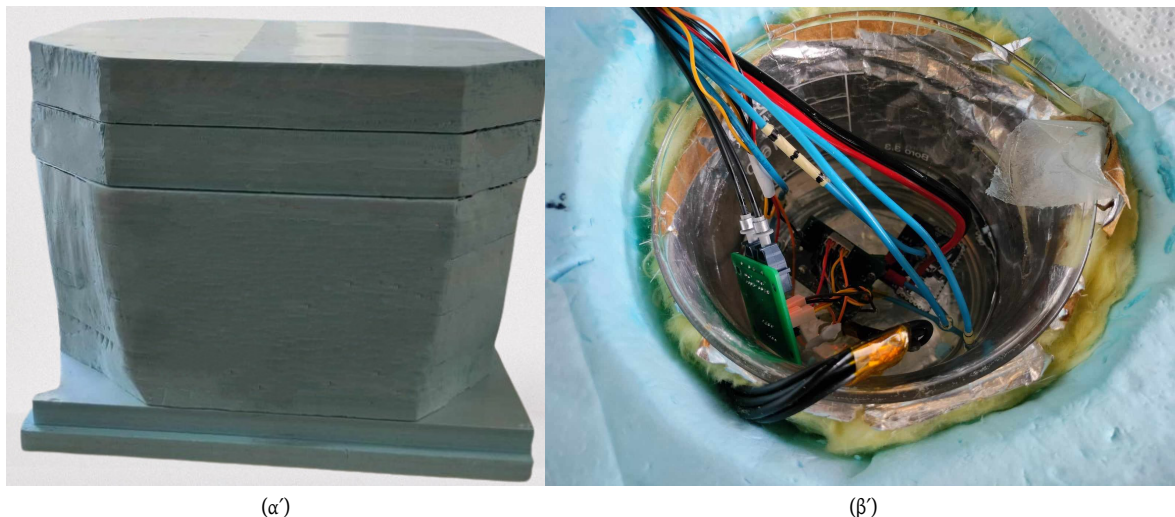
Παράμετρος	Τιμή
Ελάχιστη Μετρούμενη Ισχύς	1 W
Μέγιστη Μετρούμενη Ισχύς	20 W
Ακρίβεια Μετρήσεων	3.2%
Θερμοκρασία Υγρού	0.05 - 3 °C
Χρόνος Μέτρησης	1 λεπτό
Μέση Θερμοχωρητικότητα	1601 J/°C

Πίνακας 2.13: Αξιολόγηση διάταξης: Μέτρηση θερμοκρασίας υγρού σε κλειστό θάλαμο σε μεταβατική κατάσταση

Πλεονεκτήματα	Μειονεκτήματα
Πολύ καλή ακρίβεια	Η ακρίβεια μέτρηση απωλειών και ο χρόνος κάθε δοκιμής, εξαρτώνται από την ακρίβεια του αισθητήρα θερμοκρασίας
Πολύ γρήγορες μετρήσεις	Το χρησιμοποιούμενο υγρό μπορεί να μην είναι εύκολα αποκτήσιμο
Μικρή εξάρτηση από την θερμοκρασία περιβάλλοντος λόγω μικρών βημάτων μεταβολής της θερμοκρασίας του υγρού	Περιορισμένη χρήση συσκευών από τις διαστάσεις του θαλάμου
Απλή υλοποίηση	
Εξάλειψη σφάλματος από την τοποθέτηση του αισθητήρα θερμοκρασίας λόγω ομοιομορφίας της θερμοκρασίας του υγρού από τον αναδευτήρα	

2.3 Προτεινόμενη υλοποίηση θερμοδομέτρησης

Η κατασκευή της θερμοδομετρικής διάταξης είχε ως σκοπό την απλότητα, το χαμηλό κόστος και την εύκολη προσαρμογή στις ανάγκες του κάθε χρήστη. Για αυτό τον λόγο, το βασικό υλικό για την κατασκευή του θαλάμου που χρησιμοποιήθηκε είναι εξηλασμένη πολυστερίνη, προσφέροντας ισχυρές μονωτικές ιδιότητες και εύκολη παραμόρφωση. Στόχος της εργασίας είναι η αξιολόγηση των απωλειών ημιγεφυρών μικρών διαστάσεων. Χρησιμοποιήθηκε γυάλινο δοχείο 2 λίτρων, και 1 κιλό ελαφριού παραφινέλαιου. Η μόνωση του δοχείου ενισχύεται με την τοποθέτηση λεπτής στρώσης υαλοβάμβακα μεταξύ του δοχείου και της πολυστερίνης.



Σχήμα 2.14: (α') Μπροστινή όψη θερμοδομετρικής διάταξης (β') Στοιχεία εμποτισμένα στο λάδι

2.3.1 Αισθητήρες

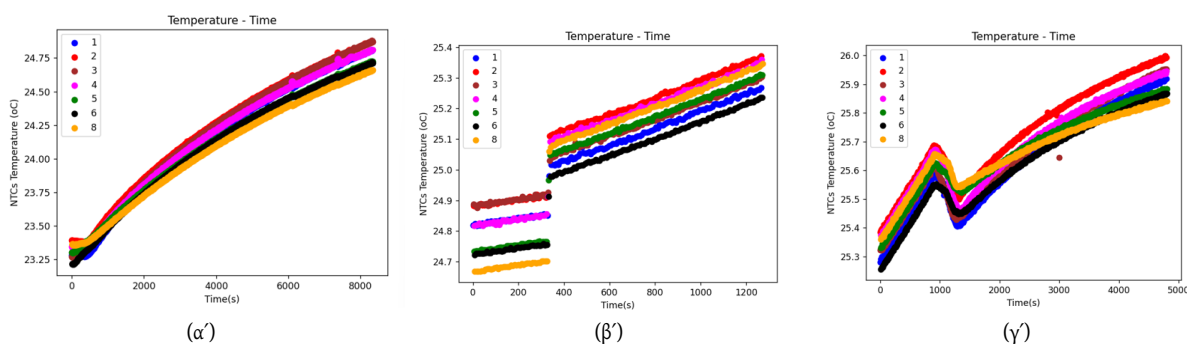
Η βαθμονόμηση της διάταξης ξεκινάει με την εφαρμογή γνωστών φορτίων σε αντιστάσεις ($R_{\beta_{\alpha\theta\mu}}$) βουτηγμένες στο λάδι. Η θερμοκρασία του λαδιού μετριέται από 7 αισθητήρες αρνητικού συντελεστή θερμοκρασίας (negative temperature coefficient, NTC), με ακρίβεια $\pm 0.1 \text{ }^\circ\text{C}$. Η επιλογή αυτής της τεχνολογίας αισθητήρων, έναντι PT100, έγινε λόγω χαμηλού κόστους και πολύ καλής ακρίβειας. Ο κάθε αισθητήρας μετριέται από πολύμετρο πάγκου μεγάλης ακρίβειας (5 1/2 δεκαδικά) μέσω μιας πλακέτας πολυπλέκτη. Συγκεκριμένα, με την βοήθεια ενός Pythion κώδικα στον υπολογιστή και ένα μικροεπεξεργαστή Arduino, ελέγχονται 7 διαφορετικοί διακόπτες. Ο κάθε ένας συνδέει τον εκάστοτε αισθητήρα στο πολύμετρο, με περίοδο μέτρησης 1 δευτερόλεπτο. Συνολικά χρειάζονται 7 δευτερόλεπτα για να μετρηθούν όλοι οι αισθητήρες.

Στο εύρος απωλειών που αναμένεται να βαθμονομηθεί η διάταξη, παρατηρείται ότι σε διάστημα μιας περιόδου (7 δευτερόλεπτα), η θερμοκρασία δεν μεταβάλλεται σημαντικά. Με στόχο την εξαίρεση πιθανής θερμοκρασιακής ανομοιογένειας από την ανάδευση του υγρού, είναι επιθυμητός ο υπολογισμός του μέσου όρου των θερμοκρασιών. Οι 7 μετρήσεις κανονικοποιούνται με γραμμική παρεμβολή σε βήμα 1 δευτερολέπτου, και στην συνέχεια υπολογίζεται η μέση τιμή τους.

2.3.2 Ανάδευση

Για να επιτευχθεί θερμοκρασιακή ομοιογένεια στον όγκο του λαδιού, σε αντίθεση με την στασιμότητα ενός συμπαγούς υλικού όπως μια ψύκτρα, χρησιμοποιήθηκε μέθοδος ανάδευσης. Στον πυθμένα του δοχείου τοποθετείται μικρός μαγνήτης, ο οποίος περιστρέφεται από τον αναδευτήρα που βρίσκεται κάτω από το δοχείο. Η επίδραση του αναδευτήρα στην ομοιομορφία της θερμοκρασίας δοκιμάστηκε σε 300 γρ. λαδιού με 3 πειράματα υπό φορτίο 300 mW.

1. **Ανενεργός αναδευτήρας:** Αρχικά, οι μετρήσεις παρουσιάζουν σχεδόν τον ίδιο ρυθμό αύξησης. Με την πάροδο του χρόνου όμως, η επίδραση της τοποθεσίας του κάθε αισθητήρα γίνεται εμφανέστερη (Σχήμα 2.15α').
2. **Ενεργοποίηση αναδευτήρα μετά την ενεργοποίηση δοκιμαστικού φορτίου:** Ενώ αρχικά η διακύμανση της θερμοκρασίας κυμαίνεται στους $0.25\text{ }^{\circ}\text{C}$, σχεδόν ακαριαία η λειτουργία ανάδευσης μειώνει την διακύμανση στο $0.1\text{ }^{\circ}\text{C}$ (Σχήμα 2.15β').
3. **Διακοπή αναδευτήρα μετά την ενεργοποίηση δοκιμαστικού φορτίου:** Πριν την διακοπή, ο ρυθμός αύξησης όλων των αισθητήρων παρουσιάζει ομοιογένεια και σταθερότητα. Αφού γίνει η διακοπή, για μικρό χρονικό διάστημα οι μετρούμενες θερμοκρασίες αρχίζουν και μειώνονται. Αυτό συμβαίνει διότι στο δοχείο οι αισθητήρες βρίσκονται περιμετρικά των τοιχωμάτων σε απόσταση από τις αντιστάσεις $R_{\beta\alpha\theta\mu}$. Η διακοπή της ανάδευσης έχει ως αποτέλεσμα να μην "μεταφέρεται" περιστροφικά η θερμότητα από τις $R_{\beta\alpha\theta\mu}$ προς τους αισθητήρες. Εν τέλει, παρατηρείται παρόμοια συμπεριφορά φόρτισης RC κυκλώματος, μικρών παραμέτρων. Η μέτρηση του κάθε αισθητήρα παρουσιάζει σημαντικές διαφορές από τους υπόλοιπους, καθιστώντας το σύστημα ευάλωτο σε σφάλματα από την τοποθέτησή τους, και τελικά αβέβαιη την επαναληψιμότητα της διάταξης (Σχήμα 2.15γ').



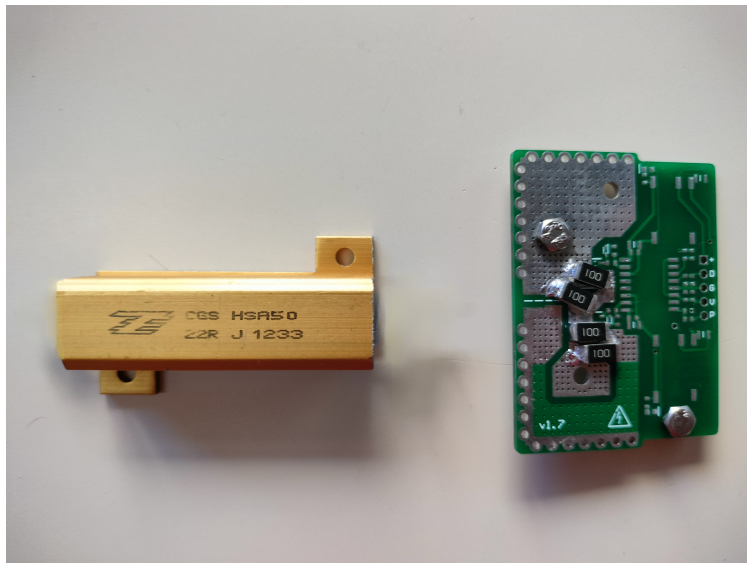
Σχήμα 2.15: (α') Ανενεργός αναδευτήρας (β') Ενεργοποίηση αναδευτήρα μετά την ενεργοποίηση δοκιμαστικού φορτίου (γ') Διακοπή αναδευτήρα μετά την ενεργοποίηση δοκιμαστικού φορτίου

2.3.3 Αντιστάσεις Βαθμονόμησης

Σχετικά με την χρήση αντιστάσεων για την προσομοίωση των απωλειών στην ημιγέφυρα, αρχικά έγινε δοκιμή ογκώδους αντίστασης με ψύκτρα (Σχήμα 2.16) όπως και στο [17]. Έπειτα από αρκετές μετρήσεις όμως, φάνηκε ότι η C_{th} της αντίστασης είναι πολύ μεγαλύτερη αυτής των ημιαγωγών και της ημιγέφυρας. Πρακτικά, σημαντικό μέρος της ενέργειας από την DC γεννήτρια, καταναλώνεται στην θέρμανση της μάζας μεταξύ της αντίστασης (εσωτερικά του σώματος) και

της εξωτερικής επιφάνειας της ψύκτρας. Για να είναι εφικτή η χρήση μιας εξίσωσης όπως η 2.6, για την εκτίμηση των απωλειών, είναι σημαντική η γνώση της $C_{th,sys}$ με καλή ακρίβεια. Εάν η αντίσταση βαθμονόμησης έχει σημαντικά διαφορετική C_{th} από τη ΣΥΔ, τότε η ακρίβεια της μέτρησης υποβαθμίζεται.

Το παραπάνω πρόβλημα λύνεται με την χρήση μικρών surface mounted device (SMD) αντιστάσεων ισχύος πάνω στην πλακέτα της υπό δοκιμή ημιγέφυρας. Σε αντίθεση με την προηγούμενη επιλογή, οι διαστάσεις των SMD είναι παρόμοιες με αυτές των διακοπτικών στοιχείων, οπότε αναμένεται και οι θερμικές ιδιότητες μεταξύ αυτών να είναι πανομοιότυπες. Έτσι, σε μια πλακέτα ημιγέφυρας, κολλήθηκαν SMD αντιστάσεις στις θέσεις των ημιαγωγών, ώστε να προσομοιωθούν οι απώλειες του μετατροπέα στο πραγματικό σύστημα.



Σχήμα 2.16: Αντιστάσεις βαθμονόμησης, αριστερά: τύπου ψύκτρας, δεξιά: SMD ισχύος κολλημένες σε όμοια πλακέτα με την ΣΥΔ

2.3.4 Επιλογή υγρού και ποσότητα λαδιού

Όπως αναφέρεται στην βιβλιογραφία [13], τα παρακάτω υγρά χρησιμοποιούνται σε θερμοδομετρικές διατάξεις:

1. Novac
2. Απιονισμένο Νερό
3. Λάδι

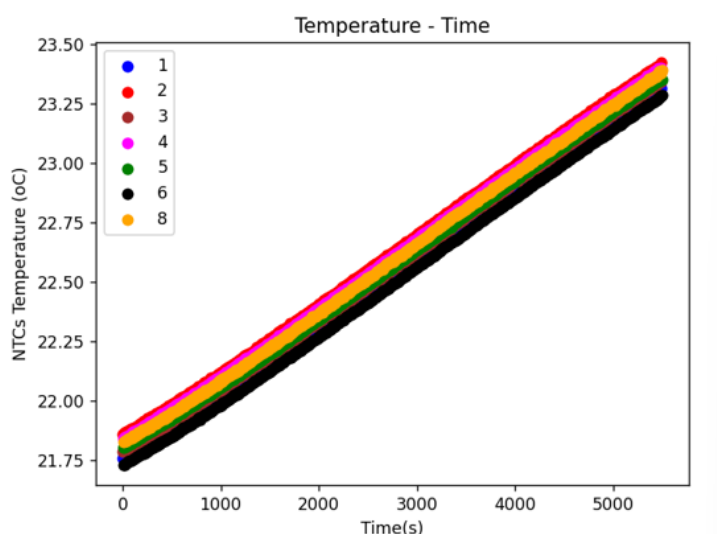
Η χρήση Novac παρουσιάζει καλές θερμικές ιδιότητες με αποτελεσματική ανάδευση σε παρόμοιες διατάξεις, και είναι φιλική προς το περιβάλλον. Βέβαια, η διαθεσιμότητά του είναι περιορισμένη και έχει υψηλό κόστος σε μικρές ποσότητες. Καλή επιλογή αποτελεί και η χρήση απιονισμένου νερού με εξαιρετικά εύκολη ανάδευση, ικανοποιητικές θερμικές ιδιότητες, χαμηλό κόστος αγοράς και μεγάλη διαθεσιμότητα. Βασικό μειονέκτημα είναι η πιθανή διάβρωση των ηλεκτρικών, και εν τέλη θερμικών, ιδιοτήτων του νερού εις βάθος χρόνου. Η διάταξη αναμένεται να είναι εκτεθειμένη συνεχώς στο περιβάλλον, δεν αποτελεί δηλαδή κλειστό κύκλωμα όπως στο [13].

Έτσι, η υγρασία θα αποτελούσε βασικό παράγοντα αλλοίωσης των χαρακτηριστικών του. Για την αποφυγή τέτοιων φαινομένων, καταλληλότερη επιλογή αποτέλεσε το (ελαφρύ) παραφινέλαιο. Οι ιδιότητες παρουσιάζουν παρόμοια πλεονεκτήματα με τις άλλες 2 επιλογές [13], καθιστώντας το κατάλληλο για χρήση στην θερμοδομετρική διάταξη.

Για την επιλογή της ποσότητας του λαδιού, έγιναν δοκιμές 500 και 1000 γρ. μέσα στο δοχείο. Δύο κύριες ιδιότητες που αλλάζουν σε αυτές τις περιπτώσεις είναι 1) η C_{th} και 2) η ικανότητα ανάδευσης. Σχετικά με την ανάδευση, το λάδι είναι υγρό με μεσαία πυκνότητα. Όταν είναι αναγκαία η επίτευξη θερμικής ομοιομορφίας, η αύξηση της μάζας του λαδιού συνεπάγεται στην αύξηση της απαιτούμενης ενέργειας προς ανάδευση. Πειραματικά, με την χρήση NTC αισθητήρων και θερμοκάμερας, δεν παρατηρήθηκε καμία διαφορά μεταξύ της ομοιογένειας των δυο ποσοτήτων. Σημαντική επίδραση όμως παρατηρήθηκε στην μέτρηση της C_{th} .

Εφόσον οι ιδιότητες ενός υγρού παραμένουν σταθερές, η τιμή της C_{th} είναι ανάλογη της μάζας του¹. Λαμβάνοντας υπόψιν την ακρίβεια και την ευαισθησία των αισθητήρων θερμοκρασίας, τα 500 γρ λαδιού είναι μάλλον μικρή ποσότητα για να θεωρηθεί αμελητέα η επίδραση από εξωτερικούς παράγοντες (απώλειες μόνωσης, θερμοκρασία αναδευτήρα). Το φαινόμενο αυτό φαίνεται εντονότερα από το πείραμα χωρίς φορτίο σε 300 γρ. λαδιού (Σχήμα 2.17). Σε διάστημα σχεδόν 100 λεπτών, οι απώλειες του αναδευτήρα αυξάνουν την θερμοκρασία του συστήματος κατά περίπου $1.5^{\circ}C$.

Στοχεύοντας στην υλοποίηση αδιαβατικής θερμοδομετρικής διάταξης, η εξάλειψη των εξωτερικών παρεμβολών είναι επιθυμητή για την ακεραιότητα των μετρήσεων. Ως εκ τούτου, επιλέχθηκαν ως τελική τιμή τα 1000 γρ λαδιού, επιτυγχάνοντας μείωση της θερμοκρασιακής ευαισθησίας με τίμημα την αύξηση της πειραματικής περιόδου.



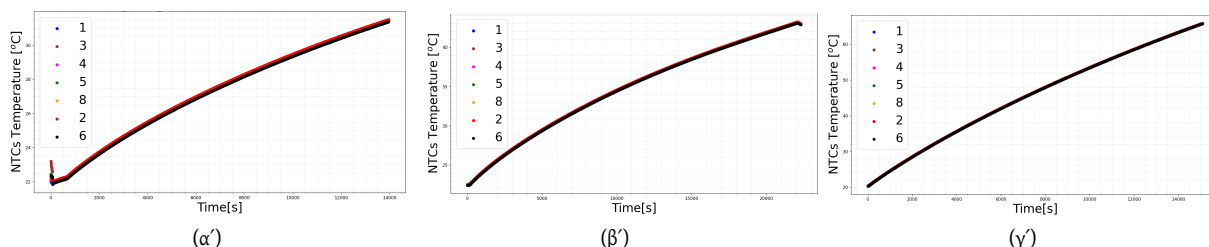
Σχήμα 2.17: Επίδραση λειτουργίας αναδευτήρα στην θερμοκρασία του λαδιού απουσία ισχύς αντιστάσεων

2.3.5 Μεταβατικές μετρήσεις

Αρχικά έγιναν απόπειρες επίτευξης θερμικής ισορροπίας του συστήματος. Αυτό θα γινόταν αντιληπτό από τον κορεσμό της θερμοκρασίας του λαδιού, δηλαδή από την ασήμαντη αύξηση της θερ-

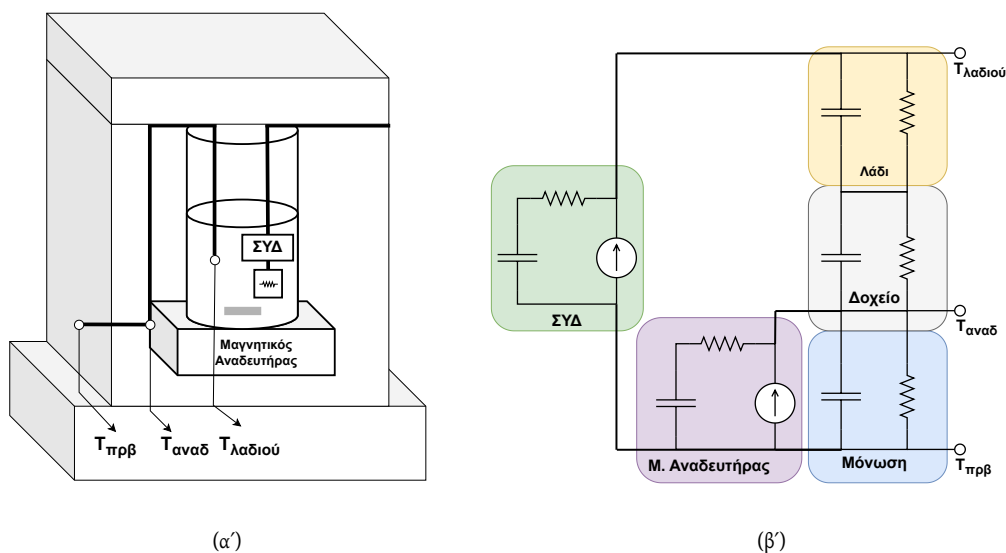
¹Βλέποντας στην ενότητα 2.1 τις μονάδες μέτρησης της θερμοχωρητικότητας, δεν λαμβάνεται υπόψιν η μάζα του υλικού. Στην βιβλιογραφία όμως αναφέρεται ο όρος "ειδική θερμοχωρητικότητα" (c_s) με μονάδες $[J/(kg \cdot ^{\circ}C)]$. Εφόσον είναι γνωστή η C_{th} για συγκεκριμένη μάζα m , υπολογίζεται η ειδική θερμοχωρητικότητα από τον τύπο $c_s = C_{th}/m$. Έτσι, μπορεί να βρεθεί η C_{th} του υλικού για οποιαδήποτε μάζα.

μοκρασίας εις βάθος χρόνου. Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, ο στόχος της συγκεκριμένης διάταξης είναι η ακριβής μέτρηση των απωλειών MOSFET, οι οποίες από το θεωρητικό υπόβαθρο είναι της τάξης του 1 W. Βλέποντας τις μετρήσεις από το 1 έως τα 10 W απωλειών στα 500 και 1000 γρ λαδιού (Σχήμα 2.18), το σύστημα παρουσιάζει ήπια χαρακτηριστικά κορεσμού έπειτα από πολλές ώρες. Για να μειωθεί, λοιπόν, ο απαιτούμενος χρόνος κάθε πειράματος, επιλέχθηκαν οι μεταβατικές μετρήσεις.



Σχήμα 2.18: Δοκιμές επίτευξης θερμοκρασιακής ισορροπίας στα 500 και 1000 γρ. λαδιού για: (α') 1 W (β') 2 W (γ') 10 W

Κατά την διάρκεια των αρχικών βαθμονομήσεων της διάταξης, παρατηρήθηκε ότι η συμπεριφορά της θερμοκρασίας δεν είναι ίδια για όμοιες ισχύεις απωλειών. Όπως φαίνεται και από την υλοποίηση του Foster RC μοντέλου της διάταξης (Σχήμα 2.19) η θερμοκρασία του λαδιού εκτός από την ΣΥΔ, επηρεάζεται από τις απώλειες του μαγνητικού αναδευτήρα [αύξηση της θερμοκρασίας περιμετρικά του δοχείου ($T_{\text{αναδ}}$)], και τις μεταβολές του περιβάλλοντος ($T_{\text{πρβ}}$). Κατά την διάρκεια μιας μεταβατικής μέτρησης ο ρυθμός αύξησης της θερμοκρασίας είναι καίριας σημασίας, οπότε τοποθετήθηκαν δύο αισθητήρες στα σημεία που φαίνονται στο Σχήμα 2.19α', προς μέτρηση των αντίστοιχων θερμοκρασιών $T_{\text{αναδ}}$ και $T_{\text{πρβ}}$. Έτσι, επιτυγχάνεται καλύτερη εποπτεία του συστήματος, προς εξασφάλιση της επαναληψιμότητας των μετρήσεων.



Σχήμα 2.19: (α') Γραφική αναπαράσταση διάταξης (β') Αντίστοιχο θερμικό Foster RC κύκλωμα

2.3.6 Βαθμονόμηση

Ο σκοπός της βαθμονόμησης, είναι η εκτίμηση της συνολικής χωρητικότητας του συστήματος στο εύρος των αναμενόμενων απωλειών προς μέτρηση. Στο σύστημα συμπεριλαμβάνονται η ΣΥΔ, οι αντιστάσεις βαθμονόμησης (μη αμελητέα C_{th}) και οι αισθητήρες θερμοκρασίας (μικρή C_{th}). Για την επίτευξη μετρήσεων με βέλτιστη ακρίβεια, είναι σημαντικό η συνολική C_{th} να διατηρηθεί ίδια κατά την διάρκεια της βαθμονόμησης και των πειραμάτων. Για αυτό τον λόγο, η πλακέτα της ΣΥΔ και των αντιστάσεων παραμένουν εμποτισμένες στα λάδι συνεχώς. Κατά την διάρκεια της βαθμονόμησης, η ΣΥΔ είναι ανενεργή, ενώ οι αντιστάσεις βαθμονόμησης τροφοδοτούνται με συνεχή ισχύ (P_{cal}). Αντιθέτως, κατά την διάρκεια των πειραμάτων, η ΣΥΔ ενεργοποιείται ενώ οι αντιστάσεις είναι αδρανείς.

Έχοντας αναμενόμενη συμπεριφορά στον ρυθμό αύξησης της θερμοκρασίας, βάσει την θεωρίας-Ενότητα 2.1, στην αρχή κάθε πειράματος, είναι εφικτός ο υπολογισμός της θερμοχωρητικότητας για κάθε P_{cal} με βάση την κλίση της θερμοκρασίας. Η C_{th} υπολογίζεται από τον ανάστροφο του ρυθμού αύξησης της θερμοκρασίας από τον τύπο:

$$C_{th}(P_{cal}) = \frac{P_{cal} \cdot \Delta t}{\Delta T_{oil}} \quad (2.7)$$

όπως και στην εφαρμογή 2.2.2.1.

Πραγματοποιήθηκαν 5 κύκλοι βαθμονόμησης της διάταξης για διαφορετικές τιμές P_{cal} . Τα διαγράμματα των $T_{\lambdaαδιου}$ και $T_{αναδ}$ φαίνονται στο Σχήμα 2.20. Κάθε μέτρηση ολοκληρώνεται με την αύξηση της $T_{\lambdaαδιου}$ κατά $2^\circ C$ από την αρχική θερμοκρασία ($T_{αρχη}$)². Τα αποτελέσματα των μετρούμενων C_{th} παρουσιάζονται στο Πίνακα 2.14, όπου για P_{cal} από 1 έως 10 W υπολογίζεται η μέση τιμή $C_{th,avg} = 2482 J/^\circ C$ για θερμοκρασίες λαδιού από $26 - 29^\circ C$. Έτσι, τροποποιώντας την Εξίσωση (2.7), υπολογίζονται οι απώλειες της ΣΥΔ για τον εκάστοτε χρόνο και αύξηση θερμοκρασίας $2^\circ C$.

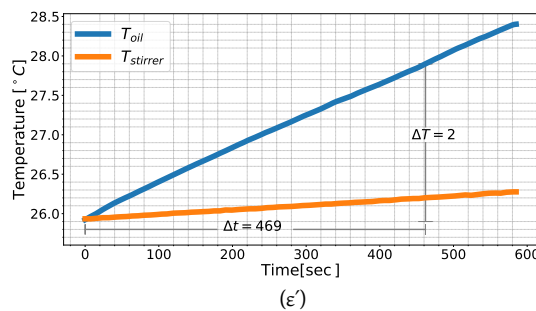
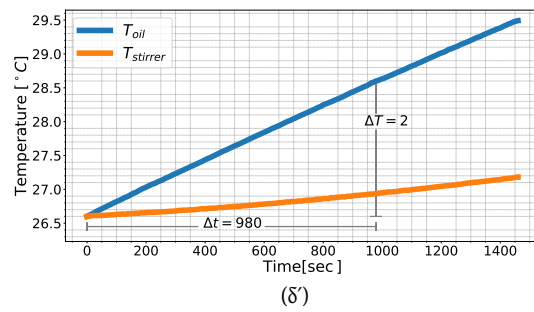
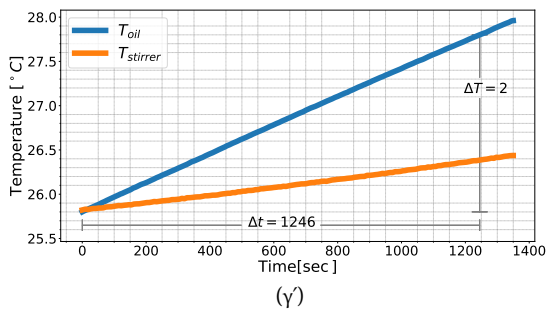
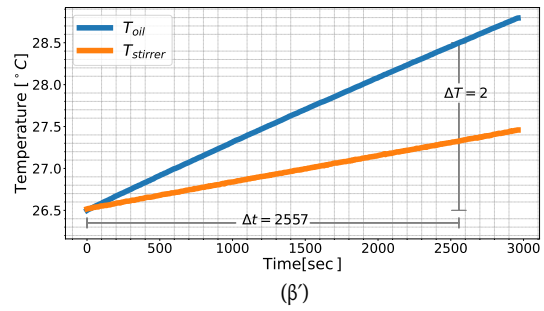
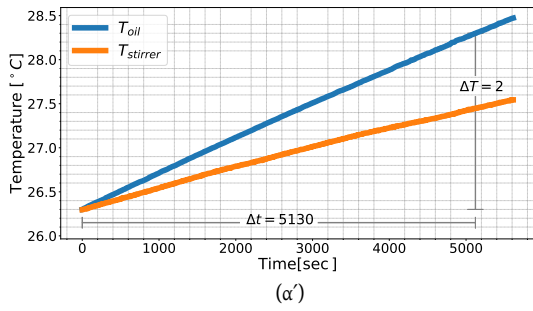
Πίνακας 2.14: Τιμές θερμοχωρητικότητας από τους κύκλους βαθμονόμησης

P_{cal} [W]	$T_{αρχη}$ [$^\circ C$]	C_{th} [$J/^\circ C$]
1	26.3	2565
2	26.5	2557
4	25.8	2492
5	26.6	2450
10	25.9	2345

Χρησιμοποιώντας την μέση τιμή της C_{th} στον αντίστροφο της Εξίσωσης (2.7), υπολογίζεται στον Πίνακα 2.15 η εκτίμηση των μετρούμενων ισχύων μαζί το αντίστοιχο σφάλμα. Παρατηρείται ότι η διάταξη, χρησιμοποιώντας την $C_{th,avg}$, παρουσιάζει βέλτιστη ακρίβεια γύρω από το μέσο των απωλειών βαθμονόμησης στα 4-5 W.

Συγκρίνοντας τις καμπύλες βαθμονόμησης των P_{cal} για 1 και 10 W, Σχήματα 2.20α' και 2.20ε' αντίστοιχα, φαίνεται ότι η θερμοκρασία περιμετρικά του δοχείου $T_{αναδ}$ έχει διαφορετικές τελικές τιμές. Στην δοκιμή 1 W απαιτείται αρκετός χρόνος για την αύξηση του $T_{\lambdaαδιου}$ κατά $2^\circ C$, οπότε και η $T_{αναδ}$ αυξάνεται κατά $1.25^\circ C$ από την αρχική θερμοκρασία. Αντιθέτως, στα 10 W, ο χρόνος είναι

² Η επιλογή αυτής της τιμής μπορεί να γίνει αυθαίρετα. Για παράδειγμα, στην αναφορά [12], διάταξη 2.2.2.4., το επιλεγμένο εύρος είναι μεταξύ $0.05 - 3^\circ C$. Σε αυτή την εφαρμογή χρησιμοποιήθηκε αισθητήρας PT100 με αναμενόμενη ακρίβεια μέτρησης στους $20-30^\circ C$ στο $0.05^\circ C$. Στην υλοποίηση της παρούσας εργασίας χρησιμοποιούνται NTC αισθητήρες με ακρίβεια $0.1^\circ C$. Η επιλογή των $2^\circ C$ εξηγείται στην ενότητα 2.3.7



Σχήμα 2.20: Αύξηση της θερμοκρασίας λαδιού και αναδευτήρα κατά τον κύκλο βαθμονόμησης: (α') 1 W (β') 2 W (γ') 4 W (δ') 5 W (ε') 10 W

σχεδόν 10 φορές μικρότερος, και η $T_{\alpha\omega\alpha\delta}$ αυξάνεται μόνο κατά $0.3\text{ }^{\circ}\text{C}$. Αυτό σημαίνει ότι ενώ και στις δύο περιπτώσεις το λάδι έχει καταναλώσει την απαραίτητη ενέργεια για να αυξηθεί η $T_{\lambda\alpha\delta\iota\omicron\upsilon}$ στις ίδιες μονάδες, η μόνωση που περιβάλλει το δοχείο έχει απορροφήσει σημαντικά λιγότερη ενέργεια στα 10 W από ότι στο 1 W. Από τις μονάδες μέτρησης της C_{th} ($\text{J}/^{\circ}\text{C}$) είναι προφανές ότι για την ίδια διαφορά θερμοκρασίας ($2\text{ }^{\circ}\text{C}$), όσο μειώνεται η καταναλισκόμενη ενέργεια στο σύστημα, τόσο μειώνεται και η μετρούμενη C_{th} .

Η $C_{th,avg}$ τείνει να μειώνεται όσο αυξάνεται η P_{cal} , όπως και στη [10]. Για την αύξηση της ακρίβειας των μετρήσεων, προτείνεται η χρήση δύο διαφορετικών χωρητικοτήτων κατά τον υπολογισμό των απωλειών. Αρχικά, χρησιμοποιείται η μέση τιμή $C_{th,avg}$ για την προσέγγιση της τάξης μεγέθους των απωλειών ($P_{cal,est}$) της ΣΥΔ. Σε δεύτερο στάδιο, επιλέγεται η C_{th} βάσει της πλησιέστερης $P_{cal,est}$ για τον τελικό υπολογισμό. Με αυτό τον τρόπο, είναι δυνατόν να μειωθεί το παραγόμενο σφάλμα από την εκτίμηση της C_{th} , χωρίς όμως να αναιρούνται οι αποκλίσεις από σφάλματα προετοιμασίας, μετρητικού εξοπλισμού κ.α..

Πίνακας 2.15: Σφάλμα από τον υπολογισμό της ισχύος αντίστοιχης P_{cal} χρησιμοποιώντας την μέση τιμή $C_{th,avg}$

P_{cal} [W]	$P_{cal,est}$ [W]	Error [%]
1	0.97	-3
2	1.94	-3
4	3.99	-0.25
5	5.06	1.2
10	10.58	5.8

2.3.7 Προετοιμασία Μέτρησης

Η βαθμονόμηση του συστήματος, όπως έχει ήδη αναφερθεί, πραγματοποιείται για μικρή αύξηση της θερμοκρασίας $2\text{ }^{\circ}\text{C}$ για τους εξής λόγους:

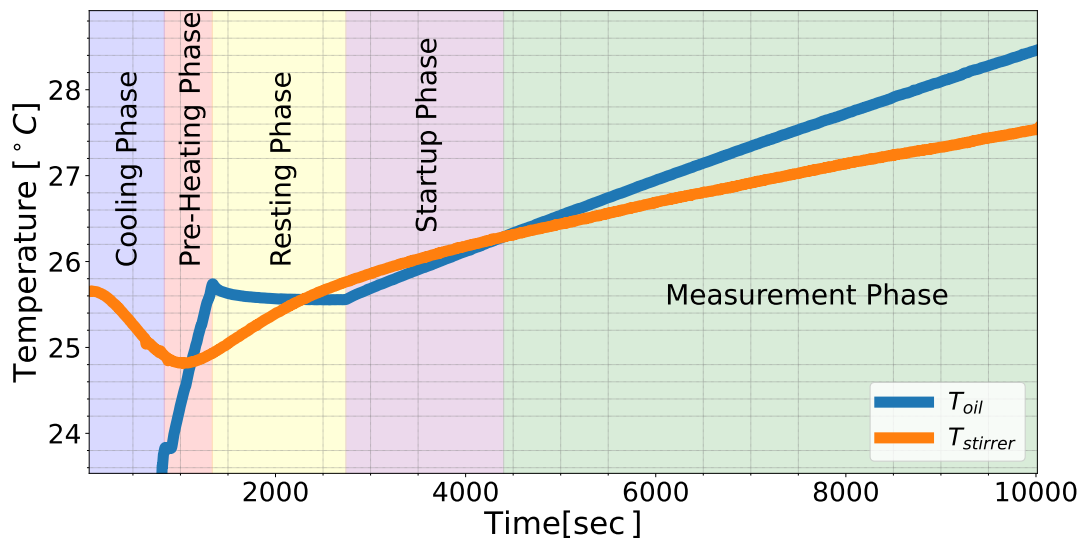
1. Οι θερμικές και ηλεκτρικές ιδιότητες της διάταξης (πολυστερίνη, γυάλινο δοχείο και παραφινέλαιο) όπως και της ΣΥΔ, αναμένονται να είναι σταθερές.
2. Έχουν εξαλειφθεί οι πιθανές εξαρτήσεις της συνολικής θερμοχωρητικότητας από την $T_{\lambdaαδιου}$ (σε αντίθεση με την λήψη θερμοκρασιών μακροπρόθεσμα).
3. Ο ρυθμός αύξησης της θερμοκρασίας του λαδιού θεωρείται σταθερός χωρίς να επηρεάζεται από φαινόμενα κορεσμού (ενότητα 2.1.1).

Τα παρακάτω βήματα, όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.21, ακολουθούνται κάθε φορά, ώστε να εξασφαλίζεται η επαναληψιμότητα του πειράματος:

1. Η $T_{\pi\rho\beta}$ πρέπει να διατηρείται όσο πιο σταθερή γίνεται ($\pm 0.3\text{ }^{\circ}\text{C}$ από την αρχική θερμοκρασία) κατά την διάρκεια μιας μέτρησης, έτσι ώστε η αποθηκευμένη ενέργεια στο μονωτικό υλικό να μην επηρεάζεται από το περιβάλλον.
2. **Περίοδος Ψύξης:** Για να ξεκινήσει μια μέτρηση, το λάδι ψύχεται κάτω από, ή έως, την θερμοκρασία του περιβάλλοντος. Η ακεραιότητα των αποτελεσμάτων εξασφαλίζεται όταν η $T_{\lambdaαδιου}$ έχει μικρή διακύμανση από $T_{\pi\rho\beta}$, διαφορετικά, μέρος των απωλειών θα αποθηκευτούν στο μονωτικό υλικό. Η ψύξη του συστήματος (μόνωση, αναδευτήρας) επιτυγχάνεται τοποθετώντας παγωμένο λάδι μέσα στον θάλαμο, έως ότου η θερμοκρασία να μειωθεί κάτω από $T_{\pi\rho\beta}$. Είναι σημαντικό όλο το σύστημα να βρίσκεται σε πολύ κοντινές θερμοκρασίες ($\pm 0.2\text{ }^{\circ}\text{C}$) αρχικά, έτσι ώστε να μην συνεισφέρουν τα όποια θερμότερα μέρη ενέργεια στο λάδι, επηρεάζοντας εν τέλη την ακρίβεια των μετρήσεων.
3. **Περίοδος Προθέρμανσης:** Ζεσταίνεται το λάδι ενεργοποιώντας τις αντιστάσεις βαθμονόμησης, ενώ συνεχίζει ο αναδευτήρας να λειτουργεί, εξασφαλίζοντας θερμοκρασιακή ομοιομορφία. Όπως και προηγουμένως, το λάδι θερμαίνεται έως την θερμοκρασία περιβάλλοντος, ελαχιστοποιώντας οποιαδήποτε πιθανή μεταφορά θερμικής ενέργειας από το περιβάλλον προς τη ΣΥΔ.
4. **Περίοδος Ηρεμίας:** Ενώ η τιμή της $T_{\lambdaαδιου}$ βρίσκεται στα επιθυμητά όρια, είναι πιθανό κάποια μέρη του συστήματος να έχουν ακόμα χαμηλότερες θερμοκρασίες, λόγω της αρχικής ψύξης στο βήμα 2. Αυτό γίνεται αντιληπτό από την (αργή) μείωση της $T_{\lambdaαδιου}$, αμέσως μετά το βήμα 3. Με στόχο την επίτευξη θερμοκρασιακής ομοιομορφίας στην διάταξη, δηλαδή όλα τα μέρη

να βρίσκονται σε πολύ κοντινές θερμοκρασίες με τις $T_{\text{πρβ}}$ και $T_{\text{λαδιού}}$, οι απώλειες του αναδευτήρα χρησιμοποιούνται για την θέρμανση των ψυχρών μερών. Σε περίπτωση που η $T_{\text{λαδιού}}$ δεν έχει σταθεροποιηθεί έγκαιρα, είναι πιθανό η $T_{\text{αναδ}}$ να την ξεπεράσει ελάχιστα.

- Περίοδος Εκκίνησης:** Η ΣΥΔ ενεργοποιείται, και δεν λαμβάνεται υπόψιν (ακόμα) η μέτρηση των απωλειών. Η **Περίοδος Μέτρησης** αρχίζει από την στιγμή που η $T_{\text{αναδ}}$ ισούται με την $T_{\text{λαδιού}}$, έτσι ώστε η ροή ενέργειας να έχει μονή κατεύθυνση (από το λάδι προς τον αναδευτήρα και το μονωτικό υλικό). Διαφορετικά, η κλίση της $T_{\text{λαδιού}}$ θα είχε διαφορετικό πρόσημο πριν και μετά την στιγμή $T_{\text{αναδ}} = T_{\text{λαδιού}}$. Αυτό το φαινόμενο θα καθιστούσε παράγοντα αβεβαιότητας κάθε μέτρησης, επηρεάζοντας αρνητικά τα τελικά αποτελέσματα.
- Περίοδος Μέτρησης:** Όταν η $T_{\text{λαδιού}}$ είναι ίση με την $T_{\text{αναδ}}$, η θερμοκρασία αρχίζει να καταγράφεται. Η εκάστοτε μέτρηση απωλειών διακόπτεται όταν η $T_{\text{λαδιού}}$ έχει αυξηθεί κατά 2°C .



Σχήμα 2.21: Φάσεις μέτρησης κατά την βαθμονόμησης 1 W

2.3.8 Εργαστηριακή Διάταξη

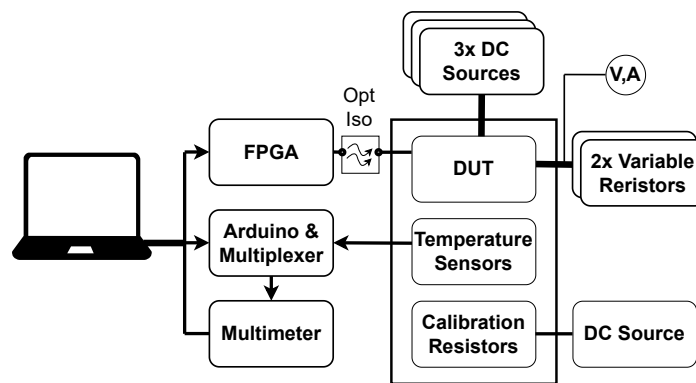
Συστήματα ελέγχου και αισθητήρες

Οι βασικές συνδέσεις μεταξύ των διαφόρων μερών της διάταξης παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.22. Εκτός από την μέτρηση των αισθητήρων από το πολύμετρο, όπως έχει ήδη αναφερθεί, μέσω του Arduino στην πλακέτα του πολυπλέκτη, ο υπολογιστής επικοινωνεί και με την πλακέτα ελέγχου. Ο έλεγχος πραγματοποιείται από την Arty Z7: Zynq-7000 SoC Development (FPGA) πλακέτα. Αναλυτικότερα, ο σκοπός αυτής της πλακέτας είναι, μέσω ελέγχου ανοιχτού βρόχου, η δημιουργία του κατάλληλου PWM σήματος με συγκεκριμένη διακοπτική συχνότητα (f_{sw}) και λόγο κατάτμησης. Η f_{sw} λειτουργίας είναι στα 100 kHz, με περίοδο $T_{sw} = 10 \mu\text{s}$. Είναι επιθυμητό να είναι ελέγξιμο ο λόγος κατάτμησης με βήμα 1%, ώστε να προσομοιώνονται οι διάφορες καταστάσεις λειτουργίας με υψηλή ακρίβεια. Δεδομένου της T_{sw} , η ελάχιστη περίοδος ενός παλμού μπορεί να είναι 100 ns (10 MHz). Για αυτό τον σκοπό, χρησιμοποιείται το ρολόι των 400 MHz του FPGA, έναντι των 50

MHz του μικροεπεξεργαστή, προς την υλοποίηση της γεννήτριας παλμών. Ο μικροεπεξεργαστής βέβαια, είναι υπεύθυνος για την επικοινωνία του χρήστη με το FPGA, ορίζοντας την f_{sw} και το λόγο κατάτμησης σε κάθε εφαρμογή.

Κυκλώματα ισχύος

Αναφορικά με τα μέρη ισχύος, μια πηγή συνεχούς τάσης τροφοδοτεί τις $R_{\beta\alpha\theta\mu}$, ανάλογα την επιθυμητή ισχύ βαθμονόμησης. Η ΣΥΔ συνδέεται με τρία τροφοδοτικά για την δημιουργία 80 V DC, ενώ το φορτίο αποτελείται από δύο ρυθμιζόμενες αντιστάσεις (Σχήμα 2.23β'). Αρχικά είχε χρησιμοποιηθεί μόνο μια αντίσταση ισχύος, αλλά η λειτουργία της ήταν ασταθής. Σε μεγάλες τιμές ρεύματος (10 A) στα 40 V εξόδου, η κατανάλωση 400 W είχε ως αποτέλεσμα την αύξηση της θερμοκρασίας των αντιστάσεων, και στα 4 Ω υπήρχε σημαντική διακύμανση του φορτίου. Για αυτό τον λόγο χρησιμοποιήθηκαν δύο φορτία, μοιράζοντας της παραγόμενες απώλειες.



Σχήμα 2.22: Κυκλωματικό σχεδιάγραμμα των μερών της διάταξης



(α')

(β')

Σχήμα 2.23: (α') Εργαστηριακή αναπαράσταση (β') Ρυθμιζόμενες αντιστάσεις φορτίου

Βάσει βιβλιογραφίας, είναι γνωστό ότι όσο αυξάνεται η συχνότητα λειτουργίας, τόσο το σύστη-

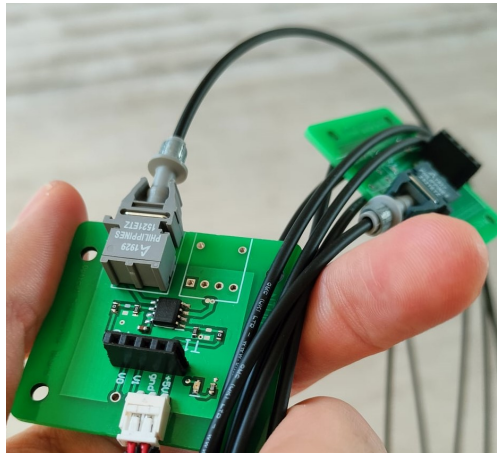
μα είναι ευάλωτο στον θόρυβο, λόγω της ύπαρξης παρασιτικών χωρητικότητων (C_{para}) και επαγωγών. Η ιδιότητα αυτή φαίνεται από τις Εξισώσεις (2.8)-(2.10). Αυξάνοντας την f_{sw} , 1) μειώνεται η χωρητική επίδραση (2.8) και 2) αυξάνεται η επαγωγική (2.9). Αποτέλεσμα της 1) είναι ο θόρυβος (crosstalk) μεταξύ δύο (ή και παραπάνω) αγωγών, καθώς δημιουργούνται ανεπιθύμητα μονοπάτια επιστροφής των υψίσυχνων σημάτων [18]. Η 2) επηρεάζει κυρίως τα μονοπάτια ισχύος με αυξημένες απώλειες, δημιουργώντας υπερτάσεις με την μορφή ταλαντώσεων [19].

$$X_C = -\frac{1}{2\pi f_{sw}C} \quad (2.8)$$

$$X_L = 2\pi f_{sw}L \quad (2.9)$$

$$I_C = C_{para} \cdot \frac{dV}{dt} \quad (2.10)$$

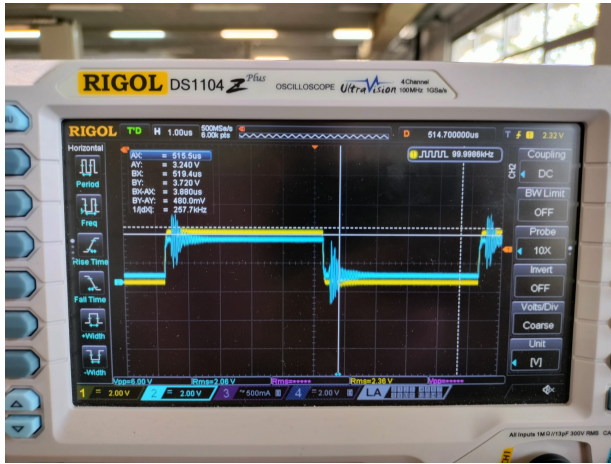
Αναφορικά με τις παρασιτικές χωρητικότητες του συστήματος, η επίδρασή τους, όπως παρουσιάζεται και από το [20], εμφανίζεται με την μορφή ρεύματος [Εξίσωση (2.10)].



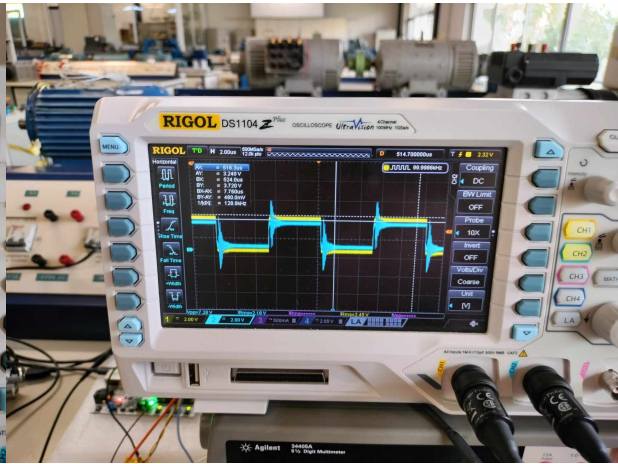
Σχήμα 2.24: Πλακέτα οπτικών ινών

Η μείωση του χρόνου dt , για σταθερό dV , έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση του ρεύματος που διαπερνά την εκάστοτε παρασιτική χωρητικότητα C_{para} . Ως εκ τούτου, εμφανίζεται πτώση τάσης στις σύνθετες αντιστάσεις στο μονοπάτι επιστροφής, υπό την μορφή υψίσυχνου θορύβου. Το φαινόμενο αυτό παρατηρήθηκε στους παλμούς PWM πάνω στην πλακέτα της ημιγέφυρας. Στο Σχήμα 2.25 μετριοούνται οι τάσεις PWM (0-3.3 V) στην έξοδο της πλακέτας ελέγχου (κίτρινο), και στην είσοδο της ΣΥΔ (μπλε). Καθώς αυξάνεται η συνεχής τάση στα άκρα της ημιγέφυρας, φαίνεται να αυξάνεται και ο θόρυβος στα αντίστοιχα σήματα PWM. Η αξία του συγκεκριμένου προβλήματος έγκειται στο γεγονός ότι ο gate driver παράγει παλμούς V_{gs} με βάση κάποια όρια τάσης (είσοδος:έξοδος, 0-1 V : GND, 1.8-3.3 V : 3.3 V). Όταν όμως η είσοδος ταλαντώνεται, μεταξύ αυτών των ορίων, με σημαντικά μεγαλύτερη συχνότητα από αυτή που ορίζει ο κατασκευαστής, η συμπεριφορά του gate driver είναι άγνωστη και τα αποτελέσματα μπορεί να είναι καταστροφικά για τους διακόπτες.

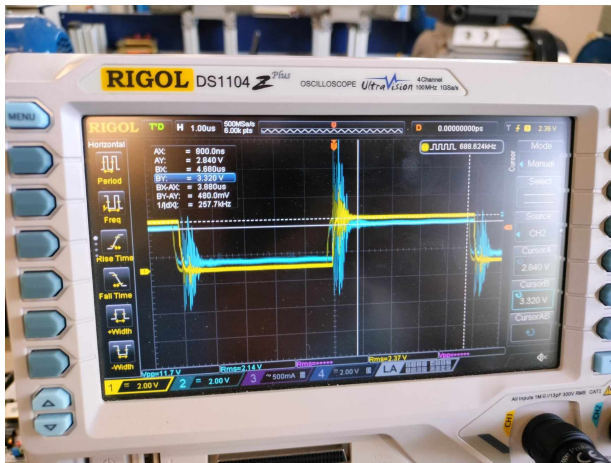
Λύση του παραπάνω προβλήματος αποτέλεσε η χρήση οπτικών ινών. Με αυτό τον τρόπο, οι θορυβώδεις αγωγοί ελέγχου μεταξύ των 2 πλακετών, αντικαθίστανται από οπτικές ίνες, οι οποίες εμφανίζουν μηδενική ευαισθησία στα φαινόμενα που παρουσιάστηκαν. Τελικά, τα αντίστοιχα σήματα PWM σε $V_{DC} = 80 V$ παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.25ε'.



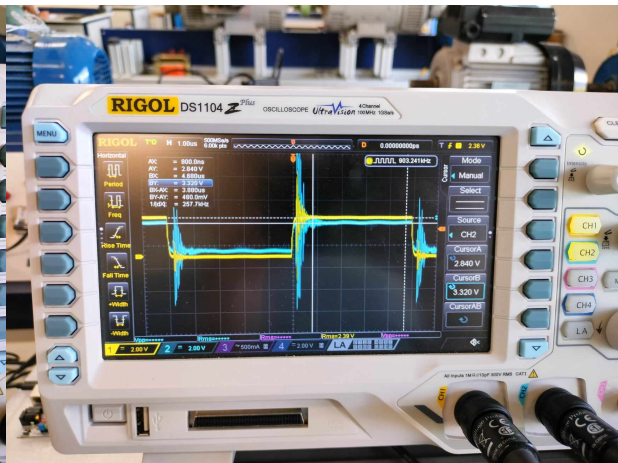
(α)



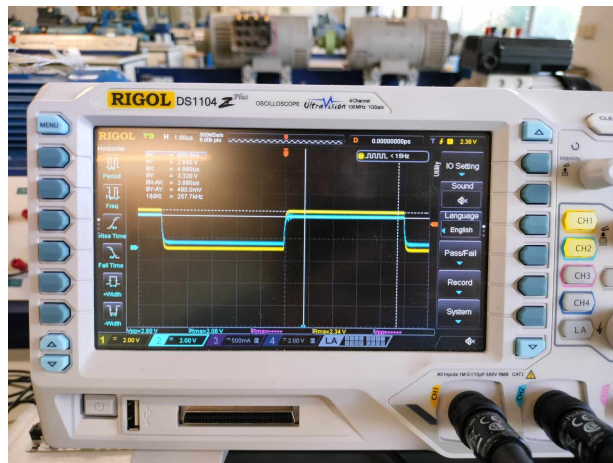
(β)



(γ)



(δ)



(ε)

Σχήμα 2.25: Κυματομορφές V_{gs} στην έξοδο της πλακέτας ελέγχου (κίτρινο) και στην είσοδο της ΣΥΔ (μπλέ): (α) $V_{DC} = 20\text{ V}$ (β) $V_{DC} = 40\text{ V}$ (γ) $V_{DC} = 60\text{ V}$ (δ) $V_{DC} = 80\text{ V}$ (ε) $V_{DC} = 80\text{ V}$ με χρήση οπτικών ινών

2.4 Πειραματικές μετρήσεις

Για την επιβεβαίωση της λειτουργίας της θερμομετρικής διάταξης, σχεδιάστηκε το παρακάτω πείραμα. Ως ΣΥΔ χρησιμοποιήθηκε μια ημιγέφυρα Si MOSFET, η σχεδίαση της οποίας φαίνεται [3], με βασικά χαρακτηριστικά όπως παρουσιάζονται στον Πίνακα 2.16.

Πίνακας 2.16: Στοιχεία ημιγέφυρας buck μετατροπέας

Στοιχείο	Τιμή
Si-MOSFET	BSC0403NS
Τοπολογία	Buck μετατροπέας
Τάση εισόδου	80 V
Λόγος κατάτμησης	50%
Διακοπτική συχνότητα	100 kHz
Dead Time	20 & 150 ns
Ρεύμα εξόδου	1 & 10 A
Πηνίο	4.2 mH
DC Link πυκνωτής	80 μ F
Εξωτερικός πυκνωτής	80 μ F
Power Isolator	PDSE1-S12-S12-M-TR
Gate Driver	UCC20520

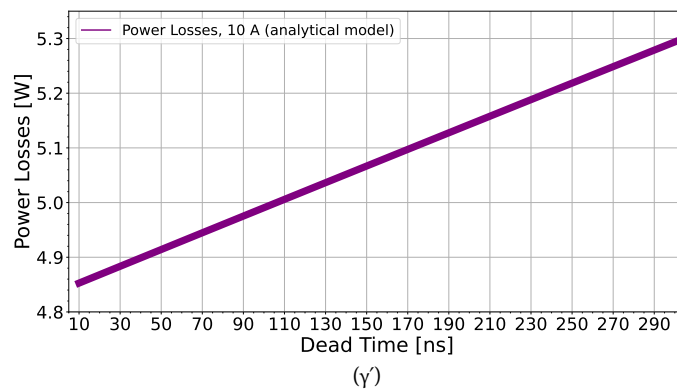
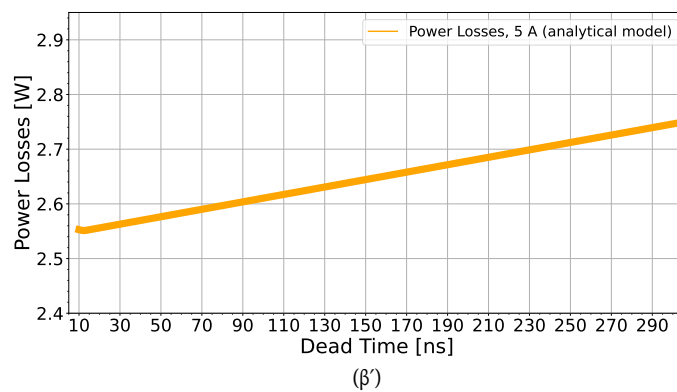
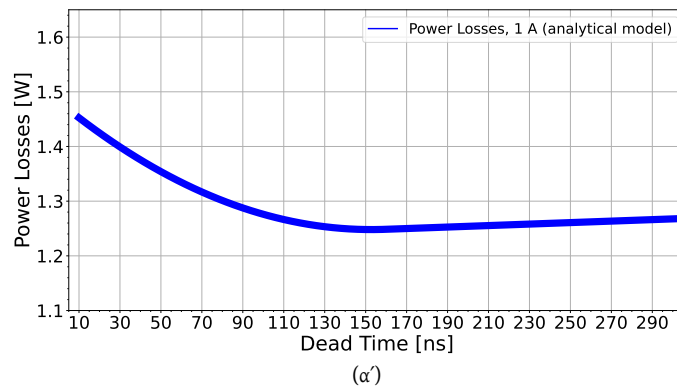
Το αναλυτικό μοντέλο [3] δέχεται ως παραμέτρους κάποιες χαρακτηριστικές τιμές του MOSFET από το φύλλο αναφοράς, καθώς και τις βασικές τιμές λειτουργίας της ημιγέφυρας, όπως είναι η τάση, η διακοπτική συχνότητα κ.α.. Οι παράμετροι που χρησιμοποιήθηκαν παρουσιάζονται στους Πίνακες 1.2 και 2.16. Λύνοντας τις αναλυτικές εξισώσεις συναρτήσεως του νεκρού χρόνου, υπολογίζονται οι συνολικές απώλειες της ημιγέφυρας. Στο Σχήμα 2.26, παρουσιάζονται οι απώλειες συναρτήσεως του ρεύματος για 1, 5 και 10 A, από 10 έως 300 ns νεκρό χρόνο.

Από προηγούμενες μετρήσεις (Σχήμα 2.27), υπό σταθερό νεκρό χρόνο στα 100 ns και συνεχή τάση στα 100 V, κατά την σβέση του άνω διακόπτη (Μετάβαση Τύπου B, Σχήμα 1.16β' στάδιο (b)) παρατηρούνται 2 είδη απωλειών. Για χαμηλά ρεύματα έως και 2 A επικρατεί η ημιτελής ήπια σβέση, ενώ για μεγάλα φορτία υπάρχει ήπια σβέση με απώλειες όμως από την αγωγή της διόδου. Οι πηγές απωλειών των παραπάνω φαινομένων παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.27.

Για την επίδειξη της ακρίβειας της θερμομετρικής διάταξης, θα πραγματοποιηθούν μετρήσεις υπό 1 και 10 A φορτίο, και νεκρό χρόνο 20 και 150 ns. Για 1 A, οι απώλειες αναμένεται να μειωθούν κατά 177 mW όσο αυξάνεται ο νεκρός χρόνος από τα 20 στα 150 ns, ενώ στα 10 A αναμένεται αύξηση κατά 199 mW.

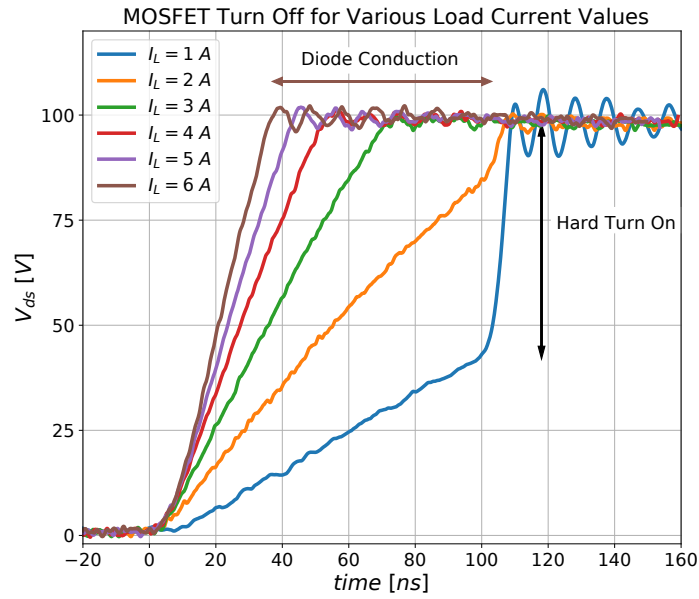
2.4.1 Πειραματικό Μοντέλο

Η σχεδίαση και η λειτουργία της διακοπτικής μονάδας παρουσιάζεται αναλυτικά στην διπλωματική εργασία [3]. Συνοπτικά, η πλακέτα αποτελείται από δύο τροφοδοσίες με απομόνωση, για την δημιουργία των δυναμικών V_{gs} του άνω και κάτω διακόπτη. Στο κέντρο βρίσκεται ο οδηγός πύλης (gate driver), όπου ευθύνεται κυρίως για την απομόνωση της πλακέτας ελέγχου από την ψηλή τάση του συστήματος, και την δημιουργία των συμπληρωματικών παλμών οδήγησης με σταθερό νεκρό χρόνο, ανάλογα την χρησιμοποιούμενη αντίσταση εισόδου. Η πλακέτα που χρησιμοποιήθηκε παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.28.

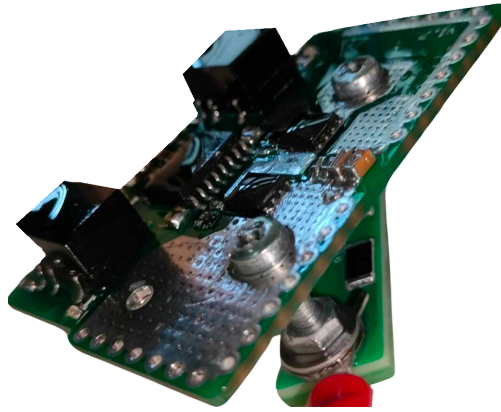


Σχήμα 2.26: Απώλειες ημιγέφυρας συναρτήσει νεκρού χρόνου, υπολογισμένες από το αναλυτικό μοντέλο [3] για: (α') 1 A, (β') 5 A, (γ') 10 A

Οι τιμές των παθητικών στοιχείων εξόδου υπολογίζονται βάσει την αναφορά [21]. Στοχεύοντας στην σταθερότητα της διάταξης και τον περιορισμό των ταλαντώσεων, η διακύμανση του ρεύματος ορίζεται στα 47.6 mA με τιμή πηνίου 4.2 mH [Εξίσωση (2.11)]. Επίσης, από την Εξίσωση (2.12) υπολογίζεται ότι ο πυκνωτής εξόδου τιμής 80 μF, οφείλεται για την διακύμανση της τάσης εξόδου 0.74 mV.



Σχήμα 2.27: Σβέση του άνω διακόπτη σε διαφορετικές τιμές φορτίων για σταθερό νεκρό χρόνο στα 100 ns



Σχήμα 2.28: Διάταξη ημιγέφυρας με τον πυκνωτή dc link και τις αντιστάσεις εκφόρτισης

$$\Delta I_L = \frac{(V_{IN,max} - V_{OUT}) \cdot DutyCycle}{f_{sw} \cdot L} \quad (2.11)$$

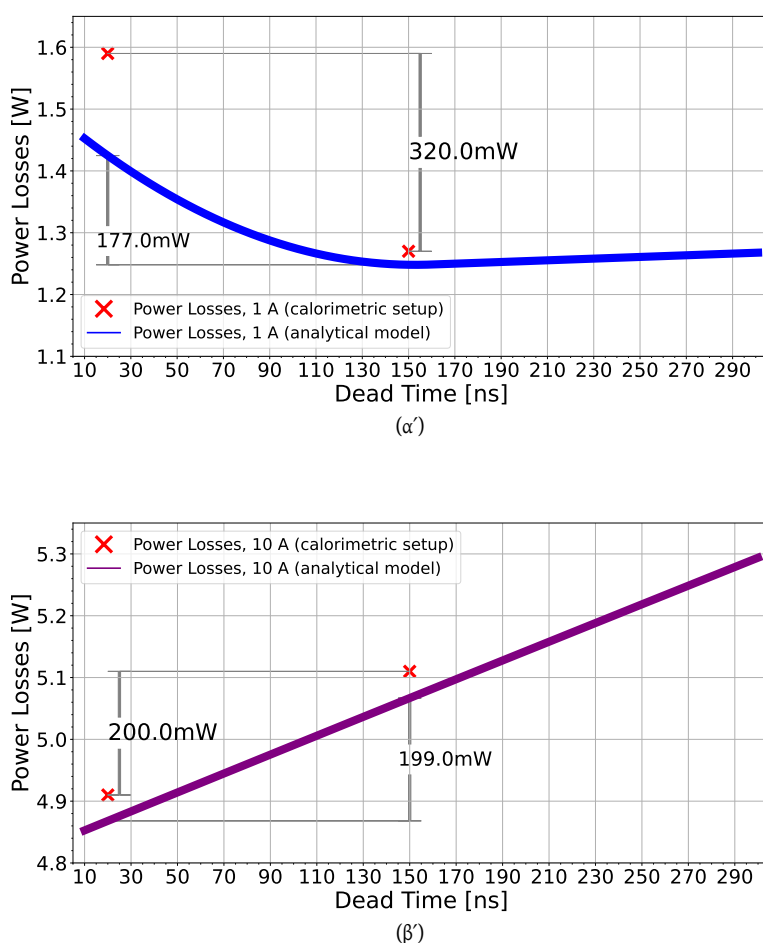
$$C_{OUT,min} = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f_{sw} \cdot \Delta V_{OUT}} \quad (2.12)$$

Για την σύγκριση των μετρούμενων με των αναλυτικών απωλειών μόνο των διακοπτικών στοιχείων, στις αναλυτικές εξισώσεις προστέθηκαν επιπλέον οι απώλειες της πλακέτας, οι οποίες μετρήθηκαν από την θερμιδομετρική διάταξη. Συγκεκριμένα, οι απώλειες από το κύκλωμα τροφοδοσίας και του οδηγού πύλης αναμένονται να είναι σταθερές. Υπό μηδενική τάση και ενεργοποιημένο το κύκλωμα οδήγησης στα 100 kHz, οι απώλειες μετρούνται στα 300 mW. Αναφορικά με τις απώλειες στο μονοπάτι ρεύματος, η αντίσταση του χαλκού προσεγγίζεται με την θερμιδομετρική διάταξη. Τροφοδοτώντας σταθερό ρεύμα 10 A σε shunt SMD αντιστάσεις ακριβείας 10 mΩ,

οι απώλειες του χαλκού υπολογίζονται από την διαφορά των μετρούμενων απωλειών, με την ισχύ που καταναλώνεται από τις αντιστάσεις. Με το πολύμετρο ακριβείας μετρήθηκε η πτώση τάσης στις shunt αντιστάσεις, οπότε γνωρίζοντας από το αμπερόμετρο το τροφοδοτούμενο ρεύμα, υπολογίστηκαν οι απώλειες αυτές. Τελικά, η αντίσταση του χαλκού, βάσει την ισχύ και το ρεύμα φορτίου, υπολογίζεται στα 6.3 mΩ. Στο Σχήμα 2.26, έχουν προστεθεί σε κάθε διάγραμμα οι αντίστοιχες απώλειες συναρτήσει του ρεύματος φορτίου.

2.4.2 Αποτελέσματα

Οι απώλειες, για $C_{th,avg}$, κάθε πειράματος παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.29 και στον Πίνακα 2.17. Είναι φανερό ότι οι η συμπεριφορά των επιλεγμένων MOSFET ακολουθεί τις αναλυτικές εξισώσεις που αναπτύσσονται στην βιβλιογραφία [3], ανεξαρτήτως φορτίου.



Σχήμα 2.29: Σύγκριση θεωρητικών με μετρούμενων απωλειών συναρτήσει του νεκρού χρόνου για (α') 1 A, (β') 10 A

2.4.3 Σχόλια

Η διάταξη που υλοποιήθηκε επιτυγχάνει ικανοποιητικά αποτελέσματα. Παρατηρώντας τις υλοποιήσεις από την βιβλιογραφία, φαίνεται ότι η διάταξη δέχεται βελτίωση σε διάφορους τομείς.

Πίνακας 2.17: Εκτίμηση απωλειών ισχύος ημιγέφυρας

I_{load} [A]	Νεκρός χρόνος	$T_{αρχή}$ [°C]	Δt [s]	P_{losses} [W]
1	20	26.3	3134	1.58
1	150	26.5	3920	1.27
10	20	26.5	1011	4.91
10	150	26.6	971	5.11

Αναφορικά:

1. Χρήση διαφορετικών αισθητήρων θερμοκρασίας για την επίτευξη καλύτερης ακρίβειας, και τελικά μείωση του χρόνου μετρήσεων.
2. Δοκιμή εγκατάστασης εναέριου αναδευτήρα, σε αντίθεση με τον μαγνητικό, ώστε να αποφευχθεί η επιρροή των απωλειών στο σύστημα.
3. Δοκιμή και χαρακτηρισμός διαφορετικών ποσοτήτων λαδιού, όπως και διαφορετικών υγρών, συναρτήσει του εύρους απωλειών.
4. Υλοποίηση μικρότερης σε όγκο διάταξης με χρήση εξίσου ικανών μονωτικών υλικών.

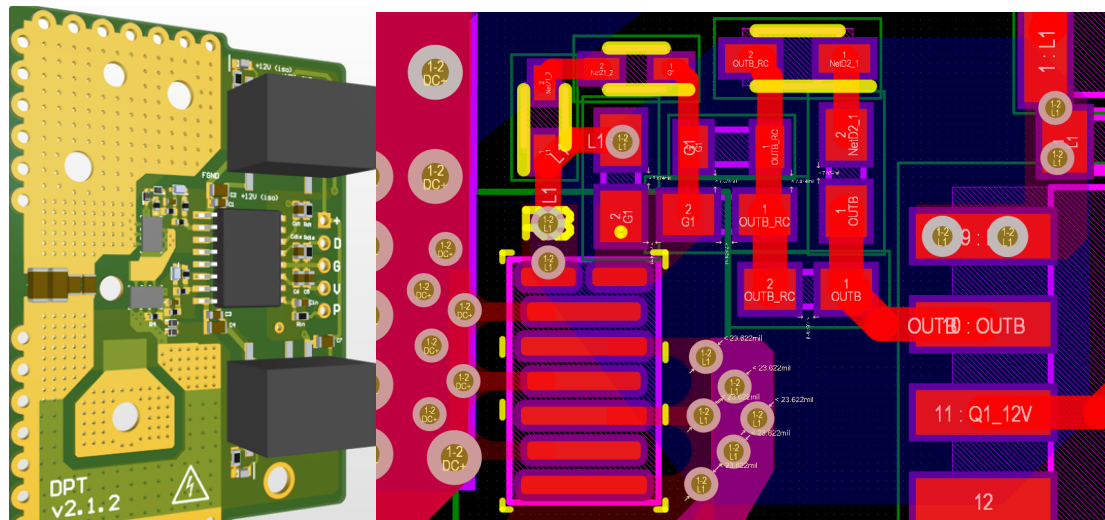
2.4.4 Τροποποιημένη πλακέτα ελέγχου MOSFET για GaN συσκευές

Εξαρχής ήταν επιθυμητή η σύγκριση των επιδόσεων της ημιγέφυρας μεταξύ των συσκευών MOSFET και GaN. Για αυτό σκοπό, τροποποιήθηκε η διάταξη ημιγέφυρας των MOSFET (Σχήμα 2.28 [3]) προς υποβίβαση της τάσης οδήγησης V_{gs} από τα 12 V στα 5.6 V. Το ηλεκτρικό διάγραμμα του νέου κυκλώματος μαζί με την υλοποιημένη πλακέτα παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.30

Συνοπτικά, βλέποντας το πάνω μέρος του κυκλώματος του Σχήματος 2.30γ', γίνεται ο διαχωρισμός σε 3 στάδια. Πρώτα, με στόχο τον διαφορετικό έλεγχο του ρεύματος φόρτισης/αποφόρτισης, κατά την αγωγή ακολουθείται το μονοπάτι από την αντίσταση R6, ενώ κατά την σβέση από την R3 και την δίοδο. Η R6 συνήθως λαμβάνει τιμές από μερικά Ω έως και 50-60Ω, και η R3 προτιμάται να είναι βραχυκύκλωμα. Έπειτα, από τις αντιστάσεις R5 και R4 διαιρείται η τάση των 12V στα 6V, και στον πυκνωτή C9 αποθηκεύεται ενέργεια για την εφαρμογή αρνητικής V_{gs} κατά την σβέση του διακόπτη³. Τέλος, οι zener δίοδοι Z2, Z3 αναλαμβάνουν την προστασία του διακόπτη από υπερτάσεις, διατηρώντας σταθερή την τάση στα 5.6V.

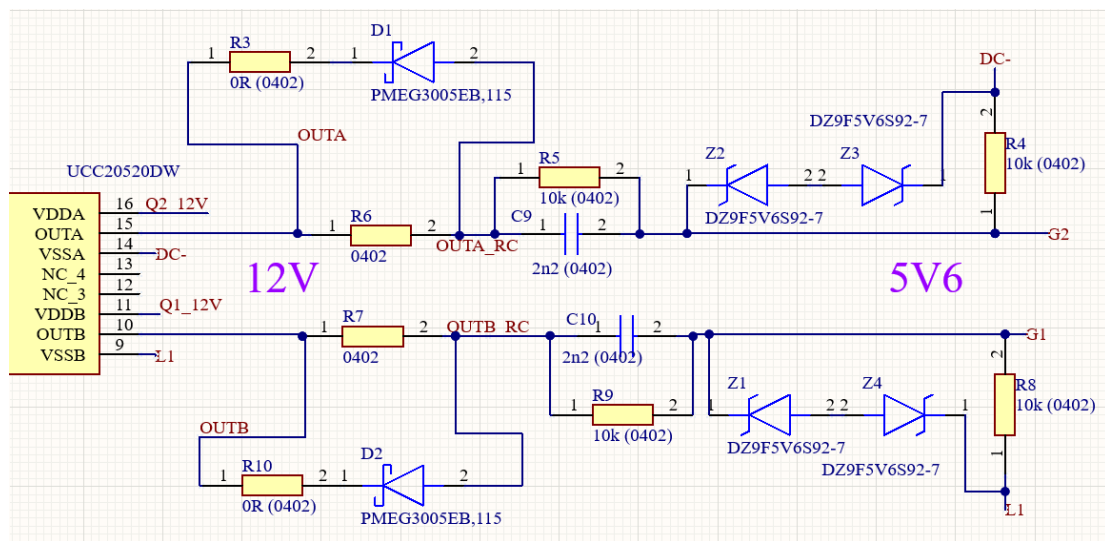
Πειραματικά, το κύλωμα επιβεβαιώνεται ότι ανταποκρίνεται στα επιθυμητά όρια λειτουργίας βάσει την θεωρία. Βέβαια, όπως θα εξηγηθεί στην συνέχεια, η κόλληση των GaN διακοπτών αποτέλεσε σημαντικό εμπόδιο στην ολοκλήρωση της πλακέτας, με αποτέλεσμα να μην γίνει η σύγκριση των επιλεγμένων διακοπτών.

³Υπό συγκεκριμένες συνθήκες λειτουργίας υψηλών ρευμάτων, παρατηρούνται μειωμένες απώλειες από την εφαρμογή αρνητικής V_{gs} [22].



(α)

(β)



(γ)

Σχήμα 2.30: Τροποποίηση κυκλώματος εξόδου gate-driver MOSFET για οδήγηση GaN (α') 3D αναπαράσταση της πλακέτας (β') Συνδεσμολογία στοιχείων στην πλακέτα (γ') Ηλεκτρικό διάγραμμα κυκλώματος οδήγησης

Κεφάλαιο 3

Double Pulse Testing

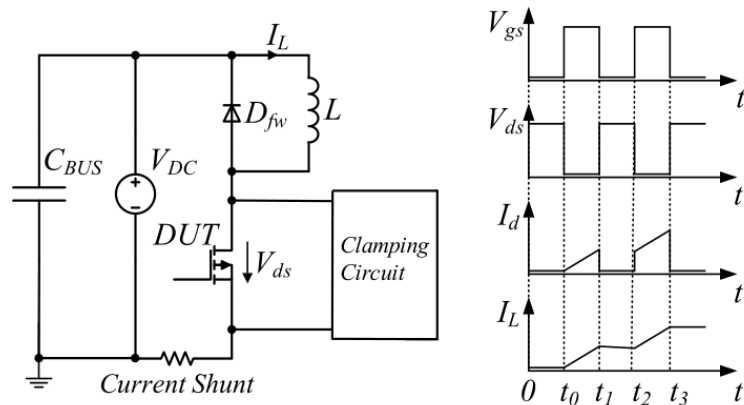
3.1 Διατάξεις δοκιμής διπλού παλμού

Οι διατάξεις διπλού παλμού (DPT) χρησιμοποιούνται ευρέως για τον στατικό και δυναμικό χαρακτηρισμό ημιαγωγών. Η ευελιξία της τροποποίησης του εκάστοτε κυκλώματος, για την μέτρηση διαφορετικών παραμέτρων, καθιστά το DPT ιδανικό στον χαρακτηρισμό πληθώρας διαφορετικών ημιαγωγών. Συγκεκριμένα, προσθέτωντας στο κύκλωμα τρεις αισθητήρες προς μέτρηση του ρεύματος αγωγής του καναλιού I_{ch} , της τάσης V_{ds} και V_{gs} , είναι δυνατή η εκτίμηση της πλειοψηφίας των αγωγών.

Η μέτρηση των τάσεων και τελικά η εκτίμηση του ημιαγωγού, προτιμάται να υλοποιείται στον κάτω διακόπτη (προς αποφυγή χρήσης επιπλέον κυκλωμάτων¹). Δεν αποκλείεται, βέβαια, η μέτρηση του πάνω διακόπτη, εφόσον πραγματοποιηθούν απαραίτητες αλλαγές [23]. Αναφορικά με την μέτρηση της αντίστασης καναλιού αγωγής ($R_{ds,on}$) των GaN συσκευών, εμφανίζεται ανακρίβεια στον κλασικό έλεγχο DPT, λόγω του φαινομένου “παγίδευσης” των ηλεκτρονίων στο επίπεδο Al-GaN μεταξύ gate-drain [24]. Καθώς η περίοδος των παλμών ελέγχου του DPT είναι της τάξης των μs , και η $R_{ds,on}$ δεν έχει σταθεροποιηθεί έως το πέρας αυτών, προτείνεται από την βιβλιογραφία η χρήση πολλαπλών παλμών (MPT) για την ακριβέστερη μέτρηση της $R_{ds,on}$ [25], [26]. Βέβαια, η επίδραση της $R_{ds,on}$ δεν είναι στόχος στην προκείμενη εργασία, οπότε και θα δοθεί βάση στην απλούστερη εκδοχή αυτής της διάταξης.

Τα βασικά στοιχεία σε ένα DPT εμφανίζονται στο Σχήμα 3.1. Αναλυτικότερα, στην είσοδο της διάταξης τοποθετείται πηγή συνεχούς τάσης και χωρητικότητα (C_{BUS}) μεγάλης τιμής για την σταθεροποίηση της παρεχόμενης τάσης στο κύκλωμα. Έπειτα, στην θέση του άνω διακόπτη χρησιμοποιείται είτε δίοδος, είτε ημιαγωγός όμοιος με τον κάτω διακόπτη, ανάλογα τους στόχους της εκάστοτε εφαρμογής. Καθώς είναι επιθυμητή η αύξηση του ρεύματος δοκιμής σε συγκεκριμένες τιμές σε κάθε μέτρηση, χρησιμοποιείται ένα πηνίο παράλληλα με τον πάνω διακόπτη. Με αυτό τον τρόπο, προσομοιώνεται το ρεύμα φορτίου που διαπερνά το κανάλι του κάτω διακόπτη σε πραγματικές συνθήκες λειτουργίας. Για τον υπολογισμό των διακοπτικών απωλειών, μετρείται το ρεύμα μετά τον προς χαρακτηρισμό διακόπτη, όπως και η V_{ds} . Κατά την περίοδο αγωγής, λόγω ύπαρξης της $R_{ds,on}$, παρατηρείται μηδαμινή αλλά μη αμελητέα πτώση τάσης $V_{ds,on}$. Λόγω της σημαντικής διαφοράς τάσης μεταξύ των δύο μετρήσεων (συνήθως $> 100V$ κατά την σβέση και $\sim mV$ κατά

¹ Στην περίπτωση που είναι επιθυμητή η μέτρηση των αντίστοιχων παραμέτρων του άνω διακόπτη, λόγω της συνδεσμολογίας της ημιγέφυρας, τα σήματα θα έχουν ‘άιωρούμενη αναφορά’. Αυτό υφίσταται, καθώς ο παλμογράφος συνήθως έχει ως αναφορά την γείωση του δικτύου (εκτός και εάν συνδεθεί σε κατάλληλη πρίζα με απομόνωση), οπότε είναι πιθανό στο εσωτερικό του να δημιουργηθούν μονοπάτια μεταξύ των δύο αναφορών, προκαλώντας ανεπιθύμητες επιπτώσεις στα μετρητικά. Το πρόβλημα αυτό, βέβαια, λύνεται με την χρήση διαφορικών probe ή κυκλωμάτων, τα οποία μέσω ενός διαφορικού τελεστικού ενισχυτή μετασχηματίζουν την αναφορά εισόδου σε αυτή της εξόδου. Μειονέκτημα των παραπάνω, αποτελεί κυρίως το χαμηλό εύρος ζώνης ($\leq 200MHz$) προς την μέτρηση WBG ημιαγωγών.



Σχήμα 3.1: Απλοποιημένο DPT κύκλωμα [25]

την αγωγή), για την βελτιστοποίηση της ακρίβειας χρησιμοποιούνται δύο διαφορετικοί αισθητήρες τάσης. Με σκοπό την προστασία, όμως, του ενός μετρητικού από της υψηλής τάσεις, χρησιμοποιείται ένα κύκλωμα περιορισμού το οποίο διατηρεί την μέγιστη μετρούμενη τάση σε χαμηλά επίπεδα. Στην βιβλιογραφία [25] παρουσιάζονται διάφορες παραλλαγές αυτού του κυκλώματος.

3.1.1 Κυματομορφές συστήματος

Στο Σχήμα 3.1 απεικονίζονται οι κυματομορφές της τάσης V_{gs} και V_{ds} του κάτω διακόπτη, όπως και των ρευμάτων I_d (κανάλι ημιαγωγού) και I_L . Αρχικά, επιτρέπεται στο πηνίο το φορτιστεί έως ότου το ρεύμα να φτάσει μια συγκεκριμένη τιμή (ορισμένη από τον χρήστη). Τότε, υπό φορτίο μετρίεται η συμπεριφορά του ημιαγωγού κατά την σβέση. Στην συνέχεια, αφού δοθεί αρκετός χρόνος ώστε το διακοπτικό φαινόμενο να έχει ολοκληρωθεί, η συσκευή έρχεται ξανά σε αγωγή, και αξιολογείται πάλι η συμπεριφορά του.

3.1.2 Εξαγόμενα χαρακτηριστικά

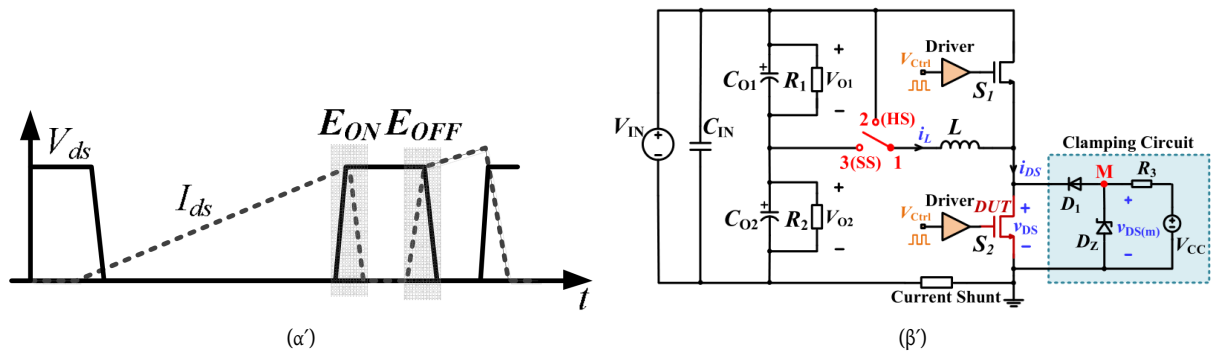
Από την μέτρηση των δύο διακοπτικών φαινομένων, ο χρήστης μπορεί να εξαγάγει τα παρακάτω χαρακτηριστικά:

Απώλειες επικάλυψης

Οι σκληρές μεταβάσεις (hard switching) σε έναν μετατροπέα οφείλονται στην επικάλυψη της τάσης και του ρεύματος στα άκρα του εκάστοτε ημιαγωγού, όπως φαίνεται και από το Σχήμα 3.2α'. Τροποποιώντας κατάλληλα το κύκλωμα (Σχήμα 3.2β'), η συσκευή μπορεί να λειτουργεί και υπό συνθήκες ήπιων μεταβάσεων (soft switching).

Παρασιτική επαγωγή κυκλώματος

Η μέτρηση των ταλαντώσεων της τάσης (κατά την περίοδο νεκρού χρόνου) συναρτήσε των παρασιτικών χωρητικότητων των δύο συσκευών (της πλακέτας και του χρησιμοποιούμενου probe) επιτρέπουν στον υπολογισμό της παρασιτικής επαγωγής του βρόχου ισχύος μέσω της εξίσωσης (3.1) [27]–[29]. Ενώ δεν προσεγγίζεται η πραγματική τιμή της επαγωγής του κυκλώματος ισχύος, υπολογίζεται η επαγωγή συντονισμού ($L_{resonance}$) του LC κυκλώματος.



Σχήμα 3.2: (α) Απώλειες λόγω επικάλυψης [27] (β) Τροποποιημένο κύκλωμα DPT με επίτευξης hard switching και soft switching [26]

$$L_{resonance} = \frac{1}{C_{tot} \cdot (2\pi f_{ringing})^2} \quad (3.1)$$

Η παράμετρος αυτή βοηθάει στην εκτίμηση του αναμενόμενου θορύβου, των πιθανών υπερτάσεων, και εν τέλει στην βέλτιστη παραμετροποίηση του συστήματος αναφορικά με την οδήγηση των ημιαγωγών.

Χρόνοι ανόδου καθόδου

Από τις δοκιμές διπλού παλμού εξάγονται οι χρόνοι ανόδου και καθόδου τάσης V_{gs} , V_{ds} , και ρεύματος καναλιού. Οι χρόνοι αυτοί μπορεί να αποτελέσουν σημαντικό παράγοντα όταν είναι επιθυμητή η σύγκριση διαφορετικών ημιαγωγών, αντιστάσεων οδήγησης ($R_{gate,on}$ & $R_{gate,off}$), ή και gate driver.

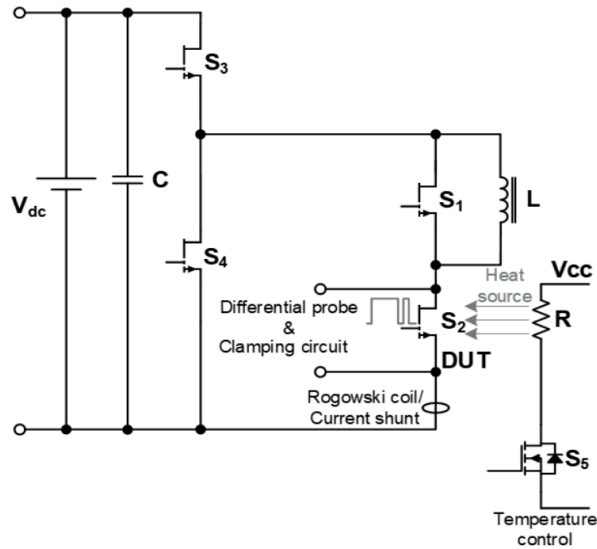
Αντίσταση αγωγής καναλιού

Ιδιαίτερη αξία έχει και ο χαρακτηρισμός της $R_{ds,on}$ των GaN συσκευών. Σε αντίθεση με τα Si και SiC MOSFET, στις GaN συσκευές λόγω του φαινομένου παγίδευσης των ηλεκτρονίων [26], η αντίσταση $R_{ds,on}$ εμφανίζει εξάρτηση από την υποκείμενη τάση στα άκρα της συσκευής, όπως και την διακοπτική συχνότητα λειτουργίας. Το φαινόμενο αυτό ενδέχεται να είναι καταστροφικό για την ζωή της συσκευής υπό ακατάλληλες συνθήκες. Για τον χαρακτηρισμό, λοιπόν, της δυναμικής ιδιότητας της $R_{ds,on}$, είναι σημαντική η μέτρηση της τάσης V_{ds} κατά την αγωγή του διακόπτη.

Παρατηρείται ότι η μεταβολή της $R_{ds,on}$, και εν τέλει η αύξηση των απωλειών, επηρεάζεται όχι μόνο από την τιμή, αλλά και τον χρόνο εφαρμογής της τάσης V_{ds} [25]. Για την αξιολόγηση αυτού του φαινομένου, χρησιμοποιείται το κύκλωμα του Σχήματος 3.3, στο οποίο εφαρμόζεται τάση στην συσκευή υπό δοκιμή για ορισμένο χρόνο. Έπειτα, για 1μs έως 10 δευτερόλεπτα (soaking time), το σύστημα απομονώνεται από την πηγή τάσης, και ακολουθούν οι γνωστοί παλμοί. Επιπλέον στοιχείο στο κύκλωμα αποτελεί η πηγή θερμότητας στην συσκευή, με στόχο την αξιολόγηση της $R_{ds,on}$ υπό διαφορετικές θερμοκρασίες.

3.1.3 Μέτρηση ρεύματος

Η τάση μετριέται συνήθως με την χρήση ενός παθητικού probe. Η σωστή επιλογή, όμως, του αισθητήρα ρεύματος είναι εξαιρετικής σημασίας στον ακριβή χαρακτηρισμό ημιαγωγών. Από την



Σχήμα 3.3: Βελτιστοποιημένο κύκλωμα DPT προς μέτρηση της $R_{ds,on}$ [30]

βιβλιογραφία επιλέγονται τα παρακάτω μετρητικά:

1. SMD shunt αντίσταση
2. Coaxial shunt αντίσταση
3. Πηνίο Rogowski
4. Μετασχηματιστής ρεύματος

Παρουσιάζονται κάποιες παράμετροι οι οποίες ενδέχεται να επηρεάζουν σημαντικά τις μετρήσεις, ενώ στην συνέχεια θα αναλυθούν περαιτέρω τα μετρητικά ρεύματος.

1. **Τιμές ρεύματος:** κάθε μοντέλο αισθητήρα αποκρίνεται βέλτιστα υπό συγκεκριμένες συνθήκες λειτουργίας. Έτσι, η ικανότητα και η ευαισθησία του εκάστοτε μετρητικού, ποικίλει ανάλογα το πλάτος (1 A/ 100 A), την μορφή (DC/ AC), ή και την συχνότητα (bandwidth) του ρεύματος.
2. **Χρόνοι ανόδου/ καθόδου:** όσο αυξάνεται η ταχύτητα μετάβασης, από τον τύπο $V = L \cdot \frac{di}{dt}$ φαίνεται πως ο όρος $\frac{di}{dt}$ αυξάνεται. Αυτό καθιστά την επιρροή των παρασιτικών επαγωγών (L_{par}) σημαντική στην μετρούμενη αύξηση του ρεύματος (τάσης). Ιδανικά, για την μείωση αυτού του φαινομένου, είναι εύλογη η χρήση μετρητικών μεθόδων με την ελάχιστη εισχώρηση παρασιτικών επαγωγών. Οι μέθοδοι εξ επαγωγής (Πηνίο Rogowski ή μετα/στης ρεύματος) δεν παρεμβαίνουν άμεσα στο μονοπάτι ροής ρεύματος, όμως λόγω των μαγνητικών ιδιοτήτων τους επηρεάζουν την L_{par} του κυκλώματος. Οι ομοαξονικές (coaxial) και οι SMD αντιστάσεις τοποθετούνται εν σειρά με το κύκλωμα ισχύος, και αναμένεται να συμβάλουν σημαντικά στην L_{par} . Παρόλαυτά, μέθοδοι όπως 1) η τροποποίηση του πάχους και των χρησιμοποιούμενων υλικών της ομοαξονικής αντίστασης [31], 2) η παραλληλοποίηση πολλών SMD αντιστάσεων [32], [33], ή 3) η ελαχιστοποίηση του μονοπατιού της ροής ρεύματος [27], [32], [33] της αντίστασης, παρουσιάζουν σημαντικές βελτιώσεις στην μείωση της L_{par} .

Επιπλέον, είναι απαραίτητο για την κάθε εφαρμογή να είναι σωστά διαστασιολογημένο το εύρος ζώνης (BW) των μετρητικών συσκευών, όπως και του παλμογράφου. Γνωρίζοντας την χρονική τάξη μεγέθους των σημάτων που αναμένεται να μετρηθούν, υπολογίζεται το BW_{sig} του σήματος από τον τύπο (3.2) (όπου t_{rise} σε ns) [34], [35]. Εμπειρικά, λαμβάνεται υπόψιν η σύμβαση ότι το εύρος ζώνης του συστήματος (των μετρητικών) πρέπει να είναι τουλάχιστον 3 φορές μεγαλύτερο από αυτό του σήματος. Για τον υπολογισμό του BW του μετρητικού συστήματος, από το [35] χρησιμοποιείται ο τύπος (3.3). Για δεδομένες τιμές των παραπάνω BW, το σφάλμα της εκάστοτε μέτρησης υπολογίζεται από τον υπολογισμό του συνολικού BW του συστήματος (παλμογράφος, probe, σήμα προς μέτρηση) χρησιμοποιώντας τον προηγούμενο τύπο, μέσω της εξίσωσης (3.4).

$$BW_{sig} = \frac{0.35}{t_{rise}} \quad (3.2)$$

$$BW_{sys} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{BW_{scope}^2} + \frac{1}{BW_{probe}^2}}} \quad (3.3)$$

$$M_{error}(\%) = \left(1 - \frac{BW_{tot,sys}}{BW_{sig}}\right) \cdot 100 \quad (3.4)$$

SMD shunt αντίσταση

Χρησιμοποιούνται μικρές τιμές, της τάξης των mΩ, SMD αντιστάσεις υψηλής ακρίβειας (0.1 %). Η τελική τιμή της αντίστασης εξαρτάται από το αναμενόμενο εύρος ρευμάτων προς μέτρηση, συναρτήσει της ευαισθησίας του παλμογράφου². Η περιττή αύξηση της αντίστασης είναι ανεπιθύμητη διότι καταναλώνεται περισσότερη ενέργεια. Τα πλεονεκτήματα των SMD shunt είναι το μικρό μέγεθος, το πολύ ψηλό εύρος ζώνης, η μηδαμινή εισχώρηση επαγωγής [32] και το χαμηλό κόστος. Ακόμα, μπορούν να μετρήσουν και συνεχή και εναλλασσόμενα ρεύματα. Αρνητικό αποτελεί κυρίως η ικανότητα αντοχής ισχύος. Με σκοπό την ελαχιστοποίηση της επαγωγής των στοιχείων, είναι ιδανικό να χρησιμοποιηθούν όσο μικρότερα στοιχεία γίνεται (0402, 0603 ή ακόμα 0508 διαστάσεις). Αυτό όμως, καθιστά τις αντιστάσεις λιγότερο ανθεκτικές σε μεγάλες ισχύς, φτάνοντας τα 330 με 500 mW μέγιστη ικανότητα εφαρμογής ισχύος ανά στοιχείο.

Coaxial shunt αντίσταση

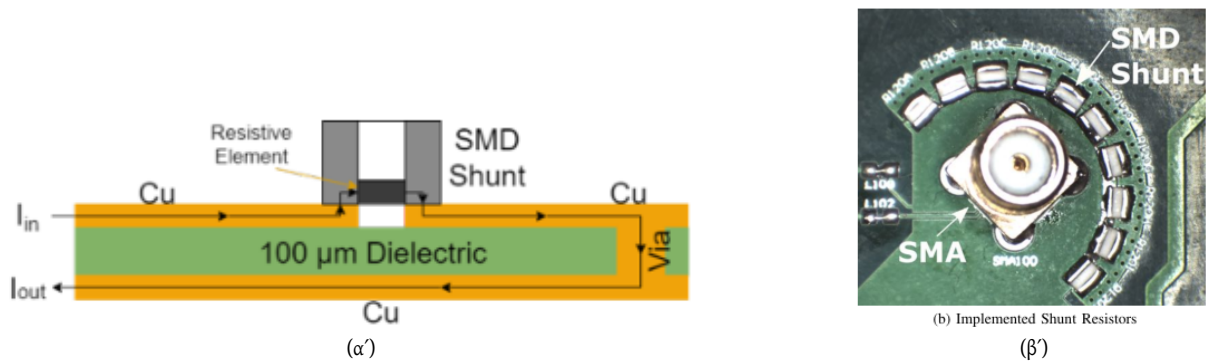
Οι ομοαξονικές αντιστάσεις βασίζονται στην ίδια αρχή λειτουργίας με τις SMD αντιστάσεις, μόνο που είναι κατασκευασμένες σε διαφορετική συσκευασία. Δύο παραδείγματα εφαρμογών εμφανίζονται στο Σχήμα 3.5 [26], [27]. Μοιράζονται τα περισσότερα πλεονεκτήματα με τις SMD αντιστάσεις, εκτός από το γεγονός ότι καταλαμβάνουν μεγαλύτερο όγκο, πιθανώς έχουν μεγαλύτερη επαγωγική συνιστώσα, και μεγάλο κόστος (30-60+ € ανά στοιχείο, σε σύγκριση με 0.5 € ανά SMD). Βέβαια, οι ομοαξονικές αντιστάσεις παρουσιάζουν καλύτερη αντοχή σε ισχύ, φτάνοντας έως και τα 225 W, με εξαιρετικό εύρος ζώνης³.

Πηνίο Rogowski

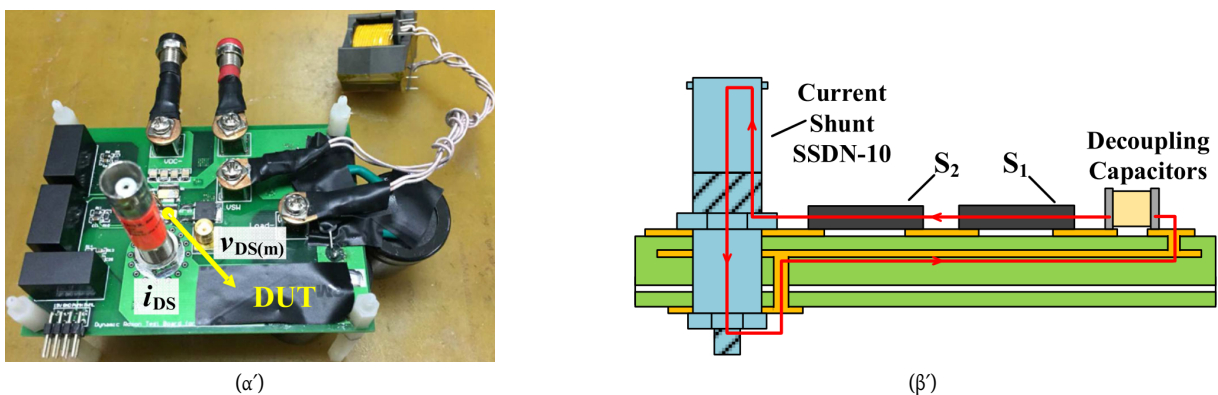
Η συγκεκριμένη μέθοδος βασίζεται στο φαινόμενο της μαγνήτισης εξ επαγωγής. Όταν ένας αγωγός διαρρέεται από εναλλασσόμενο ρεύμα, μέρος του μαγνητικού πεδίου που δημιουργείται απορροφάται από το πηνίο Rogowski. Έτσι, δημιουργείται διαφορά δυναμικού στα άκρα του ανάλογη

²Για παράδειγμα, η χρήση 10 mΩ αντίστασης προς μέτρηση 100 mA, συνεπάγεται στην μετρούμενη πτώση τάσης 1 mV.

³Μοντέλο R-700-1, 800 MHz, T&M RESEARCH PRODUCTS [36]

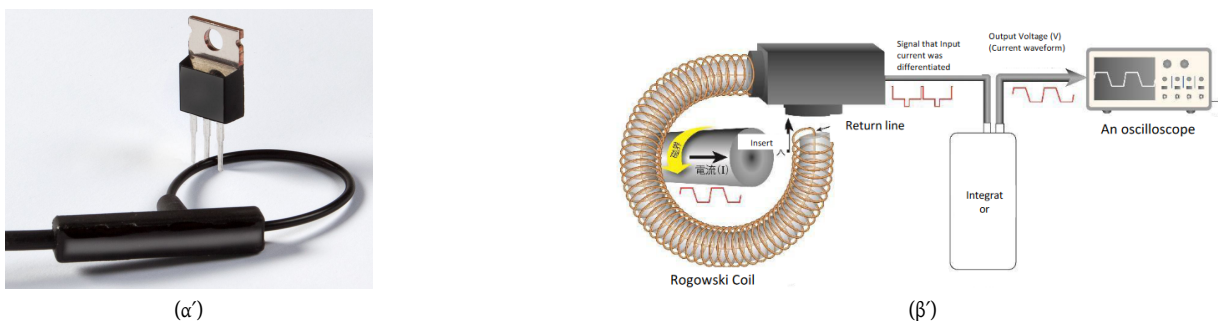


Σχήμα 3.4: Τεχνικές χρήσης SMD shunt αντιστάσεων για την ελαχιστοποίηση των παρασιτικών επαγωγών (α') Οδηγήση μονοπατιού ρεύματος επιστροφής αντιπαράλληλα του ρεύματος εισχώρησης με σκοπό την αλληλοακύρωση των πεδίων (β') Παράλληλη συστοιχία αντιστάσεων, παραλληλίζοντας και τις αντίστοιχες επαγωγές



Σχήμα 3.5: DPT διάταξη με χρήση ομοαξονικής shunt αντίστασης (α') Πλακέτα δοκιμών (β') Ροή ρεύματος

του ρυθμού αύξησης του ρεύματος στον αγωγό. Στο Σχήμα 3.6 [37] φαίνονται ένα παράδειγμα εφαρμογής, και ο τρόπος λειτουργίας ενός Rogowski probe. Ενώ είναι εύκολη και απλή η χρήση του, δεν είναι πάντα ιδανική σε διατάξεις DPT. Έχει χρησιμοποιηθεί στην βιβλιογραφία [30] μετρώντας ικανοποιητικά το περιεχόμενο του ρεύματος. Βέβαια, είναι απαραίτητο να έχει μελετηθεί η τοποθέτησή του βάσει τις οδηγίες του κατασκευαστή για την βέλτιστη απόκριση. Το τελευταίο βασικό μειονέκτημα εμφανίζεται στο το εύρος ζώνης του, φτάνοντας τα 30-50 MHz.



Σχήμα 3.6: (α') Παράδειγμα εφαρμογής Rogowski πηνίου CWT Ultra-mini [38] (β') Ανάλυση λειτουργίας probe

Μετασχηματιστής ρεύματος

Η χρήση μετασχηματιστή ρεύματος δεν συναντάται συχνά στην βιβλιογραφία. Μοιράζοντας την αρχή λειτουργίας με ένα πηνίο Rogowski και επιτυγχάνοντας σημαντικά καλύτερο εύρος ζώνης, η ογκώδης γεωμετρία του και η εισαγωγή επαγωγής στο κύκλωμα [31] καθιστούν τον μετ/στη ρεύματος μη αποτελεσματική μέθοδο.

Σύγκριση αισθητήρων

Σε εφαρμογές όπου τα διακοπτικά φαινόμενα είναι έως και 10 MHz (35 ns), η χρήση μετρητικών επαγωγής ίσως είναι ιδανική, αναφορικά με την ακρίβεια των μετρήσεων και την ευκολία χρήσης. Αντιθέτως, σε εφαρμογές με WBG συσκευές που τα φαινόμενα αυτά φτάνουν και τα 100 MHz (3.5 ns), καλύτερη επιλογή είναι οι αντιστάσεις. Η ομοαξονική αντίσταση παρέχει την εγγύηση του κατασκευαστή για τα χαρακτηριστικά λειτουργίας με σχετικά εύκολη ενσωμάτωση. Βέβαια, οι SMD αντιστάσεις είναι οικονομικότερες, και παρέχουν ευελιξία, κατά την σχεδίαση, στην βελτίωση του κυκλώματος μέτρησης, πετυχαίνοντας σημαντικά καλύτερες επιδόσεις από τις προηγούμενες. Τα βασικά χαρακτηριστικά των παραπάνω αισθητήρων παρουσιάζονται στον Πίνακα 3.1.

Πίνακας 3.1: Τυπικές τιμές τεχνολογικά προηγμένων αισθητήρων ρεύματος

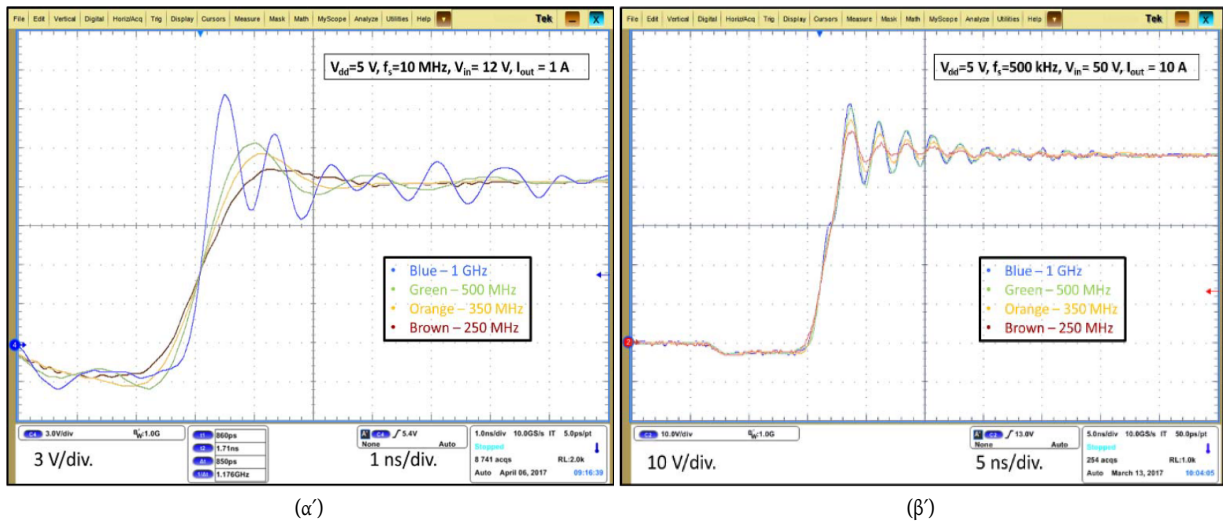
Τύπος αισθητήρα	Bandwidth (MHz)	Dc	Απομόνωση	Επαγωγή (nH)
SMD αντίσταση [33]	>3000	Ναι	Όχι	<0.1
SMD αντίσταση [32]	1600	Ναι	Όχι	0.0086
Coaxial shunt αντίσταση [31], [36]	2000	Ναι	Όχι	2.2
Πηνίο Rogowski	50	Όχι	Ναι	-
Μετασχηματιστής ρεύματος [31]	250	Όχι	Ναι	3.6

Ένας εμπειρικός κανόνας, υποδυνάμει ότι το εύρος ζώνης των μετρητικών πρέπει να είναι τουλάχιστον 3 φορές μεγαλύτερο από αυτό του σήματος προς μέτρηση, επιτυγχάνοντας σφάλμα κάτω από 5 %. Είναι φανερό ότι σε χαμηλά BW, τα κοινά μετρητικά (50 – 200 MHz) έχουν την ικανότητα λήψης ικανοποιητικών μετρήσεων. Όμως, είναι αναγκαία η χρήση καλύτερου εξοπλισμού όταν το εύρος σήματος είναι μεγαλύτερο από ~50 MHz. Η σύγκριση της επίδρασης διαφορετικών BW_{system} παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.7 [29]. Στο πρώτο σχήμα εξετάζεται σήμα με εύρος ζώνης 875 MHz (0.4 ns), ενώ στο δεύτερο με 116.67 MHz (3 ns). Στον Πίνακα 3.2 παρουσιάζονται κάποιες ενδεικτικές τιμές σφάλματος μέτρησης, ανάλογα τα χαρακτηριστικά του συστήματος, για συνήθεις τιμές BW παλμογράφων και probe.

Ακόμα σημαντική παράμετρος στην ορθή μέτρηση WBG συσκευών, αποτελεί η ταχύτητα δειγματοληψίας του παλμογράφου. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.8, σε ιδιαίτερα μεγάλες συχνότητες (όπως είναι οι ταλαντώσεις μετά το πέρας ενός διακοπτικού φαινομένου) είναι σημαντικό η δειγματοληψία να είναι αρκετή, ώστε να αποτυπώνεται με μεγαλύτερη ανάλυση η πληροφορία του σήματος.

Βάσει των παραπάνω, η συμπεριφορά γρήγορων συσκευών μπορεί να εκτιμηθεί και με "αργά" μετρητικά. Όμως, όταν απαιτείται ακριβής ανάλυση των διακοπτικών φαινομένων, είναι απαραίτητη η χρήση των κατάλληλων συσκευών.

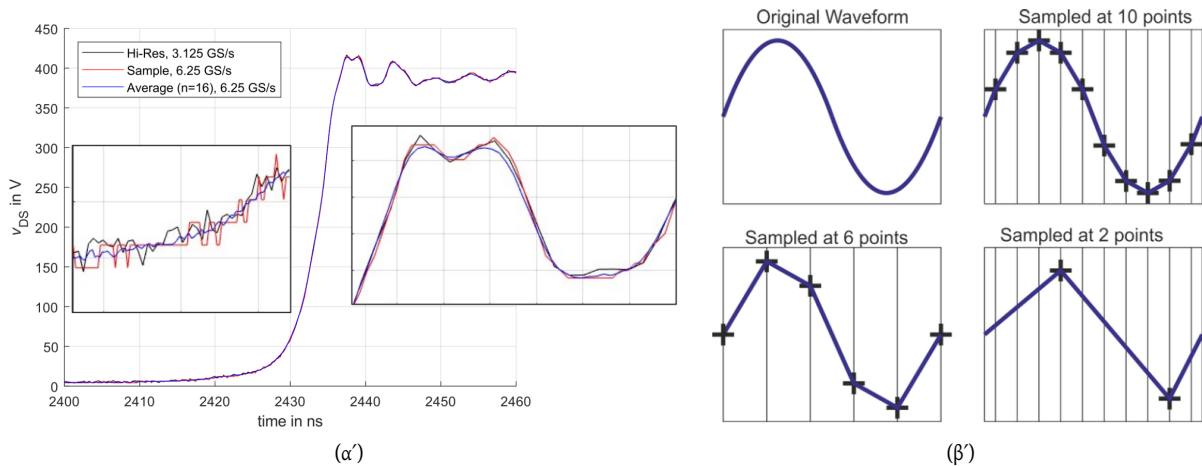
Αφού έχει αναφερθεί η θεωρία και οι διάφορες παραλλαγές των διατάξεων δοκιμής διπλού παλμού, θα αναλυθεί στην συνέχεια το κύκλωμα που σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε στα πλαίσια της εργασίας.



Σχήμα 3.7: Σύγκριση διαφορετικών bandwidth συστήματος (250–1000 MHz) κατά την σβέση διακοπών GaN (α') Πλακέτα με GaN EPC8009 (β') Πλακέτα με GaN EPC9080

Πίνακας 3.2: Υπολογισμός σφάλματος διαφορετικών BW συστήματος συναρτήσει του μετρούμενου σήματος

Χρόνος (ανόδου/καθόδου) σήματος (ns)	BW σήματος (MHz)	BW παλμογράφου (MHz)	BW probe (MHz)	BW συστήματος (MHz)	BW διάταξης (MHz)	Σφάλμα (%)
23.3	15	200	50	48.5	14.3	4.4
5	70	200	50	48.5	39.8	43
5	70	200	200	141	62.7	10.4
5	70	1000	200	196	65.9	5.8
5	70	500	500	353	68.6	1.9
2.5	140	200	50	48.5	45.8	67.3
2.5	140	200	200	141	99.3	29
2.5	140	800	500	423	130.1	5
2.5	140	1000	800	624	136.6	2.4



Σχήμα 3.8: Σύγκριση διαφορετικών ρυθμών λήψης των παλμογράφων (α') Κατά την σβέση ημιαγωγού [35] (β') Ανάλυση ημιτόνου [39]

3.2 Προτεινόμενη υλοποίηση πλακέτας Double Pulse Test

Με σκοπό την σύγκριση των διαφορετικών συσκευών GaN, υλοποιήθηκαν 4 διαφορετικές πλακέτες για DPT. Οι συνδεσμολογίες των πλακετών διατηρήθηκαν όμοιες, με μόνη αλλαγή το footprint των αντίστοιχων συσκευών. Έτσι, ελαχιστοποιούνται οι εξωγενείς παράγοντες που μπορεί να επηρεάσουν τις μετρήσεις, διατηρώντας κοινή αναφορά για όλες τις πλακέτες. Στον Πίνακα 3.3 αναφέρονται τα στοιχεία που χρησιμοποιήθηκαν στην DPT διάταξη, ενώ στο Σχήμα 3.9 φαίνεται η πλακέτα για το στοιχείο EPC2059.

Πίνακας 3.3: Στοιχεία ημιγέφυρας δοκιμής διπλού παλμού

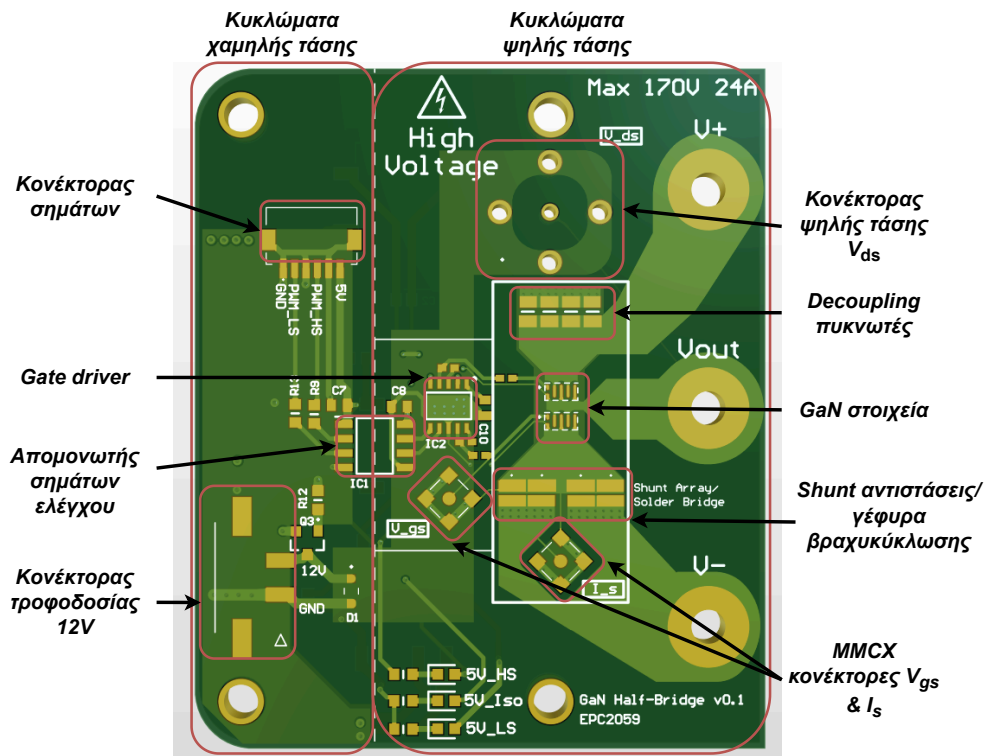
Στοιχείο	Τιμή
GaN ημιαγωγός	GAN3R2-100CBE, EPC2059, EPC2207, GS61004B
Τοπολογία	Double Pulse Test
Τάση εισόδου	80 V
Ρεύμα εξόδου	1 – 10 A
Πηνίο	4.2 mH
DC Link πυκνωτής	80 μ F
Εξωτερικός πυκνωτής	80 μ F
Signal Isolator	ISO7720FQDRQ1
Power Isolator	PDSE1-S12-S5-M-TR
Gate Driver	LM5113QDPRRQ1
Κονέκτορες	BNC (V_{ds}), MMCX (V_{gs} & I_s)

Στην συνέχεια απεικονίζεται η προτεινόμενη συνδεσμολογία μετρήσεων (Σχήμα 3.10) με τις αντίστοιχες κυματομορφές⁴(Σχήμα 3.11). Η βοηθητική (auxiliary) πλακέτα μπορεί να υλοποιηθεί με οποιουδήποτε ημιαγωγούς. Ο σκοπός της είναι να φορτίζει και εκφορτίζει τον πυκνωτή dc link μέσω των αντίστοιχων precharge και discharge αντιστάσεων. Ακόμα, είναι υπεύθυνη στην απομόνωση της ΣΥΔ πλακέτας από την DC πηγή σε περίπτωση σφάλματος, προς αποφυγή καταστροφικού βραχυκυκλώματος.

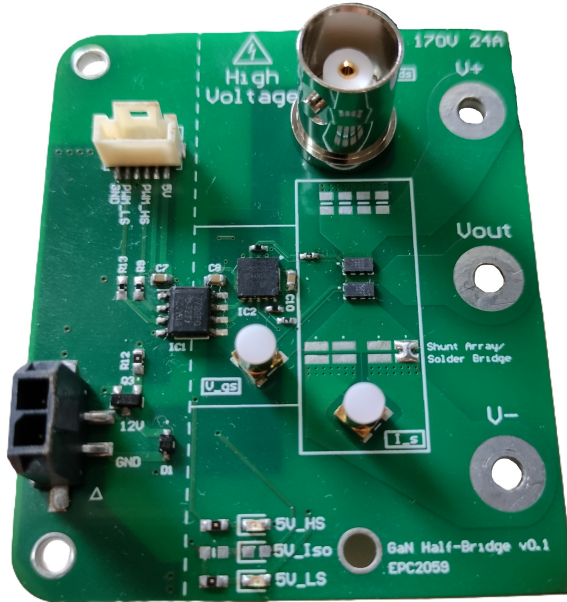
Οι χρόνοι φόρτισης και εκφόρτισης του dc link, ορίζονται από την τάσης λειτουργίας, την τιμή του πυκνωτή, και την αντίσταση προ-φόρτισης. Παρομοίως, ο χρόνος φόρτισης του πηνίου ορίζεται από την γνωστή εξίσωση, ανάλογα την τιμή της τάσης, του πηνίου, και το επιθυμητό ρεύμα δοκιμής. Για την μείωση των παρεμβολών στο κύκλωμα από τους μετρητικούς κόνέκτορες, χρησιμοποιήθηκαν τύπου MMCX κόνέκτορες για την μέτρηση της τάσης V_{gs} και του ρεύματος I_s του καναλιού. Ακόμα, για λόγους ασφαλείας στην μέτρηση της V_{ds} , οι αυξημένες διαστάσεις ενός BNC κόνέκτορα κρίθηκαν κατάλληλες για την συγκεκριμένη εφαρμογή.

Αξίζει να σημειωθεί ότι η αναφορά όλων των μετρήσεων είναι κοινή στο source του διακόπτη, με σύμβαση την αντίθετη μέτρηση του ρεύματος από τις shunt αντιστάσεις. Όπως έχει αναφερθεί και προηγουμένως, τα κανάλια του παλμογράφου έχουν κοινό δυναμικό αναφοράς. Έτσι, προς αποφυγή παρεμβολών, ή και ζημιάς, από τα διακοπτικά φαινόμενα στα κυκλώματα του παλμογράφου, προτιμάται η μέτρηση να γίνεται όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.10.

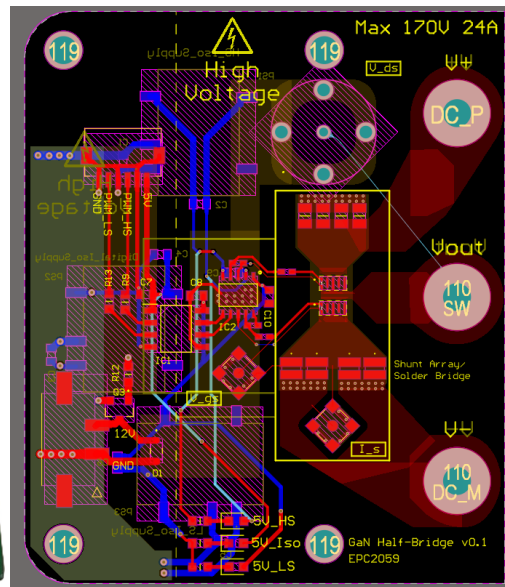
⁴Οι χρόνοι και το πλάτος των εκάστοτε παραμέτρων έχουν δοθεί αυθαίρετα προς ευκολία κατανόησης της λειτουργίας του DPT. Βέβαια, η συμπεριφορά του κυκλώματος δεν θα πρέπει να αποκλίνει σημαντικά σε χρήση αυτής της συνδεσμολογίας.



(α')

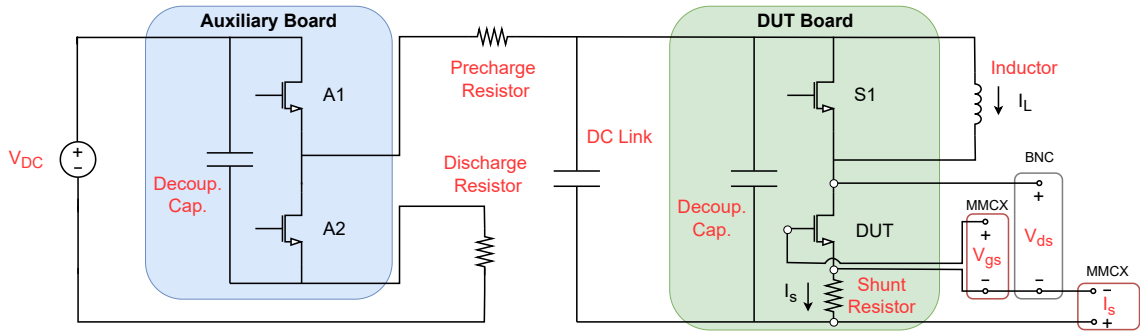


(β')

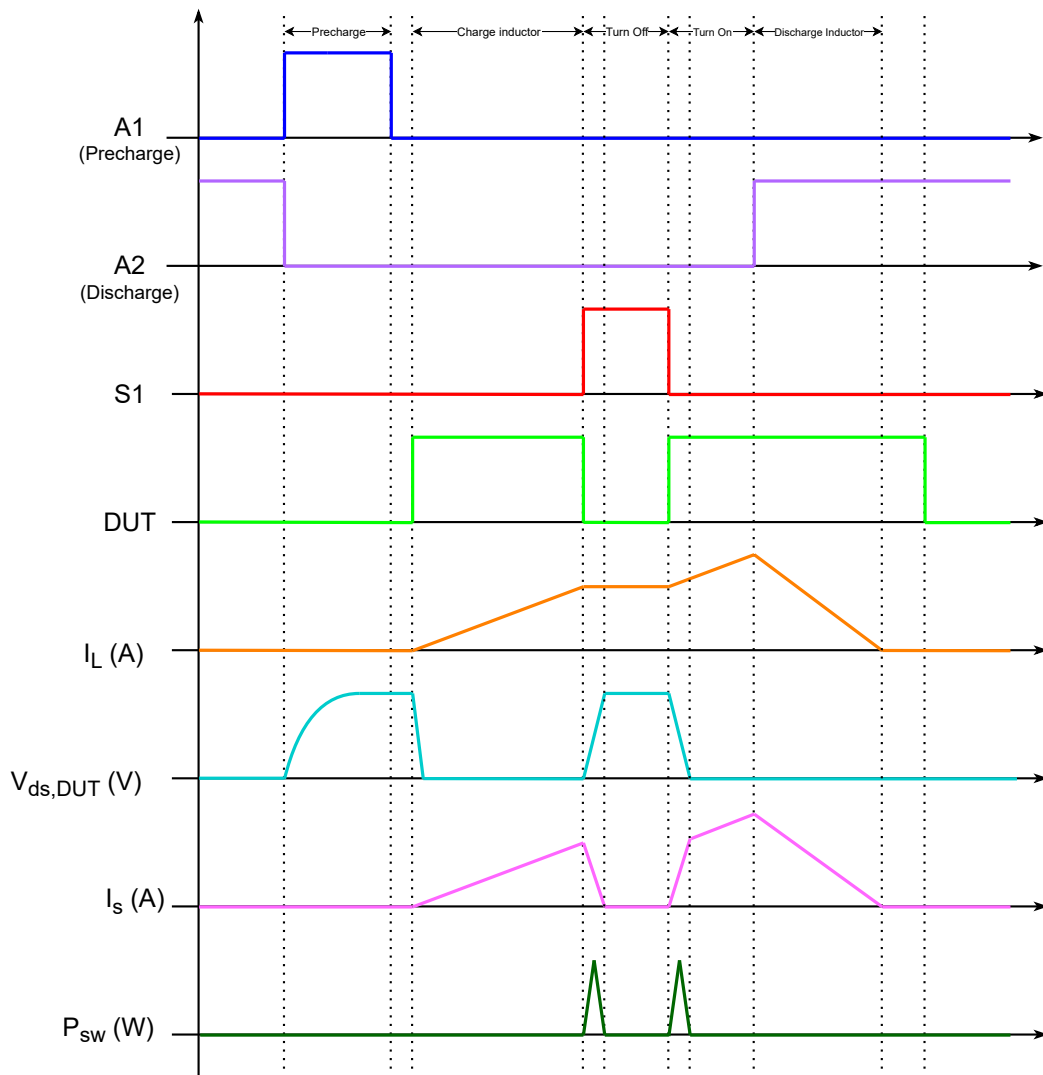


(γ')

Σχήμα 3.9: Πλακέτα δοκιμών DPT (α') Παρουσίαση στοιχείων (β') Υλοποιημένη πλακέτα (γ') Προβολή εσωτερικών traces



Σχήμα 3.10: Προτεινόμενη συνδεσμολογία βοηθητικής και μετρούμενης πλακέτας δοκιμής διπλού παλμού για GaN στοιχεία



Σχήμα 3.11: Κυματομορφές αντίστοιχων παραμέτρων DPT από πάνω προς τα κάτω: παλμοί οδήγησης διακοπών, ρεύμα πηνίου, τάση V_{gs} ΣΥΔ, ρεύμα καναλιού ΣΥΔ, παραγόμενες διακοπτικές απώλειες στην ΣΥΔ

3.3 Συμπεράσματα

Σε αντίθεση με την πλειοψηφία των MOSFET, η μικρή συσκευασία των GaN δυσκολεύει την κόλληση τους. Οι επιφάνειες είναι περιμετρικά κρυμμένες, και βρίσκονται στον πυθμένα της συσκευής. Αυτό το γεγονός φέρει ανίκανες τις συνηθισμένες μεθόδους κολλήσεων SMD στοιχείων, δημιουργώντας ανάγκη εξειδικευμένου εξοπλισμού. Βάσει της αναφοράς [40], μπορεί να χρησιμοποιηθούν είτε θερμός αέρας, είτε φούρνος κολλήσεων. Η μόνη διαθέσιμη επιλογή στο εργαστήριο είναι ο θερμός αέρας, με τον οποίο έγιναν απόπειρες κολλήσεων. Έπειτα από πολλές προσπάθειες, δεν ήταν δυνατή η σωστή εφαρμογή των στοιχείων στο διαθέσιμο χρόνο χωρίς την αστοχία σε κάποιο στάδιο ελέγχου.

Κεφάλαιο 4

Συνεισφορά της παρούσας εργασίας και προτάσεις για περαιτέρω μελέτη

Συνοψίζοντας, στην παρούσα εργασία έγινε λεπτομερής ανάλυση των παρακάτω θεμάτων:

1. Αξιοποιήθηκε ένα αναλυτικό μοντέλο απωλειών ημιαγωγικών διακοπών, σε τοπολογία μετατροπέα υποβιβασμού τάσης ημιγέφυρας. Με βάση τα αποτελέσματα αυτού, έγινε σύγκριση μεταξύ ενός Si MOSFET και διαφορετικών GaN διακοπών, προς την εκτίμηση των απωλειών και επιλογή των αποδοτικότερων στοιχείων. Η πειραματική αξιολόγηση των επιλεγμένων διακοπών εξετάστηκε με δύο μεθόδους.
2. Η πρώτη μέθοδος είναι η θερμιδομέτρηση, η οποία χρησιμοποιείται για την μέτρηση των απωλειών της ημιγέφυρας ενός μετατροπέα. Αφού γίνει σύγκριση διαφορετικών διατάξεων θερμιδομέτρησης, υλοποιήθηκε η αδιαβατική τοπολογία με την χρήση λαδιού και επιλέχθηκαν οι μεταβατικές μετρήσεις. Στην συνέχεια παρουσιάζονται τα πειράματα που έγιναν κατά τη διάρκεια της βαθμονόμησης του συστήματος, όπως και τα διάφορα φαινόμενα που παρατηρήθηκαν από την λειτουργία των χρησιμοποιούμενων στοιχείων. Το σφάλμα του συστήματος κυμαίνεται κάτω από 6 % στο εύρος των μετρούμενων απωλειών από 1 έως 10 W. Έπειτα, αναλύθηκε 1) η προετοιμασία του συστήματος πριν από κάθε δοκιμή και 2) το πειραματικό μοντέλο για την παραγωγή απωλειών με μεγάλη ακρίβεια (200 mW) από την μεταβολή του νεκρού χρόνου. Οι απώλειες που μετρήθηκαν ανταποκρίνονται στα αποτελέσματα του αναλυτικού μοντέλου, επιβεβαιώνοντας την ορθότητα των υπολογισμών.
3. Η δεύτερη μέθοδος είναι η δοκιμή διπλού παλμού (DPT). Σε αντίθεση με την θερμιδομέτρηση, δεν ενδείκνυται για τον υπολογισμό των απωλειών ολόκληρου του συστήματος. Βέβαια, αξιοποιείται για τον χαρακτηρισμό της λειτουργίας των ημιαγωγικών διακοπών, δίνοντας περισσότερη έμφαση τα τελευταία χρόνια στα στοιχεία εκτεταμένου ενεργειακού διακένου (WBG). Αρχικά, γίνεται αναφορά σε παραλλαγές αυτής της διάταξης και παρουσιάζονται τα εξαγόμενα χαρακτηριστικά που μπορούν να εκτιμηθούν. Τα σήματα που αναμένονται να μετρηθούν στις WBG συσκευές είναι της τάξης των ns, οπότε δίνεται ιδιαίτερη έμφαση στα μετρητικά συστήματα που χρησιμοποιούνται. Τέλος, παρουσιάζονται οι πλακέτες οι οποίες σχεδιάστηκαν και υλοποιήθηκαν (μερικώς) προς τον χαρακτηρισμό τεσσάρων διαφορετικών GaN ημιαγωγών. Παράλληλα, προτείνεται και η χρήση μιας συγκεκριμένης τοπολογίας DPT με τα αντίστοιχα σήματα ελέγχου, ώστε να είναι εφικτή η ασφαλής μέτρηση των εκάστοτε σημάτων, ελαχιστοποιώντας τον παραγόμενο θόρυβο.

Με σκοπό την αξιοποίηση και βελτίωση των διατάξεων που υλοποιήθηκαν, προτείνονται μερικά σημεία προς μελέτη για επόμενες εργασίες.

Θερμιδομετρική διάταξη:

- Χρήση εναέριου, έναντι μαγνητικού, αναδευτήρα, προς αποφυγή της επιρροής των απωλειών του.
- Δοκιμή διαφορετικών αισθητήρων θερμοκρασίας για την μείωση του χρόνου κάθε πειράματος.
- Υλοποίηση μικρότερου θαλάμου, αλλάζοντας τα υλικά μόνωσης, το δοχείο, ή και το υγρό που χρησιμοποιείται.
- Κόλληση των GaN διακοπτών στην τροποποιημένη πλακέτα ελέγχου και μέτρηση αυτής, ώστε να επιβεβαιωθεί το αναλυτικό μοντέλο με την χρήση διαφορετικής τεχνολογίας ημιαγωγών. Ακόμα, είναι εφικτή και η σύγκριση αυτών με το επιλεγμένο MOSFET σε διαφορετικά φορτία και διακοπτικές συχνότητες.
- Αξιολόγηση των πλακετών που χρησιμοποιούνται για το DPT, καθώς το κύκλωμα οδήγησης αυτών ενδείκνυται στην χρήση GaN ημιαγωγών, έναντι της πλακέτας για το MOSFET.

Διάταξη δοκιμής διπλού παλμού:

- Κόλληση των τεσσάρων GaN στοιχείων στις αντίστοιχες πλακέτες. Επιβεβαίωση, σε χαμηλές τάσεις, της λειτουργίας των παλμών ελέγχου, όπως και την ακεραιότητα των μετρούμενων σημάτων. Σημαντική είναι και η σύγκριση των διαφορετικών τιμών και διαστάσεων των shunt αντιστάσεων στην ευαισθησία των χρησιμοποιούμενων μετρητικών και την εισαγωγή παρασιτικών επαγωγών.
- Εισαγωγή κυκλώματος περιορισμού για την μέτρηση της αντίστασης αγωγής του καναλιού. Μπορούν να αξιοποιηθούν διαφορετικοί παλμοί οδήγησης (soaking time [30]) για την καλύτερη προσομοίωση της συμπεριφοράς της ημιέφυρας.
- Χαρακτηρισμός σε διαφορετικές θερμοκρασίες, ώστε να αξιολογηθεί η συμπεριφορά των μετρούμενων μεγεθών σε καταστάσεις λειτουργίας.

Βιβλιογραφία

- [1] C. Langpoklakpam, A.-C. Liu, K.-H. Chu, *et al.*, «Review of silicon carbide processing for power mosfet», *Crystals*, vol. 12, no. 2, 2022, ISSN: 2073-4352. DOI: 10.3390/cryst12020245. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2073-4352/12/2/245>.
- [2] D. Neumayr, D. Bortis, and J. Kolar, *The google little box challenge - ultra-compact gan- or sic-based single-phase dc/ac power conversion*, Sep. 2017.
- [3] Κωνσταντίνος Μάνος, «Σχεδίαση και Υλοποίηση ενός Αρθρωτού Μετατροπέα Υψηλής Διακοπτικής Συχνότητας MHFC για την Οδήγηση Ηλεκτρικού Κινητήρα». Διπλωματική Εργασία, ΕΜΠ, Αθήνα 2022.
- [4] A. Lidow, M. de Rooij, J. Strydom, D. Reusch, and J. Glaser, *GaN Transistors for Efficient Power Conversion*. Wiley, 2019, ISBN: 9781119594147. [Online]. Available: <https://books.google.gr/books?id=P2WiDwAAQBAJ>.
- [5] Texas Instruments, «Fundamentals of mosfet and igbt gate driver circuits», Texas Instruments, Tech. Rep., 2024, <https://www.ti.com/lit/an/slua618a/slua618a.pdf>. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/an/slua618a/slua618a.pdf>.
- [6] D. Christen and J. Biela, «Analytical switching loss modeling based on datasheet parameters for mosfet s in a half-bridge», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 4, pp. 3700–3710, 2018.
- [7] M. Kasper, R. M. Burkart, G. Deboy, and J. W. Kolar, «Zvs of power mosfets revisited», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 12, pp. 8063–8067, 2016.
- [8] N. Mary, R. Perrin, S. Mollov, and C. Buttay, «Simple and precise calorimetry method for evaluation of losses in power electronic converters», in *CIPS 2020; 11th International Conference on Integrated Power Electronics Systems*, 2020, pp. 1–6.
- [9] NXP Semiconductors, «Rc thermal models (application note an11261)», NXP Semiconductors, Tech. Rep., 2024, <https://www.mouser.com/pdfDocs/AN11261-3.pdf>. [Online]. Available: <https://www.mouser.com/pdfDocs/AN11261-3.pdf>.
- [10] D. Rothmund, D. Bortis, and J. W. Kolar, «Accurate transient calorimetric measurement of soft-switching losses of 10-kv sic mosfets and diodes», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 6, pp. 5240–5250, 2018. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2729892.
- [11] D. Neumayr, M. Guacci, D. Bortis, and J. W. Kolar, «New calorimetric power transistor soft-switching loss measurement based on accurate temperature rise monitoring», in *2017 29th International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's (ISPSD)*, 2017, pp. 447–450. DOI: 10.23919/ISPSD.2017.7988914.
- [12] N. Mary, R. Perrin, S. Mollov, and C. Buttay, «Simple and precise calorimetry method for evaluation of losses in power electronic converters», in *CIPS 2020; 11th International Conference on Integrated Power Electronics Systems*, 2020, pp. 1–6.
- [13] N. Simpson and A. N. Hopkins, «An accurate and flexible calorimeter topology for power electronic system loss measurement», in *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, 2017, pp. 1–6. DOI: 10.1109/IEMDC.2017.8002349.
- [14] J. A. Anderson, C. Gammeter, L. Schrittwieser, and J. W. Kolar, «Accurate calorimetric switching loss measurement for 900 v 10 m Ω sic mosfets», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 12, pp. 8963–8968, 2017. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2701558.

- [15] P. Experiments. «Comparing thermal conductivity of copper, aluminium, and brass». Accessed: 2024-09-11. (2024), [Online]. Available: <https://physicsexperiments.eu/1769/comparing-thermal-conductivity-of-copper,-aluminium-and-brass>.
- [16] Amesweb. «Density of metals». Accessed: 2024-09-11. (2024), [Online]. Available: <https://amesweb.info/Materials/Density-of-Metals.aspx>.
- [17] S. Bolte, L. Keuck, J. K. Afridi, N. Fröhleke, and J. Böcker, «Calorimetric measurements with compensating temperature control», in *2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2017, pp. 636–639. DOI: 10.1109/ISIE.2017.8001320.
- [18] C. P. D. Blog. «How to remove parasitic capacitance in high-speed designs». Accessed: 2024-09-11. (2021), [Online]. Available: <https://resources.pcb.cadence.com/blog/2021-how-to-remove-parasitic-capacitance-in-high-speed-designs>.
- [19] T. Meade, D. O’Sullivan, R. Foley, C. Achimescu, M. Egan, and P. McCloskey, «Parasitic inductance effect on switching losses for a high frequency dc-dc converter», in *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2008, pp. 3–9. DOI: 10.1109/APEC.2008.4522692.
- [20] B. F. Kjærsgaard, G. Liu, M. R. Nielsen, *et al.*, «Parasitic capacitive couplings in medium voltage power electronic systems: An overview», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 8, pp. 9793–9817, 2023. DOI: 10.1109/TPEL.2023.3269582.
- [21] Texas Instruments, «Basic calculation of a buck converter’s power stage», Texas Instruments, Tech. Rep., 2024, <https://www.ti.com/lit/an/slva477b/slva477b.pdf>. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/an/slva477b/slva477b.pdf>.
- [22] G. S. Inc., *Gate driver design with gan e-hemts*, Application Note GN012, 2022. [Online]. Available: https://gansystems.com/wp-content/uploads/2022/03/GN012_Gate-Driver-Design-with-GaN-E-HEMTs_220308.pdf.
- [23] S. S. Ahmad and G. Narayanan, «Double pulse test based switching characterization of sic mosfet», in *2017 National Power Electronics Conference (NPEC)*, 2017, pp. 319–324. DOI: 10.1109/NPEC.2017.8310478.
- [24] J. Böcker, C. Kuring, M. Tannhäuser, and S. Dieckerhoff, «Ron increase in gan hemts — temperature or trapping effects», in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2017, pp. 1975–1981. DOI: 10.1109/ECCE.2017.8096398.
- [25] G. Zu, H. Wen, Y. Zhu, *et al.*, «Review of pulse test setup for the switching characterization of gan power devices», *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 69, no. 6, pp. 3003–3013, 2022. DOI: 10.1109/TED.2022.3168238.
- [26] R. Li, X. Wu, S. Yang, and K. Sheng, «Dynamic on-state resistance test and evaluation of gan power devices under hard- and soft-switching conditions by double and multiple pulses», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 2, pp. 1044–1053, 2019. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2844302.
- [27] H. Peng, R. Ramabhadran, R. Thomas, and M. J. Schutten, «Comprehensive switching behavior characterization of high speed gallium nitride e-hemt with ultra-low loop inductance», in *2017 IEEE 5th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*, 2017, pp. 116–121. DOI: 10.1109/WiPDA.2017.8170532.
- [28] H. C. Dymond, Y. Wang, S. Jahdi, and B. H. Stark, «Probing techniques for gan power electronics: How to obtain 400+ mhz voltage and current measurement bandwidths without compromising pcb layout», in *PCIM Europe 2022; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, VDE, 2022, pp. 1–10.
- [29] S. Biswas, D. Reusch, M. de Rooij, and T. Neville, «Evaluation of measurement techniques for high-speed gan transistors», in *2017 IEEE 5th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*, IEEE, 2017, pp. 105–110.
- [30] R. Hou and J. Lu, «The effect of dynamic on-state resistance to system losses in gan-based hard-switching applications», in *PCIM Europe 2019; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, VDE, 2019, pp. 1–7.
- [31] W. Zhang, «Current sensor for wide bandgap devices dynamic characterization», 2019.

- [32] L. Shillaber, L. Ran, Y. Shen, and T. Long, «Gigahertz current measurement for wide band-gap devices», in *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2020, pp. 2357–2363. DOI: 10.1109/ECCE44975.2020.9235662.
- [33] Y. Wang, Z. Zeng, T. Long, P. Sun, L. Wang, and M. Zou, «Impedance-matching shunt: Current sensor with ultra-high bandwidth and extremely low parasitics for wide-bandgap device», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 10, pp. 11 528–11 533, 2022. DOI: 10.1109/TPEL.2022.3175973.
- [34] A. Devices. «High speed time domain measurements». Accessed: 2024-09-11. (2024), [Online]. Available: <https://www.analog.com/en/resources/analog-dialogue/articles/hgh-speed-time-domain-measurements.html>.
- [35] Nexperia, «Switching evaluation of fast gan devices», Nexperia, Tech. Rep., 2024. [Online]. Available: <https://www.nexperia.com/dam/jcr:30a865a1-bd3f-49f5-a414-fd6f26b710c3/Switching%20evaluation%20of%20fast%20GaN%20devices.pdf>.
- [36] I. T&M RESEARCH PRODUCTS, «Coaxial shunts», T&M RESEARCH PRODUCTS, Inc., Tech. Rep., 2024. [Online]. Available: https://www.ib-billmann.de/bilder/pdf/shunts_tech.pdf.
- [37] Iwatsu, «The basics of rogowski coil current probe», Iwatsu, Tech. Rep., 2024. [Online]. Available: https://www.pmk.de/web/editor/files/The%20Basics%20of%20Rogowski%20Coil%20Current%20Probe_Iwatsu%20AppNote.pdf.
- [38] PEM UK, «Cwt ultra miniature wideband ac current probe», PEM UK, Tech. Rep., 2020. [Online]. Available: https://www.pemuk.com/Userfiles/CWTum/CWTUM_DS_Feb_2020.pdf.
- [39] J. Zumer. «Figuring out audio pull-up/down». (2019), [Online]. Available: <https://javierzumer.com/blog/2019/4/28/figuring-out-audio-pull-updown> (visited on 09/11/2024).
- [40] Efficient Power Conversion Corporation, *How to assemble an epc egan fet*, Application Note AN003, 2014. [Online]. Available: <https://epc-co.com/epc/Portals/0/epc/documents/application-notes/How2AppNote003%20Assembly.pdf>.