



ΑΡΙΣΤΟΤΕΛΕΙΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗΣ
ΠΟΛΥΤΕΧΝΙΚΗ ΣΧΟΛΗ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

Κύκλωμα ανόρθωσης και ενίσχυσης για μεταφορά ισχύος με ακουστικά σήματα

Διπλωματική Εργασία
Ονοματεπώνυμο: Φούντας Βασίλειος
ΑΕΜ: 8938

Επιβλέπων Καθηγητής: Χατζόπουλος Αλκιβιάδης, Α.Π.Θ
Συνεπιβλέπων Καθηγητής: Κιζήρογλου Μιχαήλ, ΔΙ.ΠΑ.Ε

ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗ ΙΟΥΛΙΟΣ 2022

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Η συγκεκριμένη διπλωματική εργασία αποτελεί το τελικό βήμα της περάτωσης των σπουδών μου στο τμήμα των Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Αριστοτελείου Πανεπιστημίου Θεσσαλονίκης. Όλα αυτά τα 7 χρόνια σπουδών υπήρξαν τόσο όμορφες όσο και αρκετά δύσκολες στιγμές για την επίτευξη του ονείρου μου να αποφοιτήσω. Σε αυτό το σημείο θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα καθηγητή μου κύριο Αλκιβιάδη Χατζόπουλο, ο οποίος με βοήθησε στα βήματα που ακολούθησα κατά την διάρκεια αυτής της διπλωματικής εργασίας και μου παρείχε συμβουλές σε ό,τι χρειαζόμουν. Επιπλέον, θα ήθελα να ευχαριστήσω και τον κύριο Μιχάλη Κιζήρογλου, ο οποίος είναι ένας από τους πιο αξιόλογους καθηγητές που έχω συνεργαστεί και θα ήθελα να του ευχηθώ ό,τι καλύτερο στην ζωή του και στην πορεία του στο Διεθνές Πανεπιστήμιο Ελλάδος. Ακόμη, θα ήθελα να ευχαριστήσω εγκάρδια τον Κωνσταντίνο Καρακώστα, ο οποίος υπήρξε πολύ σημαντικός αρωγός στην προσπάθεια ολοκλήρωσης της εργασίας αυτής και είναι ένας από τους πιο αξιόλογους αποφοίτους του τμήματος αυτού. Φυσικά, δεν γίνεται να ξεχάσω και τους φίλους που έκανα τα χρόνια των σπουδών μου και οι οποίοι με στήριξαν έμπρακτα, όπως και επίσης τους παιδικούς μου φίλους από την γενέτειρά μου, την Στυλίδα, με τους οποίους μας συνδέουν δεσμοί πολλών ετών. Τα άτομα, όμως, που θα ήθελα να ευχαριστήσω πιο πολύ από όλους για την αμέριστη στήριξη τους σε αυτό το ταξίδι είναι φυσικά η οικογένειά μου (μαζί με όσους δεν είναι πια μαζί μου). Ο πατέρας μου, Κωνσταντίνος, η αδερφή μου, Ευαγγελία, και η γιαγιά μου, Βάσω, αποτελούν και τον κύριο λόγο που βρίσκομαι εδώ που είμαι σήμερα και εύχομαι να συνεχίσω να τους κάνω υπερήφανους για το υπόλοιπο της ζωής μου. Δεν θα μπορούσα, επίσης, να μην αναφέρω την έμπρακτη στήριξη από τα ξαδέρφια και τους θείους μου όλα αυτά τα χρόνια. Η διπλωματική εργασία είναι αφιερωμένη στον παππού μου Βαγγέλη.

Βασίλης

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

➤ ΠΕΡΙΛΗΨΗ

➤ ABSTRACT

➤ ΕΙΚΟΝΕΣ

➤ ΣΧΗΜΑΤΑ

1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

- 1.1. Στόχος της διπλωματικής
- 1.2. Διάρθρωση της διπλωματικής
- 1.3. Επιστημονική περιοχή διπλωματικής

2. ΘΕΩΡΗΤΙΚΟ ΥΠΟΒΑΘΡΟ

- 2.1. Ακουστική μεταφορά ισχύος
- 2.2. Συγκομιδή ενέργειας (Energy harvesting)
- 2.3. Προσαρμογή εμπίδησης (Impedance matching)
- 2.4. AC-σε-DC μετατροπή
 - 2.4.1. MOSFETs
 - 2.4.2. Ανόρθωση πλήρους κύματος σε σχηματισμό γέφυρας
 - 2.4.2.1. Γέφυρα με διόδους
 - 2.4.2.2. Γέφυρα με MOSFETs
 - 2.4.3. Ανόρθωση μισού κύματος
- 2.5. Πιεζοηλεκτρικός μετατροπέας
- 2.6. DC-σε-DC μετατροπή
 - 2.6.1. Buck μετατροπέας
 - 2.6.2. Boost μετατροπέας
 - 2.6.3. Buck boost μετατροπέας
 - 2.6.4. Cuk μετατροπέας
 - 2.6.5. SEPIC μετατροπέας

3. ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ

- 3.1. Πρόγραμμα σχεδίασης EAGLE
- 3.2. Δομικά στοιχεία PCB

- 3.2.1. Ανορθωτής
- 3.2.2. Σύστημα διαχείρισης ενέργειας
- 3.3. Σχεδίαση ανορθωτή με MOSFETs
- 3.4. Ανάλυση συστήματος διαχείρισης ενέργειας
- 3.5. Συγκόλληση PCB

4. ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ

- 4.1. Στάδια μετρήσεων
- 4.2. Γεννήτρια παραγωγής συχνοτήτων ως πηγή εισόδου
 - 4.2.1. Μετρήσεις σε VBAT, VSTOR με είσοδο 2.1 V και αντίσταση 10Ω
 - 4.2.2. Μετρήσεις σε VBAT, VSTOR με είσοδο 3.3 V και αντίσταση 10Ω
 - 4.2.3. Μετρήσεις σε συχνότητες 500 Hz, 600 Hz, 800 Hz
 - 4.2.3.1. Τάση εισόδου 2.1V
 - 4.2.3.2. Τάση εισόδου 3.3V
 - 4.2.4. Χρόνος φόρτισης υπερπυκνωτή
 - 4.2.5. Μέγιστη ισχύς και μέτρηση φόρτισης/ενέργειας στον υπερπυκνωτή

5. ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΕΣ ΒΕΛΤΙΩΣΕΙΣ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΚΑΙ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

➤ ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Το πιεζοηλεκτρικό φαινόμενο μετατρέπει τη μηχανική ενέργεια σε ηλεκτρικό ρεύμα ή τάση. Αυτή η ενέργεια μπορεί να προέρχεται από πολλές διαφορετικές πηγές. Η ανθρώπινη κίνηση, οι σεισμικές δονήσεις χαμηλής συχνότητας και ο ακουστικός θόρυβος είναι καθημερινά παραδείγματα. Εκτός από σπάνιες περιπτώσεις, το πιεζοηλεκτρικό φαινόμενο λειτουργεί σε AC απαιτώντας χρονικά μεταβαλλόμενες εισόδους σε μηχανικό συντονισμό για να είναι αποτελεσματικό. Το σύστημα που αναπτύσσεται στην παρούσα διπλωματική εργασία αποσκοπεί στην εκμετάλλευση της παραγομένης ενέργειας από ένα πιεζοηλεκτρικό στοιχείο. Μέσω της πρακτικής της προσαρμογής εμπέδησης και της σχεδίασης ενός κυκλώματος προσαρμογής μπορεί να επιτευχθεί η μέγιστη μεταφορά ισχύος. Το πιεζοηλεκτρικό απορροφά την ακουστική ενέργεια που μεταφέρεται μέσω μίας πηγής ηχητικών κυμάτων, η οποία αποτελεί τον πομπό μίας διάταξης συλλογής ενέργειας. Σε αυτή την διάταξη, το πιεζοηλεκτρικό αποτελεί τον δέκτη της. Για την αποθήκευση της ηλεκτρικής ενέργειας του συστήματος συγκομιδής ενέργειας επιλέγεται ένας υπερπυκνωτής. Η μετατροπή του εναλλασσόμενου ρεύματος σε συνεχές πραγματοποιείται μέσω ενός ανορθωτή που αποτελείται από MOSFETs η-καναλιού προσαύξησης και αραίωσης, καθώς το διάνυσμα του ρεύματος πρέπει να δείχνει σε μία μόνο κατεύθυνση. Στο μέρος του κυκλώματος που αφορά το σύστημα διαχείρισης ενέργειας σχεδιάζεται ένας DC-to-DC μετατροπέας, ώστε να χρησιμοποιήσουμε την παραγόμενη τάση εξόδου για την φόρτιση του υπερπυκνωτή. Η υλοποίηση του συστήματος απαιτεί την επιλογή ενός ολοκληρωμένου που χρησιμοποιείται σε εφαρμογές συγκομιδής ενέργειας. Η μεταφορά ισχύος στην έξοδο του κυκλώματος που παρέχει τάση πραγματοποιείται με την σύνδεση ενός φορτίου στην έξοδο. Οι μετρήσεις γίνονται μέσω του PCB διαστάσεων 60.4 mm x 60.4 mm ώστε να μελετηθεί η ισχύς την έξοδο σε σχέση με την είσοδο. Με βάση αυτά, ο τίτλος της διπλωματικής εργασίας ορίζεται ως «Κύκλωμα ανόρθωσης και ενίσχυσης για μεταφορά ισχύος με ακουστικά σήματα».

ABSTRACT

The piezoelectric effect converts mechanical energy into electrical current or voltage. This energy can derive from many different sources. Human movement, low-frequency seismic vibrations and acoustic noise are everyday examples. Except in rare cases, the piezoelectric effect operates on AC requiring time-varying inputs to mechanical tuning to be effective. The system developed in the present dissertation aims to exploit the energy produced by a piezoelectric element. Through the practice of impedance matching and the design of a matching circuit, maximum power transfer can be achieved. The piezoelectric absorbs the acoustic energy transmitted through a sound wave source, which is the transmitter of an energy collection device. In this arrangement, the piezoelectric is its receiver. A supercapacitor is selected to store the electricity of the energy harvesting system. The conversion of alternating current to direct current is carried out by means of a rectifier consisting of n-enhancement and n-depletion MOSFETs, as the vector of the current must point in only one direction. In the part of the circuit that concerns the power management, a DC-to-DC converter is designed, so that we can use the generated output voltage to charge the supercapacitor. The implementation of the system requires the selection of an integrated one used in energy harvesting applications. The power transfer to the output of the supply circuit is done by connecting a load to the output. The measurements are made through the PCB with dimensions 60.4 mm x 60.4 mm in order to study the power output in relation to the input. Taking into consideration these acknowledgements, the official title for the diploma thesis is “Rectification and boosting circuit for power transfer by acoustic signals”.

Εικόνες

Κεφάλαιο 2

Εικόνα 2.1: Block διάγραμμα ενός συστήματος ακουστικής μεταφοράς ισχύος

Εικόνα 2.2: Μηχανικές ιδιότητες υλικών που χρησιμοποιούνται για ακουστική μετάδοση

Εικόνα 2.3: Πηγές παραγωγής και αποθήκευσης ενέργειας

Εικόνα 2.4: Βασικοί τύποι των MOSFETs (p-channel και n-channel)

Εικόνα 2.5: MOSFET προσαύξησης n-καναλιού (enhancement NMOS)

Εικόνα 2.6: Πιεζοηλεκτρικός κρύσταλλος

Εικόνα 2.7: Functional block diagram

Εικόνα 2.8: Κλειστός διακόπτης (πάνω), ανοιχτός διακόπτης (κάτω)

Εικόνα 2.9: On-state και off-state του boost converter

Εικόνα 2.10: On-state και off-state του buck-boost converter

Κεφάλαιο 3

Εικόνα 3.1: Block διάγραμμα συστήματος

Εικόνα 3.2: EAGLE basic interface

Εικόνα 3.3: Κατασκευαστικές ιδιότητες του N-Channel Depletion MOSFET

Εικόνα 3.4: Κατασκευαστικές ιδιότητες του N-Channel Enhancement MOSFET

Εικόνα 3.5: Κύκλωμα λειτουργίας του συγκριτή

Εικόνα 3.6: Διάγραμμα του συγκριτή

Εικόνα 3.7: Σχηματικό του chip

Εικόνα 3.8: Κατασκευασμένο PCB

Εικόνα 3.9: Πειραματική διάταξη

Κεφάλαιο 4

Εικόνα 4.1: Κύκλωμα RC και χρόνος φόρτισης στον πυκνωτή

Σχήματα

Κεφάλαιο 2

Σχήμα 2.1: Κύκλωμα σύνθετης αντίστασης πηγής και φορτίου

Σχήμα 2.2: Χαρακτηριστικές $I_{DS}-V_{GS}$ (αριστερά) και $I_{DS}-V_{GS}$ (δεξιά) για MOSFET προσαύξησης n-καναλιού

Σχήμα 2.3: Χαρακτηριστικές $I_{DS}-V_{GS}$ (αριστερά) και $I_{DS}-V_{GS}$ (δεξιά) για MOSFET διακένωσης n-καναλιού

Σχήμα 2.4: Ανορθωτής σε σχηματισμό γέφυρας με 4 διόδους

Σχήμα 2.5: Ανορθωτής σε σχηματισμό γέφυρας με διόδους και χρήση κυκλώματος φίλτρου

Σχήμα 2.6: Ισοδύναμο κύκλωμα του ανορθωτή μισού κύματος και κυματομορφές εισόδου και εξόδου

Σχήμα 2.7: Ισοδύναμο κύκλωμα και ενιαίο διάγραμμα κυματομορφής με και χωρίς πυκνωτή

Σχήμα 2.8: Μη απομονωμένος DC-to-DC μετατροπέας (πάνω) και απομονωμένος (κάτω) με χρήση μετασχηματιστή για γαλβανική απομόνωση

Σχήμα 2.9: DC-to-DC buck converter

Σχήμα 2.10: Buck converter CCM (αριστερά) και DCM (δεξιά)

Σχήμα 2.11: Ισοδύναμο κύκλωμα του boost converter

Σχήμα 2.12: Λειτουργία συνεχούς αγωγιμότητας του boost converter (a), Λειτουργία μη συνεχούς αγωγιμότητας του boost converter (b)

Σχήμα 2.13: Ισοδύναμο κύκλωμα buck boost converter

Σχήμα 2.14: Ισοδύναμο κύκλωμα του Cuk converter

Σχήμα 2.15: Ισοδύναμο κύκλωμα του SEPIC converter

Κεφάλαιο 3

Σχήμα 3.1: Σχηματική απεικόνιση της σχεδίασης του συστήματος στο EAGLE

Σχήμα 3.2: Capacitance change to V_{DS} (αριστερά), $R_{DS,ON}$ change to I_D (δεξιά)

Σχήμα 3.3: Capacitance change to V_{DS} (αριστερά), $R_{DS,ON}$ change to I_D (δεξιά)

Σχήμα 3.4: Ισοδύναμο κύκλωμα του ανορθωτή στο LTSpice

Σχήμα 3.5: Ισοδύναμο κύκλωμα ανορθωτή στο EAGLE

Σχήμα 3.6: Σχηματικό σύστημα power management και DC-to-DC conversion

Σχήμα 3.7: Φυσικό σχέδιο πλακέτας

Κεφάλαιο 4

Σχήμα 4.1: Διάγραμμα Εισόδου V_{pp} -VBAT/VSTOR (500Hz-2.1V)

Σχήμα 4.2: Διάγραμμα Εισόδου V_{pp} -VBAT/VSTOR (600Hz-2.1V)

Σχήμα 4.3: Διάγραμμα Εισόδου V_{pp} -VBAT/VSTOR (800Hz-2.1V)

Σχήμα 4.4: Διάγραμμα Εισόδου V_{pp} -VBAT/VSTOR (500Hz-3.3V)

Σχήμα 4.5: Διάγραμμα Εισόδου V_{pp} -VBAT/VSTOR (600Hz-3.3V)

Σχήμα 4.6: Διάγραμμα Εισόδου V_{pp} -VBAT/VSTOR (800Hz-3.3V)

Σχήμα 4.7: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (χωρίς πυκνωτές)

Σχήμα 4.8: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (βραχυκυκλωμένα και χωρίς πυκνωτές)

Σχήμα 4.9: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (ηλεκτρολυτικός πυκνωτής στο VSTOR)

Σχήμα 4.10: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (βραχυκυκλωμένα και ηλεκτρολυτικός πυκνωτής στο VSTOR)

Σχήμα 4.11: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (ηλεκτρολυτικός πυκνωτής στο VSTOR και στο VBAT)

Σχήμα 4.12: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (βραχυκυκλωμένα και ηλεκτρολυτικός πυκνωτής στο VSTOR και στο VBAT)

Σχήμα 4.13: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (ηλεκτρολυτικός πυκνωτής στο VSTOR και υπερπυκνωτής στο VBAT)

Σχήμα 4.14: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (ηλεκτρολυτικός πυκνωτής στο VSTOR και υπερπυκνωτής στο VBAT)

Σχήμα 4.15: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (υπερπυκνωτής στο VBAT)

Σχήμα 4.16: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (βραχυκυκλωμένα και υπερπυκνωτής στο VBAT)

Σχήμα 4.17: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (χωρίς πυκνωτές)

Σχήμα 4.18: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (βραχυκυκλωμένα)

Σχήμα 4.19: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (ηλεκτρολυτικός πυκνωτής στο VSTOR)

Σχήμα 4.20: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (βραχυκυκλωμένα και ηλεκτρολυτικός πυκνωτής στο VSTOR)

Σχήμα 4.21: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (ηλεκτρολυτικός πυκνωτής στο VSTOR και στο VBAT)

Σχήμα 4.22: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (βραχυκυκλωμένα και ηλεκτρολυτικός πυκνωτής στο VSTOR και στο VBAT)

Σχήμα 4.23: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (ηλεκτρολυτικός πυκνωτής στο VSTOR και υπερπυκνωτής στο VBAT)

Σχήμα 4.24: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (βραχυκυκλωμένα και ηλεκτρολυτικός πυκνωτής στο VSTOR και υπερπυκνωτής στο VBAT)

Σχήμα 4.25: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (υπερπυκνωτής στο VBAT)

Σχήμα 4.26: : Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (βραχυκυκλωμένα και υπερπυκνωτής στο VBAT)

Σχήμα 4.27: Χρόνος φόρτισης υπερπυκνωτή για VBAT με τιμή 1.44V

Σχήμα 4.28: Διάγραμμα Φόρτισης Υπερπυκνωτή-VBAT (500Hz-2.1V)

Σχήμα 4.29: Διάγραμμα Ενέργειας Υπερπυκνωτή-VBAT (500Hz-2.1V)

Σχήμα 4.30: Διάγραμμα Μέγιστης Ισχύος-VBAT (500Hz-2.1V)

Σχήμα 4.31: Διάγραμμα Φόρτισης Υπερπυκνωτή-VBAT (500Hz-3.3V)

Σχήμα 4.32: Διάγραμμα Ενέργειας Υπερπυκνωτή-VBAT (500Hz-3.3V)

Σχήμα 4.33: Διάγραμμα Μέγιστης Ισχύος-VBAT (500Hz-3.3V)

Σχήμα 4.34: Διάγραμμα Φόρτισης Υπερπυκνωτή-VBAT (600Hz-2.1V)

Σχήμα 4.35: Διάγραμμα Ενέργειας Υπερπυκνωτή-VBAT (600Hz-2.1V)

Σχήμα 4.36: Διάγραμμα Μέγιστης Ισχύος-VBAT (600Hz-2.1V)

Σχήμα 4.37: Διάγραμμα Φόρτισης Υπερπυκνωτή-VBAT (600Hz-3.3V)

Σχήμα 4.38: Διάγραμμα Ενέργειας Υπερπυκνωτή-VBAT (600Hz-3.3V)

Σχήμα 4.39: Διάγραμμα Μέγιστης Ισχύος-VBAT (600Hz-3.3V)

Σχήμα 4.40: Διάγραμμα Φόρτισης Υπερπυκνωτή-VBAT (800Hz-2.1V)

Σχήμα 4.41: Διάγραμμα Ενέργειας Υπερπυκνωτή-VBAT (800Hz-2.1V)

Σχήμα 4.42: Διάγραμμα Μέγιστης Ισχύος-VBAT (800Hz-2.1V)

Σχήμα 4.43: Διάγραμμα Φόρτισης Υπερπυκνωτή-VBAT (800Hz-3.3V)

Σχήμα 4.44: Διάγραμμα Ενέργειας Υπερπυκνωτή-VBAT (800Hz-3.3V)

Σχήμα 4.45: Διάγραμμα Μέγιστης Ισχύος-VBAT (800Hz-3.3V)

1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1. Στόχος της διπλωματικής

Ο σκοπός της συγκεκριμένης διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη και η σχεδίαση ενός συστήματος που θα χρησιμοποιεί την περιβαλλοντική ενέργεια, εν προκειμένω την ακουστική, ώστε να φορτίσει κάποιο αποθηκευτικό μέσο. Δύο λειτουργικές και καθημερινές επιλογές είναι είτε ένας υπερπυκνωτής είτε μία μπαταρία. Παράλληλα, θέλουμε να αναδείξουμε την χρήση ενεργών στοιχείων έναντι των παθητικών (π.χ. LEDs) για την ανόρθωση του εναλλασσόμενου ρεύματος. Για την υλοποίηση των λειτουργιών ενίσχυσης, ελέγχου αποθήκευσης και ρύθμισης, χρησιμοποιείται ένα εμπορικό ολοκληρωμένο κύκλωμα που συμμορφώνεται με τις κατάλληλες απαιτήσεις για τα χαρακτηριστικά του συστήματος. Σε αυτή την διπλωματική εργασία παρουσιάζεται μια πλήρης αρχιτεκτονική ακουστικής μεταφοράς ισχύος, συμπεριλαμβανομένου του κυκλώματος διαχείρισης ισχύος με έναν προσαρμοσμένο ενεργό ανορθωτή. Ο σχεδιασμός του κυκλώματος συζητείται και παρουσιάζονται προκαταρκτικά πειραματικά αποτελέσματα μέσω μίας γεννήτριας που εξομοιώνει το σήμα εισόδου ενός συστήματος όπου το πιεζοηλεκτρικό λαμβάνει ακουστικά σήματα από μία ηχητική πηγή μέσω μίας μεταλλικής πλάκας. Το συγκεκριμένο σύστημα επιχειρεί να αποτελέσει οδηγό για παρόμοιες εφαρμογές εκμετάλλευσης της περιβαλλοντικής ενέργειας (TEGs, solar κλπ.) και να αναδείξει την συνεχή εξέλιξη και ευελιξία του energy harvesting.

1.2. Διάρθρωση της διπλωματικής

Η διπλωματική εργασία δομείται στα εξής μέρη, τα οποία θα αναλύσουμε εκτενώς στην συνέχεια:

Αρχικά, το υπάρχον κεφάλαιο, πρώτο κατά σειρά, αποτελεί την εισαγωγή για την αρχική ιδέα γύρω από την οποία γίνεται ο σχεδιασμός του συστήματος.

Το Κεφάλαιο 2 συνιστά την θεωρητική ανάλυση των πεδίων τα οποία πραγματευόμαστε σε αυτή την διπλωματική εργασία.

Το Κεφάλαιο 3 αποτελεί την λεπτομερή διαδικασία που ακολουθείται για την κατασκευή του προτεινόμενου συστήματος. Το πρώτο βήμα είναι η σχεδίαση του ανορθωτή πλήρους κύματος με ενεργά στοιχεία. Το επόμενο βήμα είναι η σχεδίαση του κυκλώματος του energy harvesting chip. Τελικώς, περιγράφονται τα κριτήρια επιλογής των δομικών υλικών, καθώς και η απεικόνιση του κυκλώματος μέσω του EAGLE της και η εκτυπωμένη πλακέτα με της κολλήσεις που έχουν γίνει.

Το Κεφάλαιο 4 περιέχει τα πειραματικά αποτελέσματα και την περιγραφή της διαδικασίας που ακολουθήθηκε. Επιπλέον, πραγματοποιείται σχολιασμός των διαγραμμάτων που παρατίθενται.

Το Κεφάλαιο 5 πραγματεύεται τις μελλοντικές βελτιώσεις του συστήματος. Επί τούτου, προτείνονται και σχετικά μελλοντικά θέματα βιβλιογραφικής αναζήτησης, καθώς και επιπρόσθετα πειράματα στο ίδιο ερευνητικό φάσμα. Επίσης, περιλαμβάνει τα συμπεράσματα που καταλήγουμε στο πέρας της διπλωματικής εργασίας με γνώμονα την κατασκευή και τα πειραματικά αποτελέσματα.

Τέλος, η διπλωματική εργασία περατώνεται με τις βιβλιογραφικές αναφορές που χρησιμοποιήθηκαν για την συγγραφή της.

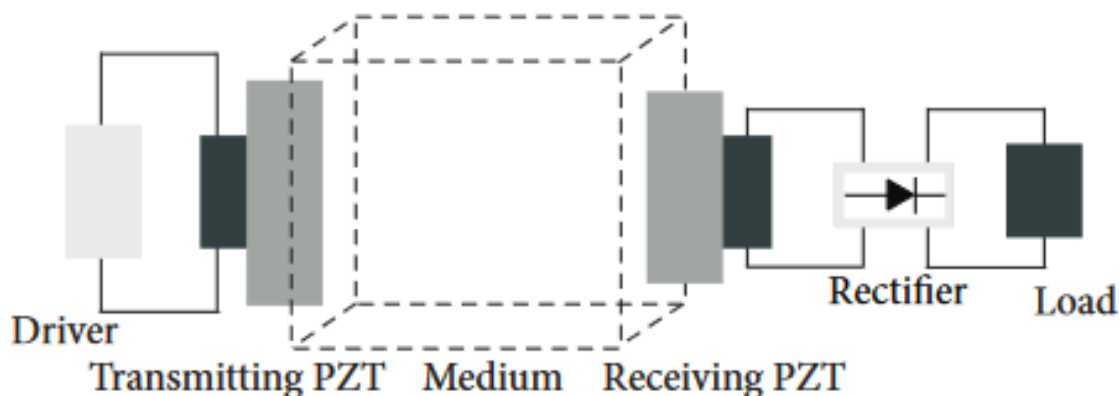
1.3. Επιστημονική περιοχή της διπλωματικής

Η επιστημονική περιοχή της διπλωματικής αναπτύσσεται γύρω από την εκμετάλλευση της περιβαλλοντικής ενέργειας (ambient energy) για ερευνητικούς και βιομηχανικούς σκοπούς. Η συλλογή ενέργειας (energy harvesting) για την τροφοδοσία συσκευών και την φόρτιση αποθηκευτικών στοιχείων είναι μία καινοτόμος τεχνολογία, η οποία βρίσκει πρόσφορο έδαφος σε απομακρυσμένα συστήματα. Η απόδοση και η λειτουργική εφαρμογή των συσκευών συγκομιδής ενέργειας εξαρτάται από το υλικό της κατασκευής, αλλά και από την καταλληλότητα αυτών. Μία από τις πιο βασικές πηγές ενέργειας περιλαμβάνουν την χρήση του φωτός (μέσω φωτοβολταϊκών στοιχείων), την δόνηση ή την πίεση (μέσω της πιεζοηλεκτρικού στοιχείου), τις διαφορές θερμοκρασίας (μέσω της θερμοηλεκτρικής γεννήτριας), την ραδιενέργεια (μέσω της κεραίας) και ακόμη και την βιοχημικά παραγόμενη ενέργεια. Προϊόντα διαχείρισης ενέργειας που μετατρέπουν ενέργεια από πηγές δόνησης (πιεζοηλεκτρικές), φωτοβολταϊκές (ηλιακές) και θερμικές (TEC, TEG, θερμοστοιχεία) παρέχουν μετατροπή υψηλής απόδοσης σε ρυθμιζόμενες τάσεις ή για φόρτιση μπαταριών και στοιχείων αποθήκευσης υπερπυκνωτών.

2. ΘΕΩΡΗΤΙΚΟ ΥΠΟΒΑΘΡΟ

2.1. Ακουστική μεταφορά ισχύος

Η ακουστική ενέργεια μπορεί να διεισδύσει μέσω στερεών, υγρών και αερίων και μπορεί να παραχθεί από κάθε είδους μηχανικούς κραδασμούς. Η διάδοση του ακουστικού κύματος μακριά από την πηγή με πεπερασμένη ταχύτητα είναι συνάρτηση των ελαστικών ιδιοτήτων και της πυκνότητας του μέσου και περιγράφεται από την εξίσωση του κύματος. Οι εφαρμογές στον τομέα της συλλογής ενέργειας έχουν αυξηθεί, συμπεριλαμβανομένων των TEGs, των πιεζοηλεκτρικών και των κυκλωμάτων συλλογής ηλιακής ενέργειας. Αναφορικά με της εφαρμογές ακουστικής μεταφοράς ισχύος, το πρόβλημα που πρέπει να λυθεί είναι η ζήτηση συμπαγών κατασκευών με τυπική γεωμετρία. Διαφορετικά, η απόδοση μειώνεται και ο πομπός δεν μπορεί να μεγιστοποιήσει την ισχύ που θα μπορούσε να μεταδοθεί στον δέκτη μέσω ακουστικών κυμάτων. Η ποσότητα της μεταφερόμενης ισχύος και η απόδοση εξαρτώνται από την πηγή και τις σύνθετες αντιστάσεις φορτίου, καθώς και από την ισχύ που παράγεται από την πηγή^[10].



Εικόνα 2.1: Block διάγραμμα ενός συστήματος ακουστικής μεταφοράς ισχύος^[3]

Η πρώτη ιδέα

Το αρχικό πείραμα για την δημιουργία ακουστικών εφαρμογών αφορούσε την μεταφορά ενέργειας με ασύρματο τρόπο^[2]. Στο συγκεκριμένο πείραμα επιτεύχθηκε η μεταφορά ενέργειας μέσω της σταθερής εσωτερικής πλάκας εντός του ανθρώπινου σώματος για την θεραπεία οστών. Η ιδέα δημιουργήθηκε μετά από συνεχείς αποτυχημένες προσπάθειες άλλων επεμβατικών μεθόδων. Το υλικό που χρησιμοποιήθηκε ήταν ένα PZT-5 διαστάσεων 36 x 6 x 1 mm για την κατασκευή της συγκεκριμένης πλάκας και το εύρος συχνοτήτων δοκιμής

κυμάνθηκε μεταξύ 1-10 MHz^[3]. Η εφαρμογή αυτή αποτέλεσε την πρώτη επιτυχημένη προσπάθεια πρακτικής του επιστημονικού πεδίου της ακουστικής σε μία καινοτομία, και συγκεκριμένα ιατρικής φύσεως^[1].

Η πρώτη εφαρμογή σχετική με το πείραμα

Η συγκεκριμένη εφαρμογή αφορούσε την μεταφορά ισχύος και την ανταλλαγή δεδομένων μέσω του τοίχου^[4]. Σε αυτή τη μέθοδο, δύο ομοαξονικά ευθυγραμμισμένοι πιεζομετατροπείς (πρωτεύων και δευτερεύων) συνδέθηκαν αντικρυστά και μεταξύ τους τοποθετήθηκε ένας συμπαγής τοίχος. Εφαρμόστηκε ένα κύκλωμα οδηγού για τη δημιουργία κραδασμών υπερήχων από το πρωτεύον PZT που διαδίδεται μέσω του τοίχου. Η δόνηση συλλέχθηκε από το δευτερεύον PZT και μετατράπηκε ξανά σε ηλεκτρική ενέργεια. Για τη διατήρηση της ταυτόχρονης παροχής ισχύος, ένα MOSFET τοποθετήθηκε στο δευτερεύον PZT. Η κατάσταση ON-OFF του MOSFET επηρέασε την ακουστική αντίσταση του δευτερεύοντος PZT και αυτό το αποτέλεσμα συλλέχθηκε από το πρωτογενές PZT^[3]. Αποτέλεσμα αυτού ήταν η συνεχής παροχή ισχύος και η σταθερή μεταφορά των δεδομένων. Αυτό το έργο ενέπνευσε την μεταγενέστερη εξέλιξη της τεχνολογίας στο συγκεκριμένο πεδίο.

Ακουστικές ιδιότητες

Η κυματική εξίσωση που διέπει τη γραμμική, χωρίς απώλειες ακουστική κίνηση προέρχεται από μια γραμμική εκδοχή της αρχής της διατήρησης της μάζας και της ορμής υπό την υπόθεση της ισεντροπικής εξίσωσης κατάστασης^[6]:

$$\frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} - \nabla^2 p = 0 \quad (1)$$

Στην εξίσωση κατάστασης αναφερόμαστε στα εξής μεγέθη: c είναι η ισεντροπική ταχύτητα του ήχου και p είναι ακουστική πίεση σε σχέση με την μέση πίεση. Η διακύμανση της πίεσης $p(x,t)$ μπορεί να προκύψει ως συνάρτηση της ακουστικής ταχύτητας σωματιδίων $u(x,t)$ για ένα επίπεδο ακουστικό κύμα κατά μήκος του άξονα x ^[5]:

$$p(x,t) = \rho c u(x,t) \quad (2)$$

όπου ρ είναι η πυκνότητα του μέσου και $Z = \rho c$ είναι η ακουστική εμπίεση του.

Material	Density (kg m ⁻³)	Acoustic velocity (m s ⁻¹)	Acoustic impedance (MRayls)
PZT	7500 ~ 8000	4000 ~ 5000	30 ~ 40
Water (20 °C)	1000	1480	1.48
Air (25 °C)	1.2	346	0.000 409
Human tissue	1490 ~ 1610	1060	1.58 ~ 1.7

Εικόνα 2.2: Μηχανικές ιδιότητες υλικών που χρησιμοποιούνται για ακουστική μετάδοση^[10]

Ως ακουστική εμπέδηση ενός υλικού ορίζεται η συνάρτηση της πυκνότητας του και η ταχύτητα μετάδοσης του ήχου σε αυτό^[7]. Σκοπός είναι να προκύψει πόση πίεση προκύπτει από την δόνηση στο μέσο στις επιθυμητές συχνότητες. Η ακουστική ταχύτητα εξαρτάται από την κατεύθυνση στο υλικό. Όπως φαίνεται και στον πίνακα της εικόνας, υπάρχει πολύ σημαντικό mismatch μεταξύ της ακουστικής εμπέδησης του πιεζοηλεκτρικού και του tissue. Σε περίπτωση που προκύψει έντονο mismatch, τότε ο πομπός πρέπει να παράγει δονήσεις με μεγαλύτερο πλάτος κύματος, ώστε να ωθήσει την επιθυμητή ισχύ στο tissue. Για να επιτευχθεί η μέγιστη λαμβανόμενη ισχύς, θα πρέπει ο δέκτης να είναι τοποθετημένος σε μία απόσταση Rayleigh όπου η διάδοση της ακουστικής δέσμης είναι στο ελάχιστο^[9]. Ποια είναι όμως η απόσταση Rayleigh; Σε μια ορισμένη απόσταση από τον πομπό στον ακουστικό άξονα, η δέσμη αρχίζει να αποκλίνει και το πεδίο πίεσης αλλάζει σε ένα σφαιρικό κύμα που εξαπλώνεται και το οποίο φθίνει με την αύξηση της απόστασης. Το μακρινό πεδίο είναι γενικά πιο ομαλό από το κοντινό πεδίο καθώς η πίεση μειώνεται με την απόσταση. Στη μετάβαση μεταξύ του κοντινού πεδίου και του μακρινού πεδίου, το πεδίο πίεσης συγκλίνει σε μια φυσική εστίαση. Αυτή η απόσταση μετάβασης ονομάζεται απόσταση Rayleigh και ορίζεται ως^[8]:

$$L = \frac{(D^2 - \lambda^2)}{4\lambda} \approx \frac{D^2}{4\lambda}, D^2 \gg \lambda^2 \quad (3)$$

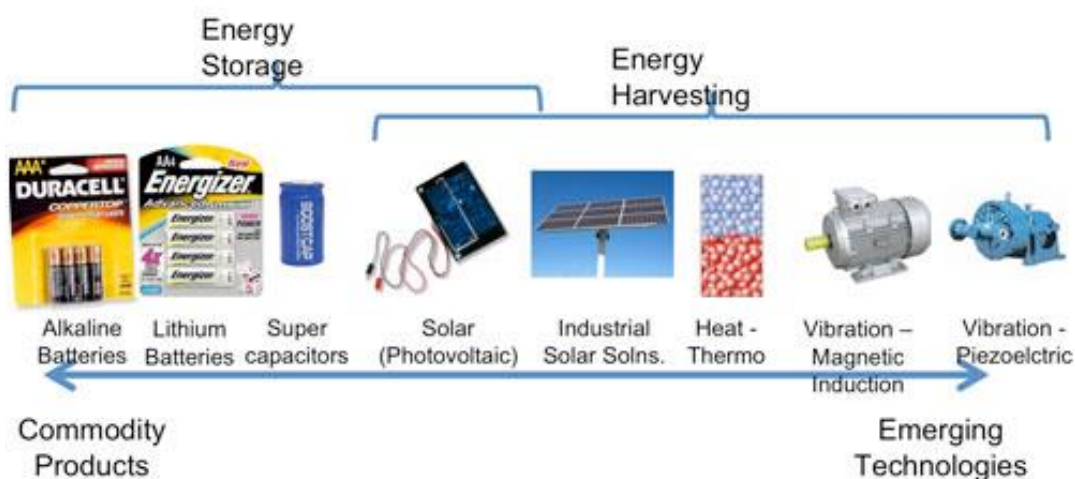
όπου D είναι το πλάτος του διαφράγματος της πηγής ή του πομπού και λ είναι το μήκος κύματος του ακουστικού κύματος στο μέσο. Το μήκος κύματος προκύπτει από την εξίσωση:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (4)$$

2.2. Συγκομιδή ενέργειας (Energy harvesting)

Όλες οι διαδικασίες που περιλαμβάνουν μετατροπή ενέργειας είναι, σε κάποιο βαθμό, αναποτελεσματικές. Οι κινητήρες θερμαίνονται, όπως και τα τρανζίστορ ισχύος, οι κινητήρες αυτοκινήτων και οι λαμπτήρες. Σε κάθε περίπτωση η ενέργεια σπαταλάται ως θερμότητα. Οι ραδιοφωνικοί σταθμοί εκπέμπουν MW ραδιοσυχνοτήτων, αλλά τα σήματα τους φτάνουν στις κεραίες ως mW. Οι συσκευές συλλογής ενέργειας συλλαμβάνουν μέρος αυτής της σπατάλης ενέργειας, τη μετατρέπουν σε ηλεκτρική ενέργεια και τη βάζουν σε λειτουργία.

Με τη σωστή εφαρμογή της συλλογής ενέργειας, τα καλώδια τροφοδοσίας, η αλλαγή μπαταριών, η φόρτιση μπαταριών, η πλήρωση δεξαμενών καυσίμου και άλλα παρόμοια θα γίνουν περιττά. Οι συσκευές θα γίνουν πραγματικά ασύρματες και ανεξάρτητες από φυσικές παρεμβάσεις. Αυτό είναι ιδιαίτερα χρήσιμο για συσκευές που είναι εγκατεστημένες σε δύσκολα προσβάσιμα μέρη. Μπορούν να λειτουργήσουν μακροπρόθεσμα χωρίς προβλήματα συντήρησης. Επιπλέον, υπάρχουν ήδη πολλές συσκευές **IoT** και **M2M** σε χρήση και ο αριθμός αναμένεται να αυξηθεί σημαντικά στο μέλλον^[11].



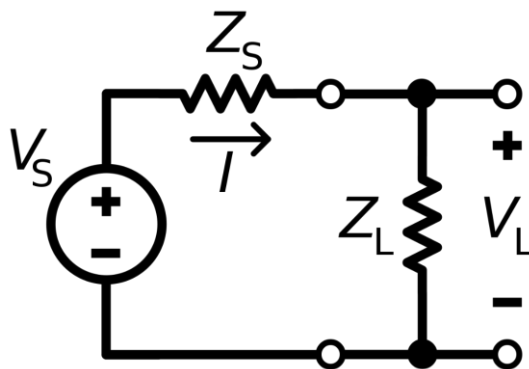
Εικόνα 2.3: Πηγές παραγωγής και αποθήκευσης ενέργειας^[31]

2.3. Προσαρμογή εμπέδησης (Impedance matching)

Η αναφορά στον όρο της προσαρμογής εμπέδησης έγκειται στον σχεδιασμό αντιστάσεων πηγής και φορτίου για την ελαχιστοποίηση της ανάκλασης του σήματος ή τη μεγιστοποίηση της μεταφοράς ισχύος. Στα κυκλώματα συνεχούς ρεύματος, η πηγή και το φορτίο πρέπει να είναι ίσα. Στα κυκλώματα εναλλασσόμενου ρεύματος, η σύνθετη αντίσταση της πηγής πρέπει είτε να ισούται με τη σύνθετη αντίσταση του φορτίου είτε με το σύνθετο συζυγές του φορτίου, ανάλογα με τον στόχο.

Η σύνθετη αντίσταση (Z) είναι ένα μέτρο της αντίθεσης στην ηλεκτρική ροή, η οποία είναι μια μιγαδική τιμή με το πραγματικό μέρος να ορίζεται ως αντίσταση (R), και το φανταστικό μέρος ονομάζεται αντίδραση (χωρητική ή επαγωγική) (X). Η εξίσωση για την σύνθετη αντίσταση είναι εξ ορισμού $Z = R + jX$, όπου j είναι η φανταστική μονάδα. Στα συστήματα συνεχούς ρεύματος, η αντίσταση είναι μηδέν, επομένως η σύνθετη αντίσταση είναι ίδια με την αντίσταση^[12].

Ανάλογα με το εάν ο στόχος του impedance matching είναι η μεγιστοποίηση της μεταφοράς ισχύος ή η ελαχιστοποίηση της ανάκλασης του σήματος, απαιτείται είτε συζευγμένη αντιστοίχιση είτε αντιστοίχιση χωρίς ανάκλαση. Η μέγιστη μεταφορά ισχύος επιτυγχάνεται όταν η σύνθετη αντίσταση εξόδου της πηγής είναι ίση με τη μιγαδική σύζευξη της σύνθετης αντίστασης εισόδου του φορτίου ($Z_s = R_L - jX_L$). Αυτό ονομάζεται αντιστοίχιση σύνθετης αντίστασης. Ελάχιστη ανάκλαση σήματος επιτυγχάνεται όταν η σύνθετη αντίσταση πηγής είναι ίση με την αντίσταση φορτίου ($Z_s = R_L + jX_L$), η οποία ονομάζεται αντιστοίχιση χωρίς ανάκλαση^[13].



Σχήμα 2.1: Κύκλωμα σύνθετης αντίστασης πηγής και φορτίου^[34]

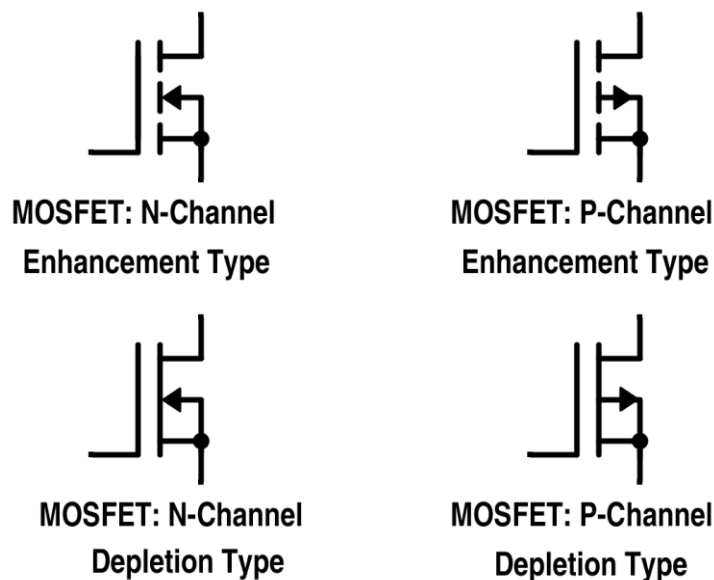
Δεδομένου ότι το φανταστικό μέρος είναι μηδέν στα συστήματα συνεχούς ρεύματος, αυτό ισοδυναμεί με το ότι οι δύο αντιστάσεις είναι ίδιες σε κάθε περίπτωση. Η αντιστοίχιση

σύνθετης αντίστασης θα έχει ως αποτέλεσμα τόσο την ελάχιστη ανάκλαση σήματος όσο και τη μέγιστη μεταφορά ισχύος στα συστήματα DC.

2.4. AC-σε-DC μετατροπή

2.4.1. MOSFETs

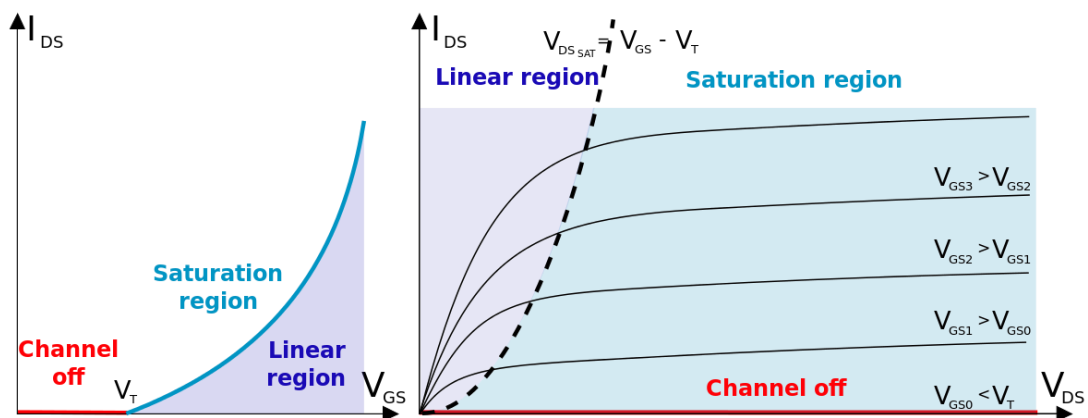
Τα MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) είναι διατάξεις ελεγχόμενες από τάση που δεν απαιτούν μεγάλα ρεύματα οδήγησης, όπως οι αντίστοιχες διπολικές. Είναι transistor επίδρασης πεδίου (FET) και λειτουργούν παρόμοια με τα transistor επίδρασης πεδίου επαφής (JFET). Η βασική τους διαφορά έναντι των JFET είναι ότι το δυναμικό που ελέγχει τη λειτουργία τους (δυναμικό πύλης) εφαρμόζεται στην ενεργό περιοχή (κανάλι) διαμέσου ενός μονωτικού στρώματος από κατάλληλο οξείδιο αντί να εφαρμόζεται μέσω μιας p-n επαφής. Η κεντρική ιδέα της λειτουργίας των MOSFET είναι η ακόλουθη: Η εφαρμογή μιας διαφοράς δυναμικού μεταξύ πύλης και πηγής δημιουργεί ένα ηλεκτρικό πεδίο το οποίο διαπερνά το διηλεκτρικό της πύλης και δημιουργεί (MOSFET προσαύξεσης) ή τροποποιεί (MOSFET διακένωσης) ένα στρώμα αναστροφής. Το στρώμα αναστροφής έχει αντίθετο τύπο αγωγιμότητας από αυτόν του υποβάθρου και ταυτόσημο με αυτόν των διαχύσεων σε πηγή και απαγωγό^[14].



Εικόνα 2.4: Βασικοί τύποι των MOSFETs (p-channel και n-channel)^[32]

MOSFET προσαύξεσης n-καναλιού

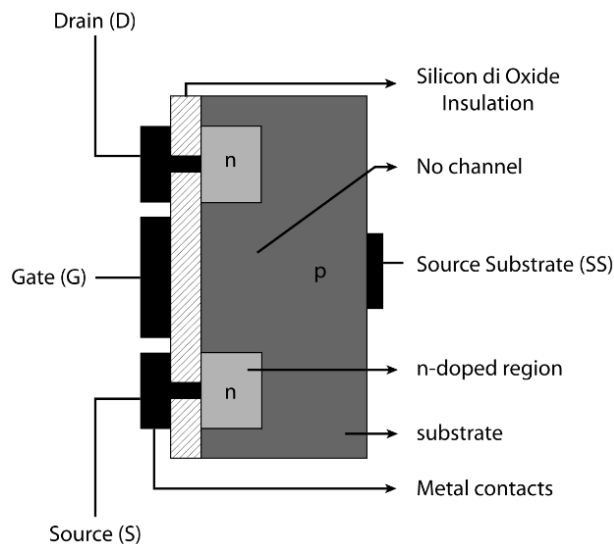
Στη δομή των MOSFET πύκνωσης το υπόστρωμα εκτείνεται μέχρι την επίστρωση του οξειδίου, με αποτέλεσμα να μην υπάρχει κανάλι μεταξύ πηγής και απαγωγού. Η δομή μοιάζει να αποτελείται από δύο διόδους συνδεδεμένες με αντίθετο τρόπο μεταξύ τους. Σε συνθήκες κανονικής πολικότητας της πύλης και του απαγωγού, εάν η τάση της πύλης είναι μηδέν (κατάσταση βραχυκυκλωμένης πύλης), το ρεύμα δε μπορεί να διέλθει από την πηγή προς τον απαγωγό (το p-τύπου υπόστρωμα έχει πάρα πολύ λίγα ελεύθερα ηλεκτρόνια και η διόδος υποστρώματος/απαγωγού είναι ανάστροφα πολωμένη). Το ρεύμα απαγωγού έχει απειροελάχιστη τιμή. Από εκεί και πέρα, ακολουθείται μία διαδικασία ώστε να υπάρξει ρεύμα απαγωγού. Το υπόστρωμα πρέπει να μετατραπεί σε n-τύπου και να εξασφαλιστεί η ύπαρξη ηλεκτρονίων στο σύστημα. Για να πραγματοποιηθεί αυτό πρέπει η πύλη να σχηματίζει με το υπόστρωμα του πυκνωτή. Η εφαρμογή υψηλής θετικής τάσης στην πύλη φορτίζει τον οπλισμό-πύλης του πυκνωτή θετικά, ενώ συσσωρεύονται ηλεκτρόνια στον οπλισμό-υπόστρωμα, καλύπτοντας έτσι όλη την διαδρομή που εκτείνεται από την πηγή μέχρι τον απαγωγό. Το σχηματιζόμενο τοπικό πολύ λεπτό στρώμα με φορείς πλειονότητας τα ηλεκτρόνια συμπεριφέρεται ως τύπου-n και η παρουσία του αποκαθιστά την αγωγιμότητα (ηλεκτρικό ρεύμα) μεταξύ πηγής και απαγωγού. Αν για κάποιο λόγο αυξηθεί η ήδη υψηλή θετική τάση στην πύλη, τότε οδηγούμαστε σε αύξηση της πυκνότητας των ηλεκτρονίων στο υπόστρωμα και αύξηση του ρεύματος απαγωγού^[15].



Σχήμα 2.2: Χαρακτηριστικές $I_{DS}-V_{GS}$ (αριστερά) και $I_{DS}-V_{DS}$ (δεξιά) για MOSFET προσαύξησης n-καναλιού^[33]

Το ρεύμα μπορεί να βρεθεί σε τρεις καταστάσεις λειτουργίας αναφερόμενοι σε MOSFETs προσαύξησης n-καναλιού. Αυτές είναι:

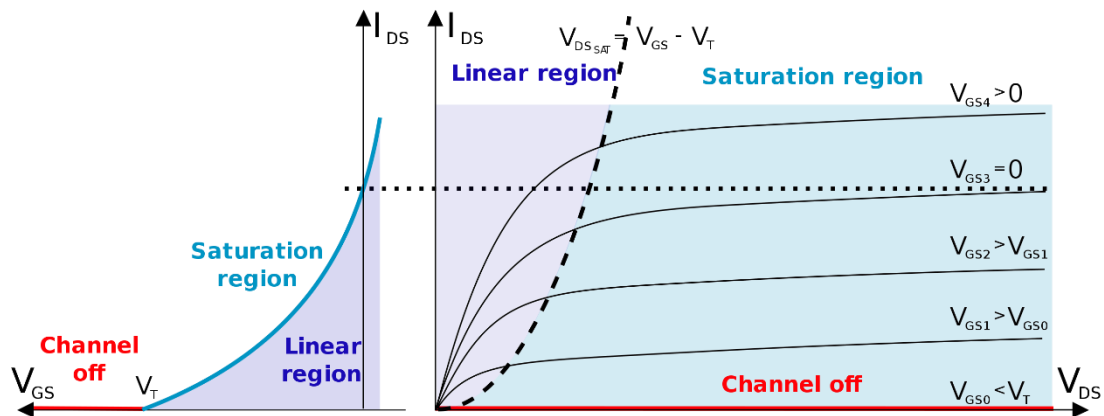
- Περιοχή αποκοπής: Όπου ισχύει ότι $V_{GS} < V_T$
- Περιοχή τριόδου ή γραμμικής λειτουργίας: Όπου ισχύει ότι $V_{GS} > V_T$ και $V_{DS} < V_{GS} - V_T$
- Περιοχή κόρου: Όπου ισχύει ότι $V_{GS} > V_T$ και $V_{DS} > V_{GS} - V_T$



Εικόνα 2.5: MOSFET προσαύξησης n-καναλιού (enhancement NMOS)^[34]

MOSFET διακένωσης n-καναλιού

Το MOSFET διακένωσης ή αραιώσης έχει μια δομή που μοιάζει με αυτήν του MOSFET προσαύξησης με τη διαφορά ότι στην περιοχή μεταξύ πηγής και απαγωγού προϋπάρχει κανάλι με τον ίδιο τύπο αγωγιμότητας. Αν στην πύλη εφαρμοστεί ένα αρνητικό δυναμικό, τότε αυτό επάγει θετικά φορτία στο κανάλι. Τα θετικά αυτά επαγόμενα φορτία επανασυντίθενται με τους φορείς πλειονότητας του n-καναλιού (ηλεκτρόνια) δημιουργώντας έτσι μια περιοχή εκκένωσης φορέων πλειονότητας. Αν η τάση πύλης γίνει περισσότερο αρνητική, η περιοχή διακένωσης θα διευρυνθεί και το διαθέσιμο n-τύπου κανάλι θα στενέψει ακόμη περισσότερο μέχρι να φτάσει τελικά σε μια τιμή κατωφλίου $V_T < 0$ όπου το κανάλι εκκενώνεται ολοκληρωτικά από φορείς πλειονότητας. Αν παράλληλα με την αρνητική τάση V_{GS} , η οποία ως υποτεθεί πως δεν έχει γίνει αρνητικότερη από το κατώφλι, εφαρμοστεί και μια θετική τάση V_{DS} τότε παρατηρείται μια διεύρυνση της περιοχής εκκένωσης στην περιοχή του απαγωγού. Αυτή η ανομοιομορφία οφείλεται στην πτώση τάσης κατά μήκος του διαύλου λόγω του ρεύματος που τον διαρρέει. Αυτή η πτώση τάσης μεγαλώνει όσο κινούμαστε από την πηγή προς τον απαγωγό, με αποτέλεσμα η διεύρυνση της περιοχής εκκένωσης να είναι πιο έντονη στην περιοχή του απαγωγού. Αν τώρα το δυναμικό V_{GS} γίνει θετικό, λόγω του γεγονότος ότι n-τύπου κανάλι υπάρχει εξ αρχής, η περαιτέρω αύξηση του θετικού δυναμικού της πύλης θα επάγει (λόγω της χωρητικότητας πύλης-διαύλου) ολοένα και περισσότερα αρνητικά φορτία μέσα στο κανάλι αυξάνοντας την αγωγιμότητά του. Κατά συνέπεια, για θετικές τιμές της V_{GS} το τρανζίστορ συμπεριφέρεται όπως ένα τρανζίστορ προσαύξησης^[14].

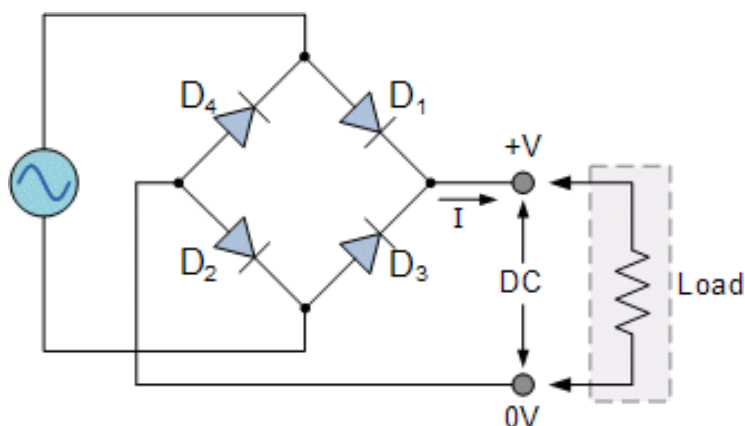


Σχήμα 2.3: Χαρακτηριστικές $I_{DS}-V_{GS}$ (αριστερά) και $I_{DS}-V_{DS}$ (δεξιά) για MOSFET διακένωσης n-καναλιού^[35]

2.4.2. Ανόρθωση πλήρους κύματος σε σχηματισμό γέφυρας

2.4.2.1. Γέφυρα με διόδους

Η κατασκευή ενός ανορθωτή πλήρους κύματος μπορεί να γίνει είτε με τον σχηματισμό γέφυρας είτε με κεντρικό σχηματισμό και την χρήση μετασχηματιστή. Το πλεονέκτημα της γέφυρας έγκειται στο μέγεθος και στο κόστος. Το πιο σημαντικό είναι ότι με την χρήση της πηγής εισόδου λαμβάνεται μεγαλύτερη τάση κορυφής και τάση DC στην έξοδο, όταν χρησιμοποιείται μετασχηματισμός γέφυρας. Η πιο απλή εφαρμογή είναι η χρήση τεσσάρων διόδων σε γέφυρα για την ανόρθωση των δύο ημιπεριόδων του ημιτόνου. Στην εικόνα φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα^[16]:



Σχήμα 2.4: Ανορθωτής σε σχηματισμό γέφυρας με 4 διόδους^[36]

Κατά την πρώτη ημιπερίοδο, ο θετικός μισός κύκλος της πηγής, άγουν οι δίοδοι D1 και D2 ενώ οι D3 και D4 δίοδοι δεν άγουν. Επομένως, η τάση που παρέχεται στο φορτίο είναι θετική. Στον επόμενο κύκλο, η τάση της πηγής έχει αντίστροφη πολικότητα και αυτή την φορά άγουν οι D3, D4 δίοδοι και δεν άγουν οι D1, D2. Η τάση που παρέχεται στο φορτίο είναι πάλι θετική. Με αυτόν τον τρόπο, όποια και να είναι η πολικότητα της πηγής εισόδου, η τάση στο φορτίο και η ένταση του ρεύματος στην έξοδο θα είναι στην ίδια κατεύθυνση. Για τον υπολογισμό της μέσης τιμής της τάσης DC ισχύει:

$$V_{DC} = \frac{2V_p}{\pi} \approx 0.636V_p \quad (5)$$

Η τάση DC ισούται περίπου με το 63.6% της τάσης κορυφής. Η γέφυρα φέρει σε λειτουργία ένα ζευγάρι διόδων κάθε φορά ανάλογα με τον κύκλο (θετικό ή αρνητικό). Άρα έχουμε πτώση τάσης κατά 1.4 V (η μία diode έρχεται σε λειτουργία στα 0.7 V της πηγής). Επομένως και η τελική τάση κορυφής είναι μειωμένη κατά 1.4 V από αυτή της τάσης κορυφής της εισόδου. Η τελική συχνότητα είναι διπλάσια της αρχικής, καθώς διπλασιάζονται τα θετικά ημίτονα^[16]. Αυτό δημιουργεί μεγάλο πρόβλημα για τις χαμηλές τάσεις, αφού σε μεγάλες τάσεις αυτές οι απώλειες μοιάζουν ανεπαίσθητες.

Για να μπορέσει το σύστημα να εκμεταλλευτεί την DC τάση που λαμβάνεται από τον ανορθωτή, συνδέεται ένας πυκνωτής μεταξύ του ανορθωτή και του φορτίου. Ο λόγος είναι ότι χωρίς την χρήση του κυκλώματος φίλτρου, η τάση DC θα μηδενιστεί σταδιακά μετά την μεγιστοποίησή της. Ο πυκνωτής στην αρχή δεν είναι φορτισμένος, όπως στην συνέχεια έγινε η περιγραφή της λειτουργίας των διόδων, και μόλις η τάση φτάσει στην κορυφή του θετικού κύκλου τότε η τάση στον πυκνωτή ισούται με V_p . Μόλις αρχίζει να πέφτει η τάση στην είσοδο, ο πυκνωτής ξεπερνάει την τάση της εισόδου και κλείνει τις διόδους. Τότε αρχίζει να τροφοδοτεί με τάση το φορτίο. Η ίδια διαδικασία συμβαίνει και στο επόμενο μισό ημίτονο, όπου ο πυκνωτής έχει ήδη εκφορτιστεί και ξαναφορτίζεται με τον ίδιο τρόπο^[16].

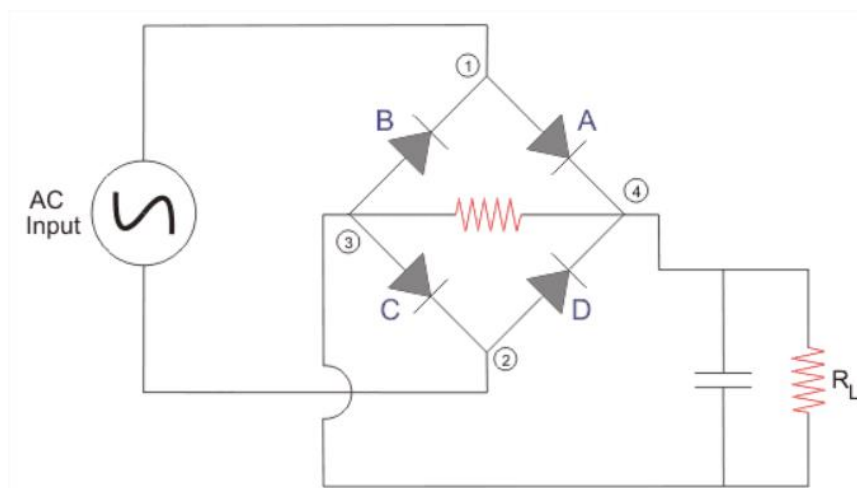


Figure - 5

Σχήμα 2.5: Ανορθωτής σε σχηματισμό γέφυρας με διόδους και χρήση κυκλώματος φίλτρου^[37]

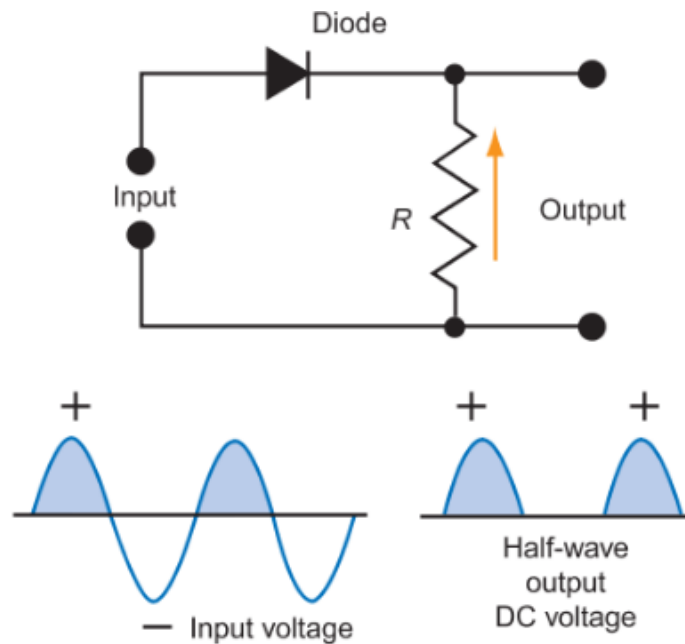
2.4.2.2. Γέφυρα με MOSFETs

Η συγκεκριμένη τοπολογία αποτελεί την δική μας επιστημονική προσέγγιση σε αυτή την διπλωματική. Οι ανορθωτές με ενεργά στοιχεία χρησιμοποιούνται στην βιβλιογραφία, ώστε να περιορίζονται οι απώλειες ισχύος και οι πτώσεις τάσεις λόγω των στοιχείων που λειτουργούν σαν διακόπτες. Σκοπός είναι ο περιορισμός της πτώσης τάσης και να καθορίζεται η λειτουργία τους σαν ιδανικοί διακόπτες που δεν περιορίζουν την ροή του ρεύματος. Συνεπώς, αποτελεί ζήτημα αύξησης απόδοσης. Σε κάθε περίπτωση απαιτείται η σχεδίαση συστήματος ελέγχου, επομένως υπάρχουν απώλειες σε αυτό το στοιχείο του ανορθωτή. Βασικός κανόνας λειτουργίας του ενεργού ανορθωτή είναι ο εξής: Ένα κύκλωμα ελέγχου, ένας συγκριτής π.χ., οδηγεί έναν διακόπτη FET, καθορίζοντας το on και το off state του διακόπτη εξαρτώμενο από την σύγκριση μεταξύ των pins εισόδου της ανεστραμμένης και της μη ανεστραμμένης τάσης. Για αυτό τον λόγο μπορεί και να χρησιμοποιηθεί και άλλο κύκλωμα ελέγχου, π.χ. ένας αντιστροφέας. Ακόμα και σε χαμηλά επίπεδα ισχύος, η απόδοση του ενεργού ανορθωτή υπολογίζεται κατ' ελάχιστο στο 80-90%^[17].

2.4.3. Ανόρθωση μισού κύματος

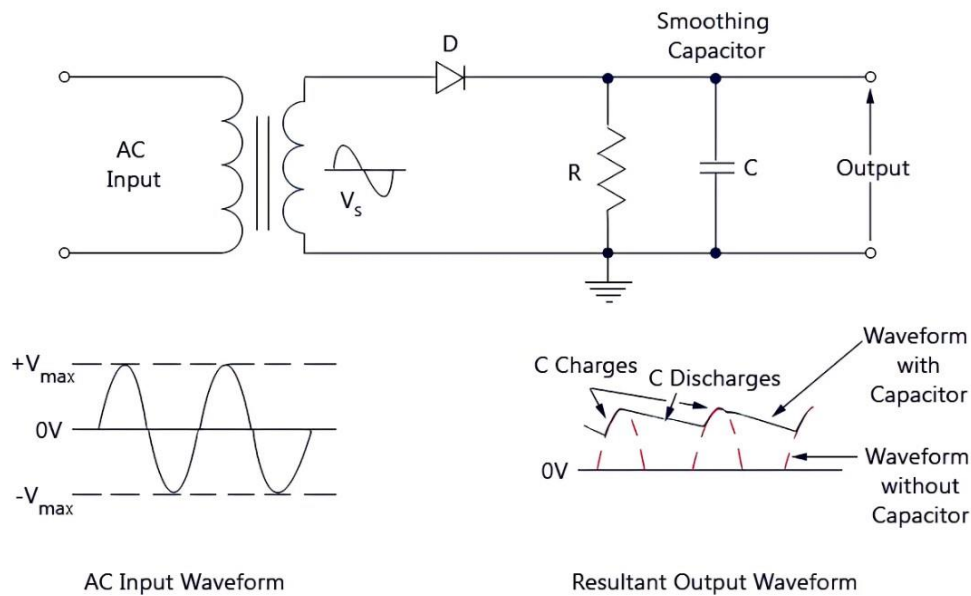
Ο ανορθωτής μισού μήκους κύματος χρησιμοποιεί μία δίοδο, η οποία επιτρέπει την μία από τις δύο ημιπεριόδους του ημιτόνου της εισόδου. Κατά τον θετικό κύκλο της εναλλασσόμενης πηγής η δίοδος είναι ορθά πολωμένη. Το φορτίο στην έξοδο είναι ωμικό και η τάση στα άκρα του εκφράζεται από τον νόμο του Ohm ($I = V/R$) όπου η διαφορά δυναμικού ισούται με την τάση της πηγής. Κατά την αρνητική ημιπερίοδο, η δίοδος είναι ανάστροφα πολωμένη και εμποδίζει την ροή του ρεύματος. Επομένως, δεν ρέει ρεύμα στο φορτίο και δεν εμφανίζεται τάση, η οποία είναι μηδενική. Καθώς η αντίσταση στην έξοδο λαμβάνει αποκλειστικά τον θετικό κύκλο του ημιτόνου και το μηδέν, η μη ρυθμιζόμενη τάση θα έχει τιμή ίση με^[18]:

$$V_{DC} = 0.318V_{max} = 0.45V_s \quad (6)$$



Σχήμα 2.6: Ισοδύναμο κύκλωμα του ανορθωτή μισού κύματος και κυματομορφές εισόδου και εξόδου^[38]

Με απλά λόγια, η τάση DC θα ισούται με το 31.8% της μέγιστης τιμής του ημιτονοειδούς σήματος εισόδου και με το 45% της ενεργού τιμής της τάσης εισόδου. Καθώς το φορτίο λαμβάνει τάση μόνο κατά τον θετικό κύκλο της φόρτισης, είναι φυσιολογικό να έχουμε χαμηλή DC έξοδο που παρέχεται στο φορτίο. Η διακύμανση της ανορθωμένης κυματομορφής εξόδου μεταξύ αυτού των συνθηκών ON και OFF παράγει μια κυματομορφή η οποία έχει μεγάλες ποσότητες «κυματισμού» που είναι ένα ανεπιθύμητο χαρακτηριστικό. Η DC τάση κυματισμού έχει συχνότητα ίση με αυτή της συχνότητας τροφοδοσίας AC. Επειδή, αυτή η τάση μας είναι ανεπιθύμητη, συνηθίζεται να χρησιμοποιείται ένας πυκνωτής παράλληλα με το φορτίο (smoothing capacitor) για να αποφεύγουμε τέτοιο ζήτημα. Για μία δεδομένη τιμή της χωρητικότητας του πυκνωτή, αν έχουμε μικρή τιμή στην αντίσταση στο φορτίο, τότε προκύπτει ότι η ένταση του ρεύματος στο φορτίο θα αυξάνεται^[18]. Με αυτόν τον τρόπο, ο πυκνωτής θα αποφορτιστεί πιο γρήγορα και θα αυξάνεται η τάση κυματισμού. Σε κάθε περίπτωση, η χρήση του πυκνωτή για αποφυγή της τάσης κυματισμού προτείνεται σε κυκλώματα ανόρθωσης πλήρους κύματος, όπως έγινε η περιγραφή σε προηγούμενη υποενότητα. Η χρήση ανορθωτή μισού κύματος είναι ενδεδειγμένη σε εφαρμογές χαμηλής ισχύος λόγω των μειονεκτημάτων που περιγράψαμε προηγουμένως.

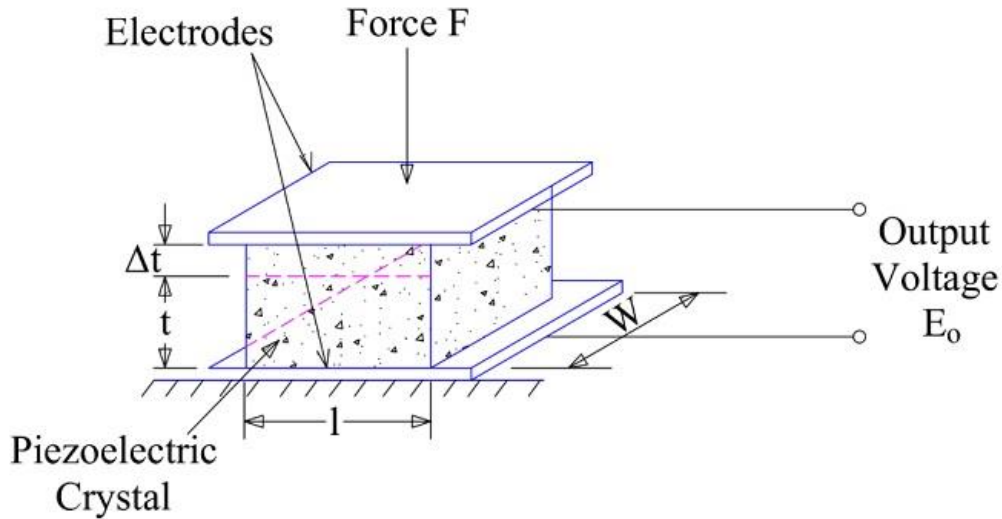


Σχήμα 2.7: Ισοδύναμο κύκλωμα και ενιαίο διάγραμμα κυματομορφής με και χωρίς πυκνωτή^[39]

2.5. Πιεζοηλεκτρικός μετατροπέας

Ο πιεζοηλεκτρικός μετατροπέας είναι ένας ηλεκτρακουστικός μετατροπέας, ο οποίος χρησιμοποιείται για την μετατροπή μιας μηχανικής καταπόνησης ή πίεσης σε μία εναλλασσόμενη ηλεκτρική δύναμη. Χρησιμοποιείται για την μέτρηση φυσικής ποσότητας όπως η δύναμη, η τάση κλπ. Ο πιεζοηλεκτρικός μετατροπέας χρησιμοποιεί το πιεζοηλεκτρικό υλικό το οποίο έχει μια ειδική ιδιότητα, δηλ. το υλικό προκαλεί τάση όταν ασκείται πίεση ή τάση σε αυτό. Η λέξη πιεζοηλεκτρική σημαίνει ηλεκτρική ενέργεια που παράγεται από την πίεση^[21]. Ο χαλαζίας είναι ένα από τα παραδείγματα των φυσικών πιεζοηλεκτρικών κρυστάλλων, ενώ τα άλατα Rochelle, η αφυδάτωση αμμωνίου, τα φωσφορικά, το θειικό λίθιο, το τρυγικό κάλιο είναι τα παραδείγματα των ανθρωπογενών κρυστάλλων. Το κεραμικό υλικό χρησιμοποιείται για τον πιεζοηλεκτρικό μετατροπέα. Το κεραμικό υλικό έχει την ικανότητα να λειτουργεί σε χαμηλές τάσεις και μπορεί να λειτουργεί σε θερμοκρασία μεγαλύτερη των $3000\text{ }^{\circ}\text{C}$ ^[19]. Το πιεζοηλεκτρικό φαινόμενο προκύπτει από τη γραμμική ηλεκτρομηχανική αλληλεπίδραση μεταξύ μιας μηχανικής και μιας ηλεκτρικής κατάστασης σε κρυσταλλικά υλικά χωρίς συμμετρία αντιστροφής. Το πιεζοηλεκτρικό φαινόμενο είναι μια αναστρέψιμη διαδικασία: τα υλικά που παρουσιάζουν το πιεζοηλεκτρικό φαινόμενο παρουσιάζουν το αντίστροφο πιεζοηλεκτρικό φαινόμενο: την εσωτερική δημιουργία μιας μηχανικής καταπόνησης που προκύπτει από ένα εφαρμοσμένο ηλεκτρικό πεδίο. Οι κρύσταλλοι θα παράγουν μετρήσιμο

πιεζοηλεκτρισμό όταν η στατική δομή παραμορφωθεί κατά περίπου 0.1% της αρχικής διάστασης. Αντίθετα, αυτοί οι ίδιοι κρύσταλλοι θα αλλάξουν περίπου το 0.1% της στατικής διάστασης^[20].



Εικόνα 2.6: Πιεζοηλεκτρικός κρύσταλλος^[40]

Η κατεύθυνση των εφαρμοζόμενων δυνάμεων καθορίζει και την πολικότητα. Η φόρτιση Q προκύπτει από την εξίσωση:

$$Q = d \cdot F \quad (7)$$

όπου d είναι η ευαισθησία φόρτισης των κρυστάλλων και F είναι η εφαρμοζόμενη δύναμη μετρούμενη σε Newton. Η δύναμη αυτή καθορίζει και το πάχος των κρυστάλλων και προκύπτει η εξίσωση:

$$F = \frac{AE}{t} \Delta t \quad (8)$$

όπου A είναι η κρυσταλλική περιοχή ανά τετραγωνικό μέτρο, t είναι το πάχος των κρυστάλλων ανά μέτρο και E είναι ο συντελεστής Young (μετρούμενος σε N/m^2). Το νέο μέτρο είναι:

$$E = \frac{Ft}{A\Delta t} \quad \text{όπου } A = \omega l \quad (9)$$

όπου ω είναι το πλάτος των κρυστάλλων ανά μέτρο και l είναι το μήκος κρυστάλλων ανά μέτρο. Αντικαθιστούμε την τιμή μιας δύναμης στην εξίσωση φόρτισης και προκύπτει:

$$Q = dAE \left(\frac{\Delta t}{t} \right) \quad (10)$$

Η τάση εξόδου προκύπτει από:

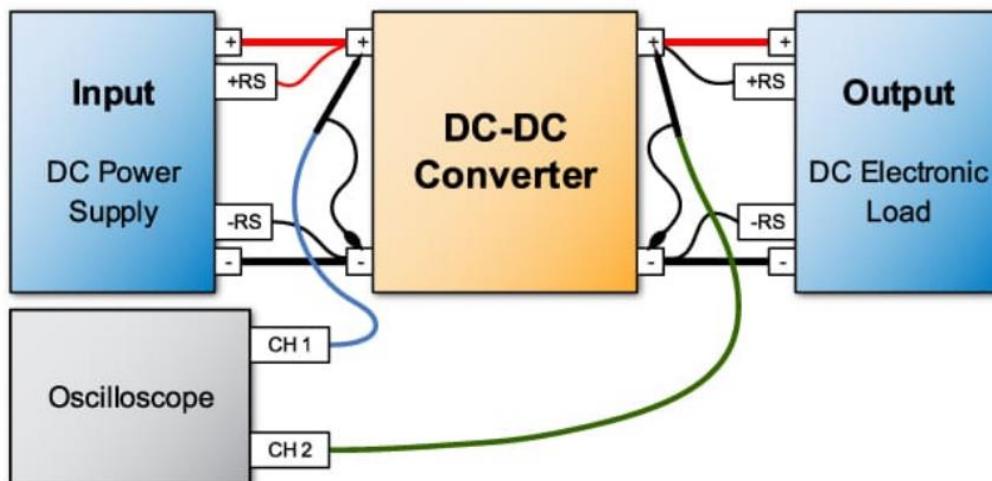
$$E_o = \frac{Q}{C_p} = \frac{dF}{\varepsilon_r \varepsilon_o A/t} \quad (11)$$

$$E_o = \frac{d}{\varepsilon_r \varepsilon_o} tP = gtP \quad \text{όπου } g = \frac{d}{\varepsilon_r \varepsilon_o} \quad (12)$$

όπου g είναι η ευαισθησία τάσης των κρυστάλλων και E_o είναι η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου. Η μηχανική παραμόρφωση των κρυστάλλων δημιουργεί φορτίο που παράγει τάσεις στα ηλεκτρόδια^[19].

2.6. DC-σε-DC μετατροπή

Οι μετατροπείς DC-to-DC χρησιμοποιούνται για την μετατροπή μιας τάσης DC. Σκοπός είναι η αυξομείωση του επιπέδου τάσης στην έξοδο. Η τεχνολογία που βασίζεται το ηλεκτρονικό αυτό κύκλωμα ονομάζεται *switching technology*. Οι DC-to-DC μετατροπείς μπορούν να υποστηρίξουν εφαρμογές τόσο υψηλών όσο και χαμηλών τάσεων. Η χρήση γίνεται, ως επί το πλείστον, για την παραγωγή τάσης η οποία είναι ρυθμιζόμενη, ενώ η τάση που προέρχεται από την πηγή είναι είτε εναλλασσόμενη είτε συνεχής. Οι μετατροπείς χρησιμοποιούν κύκλωμα μεταγωγής υψηλής συχνότητας μαζί με επαγωγούς, διακόπτες και πυκνωτές, ώστε να μειωθεί ο θόρυβος μεταγωγής και να διατηρηθεί η ρυθμιζόμενη τάση DC. Σε περίπτωση που έχουμε διαφορετική τάση στην είσοδο ή στην έξοδο, οι DC-to-DC converters εξασφαλίζουν σταθερή έξοδο ως προς την τάση λόγω των κλειστών βρόχων ανάδρασης. Αυτό εξασφαλίζει την απόδοσή του ως κύκλωμα μετατροπής ισχύος.



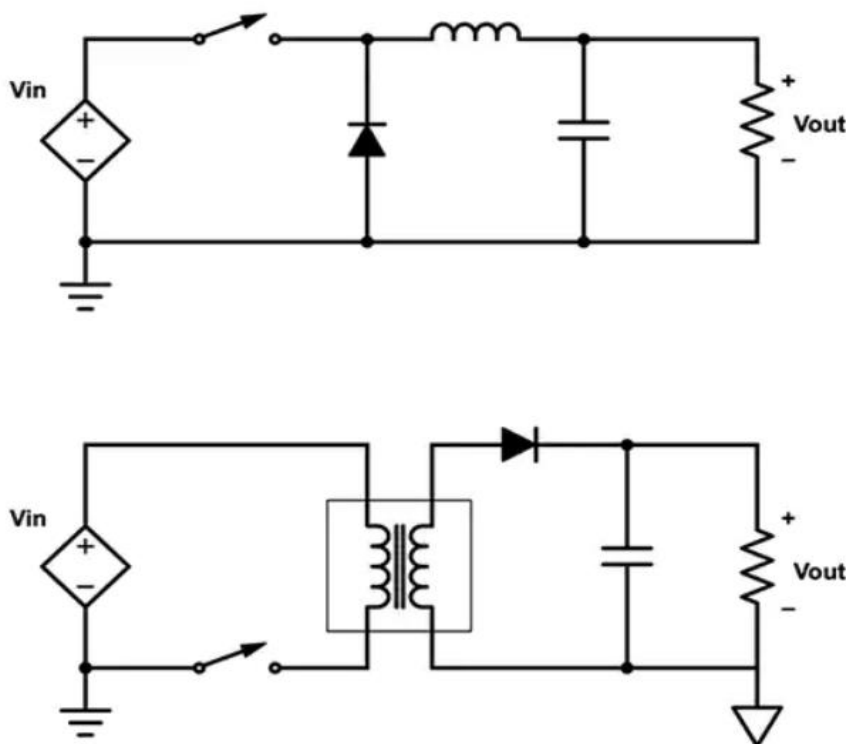
Εικόνα 2.7: Functional block diagram^[41]

Σκοπός

Σε εφαρμογές που αναπτύσσονται είτε σε βιομηχανικό είτε σε ερευνητικό επίπεδο, εμφανίζεται συχνά η ανάγκη τροφοδοσίας με τάση που είναι διαφορετική από την προσφερόμενη από την πηγή ισχύος. Σε τέτοιες περιπτώσεις, όπως και στην δικιά μας, απαιτούμε ένα κύκλωμα για τον μετασχηματισμό μιας τάσης που λαμβάνεται από την πηγή. Πριν από την εφεύρεση και κατασκευή των DC-to-DC converters, η χρήση των ανορθωτών και των μετασχηματιστών ήταν αναπόφευκτη. Η χρήση τους δεν δημιούργησε κάποιο πρόβλημα, καθώς διαφαινόταν η λειτουργία τους, ενώ υπήρχε μεγάλη αναποτελεσματικότητα. Ο λόγος είναι ότι γινόταν μεγάλη κατανάλωση ενέργειας λόγω υπερθερμάνσεων (μεγάλη παραγωγή θερμότητας=χαμηλή απόδοση).

Τύποι μετατροπών

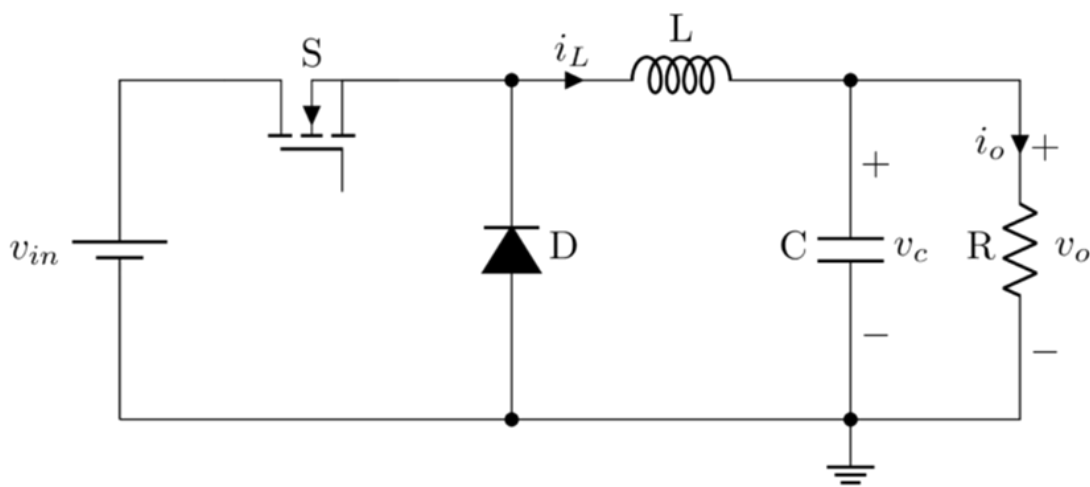
Υπάρχουν πολλοί διαφορετικοί τύποι μετατροπών DC-to-DC ανάλογα με την εφαρμογή για την οποία μπορούν να χρησιμοποιηθούν. Θα αναλυθούν οι πιο κοινοί τύποι, τους οποίους συναντούμε πιο συχνά λόγω της παρουσίας τους σε βιομηχανικές κατασκευές. Με την σειρά κατά την οποία θα τους περιγράψουμε, αυτοί είναι οι **buck converter**, ο **boost converter**, ο **buck boost converter**, καθώς και οι **cuk converter** και **SEPIC converter**.



Σχήμα 2.8: Μη απομονωμένος DC-to-DC μετατροπέας (πάνω) και απομονωμένος (κάτω) με χρήση μετασχηματιστή για γαλβανική απομόνωση^[42]

2.6.1. Buck μετατροπέας

Ο buck converter είναι ένας DC-to-DC converter, ο οποίος αποτελείται από ένα transistor (BJT, IGBT, MOSFET) και μία δίοδο που λειτουργούν σαν διακόπτες. Η λειτουργία του αφορά τον έλεγχο του πηνίου και φαίνεται και στο παρακάτω κύκλωμα. Ο buck converter στοχεύει στην παραγωγή μία ρυθμιζόμενης τάσης εξόδου, η οποία θα είναι μικρότερη από την τάση εισόδου. Το πηνίο αποθηκεύει την ενέργεια, καθώς συνδέεται με την τάση μιας πηγής και την εκφορτίζει στον πυκνωτή και στο φορτίο. Το transistor θα πρέπει να έχει διαθέσιμη τέτοια διακοπτική συχνότητα που ο χρόνος ενεργοποίησης δεν επηρεάζει την λειτουργία του μετατροπέα. Επομένως, το transistor θα πρέπει να είναι υψηλής ταχύτητας^[22].

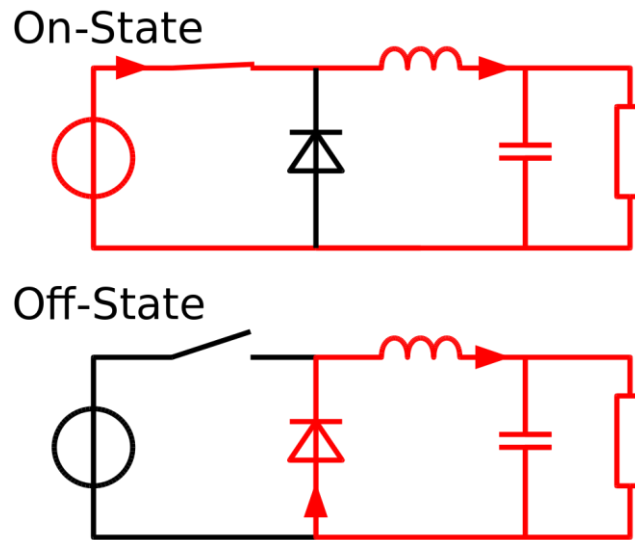


Σχήμα 2.9: DC-to-DC buck converter^[43]

Βασική λειτουργία

Ο μετατροπέας μπορεί να εισέλθει σε on-state όταν ο διακόπτης (το τρανζίστορ) είναι κλειστός και σε off-state όταν ο διακόπτης είναι ανοικτός. Όταν ο διακόπτης είναι κλειστός, τότε η δίοδος είναι ανάστροφα πολωμένη. Σε αυτή την περίπτωση παραμένει ανοικτή και το τρανζίστορ είναι σε σειρά με το πηνίο και το ρεύμα ρέει από την πηγή τάσης στον πυκνωτή. Το πηνίο φορτίζεται, άρα και αυξάνεται, ενώ ο πυκνωτής παρέχει ισχύ στο φορτίο. Αντίθετα, όταν ο διακόπτης είναι ανοικτός τότε η πηγή δεν παρέχει τροφοδοσία στον μετατροπέα, αναστρέφεται η πολικότητα του πηνίου και δεν μεταβάλλεται το ρεύμα του. Η δίοδος είναι ορθά πολωμένη και η ενέργεια που είναι αποθηκευμένη στο πηνίο παρέχεται στο υπόλοιπο κύκλωμα. Αν ο διακόπτης κλείσει πριν το πηνίο αποφορτιστεί εντελώς, τότε η τάση στο φορτίο θα είναι μεγαλύτερη του μηδενός. Για την περίπτωση που ο διακόπτης είναι αρχικά κλειστός, αν ο διακόπτης ανοίξει σε κάποια τυχαία στιγμή κατά την διάρκεια μιας περιόδου ενώ το

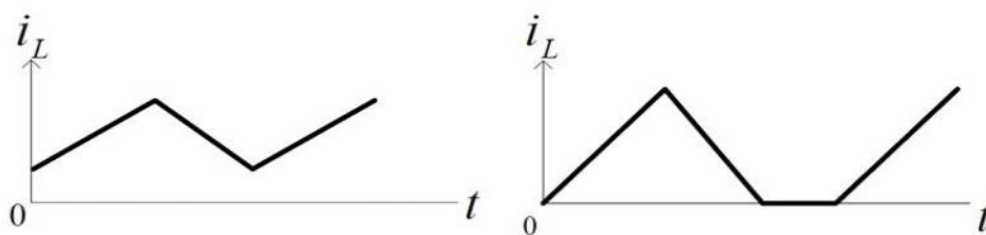
ρεύμα στο πηνίο αλλάζει, τότε θα υπάρχει πτώση τάσης στα άκρα του πηνίου και η τάση στο φορτίο θα είναι πάντα μικρότερη της πηγής^[22].



Εικόνα 2.8: Κλειστός διακόπτης (πάνω), ανοιχτός διακόπτης (κάτω)^[23]

Conduction modes

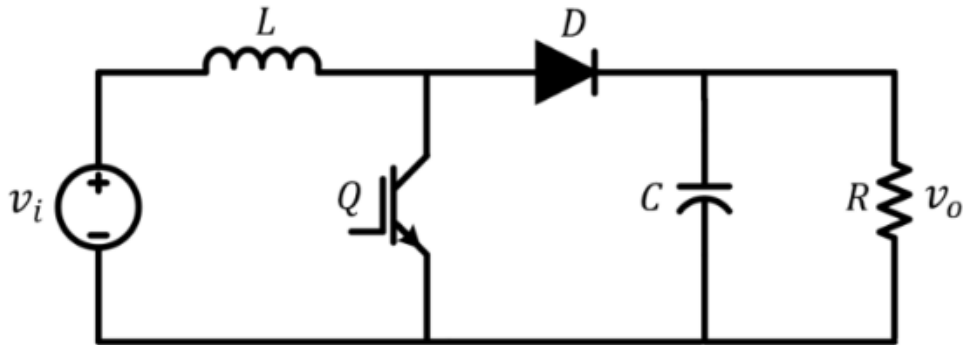
Ο buck converter μπορεί να εισέλθει σε δύο βασικές λειτουργίες που αφορούν το ρεύμα στο πηνίο. Οι δύο αυτές λειτουργίες είναι η λειτουργία συνεχούς αγωγιμότητας (CCM) και η λειτουργία μη συνεχούς αγωγιμότητας (DCM). Η διαφορά μεταξύ των δύο είναι ότι κατά την λειτουργία συνεχούς αγωγιμότητας το ρεύμα του πηνίου δεν πέφτει στο μηδέν. Κατά την λειτουργία μη συνεχούς αγωγιμότητας, θα υπάρξει κάποιο σημείο μιας περιόδου όπου κατά τον κύκλο μεταγωγής θα μηδενιστεί το ρεύμα στο πηνίο^[23].



Σχήμα 2.10: CCM (αριστερά) και DCM (δεξιά)^[44]

2.6.2. Boost μετατροπέας

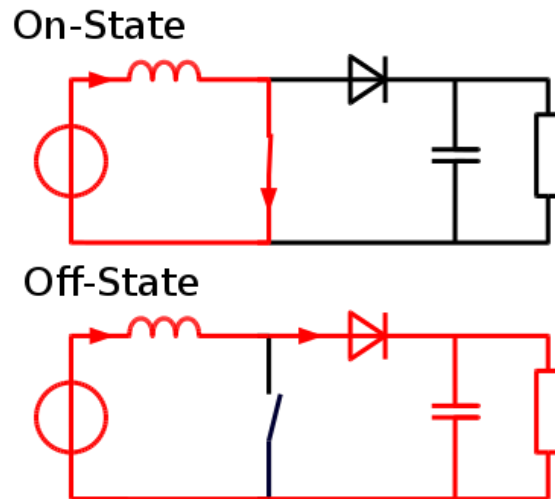
Ο boost converter αποτελεί την τοπολογία ενός DC-to-DC converter, η οποία στοχεύει σε μία ρυθμιζόμενη τάση εξόδου που θα είναι μεγαλύτερη από την τάση εισόδου. Το κύκλωμα του boost converter αποτελείται από τα εξής ηλεκτρικά στοιχεία: ένα πηνίο, έναν πυκνωτή, το φορτίο (ωμικό όπως φαίνεται στην εικόνα), ένα τρανζίστορ που λειτουργεί ως διακόπτης, καθώς και μία δίοδο. Στην εικόνα φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα, όπου v_i είναι η τάση εισόδου και v_o η τάση εξόδου^[25].



Σχήμα 2.11: Ισοδύναμο κύκλωμα του boost converter^[24]

Βασική λειτουργία

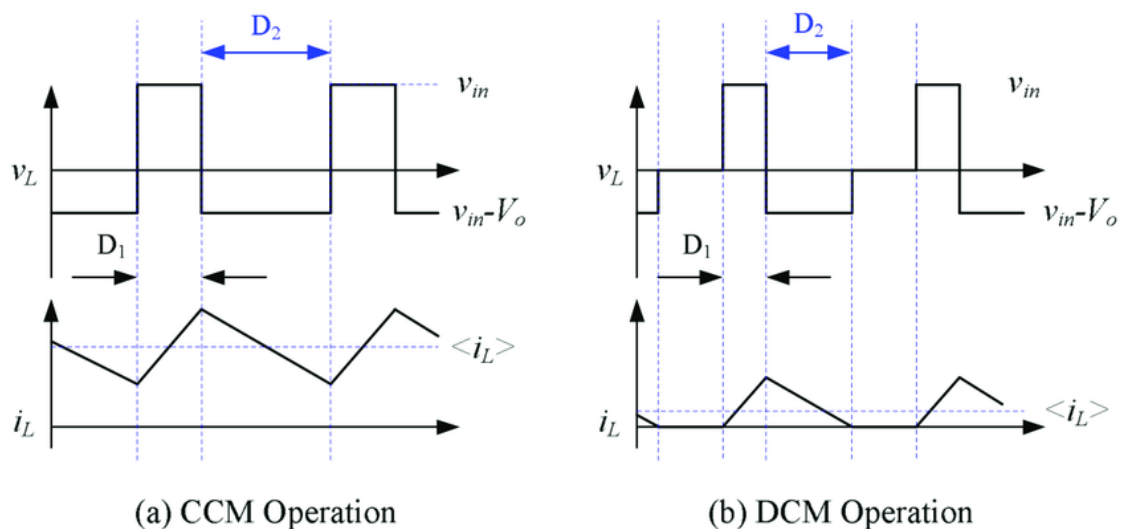
Η ανάλυση της λειτουργίας του boost converter εκτείνεται στις περιπτώσεις, όπου στην πρώτη ο διακόπτης είναι κλειστός (on-state) και στην δεύτερη είναι ανοικτός (off-state). Κατά την λειτουργία on-state, το ρεύμα στο πηνίο ρέει κατά την ωρολογιακή φορά και αποθηκεύει ενέργεια παράγοντας μαγνητικό πεδίο. Η πολικότητα στην αριστερή του πλευρά είναι θετική. Το ρεύμα στο πηνίο θα αυξηθεί. Κατά την λειτουργία off-state, το ρεύμα είναι αντιστρόφως ανάλογο της εμπέδησης. Όσο αυξάνεται η εμπέδηση, τόσο μειώνεται το ρεύμα και το αντίστροφο. Όταν ανοίξει ο διακόπτης, τότε θα μειωθεί η ενέργεια που είναι αποθηκευμένη στο μαγνητικό πεδίο, για να συνεχίσει να ρέει το ρεύμα στο φορτίο. Αυτή την φορά αντιστρέφεται η πολικότητα στα άκρα του πηνίου. Η παραγόμενη τάση εισόδου, η οποία θα φορτίζει τον πυκνωτή και θα παράγει τάση εξόδου στο φορτίο θα είναι μεγαλύτερη αφού θα έχουμε δύο πηγές τάσεις συνδεδεμένες σε σειρά^[24].



Εικόνα 2.9: On-state και off-state του boost converter^[25]

Conduction modes

Ο boost converter, όπως και ο buck converter, μπορεί να εισέλθει τόσο σε λειτουργία συνεχούς αγωγιμότητας (CCM) όσο και σε λειτουργία μη συνεχούς αγωγιμότητας (DCM). Κατά την λειτουργία συνεχούς αγωγιμότητας, το ρεύμα στο πηνίο δεν πέφτει ποτέ στο μηδέν. Το σχετικό διάγραμμα φαίνεται στην εικόνα^[25]:

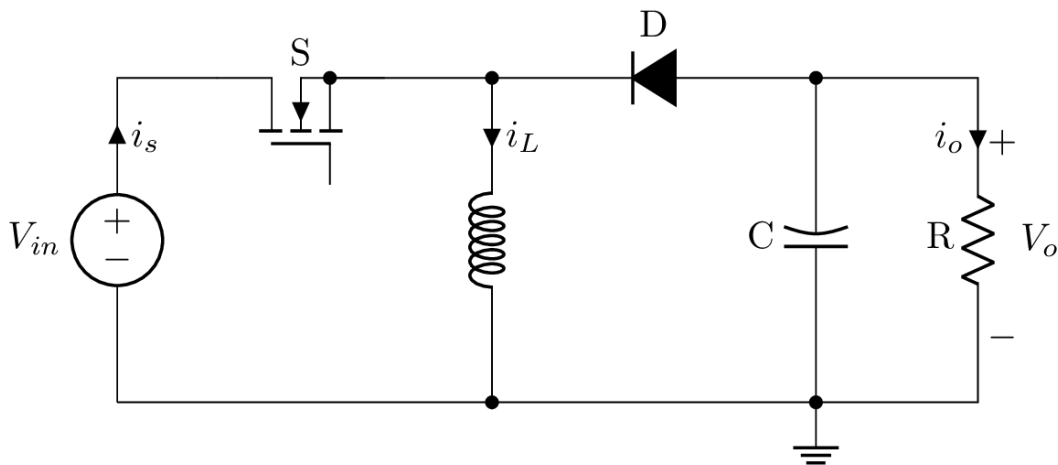


Σχήμα 2.12: Λειτουργία συνεχούς αγωγιμότητας του boost converter (a), Λειτουργία μη συνεχούς αγωγιμότητας του boost converter (b)^[45]

Κατά την λειτουργία μη συνεχούς αγωγιμότητας, σε κάποιο σημείο μιας περιόδου θα μηδενιστεί το ρεύμα που περνάει από το πηνίο. Ο λόγος που συμβαίνει αυτό είναι διότι αν το πλάτος μιας DC συνιστώσας του ρεύματος είναι αρκετά μεγάλο, τότε το πηνίο μπορεί να αποφορτιστεί εντελώς πριν την ολοκλήρωση του κύκλου φόρτισης. Αυτό είναι αρκετό πιθανό να επηρεάσει και την εξίσωση της τάσης εξόδου στο φορτίο. Η λειτουργία DCM φαίνεται στην εικόνα παραπάνω.

2.6.3. Buck boost μετατροπέας

Ο buck boost converter είναι ένας τύπος DC-to-DC μετατροπέα όπου το μέγεθος της τάξης εξόδου μπορεί να είναι είτε μεγαλύτερο είτε μικρότερο από αυτό της τάσης εισόδου. Ο συγκεκριμένος μετατροπέας συνδυάζει στοιχεία του κυκλώματος τόσο του buck όσο και του boost converter^[28]. Το ισοδύναμο κύκλωμα φαίνεται στην εικόνα:

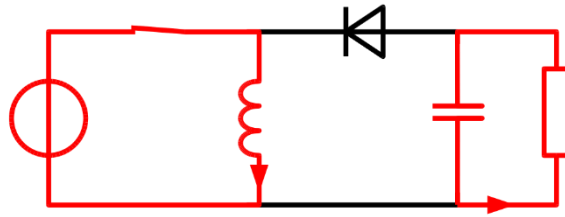


Σχήμα 2.13: Ισοδύναμο κύκλωμα buck boost converter^[46]

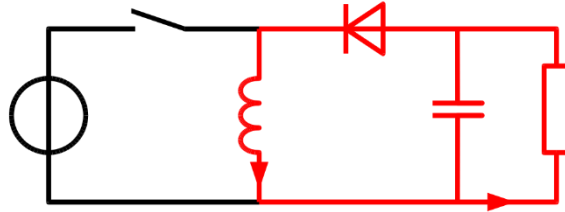
Βασική λειτουργία

Όταν ο converter βρίσκεται σε on-state τότε η πηγή τάσης είναι συνδεδεμένη με το πηνίο. Επομένως, γίνεται συσσώρευση της ενέργειας σε αυτό το στοιχείο και ο πυκνωτής τροφοδοτεί το φορτίο στην έξοδο. Όταν βρίσκεται σε off-state τότε το πηνίο τροφοδοτεί με ισχύ στον πυκνωτή και στο φορτίο. Στο στάδιο αυτό, η πολικότητα του πηνίου είναι ανεστραμμένη, για να διατηρηθεί η ροή του ρεύματος στο φορτίο και να αυξηθεί η τάση εξόδου, καθώς το πηνίο λειτουργεί σαν πηγή συνδεδεμένη με την πηγή εισόδου^[29].

On-State



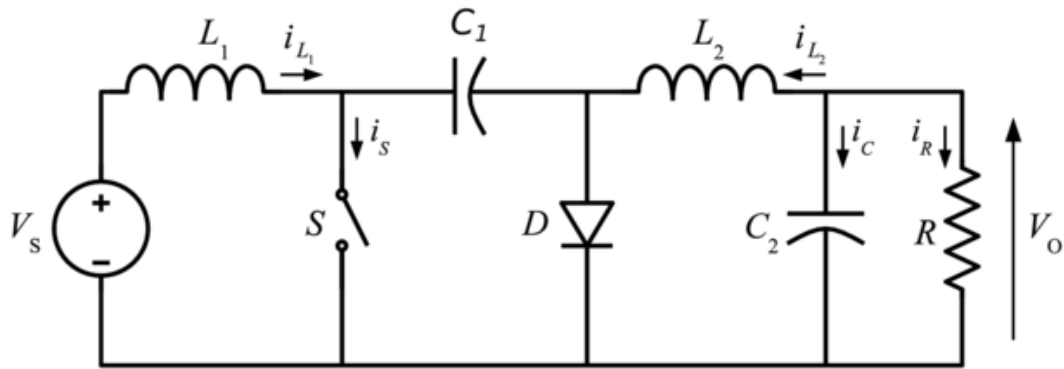
Off-State



Εικόνα 2.10: On-state και off-state του buck-boost converter^[47]

2.6.4. Cuk μετατροπέας

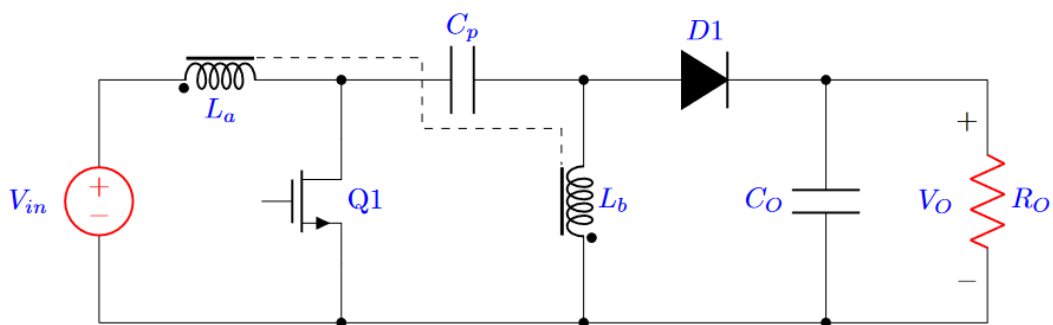
Ο Cuk converter είναι ένας DC-to-DC converter, του οποίου το μέγεθος της τάσης εξόδου είναι μεγαλύτερο από το μέγεθος της τάσης εισόδου. Το κύκλωμα του αποτελείται από έναν boost converter που ακολουθείται από έναν buck converter. Ένας μη απομονωμένος Cuk converter αποτελείται από δύο πηνία, δύο πυκνωτές, έναν διακόπτη και μία δίοδο. Ως αποθηκευτικό στοιχείο χρησιμοποιείται ένας πυκνωτής. Η ειδοποιός διαφορά με τους βασικούς DC-to-DC converters είναι ότι εκείνοι χρησιμοποιούν ως μέσο αποθήκευσης ένα πηνίο. Η τοπολογία του είναι παρόμοια με του buck boost converter, καθώς η τάση εξόδου μπορεί να είναι είτε μεγαλύτερη είτε μικρότερη από την είσοδο^[28]. Το ισοδύναμο κύκλωμα φαίνεται στην παρακάτω εικόνα:



Σχήμα 2.14: Ισοδύναμο κύκλωμα του Cuk converter^[48]

2.6.5. SEPIC μετατροπέας

Το βασικότερο κατασκευαστικό πλεονέκτημα του SEPIC converter είναι ότι μπορεί να παρέχει τόσο buck conversion όσο και boost conversion. Ο SEPIC converter πραγματοποιεί την ίδια λειτουργία με τον buck boost converter μόνο που η αποδοτικότητα είναι αρκετά μεγαλύτερη. Η αποδοτικότητα του μπορεί να εκτείνεται ως την κλίμακα του 90-95%^[26]. Το κύκλωμα κλειστού βρόχου είναι αρκετά πιο αποδοτικό συγκριτικά με το κύκλωμα ανοικτού βρόχου, επομένως συναντάται αρκετά παραπάνω σε εφαρμογές. Η διαμόρφωση του SEPIC παρέχει τόσο buck όσο και boost conversion mode ανάλογα με τον κύκλο λειτουργίας. Αν ο κύκλος λειτουργίας είναι υψηλότερος από 50%, τότε λειτουργεί ως boost converter και αν είναι λιγότερο από 50%, τότε λειτουργεί ως buck converter^[27]. Το ισοδύναμο κύκλωμα φαίνεται στην εικόνα:

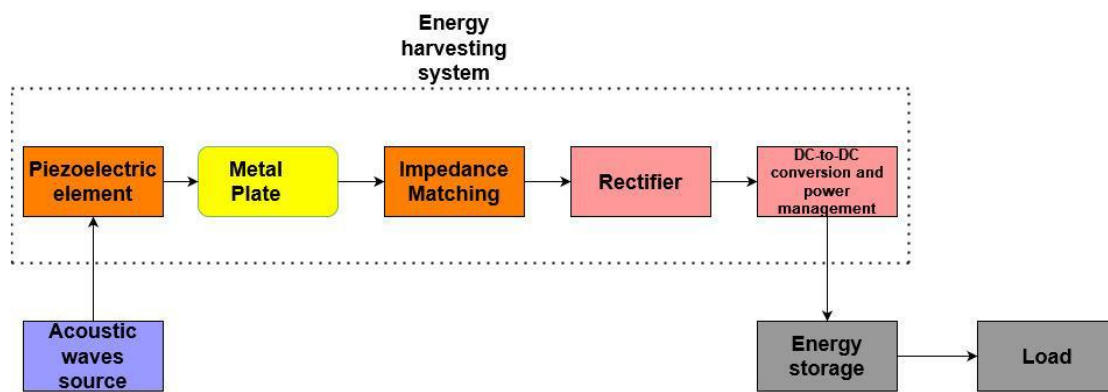


Σχήμα 2.15: Ισοδύναμο κύκλωμα του SEPIC converter^[27]

3. ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ

Περιγραφή συστήματος

Η περάτωση της συγκεκριμένης διπλωματικής εργασίας και η ορθή υλοποίηση της απαιτεί τον καθορισμό των επιμέρους λειτουργιών που θα πρέπει να συσχετίζονται μεταξύ τους. Με αυτόν τον τρόπο, δημιουργήθηκε το block διάγραμμα της **εικόνας** που αποτελεί όλο το πλάνο και την συνολική ιδέα του συστήματος αυτού.



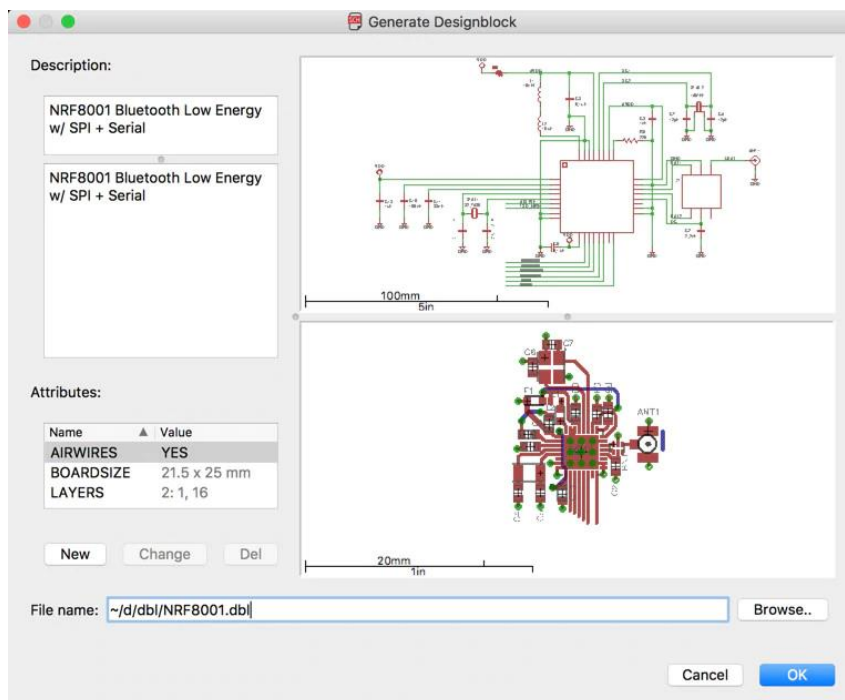
Εικόνα 3.1: Block διάγραμμα συστήματος

Αρχικά, το παραπάνω διάγραμμα αφορά αποκλειστικά ένα προτεινόμενο σύστημα για μία energy harvesting εφαρμογή που χρησιμοποιεί μία πηγή μετάδοσης ακουστικών κυμάτων. Σε γενικότερο πλαίσιο, ο ήχος είναι η δικιά μας πηγή, ενώ θα μπορούσε να προσαρμοστεί το σύστημα για οποιαδήποτε άλλη μορφή περιβαλλοντικής ενέργειας. Με αυτά τα δεδομένα, η πηγή παραγωγής ακουστικής ενέργειας (ένα ηχείο) διεγείρει το πιεζοηλεκτρικό στοιχείο, το οποίο θα μετατρέψει την μηχανική τάση σε ηλεκτρική τάση. Η μετάδοση των κυμάτων, όπως φαίνεται και στην εικόνα, γίνεται κατά μήκος μιας μεταλλικής πλάκας, η οποία είναι στερεωμένη πάνω σε μεταλλικά στηρίγματα.

Το πιεζοηλεκτρικό παράγει ημιτονοειδή τάση, την οποία θα χρειαστεί να μετατρέψουμε σε συνεχή. Για αυτόν τον λόγο, σχεδιάστηκε ένας ανορθωτής (με ενεργά στοιχεία) ώστε να κανονικοποιηθεί το διάνυσμα του ρεύματος. Έπειτα, κρίθηκε αναγκαία η επιλογή του chip, το οποίο θα ενώνει το κύκλωμα του ανορθωτή με τον DC-to-DC converter και με το σύστημα power management. Για την βελτιστοποίηση παροχής ισχύος στο αποθηκευτικό στοιχείο της επιλογής μας, απαιτείται η πειραματική προσπάθεια επίτευξης μερικού impedance matching.

3.1. Πρόγραμμα σχεδίασης EAGLE

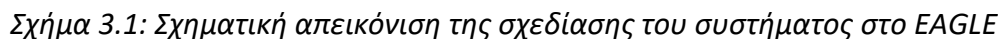
Το EAGLE είναι μια εφαρμογή αυτοματισμού ηλεκτρονικής σχεδίασης (EDA) με δυνατότητα σχηματικής αποτύπωσης, διάταξης πλακέτας τυπωμένου κυκλώματος (PCB), auto-routing και κατασκευής με τη βοήθεια υπολογιστή (CAM). Η συντομογραφία της λέξης του EAGLE προέρχεται από το Easily Applicable Graphical Layout Editor και έχει αναπτυχθεί από την CadSoft Computer GmbH.



Εικόνα 3.2: EAGLE basic interface^[49]

Το EAGLE περιέχει ένα σχηματικό πρόγραμμα επεξεργασίας, για το σχεδιασμό διαγραμμάτων κυκλωμάτων. Τα σχήματα αποθηκεύονται σε αρχεία με επέκταση .SCH, τα μέρη ορίζονται σε βιβλιοθήκες συσκευών με επέκταση .LBR. Οι λίστες με τα διαθέσιμα parts μπορούν να ανανεωθούν με δεδομένα που εισάγει ο χρήστης του προγράμματος. Φυσικά, το ίδιο το EAGLE διαθέτει μεγάλο εύρος στοιχείων, τα οποία αντιστοιχούν σε πραγματικά ηλεκτρικά στοιχεία της βιομηχανίας. Συν τοις άλλοις, μπορούν να τοποθετηθούν διαφορετικά parts σε πολλά σχεδιαστικά φύλλα και να συνδεθούν μεταξύ τους μέσω θυρών. Το πρόγραμμα επεξεργασίας διάταξης PCB αποθηκεύει αρχεία πλακέτας με την επέκταση .BRD. Το auto-routing και το back-annotation είναι δύο από τις βασικές λειτουργίες του προγράμματος, καθώς βοηθάει στην αντιστοίχιση των συνδέσεων που έχουν σχεδιαστεί στο βασικό σχηματικό με τις συνδέσεις των traces στο φυσικό σχέδιο της πλακέτας. Τα traces ρυθμίζονται από τον χρήστη με βάση τις ανάγκες της πλακέτας και τις επιτρεπόμενες διαστάσεις. Το EAGLE αποθηκεύει αρχεία διάταξης Gerber καθώς και drill files, τα οποία είναι απαραίτητα για την εργοστασιακή εκτύπωση των PCBs. Οι προαναφερθείσες μορφές αρχείων είναι αποδεκτές από τις εταιρείες

Η επιλογή



Bill of Materials List (BOM)

Comment	Designator	Part Number	Category	Case	Quantity
0.01u	CBYP	UMK063BJ103MP-F	Capacitors	1206	1
4.7u	CIN,CSTOR	C1206X475K9RACTU	Capacitors	1206	2
10n	CREF	VJ1206Y103JXQCW1BC	Capacitors	1206	1
1u	C1,C3	1206ZD105KAT2A	Capacitors	1206	2
22u	COUT	C0603C226M9PACTU	Capacitors	1206	1
1.24M	ROK3	RK73H2BTDD1244F	Resistors	1206	1
12M	ROC2	HV732HTE126G	Resistors	1206	1
9.31M	ROUT2	CRCW12069M31FKEA	Resistors	1206	1
4.99M	ROK1	RCV12064M99FKEA	Resistors	1206	1
10M	ROV2	CRCW120610M0JNEB	Resistors	1206	1
6.65M	ROK2	HV73V2BTDD6654F	Resistors	1206	1
5.76M	ROV1	CRCW12065M76FKEA	Resistors	1206	1
8.06M	ROC1	RC1206FR-078M06L	Resistors	1206	1
5.49M	ROUT1	CRCW12065M49FKEA	Resistors	1206	1
BQ25570RGR T	U1	BQ25570RGRT	ICs	QFN50P35 0X350X100 -21N	1
BSP149H632 7XTSA1	Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q6, Q11, Q12	BSP149H6327XTSA1	N-Channel Depletion MOSFETs	SOT230P70 0X170-4N	8
MAX1721EUT +T	IC3	MAX1721EUT+T	Voltage Inverters- Switched Capacitors	SOT95P280 X145-6N	1
MAX9120EXK +T	IC2	MAX9120EXK+T	Low Power Comparators	SOT65P210 X110-5N	1
SQD100N02- 3M5L_GE3	Q9, Q10	SQD100N02-3M5L_GE3	N-Channel Enhancemen t MOSFETs	SQD100N0 23M5L_GE 3	2
09-48-1024	J2	09-48-1024	Headers & Housings	9481024	1
1725656	J1	1725656	Terminal Block	1725656	1
SSQ-108-23- G-D	J3	SSQ-108-23-G-D	Headers & Housings	SSQ-108- XX-YYY	1
10u	L2	LPS4018-103MRB	Inductors	INDPM393 9X180N	1
22u	L1	LPS4018-223MRC	Inductors	LPS4018- 223MRC	1

3.2.1. Ανορθωτής

Στον ανορθωτή χρησιμοποιούμε δύο τύπου MOSFETs, δύο n-channel enhancement και τέσσερα n-channel depletion:

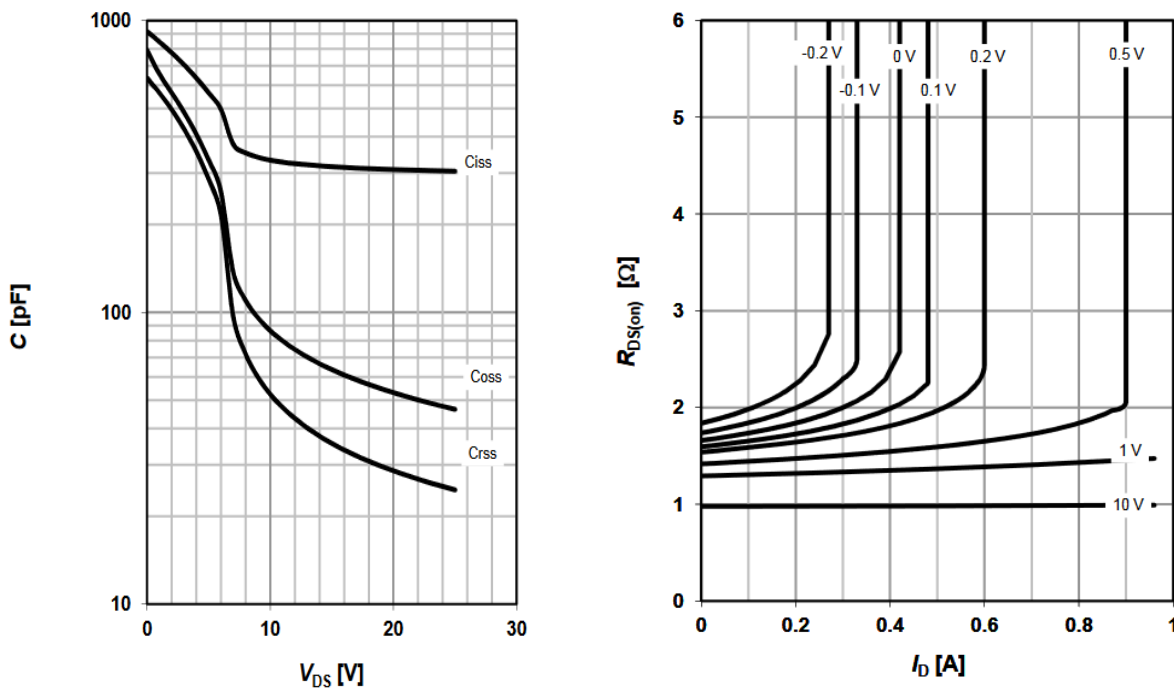
MOSFETs διακένωσης n-καναλιού

Το MOSFET που χρησιμοποιήθηκε για την λειτουργία αραίωσης του n-channel είναι το BSP149H6327XTSA1. Τα χαρακτηριστικά του transistor φαίνονται στην εικόνα.

V_{DS}	200	V
$R_{DS(on),max}$	3.5	Ω
$I_{DSS,min}$	0.14	A

Εικόνα 3.3: Κατασκευαστικές ιδιότητες του N-Channel Depletion MOSFET^[50]

Οι τιμές που αφορούν την εσωτερική χωρητικότητα, την εξωτερική χωρητικότητα, καθώς και την χωρητικότητα αντίστροφης μεταφοράς μεταβάλλονται σύμφωνα με το παρακάτω διάγραμμα στα αριστερά, ενώ η τιμή της $R_{DS,ON}$ συναρτήσει του I_D φαίνεται δεξιά:



Σχήμα 3.2: Capacitance change to V_{DS} (left), $R_{DS,ON}$ change to I_D (right)^[50]

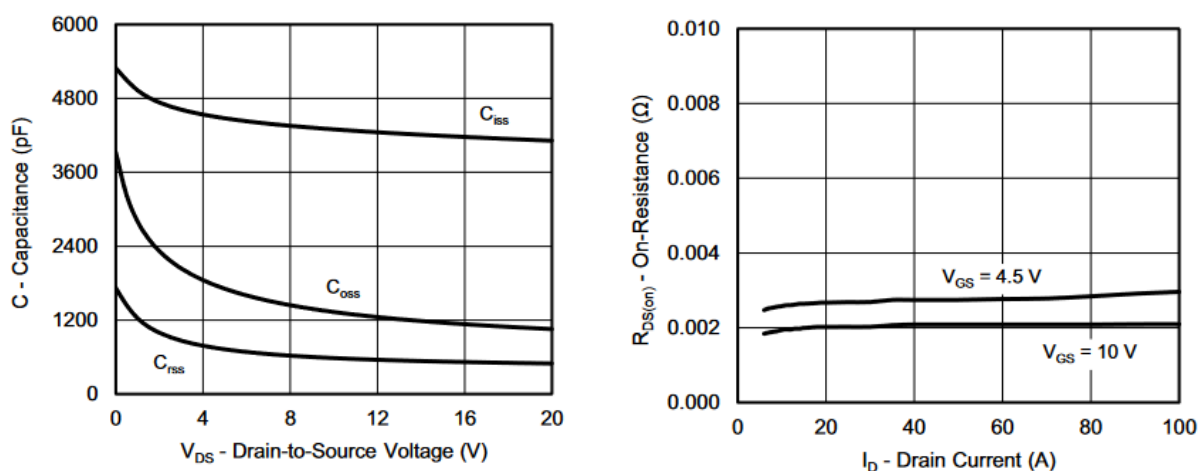
MOSFETs προσαύξησης n-καναλιού

Το MOSFET που χρησιμοποιήθηκε για την λειτουργία προσαύξησης του n-channel είναι το SQD100N02-3M5L_GE3. Τα χαρακτηριστικά του φαίνονται στον παρακάτω πίνακα:

V_{DS} (V)	20
$R_{DS(on)}$ (Ω) at $V_{GS} = 10$ V	0.0035
$R_{DS(on)}$ (Ω) at $V_{GS} = 4.5$ V	0.0045
I_D (A)	100
Configuration	Single
Package	TO-252

Εικόνα 3.4: Κατασκευαστικές ιδιότητες του N-Channel Enhancement MOSFET^[51]

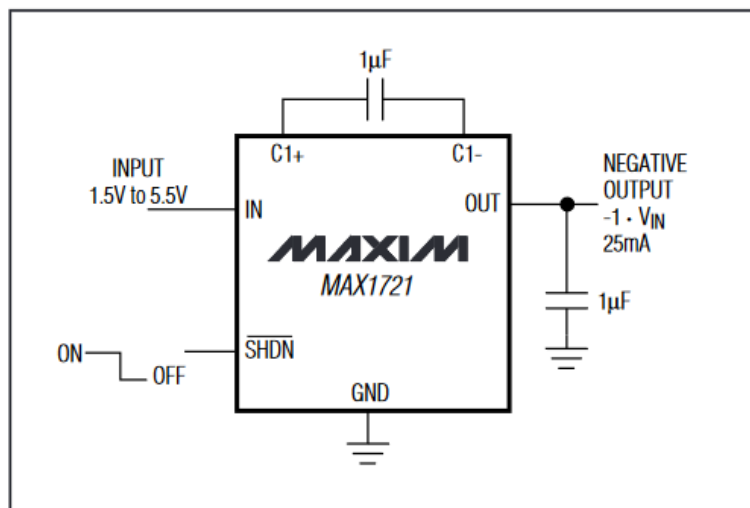
Οι τιμές που αφορούν την εσωτερική χωρητικότητα, την εξωτερική χωρητικότητα, καθώς και την χωρητικότητα αντίστροφης μεταφοράς μεταβάλλονται σύμφωνα με το παρακάτω διάγραμμα στα αριστερά, ενώ η τιμή της $R_{DS,ON}$ συναρτήσεως του I_D φαίνεται δεξιά:



Σχήμα 3.3: Capacitance change to V_{DS} (left), $R_{DS,ON}$ change to I_D (right)^[51]

Αντιστροφέας Τάσης MAX1721EUT+T

Για το κύκλωμα του ανορθωτή και για να γίνεται έλεγχος τότε τα MOSFETs εισέρχονται σε κατάσταση off καθορίζεται απαραίτητη η χρήση ενός inverter. Οι εξαιρετικά μικροί μονολιθικοί (MAX1721) μετατροπείς αντλίας φόρτισης CMOS δέχονται τάσεις εισόδου που κυμαίνονται από +1.5V έως +5.5V. Αυτό το εύρος δημιουργεί ευελιξία στο πλήθος των εφαρμογών που μπορεί να χρησιμοποιηθεί. Μία από αυτές είναι και η δική μας και η χρήση του σε κύκλωμα ανορθωτή που χρησιμοποιεί ενεργά στοιχεία. Η λειτουργία του MAX1721EUT+T είναι στην συχνότητα των 125kHz. Η υψηλή απόδοση, τα μικρά εξωτερικά εξαρτήματα και το shutdown pin, το οποίο ελέγχεται μέσω ψηφιακής λογικής (0 και 1), καθιστούν αυτόν τον inverter ιδανικό για εφαρμογές με τροφοδοσία μπαταρίας και μετατροπής τάσης σε επίπεδο πλακέτας.

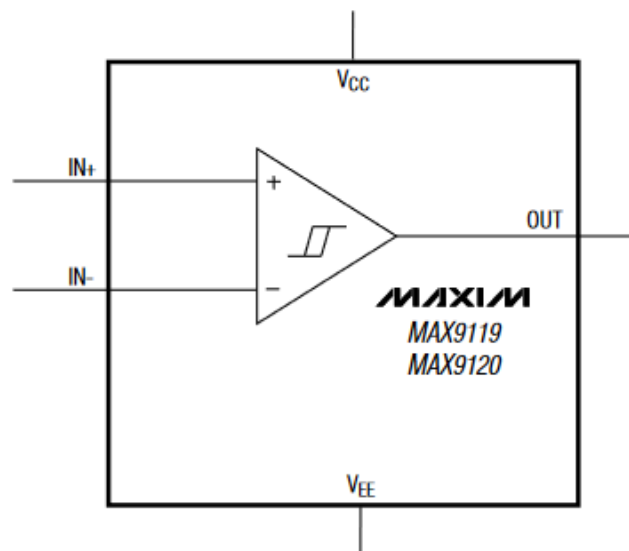


Εικόνα 3.5: Κύκλωμα λειτουργίας του συγκριτή^[52]

Αποτελείται από ένα κύκλωμα ελέγχου ταλαντωτή και από διακόπτες τεσσάρων power MOSFETs (on-chip). Το MAX1721 παράγει τροφοδοσία -5V από μία τροφοδοσία των +5V σε αναλογικό κύκλωμα ισχύος. Το ρεύμα εξόδου είναι 25mA και το package του inverter είναι SOT-23 με 6 pins.

Συγκριτής MAX9120EXK+T

Η ένταση του ρεύματος την οποία απαιτεί ο συγκριτής για την ομαλή λειτουργία του είναι στα 350 nA του ρεύματος τροφοδοσίας. Η τάση λειτουργίας του συγκριτή εκτείνεται μέχρι τα +1.6V. Ο μοναδικός σχεδιασμός της βαθμίδας εξόδου περιορίζει τις υπερτάσεις του ρεύματος τροφοδοσίας κατά το switching, εκμηδενίζοντας σε απόλυτο βαθμό τις δυσκολίες που αφορούν την λειτουργία παροχής τροφοδοσίας. Η επιλογή του συγκεκριμένου συγκριτή είναι βέλτιστη καθώς οι απαιτήσεις του συστήματος είναι τέτοιες που άλλα μοντέλα συγκριτών πιθανώς να δημιουργούσαν προβλήματα στο ρεύμα τροφοδοσίας του κυκλώματος. Ο συγκριτής MAX9120 έχει μία βαθμίδα εξόδου open-drain που τον καθιστά ιδανικό για τον σχεδιασμό συστημάτων με διαφορετικές τιμές τάσης. Ο συγκριτής αποτελείται από 5 pins του πακέτου SC70. Η διαφορά με το πακέτο SOT-23 έγκειται στο μέγεθος του footprint, καθώς το SC70 έχει μικρότερο footprint.



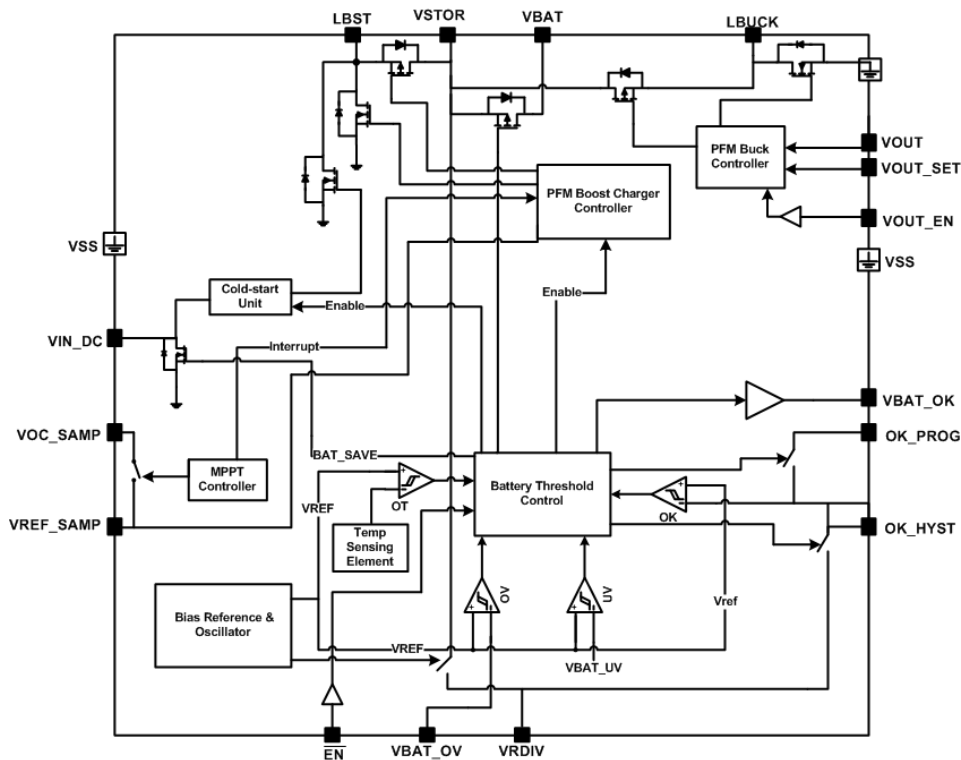
Εικόνα 3.6: Διάγραμμα του συγκριτή^[53]

3.2.2. Σύστημα διαχείρισης ενέργειας

Ολοκληρωμένο BQ25570

Το chip BQ25570 έχει σχεδιαστεί ειδικά για να εξάγει αποτελεσματικά μW σε mW της ισχύος που παράγεται από διάφορες τιμές υψηλής εξωτερικής εμπέδησης των πηγών συνεχούς τάσης (φωτοβολταϊκά, TEGs κλπ.) χωρίς να επηρεάζονται αυτές οι πηγές. Τα κύκλωμα power

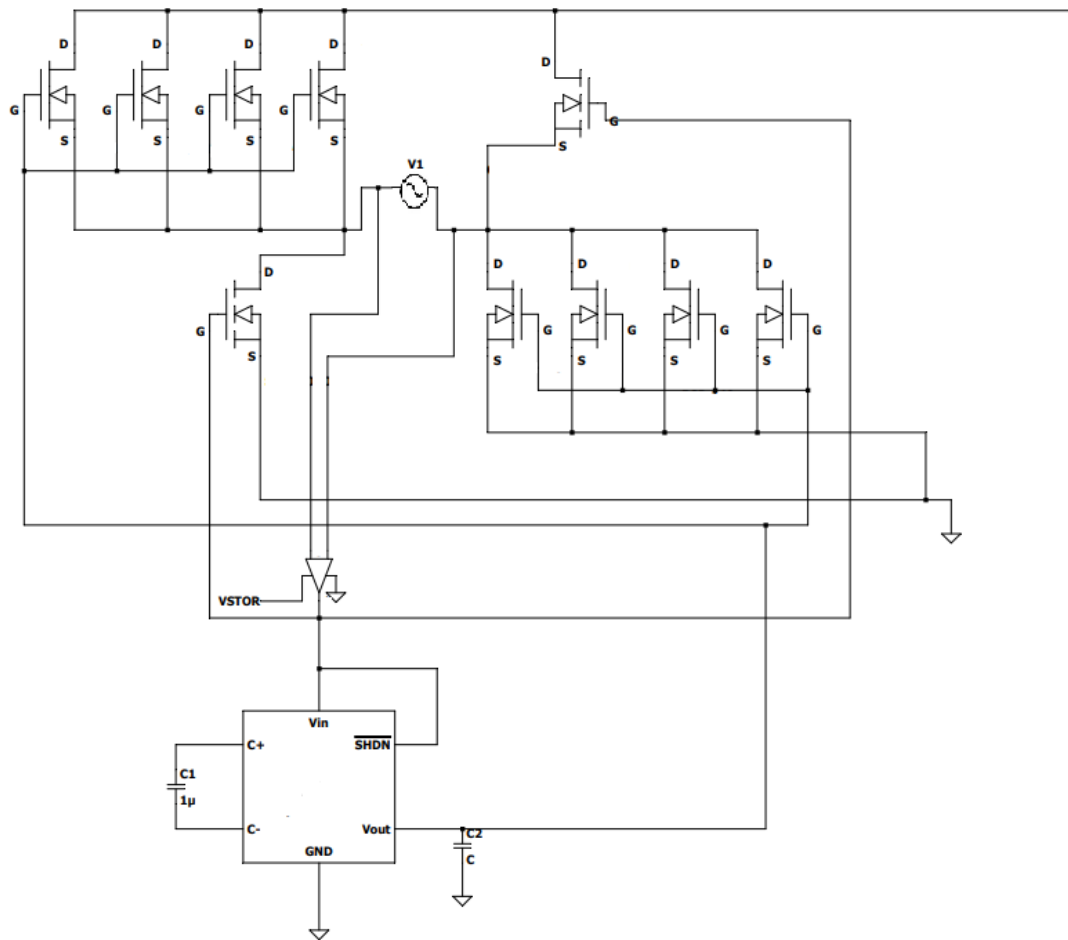
management διασφαλίζει ότι μια επαναφορτιζόμενη μπαταρία δεν υπερφορτίζεται από αυτήν την εξαγόμενη ισχύ, ή ότι δεν εξαντλείται πέρα από τα ασφαλή όρια από ένα φορτίο του συστήματος. Συμπληρωματικά, στο chip περιλαμβάνονται ο boost charger και ο buck converter. Ο charger χαρακτηρίζεται από υψηλή απόδοση ενώ οι τιμές του converter είναι στην κλίμακα των nW. Κατασκευαστικά το ολοκληρωμένο BQ25570 αποτελείται από ένα 20-lead footprint μήκους και πάχους 3.5 mm x 3.5 mm σε πακέτο QFN.



Εικόνα 3.7: Σχηματικό του chip^[54]

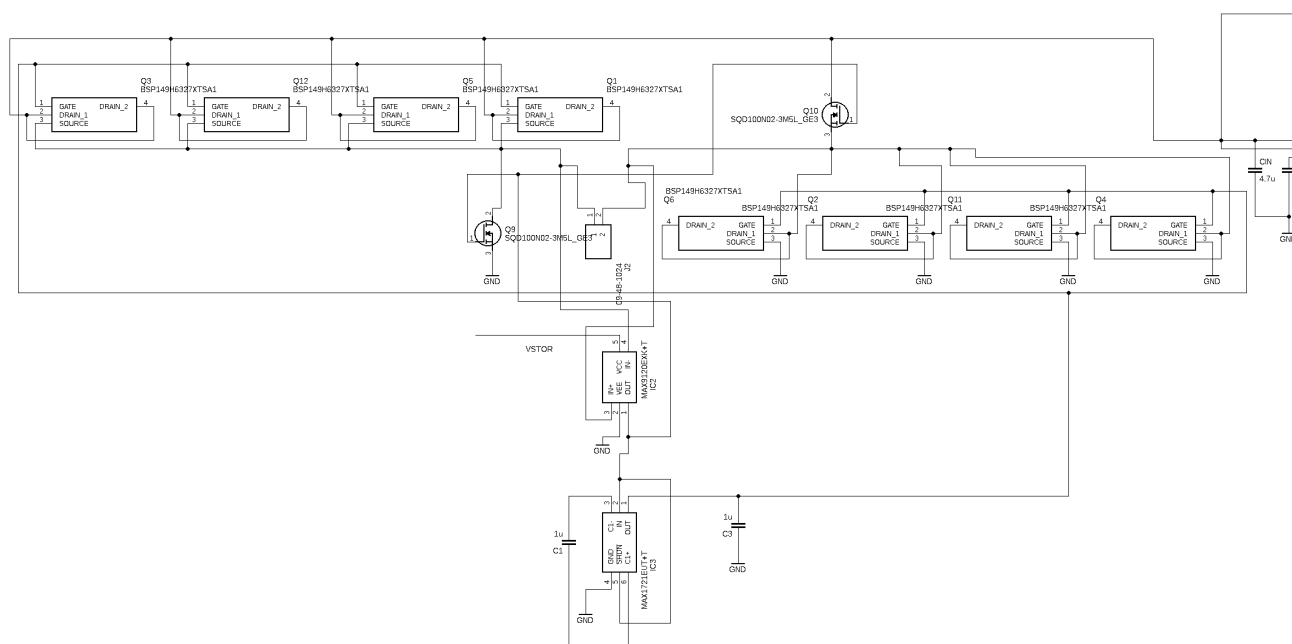
3.3. Σχεδίαση ανορθωτή με MOSFETs

Η θεωρητική ανάλυση πάνω στην οποία βασίστηκε η ιδέα της συγκεκριμένης σχεδίασης αναλύεται σε προηγούμενο κεφάλαιο όπου γίνεται η σύγκριση μεταξύ της χρήσης παθητικών και ενεργών στοιχείων για την κατασκευή του ανορθωτή. Οι απώλειες τάσης λόγω της διακοπτικής λειτουργίας των διόδων είναι αρκετά μεγάλες, δεδομένου ότι τα όρια του συστήματος που σχεδιάστηκε δεν ξεπερνούν τα 5 V. Επομένως, η χρήση ενεργών στοιχείων, και συγκεκριμένα MOSFETs, για την ανόρθωση του σήματος εισόδου και την τροφοδοσία του κυκλώματος power management με DC τάση αποτελεί την βέλτιστη λύση.



Σχήμα 3.4: Ισοδύναμο κύκλωμα του ανορθωτή στο LTSpice

Πριν προβούμε στην ανάλυση του ανορθωτή, ο οποίος αποτελείται από ενεργά στοιχεία, ώστε να έχουμε το επιθυμητό σήμα εξόδου, θα ανατρέξω στην θεωρία όπου αναλύουμε τόσο την ανόρθωση με διόδους όσο και την ανόρθωση με MOSFETs. Όπως γίνεται κατανοητό, ο βασικός στόχος είναι να παρουσιάσουμε μία διάταξη, όπου θα έχουμε όσο το δυνατόν λιγότερες απώλειες ισχύος. Οι ήδη υπάρχουσες απώλειες ισχύος που προκύπτουν από την χρήση μίας διάταξης συλλογής ενέργειας είναι τέτοιες που μας εξαναγκάζουν να σχεδιάσουμε ένα κύκλωμα φόρτισης, το οποίο θα προσεγγίζει την μέγιστη παροχή ισχύος στο αποθηκευτικό στοιχείο. Για τον σκοπό της φόρτισης υπάρχει το σύστημα διαχείρισης ενέργειας και μετατροπής της DC τάσης μέσω του boost charger. Ο ανορθωτής πραγματοποιεί την μετατροπή του εναλλασσόμενου ρεύματος που λαμβάνεται από το πιεζοηλεκτρικό σε DC τάση, ώστε να τροφοδοτηθεί το σύστημα power management. Τα συμπεράσματα για την λειτουργία του υπάρχουν στον τομέα των πειραματικών αποτελεσμάτων.



Σχήμα 3.5: Ισοδύναμο κύκλωμα ανορθωτή στο EAGLE

Το σχηματικό του ενεργού ανορθωτή απεικονίζεται με εικόνες τόσο στην μορφή που υπάρχουν τα components στο EAGLE όσο και στο πρόγραμμα προσομοίωσης LTSpice. Οι βιβλιοθήκες των στοιχείων (τόσο το symbol όσο και το footprint) που χρησιμοποιούνται στο πρόγραμμα του EAGLE έχουν γίνει import από τα CAD models που παρέχονται είτε από τον κατασκευαστή είτε από κάποιο ηλεκτρονικό κατάστημα.

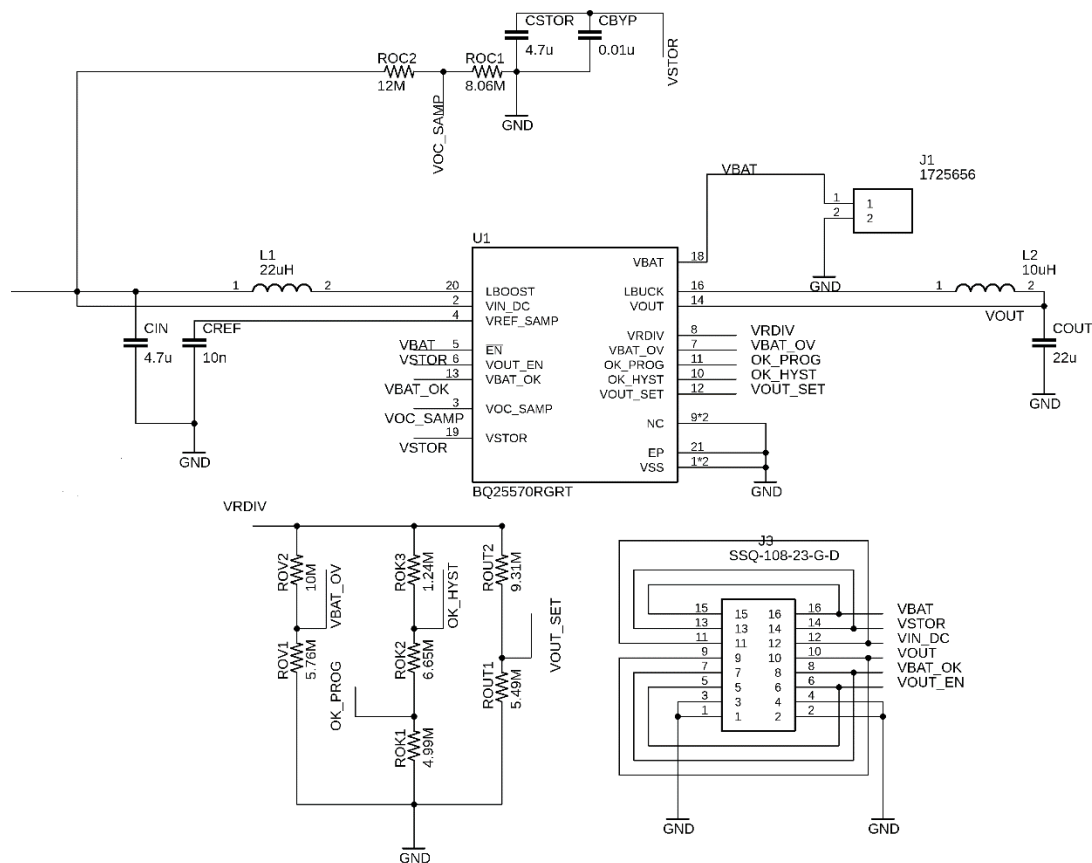
Ο ανορθωτής αποτελείται από οκτώ n-channel depletion MOSFETs (από τέσσερα σε σχηματισμό γέφυρας) και από δύο n-channel enhancement MOSFETs (από ένα σε σχηματισμό γέφυρας). Ο έλεγχος της πολικότητας της τάσης του πιεζοηλεκτρικού γίνεται μέσω του συγκριτή, ο οποίος παράγει σήματα πύλης που ανοιγοκλείνουν τα n-channel enhancement MOSFETs. Επιπλέον, ο συγκριτής παράγει σήμα εξόδου, ώστε να ενεργοποιήσει τον αντιστροφέα. Η τροφοδοσία του συγκριτή πραγματοποιείται μέσω του VSTOR pin από το ολοκληρωμένο BQ25570, ώστε να εξασφαλιστεί γρηγορότερη φόρτιση. Ο αντιστροφέας χρησιμοποιείται για τον έλεγχο των n-channel depletion MOSFETs. Μία βασική προϋπόθεση για την ομαλή λειτουργία του αντιστροφέα είναι η ύπαρξη ικανοποιητικής τιμής τάσης, ώστε να ελέγξει τα depletion MOSFETs. Ο λόγος είναι ότι χρησιμοποιείται μεγάλο πλήθος αυτών στην γέφυρα, επομένως δεν θα αποτελούσε ζήτημα σε περίπτωση που υπήρχαν μόνο δύο συνολικά.

Η λειτουργία του ανορθωτή εξαρτάται από την κάθε ημιπερίοδο της εναλλασσόμενης τάσης που παράγει το πιεζοηλεκτρικό. Επομένως, η πολικότητα της εισόδου καθορίζει την λειτουργία του συγκριτή και του αντιστροφέα και ακολούθως ποια MOSFETs θα άγουν ή δεν άγουν. Τα MOSFETs λειτουργούν με αυτόν τον τρόπο σαν διακόπτες που επιτρέπουν ή κόβουν το ρεύμα. Στην πρώτη ημιπερίοδο, όπου το σήμα εισόδου είναι στα θετικά, τα 8 n-channel depletion

MOSFETs λειτουργούν σαν κλειστοί διακόπτες και άγουν το ρεύμα για το σύστημα power management. Αντίθετα, τα n-channel enhancement MOSFETs λειτουργούν σαν ανοιχτοί διακόπτες και δεν άγουν το ρεύμα. Κατά την δεύτερη ημιπερίοδο, όπου αντιστρέφεται η πολικότητα, θα πρέπει να αναστραφεί το σήμα εισόδου στα θετικά. Για να γίνει αυτό, ο συγκριτής εντοπίζει την αλλαγή της πολικότητας και παράγει μία τάση, ώστε να ενεργοποιήσει τα n-channel enhancement MOSFETs. Ταυτόχρονα με αυτό, ενεργοποιείται ο αντιστροφέας, ώστε να τοποθετήσει τα n-channel depletion MOSFETs σε μη ενεργή λειτουργία, παράγοντας αρνητική τάση που τα απενεργοποιεί. Αυτή την φορά, τα depletion MOSFETs λειτουργούν σαν ανοιχτοί διακόπτες και enhancement MOSFETs λειτουργούν σαν κλειστοί διακόπτες. Με αυτόν τον τρόπο, θα παραχθεί μία ανορθωμένη έξοδος για το κύκλωμα φόρτισης. Για κάθε ημιπερίοδο (θετική και αρνητική) πραγματοποιείται η συγκεκριμένη λειτουργία για τον ανορθωτή με ενεργά στοιχεία.

3.4. Ανάλυση συστήματος διαχείρισης ενέργειας

Το σύστημα διαχείρισης της ενέργειας, την οποία θα την χρησιμοποιήσουμε για να τροφοδοτήσουμε τελικώς μία μπαταρία ή έναν υπερπυκνωτή, αποτελείται τοπολογικά στο σύστημα από το ολοκληρωμένο BQ25570, το οποίο είναι υπεύθυνο και για την λειτουργία του boost charging και του DC-to-DC conversion. Τα στοιχεία που χρησιμοποιούνται στο κύκλωμα και συνδέονται με τα pins του chip καθορίζονται τόσο από το application που θέλουμε να εφαρμόσουμε, όσο και τις επιθυμητές τιμές τάσεων και ρεύματος που είναι στα επιτρεπτά κατασκευαστικά όρια του chip. Σε αυτό το κεφάλαιο θα αναλύσουμε όλες τις τιμές και τις λειτουργίες που αναφέρθηκαν παραπάνω:



Σχήμα 3.6: Σχηματικό συστήματος power management και DC-to-DC conversion

Σε πρώτο βαθμό θα αναλύσουμε την λειτουργία του κάθε pin καθώς και τις εκάστοτε συνδέσεις με άλλα pins ή με πυκνωτές, αντιστάσεις και πηνία αντίστοιχα.

LBOOST: Η χρήση του επαφίεται στην σύνδεση ενός πηνίου με τον κόμβο που συσχετίζεται με την ενεργοποίηση και την απενεργοποίηση του boost charger. Η τιμή του επαγωγού είναι 22μH και είναι καθορισμένη ώστε να λειτουργεί σωστά ο εσωτερικός controller του boost charger.

VIN_DC: Η λειτουργία αυτού του pin είναι εύκολη να αποσαφηνιστεί και από την ονομασία του. Συνδέεται με την DC τάση που λαμβάνεται από την έξοδο του ανορθωτή (και συνεπώς της πηγής). Επίσης συνδέεται με το πηνίο των 22μH, ώστε να μπορέσει να λειτουργήσει ο boost charger με την είσοδο που παρέχει ο ανορθωτής.

VREF_SAMP: Στο pin αυτό συνδέεται ένας πυκνωτής με τιμή 0.01μF (σύνδεση στην γείωση) ώστε να αποθηκευτεί η τάση VIN_DC, η οποία θα γίνει ρυθμιζόμενη μέσω του ολοκληρωμένου.

VBAT: Σύνδεση με ένα επαναφορτιζόμενο στοιχείο (υπερπυκνωτή, πυκνωτή ή μπαταρία) ώστε να επιτευχθεί η φόρτιση. Ελάχιστη χωρητικότητα του στοιχείου που θα πρέπει να συνδεθεί ορίζονται τα 100μF, σύμφωνα με τις προδιαγραφές του chip. Σε ορισμένες από τις μετρήσεις

μας χρησιμοποιούμε έναν πυκνωτή με αυτή την τιμή της χωρητικότητας. Στην πλακέτα έχουμε κολλήσει ένα terminal block, το οποίο λειτουργεί σαν υποδοχέας του υπερπυκνωτή ή της μπαταρίας στο κύκλωμα.

VSTOR: Συνδέεται με την έξοδο του boost charger και απαιτείται σύνδεση 2 πυκνωτών παράλληλα με ελάχιστες τιμές 4.7μF και 0.1μF αντίστοιχα. Η μέγιστη τιμή που μπορεί να λάβει είναι τα 5.5V.

EN : Το pin που ουσιαστικά θέτει σε λειτουργία το chip συνδέεται απευθείας στο VSTOR. Οι τιμές που λαμβάνει είναι ουσιαστικά 0 και 1 (ψηφιακές ενδείξεις) που αντιστοιχούν στην μέγιστη και στην ελάχιστη τάση λειτουργίας του chip. Η ψηφιακή ένδειξη 1 αντιστοιχεί στην τιμή του VSTOR κατά την έξοδο του boost charger.

LBUCK: Σύνδεση με τον buck converter και στον κόμβο που ελέγχεται η λειτουργία του και απαιτεί την σύνδεση επαγωγού μεταξύ του pin αυτού και του pin VOUT. Στο κύκλωμα χρησιμοποιούμε την τιμή 10μH για το πηνίο, η οποία είναι κανονική τιμή που προτείνεται στις περισσότερες εφαρμογές του energy harvesting. Η ελάχιστη τιμή που μπορεί να συνδεθεί είναι 4.7μH και σε αυτή την τιμή παρατηρείται αύξηση της έντασης του ρεύματος (συγκριτικά με την τιμή 10μH) στο πηνίο.

VOUT: Συνδέεται απευθείας στην έξοδο του buck converter και τοποθετούμε έναν πυκνωτή των 22μF μεταξύ αυτού του pin και της γείωσης. Επίσης, αυτό το pin, όπως προαναφέρθηκε, συνδέεται με το pin LBUCK. Η τιμή των 22μF είναι η ελάχιστη τιμή που μπορεί να συνδεθεί στο κύκλωμα και αυτό διότι όσο ελαχιστοποιείται η τιμή που πυκνωτή, τόσο αυξάνεται η τάση κυματισμού και η πιθανότητα πτώσης τάσης στην έξοδο.

NC: Τα pins αυτά (not connected) συνδέονται απευθείας στην γείωση της πλακέτας.

VBAT_OK: Ψηφιακή ένδειξη για την καλή χρήση της μπαταρίας. Αυτό φυσικά πραγματεύεται για το αν μπορεί να βρεθεί σε κατάσταση υπότασης ή υπέρτασης και συνδέεται εσωτερικά με το VSTOR, ώστε να δείχνει αν βρίσκεται σε αποδεκτή τιμή για το σύστημα. Η απαιτούμενη τιμή για την σχεδίαση του συστήματος είναι στα 2.8V.

VOUT_EN: Συνδέεται απευθείας στο VSTOR, ώστε να ενεργοποιηθεί ο buck converter και αποτελεί την ψηφιακή ένδειξη για την ενεργοποίηση ή την απενεργοποίηση του buck converter.

VOC_SAMP: Αποτελεί το pin δειγματοληψίας για τις λειτουργίες του συστήματος max power point tracking.

Σε αυτό το σημείο θα αναφέρουμε τα pins τα οποία συσχετίζονται με τον διαιρέτη των αντιστάσεων, καθώς και θα αναλύσουμε για το πως προκύπτει η εκάστοτε τιμή της κάθε αντίστασης.

VRDIV: Συνδέεται στην πάνω πλευρά του διαιρέτη των αντιστάσεων. Τα υπόλοιπα pins που είναι συνδεδεμένα στην μέση του διαιρέτη εξαρτώνται από αυτή την τάση πόλωσης.

OK_PROG: Συνδέεται στην μέση του διαιρέτη μεταξύ του VRDIV και του GND και συγκεκριμένα μεταξύ των αντιστάσεων ROK1 και ROK2.

OK_HYST: Συνδέεται στην μέση του διαιρέτη μεταξύ του VRDIV και του GND και συγκεκριμένα μεταξύ των αντιστάσεων ROK2 και ROK3. Απαιτούμε να έχουμε προδιαγραφές για το VBAT_OK στα 2.8V και 3.1V για το VBAT_OK_HYST. Δεδομένου ότι το R_{sum} θέλουμε να είναι 13MΩ και για τις 3 αντιστάσεις, τότε προκύπτουν οι τιμές 4.99MΩ, 6.65MΩ και 1.24MΩ αντίστοιχα.

VOUT_SET: Συνδέεται στην μέση του διαιρέτη τάσης μεταξύ του VRDIV και του GND και συγκεκριμένα μεταξύ των αντιστάσεων ROUT1 και ROUT2. Οι τιμές αυτές υπολογίζονται με προδιαγραφή η τάση εξόδου να είναι 3.3V και δεδομένου πρέπει το R_{sum} να είναι 15MΩ τότε οι τιμές είναι αντίστοιχα 5.49MΩ και 9.31MΩ.

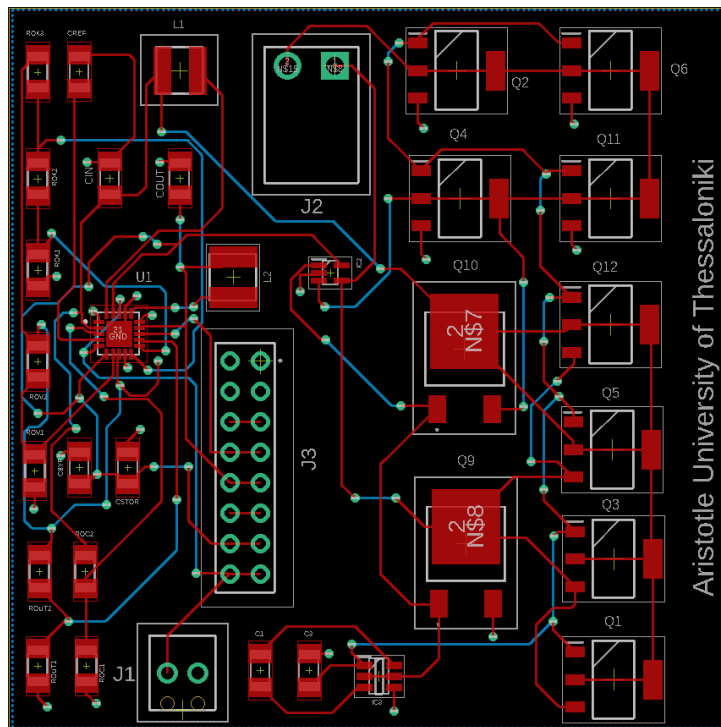
VBAT_OV: Συνδέεται στην μέση του διαιρέτη τάσης μεταξύ του VRDIV και του GND, ώστε να θέσει το threshold του VBAT. Η απαιτούμενη τιμή για την εφαρμογή με πηγή τάσης το πιεζοηλεκτρικό είναι στα 5V. Με βάση αυτή την προδιαγραφή προκύπτουν οι τιμές 5.76MΩ για την αντίσταση ROV1 και 10MΩ για την αντίσταση ROV2. (Δεδομένου ότι έχουμε $R_{sum}=16MΩ$). Η απόκλιση είναι λιγότερη από 1% σε σχέση με την επιθυμητή τιμή.

Από εκεί και πέρα πρέπει να αναφέρουμε και ότι από την στιγμή δεν θα τοποθετήσουμε μεγάλα φορτία στο σύστημα, η επιλογή του CSTORE είναι 4.7μF. Η τιμή του bypass πυκνωτή CBYP είναι 0.01μF που είναι και η τυπική. Οι τιμές των αντιστάσεων ανοικτού κυκλώματος ROC1, ROC2 όπου θέτουν έναν διαιρέτη καθώς συνδέεται το pin VOC_SAMP προκύπτουν πάλι από το datasheet του chip και είναι 8.06MΩ και 12MΩ δεδομένου ότι θέλουμε άθροισμα 20MΩ, όμως η τιμή τους εξαρτάται και από την τιμή της DC τάσης ανοικτού κυκλώματος, η οποία μπορεί να μεταβληθεί από διάφορους παράγοντες (αλλαγή τάσης τροφοδοσίας, μεγαλύτερη αντίσταση στην είσοδο ή μεγαλύτερο φορτίο στην έξοδο κλπ).

3.5. Συγκόλληση PCB

Φυσικό σχέδιο πλακέτας (Layout)

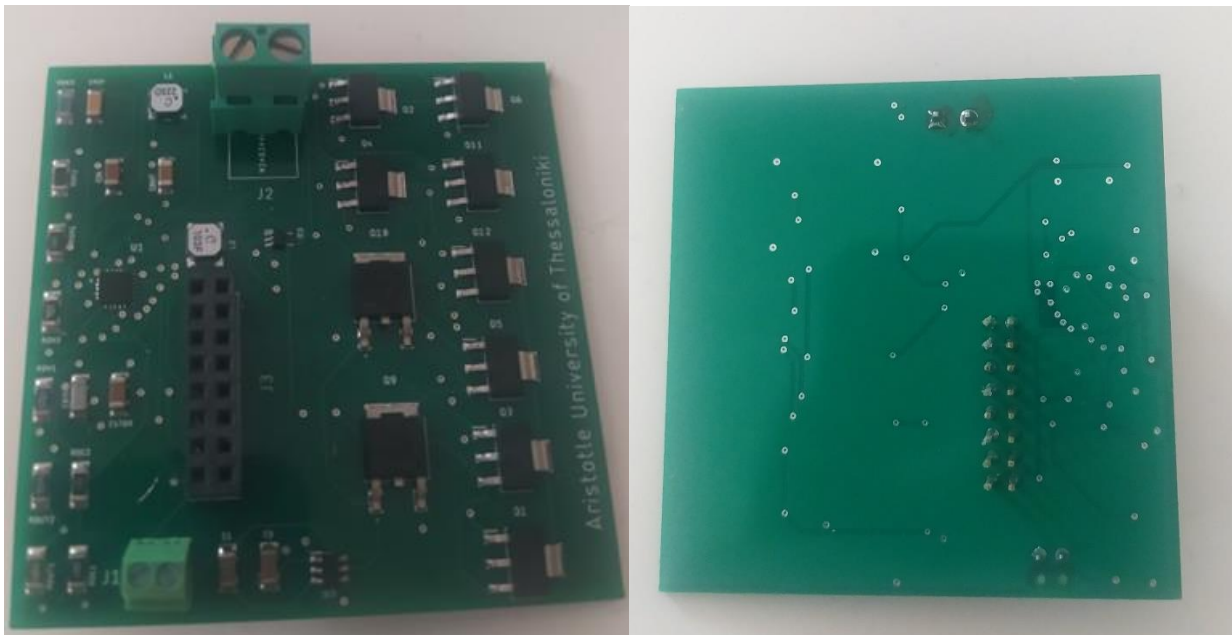
Η κατασκευαστική διαδικασία που περιγράψαμε πριν αφορά τον σχεδιασμό του σχηματικού του συστήματος. Η δημιουργία μιας πλακέτας σε εικονική μορφή και μεταγενέστερα σε απτή μορφή απαιτεί την αντιστοίχιση του σχηματικού με το φυσικό σχέδιο. Οι παραδοχές σύμφωνα με τις οποίες θα δημιουργηθεί το layout καθορίζονται από τον χρήστη, ο οποίος θα χρησιμοποιήσει τις δυνατότητες του EAGLE για σχεδιασμό. Αυτή η διαδικασία ακολουθήθηκε και σε αυτή την διπλωματική, ώστε να υπάρξει το επιθυμητό αποτέλεσμα.



Σχήμα 3.7: Φυσικό σχέδιο πλακέτας

Αρχικά το layout αποτελείται από 2 layers, τα minimum, δηλαδή το top και το bottom. Όλα τα στοιχεία έχουν τοποθετηθεί στο top layer, καθώς ο όγκος τους δεν είναι τόσο μεγάλος, ώστε να στενεύει ο χώρος λόγω των προκαθορισμένων διαστάσεων. Οι διαστάσεις τις πλακέτας είναι 60.4 mm x 60.4 mm, καθώς κρίθηκε η απαραίτητη η παραγγελία μικρής πλακέτας για τα πειράματα. Όλα τα traces, τόσο τα top όσο και τα bottom έχουν πλάτος 6 mils, δηλαδή 0.1524 mm. Τα vias έχουν drill της τάξεως των 0.35mm. Ένας βασικός λόγος όπου τόσο τα traces όσο και τα vias έχουν τέτοια μεγέθη είναι διότι δεν χρειάζεται να υπολογίσουμε και να λάβουμε υπόψιν μεγάλο ρεύμα. Όσο αυξάνεται το μέγεθος στο φυσικό σχέδιο, τόσο περισσότερο ρεύμα μπορεί να διαρρέει το καλώδιο, όμως αυξάνεται και ο όγκος του στο σχέδιο. Ειδικά, σε πλακέτες μικρών διαστάσεων, όπως σε αυτή την διπλωματική, από την στιγμή που αναφερόμαστε σε μικρή τάση και σε μικρή ένταση ρεύματος τότε δεν χρειάζονται περιττή κατανάλωση χώρου. Επιπλέον, για τις μετρήσεις κρίθηκε απαραίτητη η επιλογή THT στοιχείων, ώστε να υπάρχει μεγαλύτερη ευελιξία. Τέτοια στοιχεία είναι το block υποδοχής του πιεζοηλεκτρικού (ή της γεννήτριας συχνοτήτων), το block σύνδεσης με το αποθηκευτικό στοιχείο (συνδεδεμένο στο VBAT), όσο και ο συνδετήρας πραγματοποίησης πειραμάτων μεταξύ του VSTOR και του VBAT. Η πλακέτα που έγιναν οι μετρήσεις και τα στοιχειώδη πειράματα φαίνεται στην παρακάτω εικόνα:

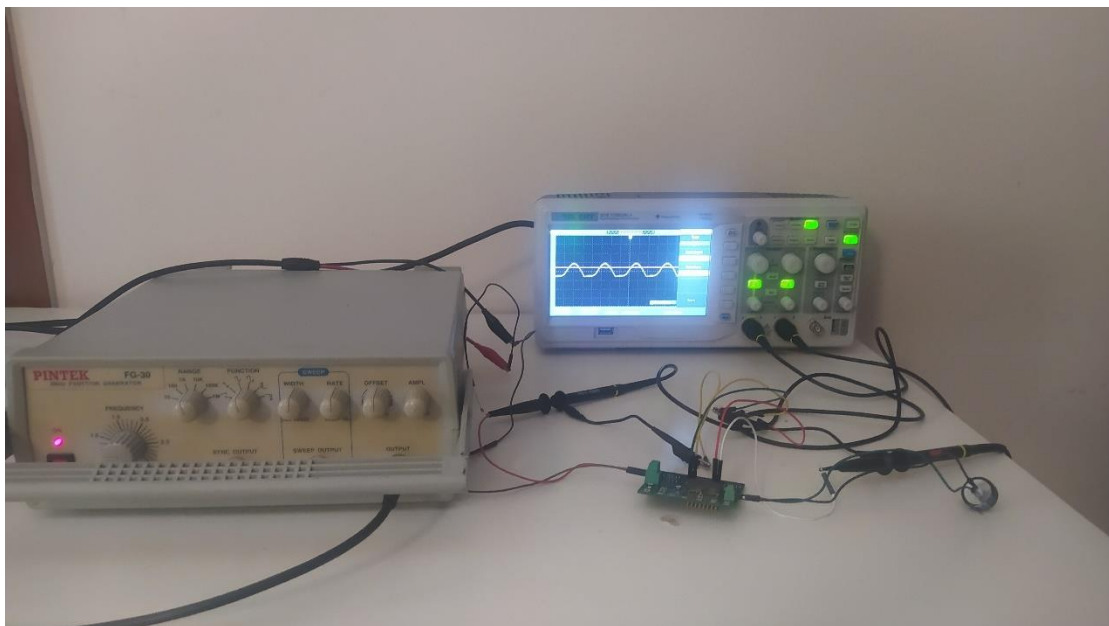
PCB



Εικόνα 3.8: Κατασκευασμένο PCB

ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ

Στην παρακάτω φωτογραφία παρατίθεται η πειραματική διάταξη που συγκροτήθηκε για τα διαγράμματα που θα αναλυθούν στο επόμενο κεφάλαιο. Αποτελείται από την γεννήτρια συχνοτήτων, από τον παλμογράφο, από την πλακέτα, όπως και από τα επιπλέον στοιχεία για διαφορετικές μετρήσεις (αντίσταση, υπερπυκνωτής κλπ.).



Εικόνα 3.9: Πειραματική διάταξη

4. ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ

4.1. Στάδια μετρήσεων

Στάδια μετρήσεων

- 1) Ηλεκτρολογικός έλεγχος
- 2) Μετρήσεις με γεννήτρια συχνοτήτων

Ηλεκτρολογικός έλεγχος

- Σύνδεση της γεννήτριας σε πρίζα χωρίς γείωση, ώστε να μην επηρεάζεται η λειτουργία της πλακέτας.
- Εύρεση DC συνιστώσας της γεννήτριας.

Μετρήσεις με γεννήτρια συχνοτήτων

Βήματα:

- Συνδέω την γεννήτρια στον παλμογράφο, ώστε να έχω ένδειξη $V_{pp}=3-3,5V$.
- Αρχική συχνότητα στα 500Hz
- Επιπλέον συχνότητες μετρήσεων 600Hz και 800Hz.
- Σύνδεση των ακροδεκτών της γεννήτριας με την είσοδο της πλακέτας. Μεταξύ της γεννήτριας και της πλακέτας συνδέουμε μια αντίσταση της τάξεως των 10Ω/100Ω.
- Το ένα κανάλι του παλμογράφου είναι σταθερά συνδεδεμένο στην είσοδο, ώστε να παρατηρούμε πόσο κόβεται η τάση εισόδου. Η γείωση του καλωδίου του παλμογράφου είναι συνδεδεμένη με την γείωση της πλακέτας.
- Το ίδιο ισχύει και για το δεύτερο κανάλι, όπου η γείωση του καλωδίου θα είναι και αυτή συνδεδεμένη στην γείωση της πλακέτας.

Στον header που έχουμε κολλήσει στην πλακέτα συνδέουμε ένα καλώδιο με το pin VSTOR από το chip.

- Εκεί συνδέω το δεύτερο κανάλι του παλμογράφου.
- Στο φορτίο δεν έχω συνδέσει κάποιον πυκνωτή, όπως και στο VSTOR.
- Στο επόμενο βήμα, συνδέω έναν ηλεκτρολυτικό πυκνωτή 100μF στο VSTOR.
- Παρατηρώ σε κάθε περίπτωση πως συμπεριφέρεται το δεύτερο κανάλι του παλμογράφου συγκριτικά με το πρώτο.

- Στο επόμενο βήμα συνδέω στο φορτίο έναν πυκνωτή 100μF. Στο VSTOR παραμένει συνδεδεμένος ο έτερος πυκνωτής.
- Στο επόμενο βήμα βραχυκυκλώνω το VBAT με το VSTOR και παρατηρώ τον παλμογράφο.
- Στις άνωθεν περιπτώσεις μετρώ και τις τιμές του VBAT pin του chip.
- Επαναλαμβάνω τα βήματα για όλες τις συχνότητες που μας ενδιαφέρουν.
- Επαναλαμβάνω τα βήματα και για έναν υπερπυκνωτή χωρητικότητας 0.47F στην έξοδο.
- Μέτρηση χρόνου φόρτισης υπερπυκνωτή

4.2. Γεννήτρια παραγωγής συχνοτήτων ως πηγή εισόδου

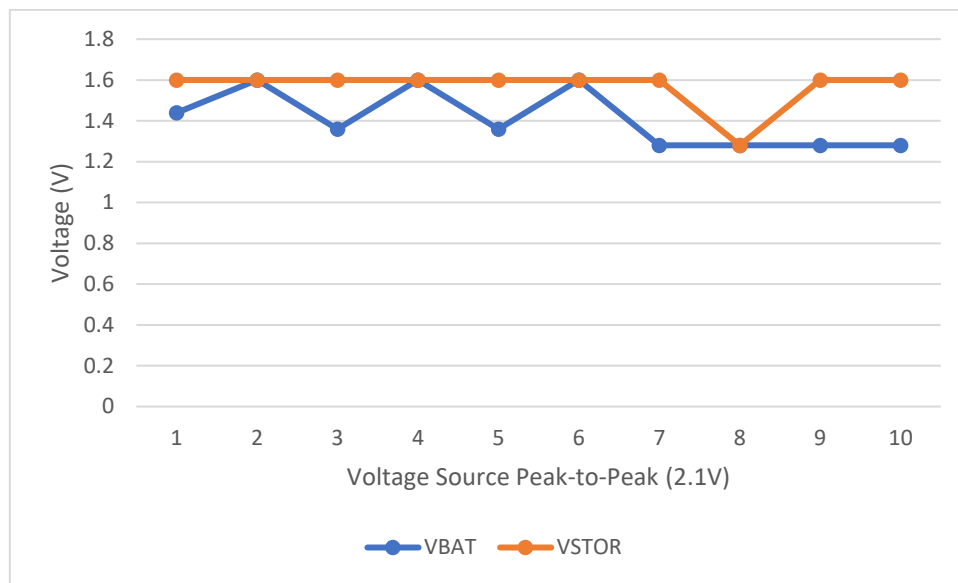
Σύμφωνα με το πλάνο πειραμάτων που αναφέρθηκε παραπάνω, η προσομοίωση της εισόδου που λαμβάνεται από ένα πιεζοηλεκτρικό που παράγει συγκεκριμένη τάση μετά από μηχανική διέγερση, θα γίνει μέσω της χρήσης γεννήτριας παραγωγής σημάτων. Η τάση που δίνεται ως είσοδος κυμαίνεται σε εύρος τιμών που μπορεί να αντέξει το σύστημα, αλλά και είναι αναμενόμενες με βάση το σύστημα συγκομιδής ενέργειας. Για τις μετρήσεις στην είσοδο και στην έξοδο του συστήματος χρησιμοποιήθηκε ένας παλμογράφος με την χρήση και των δύο καναλιών. Τα δύο όργανα (γεννήτρια και παλμογράφος) συνδέθηκαν σε καλώδια χωρίς γείωση, ώστε να διασφαλιστεί η μη αλλοίωση των μετρήσεων. Επιπλέον, μεταξύ της γεννήτριας και της πλακέτας συνδέθηκε μία αντίσταση με τιμή 10Ω. Τέλος, οι περισσότερες εργοστασιακές γεννήτριες έχουν εσωτερική αντίσταση με τιμή κοντά στα 50Ω, κάτι το οποίο πρέπει να ληφθεί υπόψιν για την προσπάθεια επίτευξης impedance matching με το ανάλογο φορτίο στην έξοδο. Με την ίδια λογική, θα πρέπει να είναι γνωστή και η εμπέδηση του πιεζοηλεκτρικού για μετρήσεις σε πραγματική διάταξη. Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν για τιμές εισόδου 2.1V και 3.3V, καθώς και για συχνότητες των 500Hz, 600Hz και 800Hz. Ωστόσο, οι πειραματικές μετρήσεις δεν ήταν οι αναμενόμενες, αν και είχαμε φόρτιση του υπερπυκνωτή, καθώς οι προδιαγραφές που επιλέξαμε ήταν διαφορετικές από αυτές που επιλέξαμε. Ενδεικτικά, οι προδιαγραφές αυτές είναι VBAT_OV=5V, VBAT_OK_HYST=3.1V, VBAT_OK=2.8V, VOUT=3.3V.

4.2.1. Μετρήσεις σε VBAT, VSTOR για είσοδο 2.1V και αντίσταση 10Ω

Στα ακόλουθα διαγράμματα έχουν πραγματοποιηθεί σειριακές μετρήσεις διαφορετικών συνθηκών. Στον οριζόντιο άξονα παρατίθενται οι μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν όπως έγινε η περιγραφή στο πλάνο πειραμάτων. Κατά σειρά αυτές είναι: 1) Κανένας πυκνωτής στο VSTOR, κανένας πυκνωτής στο VBAT, 2) Κανένας πυκνωτής στο VSTOR, κανένας πυκνωτής στο

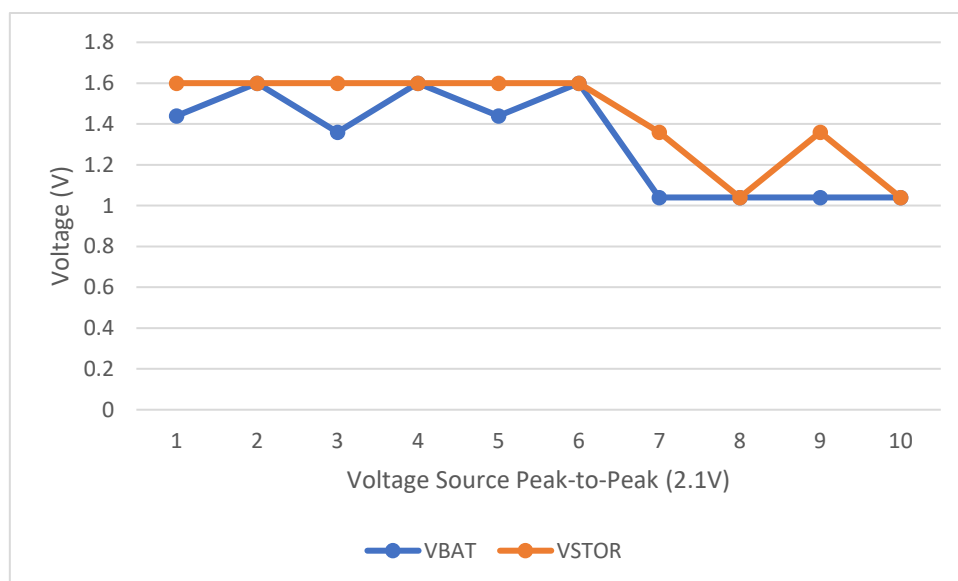
VBAT (βραχυκυκλωμένα), 3) Πυκνωτής των 100μF στο VSTOR, κανένας πυκνωτής στο VBAT, 4) Πυκνωτής των 100μF στο VSTOR, κανένας πυκνωτής στο VBAT (βραχυκυκλωμένα), 5) Πυκνωτής των 100μF στο VSTOR, πυκνωτής των 100μF στο VBAT, 6) Πυκνωτής των 100μF στο VSTOR, πυκνωτής των 100μF στο VBAT (βραχυκυκλωμένα), 7) Πυκνωτής των 100μF στο VSTOR, υπερπυκνωτής των 0.47F στο VBAT, 8) Πυκνωτής των 100μF στο VSTOR, υπερπυκνωτής των 0.47F στο VBAT (βραχυκυκλωμένα), 9) Κανένας πυκνωτής στο VSTOR, υπερπυκνωτής των 0.47F στο VBAT, 10) Κανένας πυκνωτής στο VSTOR, υπερπυκνωτής των 0.47F στο VBAT (βραχυκυκλωμένα).

Συχνότητα: 500 Hz



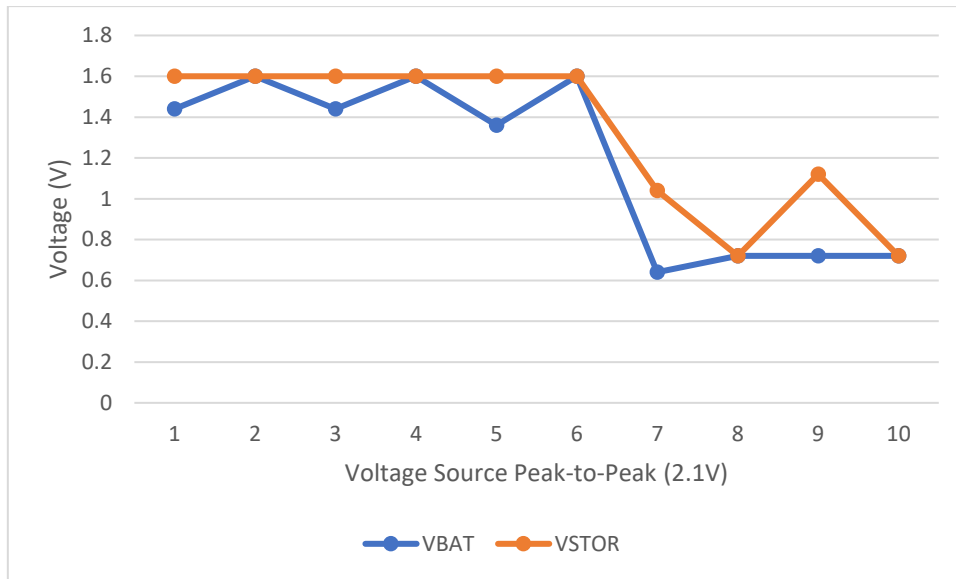
Σχήμα 4.1: Διάγραμμα Εισόδου V_{pp} -VBAT/VSTOR (500Hz-2.1V)

Συχνότητα: 600 Hz



Σχήμα 4.2: Διάγραμμα Εισόδου V_{pp} -VBAT/VSTOR (600Hz-2.1V)

Συχνότητα: 800 Hz

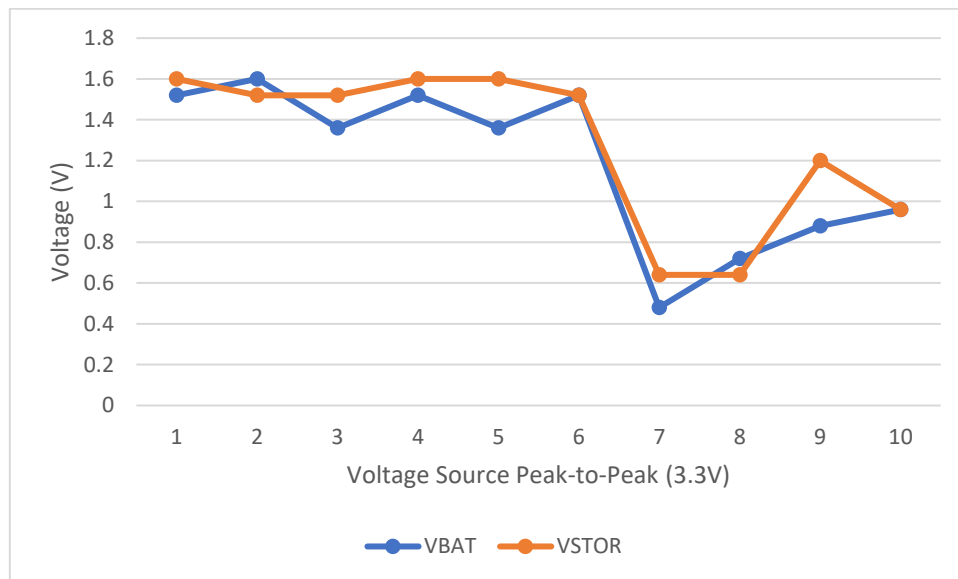


Σχήμα 4.3: Διάγραμμα Εισόδου V_{pp} -VBAT/VSTOR (800Hz-2.1V)

Ένα αρκετά βασικό συμπέρασμα που προκύπτει από τα διαγράμματα διαφορετικών συνθηκών σε διακριτές συχνότητες είναι ότι το impedance του υπερπυκνωτή είναι τέτοιο ώστε να επηρεάζεται η τάση τόσο στο VSTOR όσο και το VBAT. Για την επίλυση αυτού του ζητήματος απαιτείται η χρήση κατάλληλου χωρητικού στοιχείου στην είσοδο, το οποίο θα κάνει όσο το δυνατόν λιγότερο mismatch με το φορτίο στην έξοδο. Επιπλέον, στα πειράματα όπου έχει γίνει βραχυκύκλωση τόσο του VBAT όσο και του VSTOR, οι τιμές που λαμβάνονται είναι από ίδιες έως αρκετά κοντά (με μικρή απόκλιση). Σε αυτό το σημείο θα πρέπει να αναφέρουμε ότι δεδομένης της χρήσης αντίστασης 10Ω μεταξύ της πλακέτας και των ακροδεκτών της γεννήτριας, η τάση εισόδου που τροφοδοτεί την πλακέτα είναι μειωμένη. Για συχνότητα 500 Hz, το κανάλι του παλμογράφου μετράει την τάση V_{pp} που τροφοδοτεί το κύκλωμα, η οποία έχει εύρος 1.3V-1.4V. Για συχνότητα 600 Hz, η τάση εισόδου του κυκλώματος ανόρθωσης είναι μεταξύ 1.2-1.3V, ενώ για συχνότητα 800 Hz η τάση εισόδου είναι 1.1V-1.2V.

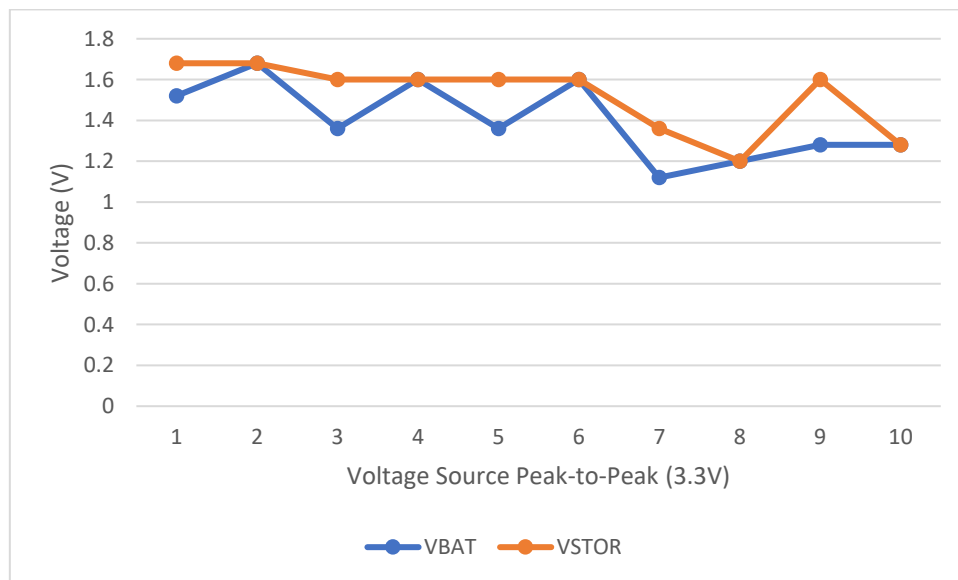
4.2.2. Μετρήσεις σε VBAT, VSTOR για είσοδο 3.3V και αντίσταση 10Ω

Συχνότητα: 500 Hz



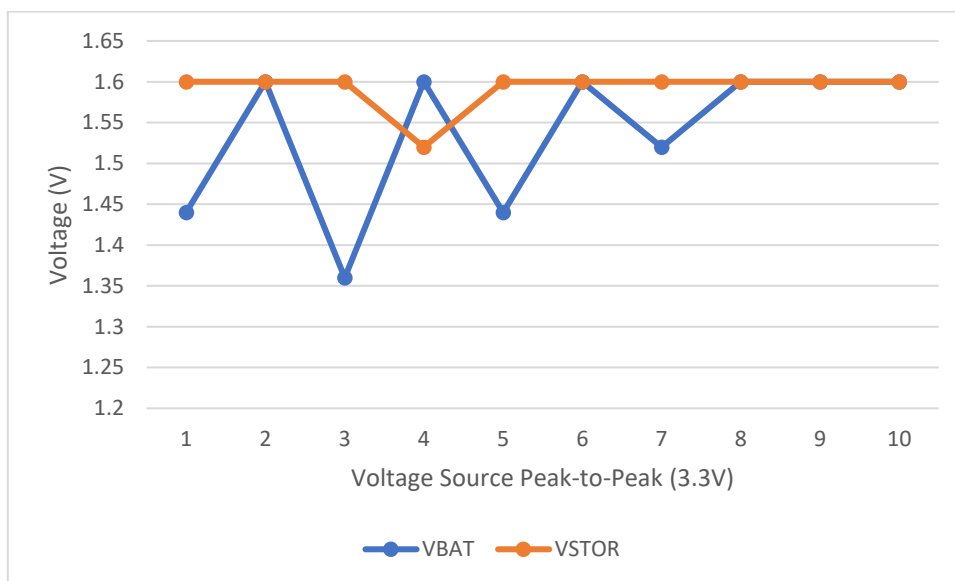
Σχήμα 4.4: Διάγραμμα Εισόδου V_{pp} -VBAT/VSTOR (500Hz-3.3V)

Συχνότητα: 600 Hz



Σχήμα 4.5: Διάγραμμα Εισόδου V_{pp} -VBAT/VSTOR (600Hz-3.3V)

Συχνότητα: 800 Hz



Σχήμα 4.6: Διάγραμμα Εισόδου V_{pp} -VBAT/VSTOR (800Hz-3.3V)

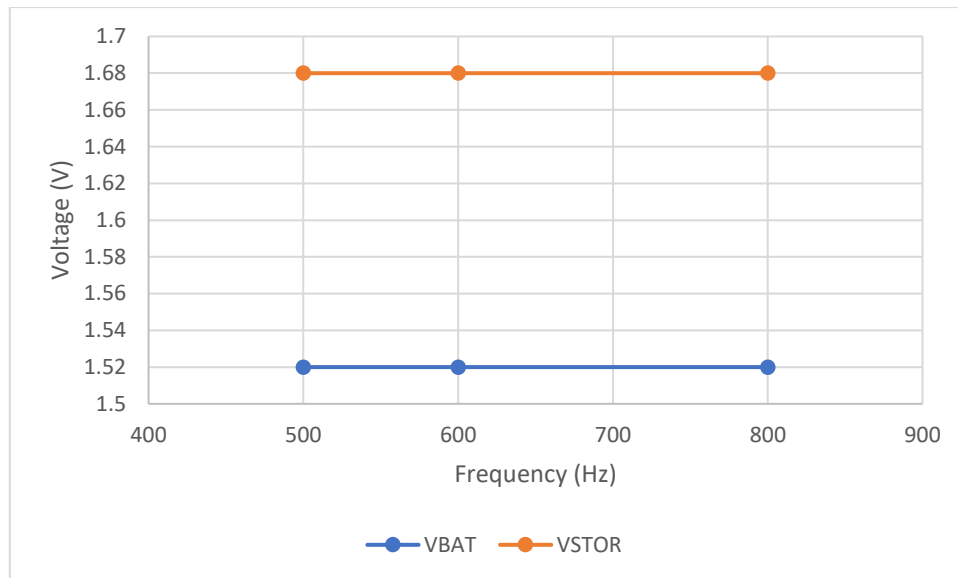
Στα πειραματικά αποτελέσματα που αφορούν την γεννήτρια τάση των 3.3V, παρατηρείται απότομη μείωση της τάσης φόρτισης στις μετρήσεις όπου έχουμε συνδέσει τον υπερπυκνωτή και με συχνότητα 500Hz. Ο βασικότερος λόγος είναι ότι δημιουργείται έντονο mismatch μεταξύ των σύνθετων αντιστάσεων, επομένως ελαττώνεται αρκετά η τάση στο VBAT και στο VSTOR (ακολουθώντας και στις μετρήσεις όπου είναι βραχυκυκλωμένα). Μία ακόμη βασική παρατήρηση είναι ότι το ανώτατο επίπεδο τάσης παραμένει περίπου το ίδιο και στις τρεις συχνότητες, ενώ δεν υπάρχει και τόσο μεγάλη απόκλιση από τις μετρήσεις με γεννήτρια τάση τα 2.1V. Η συχνότητα που παρατηρήθηκαν οι μικρότερες αυξομειώσεις για τους διάφορους συνδυασμούς μετρήσεων είναι αυτή των 600Hz.

4.2.3 Μετρήσεις σε συχνότητες 500 Hz, 600 Hz, 800 Hz

Σε αυτό το υποκεφάλαιο δημιουργήθηκαν διαγράμματα διασποράς, ώστε να σχολιαστεί το πόσο μεγάλη αυξομείωση υπάρχει για κάθε πείραμα για κάθε επιλεγμένη συχνότητα, δεδομένης μίας τάσης εισόδου. Ο βασικός λόγος είναι για να παρατηρηθεί πόσο η αλλαγή συχνότητας, συναρτήσει της τάσης εισόδου, επηρεάζει την παραγόμενη τάση.

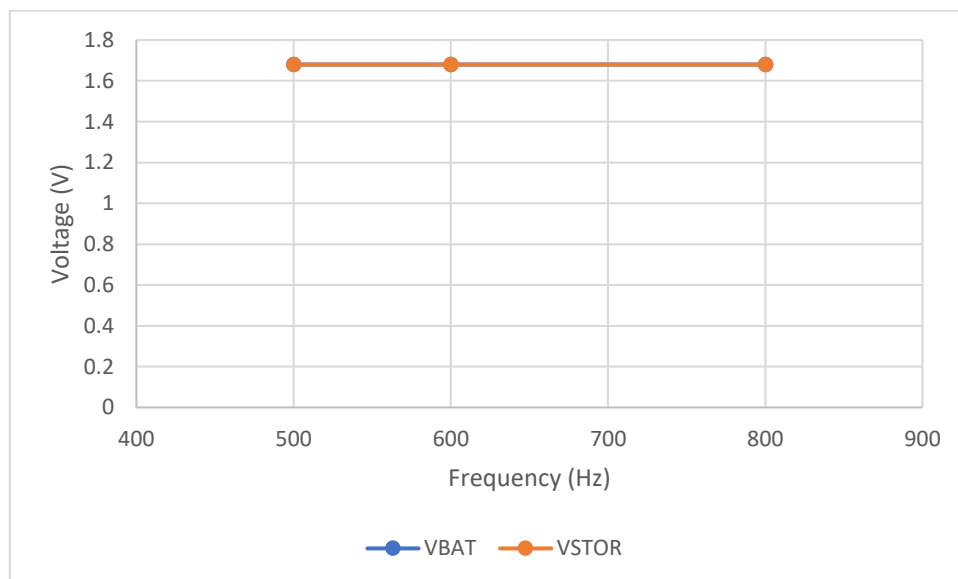
4.2.3.1 Τάση εισόδου 2.1 V

Σε αυτό το διάγραμμα παραθέτουμε τις μετρήσεις του VBAT και του VSTOR, χωρίς να έχουμε συνδέσει κάποιον πυκνωτή. Το αποτέλεσμα δείχνει ότι το VBAT παραμένει σταθερό στα 1.52V και το VSTOR παραμένει επίσης σταθερό στα 1.68V.



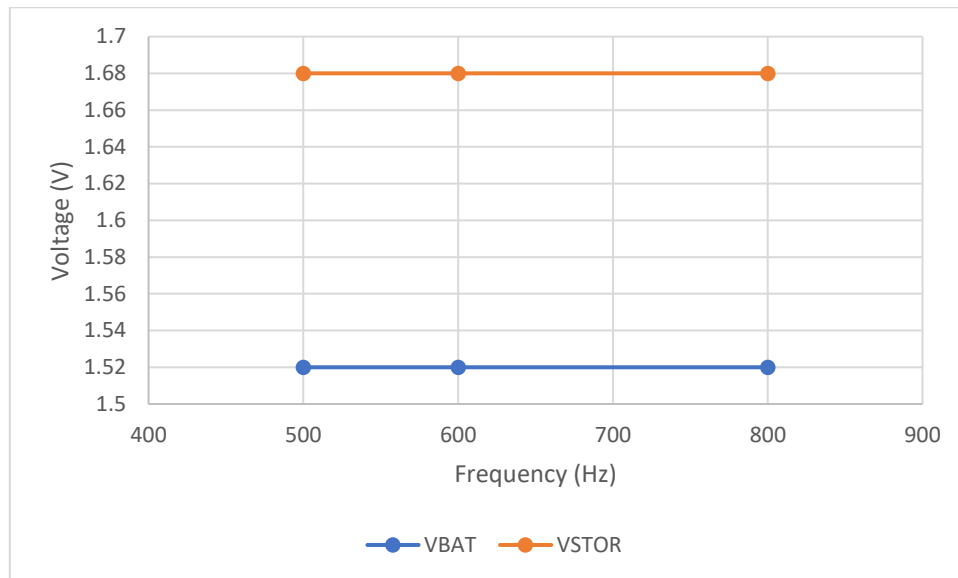
Σχήμα 4.7: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (χωρίς πυκνωτές)

Σε αυτό το διάγραμμα παραθέτουμε τις μετρήσεις του VBAT και του VSTOR, χωρίς να έχουμε συνδέσει κάποιον πυκνωτή, όμως τα έχουμε βραχυκυκλώσει μεταξύ τους εξωτερικά μέσω του συνδετήρα. Το αποτέλεσμα δείχνει ότι το VBAT και το VSTOR έχουν σταθερή τιμή στα 1.68V. Συγκριτικά με το προηγούμενο διάγραμμα παρατηρούμε ότι το VBAT ταυτίζεται με το VSTOR και αυξάνεται κατά 160mV.



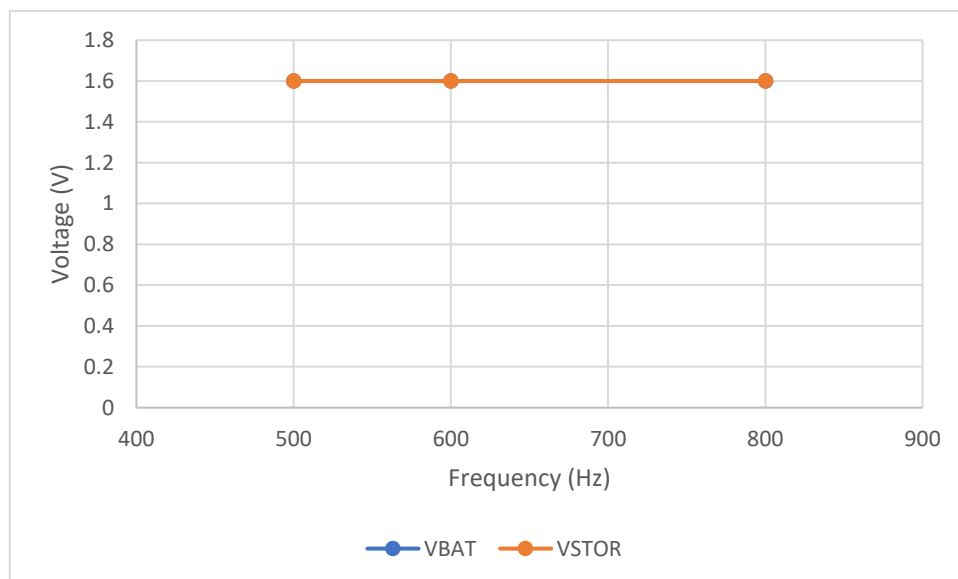
Σχήμα 4.8: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (βραχυκυκλωμένα και χωρίς πυκνωτές)

Σε αυτό το διάγραμμα παραθέτουμε τις μετρήσεις του VBAT και του VSTOR έχοντας συνδέσει έναν ηλεκτρολυτικό πυκνωτή 100μF στο VSTOR. Το αποτέλεσμα δείχνει ότι το VBAT παραμένει σταθερό στα 1.52V και το VSTOR παραμένει επίσης σταθερό στα 1.68V. Η διαφορά με τα προηγούμενα διαγράμματα είναι ότι με την απενεργοποίηση της τροφοδοσίας, το VSTOR εκφορτίζεται στον πυκνωτή.



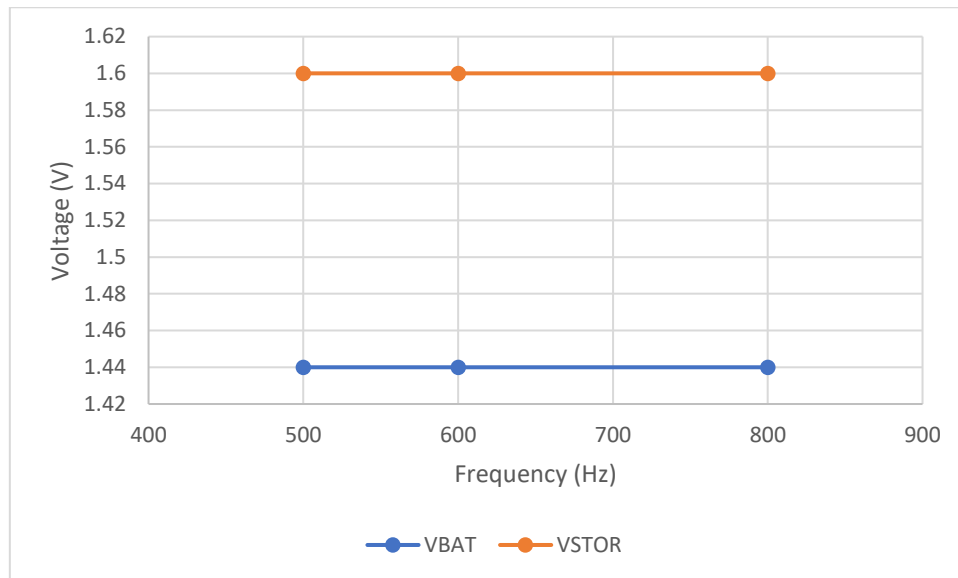
Σχήμα 4.9: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (ηλεκτρολυτικός πυκνωτής στο VSTOR)

Σε αυτό το διάγραμμα παραθέτουμε τις μετρήσεις του VBAT και του VSTOR, έχοντας συνδέσει έναν ηλεκτρολυτικό πυκνωτή των 100μF στο VSTOR, όμως τα έχουμε βραχυκυκλώσει μεταξύ τους εξωτερικά μέσω του συνδετήρα. Το αποτέλεσμα δείχνει ότι το VBAT και το VSTOR έχουν σταθερή τιμή στα 1.6V. Συγκριτικά με το προηγούμενο διάγραμμα παρατηρούμε ότι το VBAT αυξάνεται κατά 80mV.



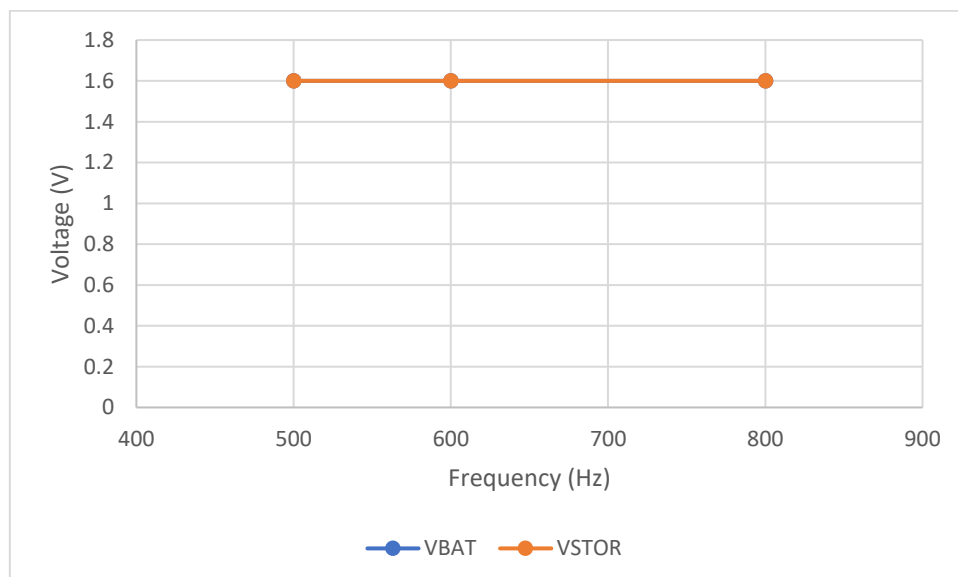
Σχήμα 4.10: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (βραχυκυκλωμένα και ηλεκτρολυτικός πυκνωτής στο VSTOR)

Σε αυτό το διάγραμμα παραθέτουμε τις μετρήσεις του VBAT και του VSTOR έχοντας συνδέσει έναν ηλεκτρολυτικό πυκνωτή 100μF στο VSTOR και στο VBAT. . Το αποτέλεσμα δείχνει ότι το VBAT παραμένει σταθερό στα 1.44V και το VSTOR παραμένει επίσης σταθερό στα 1.68V. Επομένως, με την χρήση πυκνωτή αρχίζει και παρατηρείται μικρή πτώση στην τάση του VBAT, αφού πλέον δεν είναι στον «αέρα».



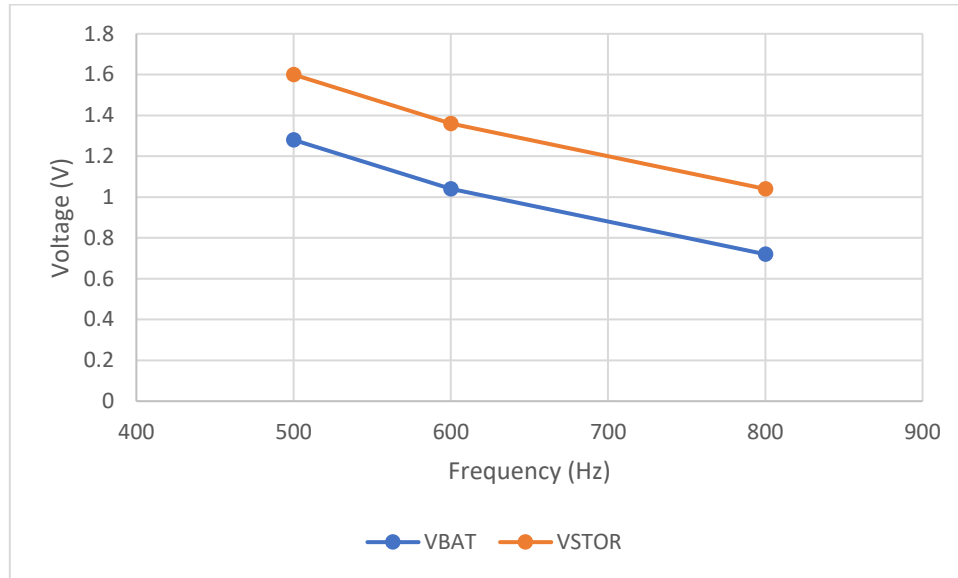
Σχήμα 4.11: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (ηλεκτρολυτικός πυκνωτής στο VSTOR και στο VBAT)

Σε αυτό το διάγραμμα παραθέτουμε τις μετρήσεις του VBAT και του VSTOR, έχοντας συνδέσει έναν ηλεκτρολυτικό πυκνωτή των 100μF και στα δύο, όμως τα έχουμε βραχυκυκλώσει μεταξύ τους εξωτερικά μέσω του συνδετήρα. Το αποτέλεσμα δείχνει ότι το VBAT και το VSTOR έχουν σταθερή τιμή στα 1.6V.



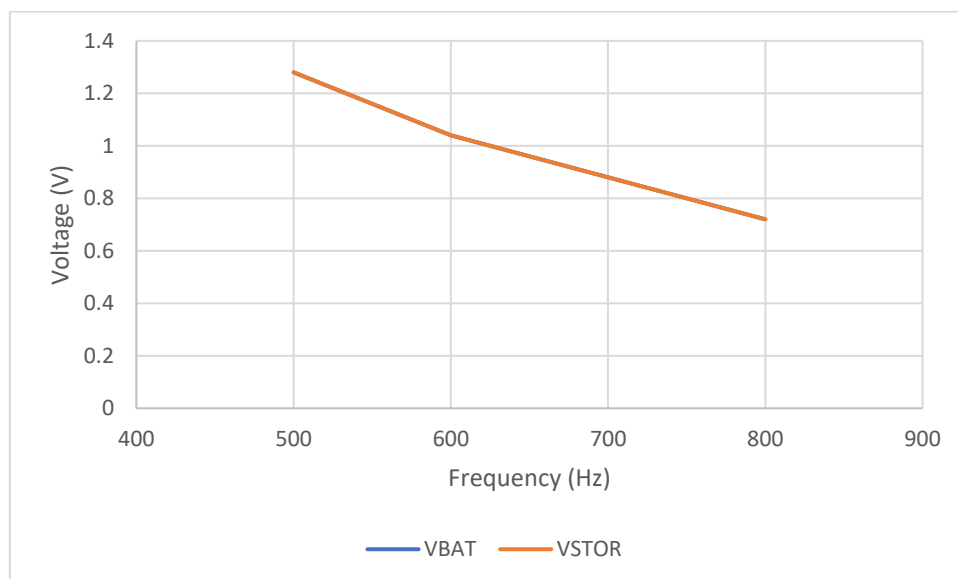
Σχήμα 4.12: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (βραχυκυκλωμένα και ηλεκτρολυτικός πυκνωτής στο VSTOR και στο VBAT)

Στο διάγραμμα αυτό έχουμε συνδέσει έναν ηλεκτρολυτικό πυκνωτή των 100μF στο VSTOR και έναν υπερπυκνωτή των 0.47F στο VBAT. Εδώ πέρα παρατηρούμε γραμμική μείωση με την αύξηση της συχνότητας, όπως και επίσης ότι αυτή η ελάττωση πραγματοποιείται με αναλογία μεταξύ VBAT και VSTOR. Μέγιστη τιμή για το VSTOR είναι 1.6V και ελάχιστη 1.04V, ενώ αντίστοιχα για το VBAT είναι 1.28 και 0.72V. Παρατηρούμε ότι η τάση φόρτισης πέφτει αισθητά συγκριτικά με τα προηγούμενα πειράματα.



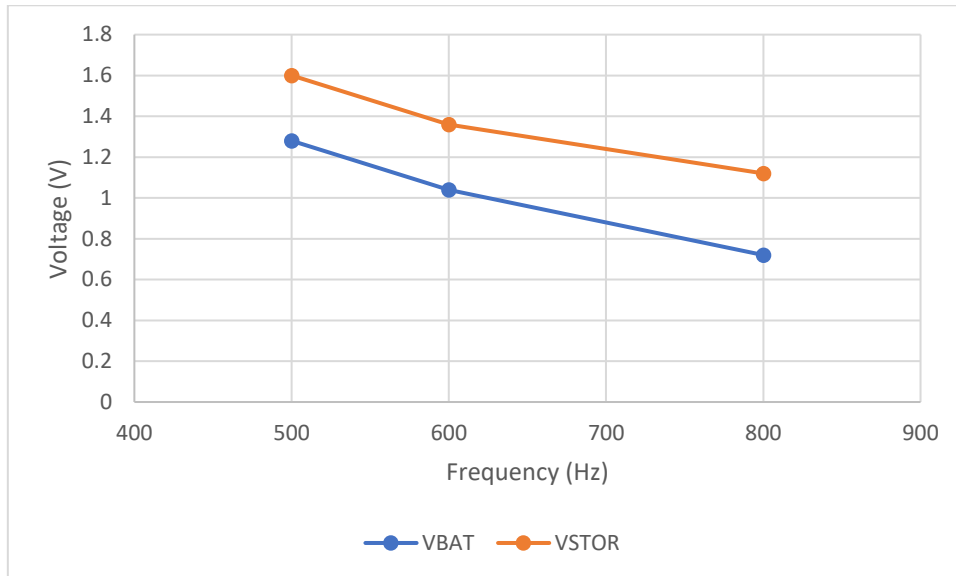
Σχήμα 4.13: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (ηλεκτρολυτικός πυκνωτής στο VSTOR και υπερπυκνωτής στο VBAT)

Στο διάγραμμα αυτό έχουν βραχυκυκλωθεί τα VBAT και VSTOR, ενώ είναι συνδεδεμένα με έναν ηλεκτρολυτικό πυκνωτή και έναν υπερπυκνωτή αντίστοιχα. Η μείωση είναι γραμμική για τις συχνότητες που μετράμε, ενώ οι τιμές που λαμβάνουν είναι ίδιες. Αυτές είναι 1.28V, 1.04V, 0.72V για συχνότητες 500Hz, 600Hz, 800Hz αντίστοιχα.



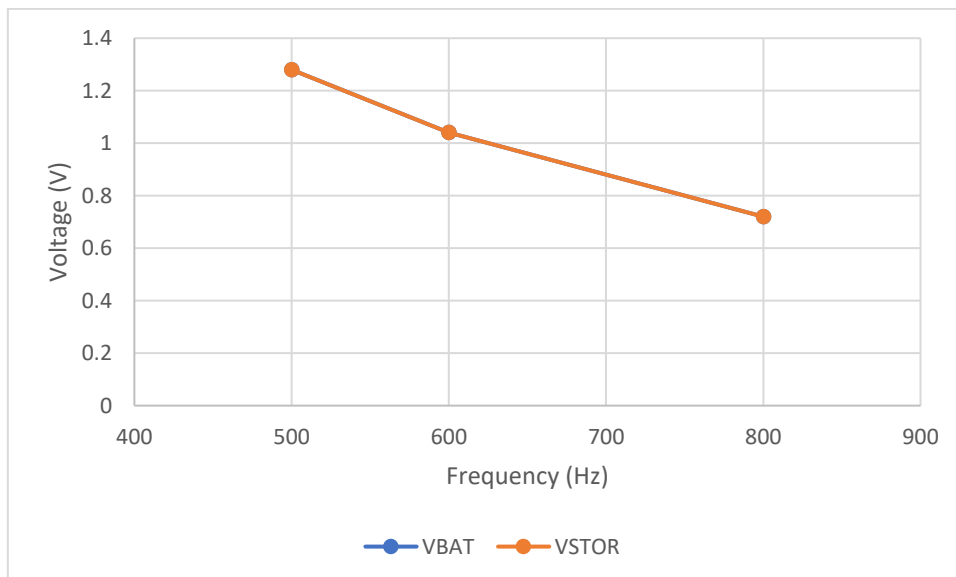
Σχήμα 4.14: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (ηλεκτρολυτικός πυκνωτής στο VSTOR και υπερπυκνωτής στο VBAT)

Σε αυτό το διάγραμμα, το VSTOR δεν είναι συνδεδεμένο με κάποιον πυκνωτή, ενώ το VBAT είναι συνδεδεμένο με τον υπερπυκνωτή 0.47F. Παρατηρείται και πάλι μείωση με γραμμικό τρόπο και για τα δύο pins με τις μέγιστες τιμές για το VSTOR και για το VBAT αντίστοιχα να είναι 1.6V και 1.28V και οι ελάχιστες 1.12V και 0.72V. Οι διαφορές είναι μικρές συγκριτικά με το πείραμα όπου είχαμε συνδέσει και τον ηλεκτρολυτικό πυκνωτή στο VSTOR.



Σχήμα 4.15: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (υπερπυκνωτής στο VBAT)

Σε αυτή την γραφική παράσταση, το VBAT και το VSTOR είναι βραχυκυκλωμένα με τον υπερπυκνωτή να είναι συνδεδεμένος στο VBAT και στο VSTOR να μην έχουμε συνδέσει κάτι εξωτερικά. Παρατηρείται ότι παίρνουν τις ίδιες τιμές, οι οποίες μειώνονται γραμμικά, όπως και επίσης ότι οι τιμές αυτές είναι ίδιες με τις μετρήσεις για το VBAT στο προηγούμενο πείραμα. Επομένως το VSTOR έχει μειωθεί.

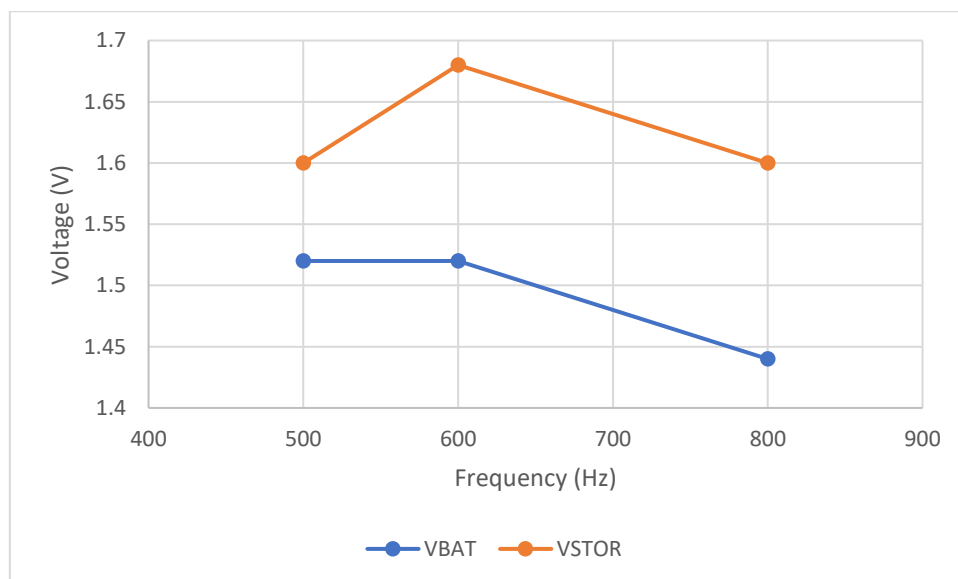


Σχήμα 4.16: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (βραχυκυκλωμένα και υπερπυκνωτής στο VBAT)

Σε αυτό το σημείο θα προβούμε σε ορισμένα συμπεράσματα που αφορούν τα προηγούμενα διαγράμματα. Αρχικά, για μεγαλύτερη διευκόλυνση, όλα τα σχήματα έχουν παρατεθεί με σειριακή σειρά όπως έγινε η περιγραφή στο πλάνο πειραμάτων. Η πρώτη παρατήρηση, και ίσως η πιο σημαντική, είναι ότι σε όλους τους συνδυασμούς που αφορούν το βραχυκύκλωμα του VBAT και του VSTOR, οι μετρήσεις ταυτίζονται. Για αποφυγή αυτού, μία πιθανή λύση είναι αύξηση της τάσης της γεννήτριας ή σύνδεση επιπλέον φορτίου στην έξοδο (ανάλογα με την μέτρηση) ώστε να αυξομειωθεί η τιμή. Επιπλέον, η τάση τροφοδοσίας του συστήματος (υπόψιν έχουμε συνδεδεμένη πάντα μία αντίσταση 10Ω) είναι λιγότερη από αυτή της γεννήτριας (όπως έχει μετρηθεί σε ανοιχτό κύκλωμα από τον παλμογράφο) και δεν ξεπερνάει σχεδόν ποτέ τα 1.1V. Με αυτό τον τρόπο αργεί και η φόρτιση του αποθηκευτικού στοιχείου. Ακόμη, μία σημαντική παρατήρηση είναι ότι η σύνδεση του υπερπυκνωτή δημιουργεί γραμμική μείωση της τάσης VSTOR και της τάσης VBAT. Όμως, αυτή η μείωση δεν γίνεται με τυχαίο τρόπο, αλλά, όπως παρατηρείται, πραγματοποιείται με αναλογία. Αυτό είναι φυσιολογικό, καθώς όταν επηρεάζεται π.χ. VSTOR με τον ίδιο ακριβώς τρόπο θα επηρεαστεί και το VBAT. Επιπλέον, στα αρχικά πειράματα χωρίς υπερπυκνωτή παρατηρείται ότι οι τιμές των VBAT και VSTOR παραμένουν αναλλοίωτες και για τις τρεις τιμές συχνότητας.

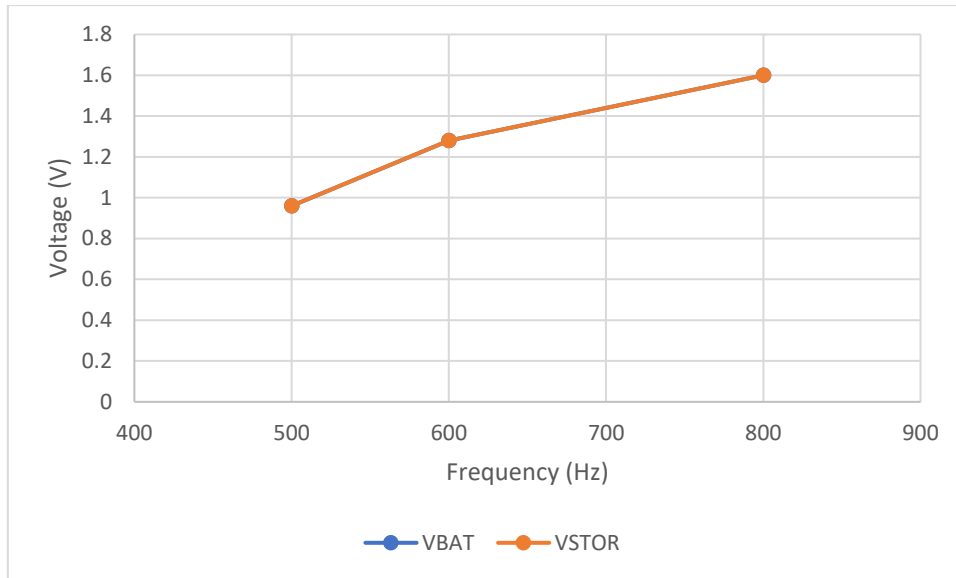
4.2.3.2 Τάση εισόδου 3.3 V

Από το διάγραμμα αυτό και στην συνέχεια θα έχουμε πειράματα με τάση τροφοδοσίας 3.3V. Σε αυτή την γραφικά παράσταση δεν έχουμε συνδέσει κάποιον πυκνωτή στα δύο pins. Παρατηρείται ότι το VSTOR λαμβάνει τιμή 1.6V για 500Hz και 800Hz ενώ για 600Hz λαμβάνει τιμή 1.68V. Αντίθετα το VBAT λαμβάνει τιμή 1.52V για 500Hz και 600Hz, ενώ για 800Hz πέφτει στα 1.44V. Συνεπώς, οι αυξομειώσεις των τιμών είναι της κλίμακας των 8mV.



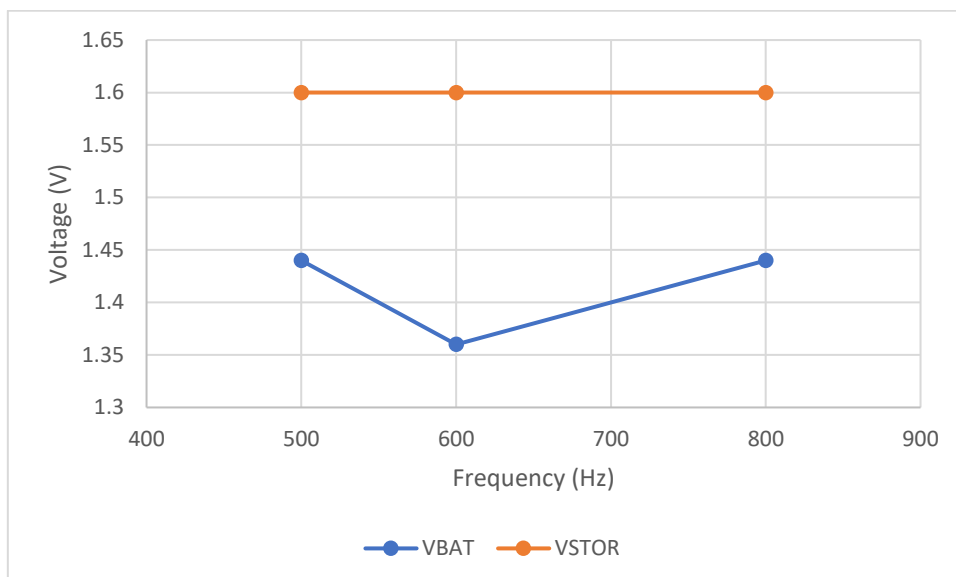
Σχήμα 4.17: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (χωρίς πυκνωτές)

Στο διάγραμμα παρακάτω, το VBAT και το VSTOR είναι βραχυκυκλωμένα. Δεν υπάρχει σύνδεση κάποιου πυκνωτή σε αυτά τα pins και παρατηρείται γραμμική αύξηση της τάσης με την αύξηση της συχνότητας. Οι τιμές και των δύο ταυτίζονται, με αυτές να είναι 0.96V, 1.28V, 1.6V κατά σειρά.



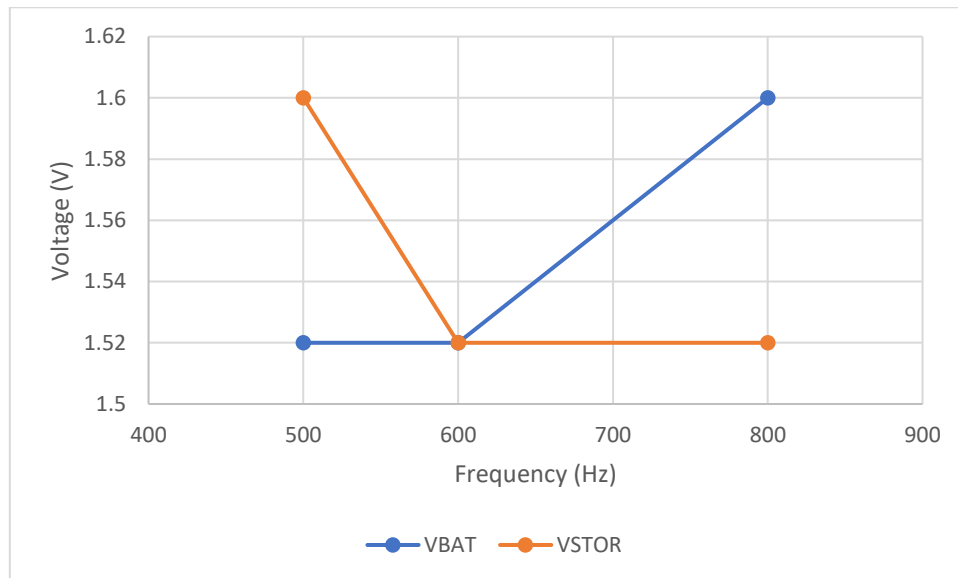
Σχήμα 4.18: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (βραχυκυκλωμένα)

Σε αυτό το πείραμα, το VSTOR είναι συνδεδεμένο με τον ηλεκτρολυτικό πυκνωτή των 100μF και το VBAT είναι στον «αέρα». Παρατηρείται σταθερότητα στην τιμή της τάσης του VSTOR (1.6V), ενώ στο VBAT μετρήθηκε η τιμή 1.44V, εκτός της συχνότητας 600Hz, όπου έπεσε στα 1.36V. Η διαφορά είναι απειροελάχιστη και συμπεραίνουμε ότι και οι δύο τιμές δεν γνωρίζουν μεταβολές σε γενικές γραμμές.



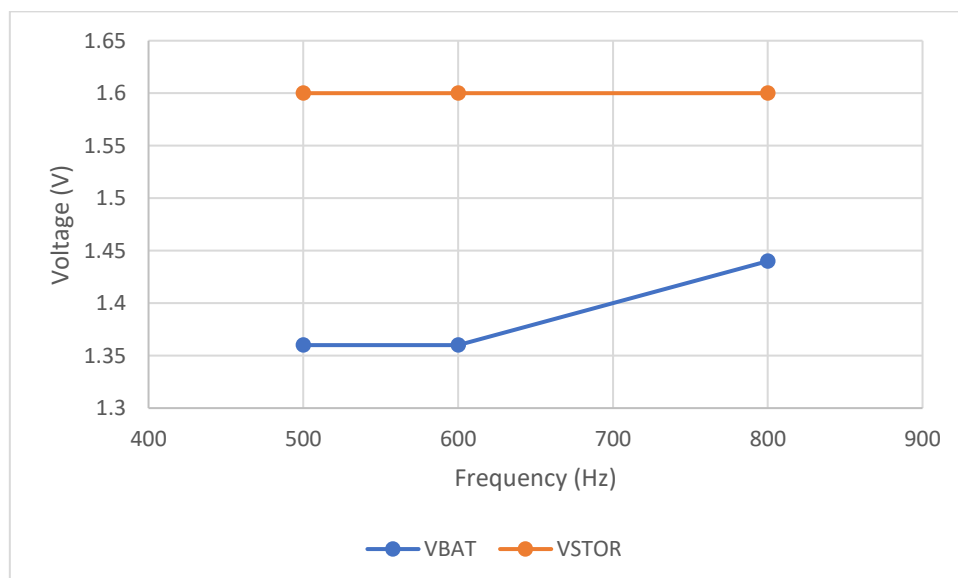
Σχήμα 4.19: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (ηλεκτρολυτικός πυκνωτής στο VSTOR)

Στο διάγραμμα αυτό βραχυκυκλώνονται τα VBAT, VSTOR. Στο VSTOR παραμένει συνδεδεμένος ο ηλεκτρολυτικός πυκνωτής. Παρατηρείται ιδιαίτερη αυξομείωση των τιμών. Αρχικά το VSTOR υπολογίζεται 1.6V και μειώνεται στα 1.52V για 600Hz και 800Hz. Το VBAT υπολογίζεται 1.52V, εκτός από τα 800Hz όπου γίνεται 1.6V. Συμπερασματικά, είναι η πρώτη φορά που παρατηρείται αντίστροφη αναλογία για τις δύο ποσότητες, αν και οι αποκλίσεις είναι μικρές.



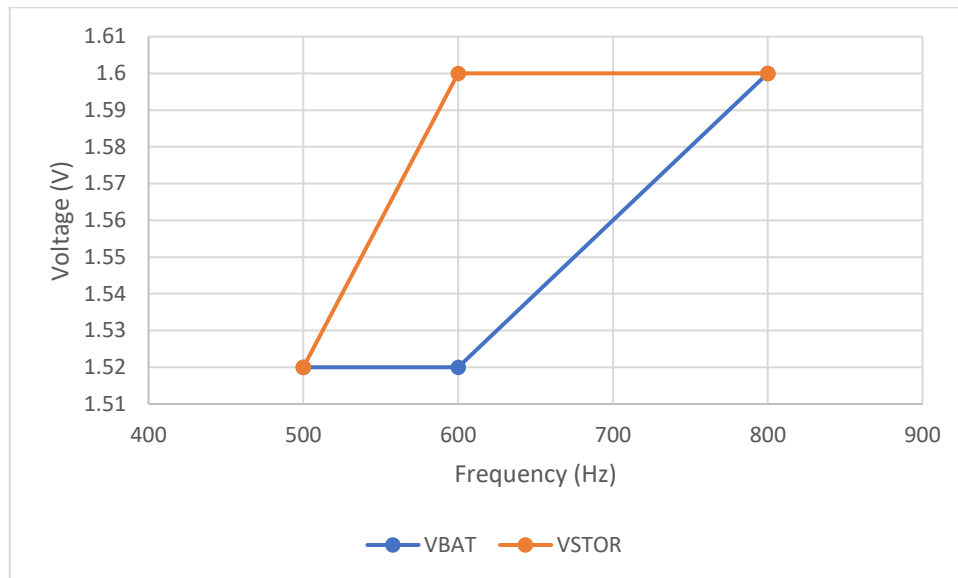
Σχήμα 4.20: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (βραχυκυκλωμένα και ηλεκτρολυτικός πυκνωτής στο VSTOR)

Στο διάγραμμα αυτό και το VBAT και το VSTOR συνδέονται με έναν ηλεκτρολυτικό πυκνωτή. Η τιμή του VSTOR παραμένει σταθερή στα 1.6V, ενώ η τιμή του VBAT υπολογίζεται 1.36V εκτός από τα 800Hz όπου λαμβάνει την τιμή 1.44V. Και σε αυτή την περίπτωση η απόκλιση είναι μικρή, επομένως και οι δύο ποσότητες παραμένουν σχετικά σταθερές.



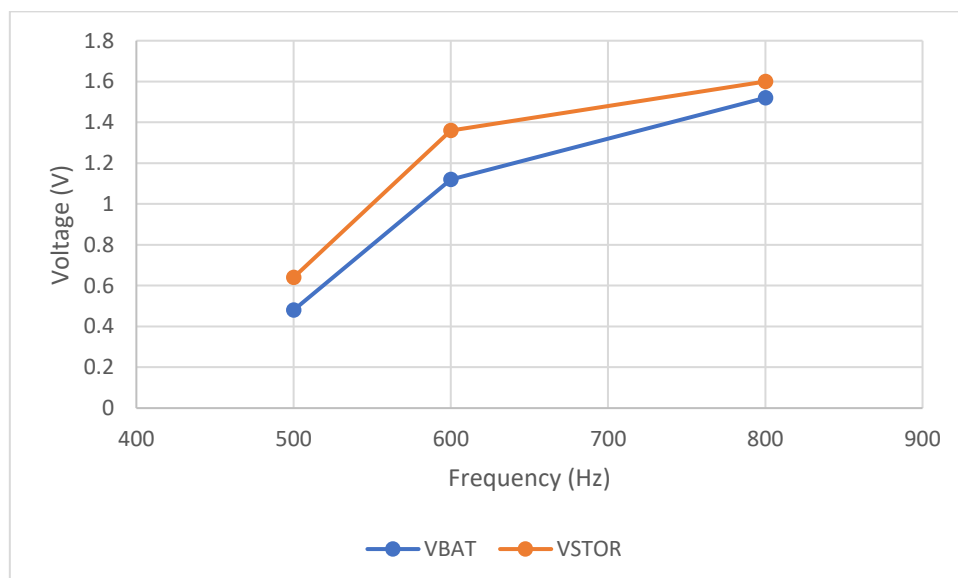
Σχήμα 4.21: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (ηλεκτρολυτικός πυκνωτής στο VSTOR και στο VBAT)

Το πείραμα αυτό πραγματεύεται την σύνδεση και των δύο pins με ηλεκτρολυτικούς πυκνωτές, ενώ είναι βραχυκυκλωμένα μεταξύ τους. Στο διάγραμμα παρατίθεται ότι το VSTOR λαμβάνει τιμή 1.52V για 500Hz και 1.6V για 600Hz, 800Hz. Το VBAT λαμβάνει τιμή 1.52V για 500Hz, 600Hz και 1.6V για 800Hz. Συμπερασματικά, αν και η μορφή της γραφικής παράστασης φαίνεται ιδιαίτερη λόγω της κλίμακας, η απόκλιση είναι και πάλι πολύ μικρή.



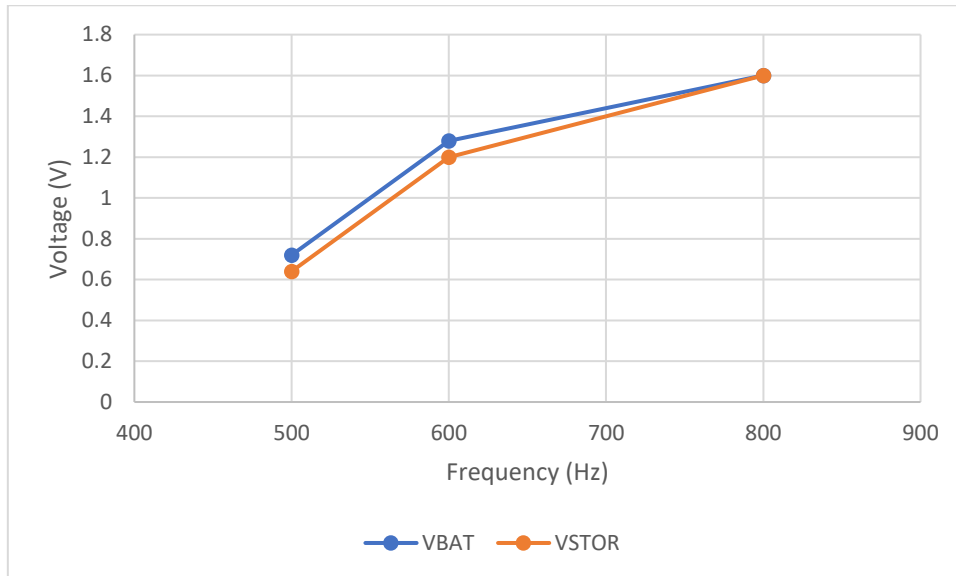
Σχήμα 4.22: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (βραχυκυκλωμένα και ηλεκτρολυτικός πυκνωτής στο VSTOR και στο VBAT)

Στο διάγραμμα αυτό παραμένει συνδεδεμένος ο ηλεκτρολυτικός πυκνωτής στο VSTOR και στο VBAT συνδέεται ο υπερπυκνωτής. Η αύξηση και των δύο τιμών είναι σχεδόν και γραμμική. Το VBAT ξεκινάει από 0.48V και κορυφώνεται στα 1.5V, ενώ το VSTOR ξεκινάει από 0.64V και ανέρχεται μέχρι τα 1.6V.



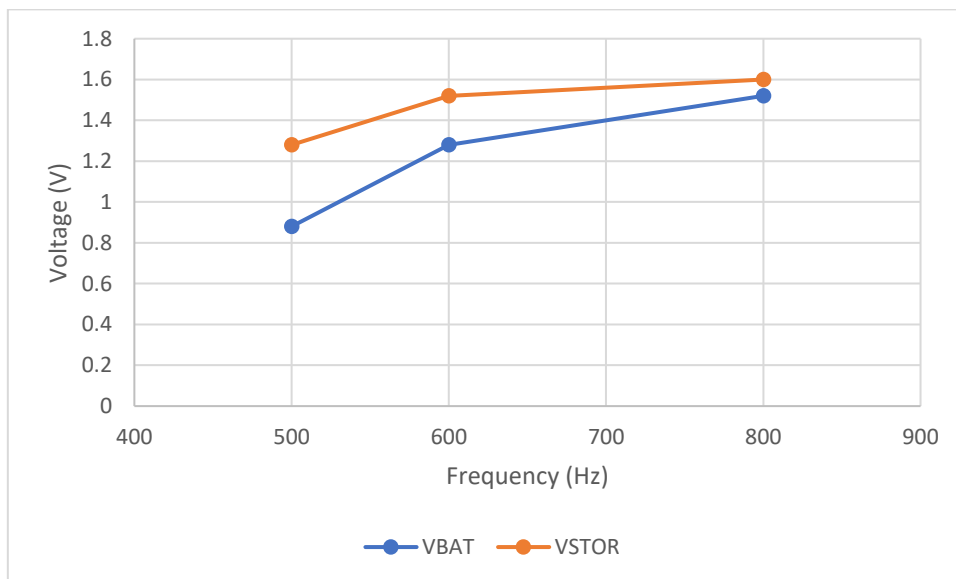
Σχήμα 4.23: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (ηλεκτρολυτικός πυκνωτής στο VSTOR και υπερπυκνωτής στο VBAT)

Στο διάγραμμα αυτό παραμένει η ίδια συνδεσμολογία με πριν, μόνο που σε αυτό το πείραμα θα βραχυκυκλωθούν τα pins μεταξύ τους. Συγκρίνοντας αυτή την γραφική παράσταση με την προηγούμενη, παρατηρείται ότι η αύξηση της τάσης είναι και πάλι γραμμική με την συχνότητα, όπως και επίσης ότι οι τιμές είναι ακόμα πιο κοντά μεταξύ τους. Σημαντική παρατήρηση ότι στα 800Hz οι τιμές των VBAT και VSTOR ταυτίζονται στα 1.6V.



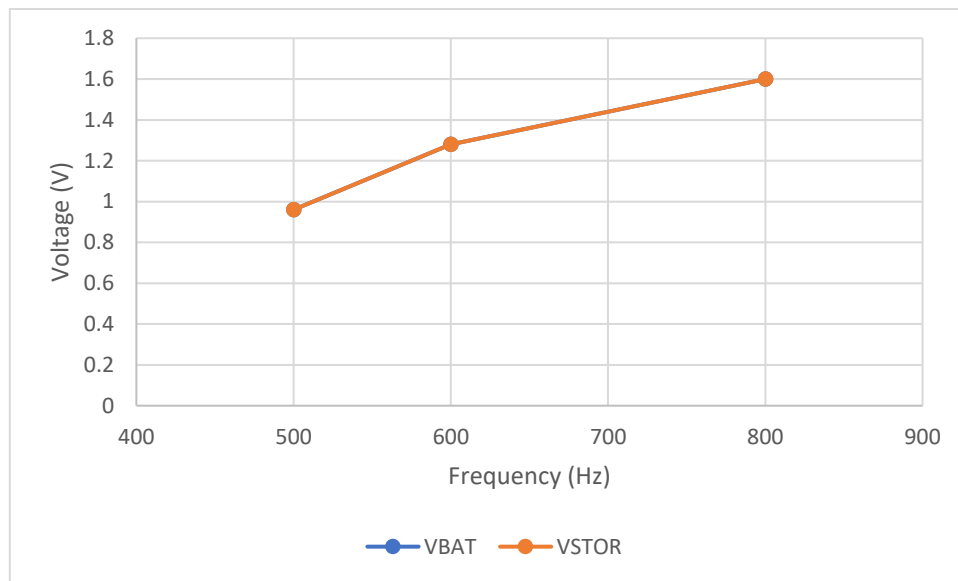
Σχήμα 4.24: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (βραχυκυκλωμένα και ηλεκτρολυτικός πυκνωτής στο VSTOR και υπερπυκνωτής στο VBAT)

Στο πείραμα αυτό αφαιρούμε από το VSTOR τον ηλεκτρολυτικό πυκνωτή, ενώ στο VBAT παραμένει συνδεδεμένος ο υπερπυκνωτής. Η αύξηση και των δύο πραγματοποιείται με ανάλογο τρόπο, ενώ η κορύφωση και των δύο μέγιστων τιμών γίνεται στα 800Hz σε κοντινές τιμές. Το VBAT λαμβάνει μέγιστη τιμή 1.52V και το VSTOR λαμβάνει μέγιστη τιμή 1.6V.



Σχήμα 4.25: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (υπερπυκνωτής στο VBAT)

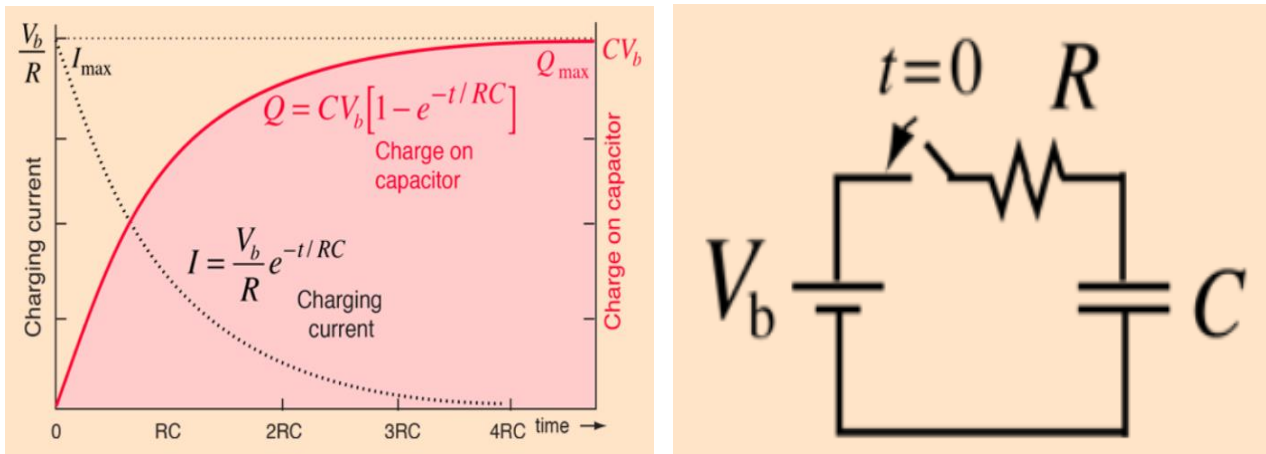
Στο πείραμα αυτό παραμένει η ίδια συνδεσμολογία του προηγούμενου πειράματος, μόνο που το VBAT και το VSTOR θα βραχυκυκλωθούν. Η αύξηση είναι γραμμική της συχνότητας και οι τιμές που υπολογίζονται είναι 0.96V, 1.28V, 1.6V για 500Hz, 600Hz, 800Hz αντίστοιχα.



Σχήμα 4.26: Διάγραμμα συχνότητας-VBAT/VSTOR (βραχυκυκλωμένα και υπερπυκνωτής στο VBAT)

Στα διαγράμματα που αφορούν την τάση τροφοδοσίας 3.3V μπορούμε να προβούμε σε περισσότερες παρατηρήσεις. Αρχικά, οι μόνες περιπτώσεις όπου το βραχυκύκλωμα των VBAT και VSTOR δημιουργεί ίδιες τιμές και για τα δύο, παρατηρούνται με την μη σύνδεση κανενός πυκνωτή και την σύνδεση μόνο του υπερπυκνωτή. Επιπλέον, στις υπόλοιπες μετρήσεις όπου έχουμε συνδεδεμένο τον υπερπυκνωτή (με και χωρίς πυκνωτή στο VSTOR) παρατηρείται σχεδόν γραμμική αύξηση τιμών με αναλογία για το VSTOR και στο VBAT. Στις μετρήσεις που χρησιμοποιούνται μόνο ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές των 100μF υπάρχει έντονη και απότομη αυξομείωση αυτών των τιμών. Μία εξήγηση είναι η γρήγορη φόρτιση και εκφόρτιση αυτών των πυκνωτών, καθώς έχουν αρκετά χαμηλή τιμή σύνθετης αντίστασης. Ένα βασικό συμπέρασμα, επομένως, που προκύπτει είναι ότι στα πειράματα όπου ο ηλεκτρολυτικός πυκνωτής χρησιμοποιείται για αποθήκευση και φόρτιση (VBAT και VSTOR) υπάρχουν διαφορές για γεννήτριες τάσεις 2.1V και 3.3V.

4.2.4. Χρόνος φόρτισης υπερπυκνωτή



Εικόνα 4.1: Κύκλωμα RC και χρόνος φόρτισης στον πυκνωτή^[55]

Αρχικά, δεδομένου του αντικειμένου που προσπαθούμε να προσεγγίσουμε, δεν υπάρχει νόημα για τον υπολογισμό της αποφόρτισης του υπερπυκνωτή, καθώς τίθενται δύο ζητήματα. Το αρχικό ζήτημα είναι ότι κατασκευαστικά ο υπερπυκνωτής διανύει κάποιες εβδομάδες (έως και μήνα και παραπάνω) ώστε να αποφορτιστεί πλήρως. Το δεύτερο συσχετίζεται με αυτό, καθώς ο όγκος των πειραμάτων είναι τέτοιος που θα γνωρίζουμε ότι ο πυκνωτής είναι πάντα μερικώς φορτισμένος.

Το ισοδύναμο κύκλωμα RC που φαίνεται στην εικόνα αντιστοιχεί στο κύκλωμα φόρτισης που υπάρχει στο σύστημα. Η πηγή V_b ισοδυναμεί με την τάση VBAT που αντιστοιχεί στο chip. Η χωρητικότητα του πυκνωτή C αντιστοιχεί σε αυτή του υπερπυκνωτή, ο οποίος έχει τιμή 0.47F. Ποια είναι όμως η αντίσταση R; Η αντίσταση αυτή ονομάζεται ESR (Equivalent Series Resistance) και είναι γνωστή επίσης ως εσωτερική αντίσταση. Η τιμή αυτή αντιπροσωπεύει την απώλεια χρήσιμης ενέργειας σε ένα από ηλεκτρονικό κύκλωμα που αποτελείται από μία αντίσταση και έναν πυκνωτή.

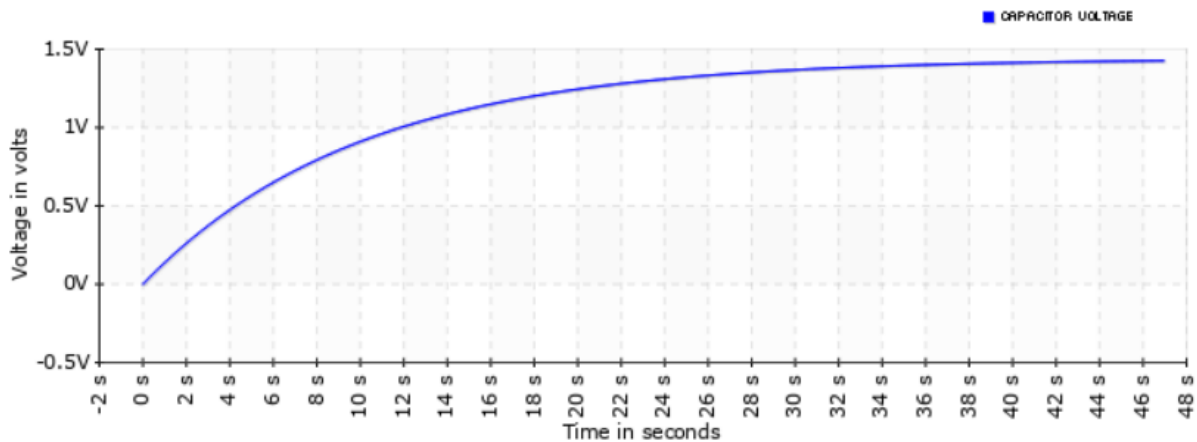
Έχοντας ήδη τα δεδομένα από τις μετρήσεις μπορούμε να υπολογίσουμε τον χρόνο φόρτισης για κάθε περίπτωση. Στον συγκεκριμένο υπερπυκνωτή έχουμε γνωστή τιμή ESR στα 20Ω.

Δεδομένων αυτών των τιμών, μπορούμε να υπολογίσουμε τον χρόνο φόρτισης του πυκνωτή. Η χρονική σταθερά τ ισούται με RC και η φόρτιση του υπερπυκνωτή κατά μία χρονική σταθερά ισούται με το 63.2% της συνολικής φόρτισης. Επομένως, για την φόρτιση στο 99.3% απαιτούνται 5 φορές της τιμής της χρονικής σταθεράς.

$$\tau = RC = 20 \cdot 0.47 = 9.6s = 0.682V_{BAT} \quad (13)$$

Για την πλήρη φόρτιση έχουμε $t = 5RC = 5 \cdot 9.6 = 47s$ (14)

Επομένως ο χρόνος που απαιτείται για την πλήρη φόρτιση ενός πλήρους εκφορτισμένου υπερπυκνωτή είναι 47s. Σε κάθε περίπτωση, όμως, η συνεχής φόρτιση και αποφόρτιση του υπερπυκνωτή μπορεί να μεταβάλλει αυτή την τιμή του ESR σε ορισμένο βαθμό. Για να μπορέσουμε να έχουμε κάποιο έλεγχο αυτής της αντίστασης στο κύκλωμα, θα πρέπει αρχικά να έχουμε γνώση των κατασκευαστικών ιδιοτήτων του πυκνωτή, όπως και επίσης να συνδέσουμε μία σχετικά μεγάλη αντίσταση σε σειρά με τον υπερπυκνωτή, ώστε να μπορούμε να έχουμε μικρότερη απόκλιση στον χρόνο που έχουμε υπολογίσει και να αγνοήσουμε αυτή την τιμή που ίσως να μην την γνωρίζουμε. Αν για παράδειγμα συνδέσουμε μία αντίσταση 100kΩ σε σειρά και η αντίσταση ESR είναι 50Ω τότε η διαφορά μεταξύ των χρόνων φόρτισης για 100kΩ και 100.05kΩ είναι αμελητέα. Παρακάτω παραθέτουμε ένα διάγραμμα για τον χρόνο φόρτισης του υπερπυκνωτή για τιμή VBAT με τιμή 1.44V.



Σχήμα 4.27: Χρόνος φόρτισης υπερπυκνωτή για VBAT με τιμή 1.44V^[56]

4.2.5 Μέγιστη ισχύς και μέτρηση φόρτισης/ενέργειας στον υπερπυκνωτή

Ο υπολογισμός της ισχύος για έναν φορτισμένο υπερπυκνωτή ακολουθεί την εξής διαδικασία. Η ενέργεια που είναι αποθηκευμένη στον υπερπυκνωτή δεδομένης της πλήρους φόρτισης από την τάσης τροφοδοσίας του VBAT προκύπτει από την εξίσωση: $E = \frac{CV_{BAT}^2}{2}$ (15)

Η μέγιστη φόρτιση προκύπτει από την εξίσωση $Q_{max} = CV_{BAT}$ (16)

Η ισχύς, όμως, αποτελεί μία διαφορετική περίπτωση. Κατά την στιγμή της εφαρμογής της τάσης (t=0) θα έχουμε την μέγιστη τιμή της ισχύος στο κύκλωμα. Όσο παρέρχεται ο χρόνος, τόσο αυξάνεται η φόρτιση του πυκνωτή, επομένως αυξάνεται και η τάση στα άκρα του. Η αύξηση της τάσης στα άκρα του πυκνωτή λειτουργεί αντιστρόφως ανάλογα με την τάση στα άκρα της αντίστασης. Όσο μεγιστοποιείται η φόρτιση του πυκνωτή, τόσο μειώνεται και η τάση στα άκρα της αντίστασης. Όπως αναφέρθηκε παραπάνω στο κεφάλαιο του υπολογισμού του χρόνου φόρτισης, η μεταβολή τόσο της τάσης όσο και της έντασης του ρεύματος είναι

εκθετική. Μέσω του νόμου του Watt, η πραγματική ισχύς μεταβάλλεται επίσης εκθετικά υψωμένη στο τετράγωνο. Επομένως η εξίσωση που μας δίνει την πραγματική ισχύ είναι:

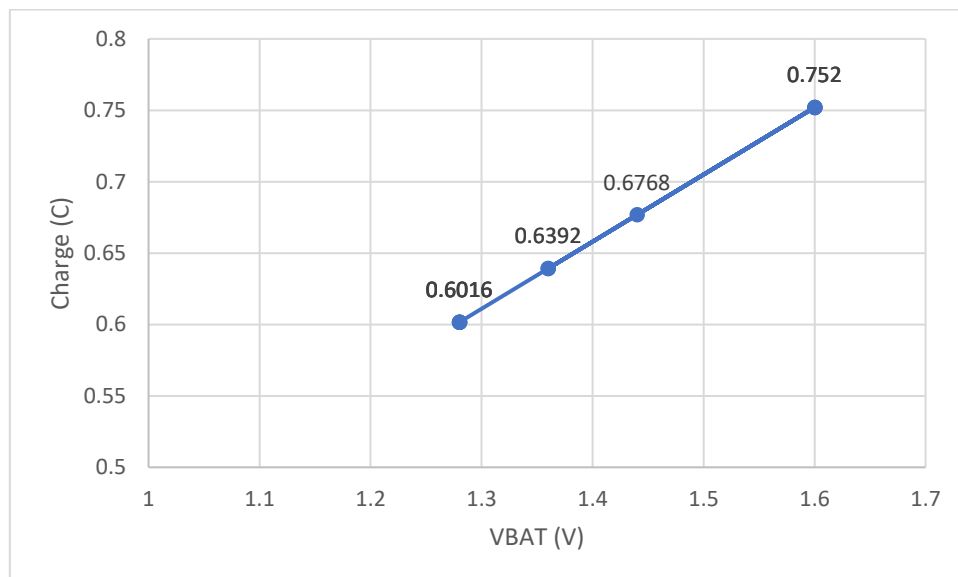
$$P(t) = \frac{V_{BAT}^2}{R} e^{\left(\frac{-2t}{RC}\right)} \quad (17)$$

Μέσω αυτής της εξίσωσης βγαίνει το συμπέρασμα ότι η μείωση της πραγματικής ισχύος είναι αρκετά γρήγορη, καθώς μετά από χρόνο 3τ , η τάση στα άκρα της αντίστασης είναι στο 5% της τάσης της πηγής. Μία άλλη παράμετρος που δεν είναι αμελητέα όταν φορτίζεται και εκφορτίζεται ένας πυκνωτής συνεχώς είναι οι θερμικές απώλειες. Σε κάθε περίπτωση, η μέγιστη ισχύς προκύπτει κατά την άμεση εφαρμογή της τάσης V_{BAT} , άρα $P(0) = V_{BAT}I_{max} = \frac{V_{BAT}^2}{R}$ (18). Η μέγιστη τιμή της έντασης του ρεύματος προκύπτει από τον νόμο του Ohm: $I = \frac{V_{BAT}}{R}$ (19).

Σε αυτό το σημείο παρουσιάζονται τα διαγράμματα φόρτισης και ενέργειας, καθώς και η μέγιστη φόρτιση για την δεδομένη τιμή τάσης V_{BAT} για όλους τους συνδυασμούς πειραμάτων για τα οποία έγινε η περιγραφή στην αρχή του κεφαλαίου. Τα συγκεκριμένα διαγράμματα είναι διασποράς, καθώς υπάρχουν και ίδιες τιμές για ορισμένα πειράματα (φαίνονται με μαύρο χρώμα η ένδειξη), ώστε να γίνει μία τελική σύγκριση για το αν είναι αρκετή η φόρτιση του υπερπυκνωτή, αν η παρεχόμενη ενέργεια είναι ικανοποιητική και αν η τιμή της μέγιστης ισχύος (που εξαρτάται από το V_{BAT}) είναι η βέλτιστη για τα δεδομένα που έχουν ληφθεί.

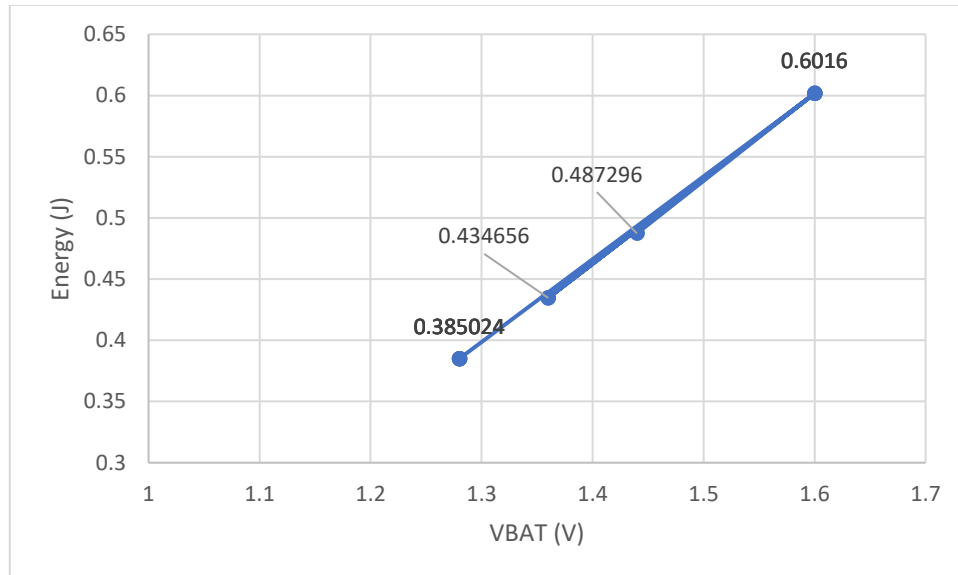
Συχνότητα 500 Hz και τάση εισόδου 2.1V

Η μέγιστη τιμή της φόρτισης είναι 0.752C και η ελάχιστη 0.6016C. Η απόκλιση μεταξύ μέγιστης και ελάχιστης τιμής είναι σχετικά μικρή.



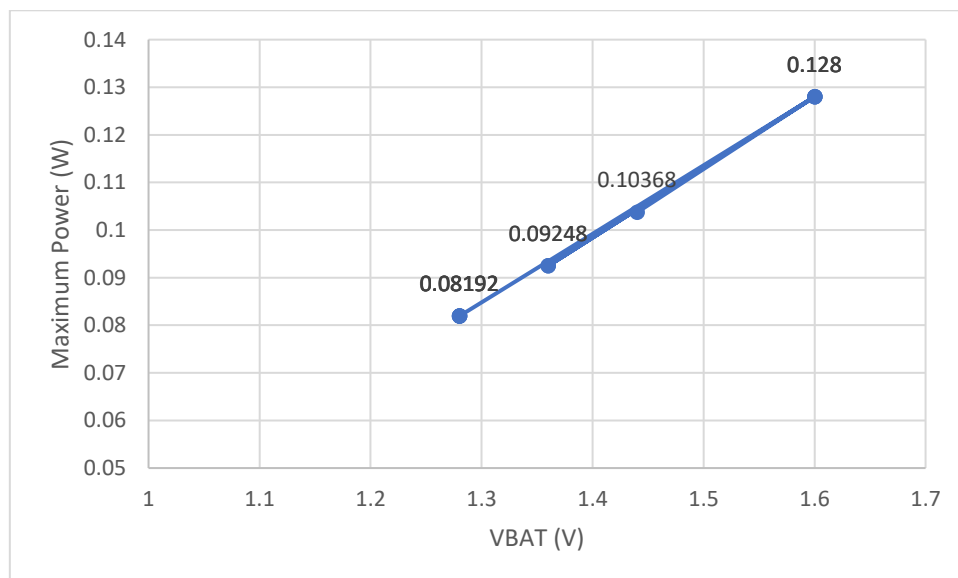
Σχήμα 4.28: Διάγραμμα Φόρτισης Υπερπυκνωτή-VBAT (500Hz-2.1V)

Η μέγιστη τιμή της ενέργειας στον υπερπυκνωτή είναι 0.6016J και η ελάχιστη είναι 0.385024J. Η απόκλιση μεταξύ τους δεν είναι υπερμεγέθης, επομένως δεν παρατηρείται και τεράστια διαφορά στα επίπεδα ενέργειας για όλη την ακολουθία πειραμάτων.



Σχήμα 4.29: Διάγραμμα Ενέργειας Υπερπυκνωτή-VBAT (500Hz-2.1V)

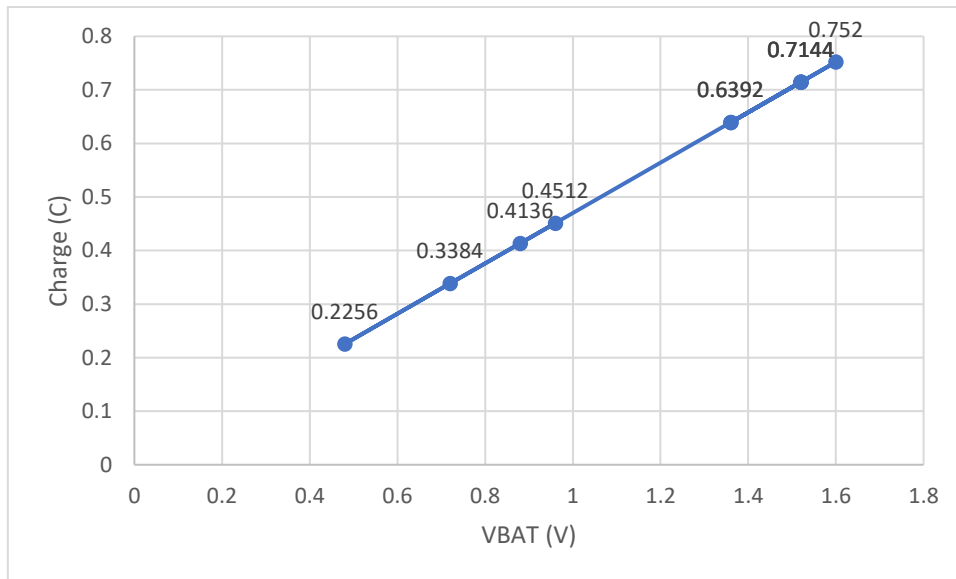
Η μέγιστη τιμή της ισχύος είναι 0.128W και η ελάχιστη είναι 0.08192W. Δεδομένων των μετρήσεων αυτών, η διαφορά είναι αμελητέα.



Σχήμα 4.30: Διάγραμμα Μέγιστης Ισχύος-VBAT (500Hz-2.1V)

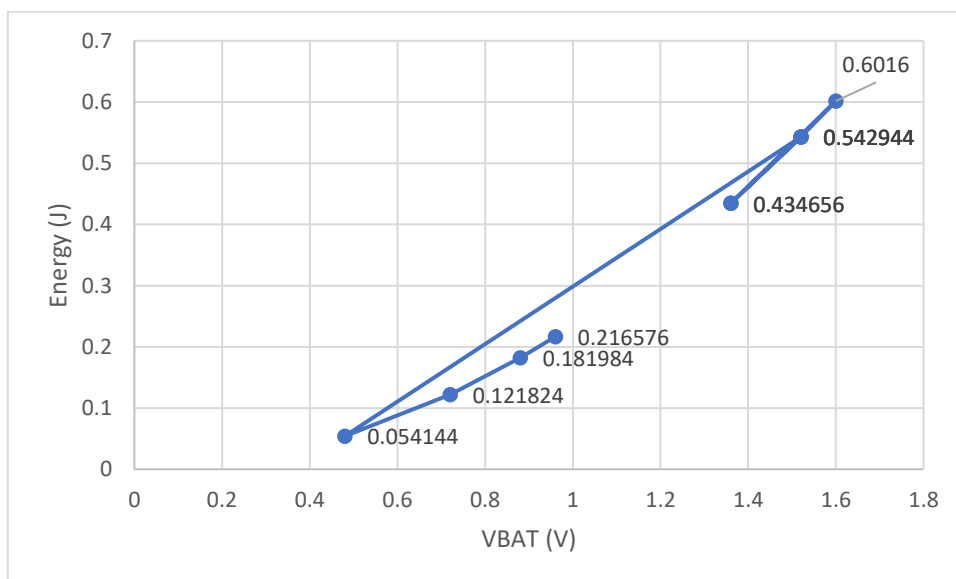
Συχνότητα 500 Hz και τάση εισόδου 3.3V

Η μέγιστη τιμή της φόρτισης είναι 0.752C και η ελάχιστη 0.2256C. Συγκριτικά με το προηγούμενο πείραμα παρατηρείται μεγάλη απόκλιση μεταξύ αυτών των τιμών, άρα και διαφορά στα επίπεδα φόρτισης.



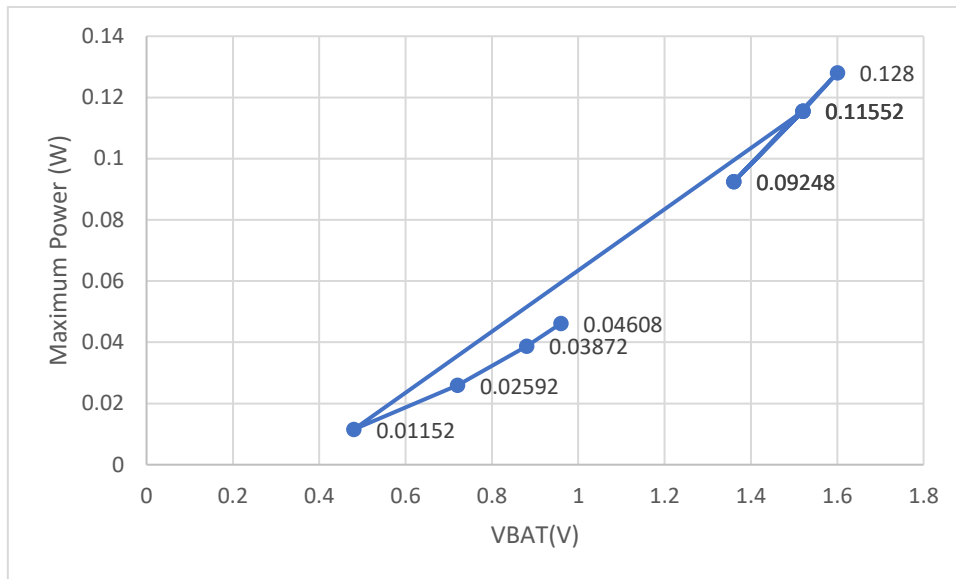
Σχήμα 4.31: Διάγραμμα Φόρτισης Υπερπυκνωτή-VBAT (500Hz-3.3V)

Η μέγιστη τιμή της ενέργειας στον υπερπυκνωτή είναι 0.6016J και η ελάχιστη είναι 0.054144J. Η απόκλιση μεταξύ τους είναι υπερμεγέθης, επομένως παρατηρείται και σημαντική διαφορά στα επίπεδα ενέργειας.



Σχήμα 4.32: Διάγραμμα Ενέργειας Υπερπυκνωτή-VBAT (500Hz-3.3V)

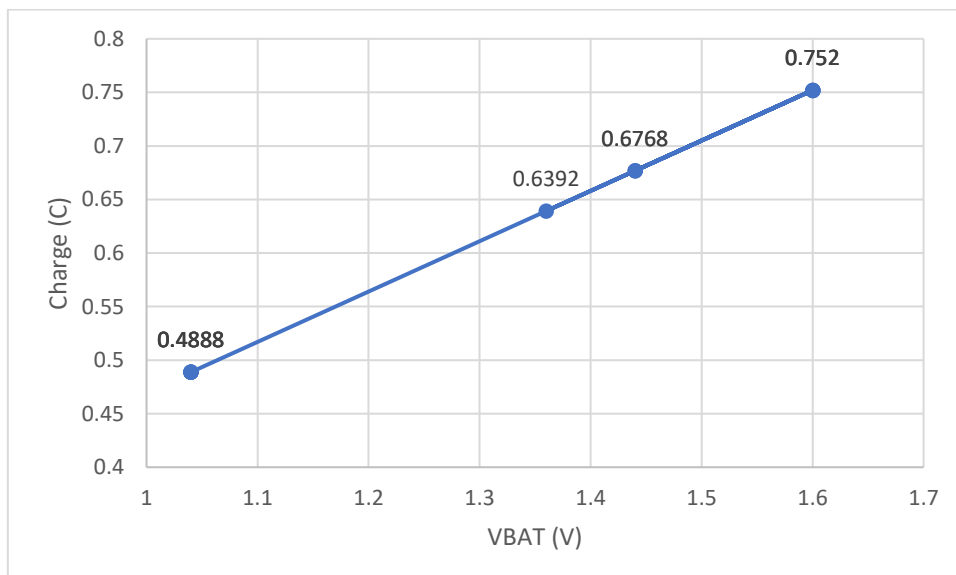
Η μέγιστη τιμή της ισχύος είναι 0.128W και η ελάχιστη είναι 0.01152W. Δεδομένων των μετρήσεων αυτών, η ελάχιστη τιμή της ισχύος είναι μία αρκετά μικρή ποσότητα και η απόκλιση σχετικά με την μέγιστη δεν είναι αμελητέα.



Σχήμα 4.33: Διάγραμμα Μέγιστης Ισχύος-VBAT (500Hz-3.3V)

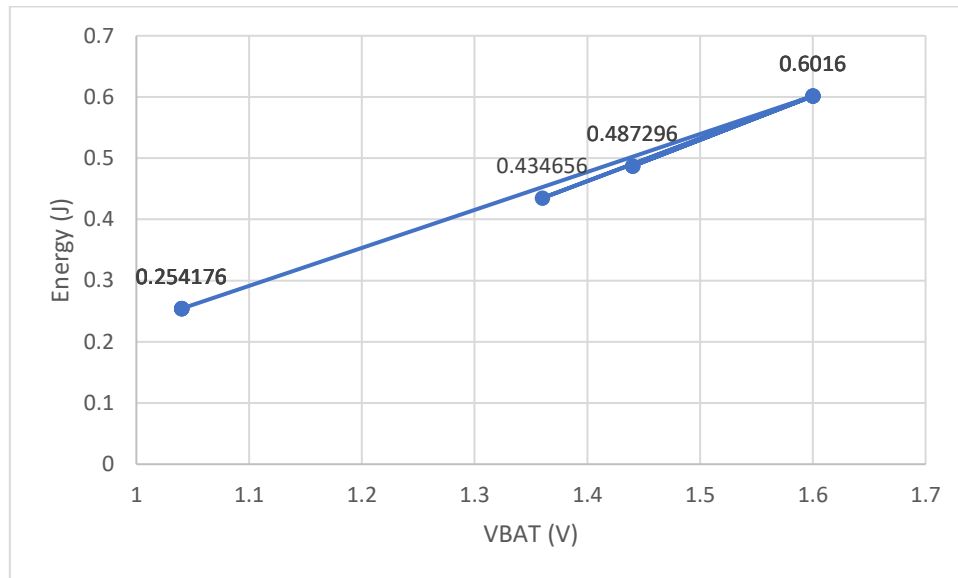
Συχνότητα 600 Hz και τάση εισόδου 2.1V

Η μέγιστη τιμή της φόρτισης είναι 0.752C και η ελάχιστη 0.4888C. Η απόκλιση μεταξύ μέγιστης και ελάχιστης τιμής είναι σε μέτριο επίπεδο, αν και συγκριτικά παρατηρούνται διαφορές στο επίπεδο φόρτισης.



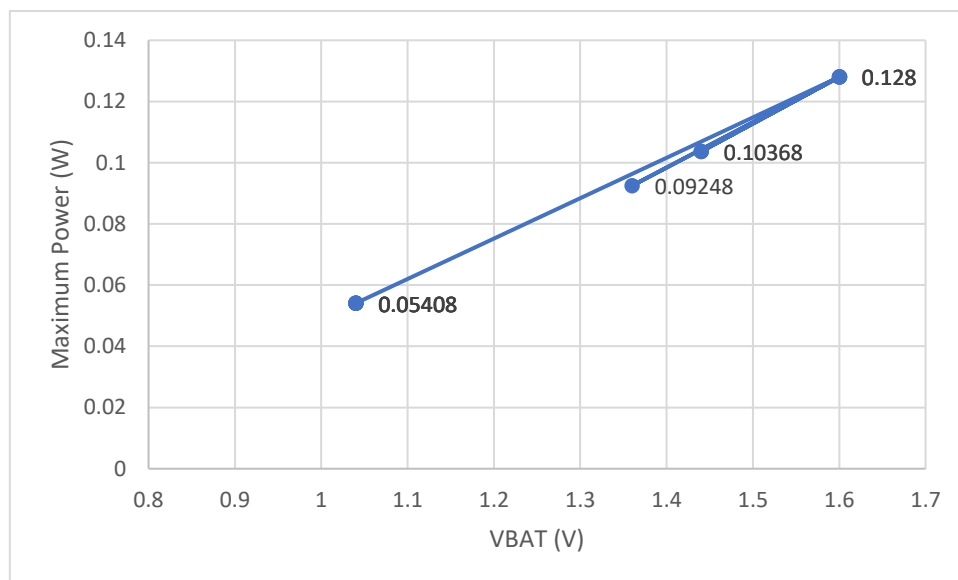
Σχήμα 4.34: Διάγραμμα Φόρτισης Υπερπυκνωτή-VBAT (600Hz-2.1V)

Η μέγιστη τιμή της ενέργειας στον υπερπυκνωτή είναι 0.6016J και η ελάχιστη είναι 0.254176J. Η απόκλιση μεταξύ τους είναι σε μέτρια επίπεδα, επομένως και η διαφορά στα επίπεδα ενέργειας δεν είναι βαρύνουσας σημασίας.



Σχήμα 4.35: Διάγραμμα Ενέργειας Υπερπυκνωτή-VBAT (600Hz-2.1V)

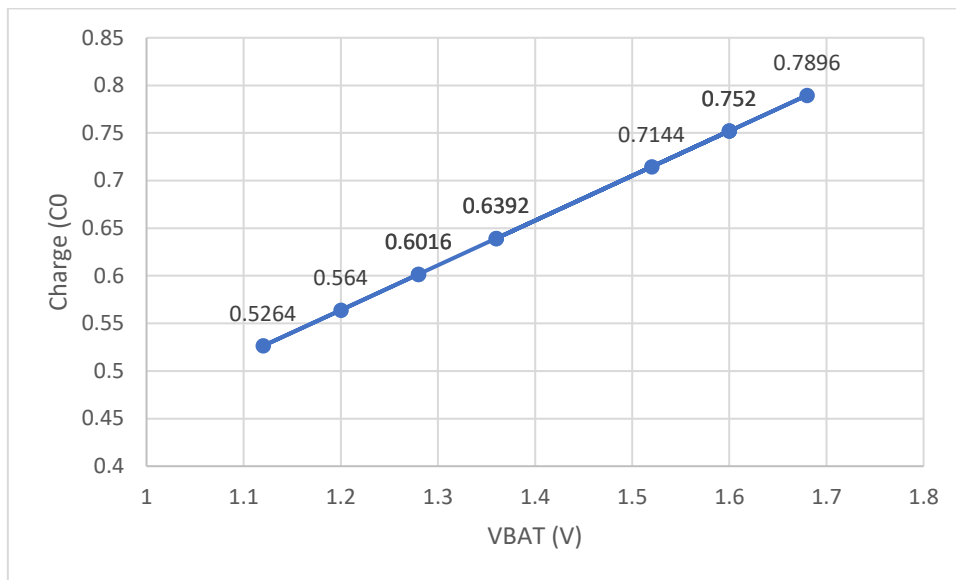
Η μέγιστη τιμή της ισχύος είναι 0.128W και η ελάχιστη είναι 0.05408W. Δεδομένων των μετρήσεων αυτών, η διαφορά είναι μέτριου επιπέδου, χωρίς να είναι ούτε υπερμεγέθους ούτε απειροελάχιστη.



Σχήμα 4.36: Διάγραμμα Μέγιστης Ισχύος-VBAT (600Hz-2.1V)

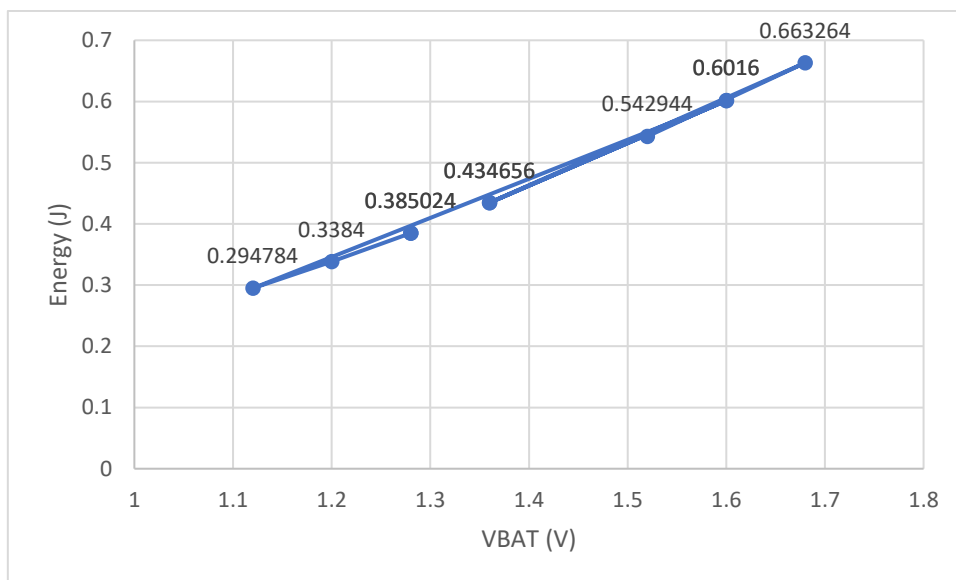
Συχνότητα 600 Hz και τάση εισόδου 3.3V

Η μέγιστη τιμή της φόρτισης είναι 0.7896C και η ελάχιστη 0.5264C. Η απόκλιση μεταξύ μέγιστης και ελάχιστης τιμής είναι σε μέτριο επίπεδο, αν και συγκριτικά παρατηρούνται διαφορές στο επίπεδο φόρτισης.



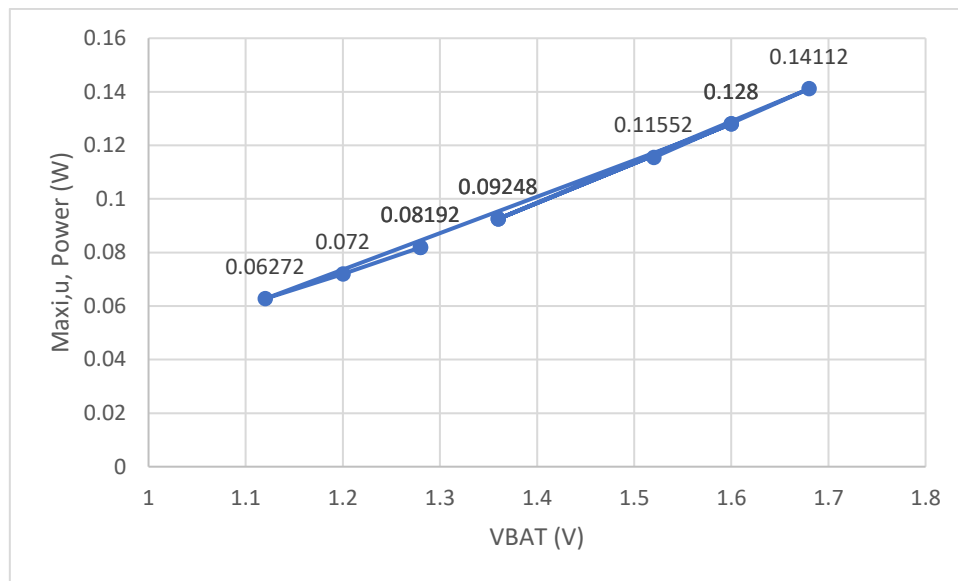
Σχήμα 4.37: Διάγραμμα Φόρτισης Υπερπυκνωτή-VBAT (600Hz-3.3V)

Η μέγιστη τιμή της ενέργειας στον υπερπυκνωτή είναι 0.663264J και η ελάχιστη είναι 0.294784J. Η απόκλιση μεταξύ τους είναι σε μέτρια επίπεδα, επομένως και η διαφορά στα επίπεδα ενέργειας δεν είναι βαρύνουσας σημασίας.



Σχήμα 4.38: Διάγραμμα Ενέργειας Υπερπυκνωτή-VBAT (600Hz-3.3V)

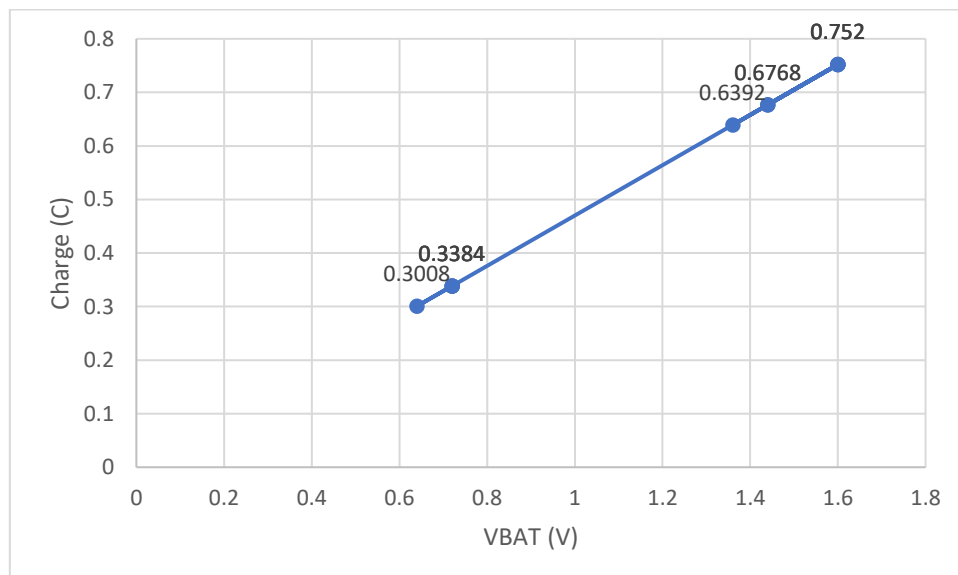
Η μέγιστη τιμή της ισχύος είναι 0.14112W και η ελάχιστη είναι 0.06272W. Δεδομένων των μετρήσεων αυτών, η απόκλιση δεν είναι ούτε μικρή ούτε μεγάλη. Σε αυτό το πείραμα παρατηρείται και η μέγιστη ισχύς για όλους τους συνδυασμούς τροφοδοσίας και συχνότητας.



Σχήμα 4.39: Διάγραμμα Μέγιστης Ισχύος-VBAT (600Hz-3.3V)

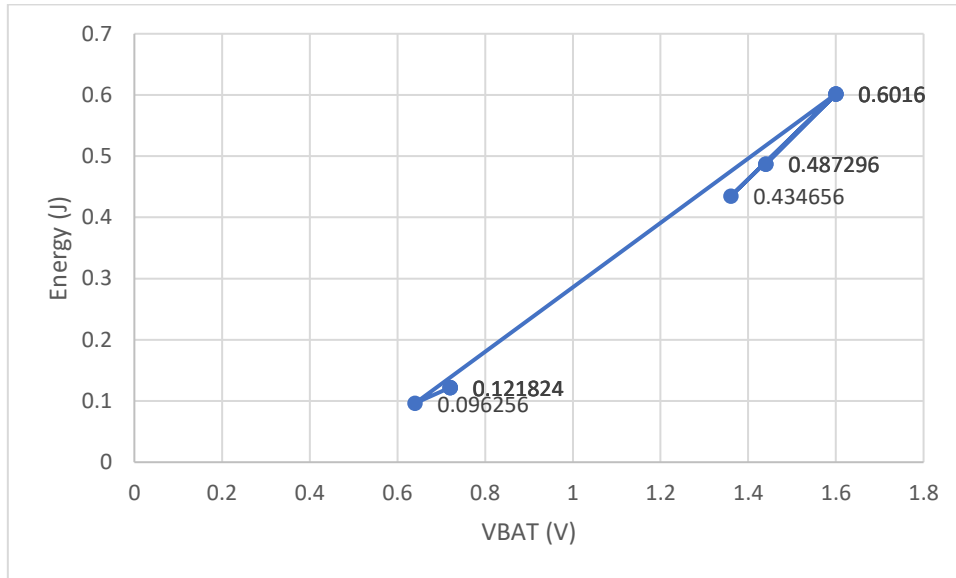
Συχνότητα 800 Hz και τάση εισόδου 2.1V

Η μέγιστη τιμή της φόρτισης είναι 0.752C και η ελάχιστη 0.3008C. Συγκριτικά με το προηγούμενο πείραμα παρατηρείται μεγάλη απόκλιση μεταξύ αυτών των τιμών, άρα και διαφορά στα επίπεδα φόρτισης.



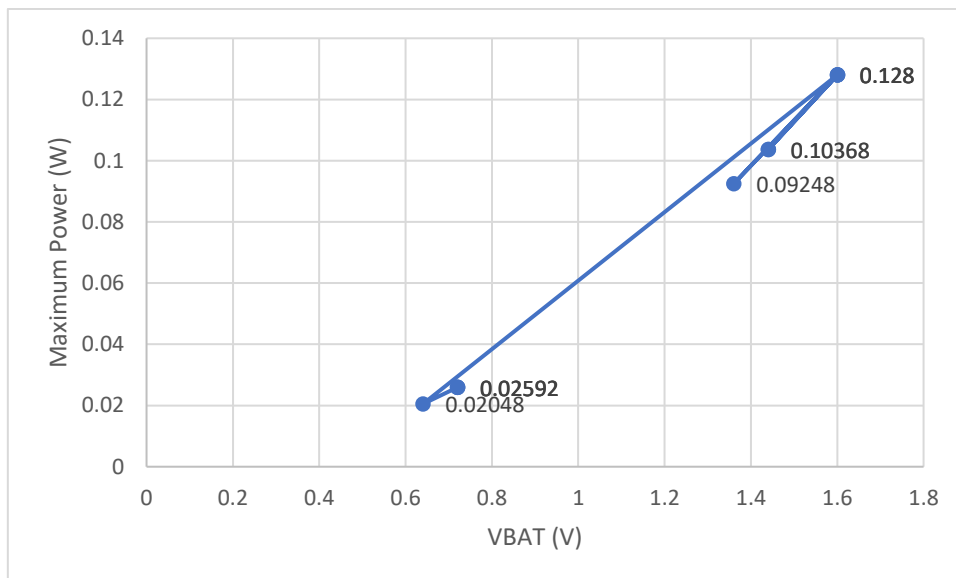
Σχήμα 4.40: Διάγραμμα Φόρτισης Υπερπυκνωτή-VBAT (800Hz-2.1V)

Η μέγιστη τιμή της ενέργειας στον υπερπυκνωτή είναι 0.6016J και η ελάχιστη είναι 0.096256J. Η απόκλιση μεταξύ τους είναι υπερμεγέθης, επομένως παρατηρείται και σημαντική διαφορά στα επίπεδα ενέργειας.



Σχήμα 4.41: Διάγραμμα Ενέργειας Υπερπυκνωτή-VBAT (800Hz-2.1V)

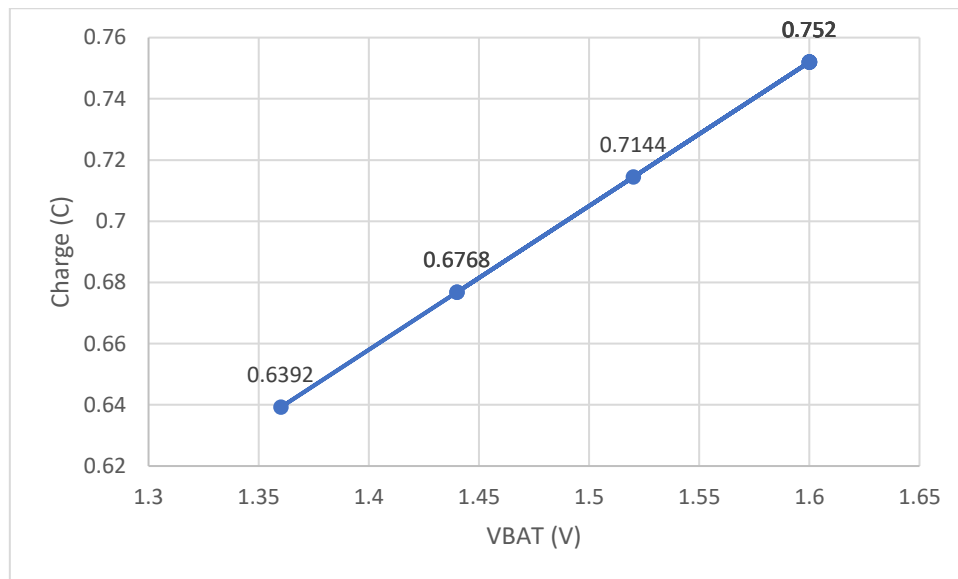
Η μέγιστη τιμή της ισχύος είναι 0.128W και η ελάχιστη είναι 0.02048W. Δεδομένων των μετρήσεων αυτών, η διαφορά είναι αρκετά σημαντική. Επιπλέον, η ελάχιστη τιμή της ισχύος είναι ιδιαίτερη μικρή ποσότητα.



Σχήμα 4.42: Διάγραμμα Μέγιστης Ισχύος-VBAT (800Hz-2.1V)

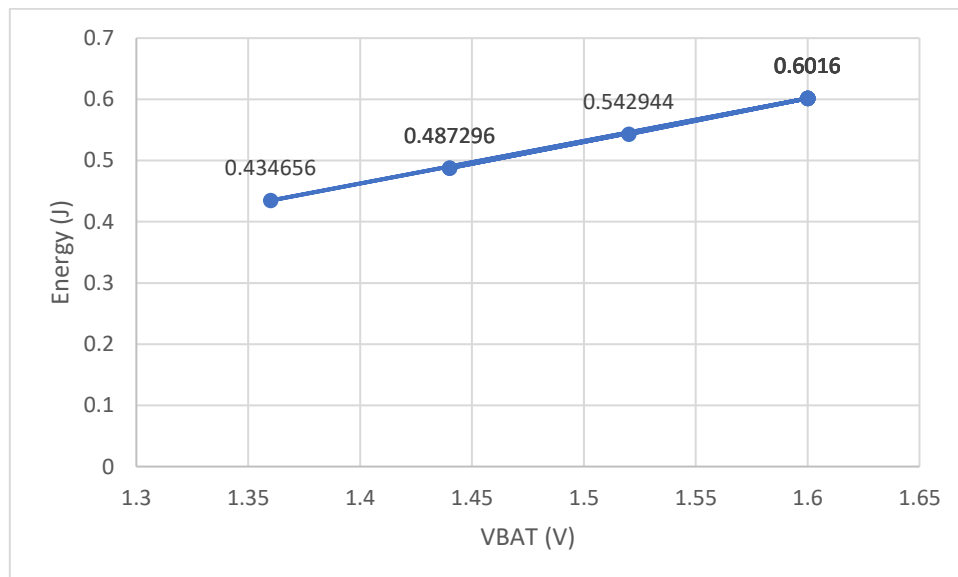
Συχνότητα 800 Hz και τάση εισόδου 3.3V

Η μέγιστη τιμή της φόρτισης είναι 0.752C και η ελάχιστη 0.6392C. Η απόκλιση μεταξύ μέγιστης και ελάχιστης τιμής είναι σχετικά μικρή.



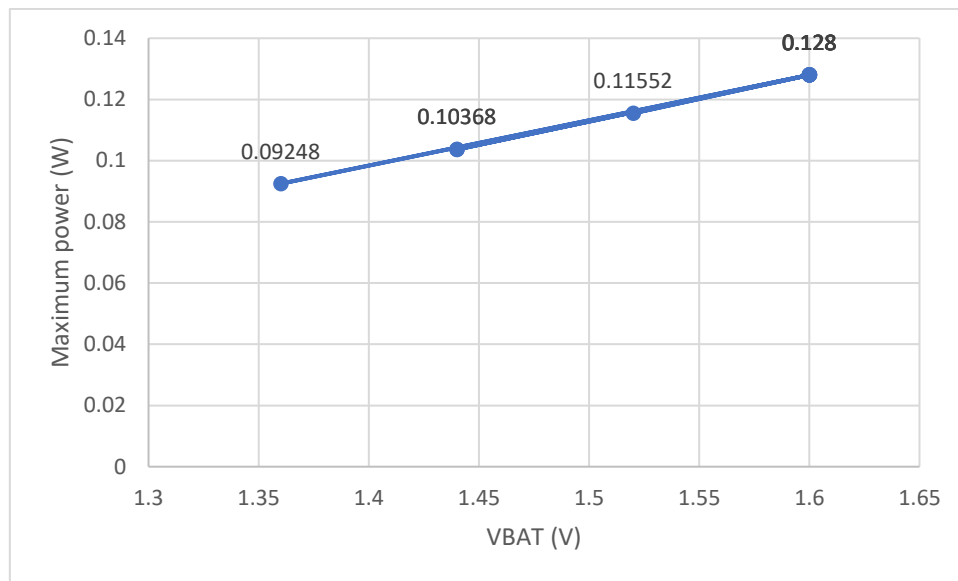
Σχήμα 4.43: Διάγραμμα Φόρτισης Υπερπυκνωτή-VBAT (800Hz-3.3V)

Η μέγιστη τιμή της ενέργειας στον υπερπυκνωτή είναι 0.6016J και η ελάχιστη είναι 0.434656J. Η απόκλιση μεταξύ τους δεν είναι υπερμεγέθης, επομένως δεν παρατηρείται και τεράστια διαφορά στα επίπεδα ενέργειας για όλη την ακολουθία πειραμάτων.



Σχήμα 4.44: Διάγραμμα Ενέργειας Υπερπυκνωτή-VBAT (800Hz-3.3V)

Η μέγιστη τιμή της ισχύος είναι 0.128W και η ελάχιστη είναι 0.09248W. Δεδομένων των μετρήσεων αυτών, η διαφορά είναι αμελητέα και η απόκλιση μεταξύ των τιμών είναι η μικρότερη που παρατηρήθηκε στα πειράματα.



Σχήμα 4.45: Διάγραμμα Μέγιστης Ισχύος-VBAT (800Hz-3.3V)

Όσον αφορά την φόρτιση του πυκνωτή, παρατηρείται ότι η μέγιστη τιμή για όλες τις τιμές φόρτισης είναι 0.7896 C (για 600Hz και 3.3 V), ενώ η πιο κοινή μέγιστη τιμή για τα διάφορα πειράματα είναι 0.752 C. Επομένως, κυμαινόμαστε σε μέγιστες τιμές μεταξύ των 0.75-0.80 C, τα οποία είναι αρκετά ικανοποιητικά για τον στόχο του συστήματος. Στα επίπεδα της παρεχόμενης ενέργειας, η μέγιστη τιμή παρατηρείται πάλι για 600Hz και 3.3V είναι 0.6836 J, ενώ η πιο κοινή μέγιστη τιμή για τους συνδυασμούς μετρήσεων είναι 0.6012 J. Προφανώς, για όλα τα πειραματικά αποτελέσματα έχουμε κλιμακούμενη αυξομείωση των τιμών. Και όπως αναφέρθηκαν οι εξισώσεις προηγουμένως, η φόρτιση είναι ανάλογη της τάσης και η ενέργεια είναι ανάλογη του τετραγώνου της τάσης.

Τέλος, όπως έχει αναφερθεί στην θεωρητική ανάλυση στις αρχές αυτού του υποκεφαλαίου, οι μέγιστες τιμές της ισχύος παρατηρούνται με την άμεση εφαρμογή της τάσης και η μείωση είναι εκθετική κατά την πάροδο του χρόνου. Επομένως, δεν έχει πραγματικό νόημα να μελετηθεί η ισχύς μετά από κάποιο χρονικό διάστημα, καθώς όσο παρέρχεται ο χρόνος, τόσο η τιμή πλησιάζει στο μηδέν, αφού αυξάνεται και φόρτιση. Η μέγιστη τιμή της ισχύος σε όλα τα πειράματα είναι 0.14112 W και 0.128 W είναι η πιο κοινή μέγιστη τιμή για κάθε διάγραμμα (πολύ μικρή απόκλιση μεταξύ τους). Επομένως, η μέγιστη τιμή της ισχύος σε όλα τα πειράματα έχει ανώτατο όριο περίπου στα 141 mW. **Πολύ σημαντικό να αναφερθεί ότι οι γραμμές αποσκοπούν μόνο στην σύνδεση των τιμών μεταξύ τους κατά την πειραματική ακολουθία.**

5. ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΕΣ ΒΕΛΤΙΩΣΕΙΣ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΚΑΙ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Αυτός ο τομέας/κεφάλαιο της διπλωματικής εργασίας αναφέρεται στα συμπεράσματα που μπορούμε να προβούμε έχοντας λάβει υπόψιν τόσο την σχεδίαση του συστήματος όσο και τα πειραματικά αποτελέσματα που διεξήχθησαν.

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Το πρώτο βασικό συμπέρασμα που προκύπτει είναι ότι είτε χρησιμοποιηθεί μία γεννήτρια παραγωγής συχνοτήτων ως είσοδος είτε μία πραγματική διάταξη για πιο ολοκληρωμένο χαρακτηρισμό, δεν θα πρέπει να ξεπεραστούν τα όρια ανοχής του ολοκληρωμένου και των επιλεγμένων στοιχείων (πυκνωτές, πηνία κλπ.) καθώς υπάρχει σοβαρό ενδεχόμενο να καούν σημαντικά pins που εκτελούν βασικές λειτουργίες. Ένα δεύτερο βασικό συμπέρασμα που συσχετίζεται με τα παραγόμενα διαγράμματα είναι ότι η αντίσταση που θα τοποθετηθεί στην είσοδο επηρεάζει σε μεγάλο βαθμό την τάση που ενεργοποιεί την πλακέτα. Επομένως, προτείνεται η χρήση σχετικά χαμηλής σε τιμή αντίστασης, καθώς 2.1V και 3.3V είναι ήδη αρκετά μικρές τάσεις. Άλλο ένα συμπέρασμα που προκύπτει είναι η ανόρθωση με ενεργά στοιχεία θα πρέπει να προτιμάται από ανορθωτές με διόδους, καθώς σε εφαρμογές που σχετίζονται με την συγκομιδή ενέργειας δεν ξεφεύγει το εύρος των τιμών της τάσης, άρα χρειάζεται ο περιορισμός των απωλειών. Αυτό, όμως, προϋποθέτει να έχουμε σχεδιάσει και το κατάλληλο κύκλωμα προσαρμογής. Ένα ακόμη συμπέρασμα είναι ότι η επίτευξη του impedance matching σε πειραματικό επίπεδο είναι αρκετά δύσκολη, άρα θα πρέπει να υπάρχει πλήρης επίγνωση της εμπέδησης που χρησιμοποιείται στην έξοδο, καθώς και της εμπέδησης της εισόδου. Με αυτόν τον τρόπο, θα παρέχεται η μεγαλύτερη ισχύς στο αποθηκευτικό στοιχείο.

ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΕΣ ΒΕΛΤΙΩΣΕΙΣ

Ένας ιδιαίτερος σημαντικός τομέας της διπλωματικής είναι οι αναβαθμίσεις που μπορούν να γίνουν τόσο στην υπάρχουσα κατασκευή, όσο και σε συσχετιζόμενα νέα συστήματα. Μία διαφορετική τοπολογία μου θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί αφορά τον ανορθωτή και τον αριθμό των MOSFETs που έχουν τοποθετηθεί. Στον ανορθωτή της συγκεκριμένης διπλωματικής χρησιμοποιήθηκαν τέσσερα n-channel depletion MOSFETs και δύο n-channel enhancement MOSFETs. Μία πρόταση θα ήταν η χρήση περισσότερων ή λιγότερων σε πλήθος (είτε enhancement είτε depletion) λαμβάνοντας υπόψιν το $R_{ds,on}$ του επιλεγόμενου MOSFET, ώστε να μπορέσουν να λειτουργήσουν σωστά ο συγκριτής και ο αντιστροφέας. Μία άλλη πρόταση θα ήταν ο υπολογισμός διαφορετικών τιμών για τις αντιστάσεις, ώστε να διαφοροποιηθούν τα outputs από τα pins και να υπάρξει άλλος τρόπος λειτουργίας για το ολοκληρωμένο. Επίσης, η χρήση terminal blocks στην κατασκευή δεν είναι απαραίτητη, όμως δεδομένου ότι η τροφοδοσία έχει εύρος σε χαμηλή κλίμακα τάσεων, κρίθηκε σοφή η επιλογή στοιχείων που εξασφαλίζουν μικρές απώλειες. Επομένως, θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν άλλα υλικά, π.χ. συνδετήρες.

BIBΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] M. G. L. Roes, J. L. Duarte, M. A. M. Hendrix, and E. A. Lomonova, “Acoustic Energy Transfer: A Review,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 1, pp. 242–248, Jan. 2013, doi: [10.1109/TIE.2012.2202362](https://doi.org/10.1109/TIE.2012.2202362).
- [2] G. V. B. Cochran, M. W. Johnson, M. P. Kadaba, F. Vosburgh, M. W. Ferguson-Pell, and V. R. Palmeiri, “Piezoelectric internal fixation devices: A new approach to electrical augmentation of osteogenesis,” *J. Orthop. Res.*, vol. 3, no. 4, pp. 508–513, 1985
- [3] M. R. Awal, M. Jusoh, T. Sabapathy, M. R. Kamarudin, and R. A. Rahim, “State-of-the-Art Developments of Acoustic Energy Transfer,” *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2016, pp. 1–14, 2016, doi: [10.1155/2016/3072528](https://doi.org/10.1155/2016/3072528).
- [4] D. J. Connor, G. F. Cummings, and M. J. Star, “Dynamo-tive Canada Corporation. Acoustic transformer with non-piezoelectric core,” U.S. Patent 5,594,705, 1997.
- [5] Briand D, Yeatman E and Roundy S (ed) 2015 Micro Energy Harvesting (Weinheim: Wiley)
- [6] Kinsler L and Frey A 2000 Fundamentals of Acoustics 4th edn (New York: Wiley)
- [7] Nakamura K 2012 Ultrasonic Transducers: Materials and Design for Sensors, Actuators and Medical Applications (Amsterdam: Elsevier)
- [8] Seo D, Carmena J M, Rabaey J M, Alon E and Maharbiz M M 2013 Neural dust: an ultrasonic, low power solution for chronic brain–machine interfaces arXiv:1307.2196
- [9] Seo D, Carmena J M, Rabaey J M, Maharbiz M M and Alon E 2015 Model validation of untethered, ultrasonic neural dust motes for cortical recording J. Neurosci. Methods 244 114–22
- [10] H. Basaeri, D. B. Christensen, and S. Roundy, “A review of acoustic power transfer for biomedical implants,” *Smart Mater. Struct.*, vol. 25, no. 12, p. 123001, Dec. 2016, doi: [10.1088/0964-1726/25/12/123001](https://doi.org/10.1088/0964-1726/25/12/123001).
- [11] H. Elahi, M. Eugeni, and P. Gaudenzi, “Energy harvesting,” in *Piezoelectric Aeroelastic Energy Harvesting*, Elsevier, 2022, pp. 41–59. doi: [10.1016/B978-0-12-823968-1.00014-3](https://doi.org/10.1016/B978-0-12-823968-1.00014-3).
- [12] <https://www.maximintegrated.com/en/design/technical-documents/tutorials/7/742.html>
- [13] https://en.wikipedia.org/wiki/Impedance_matching
- [14] <https://www.materials.uoc.gr/el/undergrad/courses/ETY482/notes/mosfet.pdf>
- [15] http://courseware.mech.ntua.gr/ml00001/mathimata/D3_Hmiagogoi3.pdf
- [16] <https://lastminuteengineers.com/the-full-wave-bridge-rectifier/>
- [17] <https://www.infineon.com/dgdl/tp-080527.pdf?fileId=5546d462533600a40153573fb97c3e9f>
- [18] M. Gulabsen, S. S. Solanki, S. Lal, G. kumar Meena, and R. Verma, “Study of Half wave Rectifiers,” *International Journal of Research*, vol. 4, no. 17, Art. no. 17, 2017.

- [19] <https://illustrationprize.com/el/187-piezo-electric-transducer.html>
- [20] S. Katzir, "THE DISCOVERY OF THE PIEZOELECTRIC EFFECT," in *THE BEGINNINGS OF PIEZOELECTRICITY*, vol. 246, S. Katzir, Ed. Dordrecht: Springer Netherlands, 2006, pp. 15–64. doi: 10.1007/978-1-4020-4670-4_2.
- [21] <https://en.wikipedia.org/wiki/Piezoelectricity>
- [22] F. V. Duque, "Methodology for teaching the buck converter: step by step description of the design," Jan. 2019. Available:
https://www.academia.edu/67437284/Methodology_for_teaching_the_buck_converter_step_by_step_description_of_the_design
- [23] Buck converter - Wikipedia
- [24] J. Lopez-Lezama, J. Cano, and N. Munoz, "Methodology for teaching the operation principle of the boost converter: a rigorous description and solution using OpenModelica. Metodología para la enseñanza del principio de funcionamiento del convertidor elevador: una descripción rigurosa y solución usando OpenModelica," *Espacios*, vol. 41, p. 25, Apr. 2020.
- [25] https://en.wikipedia.org/wiki/Boost_converter
- [26] I. Almohaisin, A. Mahfouz, and v akhila, "A Review on SEPIC Converter Topologies," Jan. 2020.
- [27] "Energies | Free Full-Text | SEPIC Converter with an LC Regenerative Snubber for EV Applications." <https://www.mdpi.com/1996-1073/13/21/5765>.
- [28] S. Lopa, S. Hossain, M. Hasan, and T. Chakraborty, "Design and Simulation of DC-DC Converters," *International Research Journal of Engineering and Technology*, vol. 3, pp. 62–70, Jan. 2016.
- [29] <https://www.electrical4u.com/buck-boost-converter/>
- [30] T. T. Toh, S. W. Wright, M. E. Kiziroglou, P. D. Mitcheson, and E. M. Yeatman, "A dual polarity, cold-starting interface circuit for heat storage energy harvesters," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 211, pp. 38–44, May 2014, doi: 10.1016/j.sna.2014.02.037.
- [31] <https://www.designworldonline.com/developments-in-harvesting-energy-for-wireless-sensor-networks/>
- [32] <https://el.lambdageeks.com/mosfet-basics/>
- [33] https://commons.wikimedia.org/wiki/File:MOSFET_enhancement-mode_n-channel.svg
- [34] https://commons.wikimedia.org/wiki/File:N-channel_enhancement-type_MOSFET.JPG
- [35] https://commons.wikimedia.org/wiki/File:MOSFET_depletion-mode_n-channel_en.svg
- [36] https://www.electronics-tutorials.ws/diode/diode_6.html
- [37] <https://www.electrical4u.com/full-wave-rectifiers/>
- [38] <https://electricala2z.com/electronics/half-full-wave-rectifier/>
- [39] <https://www.goseeko.com/blog/what-are-half-wave-and-full-wave-rectifiers/>

- [40] <https://electricalbaba.com/piezoelectric-transducer/>
- [41] <https://www.powersystemsdesign.com/articles/a-quick-guide-to-automotive-dc-dc-converter-test/35/13383>
- [42] <https://vyvoj.hw.cz/ochrana-prumyslovych-komunikacnich-siti-pomoci-integrovanych-digitalnich-izolatoru.html>
- [43] <https://latexdraw.com/dc-dc-buck-converter-latex-circuitikz/>
- [44] <https://www.irjet.net/archives/V3/i2/IRJET-V3I229.pdf>
- [45] J. Kim and C.-Y. Won, "Improved Modulated Carrier Controlled PFC Boost Converter Using Charge Current Sensing Method," *Energies*, vol. 11, no. 4, p. 717, Mar. 2018, doi: 10.3390/en11040717.
- [46] <https://latexdraw.com/buck-boost-converter-in-circuitikz/>
- [47] https://en.wikipedia.org/wiki/Buck%E2%80%93boost_converter
- [48] https://en.wikipedia.org/wiki/%C4%86uk_converter
- [49] <https://www.autodesk.com/products/eagle/features>
- [50] https://eu.mouser.com/datasheet/2/196/Infineon_BSP149_DS_v02_01_en-1226393.pdf
- [51] https://eu.mouser.com/datasheet/2/427/sqd100n02_3m5l-1764309.pdf
- [52] <https://eu.mouser.com/datasheet/2/256/MAX1719-MAX1721-1515380.pdf>
- [53] https://eu.mouser.com/datasheet/2/256/MAX9117_MAX9120-1314914.pdf
- [54] <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/bq25570.pdf>
- [55] <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/electric/capchg.html#c2>
- [56] <http://mustcalculate.com/electronics/capacitorchargeanddischarge.php>