



Πανεπιστήμιο Πατρών

Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας Υπολογιστών

Μετατροπέας Συντονισμού Παράλληλης Τοπολογίας

Φοιτητές: Πανταζής Νικόλαος (1092750)

Σκαντζής Κωνσταντίνος (1092806)

Ταρνάρας Γεώργιος (1092751)

Μάθημα: Ηλεκτρονικά Ισχύος με Σύγχρονες Τεχνολογίες Ημιαγωγών

Περίληψη

Η παρούσα εργασία πραγματεύεται την ανάλυση και προσομοίωση ενός μετατροπέα συντονισμού DC/DC παράλληλης τοπολογίας (Parallel Load Resonant - PLR) με τάση εισόδου 200V. Ο μετατροπέας PLR αποτελεί μια τοπολογία ηλεκτρονικών ισχύος που χαρακτηρίζεται από τη σύνδεση του φορτίου παράλληλα με τον πυκνωτή συντονισμού, παρέχοντας φυσικό περιορισμό της τάσης εξόδου.

Στην εργασία αυτή μελετάται η συμπεριφορά του μετατροπέα σε τρεις διαφορετικές περιοχές λειτουργίας: κάτω από την μισή συχνότητα συντονισμού ($\omega_s < \frac{1}{2}\omega_0$), μεταξύ της μισής και της πλήρους συχνότητας συντονισμού ($\frac{1}{2}\omega_0 < \omega_s < \omega_0$), και πάνω από τη συχνότητα συντονισμού ($\omega_s > \omega_0$). Για κάθε περιοχή παρουσιάζονται οι κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων, επιβεβαιώνονται οι καταστάσεις λειτουργίας σύμφωνα με τα απλοποιημένα ισοδύναμα κυκλώματα, και καταγράφονται οι μέγιστες καταπονήσεις των ημιαγωγών ισχύος και των στοιχείων συντονισμού.

Τα τεχνικά χαρακτηριστικά του μετατροπέα περιλαμβάνουν τάση εισόδου 200V, φορτίο εξόδου $R=10\Omega$, χωρητικότητα εξομάλυνσης τουλάχιστον $1\mu F$, και συχνότητα συντονισμού $\omega_0=100$ Krad/sec. Η προσομοίωση υλοποιείται στο περιβάλλον Matlab/Simulink, επιτρέποντας την λεπτομερή ανάλυση της δυναμικής συμπεριφοράς του μετατροπέα.

Με βάση τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, επιλέγεται η βέλτιστη κατάσταση λειτουργίας και παρουσιάζεται πλήρης λίστα με πραγματικά εμπορικά στοιχεία (τρανζίστορ, δίοδοι, πυκνωτές, επαγωγές) για την πρακτική υλοποίηση του μετατροπέα. Επιπλέον, υπολογίζεται το εκτιμώμενο κόστος κατασκευής, η απόδοση του μετατροπέα λαμβάνοντας υπόψη ρεαλιστικές τιμές παρασιτικών στοιχείων, και προτείνεται κατάλληλο ψυχτικό σώμα για τη θερμική διαχείριση των ημιαγωγών ισχύος.

Contents

Εισαγωγή	2
Κύκλωμα συντονισμού με φορτίο παράλληλα	2
PLR μετατροπέας	4
A Προσομοίωση μετατροπέα για $\omega_s < \omega_0/2$	5
A.1 1a	6
A.2 1b	8
A.3 2	9
A.4 3	10

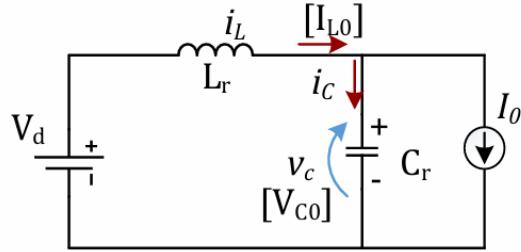
B	Προσομοίωση μετατροπέα για $\omega_0/2 < \omega_s < \omega_0$	10
B.1	1a	11
B.2	1b	13
B.3	2	14
B.4	3	14
C	Προσομοίωση μετατροπέα για $\omega_s > \omega_0$	15
C.1	1a	15
C.2	1b	17
C.3	2	18
C.4	3	19
D	Επιλογή στοιχείων και προσομοίωση	19
D.1	1	19
D.2	2	23
D.3	3	23

Εισαγωγή

Ένα από τα βασικά προβλήματα πολλών σύγχρονων μετατροπέων είναι οι διακοπτικές απώλειες και η ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή (EMI). Ειδικά, σε μετατροπείς οι οποίοι χρησιμοποιούν ημιαγωγούς ΥΕΔ και στους οποίους η λειτουργία σε πολύ υψηλές συχνότητες είναι κομβικής σημασίας, τα δύο παραπάνω προβλήματα επιδεινώνονται σημαντικά. Ένα μέτρο αντιμετώπισης είναι η έναυση και η σβέση των διακοπτών υπό μηδενική τάση (ZVS) ή ρεύμα (ZCS). Οι συντονιζόμενοι μετατροπείς έχουν ως αποτέλεσμα τη μετάβαση του διακόπτη από τη μία κατάσταση στην άλλη κάτω από συνθήκες μηδενικής τάσης στα όχρα του ή και μηδενικού ρεύματος που το διαφρέει. Η μετάβαση ημιαγωγικών στοιχείων κάτω από αυτές τις συνθήκες χαρακτηρίζεται ως ομαλή μετάβαση (soft switching). Αρχικά, θα αναλύσουμε ένα απλό παράλληλο κύκλωμα L-C το οποίο θα αποτελέσει τη βάση για τον μετατροπέα μας.

Κύκλωμα συντονισμού με φορτίο παράλληλα

Σε αυτή τη τοπολογία το φορτίο συνδέεται παράλληλα με τον πυκνωτή του L-C κυκλώματος. Το φορτίο μπορούμε να το συμβολίσουμε είτε με μια απλή αντίσταση είτε με μία πηγή ρεύματος. Για αρχή, ας γράψουμε τις εξισώσεις που προκύπτουν από KVL, KCL. Επιπλέον, το πηνίο και ο πυκνωτής έχουν κάποιες αρχικές συνθήκες.



$$v_c = V_d - L_r \frac{di_L}{dt}$$

$$i_L - i_c = I_o$$

Συνδιάζοντας τις δύο παραπάνω προκύπτει μία γραμμική διαφορική εξίσωση δεύτερης τάξης.

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \omega_0^2 i_L = \omega_0^2 I_o$$

Η λύση της ΔE για $t \geq t_0$ είναι:

$$i_L(t) = I_o + (I_{L0} - I_o) \cos[\omega_0(t - t_0)] + \frac{V_d - V_{c0}}{Z_0} \sin[\omega_0(t - t_0)]$$

$$v_c(t) = V_d - (V_d - V_{c0}) \cos[\omega_0(t - t_0)] + Z_0(I_{L0} - I_o) \sin[\omega_0(t - t_0)]$$

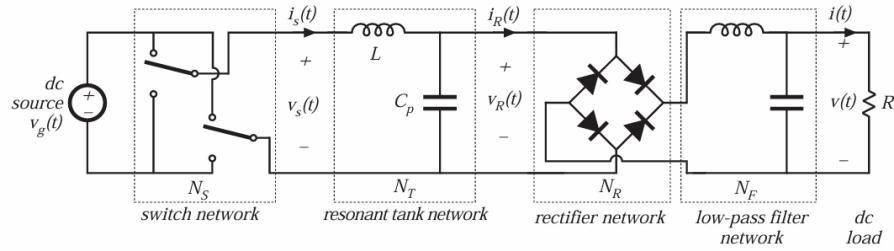
Με ω_0 συμβολίζεται η συχνότητα συντονισμού του κυκλώματος και με $Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ η χαρακτηριστική σύνθετη αντίσταση του κυκλώματος. Εάν στο παραπάνω κύκλωμα το φορτίο εξόδου είναι μία αντίσταση R τότε ορίζεται και μία άλλη χρήσιμη παράμετρος, ο συντελεστής ποιότητας Q .

$$Q = \frac{R}{\omega_0 L}$$

Θα δούμε στη συνέχεια ότι για υψηλές τιμές του Q ($Q > 1$) ο μετατροπέας θα μπορέσει να ανυψώσει τη τάση. Επιπλέον, η καμπύλη κέρδους του μετατροπέα θα είναι πιο αιχμηρή χοντά στο συντονισμό για υψηλό Q .

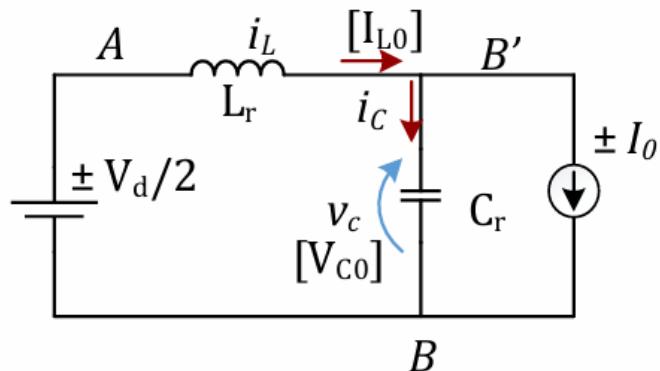
Ο μετατροπέας μας θα μπορέσει να σχεδιαστεί με ένα ισοδύναμο κύκλωμα της ίδιας μορφής. Για αυτό το λόγο η παραπάνω ανάλυση ήταν χρήσιμη. Οι μετατροπείς συντονισμού εκμεταλλεύονται το ταλαντώμενο ρεύμα και τάση που δημιουργεί το κύκλωμα LC για να ανοιγοκλείσουν οι διακόπτες τους υπό μηδενικό ρεύμα ή τάση.

PLR μετατροπέας

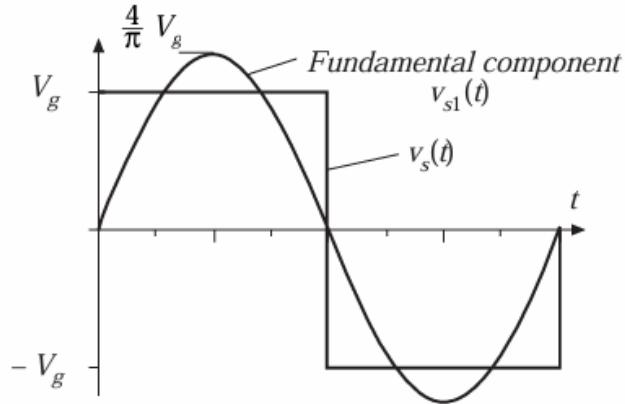


Ο μετατροπέας αποτελείται από μία πηγή τάσης και μία ή δύο ημιγέφυρες (στη περίπτωση μας μία ημιγέφυρα και κοινό σημείο το μέσον της τάσης εισόδου), το κύκλωμα συντονισμού, το κύκλωμα ανόρθωσης, το φίλτρο εξόδου και το φορτίο.

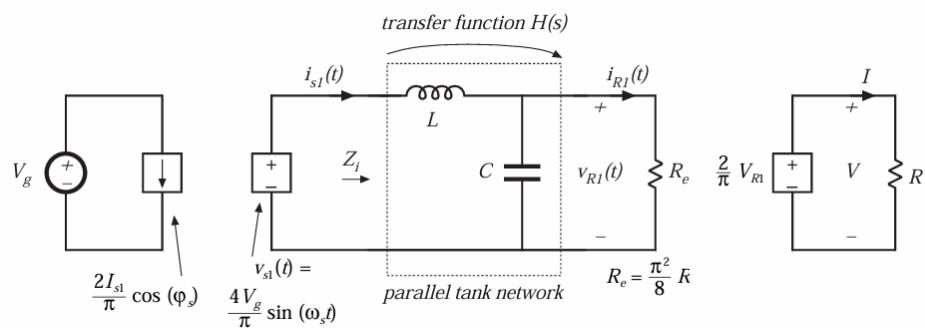
Τον μετατροπέα μπορούμε να τον αναπαραστήσουμε με το ισοδύναμο κυκλωμά του. Η τάση εισόδου είναι τετραγωνικοί παλμοί με πλάτος $\pm V_d/2$ και η έξοδος μπορεί να θεωρηθεί σαν μία σταθερή πηγή ρεύματος $\pm I_0$ λόγω του μεγάλου πηνίου του φίλτρου. Η τάση εισόδου εξαρτάται από τις διακοπτικές καταστάσεις και τη φορά του ρεύματος εξόδου. Το ρεύμα εξόδου είναι I_0 κατά πλάτος αλλά η πολικότητά του εξαρτάται από την πολικότητα του πυκνωτή.



Για να εξαχθεί ένας τύπος για τη συνάρτηση μεταφοράς του παραπάνω κυκλώματος πολλές φορές γίνεται προσέγγιση των πηγών ως προς τη πρώτη αρμονική τους, δηλαδή θεωρούμε ημιτονοειδείς τις πηγές.



Θα προκύψουν 3 ισοδύναμα κυκλώματα. Ένα για την είσοδο, ένα για το ενδιάμεσο στάδιο (LC tank) και ένα για την έξοδο (μετά την ανόρθωση). Στο πρώτο και τελευταίο στάδιο τα μεγέθη είναι dc ενώ στο ενδιάμεσο ημιτονοειδή.



Η είσοδος βλέπει προσεγγιστικά μία dc πηγή ρεύματος με τιμή $\frac{2I_{in}\cos(\phi)}{\pi}$ γιατί αυτή είναι η μέση τιμή του ανορθωμένου ρεύματος του πηνίου στο κύκλωμα συντονισμού. Ομοίως το φορτίο στην έξοδο βλέπει την ανορθωμένη τάση του πυκνωτή με μέση τιμή $\frac{2V_c}{\pi}$. Στο κύκλωμα συντονισμού τα μεγέθη είναι ημιτονοειδή και για αυτό η είσοδος του κυκλώματος είναι $\frac{4(V_d/2)\sin(\omega_s t)}{\pi}$. Με πράξεις προκύπτει και ο τύπος για τη dc συνάρτηση μεταφοράς:

$$\frac{V_{out}}{V_d/2} = \frac{8}{\pi^2} \frac{1}{\sqrt{(1-F^2)^2 + (F/Q)^2}}$$

$$F = \frac{fs}{f_0}$$

A Προσομοίωση μετατροπέα για $\omega_s < \omega_0/2$

Θα γίνει η προσομοίωση του μετατροπέα στο Simulink για τις τρεις καταστάσεις λειτουργίας του. Το πηνίο (Lr) έχει επιλεχθεί να είναι $61.5 \mu\text{H}$ και ο πυκνωτής (Cr) έχει επιλεχθεί να είναι

$1.626\mu F$.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \approx 100 Krad/sec$$

Το πηνίο εξομάλυνσης έχει τεθεί στα $36mH$ και ο πυκνωτής εξόδου $10\mu F$.

Για να ερμηνεύσουμε τα αποτελέσματα όταν βασιστούμε στις καταστάσεις που μπορεί να βρεθεί το κύκλωμα οι οποίες φαίνονται στον παρακάτω πίνακα:

Ρεύμα i_L	Τάση v_C	Παλμοί	Τάση Εισόδου	Ρεύμα Εξόδου
> 0	> 0	T_+	$+V_d/2$	$+I_0$
		T_- or D_-	$-V_d/2$	$+I_0$
	< 0	T_+	$+V_d/2$	$-I_0$
		T_- or D_-	$-V_d/2$	$-I_0$
< 0	> 0	T_-	$-V_d/2$	$+I_0$
		T_+ or D_+	$+V_d/2$	$+I_0$
	< 0	T_-	$-V_d/2$	$-I_0$
		T_+ or D_+	$+V_d/2$	$-I_0$

Table 1: Καταστάσεις λειτουργίας PLR DC/DC

A.1 1a

Οι χυματομορφές της τάσης του πυκνωτή συντονισμού και του ρεύματος του πηνίου συντονισμού για $\omega_s = 31.4 krad/s$ ($f_s = 5 kHz$) δίνονται παρακάτω:

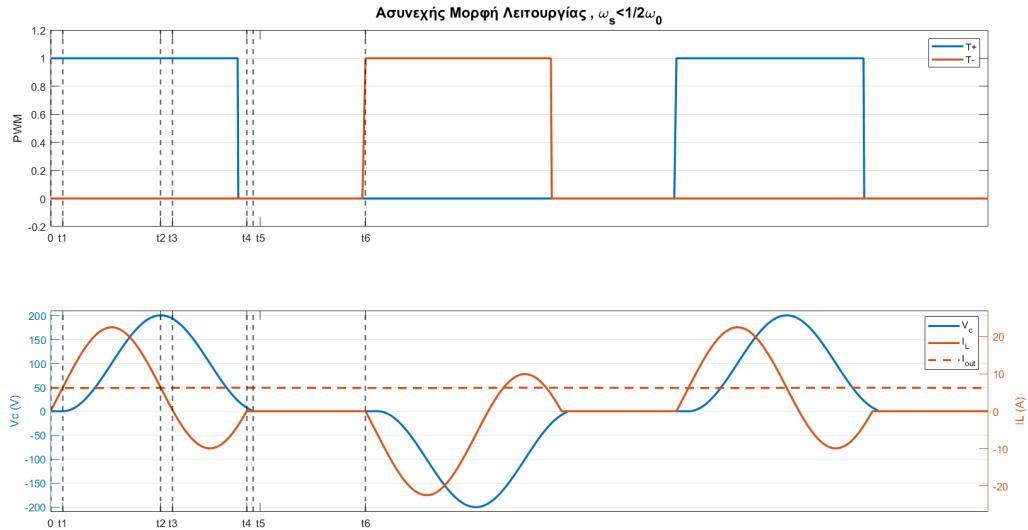
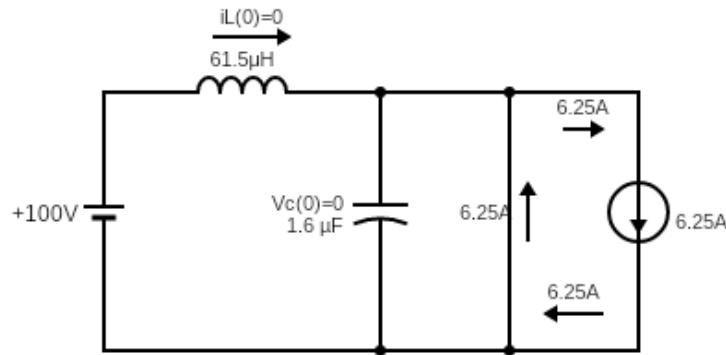


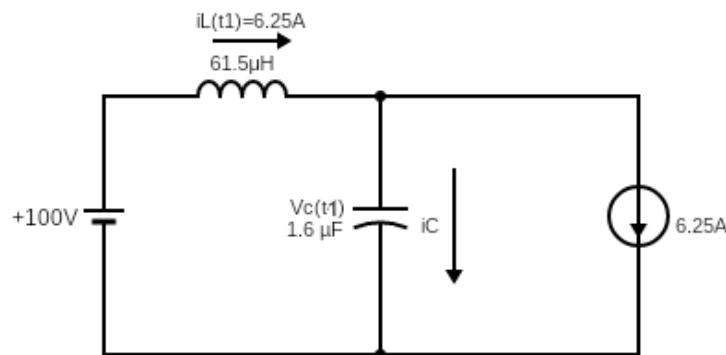
Figure 1: DCM: τάση πυκνωτή, ρεύμα πηνίου και παλμοδότηση

Την χρονική στιγμή $t_0 = 0$ ξεκινάμε με αρχικές συνθήκες: $V_{C0} = 0$ και $I_{L0} = 0$. Στο διάστημα $0 - t_1$ έχει δωθεί παλμός στο T^+ και το ρεύμα του πηνίου I_L αρχίζει να αυξάνεται, όμως το

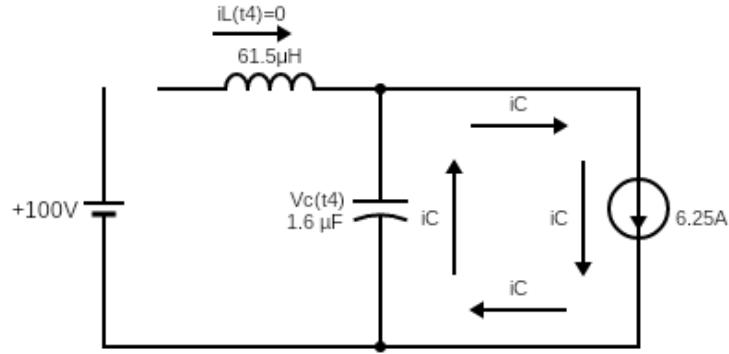
ρεύμα εξόδου I_0 είναι μεγαλύτερο από το ρεύμα I_L με αποτέλεσμα το ρεύμα εξόδου να περνάει μέσω των διόδων του ανορθωτή και στο ισοδύναμο κύκλωμα να φαίνεται σαν βραχυκύκλωμα.



Την χρονική στιγμή t_1 το ρεύμα του πηνιού συντονισμού γίνεται ίσο με το ρεύμα εξόδου και από εκεί και έπειτα ο πυκνωτής φορτίζει με ρεύμα $I_L - I_0$. Τη στιγμή t_2 το ρέυμα του πηνίου είναι και πάλι ίσο με το ρεύμα εξόδου, άρα ο πυκνωτής σταματάει να φορτίζει την στιγμή αυτή και αρχίζει να εκφορτίζεται. Την στιγμή t_3 λόγω του κυκλώματος συντονισμού το ρεύμα στο πηνίο θα αλλάξει φορά και θα διέρχεται μέσω της αντιπαράλληλης διόδου D^+ , αφού ο παλμός T^+ συνεχίζει να είναι ενεργός. Στον χρόνο t_4 το ρεύμα του πηνίου διέρχεται και πάλι από το μηδέν, όμως τώρα θα παραμείνει μηδενικό, αφού έχουμε φροντίσει να αποσύρουμε τον παλμό T^+ . Στο διάστημα $t_1 - t_4$ το ισοδύναμο κύκλωμα γίνεται:



Στο χρονικό διάστημα $t_4 - t_5$ το ρεύμα του πηνίου έχει μηδενιστεί και ο πυκνωτής αποφορτίζεται με σταθερό ρεύμα I_0 , επομένως η τάση του πυκνωτή φθίνει γραμμικά έως ότου να μηδενισθεί με ισοδύναμο κύκλωμα :



Το διάστημα t_5-t_6 παρατηρούμε ότι το ρεύμα του L_r και η τάση του C_r είναι μηδενικά. Όλο το ρέυμα εξόδου διέρχεται από τις διόδους του ανορθωτή και εμφανίζεται σαν βραχυκύλωμα στο ισοδύναμο κύκλωμα.

Παρατηρούμε ότι όταν άγει το T^- οι καταστάσεις λειτουργίας είναι ακριβώς συμμετρικές. Επιπλέον, προσοχή πρέπει να δοθεί στην παλμοδότηση, αφού ο λόγος κατάτμησης πρέπει να είναι μικρότερος του 0.5. Από την κυματομορφή 1 βλέπουμε ότι οι μεταβάσεις όλων των ημιαγωγικών στοιχείων σε αγωγή και αποκοπή είναι ομαλές.

A.2 1b

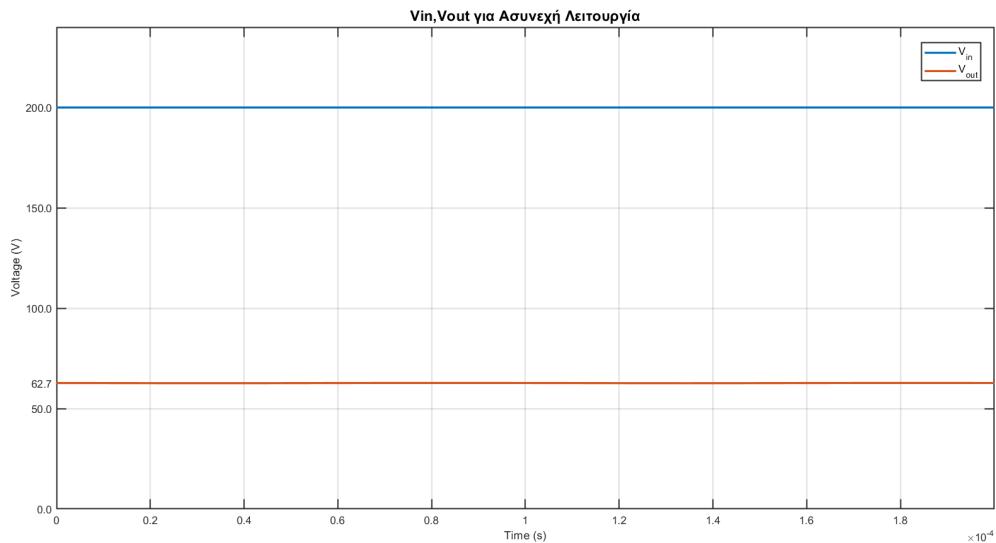


Figure 2: DCM: τάση εισόδου και τάση εξόδου

Παρατηρούμε ότι η τάση εξόδου είναι 62.7 Volt, δηλαδή σε αυτή την περιοχή λειτουργίας ο μετατροπέας μας υποβιβάζει την τάση. Επιπλέον, αξίζει να σημειωθεί ότι και με διαφορετικό φορτίο ο μετατροπέας θα είχε την ίδια τάση εξόδου (σταθερή τάση, ανεξάρτητη του ρεύματος φορτίου). Τέλος, η τάση εξόδου παρουσιάζει γραμμική εξάρτηση από τη διακοπική συχνότητα.

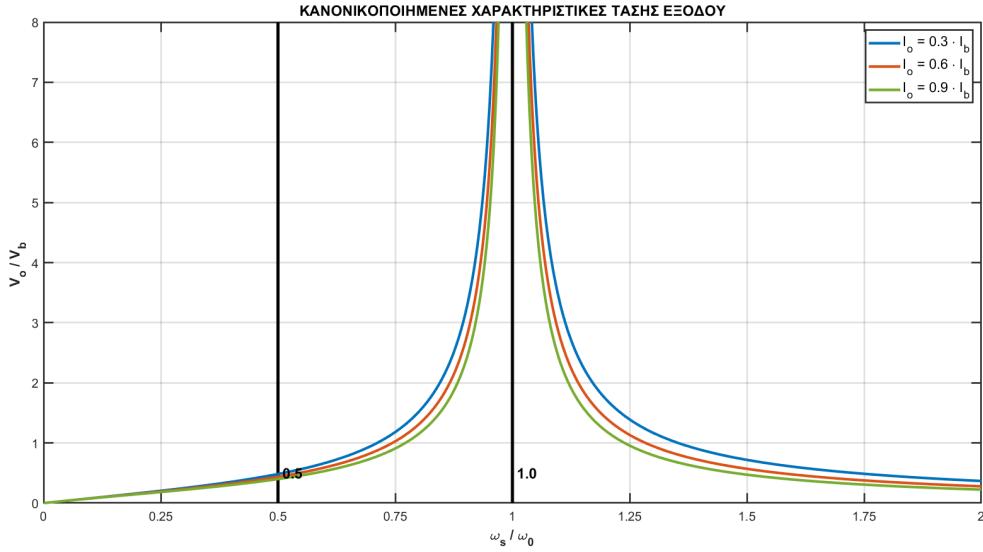


Figure 3: Χαρακτηριστικές καμπύλες εξόδου μέσω Simulink για $V_b = V_{in} = 200V$

Από το σχήμα βλέπουμε ότι για διακοπική συχνότητα $f_s = 5KHz$ και $f_s/f_o \approx 0.314$ και η έξοδος $V_o = 0.314 * 200V = 62.81V$. Αυτή η τιμή είναι πάρα πολύ κοντά στη τιμή που προέκυψε από τη προσομοίωση.

A.3 2

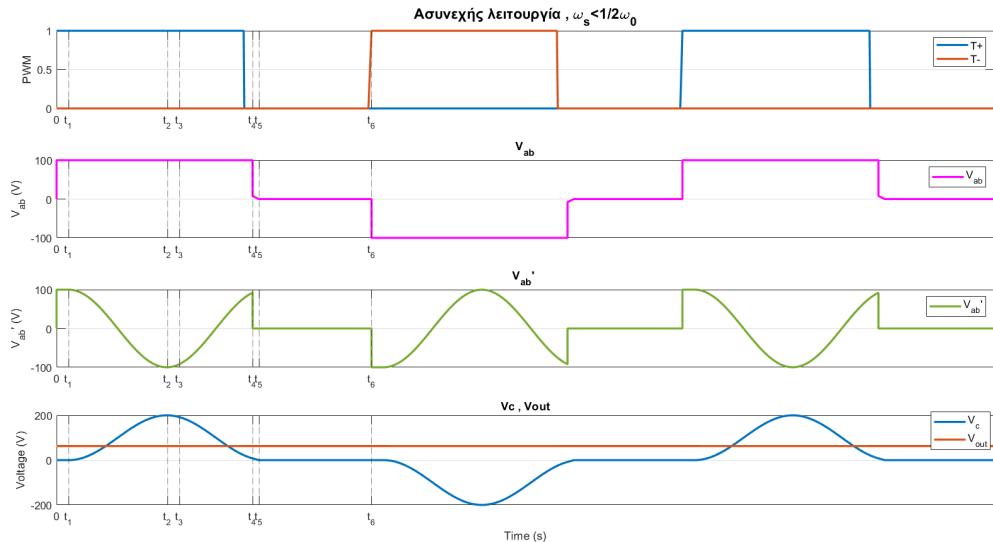


Figure 4: DCM: V_{AB} , $V_{AB'}$, V_C , V_{out}

Στο γράφημα 4 βλέπουμε την τάση εξόδου του αντιστροφέα ημιγέφυρας V_{AB} , την τάση στα άκρα του κυκλώματος συντονισμού $V_{AB'}$, την τάση του πυκνωτή συντονισμού V_C και την τάση εξόδου V_{out} . Φαίνεται ότι η V_{AB} είναι ίση με $V_d/2$, όσο ρεύμα περνάει είτε από το T^+ είτε

από την D^+ , δηλαδή για το διάστημα $0 - t_4$. Έπειτα μηδενίζει αφού έχει αποσυρθεί ο παλμός και λειτουργεί συμμετικά για τον άλλο χλόδιο της ημιγέφυρας. Η κυματομορφή της τάσης του πυκνωτή C_r έχει ερμηνευτεί ήδη και για την τάση στα άκρα του κυκλώματος συντονισμού ισχύει: $V_{AB'} = V_{AB} - V_C$. Επομένως, για $0 - t_1$ $V_{AB'} = 100$, αφού $V_C = 0$, για $t_1 - t_4$ ισούται με $100 - V_C$ και για $t_4 - t_6$ είναι μηδενική αφού ο θετικός παλμός έχει αφαιρεθεί. Τα ακριβώς συμμετρικά ισχύουν όταν άγει ο T^- .

A.4 3

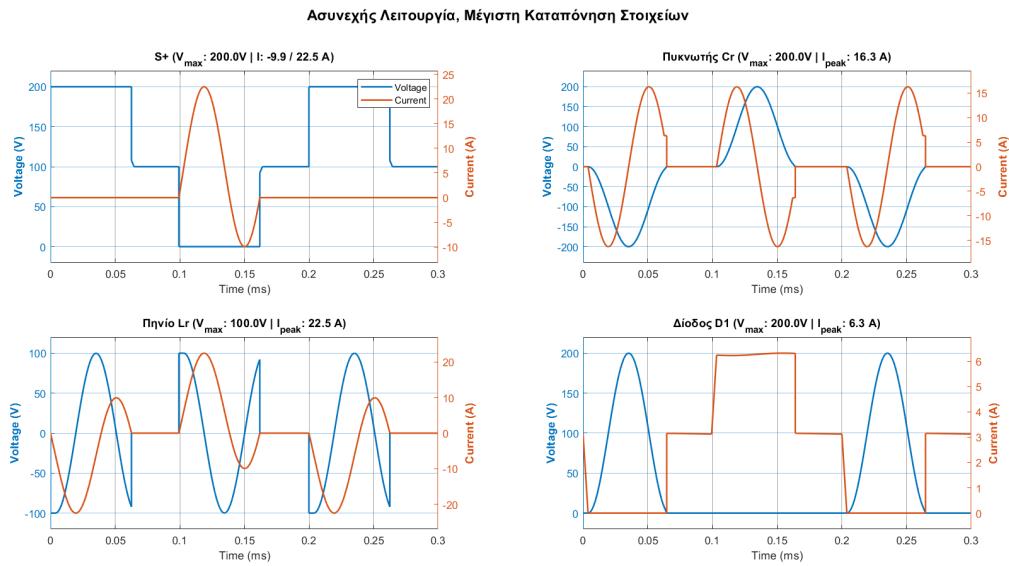


Figure 5: DCM: Καταπόνηση Στοιχείων

Στα τέσσερα γραφήματα της 5 φαίνεται η μέγιστη καταπόνηση των ημιαγωγικών στοιχείων και των στοιχείων συντονισμού. Για τους ημιαγωγικούς διακόπτες της ημιγέφυρας και για τις διόδους του ανορθωτή αρκεί να βρούμε την μέγιστη καταπόνηση ενός στοιχείου γιατί και τα υπόλοιπα έχουν την ίδια καταπόνηση. Τα στοιχεία της ημιγέφυρας θα πρέπει να αντέχουν $V_{peak} = 200V$, $I_{peak} = 22.5A$ και $I_{rms} = 8.62A$. Ο πυκνωτής C_r εμφανίζει $V_{peak} = 200V$, $I_{peak} = 16.3A$ και $I_{rms} = 10.66A$. Το πηνίο L_r έχει $V_{peak} = 100V$, $I_{peak} = 22.5A$ και $I_{rms} = 12.19A$. Τέλος, οι δίοδοι του ανορθωτή παρουσιάζουν $V_{peak} = 200V$, $I_{peak} = 6.3A$, $I_{rms} = 4.27A$ και $I_{avg} = 3.15A$. Σε αυτή τη κατάσταση λειτουργίας δεν έχουμε διακοπικές απώλειες επομένως όλες οι απώλειες του μετατροπέα είναι οι απώλειες αγωγής. Δηλαδή, εάν σχεδιαστεί ένας μετατροπέας σε αυτή την κατάσταση λειτουργίας θα πρέπει να δοθεί μεγάλη προσοχή στις ενεργές και μέσες τιμές των ρευμάτων των ημιαγωγών.

B Προσομοίωση μετατροπέα για $\omega_0/2 < \omega_s < \omega_0$

B.1 1a

Οι κυματομορφές της τάσης του πυκνωτή συντονισμού και του ρεύματος της επαγωγής συντονισμού για $\omega_s = 62.8 krad/s$ ($f_s = 10 kHz$) δίνοται στην παρακάτω γραφική 6:

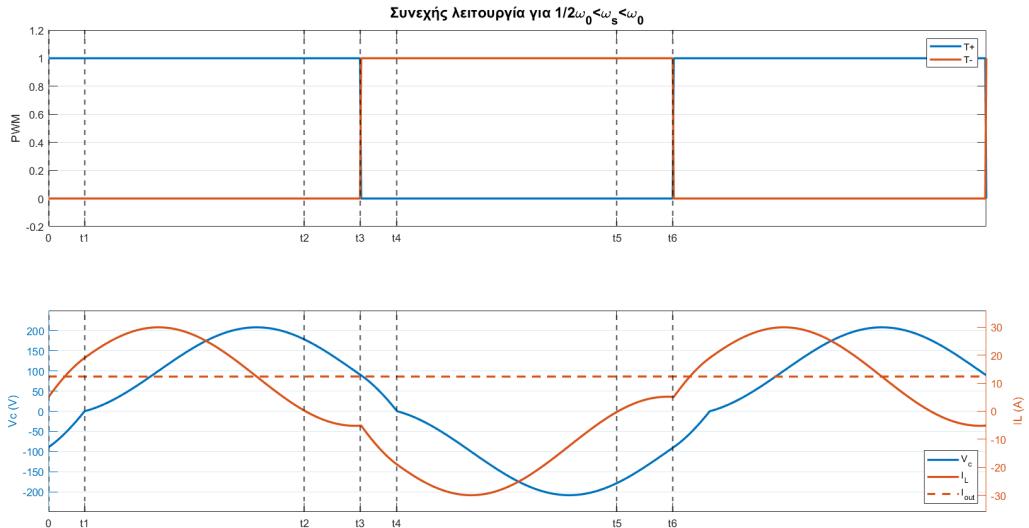
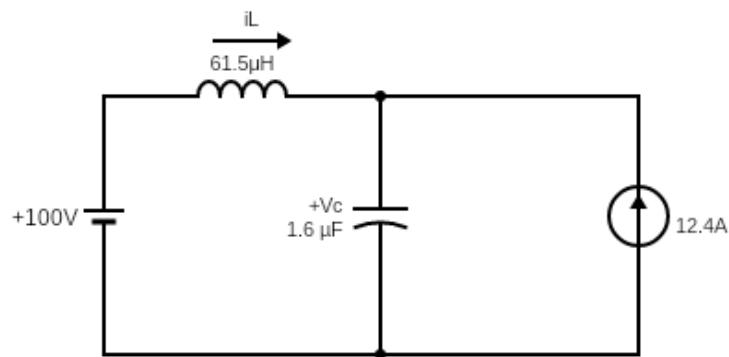
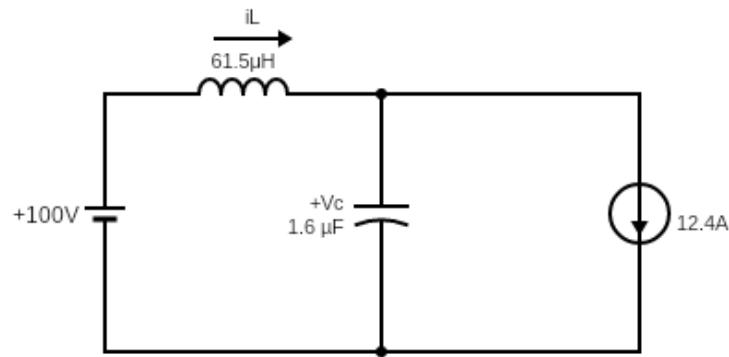


Figure 6: CCM $\omega_s < \omega_0$: τάση πυκνωτή, ρεύμα πηνίου και παλμοδότηση

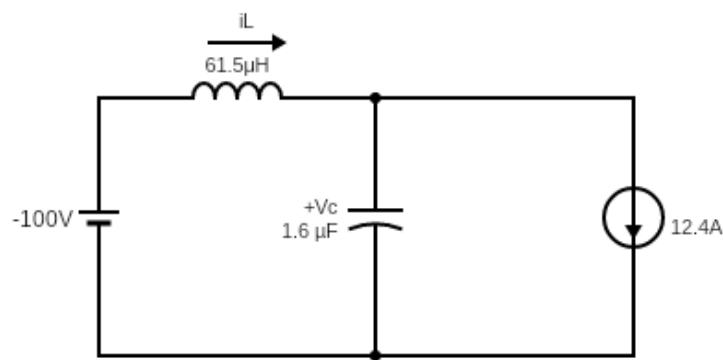
Αρχικά, από $0 - t_1$ άγει ο T^+ , έχουμε θετικό ρεύμα I_L και η τάση του πυκνωτη είναι αρνητική (και φορτίζεται με ρεύμα $I_L + I_0$) έως ότου να μηδενισθεί την στιγμή t_1 .



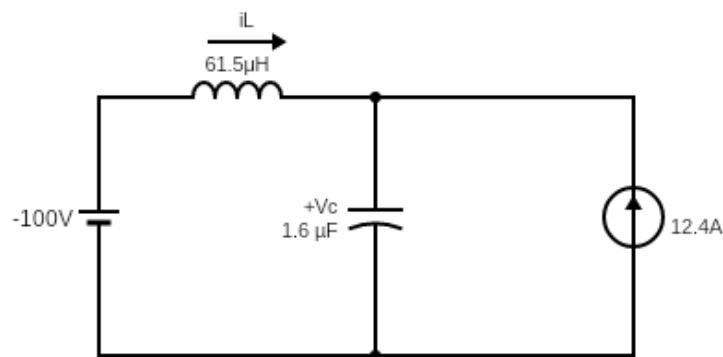
Την στιγμή t_1 το ισοδύναμο κύκλωμά αλλάζει και παραμένει ίδιο μέχρι την στιγμή t_3 . Το ρεύμα του πηνίου αρχίζει να μειώνεται και όταν γίνει ίσο με το ρεύμα εξόδου η τάση του πυκνωτή λαμβάνει την μέγιστη τιμή της. Έπειτα, ο πυκνωτής αποφορτίζεται με ρεύμα $I_0 - I_L$ μέχρι την στιγμή t_2 όπου $I_L = 0$. Από $t_2 - t_3$ το I_L γίνεται ορνητικό και διέρχεται από την αντιπαράλληλη δίοδο D^+ και την στιγμή t_3 ξεκινάει την αγωγή του ο T^- .



Στο διάστημα $t_3 - t_4$ ο πυκνωτής εκφορτίζεται με ρεύμα $|I_L + I_0|$ και την στιγμή t_4 $V_C = 0$.



Για το διάστημα $t_4 - t_6$ έχουμε: ο πυκνωτής αρχίζει να φορτίζει με αρνητική πολικότητα με ρεύμα $I_L - I_0$ και την στιγμή t_5 το ρέυμα του πηνίου μηδενίζεται. Έπειτα, το ρεύμα I_L αλλάζει φορά και περνάει μέσα από την D^- και την στιγμή t_6 άγει πάλι ο T^+ .



Συμπεραίνουμε ότι επιτυγχάνεται ομαλή μετάβαση σε αποκοπή των τρανζίστορ, αλλά και σε αγωγή των διόδων.

B.2 1b

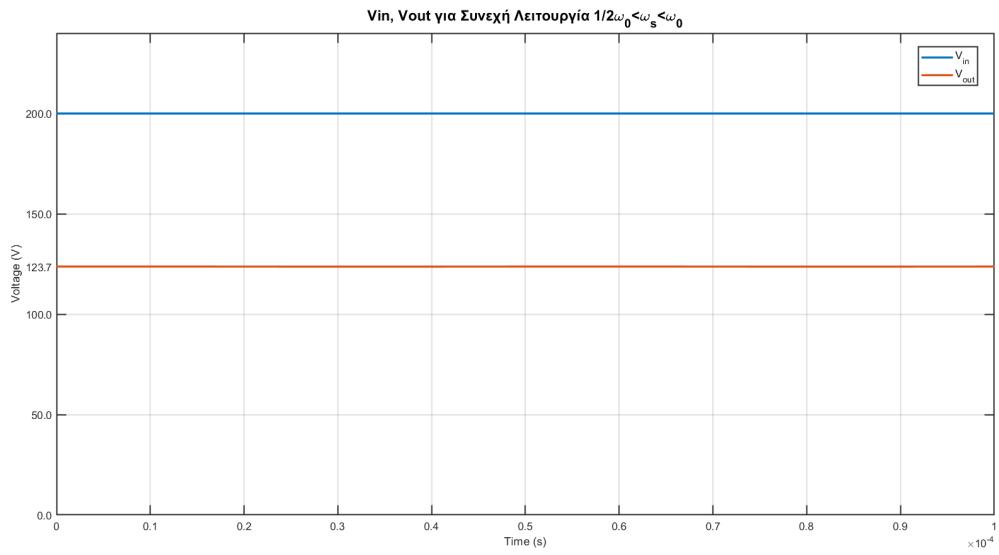


Figure 7: CCM $\omega_s < \omega_0$: τάση εισόδου και τάση εξόδου

Για την επιλεχθείσα διακοπτική συχνότητα η τάση εξόδου είναι 123.7V, δηλαδή μεγαλύτερη από την περίπτωση της DCM. Αυτό είναι λογικό καθώς γνωρίζουμε ότι σε μικρό εύρος συχνοτήτων ($\pm 50\%$ της συχνότητας συντονισμού) επιτυγχάνεται ανύψωση τάσης. Αξίζει να σημειωθεί ότι η τάση εξόδου είναι μικρότερη από 200V αλλά μεγαλύτερη από τα 100V που βλέπει το κύκλωμα συντονισμού. Εύκολα, θα μπορούσε να αντικατασταθεί η ημιγέφυρα στην είσοδο με μία πλήρης γέφυρα και έτσι το LC tank να βλέπει και τα 200V. Τέλος, επειδή οι καμπύλες εξόδου είναι κανονικοποιημένες ως προς τη μισή τάση 100V μπορούμε να πούμε ότι ο μετατροπέας έχανε ανύψωση της τάσης.

B.3 2

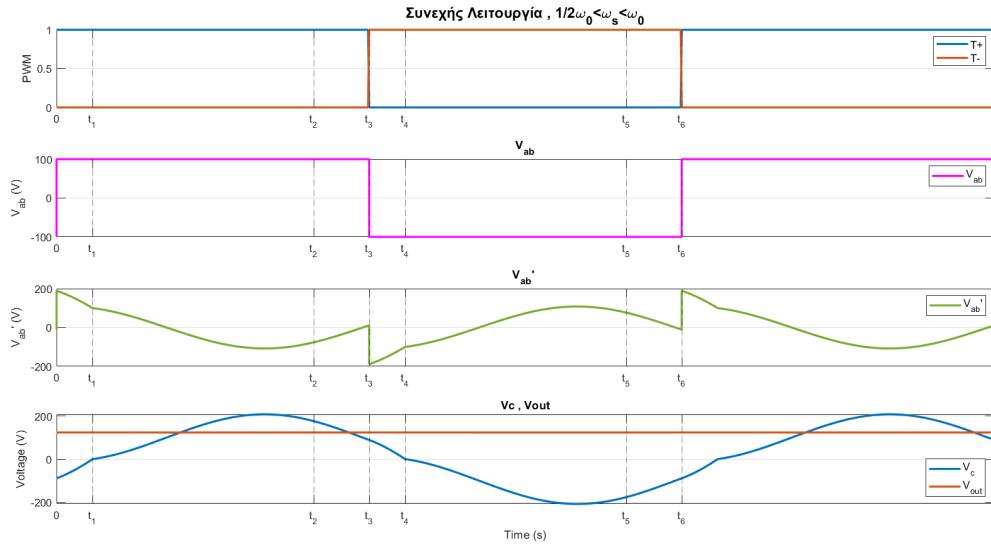


Figure 8: CCM $\omega_s < \omega_0$: V_{AB} , $V_{AB'}$, V_C , V_{out}

Στις κυματομορφές 8 βλέπουμε ότι η τάση εξόδου της ημιγέφυρας, V_{AB} , είναι ίση με 100 ή -100 Volts, όταν άγει ο διακόπτης T^+ ή T^- αντίστοιχα. Η καμπύλη της τάσης του πυκνωτή έχει αναλυθεί στο ερώτημα B.1. Για την τάση στο κύκλωμα συντονισμού, $V_{AB'}$, όπως και στην περίπτωση DCM ισχύει: $V_{AB'} = V_{AB} - V_C$.

B.4 3

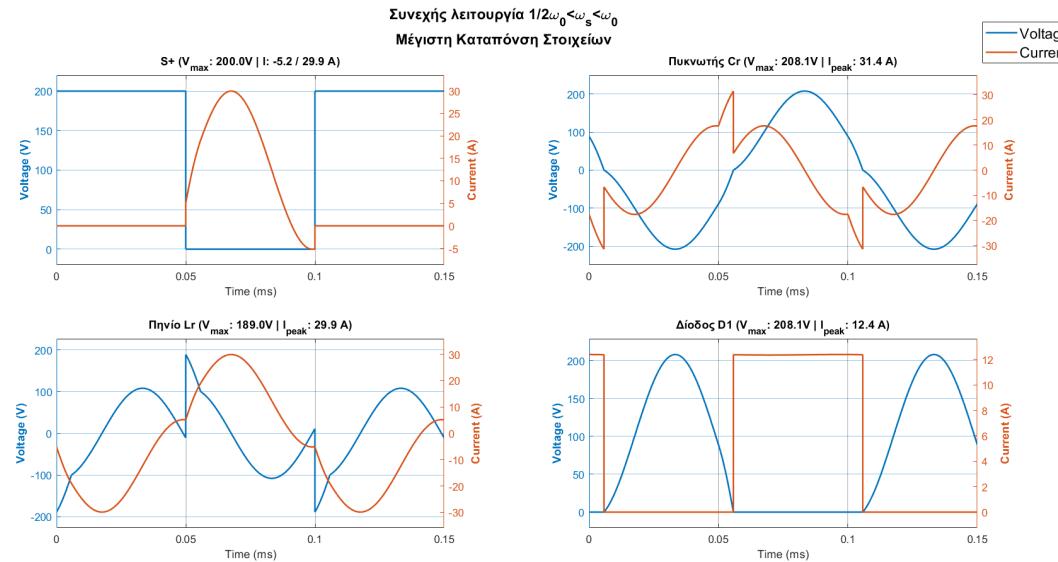


Figure 9: CCM $\omega_s < \omega_0$: Καταπόνηση Στοιχείων

Καθένα από τα τρανζίστορ της ημιγέφυρας πρέπει να αντέχει $V_{peak} = 200V$, $I_{peak} = 29.9A$ και $I_{rms} = 13.61A$. Ο C_r εμφανίζει μέγιστες καταπονήσεις : $V_{peak} = 208.1V$, $I_{peak} = 31.4A$ και $I_{rms} = 15.49A$. Το πηνίο συντονισμού: $V_{peak} = 189V$, $I_{peak} = 29.9A$ και $I_{rms} = 19.25A$. Τέλος κάθε δίοδος του ανορθωτή: $V_{peak} = 208.1V$, $I_{peak} = 12.4A$, $I_{rms} = 8.74A$ και $I_{avg} = 6.18A$. Επιπλέον, επειδή και τώρα δεν δουλεύουμε τον μετατροπέα σε πολύ υψηλές συγχνότητες αναγκαζόμαστε να επιλέξουμε μεγάλες τιμές για τα παθητικά στοιχεία του φίλτρου εξόδου.

C Προσομοίωση μετατροπέα για $\omega_s > \omega_0$

C.1 1a

Οι χυματομορφές της τάσης του πυκνωτή συντονισμού και του ρεύματος της επαγωγής συντονισμού για $\omega_s = 125.6krad/s$ ($f_s = 20kHz$) δίνονται παρακάτω:

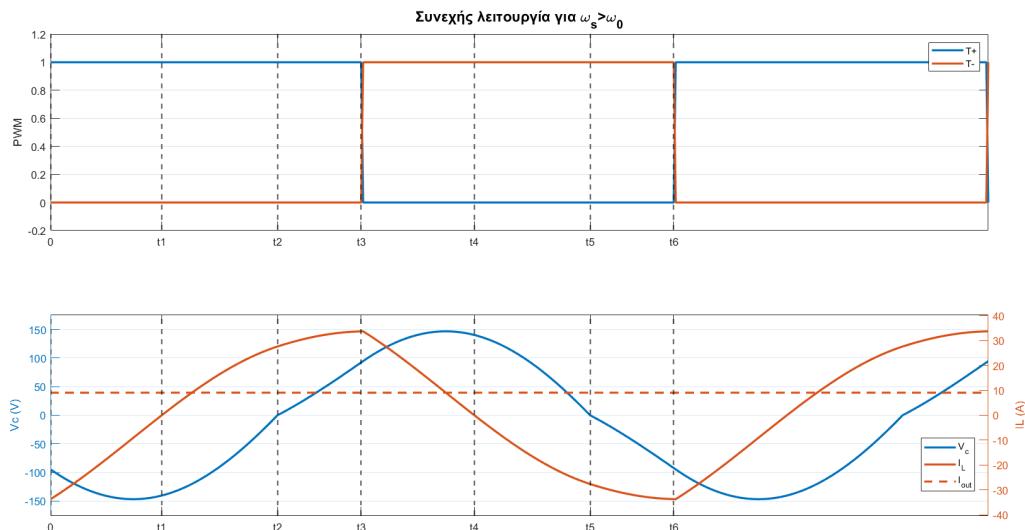
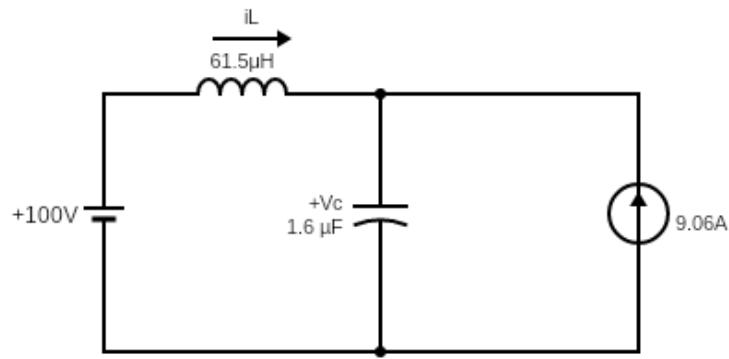
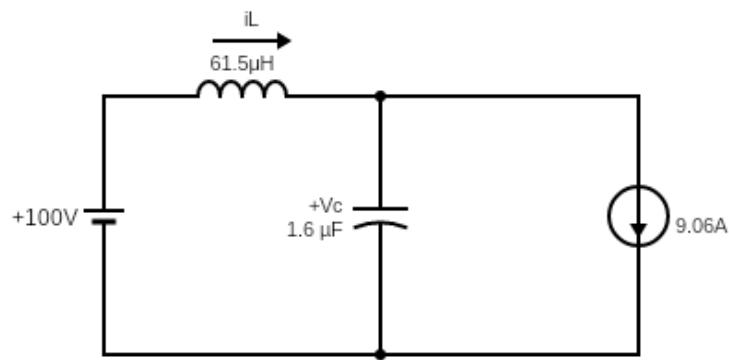


Figure 10: CCM $\omega_s > \omega_0$: τάση πυκνωτή, ρεύμα πηνίου και παλμοδότηση

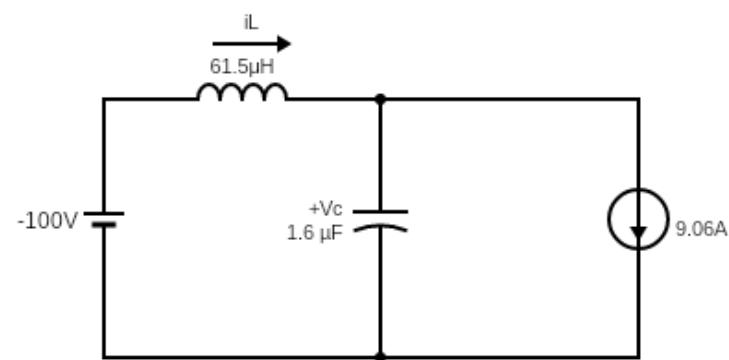
Αρχικά, στο διάστημα $0 - t_2$ η τάση του πυκνωτή συντονισμού είναι αρνητική και φορτίζει με ρεύμα μέτρου $I_L - I_0$ και την χρονική στιγμή όπου $I_L = I_0$ η V_{Cr} λαμβάνει την μέγιστη τιμή της. Έπειτα, ο πυκνωτής εκφορτίζεται με ρεύμα μέτρου $I_0 - I_L$ και την στιγμή t_1 το ρεύμα του πηνίου μηδενίζεται. Υστερα, ο πυκνωτής εκφορτίζεται με ρεύμα μέτρου $I_L + I_0$ μέχρι την στιγμή t_2 , όπου $V_{Cr} = 0$. Προφανώς, για $0 - t_1$ άγει η αντιπαράλληλη δίοδος D^+ και για $t_1 - t_2$ άγει ο T^+ .



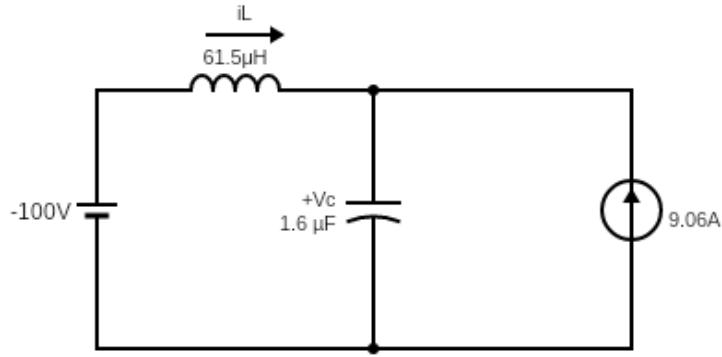
Στο διάστημα $t_2 - t_3$ το ισοδύναμο κύκλωμα θα αλλάξει αφού έχουμε $V_{Cr} > 0$ και ο πυκνωτής φορτίζει με ρεύμα $I_L - I_0$ μέχρι την στιγμή t_3 , όπου έχουμε αγωγή του κάτω κλάδου της ημιγέφυρας.



Στο διάστημα $t_3 - t_4$ άγει η αντιπαράλληλη δίοδος D^- και η V_{Cr} γίνεται μέγιστη όταν $I_L = I_0$. Την στιγμή t_4 : $I_L = 0$ και αρχίζει να διέρχεται ρεύμα από τον T^- . Ο πυκνωτής εκφορτίζεται με ρεύμα μέτρου $I_L + I_0$ μέχρι να μηδενιστεί η τάση του την στιγμή t_5 . Προφανώς το διάστημα $t_3 - t_5$ το ισοδύναμο κύκλωμα είναι το ίδιο.



Για $t_5 - t_6$ έχουμε αρνητικό ρεύμα πηνίου και ο πυκνωτής φορτίζεται με αρνητικό πρόσημο με ρεύμα μέτρου $I_L - I_0$ και την στιγμή t_6 αρχίζει να άγει και πάλι ο T^+ .



Παρατηρούμε ότι σε αυτή την περίπτωση έχουμε ομαλή μετάβαση σε αγωγή των τρανζίστορ και σε αποκοπή των διόδων.

C.2 1b

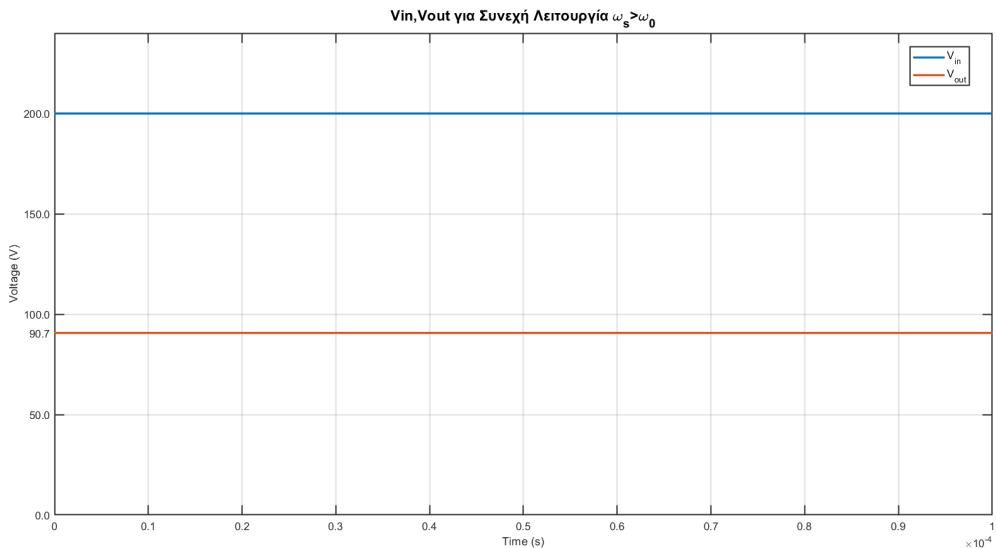


Figure 11: CCM $\omega_S > \omega_0$: τάση εισόδου και τάση εξόδου

Η τάση εξόδου είναι 90.7V και έχουμε υποβιβασμό της τάσης εισόδου. Η τάση εξόδου σε αυτή και τη προηγούμενη λειτουργία εξαρτάται έντονα από το συντελεστή ποιότητας

$$Q = \frac{R_{eq}}{\omega_0 L}$$

Στη περιπτωσή μας το Q είναι περίπου 2. Αυτό μπορούμε να το ερμηνεύσουμε ως εξής: κοντά στη συχνότητα συντονισμού έχουμε ανύψωση της τάσης έως και 2 φορές και καθώς απομακρυνόμαστε από τη συχνότητα συντονισμού η τάση αρχίζει να υποβιβάζεται.

C.3 2

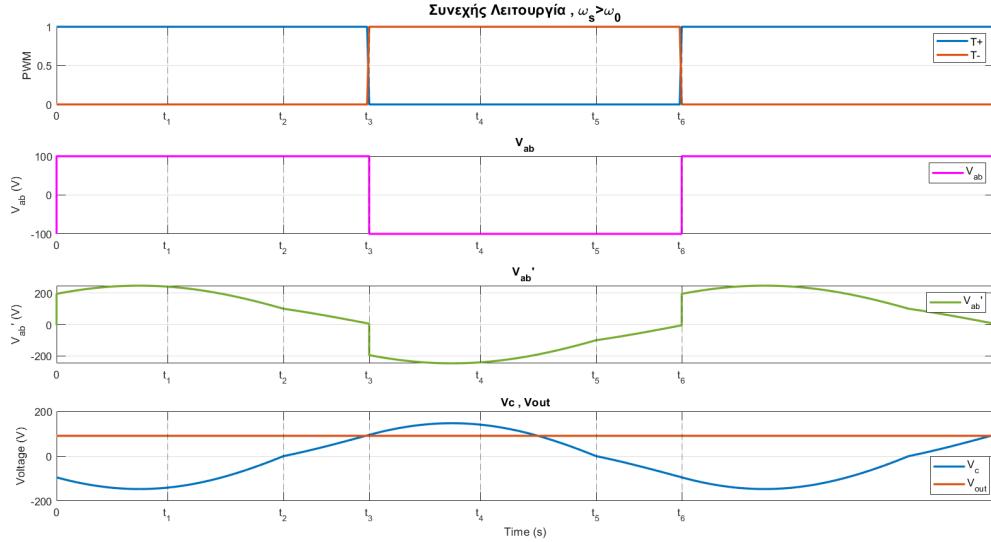


Figure 12: CCM $\omega_s > \omega_0$: V_{AB} , $V_{AB'}$, V_C , V_{out}

Στο γράφημα 12 φαίνεται ότι η τάση εξόδου του αντιστροφέα ημιγέφυρας (V_{AB}) είναι είτε +100V είτε -100V ανάλογα αν άγει ο T^+ ή ο T^- αντίστοιχα. Η V_{Cr} έχει αναλυθεί στο ερώτημα C.1. Τέλος, για την τάση στα άκρα του χυκλώματος συντονισμού ισχύει: $V_{AB'} = V_{AB} - V_{Cr}$, οπότε έχει την μορφή που βλέπουμε στο γράφημα.

C.4 3

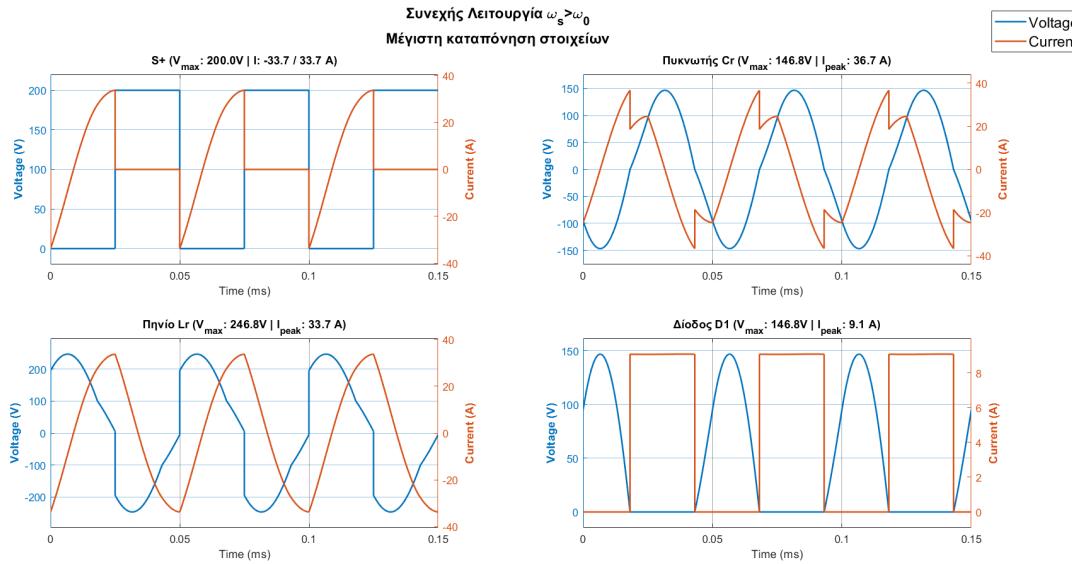


Figure 13: CCM $\omega_s > \omega_0$: Καταπόνηση Στοιχείων

Η μέγιστη καταπόνηση που πρέπει να αντέχουν οι ημιαγωγικοί διακόπτες του αντιστροφέα ημιγέφυρας είναι: $V_{peak} = 200V$, $I_{peak} = 33.7A$ και $I_{rms} = 16.38A$. Για τον πυκνωτή Cr : $V_{peak} = 146.8V$, $I_{peak} = 36.7A$ και $I_{rms} = 21.33A$ και για το πηνίο συντονισμού: $V_{peak} = 246.8V$, $I_{peak} = 33.7A$ και $I_{rms} = 23.16A$. Τέλος, για κάθε δίοδο του ανορθωτή ισχύει: $V_{peak} = 146.8V$, $I_{peak} = 9.1A$, $I_{rms} = 6.41A$ και $I_{avg} = 4.53A$.

D Επιλογή στοιχείων και προσομοίωση

D.1 1

Η λειτουργία σε DCM παρότι φαίνεται πιο ορθή λόγω της ομαλής μετάβασης τόσο σε αγωγή όσο και σε αποκοπή των ημιαγωγικών στοιχείων, δεν είναι ρεαλιστική. Εάν δουλέψουμε σε DCM, θα έχουμε το όφελος της γραμμικής σχέσης της τάσης εξόδου συναρτήσει της διακοπτικής συχνότητας, αλλά απαιτούνται διακοπτικές συχνότητες εντός του ακουστικού εύρους (πρέπει $f_s < 7.9kHz$). Επιπλέον, σε DCM για να έχουμε ίδιες προδιαγραφές στα ripples της εξόδου απαιτούνται πολύ μεγαλύτερα σε όγκο παθητικά στοιχεία. Επίσης, για την ίδια ισχύ εξόδου στην περίπτωση ασυνεχούς αγωγής είναι απαραίτητες μεγαλύτερες rms τιμές ρεύματος, λόγω του λόγου κατάτησης που είναι μικρότερος από 50%. Έτσι, είναι προτιμότερο να λειτουργήσουμε τον μετατροπέα σε συνεχή αγωγή και πιο συγκεκριμένα στην περιοχή $\omega_s > \omega_0$, αφού εκεί έχουμε ομαλή μετάβαση σε αγωγή των τρανζίστορ (MOSFET) και σε αποκοπή των διόδων, το οποίο είναι προτιμότερο για την μείωση των διακοπτικών απωλειών, συγκριτικά με την περίπτωση $\omega_s < \omega_0$ και το μικρότερο δυνατόν φίλτρο εξόδου.

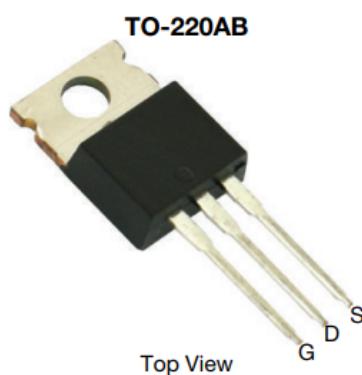
Ο μετατροπέας που θα σχεδιάσουμε θα υποβιβάζει την τάση εξόδου στα 24V και θα διαλέξουμε διαφορετικό Συντελεστή Ποιότητας Q σε σχέση με πριν, έτσι ώστε να μειώσουμε τις απώλειες στο κύκλωμα συντονισμού. Θα λειτουργήσουμε σε βαθειά CCM για υποβιβασμό τάσης, οπότε το να έχουμε μεγάλο Q δεν είναι χρήσιμο (μεγάλο Q οδηγεί σε μεγάλο circulating current). Επιλέγουμε $Q = \frac{1}{\sqrt{2}}$, δηλαδή $L_r = \frac{R_e}{\omega_0 Q} \approx 175\mu H$ και $C_r = \frac{10^{-10}}{L} \approx 571nF$. Για να πετύχουμε μικρές διακυμάνσεις στη τάση εξόδου και στο ρεύμα του πηνίου επιλέξαμε: $L_f = 1mH$ και $C_f = 100\mu F$. Το φίλτρο εξόδου θα έχει συχνότητα αποκοπής περίπου στα 500 Hz.

Για να επιλέξουμε ημιαγωγικά στοιχεία, πηνία και πυκνωτές από το εμπόριο υπολογίσαμε μέσω του Simulink τις μέγιστες καταπονήσεις των στοιχείων: V_{peak} , I_{peak} , I_{rms} και I_{avg} και διαλέξαμε συγκρίνοντας και το κόστος.

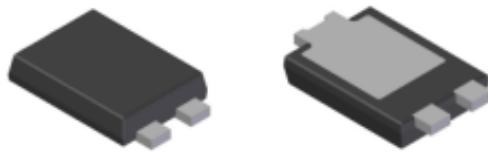
Component	V_Peak [V]	I_Peak [A]	I_RMS [A]	I_Avg [A]
Transistor S1	200.00	6.24	2.67	0.37
Diode D1	42.69	2.46	1.70	1.20
Inductor Lr	143.21	6.24	3.78	0.00
Capacitor Cr	43.21	5.75	2.96	0.00
Inductor Lf	25.03	2.46	2.40	2.40
Capacitor Cf	23.99	0.06	0.04	0.00

Στην παρακάτω λίστα έχουμε συγκεντρώσει ό,τι θα χρειαστούμε:

Για διακόπτη επιλέξαμε το Si MOSFET της Vishay με κωδικό SUP90142E-GE3. Είναι rated στα 200V και 90A (ύπερ αρκετό) και έχει εξαιρετικά μικρή Rdson έτσι ώστε να ελαχιστοποιηθούν οι απώλειες. $Rdson(max) = 0.0152 \Omega$.



Για την κατασκευή του ανορθωτή με τις 4 διόδους επιλέξαμε Schottky διόδους της Diode Inc με κωδικό SBR15U50SP5-13. Είναι rated στα 50V και 15A και έχουν μικρή Vf-0.52V έτσι ώστε να ελαχιστοποιηθούν οι απώλειες.



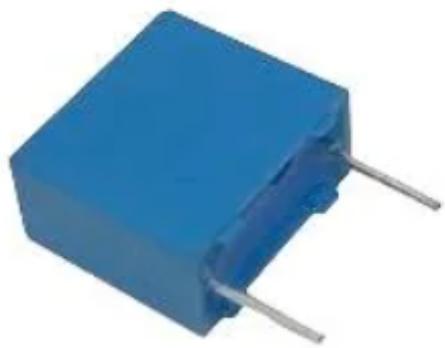
Top View

Bottom View

Το πηνίο του χυκλώματος συντονισμού πρέπει να έχει υψηλό ρεύμα κορεσμού, τουλάχιστον 6.25A. Για αυτό επιλέξαμε πηνίο ισχύος της εταιρίας Coilcraft με κωδικό PCV-2-184-10L. Έχει τιμή 180 μ H (πολύ κοντά στη ωφελητική τιμή) και ρεύμα κορεσμού 8A.



Για πυκνωτή του χυκλώματος συντονισμού πρέπει να επιλέξουμε έναν που είναι rated για το απαιτούμενο ripple current. Διαλέξαμε να προσθέσουμε παράλληλα δύο film πυκνωτές της EPCOS / TDK με κωδικούς B32671P5104K000 (100nF), B32671P5474K(470nF) με συνολική χωρητικότητα 570nF. Είναι rated στα 200 Vrms με ripple current 3A. Επιπλέον, δύο τέτοιους πυκνωτές μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε στο DC link.



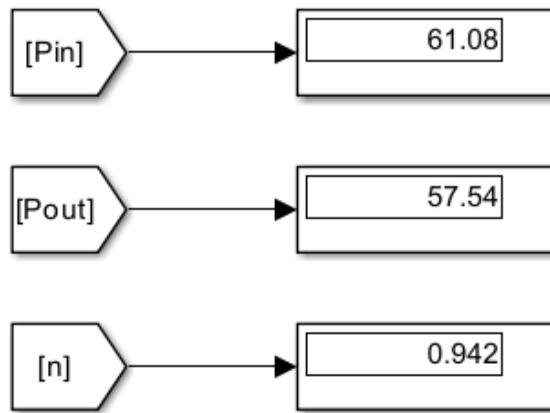
Τέλος, για το φίλτρο εξόδου επιλέξαμε πηνίο της KEMET με τιμή 1mH 250V 3A με κωδικό SC-03-10GJ και πυκνωτή της TAIYO YUDEN με τιμή 35V 100μF και κωδικό RAHV1101M1GEF7002.



Το συνολικό κόστος των στοιχείων είναι 26,23€. Εάν συνυπολογίσουμε και το κόστος του PCB και των οδηγητών το κόστος της όλης διάταξης θα ήταν λιγότερο από 35€.

D.2 2

Από τα datasheets των καταστευαστών βρήκαμε τις παρασιτικές αντιστάσεις των στοιχείων και τις προσθέσαμε στην προσομοίωσή μας. Προσαρμόσαμε την διακοπτική συχνότητα, έτσι ώστε η τάση εξόδου να παραμείνει στα 24V ($f_s = 26420\text{Hz}$).



Προκύπτει ότι η απόδοση του μετατροπέα που σχεδιάσαμε είναι αρκετά υψηλή: 94.2%.

D.3 3

Οι συνολικές απώλειες είναι 3.54W και πιο συγκεκριμένα τα Mosfet καταναλώνουν 0.21W, ο ανορθωτής διόδων 2.5W, το πηνίο συντονισμού 0.685W, ο πυκνωτής συντονισμού 0.35mW, το πηνίο εξομάλυνσης 0.2304W, ο πυκνωτής στην έξοδο 4.8 μW.

Συγκεκριμένα για το Mosfet ισχύος, Βλέπουμε από το datasheet ότι η μέγιστη θερμική αντίσταση junction to ambient είναι 40°C/W. Για 0.21W κατανάλωσης σημαίνει ότι θα αυξηθεί η θερμοκρασία του το πολύ κατά 8°C. Για τέτοια μεταβολή δεν θα αλλάξει καθόλου η Ron (On-Resistance vs. Junction Temperature chart) επομένως δεν χρειάζεται να χρησιμοποιηθούμε ψύκτρες για τα Mosfet.

Σχετικά με τις διόδους, δίνεται η μέγιστη θερμική αντίσταση junction to ambient να είναι 90°C/W. Για 625mW κατανάλωση ανά κάθε διόδο, η θερμοκρασία τους θα ισορροπήσει στους 82°C (Η εφαρμογή μας είναι σε περιβάλλον με ambient temp 25°C). Παρόλο που οι διόδοι μπορούν να λειτουργήσουν σε τέτοια θερμοκρασία, εμείς θα υπολογίσουμε κατάλληλα τις παραμέτρους για ψυκτικό σώμα που θα τοποθετηθεί έτσι ώστε να καλύπτει και τις 4 διόδους ώστε να εξασφαλήσουμε περιπτώσεις όπου ambient temp > 25°C.

Για να βρούμε το ψυκτικό σώμα πρέπει να θέσουμε κάποιες προδιαγραφές. Συγκεκριμένα ορίζουμε ότι η θερμοκρασία των διόδων δεν πρέπει να ανέβει πάνω από 20 °C με reference την θερμοκρασία περιβάλλοντος. Για 2.5W απώλειες η συνολική θερμική αντίσταση δεν θα πρέπει

να ξεπερνάει τα $20/2.5 = 8^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Ο τύπος που περιγράφει τη συνολική θερμική αντίσταση (Γέφυρα διόδων - ψυκτικό σώμα) δίνεται από το παρακάτω τύπο:

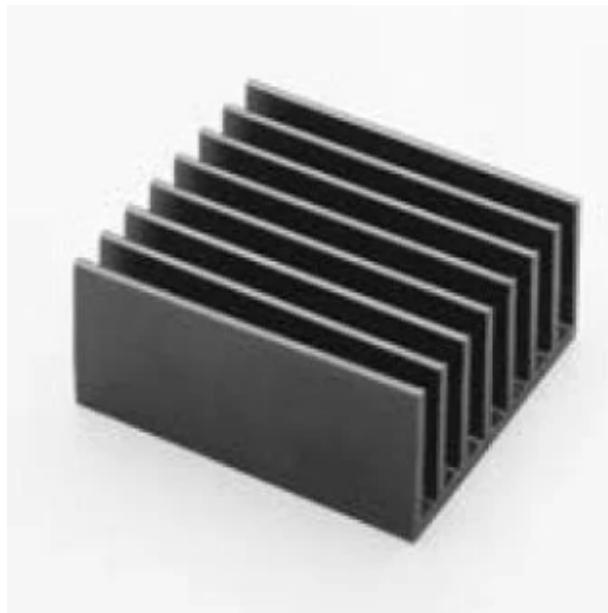
$$R_{\theta JC_{FullBridge}} + R_{\theta CS_{FullBridge}} + R_{\theta SA}$$

όπου $R_{\theta JC_{FullBridge}} = R_{\theta JC_{Diode}} // R_{\theta JC_{Diode}} // R_{\theta JC_{Diode}} // R_{\theta JC_{Diode}} = R_{\theta JC_{Diode}} / 4$

και $R_{\theta CS_{FullBridge}} = R_{\theta CS_{Diode}} // R_{\theta CS_{Diode}} // R_{\theta CS_{Diode}} // R_{\theta CS_{Diode}} = R_{\theta CS_{Diode}} / 4$

Άρα $R_{\theta SA_{max}} = 8 - R_{\theta JC_{Diode}} / 4 - R_{\theta CS_{Diode}} / 4 = 6.4^{\circ}\text{C}/\text{W}$. (Από το datasheet ξέρουμε ότι $R_{\theta JC_{Diode}} = 2.5^{\circ}\text{C}/\text{W}$ και θεωρούμε ότι η θερμική αντίσταση από το case της κάθε διόδου στο ψυκτικό είναι σχετικά μεγάλη στα $4^{\circ}\text{C}/\text{W}$).

Για τη διάταξή μας ωστε χρησιμοποιήσουμε το ψυκτικό σώμα με Part Number 642-45AB και τιμή 1.4 ευρώ. Το ψυκτικό έχει διαστάσεις 35mm x 35mm x 11.4mm.



References

- [1] Γεώργιος Καμπίτσης, Διάλεξη 9: Μετατροπείς Συντονισμού, Ηλεκτρονικά Ισχύος με Σύγχρονες Τεχνολογίες Ημιαγωγών [Online]: <https://eclass.upatras.gr/modules/document/index.php?course=EE1125>.
- [2] Σ. Μανιάς, Ηλεκτρονικά Ισχύος (2021), 4th ed. Συμεών
- [3] Mohan, Undeland, Robbins (2021) Εισαγωγή στα Ηλεκτρονικά Ισχύος, 3rd ed. Τζιόλα
- [4] Chapter 19, Resonant Conversion [Online]: https://www.ieee.li/pdf/introduction_to_power_electronics/chapter_19.pdf.