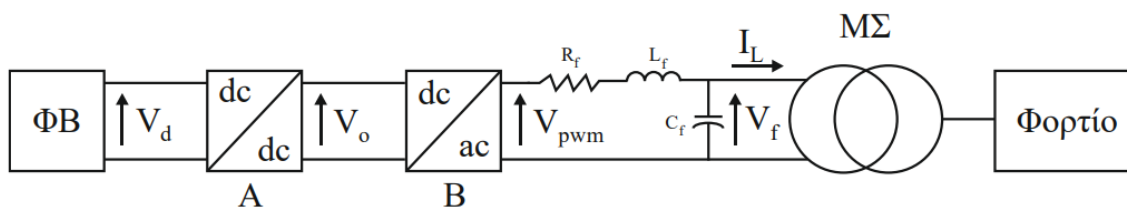




ΑΡΙΣΤΟΤΕΛΕΙΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗΣ
ΠΟΛΥΤΕΧΝΙΚΗ ΣΧΟΛΗ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ

Ηλεκτρονικά Ισχύος II



Εργασία στα πλαίσια του μαθήματος : <<Ηλεκτρονικά Ισχύος II>>

Έτος:2023

Ομάδα 10:

Αγγελίδου Ιωάννα

Οικονόμου Γεώργιος

Τσιανάκας Εμμανουήλ

Πίνακας Περιεχομένων

1. Εισαγωγή:

1.1. Θέμα Εργασίας.....	5
-------------------------	---

2. Μέρος Α:

Μετατροπέας Α.....	6
2.1. Ερώτημα 1:Εύρεση ονομαστικής τάσης εξόδου dc-dc μετατροπέα ανύψωσης τάσης.....	6
2.2. Ερώτημα 2:Διαγράμματα Συνέχειας-Ασυνέχειας.....	10
2.3. Ερώτημα 3:Επιλογή Διακοπτικού στοιχείου.....	12
2.3.1. Απώλειες στον IGBT.....	12
2.3.2. Απώλειες στον MOSFET.....	13
2.4. Ερώτημα 4:Συχνότητα Διαμόρφωσης	14
2.5. Ερώτημα 5:Μέγεθος Πυκνωτή και Πηνίου.....	15
2.5.1.Πηνίο.....	15
2.5.2.Πυκνωτής.....	15
2.6. Ερώτημα 6:Υπολογισμός Καταπονήσεων.....	16
2.6.1. Καταπόνηση των στοιχείων αναλυτικά.....	16
2.6.1.1.Πηνίο.....	16
2.6.1.2.Πυκνωτής.....	17
2.6.1.3.Δίοδος.....	18
2.6.2.Καταπόνηση των στοιχείων με προσομοίωση Matlab/Simulink.....	19
2.6.2.1.Πηνίο.....	20
2.6.2.2.Πυκνωτής.....	21
2.6.2.3.Δίοδος.....	22
2.7. Ερώτημα 7:Επιλογή υλικών από καταλόγους κατασκευαστών και προσομοιώσεις.....	24
2.7.1.Επιλογή των υλικών.....	24
2.7.1.1.Πηνίο.....	24
2.7.1.2.Πυκνωτής.....	25
2.7.1.3.Δίοδος.....	26
2.7.1.4.Διακόπτης MOSFET.....	27
2.7.2. Προσομοίωση με χρήση του λογισμικού Simulink.....	28

3. Μέρος Β:

Μετατροπείας Β.....	30
3.1. Ερώτημα 1:Σχεδίαση φίλτρου LC.....	30
3.2. Ερώτημα 2:Λόγος Σπειρών Μετασχηματιστή.....	33
3.3. Ερώτημα 3:Μονοπολική διαμόρφωση με ωμικό φορτίο.....	33
3.3.1. Κυματομορφές με χρήση Simulink.....	33
3.3.2. Ισχύς φορτίου.....	36
3.3.3. Απώλειες αγωγής-θεωρητικοί υπολογισμοί.....	36
3.3.4. Απώλειες αγωγής-υπολογισμοί μέσω Simulink.....	37
3.4. Ερώτημα 4: Μονοπολική διαμόρφωση με ωμικοεπαγωγικό στοιχείο.....	38
3.4.1. Κυματομορφές με χρήση Simulink.....	39
3.4.2. Ισχύς φορτίου.....	41
3.4.3. Απώλειες αγωγής-θεωρητικοί υπολογισμοί.....	41
3.4.4. Απώλειες αγωγής-υπολογισμοί μέσω Simulink.....	42
3.5. Ερώτημα 5: Διπολική διαμόρφωση.....	43
3.5.1. Διπολική διαμόρφωση με ωμικό φορτίο.....	43
3.5.1.1. Κυματομορφές με χρήση Simulink.....	43
3.5.1.2. Ισχύς φορτίου.....	46
3.5.1.3. Απώλειες αγωγής-θεωρητικοί υπολογισμοί.....	46
3.5.1.4. Απώλειες αγωγής-υπολογισμοί μέσω Simulink.....	47
3.5.2. Διπολική διαμόρφωση με ωμικοεπαγωγικό φορτίο.....	48
3.5.2.1. Κυματομορφές με χρήση Simulink.....	48
3.5.2.2. Ισχύς φορτίου.....	51
3.5.2.3. Απώλειες αγωγής-θεωρητικοί υπολογισμοί.....	51
3.5.2.4. Απώλειες αγωγής-υπολογισμοί μέσω Simulink.....	52
3.6. Ερώτημα 6: Σύγκριση μονοπολικής και διπολικής διαμόρφωσης.....	52

4. Μέρος C:

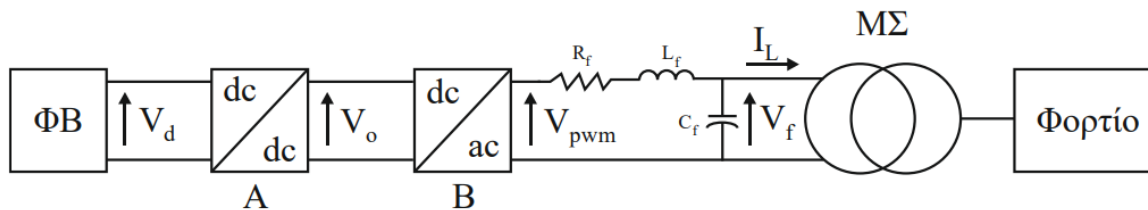
Υλοποίηση συστήματος μετατροπέων Α και Β.....	53
4.1. Ερώτημα 1:Κυμάτωση της τάσης εξόδου του μετατροπέα Α.....	53
4.1.1. Μονοπολική Διαμόρφωση.....	53
4.1.2. Διπολική Διαμόρφωση.....	55

4.2. Ερώτημα 2:RMS τιμή του ρεύματος πυκνωτή στην έξοδο του μετατροπέα A.....	56
4.2.1. Μονοπολική Διαμόρφωση.....	56
4.2.2. Διπολική Διαμόρφωση.....	57
4.3.Ερώτημα 3:Κυμάτωση τάσης και ρεύματος πυκνωτή για αντίσταση στο φορτίο του μετατροπέα A.....	58
5. Μέρος D:	
Έλεγχος μονοφασικού <i>inverter</i> ΦΒ.....	61
5.1. Ερώτημα 1:Δημιουργία συστήματος διαμόρφωσης.....	61
5.2. Ερώτημα 2:Ελάχιστη και μέγιστη συχνότητα μετάβασης.....	68
6. Παράρτημα Α:	
Εξαρτήματα μετατροπέα A.....	72
6.1. Πηνίο.....	72
6.2. Πυκνωτής.....	73
6.3. Δίοδος.....	73
6.4. Διακόπτης MOSFET.....	74

Θέμα Εργασίας

Η παρούσα εργασία πραγματεύεται την σχεδίαση των μετατροπέων μιας φωτοβολταϊκής (ΦΒ) εγκατάστασης.

Τα κύρια στοιχεία της διάταξης φαίνονται στο Σχήμα 1.



Εξεταζόμενη Τοπολογία

Τα κύρια στοιχεία της διάταξης είναι:

- Φ/Β γεννήτρια για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας
- Μετατροπέας A: dc-dc μετατροπέας ανύψωσης τάσης
- Μετατροπέας B: Αντιστροφέας πλήρους γέφυρας με ημιτονοειδή διαμόρφωση PWM
- Παθητικό φίλτρο LC
- Μ/Σ ανύψωσης
- Φορτίο

Οι παράμετροι που δόθηκαν είναι οι εξής:

- $dv(\%)=1.5\%$
- $P_{loss}(\%)=1.6\%$
- $P_A(kW)=3.5kW$

ΜΕΡΟΣ Α

Μετατροπέας Α

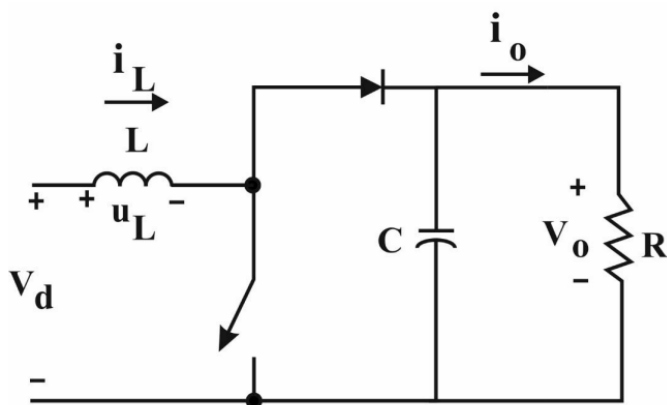
Τα δεδομένα-παραδοχές σχεδίασης είναι τα ακόλουθα:

- Τάση της ΦΒ γεννήτριας $V_d = 52 - 60 \text{ Vdc}$
- Ο μετατροπέας Α είναι ένας dc-dc μετατροπέας ανύψωσης τάσης.
- Ο μετατροπέας πρέπει να διατηρεί την τάση εξόδου του σταθερή με τον περιορισμό ότι η σχετική διάρκεια αγωγής του διακόπτη του να είναι μικρότερη από $D=0.6$, έτσι ώστε να είναι ελέγξιμος.
- Η μέγιστη ισχύς εξόδου του μετατροπέα Α είναι 3.5 kW .
- Οι απώλειές του είναι μικρότερες ή ίσες του 1.6% της μέγιστης ισχύος εισόδου.
- Η κυμάτωση της τάσης εξόδου του είναι μικρότερη του 1.5% σε πλήρη ισχύ.
- Το ελάχιστο ρεύμα εισόδου του, για το οποίο πρέπει να διατηρείται συνεχής ροή ρεύματος στο διάστημα μιας περιόδου είναι I_{LB} A. Το ρεύμα αυτό αντιστοιχεί στο $1.2 \cdot I_{d,max}$, όπου $I_{d,max}$ είναι το μέγιστο ρεύμα εισόδου που μπορεί να εμφανιστεί στο Μετατροπέα Α. Ο όρος 1.2 επιλέγεται ώστε να διασφαλιστεί για όλες τις πιθανές τάσεις εισόδου η ασυνεχής λειτουργία του Μετατροπέα Α.

Ερώτημα 1

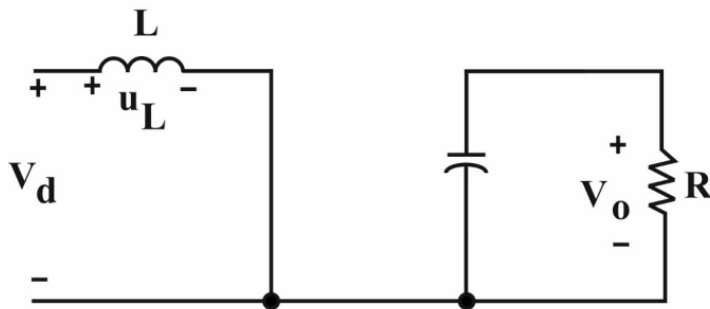
Εύρεση ονομαστικής τάσης εξόδου του dc-dc μετατροπέα ανύψωσης τάσης

Ο μετατροπέας Α είναι ένας dc-dc μετατροπέας ανύψωσης τάσης. Ως είσοδο (V_d) δέχεται την τάση που παράγεται από το ΦΒ και η τάση V_o που παράγει ως έξοδο, οδηγείται στον μετατροπέα Β. Σκοπός του συγκεκριμένου μετατροπέα είναι να ανυψώνει την τάση εισόδου V_d σε V_o , έτσι ώστε αργότερα στην σχεδίαση να απαιτείται μικρότερος μετασχηματιστής, άρα να περιορίζεται το κόστος. Επιπρόσθετα, είναι υπεύθυνος για την διατήρηση της V_o σταθερής. Στο σχήμα 2 φαίνεται μία απλοποιημένη μορφή του μετατροπέα Α, χρησιμοποιώντας στην έξοδό του απλώς μία ωμική αντίσταση R .



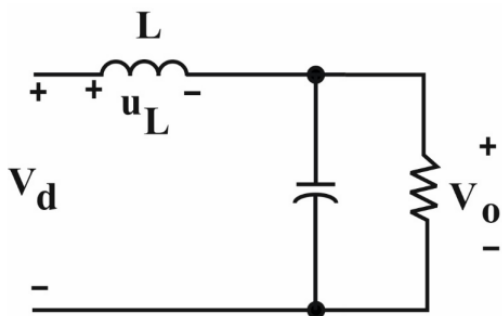
Εικόνα Α.1 DC-DC μετατροπέας ανύψωσης τάσης

Όταν ο διακόπτης είναι κλειστός, η δίοδος πολώνεται ανάστροφα και η είσοδος φορτίζει το πηνίο, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.



Εικόνα Α.2 :Λειτουργία μετατροπέα Α με κλειστό διακόπτη

Όταν ο διακόπτης είναι ανοικτός, το φορτίο στην έξοδο απορροφά ενέργεια από το πηνίο και την είσοδο. Στην μόνιμη κατάσταση ισορροπίας, ο πυκνωτής (πυκνωτής εξομάλυνσης) θεωρείται πολύ μεγάλος, έτσι ώστε να εξασφαλίζεται μία σταθερή τάση εξόδου $u_o(t) \cong V_o$. Η ροή του ρεύματος σε αυτήν την περίπτωση παρουσιάζεται στο σχήμα 4.



Εικόνα Α.3 :Λειτουργία μετατροπέα Α με ανοικτό διακόπτη

Για την ισχύ στον μετατροπέα ισχύει ότι: $P_d = P_o + P_{loss} = P_o + 1.6\% \cdot P_d \Rightarrow P_d = 3.5 \cdot 10^3 + 0.016 \cdot P_d \Rightarrow$

$$0.984 \cdot P_d = 3.5 \cdot 10^3 \Rightarrow P_d = 3556.91 \text{ W}$$

Επιπλέον είναι :

$$P_d = V_d \cdot I_d \Rightarrow V_d \cdot I_d = 3556.91 \text{ Σχέση (1)}$$

Όμως ισχύει ότι : $I_d = I_L$ Σχέση (2) , δηλαδή το ρεύμα του πηνίου ταυτίζεται με το ρεύμα της εισόδου.

Για V_o =σταθερό και δεδομένο D ,αν προκύψει ότι $I_L < I_{LB}$ τότε συμπεραίνουμε ότι βρισκόμαστε σε ασυνεχή αγωγή ρεύματος.

Από την εκφώνηση της άσκησης δίνεται ότι :

$$I_{LB} = 1.2 \cdot I_{d_{max}} = 82.08 \text{ A}$$

Εξετάζουμε τις δύο ακραίες τιμές της V_d :

1η περίπτωση

$$\text{Για } V_d = 52 \text{ V}^{(1)} \Rightarrow I_d = 68.4 \text{ A} < I_{LB}$$

2η περίπτωση

$$\text{Για } V_d = 60 \text{ V}^{(1)} \Rightarrow I_d = 59.281 \text{ A} < I_{LB}$$

Άρα συμπεραίνουμε ότι και στις δυο περιπτώσεις βρίσκομαι στην ασυνεχή αγωγή ρεύματος.

Στην οριακή περίπτωση που διατηρείται το V_o σταθερό ,η σχετική διάρκεια αγωγής παίρνει τιμή: $D=0.6$. Επειδή βρισκόμαστε σε ασυνεχή αγωγή ο τύπος που δίνεται για το D είναι:

$$D = \sqrt{\frac{4}{27} \cdot \frac{V_o}{V_d} \cdot \left(\frac{V_o}{V_d} - 1\right) \cdot \frac{I_o}{I_{o_{Bmax}}}} \quad \text{Σχέση (3)}$$

$$\text{Όπου } I_{o_{Bmax}} = \frac{2}{27} \cdot \frac{T_s \cdot V_o}{L} \quad \text{Σχέση (4)}$$

Επιπλέον είναι:

$$I_{LBmax} = \frac{T_s \cdot V_o}{8 \cdot L} \quad \text{Σχέση (5)}$$

$$I_{LB} = 4 \cdot D1 \cdot (1 - D1) \cdot I_{LBmax} \quad (5)$$

$$I_{LB} = \frac{T_s \cdot V_o}{2 \cdot L} \cdot D1 \cdot (1 - D1) \quad \text{Σχέση (6)}$$

Όπου $D1$: η τιμή του D στο όριο συνεχούς-ασυνεχούς αγωγής και ισχύει:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{1}{1-D1} \Rightarrow D1 = \frac{V_o - V_d}{V_o} \quad \text{Σχέση (7)}$$

$$\text{Η (4) γίνεται : } \stackrel{(6)}{\Rightarrow} I_{o_{Bmax}} = \frac{4 \cdot I_{LB}}{27 \cdot D1 \cdot (1-D1)} \quad \text{Σχέση (8)}$$

Από τις σχέσεις (3),(7),(8) προκύπτει :

$$D = \sqrt{\frac{4}{27} \cdot \frac{V_o}{V_d} \cdot \left(\frac{V_o}{V_d} - 1\right) \cdot \frac{I_o}{I_{o_{Bmax}}}} = \sqrt{\frac{4}{27} \cdot \frac{V_o}{V_d} \cdot \left(\frac{V_o}{V_d} - 1\right) \cdot \frac{I_o}{\frac{4 \cdot I_{LB}}{27 \cdot D1 \cdot (1-D1)}}} \Rightarrow$$

$$D = \sqrt{\frac{V_o}{V_d} \cdot \left(\frac{V_o}{V_d} - 1\right) \cdot \frac{D1(1-D1) \cdot I_o}{I_{LB}}} \Rightarrow D = \sqrt{\frac{V_o}{V_d} \cdot \left(\frac{V_o}{V_d} - 1\right) \cdot \frac{\frac{V_o - V_d}{V_o} \cdot \left(1 - \frac{V_o - V_d}{V_o}\right) \cdot I_o}{I_{LB}}} \xrightarrow{(P_o = V_o \cdot I_o)}$$

$$D = \sqrt{\frac{V_o}{V_d} \cdot \left(\frac{V_o - V_d}{V_d}\right) \cdot \frac{(V_o - V_d) \cdot V_d \cdot P_o}{V_o^3}} \Rightarrow D = \frac{V_o - V_d}{V_o} \cdot \sqrt{\frac{P_o}{I_{LB} \cdot V_d}} \Rightarrow$$

$$V_o = \frac{V_d \cdot \sqrt{P_o}}{\sqrt{P_o - D \cdot \sqrt{I_{LB} \cdot V_d}}} \Rightarrow V_o = \frac{V_d}{1 - D \cdot \sqrt{\frac{V_d \cdot I_{LB}}{P_o}}} \text{ Σχέση (9)}$$

1η περίπτωση

$$\text{Για } V_d = 52V^{(9)} \Rightarrow V_o = \frac{52}{1 - 0.662} = 153.84 V$$

2η περίπτωση

$$\text{Για } V_d = 60V^{(9)} \Rightarrow V_o = \frac{60}{1 - 0.712} = 208.33 V$$

Για να μπορώ να ελέγχω το V_o και να το διατηρώ σταθερό, θα πρέπει να έχει τιμή μικρότερη του 0.6.

Παρατηρώ ότι αν πάρω την τιμή $V_o = 208.33 V$ με $V_d = 52 V$ προκύπτει

$\frac{V_o}{V_d} = \frac{1}{1-D} \Rightarrow D = 0.75 > 0.6$, τιμή με την οποία το V_o δεν μπορεί να διατηρηθεί σταθερό, άρα επιλέγω την τιμή **$V_o = 153.84 V$** .

Ερώτημα 2

Διαγράμματα Συνέχειας-Ασυνέχειας

Στο διάγραμμα συνέχειας-ασυνέχειας ο λόγος D σχεδιάζεται ως συνάρτηση του $\frac{I_o}{I_{oB,max}}$ για τις διάφορες τιμές του $\frac{V_d}{V_o}$.

Στο ακόλουθο διάγραμμα (εικόνα Α.4) συνέχειας-ασυνέχειας οι καμπύλες αντιστοιχούν για τάση εξόδου $V_o = 153.84V$ και οι δύο τάσεις εισόδου $V_d = 52V$ και $V_d = 60V$.

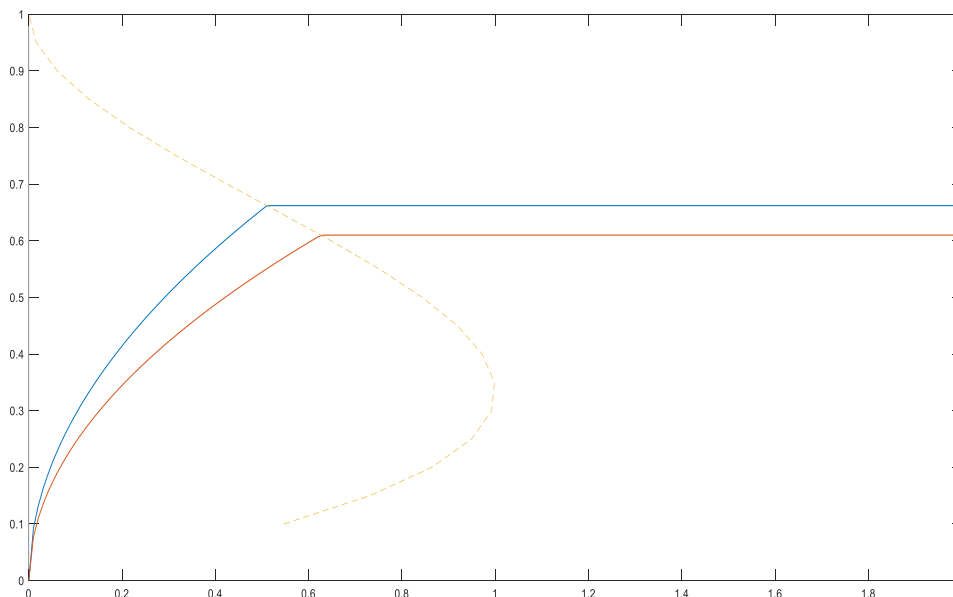
Από το διάγραμμα συμπεραίνουμε ότι η περίπτωση στην οποία διατηρείται πάντα η ασυνέχεια παριστάνεται από την μπλε καμπύλη. Αυτή Αντιστοιχεί σε τάση $V_d=52V$ όπου αντιστοιχεί και το ρεύμα $I_{LB}=83A$.

Οι χαρακτηριστικές (καμπύλες) προσδιορίζονται από την σχέση (3):

$$D = \sqrt{\left(\frac{4}{27} \cdot \frac{V_o}{V_d} \cdot \left(\frac{V_o}{V_d} - 1\right) \cdot \frac{I_o}{I_{oB,max}}\right)}$$

Το όριο μεταξύ συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής ρεύματος είναι η καμπύλη που σημειώνεται με διακεκομμένη γραμμή. Για αυτή ισχύει η σχέση:

$$I_{oB} = \frac{27}{4} \cdot D \cdot (1 - D)^2 \cdot I_{oB,max} \quad \text{Σχέση (10)}$$



Εικόνα Α.4 : Διάγραμμα Συνέχειας-Ασυνέχειας

Για τις τιμές που βρίσκονται αριστερά της κίτρινης καμπύλης ο μετατροπέας B λειτουργεί στην ασυνέχεια, ενώ για τιμές στα δεξιά έχουμε συνεχή λειτουργία.

Για το $I_{OB, \max}$ ισχύει: $I_{OB, \max} = \frac{2}{27} \cdot \frac{T_s \cdot V_o}{L}$

Για $V_d = 52 \text{ V}$ το οριακό D είναι $D = \frac{V_o - V_d}{V_o} = 0.662$

Για το I_{LB} είναι $I_{LB} = \frac{T_s \cdot V_o}{2L} \cdot D(1 - D) \rightarrow 82.08 = \frac{T_s}{L} \cdot 153.84 \cdot 0.662 \cdot (1 - 0.662) \rightarrow \frac{T_s}{L} = 4.769$

$I_{OB, \max} = 54.345 \text{ A}$

Το $I_{OB, \max}$ εξαρτάται μόνο από την τάση εξόδου, οπότε και στις δύο περιπτώσεις θα είναι ίδιο.

Επίσης: $I_{OB} = I_{LB}(1-D) \rightarrow I_{OB} = 27.743 \text{ A}$

$\frac{I_{OB}}{I_{OB, \max}} = \mathbf{0.51}$

Για $V_d = 60 \text{ V}$ το οριακό D είναι $D = \frac{V_o - V_d}{V_o} = 0.61$

Για το I_{LB} είναι $I_{LB} = \frac{T_s \cdot V_o}{2L} \cdot D(1 - D) = 87.269 \text{ A}$

$I_{OB} = I_{LB}(1-D) \rightarrow I_{OB} = 34.035 \text{ A}$

$\frac{I_{OB}}{I_{OB, \max}} = \mathbf{0.626}$

Ερώτημα 3

Επιλογή Διακοπτικού στοιχείου

Θα πρέπει να επιλεγεί διακοπτικό στοιχείο μεταξύ των:

- IGBT με δεδομένα : $V_{CE(on)}=2.04\text{ V}$, $t_{ri} = t_{rv} = 35\text{ ns}$, $t_{fi} = t_{fv} = 120\text{ ns}$.
- MOSFET με δεδομένα: $R_{DS(on)} = 10\text{ m}\Omega$, $t_{ri} = t_{rv} = 130\text{ ns}$, $t_{fi} = t_{fv} = 51\text{ ns}$.

Έχουμε ως δεδομένο ότι, οι μέγιστες επιτρεπτές απώλειες δεν πρέπει να ξεπερνάνε το 1.6% της P_d μέγιστης ισχύς εισόδου. Δηλαδή:

$$P_{loss} = 0.016 P_d \rightarrow P_{loss} = 0.016 \cdot 3556.91 = 56.91\text{ W}$$

Θα επιλέξουμε τον διακόπτη σύμφωνα με τις απώλειες αγωγής και θα απορριφθεί εκείνος που θα ξεπερνά τις παραπάνω απώλειες.

3.1 Απώλειες στον IGBT

Οι μέσες απώλειες αγωγής ενός IGBT είναι ίσες με το γινόμενο της τάσης που εμφανίζεται μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού κατά την αγωγή ($V_{ce(on)} = 2.04\text{ V}$) και του μέσου ρεύματος που τον διαρρέει.

$$P_{on} = V_{ce(on)} \cdot I_{sw} \quad \text{Σχέση (11)}$$

Το μέσο ρεύμα που διαρρέει το διακόπτη συμπίπτει με το ρεύμα που διαρρέει το πηνίο για το χρονικό διάστημα που ο διακόπτης είναι κλειστός, δηλαδή για $\Delta t = D \cdot T_s$

$$I_{sw} = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} i_{sw}(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} i_L(t) dt \quad \text{Σχέση (12)}$$

Όμως ισχύει ότι σε αυτό το χρονικό διάστημα είναι:

$$u_L(t) = L \cdot \frac{di}{dt} \Rightarrow di = \frac{1}{L} \cdot u_L \text{ με ολοκλήρωση προκύπτει: } i_L(t) = \frac{1}{L} \cdot V_d \cdot t \quad \text{Σχέση (13)}$$

$$(12) \xRightarrow{(13)} I_{sw} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \frac{1}{L} \cdot V_d \cdot t \cdot dt = \frac{V_d}{T_s \cdot L} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} t \cdot dt = \frac{V_d}{T_s \cdot L} \cdot \frac{D^2 \cdot T_s^2}{2} \Rightarrow I_{sw} = \frac{V_d \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot L} \quad \text{Σχέση (14)}$$

Ο μετατροπέας ανύψωσης βρίσκεται στην ασυνεχή λειτουργία και άρα η μέση τιμή του ρεύματος εισόδου του, που ισούται και με την μέση τιμή του ρεύματος του πηνίου είναι:

$$I_d = \frac{V_d}{2 \cdot L} \cdot D \cdot T_s \cdot (D + \Delta 1) \Rightarrow \frac{I_d}{D + \Delta 1} = \frac{V_d}{2 \cdot L} \cdot D \cdot T_s \quad \text{Σχέση (15)}$$

$$\text{Από τις (14) και (15) προκύπτει ότι : } I_{sw} = \frac{D}{\Delta 1 + D} \cdot I_d \quad \text{Σχέση (16)}$$

Επιπλέον, στην ασυνεχή λειτουργία ισχύει ότι :

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{\Delta 1 + D}{\Delta 1} \Rightarrow \frac{153.84}{52} = \frac{\Delta 1 + 0.6}{\Delta 1} \Rightarrow \Delta 1 = 0.306$$

$$H (16) \text{ γίνεται : } I_{sw} = \frac{0.6}{0.6 + 0.306} \cdot 68.4 = 45.3 \text{ A}$$

$$\text{Άρα } P_{on} = 2.04 \cdot 45.3 = 92.412 \text{ W} > 56.91 \text{ W}$$

Δηλαδή, οι απώλειες αγωγής του διακόπτη είναι μεγαλύτερες από τις μέγιστες επιθυμητές απώλειες, οπότε συμπεραίνουμε ότι ο διακόπτης IGBT δεν είναι κατάλληλος για τον συγκεκριμένο μετατροπέα.

3.2 Απώλειες στον MOSFET

Αρχικά, και πάλι πρέπει να υπολογιστούν οι απώλειες αγωγής για τις οποίες είναι:

$$P_{on} = \int_0^{T_s} u_{sw}(t) \cdot i_{sw}(t) \cdot dt = \int_0^{T_s} R_{DS(on)} \cdot i_{sw}(t)^2 \cdot dt = R_{DS(on)} \cdot I_{sw,rms}^2 \quad \text{Σχέση (17)}$$

$$\text{Ισχύει: } I_{sw,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} i_{sw}^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_{on}} i_L^2 \cdot dt} \stackrel{(13)}{\Rightarrow}$$

$$\begin{aligned} \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_d \cdot t}{L} \right)^2 \cdot dt} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \frac{V_d^2}{L^2} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} t^2 \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \frac{V_d^2}{L^2} \cdot \frac{D^3 \cdot T_s^3}{3}} = \\ &= \sqrt{\frac{V_d^2}{L^2} \cdot \frac{D^3 \cdot T_s^2}{3}} \Rightarrow I_{sw,rms} = \frac{V_d \cdot T_s \cdot D}{L} \cdot \sqrt{\frac{D}{3}} \quad \text{Σχέση (18)} \end{aligned}$$

Από τις σχέσεις (16), (18) προκύπτει ότι :

$$I_{sw,rms} = \frac{2}{D + \Delta 1} \cdot \sqrt{\frac{D}{3}} \cdot I_d = \frac{2}{0.6 + 0.306} \cdot \sqrt{\frac{0.6}{3}} \cdot 68.4 = 67.52 \text{ A}$$

$$\text{Άρα από την (17) προκύπτει : } P_{on} = 10 \text{ m}\Omega \cdot (67.52 \text{ A})^2 = 45.59 \text{ W} < 56.91 \text{ W}$$

Οπότε ο διακόπτης MOSFET κρίνεται κατάλληλη επιλογή για τον μετατροπέα Α.

Επιπλέον είναι δυνατόν να υπολογιστούν οι απώλειες μετάβασης, καθώς οι συνολικές απώλειες είναι το άθροισμα των απωλειών αγωγής (δηλαδή τις απώλειες που εμφανίζουν τα διακοπτικά στοιχεία όταν διαρρέονται από ρεύμα στην μόνιμη λειτουργία των διακοπών) και των απωλειών μετάβασης (χωρίζονται σε έναυσης και σβέσης).

$$\text{Οι απώλειες μετάβασης δίνονται από την σχέση : } P_s = P_{loss,max} - P_{on} = 56.91 - 45.59 = 11.32 \text{ W}$$

Ερώτημα 4

Συχνότητα Διαμόρφωσης

Έχοντας επιλέξει το MOSFET ως κατάλληλο διακόπτη για τον μετατροπέα A, η συχνότητα διαμόρφωσης θα προκύψει μέσω της σχέσης για τις απώλειες μετάβασης του διακόπτη ως εξής:

$$Ps = \frac{1}{2} \cdot Vd \cdot Io \cdot fs \cdot (t_{con} + t_{coff}) \Rightarrow fs = \frac{2 \cdot Ps}{Vd \cdot Io} \cdot \frac{1}{t_{con} + t_{coff}} \text{ Σχέση (19)}$$

Ισχύει ότι:

$$t_{con} = t_{ri} + t_{fv} = 130 + 51 = 181ns$$

$$t_{coff} = t_{rv} + t_{fi} = 130 + 51 = 181ns$$

Επειδή ο μετατροπέας A βρίσκεται στην ασυνεχή περιοχή λειτουργίας, την στιγμή της έναυσης το ρεύμα του πηνίου είναι μηδενικό και άρα δεν υπάρχουν απώλειες έναυσης στο διακοπτικό στοιχείο.

Άρα για τις απώλειες μετάβασης ισχύει ότι:

$$Ps = P_{\text{έναυσης}} + P_{\text{σβεσης}} = P_{\text{σβεσης}}$$

$$\text{Άρα } fs = \frac{2 \cdot Ps}{V_{sw} \cdot I_{sw}} \cdot \frac{1}{t_{coff}} \text{ Σχέση (20)}$$

Όπου : $V_{sw} = V_o = 153.84V$ και $I_{sw} = I_{Lpeak}$

$$\text{Επιπλέον είναι: } \frac{L}{2} \cdot I_{Lpeak}^2 = \frac{(Vd \cdot D \cdot Ts)^2}{2 \cdot L} \Rightarrow I_{Lpeak} = \frac{Vd \cdot D \cdot Ts}{L}$$

$$\text{Όμως ισχύει και ότι: } I_{Lpeak} = \frac{2 \cdot Id}{D + \Delta 1} = \frac{2 \cdot 68.4}{0.6 + 0.306} = 151A$$

$$\text{Οπότε από τη σχέση (20) } \Rightarrow fs = \frac{2 \cdot 11.32W}{153.84V \cdot 151A} \cdot \frac{1}{181ns} = 5384.58 \text{ Hz}$$

Η πλησιέστερη ακέραια συχνότητα (σε Hz) που ικανοποιεί τις παραπάνω συνθήκες είναι

Άρα **fs = 5385 Hz**

Ερώτημα 5

Μέγεθος Πυκνωτή και Πηνίου

5.1.Πηνίο

Από την σχέση (15) και χρησιμοποιώντας τις οριακές τιμές των παραπάνω ερωτημάτων ,προκύπτει ότι :

$$L = \frac{V_d}{2 \cdot I_d} \cdot D \cdot T_s \cdot (D + \Delta 1) \Rightarrow L = \frac{V_d}{2 \cdot I_d} \cdot D \cdot \frac{1}{f_s} \cdot (D + \Delta 1) \Rightarrow$$
$$L = \frac{52}{2 \cdot 68.4} \cdot 0.6 \cdot \frac{1}{5385} \cdot (0.6 + 0.306) \Rightarrow$$

$$\mathbf{L=38.4\mu H}$$

5.2.Πυκνωτής

Μετά από ανάλυση της κυμάτωσης σε ασυνεχή λειτουργία (που έχει λυθεί ως πρόβλημα στο μάθημα), προέκυψε η σχέση :

$$\Delta V_o = \frac{L}{2 \cdot C} \cdot \frac{(i_{Lpeak} - I_o)^2}{V_o - V_d} \Rightarrow$$
$$\Delta V_o = \frac{1}{2 \cdot L \cdot C} \cdot \frac{(V_d \cdot D \cdot T_s - L \cdot I_o)^2}{V_o - V_d} \text{ Σχέση (21)}$$

$$\text{Όπου } I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{3500}{153.84} = 22.75 \text{ A}$$

$$(21) \Rightarrow \Delta V_o = \frac{1}{2 \cdot 38.4 \cdot 10^{-6} \cdot C} \cdot \frac{\left(52 \cdot 0.6 \cdot \frac{1}{5385} - 38.4 \cdot 10^{-6} \cdot 22.75\right)^2}{153.84 - 52} \Rightarrow$$
$$\Rightarrow \Delta V_o = \frac{3.1 \cdot 10^{-3}}{C}$$

Για την κυμάτωση πρέπει:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} < 1.5\% \Rightarrow \frac{2.015 \cdot 10^{-5}}{C} < 0.015 \Rightarrow C > 1.3433 \cdot 10^{-3} F \Rightarrow C > 1343.3 \mu F$$

Άρα επιλέγω **C=1344 μF**.

Ερώτημα 6

Υπολογισμός Καταπονήσεων

6.1. Καταπόνηση των στοιχείων αναλυτικά:

Θα γίνει υπολογισμός καταπόνησης των στοιχείων στις ακραίες συνθήκες λειτουργίας, δηλαδή υπολογισμός μέγιστης στιγμιαίας τάσης, μέγιστης rms τάσης και μέγιστου rms ρεύματος.

6.1.1. Πηνίο:

Μέγιστη στιγμιαία τάση στα άκρα του πηνίου στη διάρκεια μιας περιόδου T_s :

Από το κύκλωμα του μετατροπέα ανύψωσης, η στιγμιαία τάσης στα άκρα του πηνίου στη διάρκεια μιας περιόδου T_s είναι:

$$V_L(t) = \begin{cases} V_d & 0 \leq t \leq DT_s \\ V_d - V_o & DT_s \leq t \leq (D + \Delta 1) \cdot T_s \\ 0 & (D + \Delta 1) \cdot T_s \leq t \leq T_s \end{cases}$$

Η μέγιστη στιγμιαία τάση στα άκρα του πηνίου παρατηρείται στο χρονικό διάστημα που ο διακόπτης είναι ανοιχτός έως ότου μηδενιστεί το ρεύμα του, δηλαδή στο διάστημα: $DT_s \leq t \leq (D + \Delta 1) \cdot T_s$

Για $V_d = 52 \text{ V}$ και $V_o = 153.84 \text{ V}$ η μέγιστη στιγμιαία τάση είναι:

$$|V_{Lmax}(t)| = |52 - 153.84| = 101.84 \text{ V}$$

Μέγιστη rms τάση στα άκρα του πηνίου στη διάρκεια μιας περιόδου T_s :

$$V_{Lmax}(rms) = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_L^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} V_d^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{(D+\Delta 1)T_s} (V_d - V_o)^2 dt}$$
$$\Rightarrow V_{Lmax}(rms) = \sqrt{DV_d^2 + \Delta 1(V_d - V_o)^2} = 69.253 \text{ V}$$

Μέγιστο rms ρεύμα του πηνίου στη διάρκεια μιας περιόδου T_s :

Η στιγμιαία τιμή του ρεύματος στο πηνίο κατά την ασυνεχή αγωγή και στο διάστημα μιας περιόδου είναι:

$$I_L(t) = \begin{cases} \frac{i_{Lpeak}}{DTs} t & 0 \leq t \leq DTs \\ -\frac{i_{Lpeak}}{\Delta_1 Ts} (t - (D + \Delta_1)Ts) & DTs \leq t \leq (D + \Delta_1)Ts \\ 0 & (D + \Delta_1)Ts \leq t \leq Ts \end{cases}$$

Από τον ορισμό της rms τιμής του ρεύματος ισχύει:

$$I_{L,rms} = \sqrt{\frac{1}{Ts} \int_0^{Ts} i_L^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{Ts} \int_0^{DTs} \left(\frac{i_{Lpeak}}{DTs} t \right)^2 dt + \frac{1}{Ts} \int_{DTs}^{(D+\Delta_1)Ts} \left(-\frac{i_{Lpeak}}{\Delta_1 Ts} (t - (D + \Delta_1)Ts) \right)^2 dt} = \frac{2I_D}{(D+\Delta_1)} \cdot \sqrt{\frac{D+\Delta_1}{3}} \rightarrow I_{Lmax}(rms) = 82.98 A$$

6.1.2. Πυκνωτής:

Μέγιστη στιγμιαία τάση στα άκρα του πυκνωτή στη διάρκεια μιας περιόδου Ts:

$$V_{c,max}(t) = |-v_{o,max}(t)| = V_o + \frac{\Delta V_o}{2} = V_o + \frac{0.015V_o}{2} = 154.99 V$$

Μέγιστη rms τάση στα άκρα του πυκνωτή στη διάρκεια μιας περιόδου Ts:

Η μέγιστη rms τάση στον πυκνωτή είναι ίση με την μέγιστη τιμή της τάσης στην έξοδο του μετατροπέα. Από τον ορισμό της rms τάσης προκύπτει:

$$V_{c,rms} = \sqrt{\frac{1}{Ts} \int_0^{Ts} V_c^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{Ts} \int_0^{Ts} V_o^2(t) dt} = V_o \Rightarrow V_{cmax}(rms) = 153.84 V$$

Μέγιστο rms ρεύμα στα άκρα του πυκνωτή στη διάρκεια μιας περιόδου Ts:

Για το rms ρεύμα στα άκρα του πυκνωτή ισχύει:

$$I_{C,rms,max} = \sqrt{I_{diode,rms}^2 - I_{o,rms}^2} = \sqrt{I_{Lpeak}^2 \frac{\Delta_1}{3} - I_{o,rms}^2} = \sqrt{\frac{(2I_L)^2 \frac{\Delta_1}{3}}{(D+\Delta_1)^2} - I_{o,rms}^2}$$

$$\Rightarrow I_{C,rms,max} = 42.52 A$$

6.1.3. Δίοδος:

Μέγιστη στιγμιαία τάση στα άκρα της διόδου στη διάρκεια μιας περιόδου T_s :

Όταν ο διακόπτης είναι κλειστός, τότε η δίοδος εμφανίζει στην άνοδο της μηδενική τάση και στην κάθοδο τάση ίση με V_o . Όταν ο διακόπτης είναι ανοιχτός, τότε η δίοδος διαρρέεται από ρεύμα και επομένως έχει μηδενική πτώση τάσης. Επειδή ο μετατροπέας Β λειτουργεί στην ασυνέχεια, κατά το διάστημα στο οποίο ο διακόπτης είναι κλειστός και το ρεύμα του πηνίου έχει μηδενιστεί, η δίοδος εμφανίζει μια πτώση τάσης ίση με $V_d - V_o$.

Επομένως:

$$V_{diode}(t) = \begin{cases} -V_o & 0 \leq t \leq DT_s \\ 0 & DT_s \leq t \leq (D + \Delta_1)T_s \\ V_d - V_o & (D + \Delta_1)T_s \leq t \leq T_s \end{cases}$$

Για μέγιστη τάση ισχύει:

$$V_{c,max}(t) = |-v_{o,max}(t)| = V_o + \frac{\Delta V_o}{2} = V_o + \frac{0.015V_o}{2} = 154.99 \text{ V}$$

Μέγιστη rms τάση στα άκρα της διόδου στη διάρκεια μιας περιόδου T_s :

Από τον ορισμό της rms τιμής προκύπτει:

$$\begin{aligned} V_{diode}(rms) &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{diode}^2(t) dt} \Rightarrow \\ V_{diode}(rms) &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} -V_o^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{(D+\Delta_1)T_s} 0 dt + \frac{1}{T_s} \int_{(D+\Delta_1)T_s}^{T_s} (V_d - V_o)^2 dt} \Rightarrow \\ V_{diode}(rms) &= \sqrt{DV_o^2 + (1 - \Delta_1 - D)(V_d - V_o)^2} \Rightarrow \\ V_{diode}(rms) &= \sqrt{0.6 \cdot 153.84^2 + (1 - 0.306 - 0.6)(52 - 153.84)^2} = 123.18 \text{ V} \end{aligned}$$

Μέγιστο rms ρεύμα στα άκρα της διόδου στη διάρκεια μιας περιόδου T_s :

Όταν η διόδος άγει, τότε το ρεύμα της ισούται με το ρεύμα του πηνίου. Η κυματομορφή της είναι:

$$i_{diode}(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq t < (D + \Delta_1)T_s \\ -\frac{i_{Lpeak}}{\Delta_1 T_s} (t - (D + \Delta_1)T_s) & DT_s \leq t \leq (D + \Delta_1)T_s \\ 0 & (D + \Delta_1)T_s < t < T_s \end{cases}$$

Η rms τιμή του σύμφωνα με τον ορισμό θα είναι:

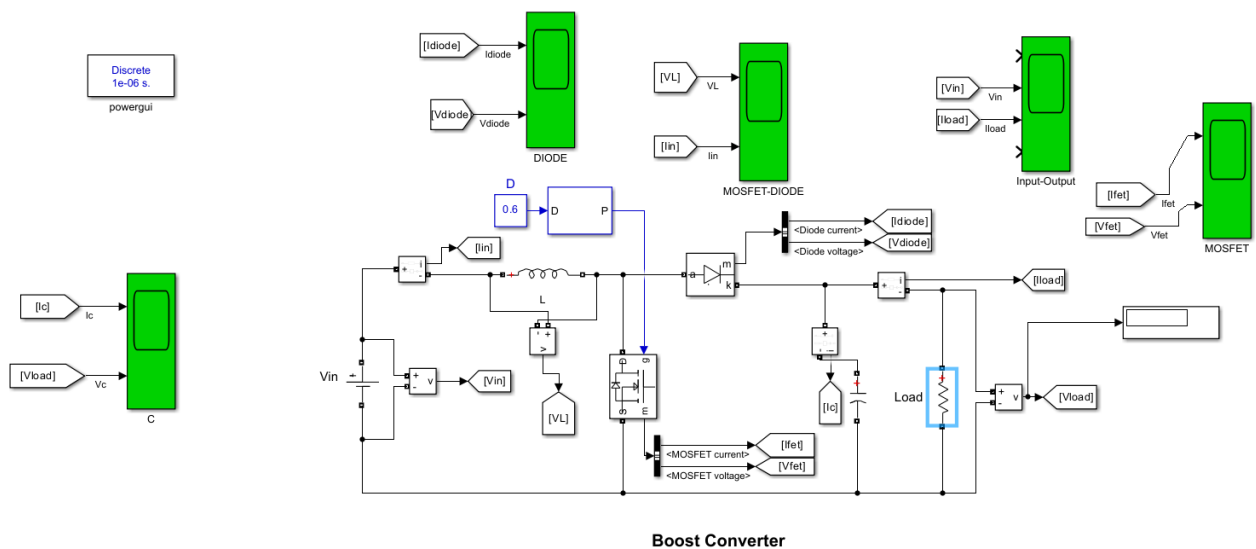
$$I_{diode,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{diode}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{(D+\Delta_1)T_s} \left(-\frac{i_{Lpeak}}{\Delta_1 T_s} (t - (D + \Delta_1)T_s)\right)^2 dt} = \frac{2I_D}{(D + \Delta_1)} \cdot \sqrt{\frac{\Delta_1}{3}}$$

$$\Rightarrow I_{diode,max}(rms) = 48.22 \text{ A}$$

6.2. Καταπόνηση των στοιχείων με προσομοίωση Matlab/Simulink:

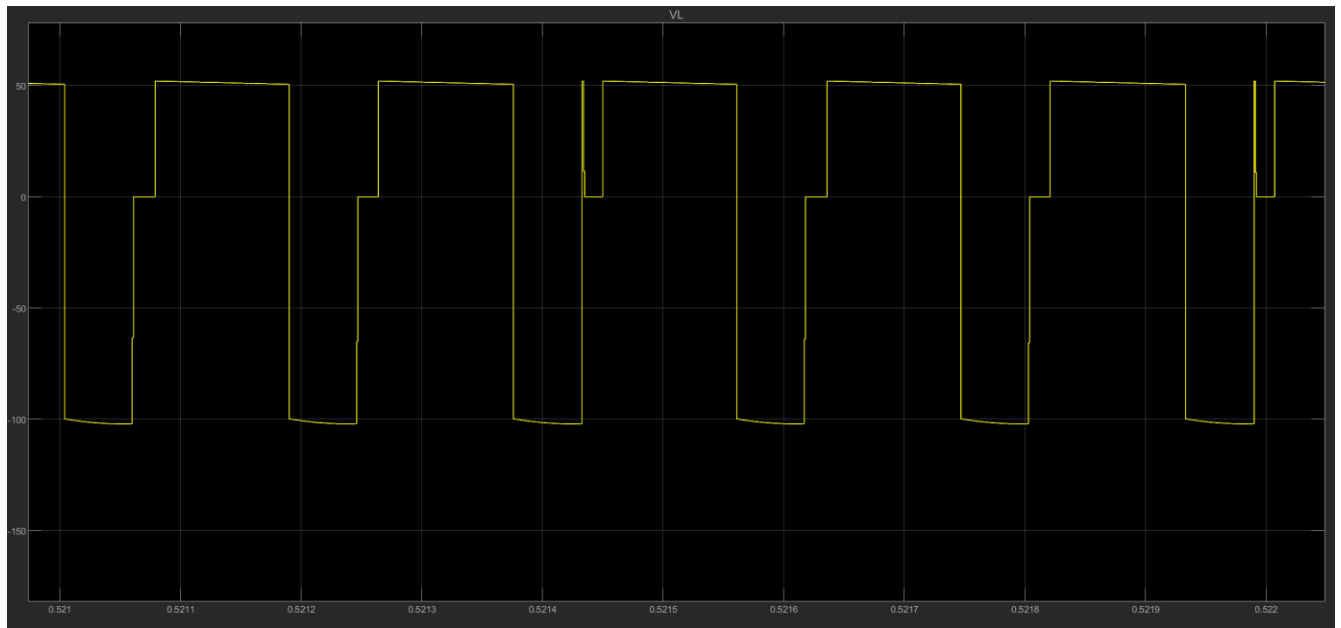
	Αναλυτικοί Υπολογισμοί			Υπολογισμοί με προσομοίωση		
	Vmax(t)	Vmax(rms)	I _{max} (rms)	Vmax(t)	Vmax(rms)	I _{max} (rms)
Πηνίο	101.84 V	69.253 V	82.98A	102 V	69.2 V	82.11 A
Πυκνωτής	154.99V	153.84 V	42.52 A	154.1 V	153 V	41.62 A
Δίοδος	154.99 V	123.18 V	48.22 A	154 V	122.1 V	47.4 A

Πίνακας Α.1 : Συγκεντρωτικός πίνακας με τις καταπονήσεις των στοιχείων



Εικόνα Α.6: Σχεδίαση του κυκλώματος με χρήση Matlab /Simulink

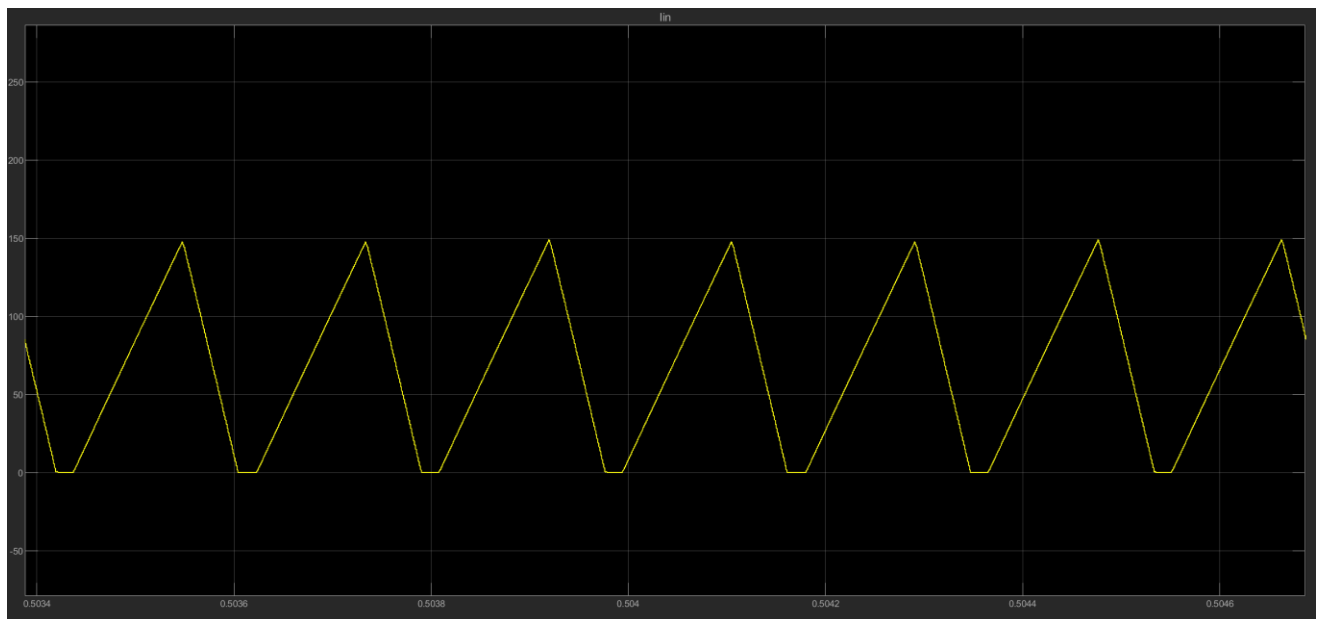
6.2.1. Πηνίο:



Εικόνα Α.7: Κυματομορφή της τάσης στα άκρα του πηνίου

Από το διάγραμμα (εικόνα Α.7) προκύπτουν οι εξής τιμές:

- Μέγιστη στιγμιαία τάση στα άκρα του πηνίου: $V_{Lmax}(t) = 102\text{ V}$
- Μέγιστη rms τάση στα άκρα του πηνίου: $V_{Lrms}(t) = 69.2\text{ V}$

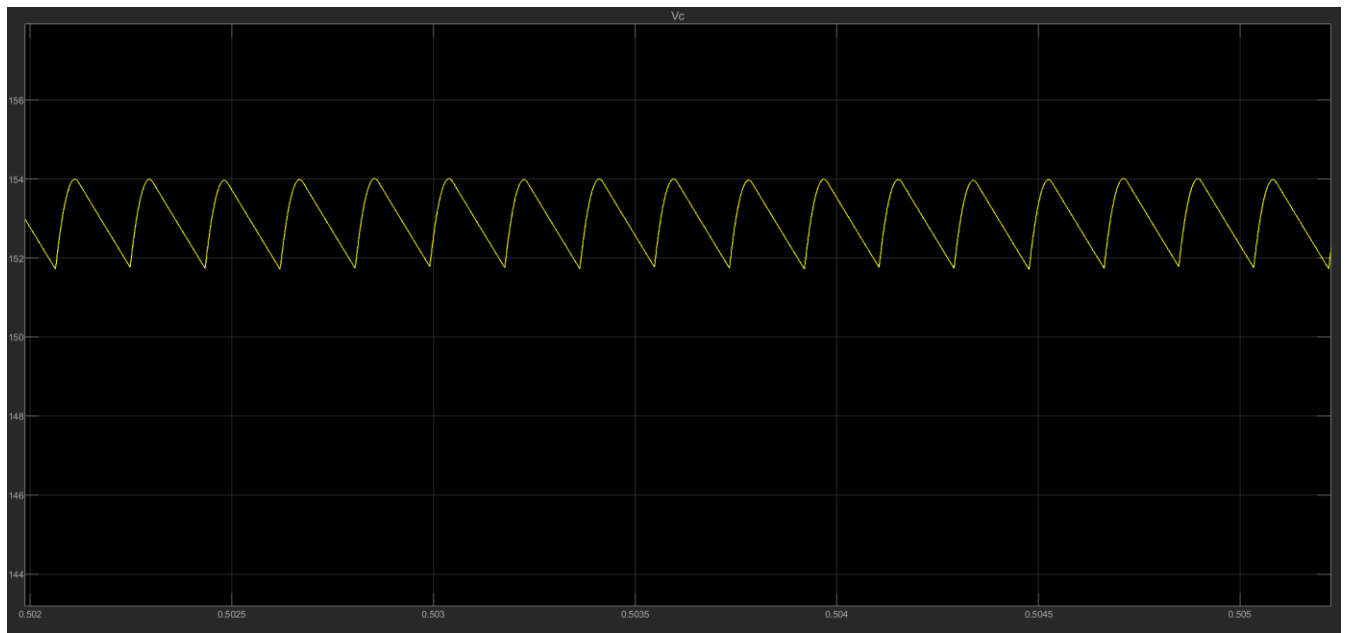


Εικόνα Α.8 : Κυματομορφή του ρεύματος που διαρρέει το πηνίο

Από το διάγραμμα (εικόνα Α.8) προκύπτει:

- Μέγιστο rms ρεύμα που διαρρέει το πηνίο: $I_{Lrms}(t) = 82.11\text{ A}$

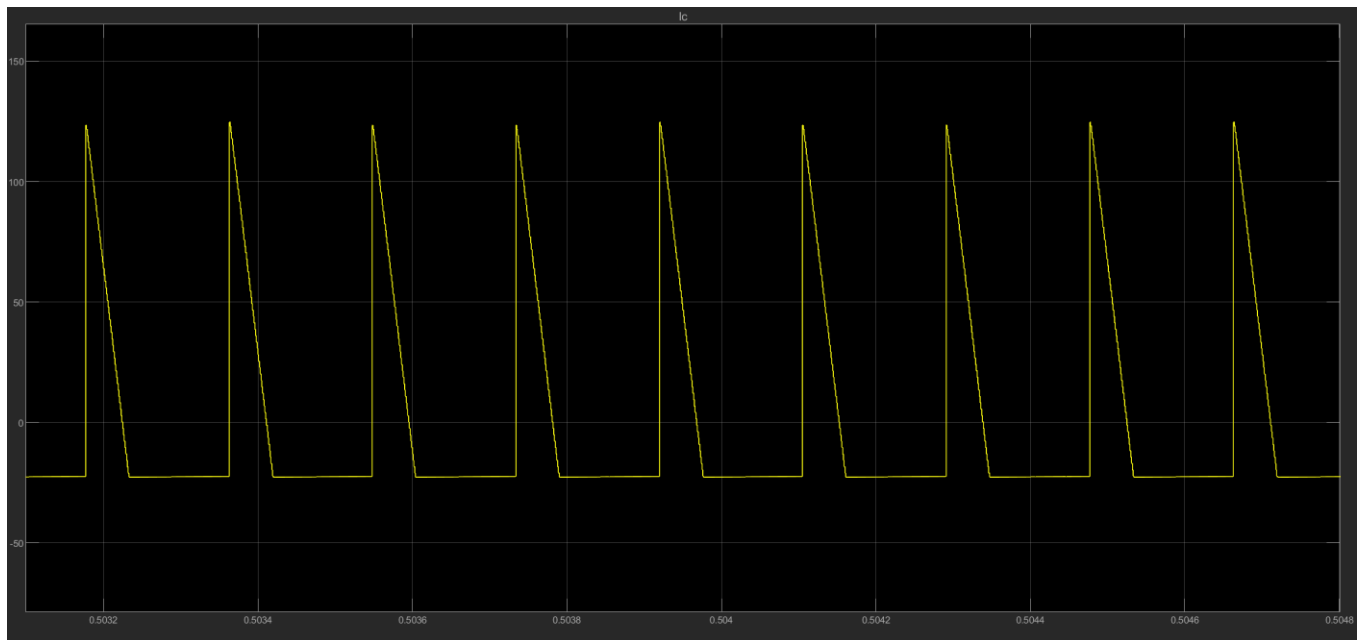
6.2.2 Πυκνωτής:



Εικόνα Α.9 : Κυματομορφή της τάσης στα άκρα του πυκνωτή

Από το διάγραμμα (εικόνα Α.9) προκύπτουν οι εξής τιμές:

- Μέγιστη στιγμιαία τάση στα άκρα του πυκνωτή: $V_{c,max}(t) = 154.1\text{ V}$
- Μέγιστη rms τάση στα άκρα του πυκνωτή: $V_{c,rms}(t) = 153\text{ V}$

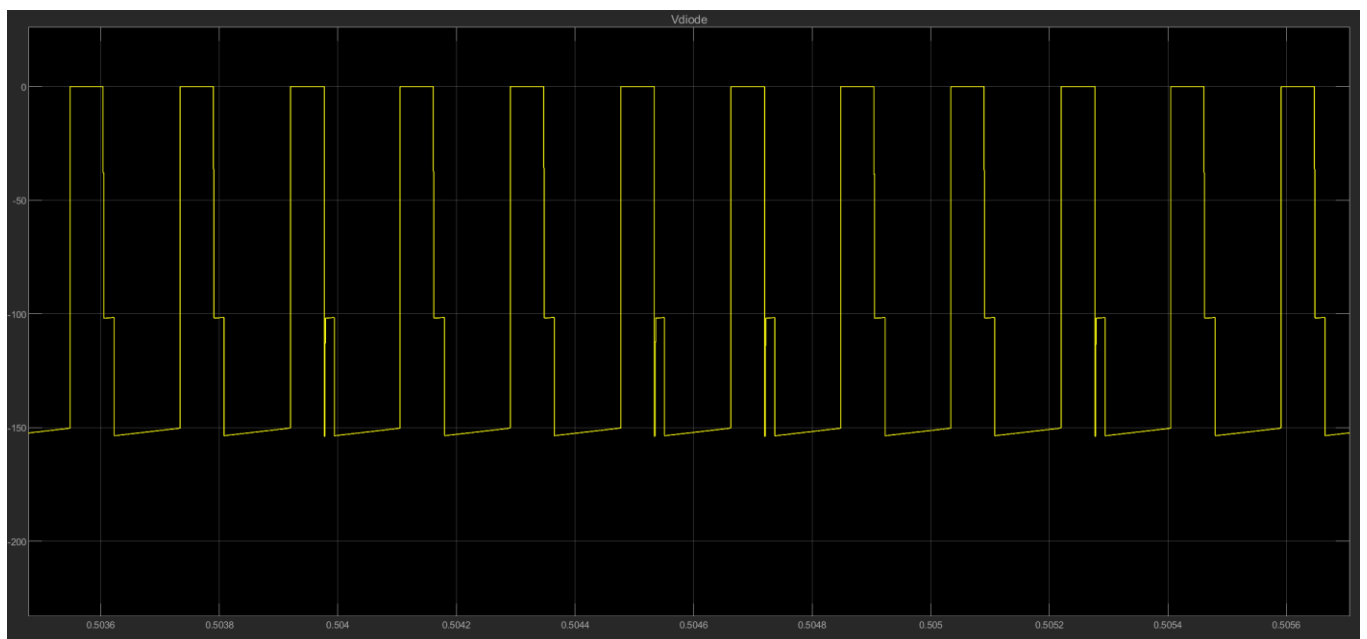


Εικόνα A.10 : Κυματομορφή του ρεύματος που διαρρέει τον πυκνωτή

Από το διάγραμμα (εικόνα A.10) προκύπτει:

- Μέγιστο rms ρεύμα που διαρρέει τον πυκνωτή : $I_{C,rms}(t) = 41.62 \text{ A}$

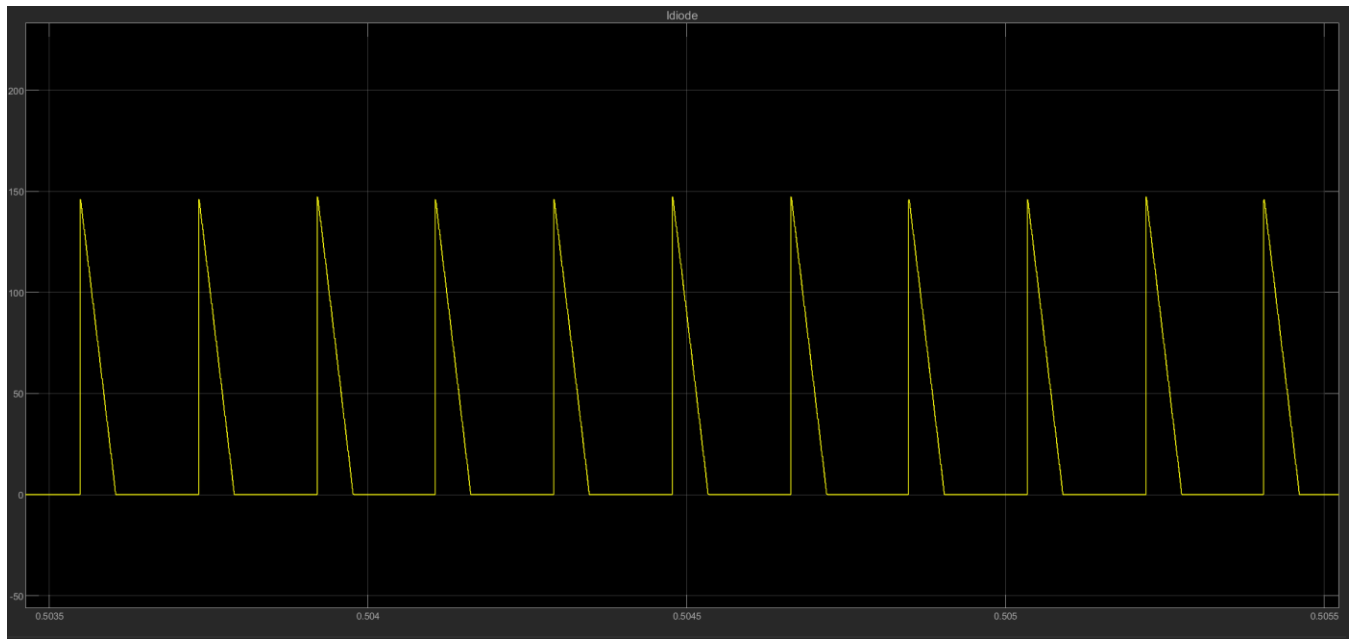
6.2.3 Δίοδος



Εικόνα A.11 : Κυματομορφή της τάσης στα άκρα της διόδου

Από το διάγραμμα (εικόνα A.11) προκύπτουν οι εξής τιμές:

- Μέγιστη στιγμιαία τάση στα άκρα της διόδου: $V_{diode,max}(t) = 154\text{ V}$
- Μέγιστη rms τάση στα άκρα της διόδου : $V_{diode,rms}(t) = 122.1\text{ V}$



Εικόνα A.12 : Κυματομορφή του ρεύματος που διαρρέει την διόδο

Από το διάγραμμα (εικόνα A.12) προκύπτει:

- Μέγιστο rms ρεύμα που διαρρέει την διόδο: $I_{diode,rms} = 47.4\text{ A}$

Ερώτημα 7

Επιλογή των υλικών από καταλόγους κατασκευαστών και προσομοιώσεις

7.1.Επιλογή των υλικών:

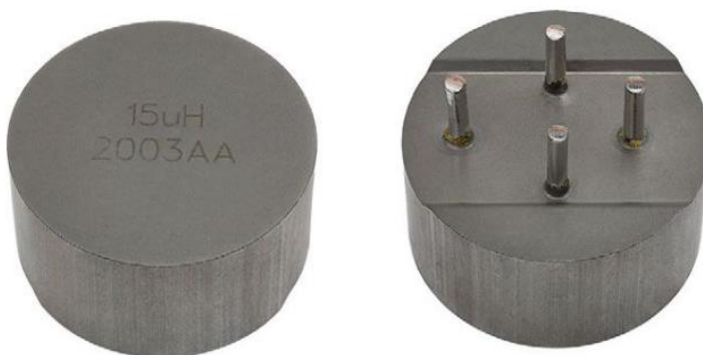
Θα γίνει επιλογή των υλικών (πηνίο, πυκνωτής, δίοδος, MOSFET) , που θα χρησιμοποιηθούν για την υλοποίηση του μετατροπέα A , με βάση τα στοιχεία λειτουργίας τους , που έχουν βρεθεί στα παραπάνω ερωτήματα.

7.1.1.Πηνίο:

Για την επιλογή του πηνίου λαμβάνονται υπόψιν δύο παράγοντες:

- Θα πρέπει η συνολική αυτεπαγωγή να είναι ίση ή ελαφρώς μικρότερη από την θεωρητική τιμή $L=38,4 \mu\text{H}$, που έχουμε υπολογίσει ,έτσι ώστε να εξασφαλιστεί η ασυνέχεια του ρεύματος που διαρρέει το πηνίο.
- Το ονομαστικό dc ρεύμα που αντέχει το πηνίο θα πρέπει να είναι μεγαλύτερο από το μέγιστο rms ρεύμα που έχει υπολογιστεί ότι διαρρέει το πηνίο ($I_{\text{max}}(\text{rms})=82.98\text{A}$).

Με γνώμονα τα παραπάνω, θα χρησιμοποιηθούν τέσσερις συστοιχίες τεσσάρων πηνίων, (συνδεδεμένων μεταξύ τους σε σειρά) ,οι οποίες θα συνδεθούν μεταξύ τους παράλληλα .Το μοντέλο πηνίων που θα χρησιμοποιηθεί είναι το : [IHTH-1500TZ-5A](#). Κάθε πηνίο θα έχει αυτεπαγωγή ίση με $33\mu\text{H}$ και θα αντέχει ονομαστικό dc ρεύμα 28.7 A . Η παράλληλη τοποθέτηση των συστοιχιών εξασφαλίζει και το ότι ρεύμα αντοχής δεν θα ξεπεραστεί. Επιπλέον πληροφορίες για το συγκεκριμένο μοντέλο δίνονται στο παράρτημα Α.



Εικόνα Α.13 :Μοντέλο πηνίου IHTH-1500TZ-5A της εταιρείας Vishay

7.1.2.Πυκνωτής:

Για την επιλογή του πυκνωτή λαμβάνονται υπόψιν οι εξής παράγοντες:

- Θα πρέπει η συνολική χωρητικότητα να είναι μεγαλύτερη από την θεωρητική τιμή $C=1334 \mu\text{F}$, που έχουμε υπολογίσει.
- Η τάση που θα αντέχει στα άκρα του πρέπει να είναι μεγαλύτερη από την rms τάση εξόδου που υπολογίστηκε ($V_o=153.84\text{V}$).
- Το ρεύμα που αντέχει ο πυκνωτής θα πρέπει να είναι μεγαλύτερο από το μέγιστο rms ρεύμα εξόδου ($I_{\text{max(rms)}}=42.52\text{A}$).

Με γνώμονα τα παραπάνω, θα χρησιμοποιηθούν δύο πυκνωτές, οι οποίοι θα συνδεθούν μεταξύ τους παράλληλα. Το μοντέλο πυκνωτών που θα χρησιμοποιηθεί είναι το : [C44UOGT6700M86K](#) της εταιρίας *Kemet*. Κάθε πυκνωτής θα έχει χωρητικότητα ίση με $700\mu\text{F}$ (άρα $1400\mu\text{F}$ συνολική χωρητικότητα), μέγιστη τάση αντοχής 900V και αντέχει μέγιστο ρεύμα 77 A . Επιπλέον πληροφορίες για το συγκεκριμένο μοντέλο δίνονται στο παράρτημα Α.



Εικόνα Α.14 :Μοντέλο πυκνωτή C44UOGT6700M86K της εταιρίας *Kemet*

7.1.3.Δίοδος:

Για την επιλογή της διόδου λαμβάνονται υπόψιν δύο παράγοντες:

- Θα πρέπει να αντέχει τάση μεγαλύτερη της μέγιστης ανάστροφης τάσης που την καταπονεί και η οποία έχει υπολογιστεί $V_{max(rms)}=123.18V$
- Το rms ρεύμα που αντέχει θα πρέπει να είναι μεγαλύτερο από το μέγιστο rms ρεύμα που έχει υπολογιστεί και το οποίο είναι : $I_{max(rms)}=48.22 A$.

Με γνώμονα τα παραπάνω, θα χρησιμοποιηθεί η διόδος της εταιρίας Vishay με type number **VS-70HF(R)** και voltage code **20**. Η συγκεκριμένη διόδος αντέχει έως και 200V μέγιστη ανάστροφη τάση και 70 A μέγιστο ρεύμα. Επιπλέον πληροφορίες για το συγκεκριμένο μοντέλο δίνονται στο παράρτημα Α.



Εικόνα Α.15 :Μοντέλο διόδου VS-70HF(R) με voltage code 20 της εταιρίας Vishay

7.1.4. Διακόπτης MOSFET

Με βάση το ερώτημα 3, δηλαδή για χαρακτηριστικά:

$$R_{DS(on)} = 10 \text{ m}\Omega, t_{ri} = t_{rv} = 130 \text{ ns}, t_{fi} = t_{fv} = 51 \text{ ns}$$

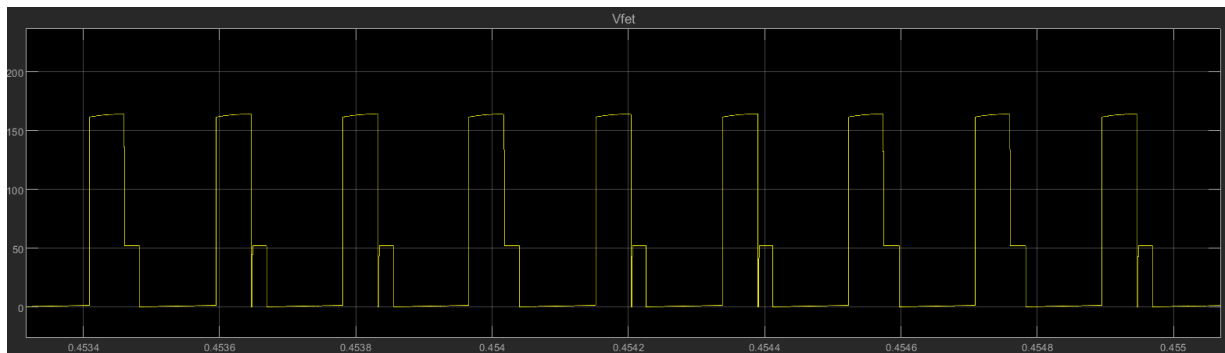
Επιλέγεται το μοντέλο διακόπτη MOSFET: **IPB80P04P4L-08** από τους καταλόγους της εταιρείας Infineon με $R_{DS(on)} = 7.9 \text{ m}\Omega$ και χρόνους μικρότερους από τους παραπάνω. Επιπλέον πληροφορίες για το συγκεκριμένο μοντέλο δίνονται στο παράρτημα Α.



Εικόνα Α.16 : Μοντέλο διακόπτη MOSFET IPB80P04P4L-08 της εταιρείας Infineon

7.2. Προσομοίωση με χρήση του λογισμικού Simulink:

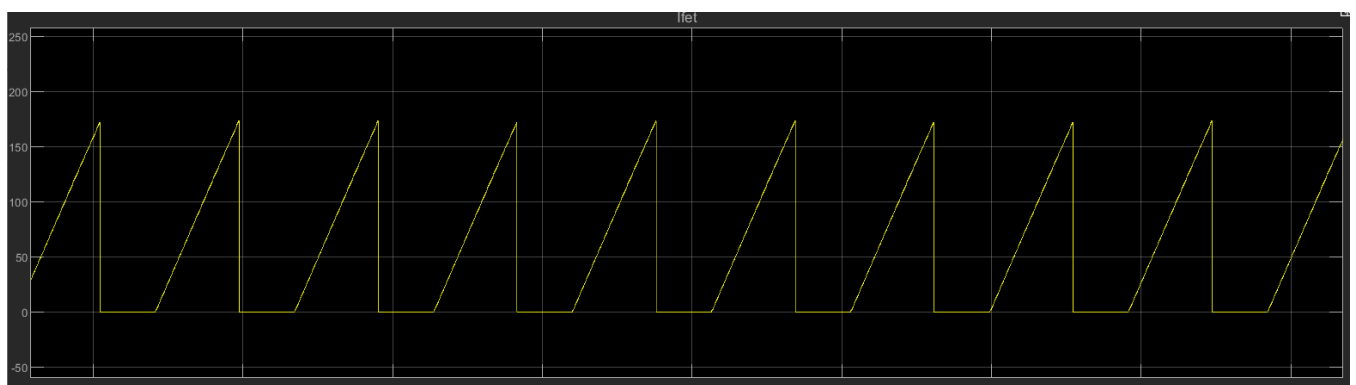
Για τα στοιχεία που επιλέξαμε, δηλαδή για πηνίο με αυτεπαγωγή $L = 33 \mu H$, πυκνωτή με χωρητικότητα $C = 1400 \mu F$ και διακόπτη με $R_{DS(on)} = 7.9 m\Omega$ ακολουθεί εκ νέου προσομοίωση στο λογισμικό για το σχεδιασμό της κυματομορφής της τάσης και του ρεύματος του διακόπτη.



Εικόνα A.17: Κυματομορφή της τάσης στα άκρα του διακόπτη

Από το διάγραμμα (εικόνα A.17) προκύπτουν οι εξής τιμές:

- Μέση τιμή της τάσης στα άκρα του διακόπτη: $V_{switch,avg} = 51.92 V$
- Μέγιστη στιγμιαία τάση στα άκρα του διακόπτη: $V_{switch,max} = 163.9 V$
- RMS τιμή της τάσης στα άκρα του διακόπτη: $V_{switch,rms} = 87.85 V$



Εικόνα A.18 : Κυματομορφή του ρεύματος που διαρρέει τον διακόπτη

Από το διάγραμμα (εικόνα Α.18) προκύπτουν οι εξής τιμές:

- Μέση τιμή του ρεύματος που διαρρέει τον διακόπτη: $I_{switch,avg} = 54.22 \text{ A}$
- Μέγιστη τιμή του ρεύματος που διαρρέει τον διακόπτη: $I_{switch,max} = 173.4 \text{ A}$
- RMS τιμή του ρεύματος που διαρρέει τον διακόπτη: $I_{switch,rms} = 79.04 \text{ A}$

Έχοντας τα δεδομένα από το λογισμικό για τις κυματομορφές και τις τιμές της τάσης και του ρεύματος του διακόπτη, μπορούμε να υπολογίσουμε εκ νέου τι απώλειες μετάβασης ως εξής:

$$P_S = \frac{1}{2} \cdot V_{switch,max} \cdot I_{switch,max} \cdot f_S \cdot t_{coff}$$

Όπου

- Από τις προσομοιώσεις με Simulink : $V_{switch,max} = 163.9 \text{ V}$ και $I_{switch,max} = 173.4 \text{ A}$
- $t_{coff} = t_{rv} + t_{fi} = 11 + 35 = 46 \text{ ns}$
- $f_S = 5385 \text{ Hz}$

Συνεπώς:

$$P_S = 3.51 \text{ W}$$

Στους θεωρητικούς υπολογισμούς είχε υπολογιστεί $P_S = 11.32 \text{ W}$

Φαίνεται ότι οι τιμές των τάσεων και των ρευμάτων της προσομοίωσης είναι δυσμενέστερες από εκείνες που χρησιμοποιήθηκαν για τον προσδιορισμό των απωλειών μετάβασης, επομένως οδηγούμαστε σε μεγαλύτερες απώλειες και μεγαλύτερη καταπόνηση του διακόπτη. Οι απώλειες μετάβασης από το λογισμικό υπολογίστηκαν αρκετά μικρότερες από τις θεωρητικές λόγω του μικρού χρόνου σβέσης t_{coff} σύμφωνα με το φυλλάδιο τεχνικών χαρακτηριστικών του κατασκευαστή για τον συγκεκριμένο διακόπτη.

ΜΕΡΟΣ Β

Μετατροπέας Β

Οι αντιστροφείς dc-ac διακοπτικού τύπου χρησιμοποιούνται σε ac κινητήρια συστήματα και σε ac τροφοδοτικά αδιάλειπτης λειτουργίας, όπου ο αντικειμενικός σκοπός είναι η παραγωγή μιας ημιτονοειδούς ac τάσης εξόδου, με ελεγχόμενα τόσο το πλάτος όσο και τη συχνότητα της.

Στη PWM διαμόρφωση είναι επιθυμητό η έξοδος του αντιστροφέα να είναι ημιτονοειδής και να υπάρχει η δυνατότητα ελέγχου του πλάτους και της συχνότητας.

Ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους m_a ορίζεται ως : $m_a = \frac{\widehat{V_{control}}}{\widehat{V_{trig}}}$

Ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας m_f ορίζεται ως: $m_f = \frac{f_s}{f_1}$.

Ερώτημα 1

Σχεδίαση φίλτρου LC

Σύμφωνα με την εκφώνηση ο μετατροπέας Β είναι ένας αντιστροφέας πλήρους γέφυρας με ημιτονοειδή διαμόρφωση τάσης PWM και λειτουργεί στην γραμμική περιοχή. Για την λειτουργία στην γραμμική περιοχή εισάγεται ένας περιορισμός για τον συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους και επομένως για την μέγιστη τιμή της τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα. Συγκεκριμένα ισχύουν:

- $m_a \leq 1$
- $\widehat{V_o} = m_a \cdot V_d$

Επομένως η μέγιστη τιμή της τάσης εξόδου στην γραμμική περιοχή προκύπτει για συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους $m_a=1$ και $\widehat{V_o} = V_d = V_{0,μετατροπέα A} = 153.84 \text{ V}$

Η rms τιμή της τάσης εξόδου είναι:

$$V_{pwm} = \frac{153.84}{\sqrt{2}} \rightarrow V_{pwm} = 108.781 \text{ V}$$

Η τάση του καταναλωτή πρέπει να έχει συγκεκριμένο πλάτος και περιορισμένο αρμονικό περιεχόμενο. Έτσι για την αποκοπή των υψηλών αρμονικών μετά τον μετατροπέα Β τοποθετείται ένα L-C φίλτρο. Επομένως, η τάση μετά το φίλτρο προκύπτει αν αφαιρέσουμε από την rms τιμή της τάσης εξόδου του αντιστροφέα την πτώση τάσης του φίλτρου εξαιτίας της αυτεπαγωγής. Από τις σχεδιαστικές προδιαγραφές του φίλτρου γνωρίζουμε ότι η πτώση τάσης δεν πρέπει να ξεπερνά το 1% του πλάτους την θεμελιώδης αρμονικής.

$$V_f = V_{pwm} - 0.01 \cdot V_{pwm} = 108.781 - 0.01 \cdot 108.781 = 107.693 \text{ V}$$

Αν θεωρηθεί το φίλτρο ιδανικό, τότε προκύπτει $\text{DPF} = \cos\phi = 0.9$. Άρα $\phi = 25.84^\circ$.

Για την απλοποίηση του προβλήματος θεωρούμε ότι ο παράλληλος κλάδος του φίλτρου δεν διαρρέεται από ρεύμα, άρα όλο το ρεύμα διέρχεται από το πηνίο. Επειδή έχουμε πλήρες φορτίο, το ρεύμα αυτό έχει μέτρο $I_{ac} = \frac{S_{B,max}}{V_{pwm,rms}} = \frac{3500}{108.781} = 32.18 \text{ A}$ και φάση $\phi = -25.84^\circ$ (επαγωγικό φορτίο).

Σύμφωνα με το νόμο του Kirchhoff για αυτό το κύκλωμα προκύπτει:

$$\begin{aligned} V_{pwm,rms} < \theta = V_{f,rms} < 0 + j \cdot X \cdot I_{ac} &\rightarrow V_{pwm,rms} \cdot (\cos\theta + j\sin\theta) \\ &= V_{f,rms} + X \cdot I_{ac} \cdot [\cos\left(\frac{\pi}{2} + \phi\right) + j\sin\left(\frac{\pi}{2} + \phi\right)] \end{aligned}$$

Εξισώνοντας τα πραγματικά και τα φανταστικά μέρη της εξίσωσης προκύπτει:

$$\begin{aligned} V_{pwm,rms}^2 &= (V_{f,rms} + XI \cos 64.16^\circ)^2 + (XI \sin 64.16^\circ)^2 \rightarrow \\ V_{pwm,rms}^2 &= V_{f,rms}^2 + 2 V_{f,rms} XI \cos 64.16^\circ + 32.18^2 \cdot X^2 \rightarrow \\ 1035.55 X^2 + 3020.995 X - 235.52 &= 0 \\ \begin{cases} X = 0.07598 \Omega (\text{δεκτή}) \\ X = -2.993 \Omega (\text{απορρίπτεται}) \end{cases} \end{aligned}$$

Επομένως:

$$L = \frac{X}{2\pi f} = \frac{0.07598}{100\pi} = 0.000241 = 241 \mu\text{H}$$

Το επόμενο δεδομένο για τον υπολογισμό της χωρητικότητας του φίλτρου είναι ότι η ολική αρμονική παραμόρφωση της τάσης πρέπει να είναι μικρότερη από 4%, τόσο σε μονοπολική όσο και σε διπολική. Ο μόνος τρόπος για τον έλεγχο αυτού, είναι με την προσομοίωση της διάταξης μετατροπέα-φίλτρου-φορτίου στο λογισμικό και τον έλεγχο της αρμονικής παραμόρφωσης της τάσης εξόδου για διάφορες τιμές του πυκνωτή.

Ως φορτίο θεωρείται στην πρώτη περίπτωση καθαρά ωμικό και στην δεύτερη ωμικοεπαγωγικό φορτίο με $\cos\phi=0.9$. Η διάταξη ελέγχεται για διπολική λειτουργία του μετατροπέα, καθώς στην μονοπολική λειτουργία οι ανώτερες αρμονικές εμφανίζονται σε υψηλότερες αρμονικές και μπορούμε να τις αποκόψουμε με έναν μικρότερο πυκνωτή.

Στην περίπτωση που το φορτίο στην έξοδο του αντιστροφέα είναι καθαρά ωμικό ισχύει:

$$R_1 = \frac{V_{f,rms}^2}{P_{out}} = \frac{107.693^2}{3500} = 3.31 \Omega$$

Στην περίπτωση που το φορτίο στην έξοδο του αντιστροφέα είναι ωμικοεπαγωγικό με $\cos\phi = 0.9$ ισχύει:

$$Z_2 = \frac{V_{f,rms}^2}{S_{out} \cos\phi} = 3.31 < 25.84^\circ \Omega = 2.979 + j 1.442 \Omega$$

Άρα $R_2 = 2.979 \Omega$ και $L_2 = \frac{X_2}{2\pi f} = 4.59 mH$

Για την διπολική διαμόρφωση ο συντελεστής διαμόρφωσης είναι:

$$m_{f,bipolar} = \frac{f_s}{f_1} = \frac{6950}{50} = 139$$

Για τον προσδιορισμό μιας αρχικής τιμής του πυκνωτή θέτουμε αυθαίρετα ως συχνότητα αποκοπής του φίλτρου το ένα δέκατο της συχνότητας εμφάνισης της πρώτης ανώτερης αρμονικής για διπολική διαμόρφωση. Η συχνότητα εμφάνισης της πρώτης ανώτερης αρμονικής είναι τα $(m_f - 2) \cdot f_1 = 6850 Hz$.

Η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου δίνεται από τον τύπο:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Οπότε για την χωρητικότητα του πυκνωτή προκύπτει:

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_c^2 L} = 223 \mu F \text{ όπου } f_c = \frac{6850}{10} = 685 Hz$$

Ολική αρμονική Παραμόρφωση τάσης-THD(%)		
Χωρητικότητα Πυκνωτή(μF)	Ωμικό φορτίο	Ωμικοεπαγωγικό φορτίο
223	1	3.47
60	2.97	4.54
70	4.35	4.35
80	2.27	3.29

Πίνακας Β.1.: Ολική αρμονική Παραμόρφωση τάσης-THD(%)

Επιλέγουμε αυτά κοντά στα 4%

Για μονοπολική διαμόρφωση ελέγχεται ενδεικτικά η περίπτωση ωμικοεπαγωγικού φορτίου με τον πυκνωτή 80 μF για επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων. Το ποσοστό της ολικής αρμονικής παραμόρφωσης την τάσης είναι 0.84% αποτέλεσμα αποδεκτό και αναμενόμενο για τους λόγους που εξηγήθηκαν παραπάνω. Σε αυτή την περίπτωση ο συντελεστής διαμόρφωσης είναι :

$$m_{f,unipolar} = \frac{f_s}{f_1} = \frac{6950}{50} = 139 \rightarrow m_{f,unipolar} = 140 \text{ επειδή πρέπει να είναι άρτιος και ακέραιος.}$$

Άρα για το φίλτρο ισχύει: $L = 241 \mu H$ και $C = 80 \mu F$.

Ερώτημα 2

Λόγος σπειρών μετασχηματιστή

Η χρήση του μετασχηματιστή είναι απαραίτητη για την ανύψωση της τάσης του αντιστρόφου και τη σύνδεση της φωτοβολταϊκής εγκατάστασης στο δίκτυο. Λόγω του φίλτρου η τάση αριστερά του μετασχηματιστή είναι $V_f=107.693$ V και απαιτείται η τάση του φορτίου να είναι $V_{out}=230$ V. Ο μετασχηματιστής είναι ιδανικός και ο λόγος των σπειρών του υπολογίζεται από τον τύπο:

$$N = \frac{V_{out}}{V_f} = \frac{230}{107.693} = 2.135 \rightarrow \frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{2.135}$$

Ερώτημα 3

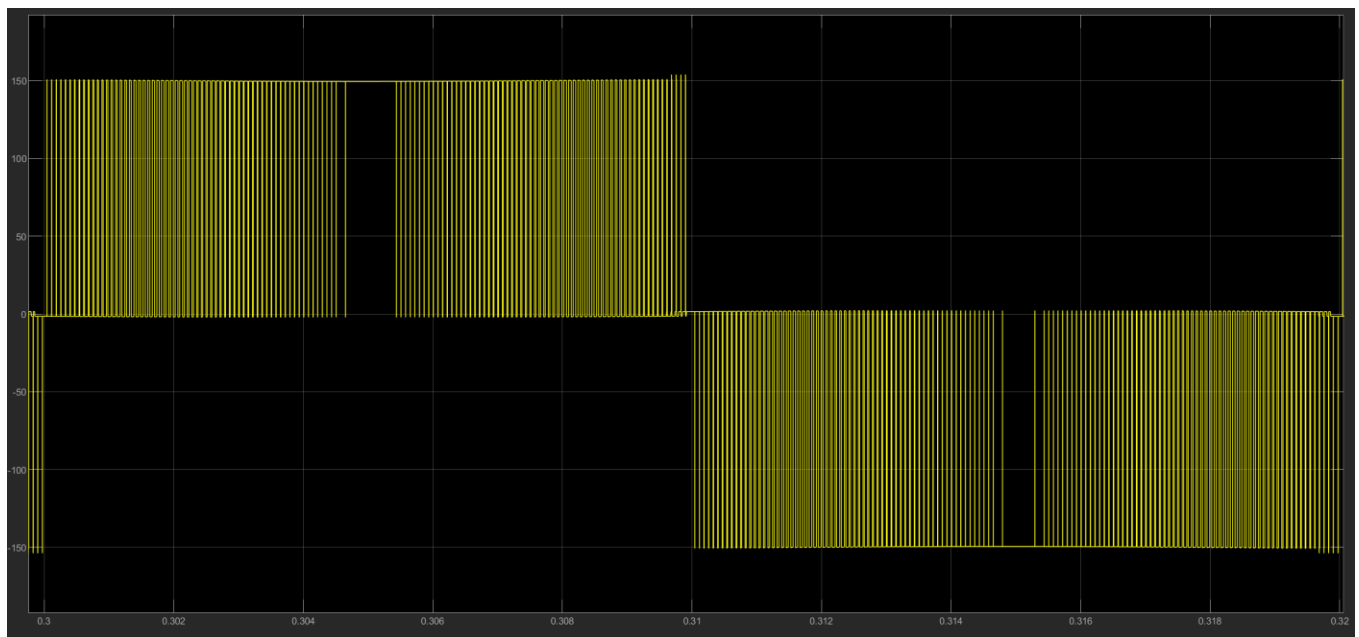
Μονοπολική διαμόρφωση με ωμικό φορτίο

Το κύκλωμα μονοπολικής διαμόρφωσης με ωμικό φορτίο φαίνεται παρακάτω. Η τιμή της ισοδύναμης ωμικής αντίστασης, καθώς τώρα παρεμβάλλεται ο μετασχηματιστής, δίνεται από τον τύπο:

$$R_1 = \frac{V_{out}^2}{P_{out}} = \frac{230^2}{3500} = 15.11 \Omega$$

3.1. Κυματομορφές με χρήση Simulink

Τάση εξόδου αντιστροφέα

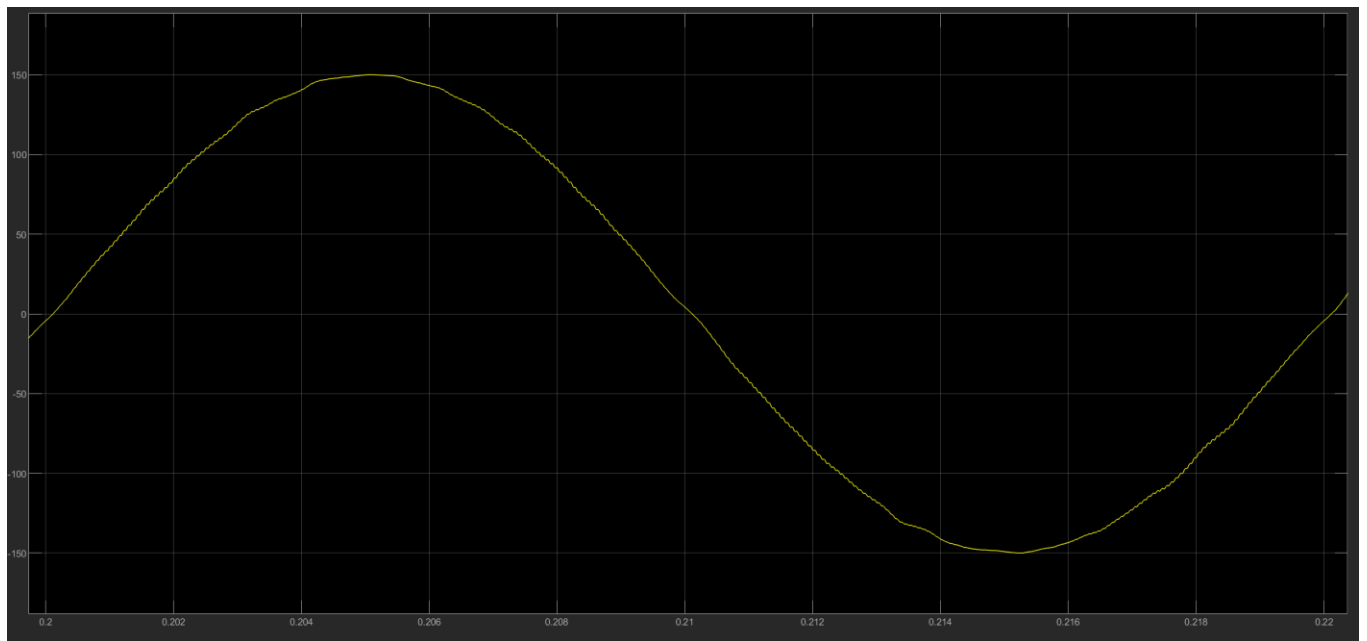


Εικόνα Β.1 : Κυματομορφή τάσης εξόδου του αντιστροφέα

Από το διάγραμμα (εικόνα B.1) προκύπτουν οι εξής τιμές:

- RMS τιμή τάσης: $V_{pwm,rms} = 118.7V$
- Τιμή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης τάσης -THD(%) : $THD V_{pwm,rms} = 53.27 \%$

Τάση εξόδου αντιστροφέα μετά τη προσθήκη φίλτρου

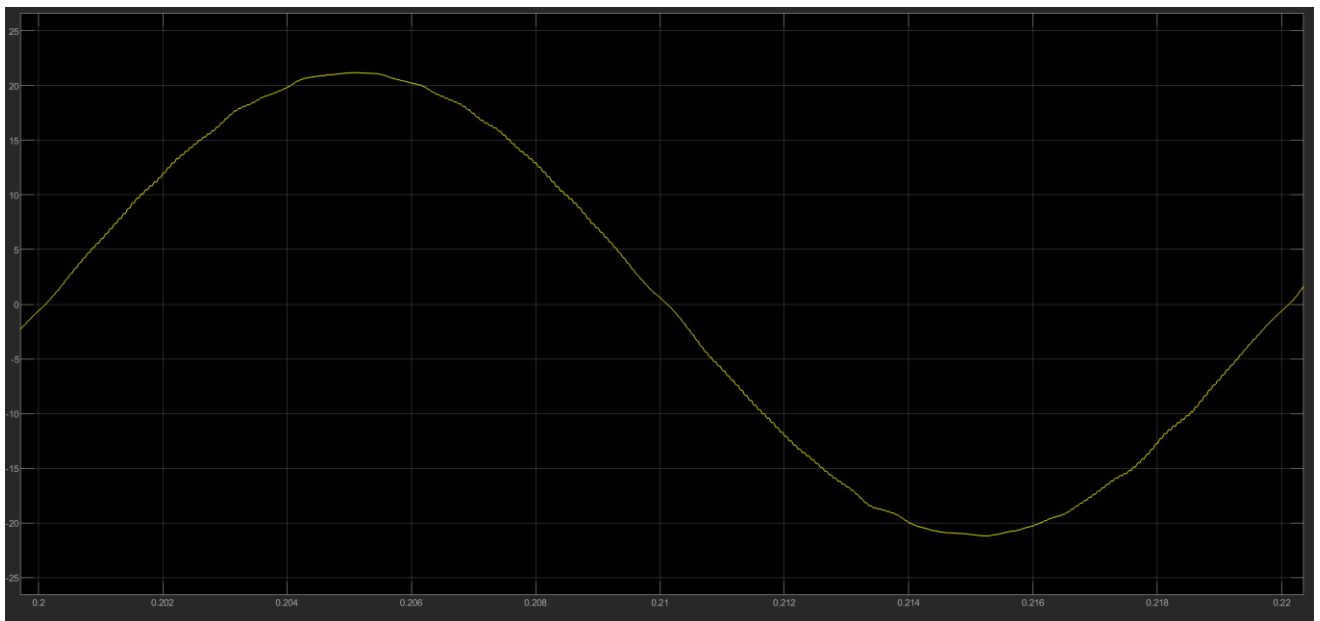


Εικόνα B.2 : Κυματομορφή τάσης εξόδου του αντιστροφέα μετά την προσθήκη φίλτρου

Από το διάγραμμα (εικόνα B.2) προκύπτουν οι εξής τιμές:

- RMS τιμή τάσης: $V_{f,rms} = 104V$
- Τιμή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης τάσης -THD(%) : $THD V_{f,rms} = 0.84\%$

Ρεύμα στο φορτίο

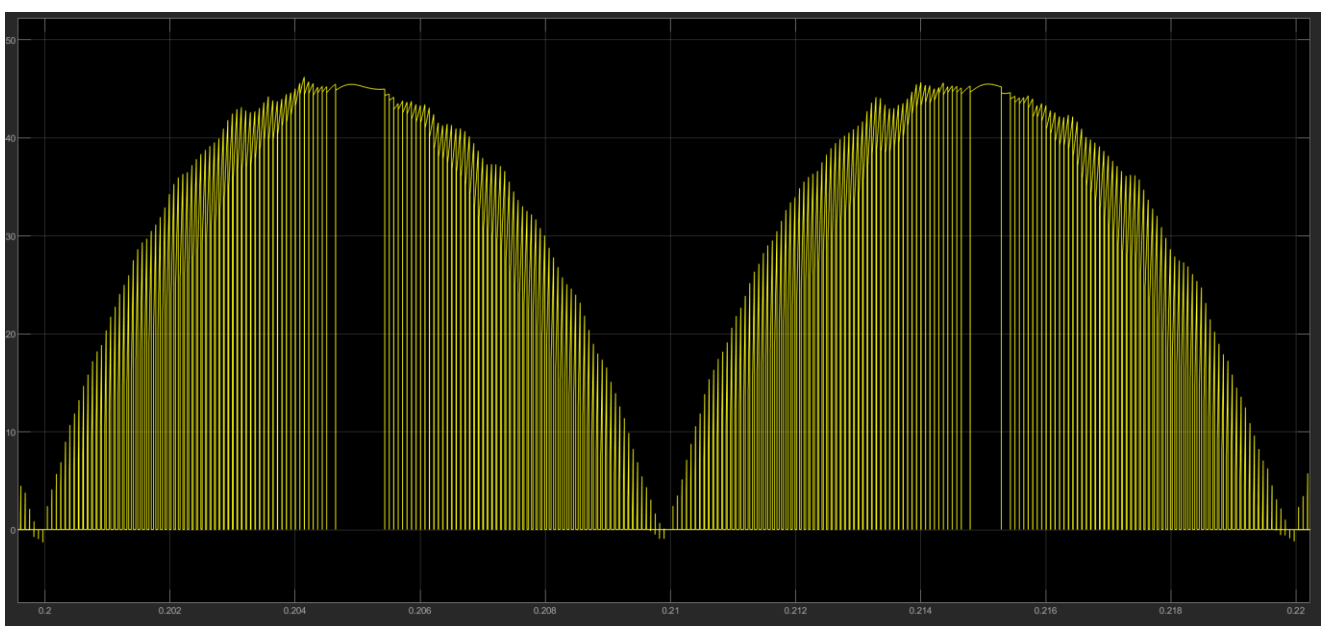


Εικόνα Β.3 : Κυματομορφή του ρεύματος που διαρρέει το φορτίο

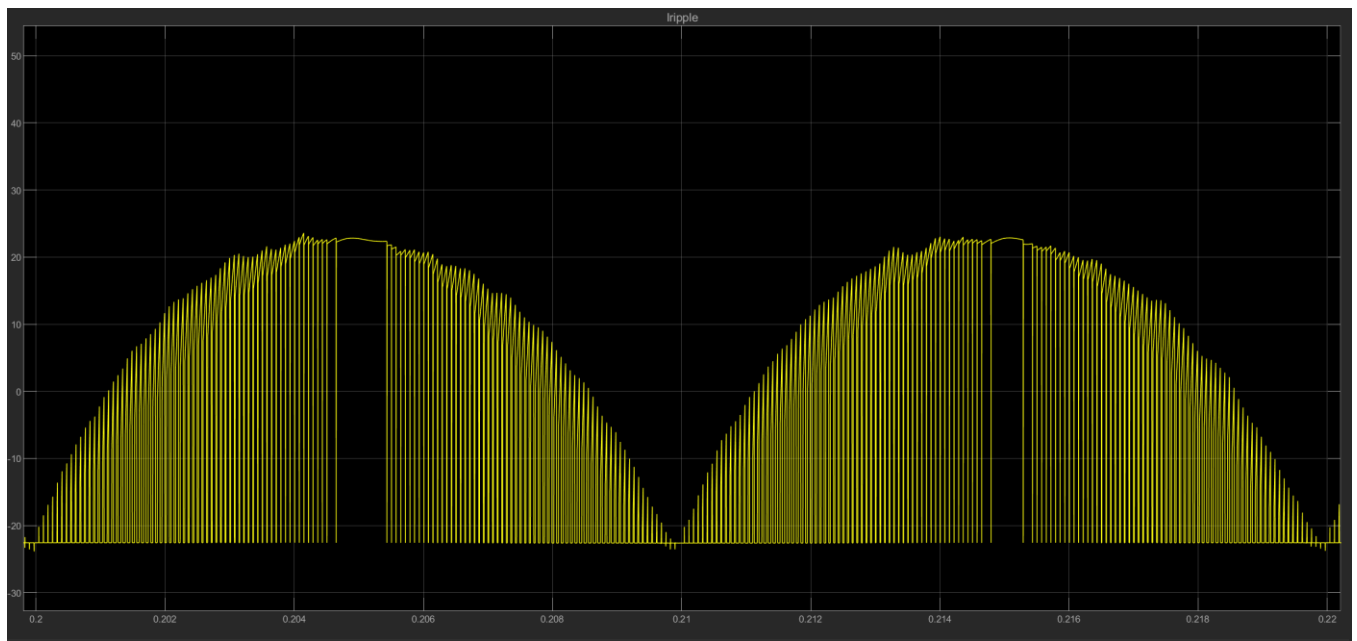
Από το διάγραμμα (εικόνα Β.3) προκύπτουν οι εξής τιμές:

- RMS τιμή ρεύματος: $I_{o,rms} = 14.7 \text{ A}$
- Τιμή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης ρεύματος -THD(%) : $THD I_{o,rms} = 0.84\%$

Ρεύμα στην dc πλευρά



Εικόνα Β.4 : Κυματομορφή του ρεύματος στη dc πλευρά



Εικόνα Β.5 : Κυματομορφή του ρεύματος κυμάτωσης στη dc πλευρά

Από τα διαγράμματα (εικόνα Β.4,Β.5) προκύπτουν οι εξής τιμές:

- Μέση τιμή ρεύματος: $I_{dc,avg} = 21.89 \text{ A}$
- RMS τιμή ρεύματος κυμάτωσης: $I_{dc,ripple,rms} = 19.94 \text{ A}$

3.2. Ισχύς φορτίου

Η φαινόμενη και η ενεργός ισχύς του φορτίου υπολογίζονται από το λογισμικό και είναι

$$P_{out} = 3370 \text{ W}$$

$$Q_{out} = 0$$

3.3. Απώλειες αγωγής – θεωρητικοί υπολογισμοί

Οι απώλειες αγωγής του αντιστροφέα είναι το άθροισμα των απωλειών των IGBT και των διόδων.

$$P_{cond}^{igbt} = \frac{1}{2} \left(V_{ce0} \cdot \frac{i_p}{\pi} + r_{ce} \cdot \frac{i_p^2}{4} \right) + m_a \cdot \cos \varphi \left(V_{ce0} \cdot \frac{i_p}{8} + r_{ce} \cdot \frac{i_p^2}{3\pi} \right)$$

$$P_{cond}^{diode} = \frac{1}{2} \left(V_{FO} \cdot \frac{i_p}{\pi} + r_F \cdot \frac{i_p^2}{4} \right) + m_a \cdot \cos \varphi \left(V_{FO} \cdot \frac{i_p}{8} + r_F \cdot \frac{i_p^2}{3\pi} \right)$$

Όμως οι δίοδοι θεωρούνται ιδανικές, οπότε οι απώλειες του αντιστροφέα αποτελούνται μόνο από τις απώλειες των IGBT.

$$\text{Για το } i_p \text{ ισχύει: } i_p = \sqrt{2} \cdot I_{rms} = \sqrt{2} \cdot n \cdot I'_{rms} = \sqrt{2} \cdot n \cdot \frac{V_{out}}{R'_1} = \sqrt{2} \cdot 2.135 \cdot \frac{230}{15.11} = 45.95 \text{ A}$$

Άρα αντικαθιστώντας τα $V_{ce0} = 1.5 \text{ V}$, $r_{ce} = 15 \text{ m}\Omega$, $i_p = 45.95 \text{ A}$, $m_a = 1$, $\cos\phi = 1$ στην σχέση με τις απώλειες IGBT προκύπτει:

$$P_{cond}^{igbt} = 26.9 \text{ W}$$

Δηλαδή:

$$P_{inv} = 4 \cdot P_{cond}^{igbt} = 107.6 \text{ W}$$

3.4. Απώλειες αγωγής – υπολογισμοί μέσω Simulink

Οι απώλειες αγωγής του αντιστροφέα υπολογίζονται από την αρχή διατήρησης της ενέργειας, αφαιρώντας την ισχύ εξόδου του αντιστροφέα από την ισχύ εισόδου του.

Οι απώλειες του αντιστροφέα υπολογίζονται ως:

$$P_{cond} = P_{inverter} - P_{OUTinverter} = V_{dc} \cdot I_{dc} - V_{pwm} \cdot I_{pwm} = 3471 - 3370 = 101 \text{ W}$$

Η διαφορά μεταξύ των θεωρητικών υπολογισμών και του λογισμικού οφείλεται στην θεωρητική τιμή της τάσης εξόδου, που ισούται με 230 V, και της τάσης εξόδου του λογισμικού, που ισούται με 250 V. Επίσης, πιθανώς οφείλεται και στη βηματική φύση των υπολογισμών του λογισμικού.

Τα παραπάνω στοιχεία συγκεντρώνονται στον παρακάτω πίνακα:

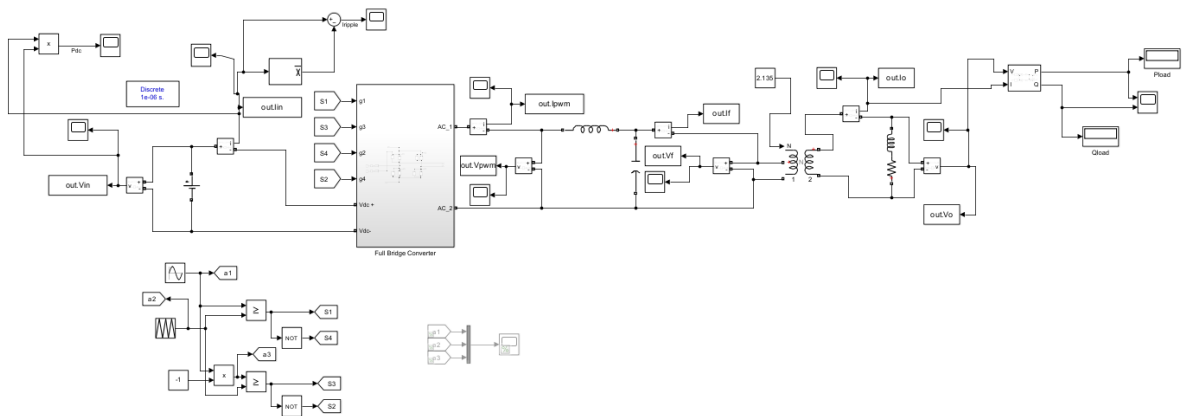
Στοιχεία λειτουργίας αντιστροφέα μονοπολικής διαμόρφωσης με ωμικό φορτίο	
Rms τιμή V_{pwm}	118.7 V
Rms τιμή V_f	104 V
Rms τιμή I_L	14.7 A
THD V_{pwm}	53.27%
THD V_f	0.84%
THD I_L	0.84%
P_{load}	3370 W
Q_{load}	0
I_{dc} (μέση τιμή)	21.89 A
Rms τιμή της κυμάτωσης του I_{dc}	19.94 A
Απώλειες αγωγής του αντιστροφέα	101 W

Πίνακας Β.2: Συγκεντρωτικός πίνακας στοιχείων λειτουργίας αντιστροφέα

Ερώτημα 4

Μονοπολική διαμόρφωση με ωμικοεπαγωγικό φορτίο

Το κύκλωμα μονοπολικής διαμόρφωσης με ωμικοεπαγωγικό φορτίο φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα (εικόνα Β.6):



Εικόνα Β.6 Σχεδίαση του κυκλώματος με χρήση Simulink

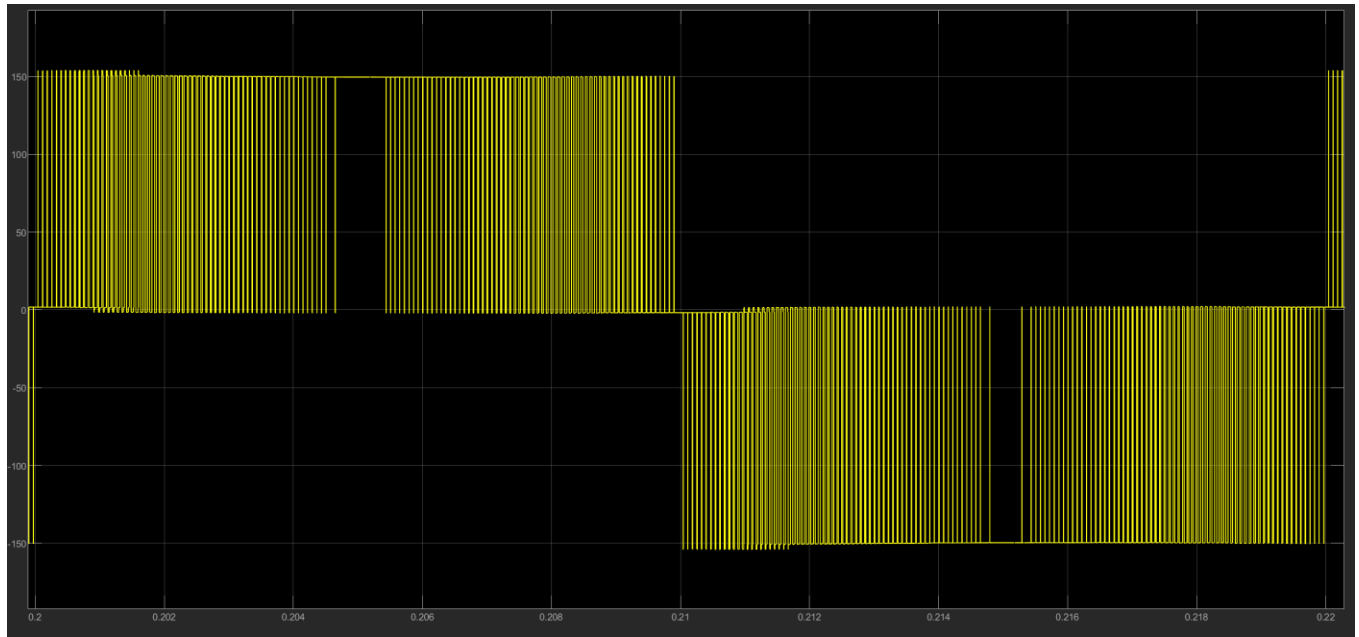
Η τιμή της ισοδύναμης σύνθετης αντίστασης, καθώς τώρα παρεμβάλλεται ο μετασχηματιστής, καθώς τώρα παρεμβάλλεται ο μετασχηματιστής, δίνεται από τον τύπο:

$$Z'_2 = \frac{V_{out}^2 < 0}{S_{out} < -\varphi} = \frac{230^2 < 0}{3500 < -25.84} = 15.114 < 25.84 \, \Omega = 13.603 + j6.587 \, \Omega$$

Άρα $R_2 = 13.603 \, \Omega$ και $L_2 = \frac{6.587}{100\pi} = 20.97 \, mH$.

4.1. Κυματομορφές με χρήση Simulink

Τάση εξόδου του αντιστροφέα

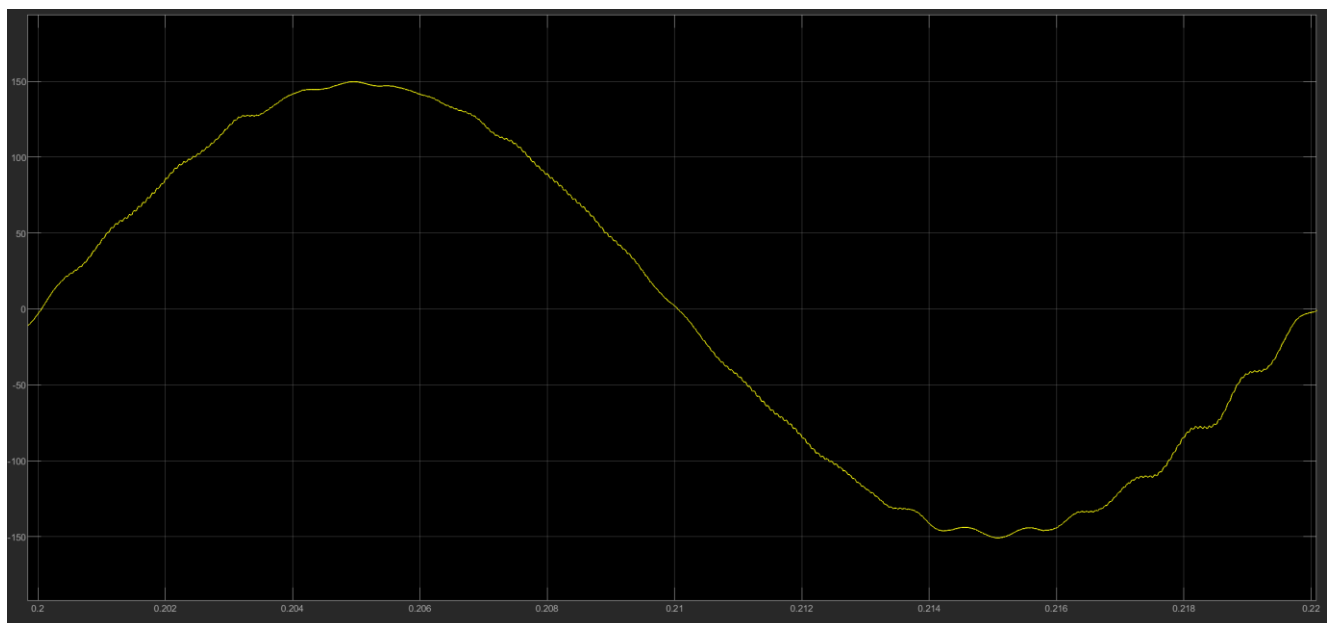


Εικόνα B.7 : Κυματομορφή τάσης εξόδου του αντιστροφέα

Από το διάγραμμα (εικόνα B.7) προκύπτουν οι εξής τιμές:

- RMS τιμή τάσης: $V_{pwm,rms} = 119.6 \text{ V}$
- Τιμή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης τάσης -THD(%) : $THD V_{pwm,rms} = 0.84 \%$

Τάση μετά το φίλτρο

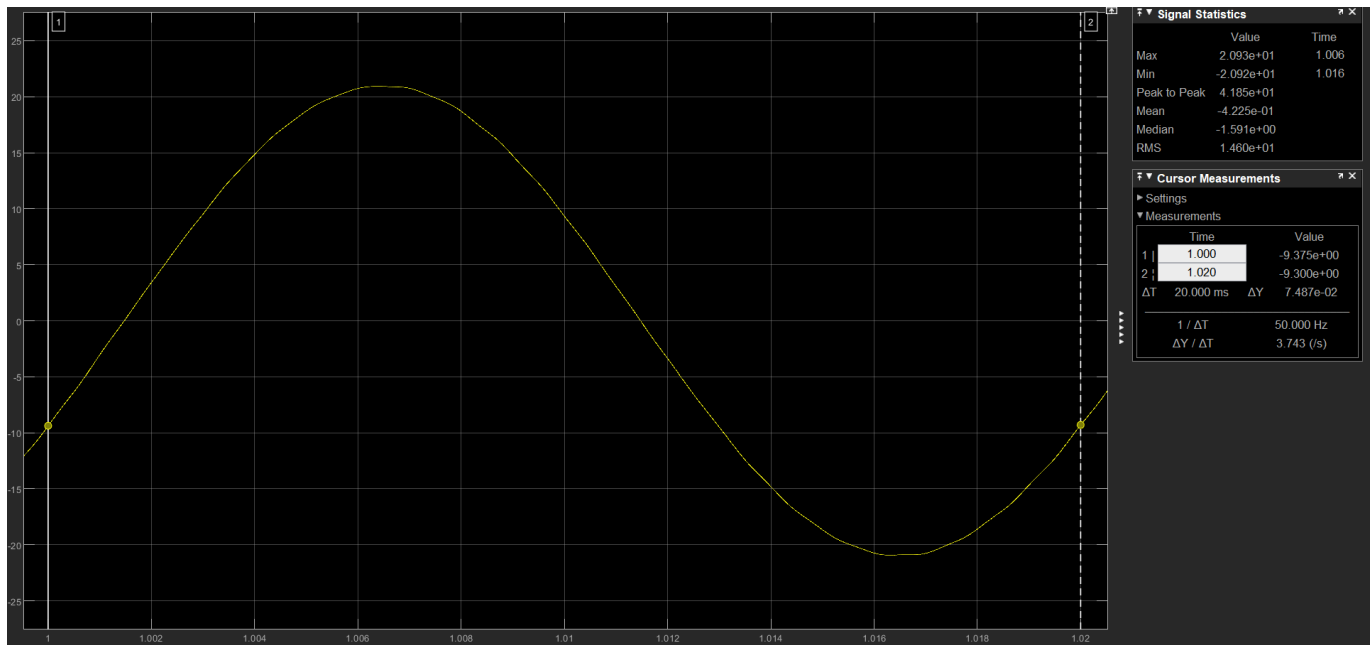


Εικόνα B.8 : : Κυματομορφή τάσης εξόδου του αντιστροφέα μετά την προσθήκη φίλτρου

Από το διάγραμμα (εικόνα Β.8) προκύπτουν οι εξής τιμές:

- RMS τιμή τάσης: $V_{f,rms} = 104.2 \text{ V}$
- Τιμή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης τάσης -THD(%) : $THD V_{f,rms} = 2.51 \%$

Ρεύμα στο φορτίο

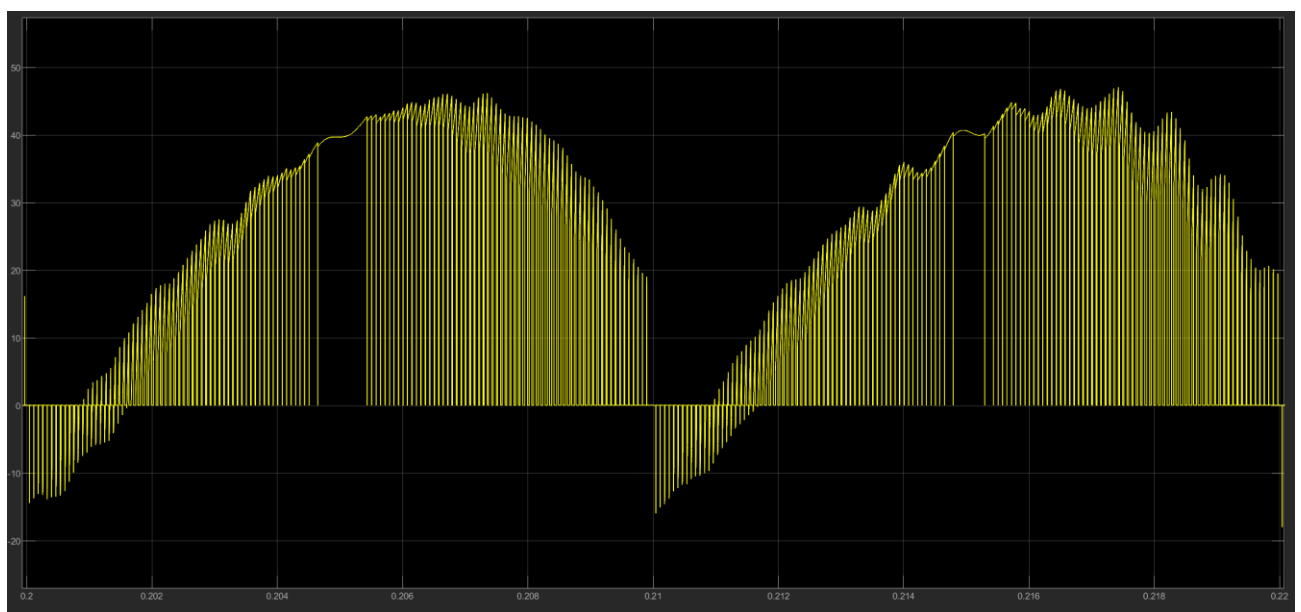


Εικόνα Β.9 : Κυματομορφή του ρεύματος που διαρρέει το φορτίο

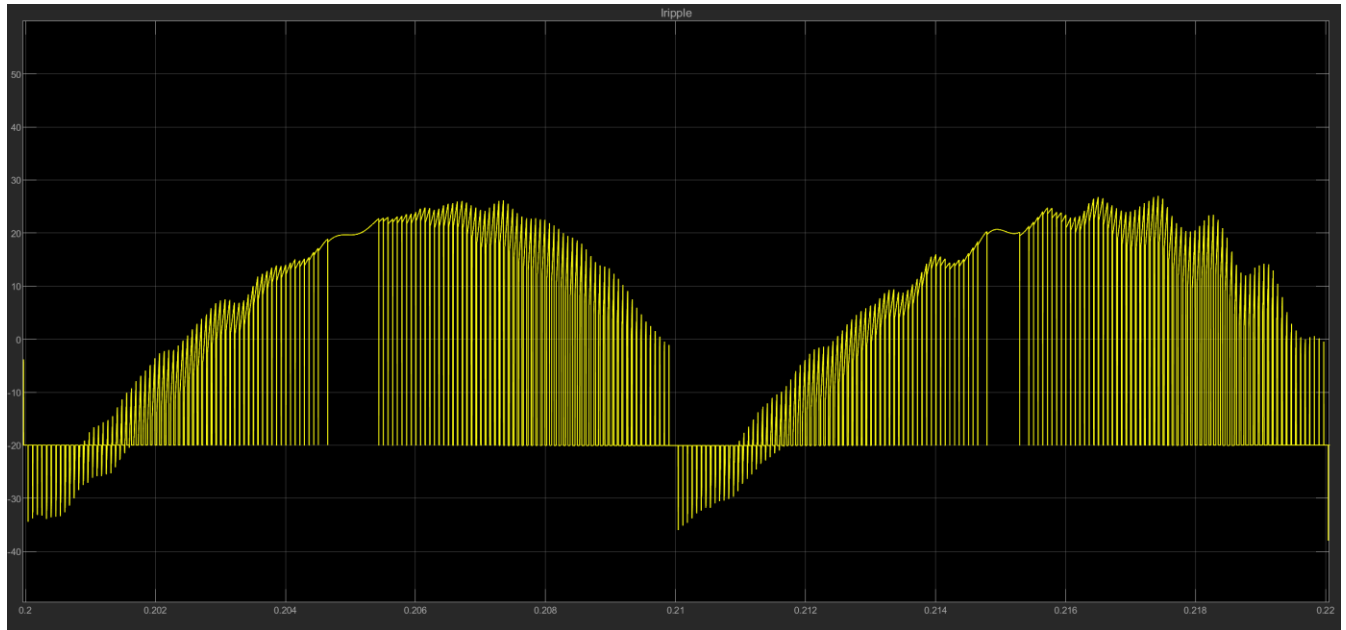
Από το διάγραμμα (εικόνα Β.9) προκύπτουν οι εξής τιμές:

- RMS τιμή ρεύματος: $I_{o,rms} = 14.76 \text{ A}$
- Τιμή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης ρεύματος -THD(%) : $THD I_{o,rms} = 0.36\%$

Ρεύμα στην dc πλευρά



Εικόνα Β.10 : Κυματομορφή του ρεύματος στη dc πλευρά



Εικόνα Β.11:Κυματομορφή του ρεύματος κυμάτωσης στη dc πλευρά

Από τα διαγράμματα (εικόνα Β.10,Β.11) προκύπτουν οι εξής τιμές:

- Μέση τιμή ρεύματος: $I_{dc,avg} = 19.9 \text{ A}$
- RMS τιμή ρεύματος κυμάτωσης: $I_{dc,ripple,rms} = 18.46 \text{ A}$

4.2. Ισχύς φορτίου

Η φαινόμενη και η ενεργός ισχύς του φορτίου υπολογίζονται από το λογισμικό και είναι

$$P_{out} = 2975 \text{ W}$$

$$Q_{out} = 1444 \text{ Var (κατά μέτρο)}$$

Η αλγεβρική τιμή της άεργου ισχύος είναι $Q_{out} = -1444 \text{ Var}$ επειδή το φορτίο είναι επαγωγικό.

4.3. Απώλειες αγωγής – θεωρητικοί υπολογισμοί

Οι απώλειες αγωγής του αντιστροφέα είναι το άθροισμα των απωλειών των IGBT και των διόδων.

$$P_{cond}^{igbt} = \frac{1}{2} \left(V_{ce0} \cdot \frac{i_p}{\pi} + r_{ce} \cdot \frac{i_p^2}{4} \right) + m_a \cdot \cos \varphi \left(V_{ce0} \cdot \frac{i_p}{8} + r_{ce} \cdot \frac{i_p^2}{3\pi} \right)$$

$$P_{cond}^{diode} = \frac{1}{2} \left(V_{FO} \cdot \frac{i_p}{\pi} + r_F \cdot \frac{i_p^2}{4} \right) + m_a \cdot \cos \varphi \left(V_{FO} \cdot \frac{i_p}{8} + r_F \cdot \frac{i_p^2}{3\pi} \right)$$

Όμως οι δίοδοι θεωρούνται ιδανικές, οπότε οι απώλειες του αντιστροφέα αποτελούνται μόνο από τις απώλειες των IGBT.

$$\text{Για το } i_p \text{ ισχύει: } i_p = \sqrt{2} \cdot I_{rms} = \sqrt{2} \cdot n \cdot I'_{rms} = \sqrt{2} \cdot n \cdot \frac{V_{out}}{Z'_1} = \sqrt{2} \cdot 2.135 \cdot \frac{230}{15.11} = 45.95 \text{ A}$$

Άρα αντικαθιστώντας τα $V_{ce0} = 1.5 \text{ V}$, $r_{ce} = 15 \text{ m}\Omega$, $i_p = 45.95 \text{ A}$, $m_a = 1$, $\cos\phi = 0.9$ στην σχέση με τις απώλειες igbt προκύπτει:

$$P_{cond}^{diode} = 25.707 \text{ W}$$

Δηλαδή:

$$P_{inv} = 4 \cdot P_{cond}^{diode} = 102.82 \text{ W}$$

4.4. Απώλειες αγωγής – υπολογισμοί μέσω Simulink

Οι απώλειες αγωγής του αντιστροφέα υπολογίζονται από την αρχή διατήρησης της ενέργειας, αφαιρώντας την ισχύ εξόδου του αντιστροφέα από την ισχύ εισόδου του.

Οι απώλειες του αντιστροφέα υπολογίζονται ως:

$$P_{cond} = P_{inverter} - P_{OUTinverter} = V_{dc} \cdot I_{dc} - V_{pwm} \cdot I_{pwm} = 3050 - 2975 = 75 \text{ W}$$

Η διαφορά μεταξύ των θεωρητικών υπολογισμών και του λογισμικού οφείλεται στην θεωρητική τιμή της τάσης εξόδου, που ισούται με 230 V, και της τάσης εξόδου του λογισμικού, που ισούται με 250 V. Επίσης, πιθανώς οφείλεται και στη βηματική φύση των υπολογισμών του λογισμικού.

Τα παραπάνω στοιχεία συγκεντρώνονται στον ακόλουθο πίνακα:

Στοιχεία λειτουργίας αντιστροφέα μονοπολικής διαμόρφωσης με ωμικοεπαγωγικό φορτίο	
Rms τιμή V_{pwm}	119.6 V
Rms τιμή V_f	104.2 V
Rms τιμή I_L	14.76 A
THD V_{pwm}	53.16 %
THD V_f	2.51 %
THD I_L	0.36 %
P_{load}	2975 W
Q_{load}	1444 VAr
I_{dc} (μέση τιμή)	19.9 A
Rms τιμή της κυμάτωσης του I_{dc}	18.46 A
Απώλειες αγωγής του αντιστροφέα	75 W

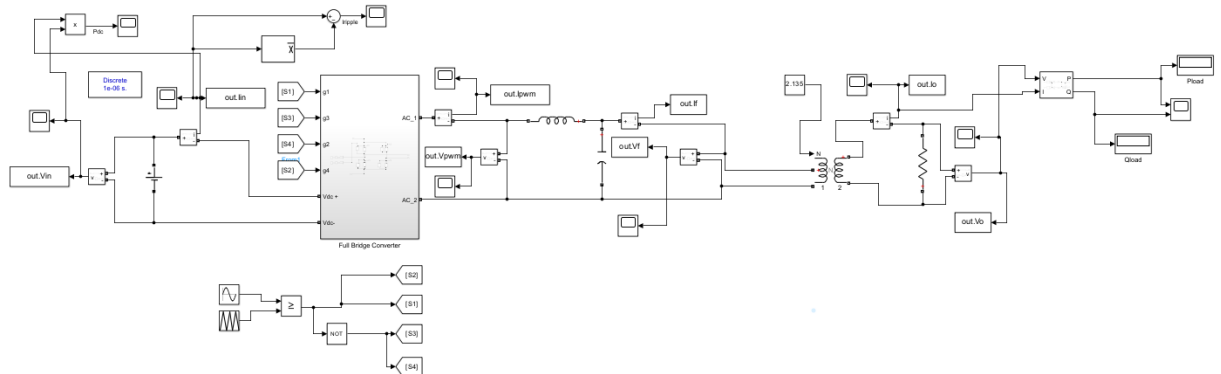
Πίνακας Β.3: Συγκεντρωτικός πίνακας στοιχείων λειτουργίας αντιστροφέα

Ερώτημα 5

Διπολική διαμόρφωση

5.1. Διπολική διαμόρφωση με ωμικό φορτίο

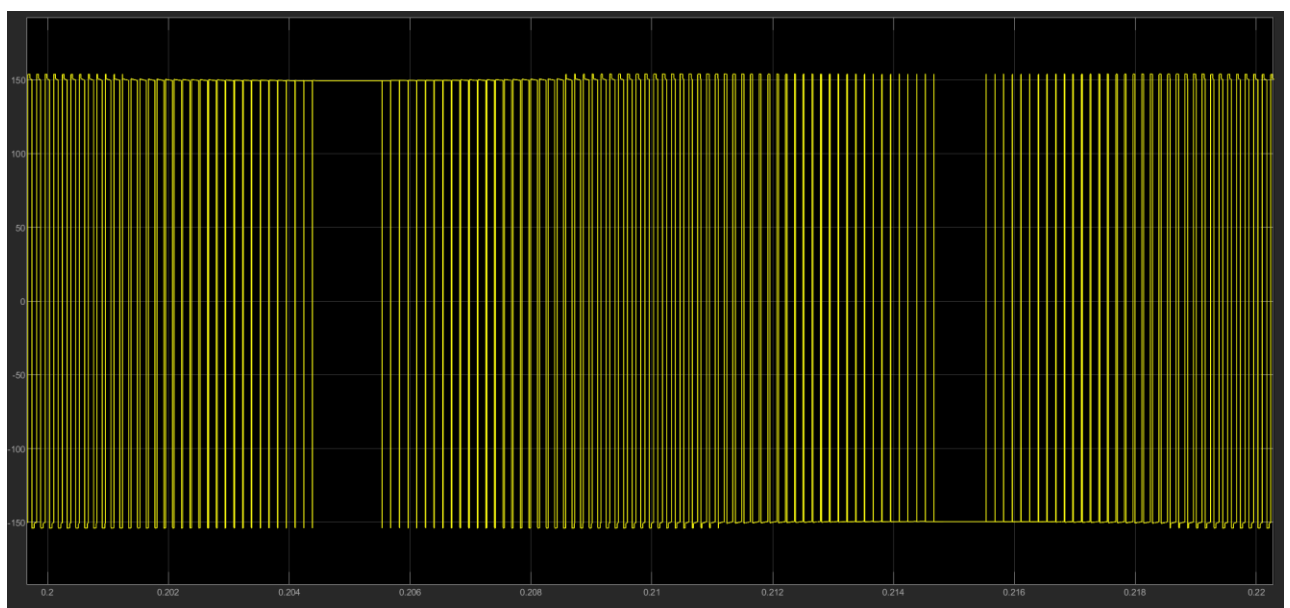
Το κύκλωμα διπολικής διαμόρφωσης με ωμικό φορτίο φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα(εικόνα B.12). Η τιμή της ισοδύναμης ωμικής αντίστασης, καθώς τώρα παρεμβάλλεται ο μετασχηματιστής, είναι $R_1 = 15.11 \Omega$.



Εικόνα B.12: Σχεδίαση του κυκλώματος με χρήση Simulink

5.1.1 Κυματομορφές με χρήση Simulink

Τάση εξόδου του αντιστροφέα

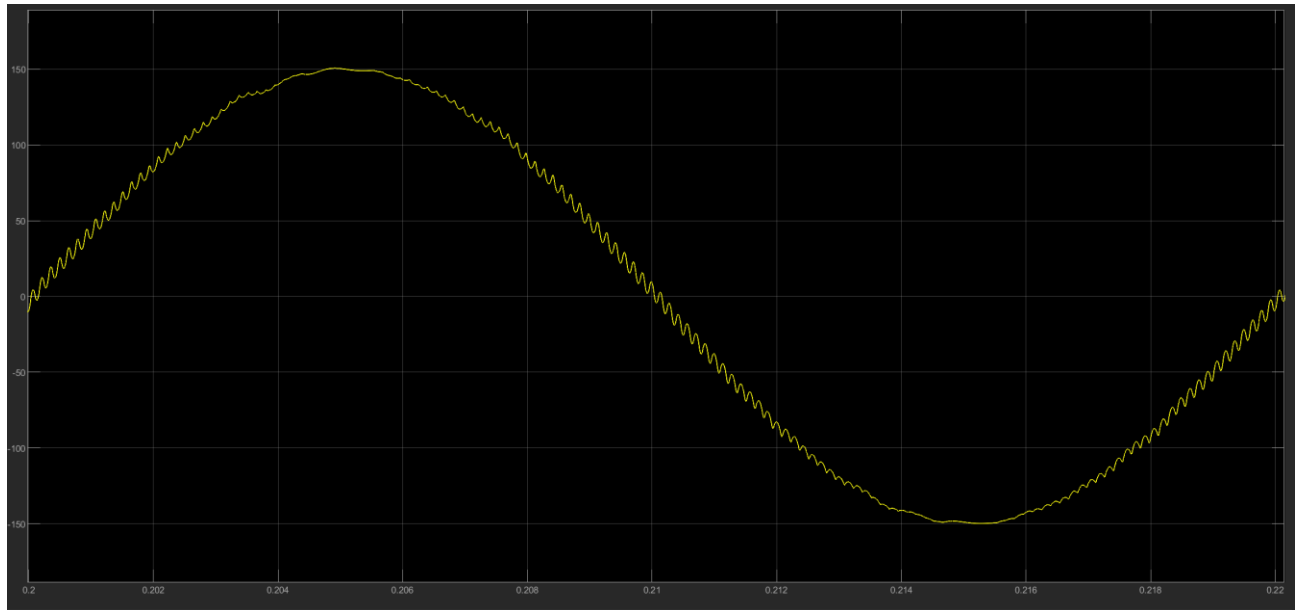


Εικόνα B.13. : Κυματομορφή τάσης εξόδου του αντιστροφέα

Από το διάγραμμα (εικόνα B.13) προκύπτουν οι εξής τιμές:

- RMS τιμή τάσης: $V_{pwm,rms} = 105.7 \text{ V}$
- Τιμή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης τάσης -THD(%) : $THD V_{pwm,rms} = 101.8 \%$

Τάση μετά το φίλτρο

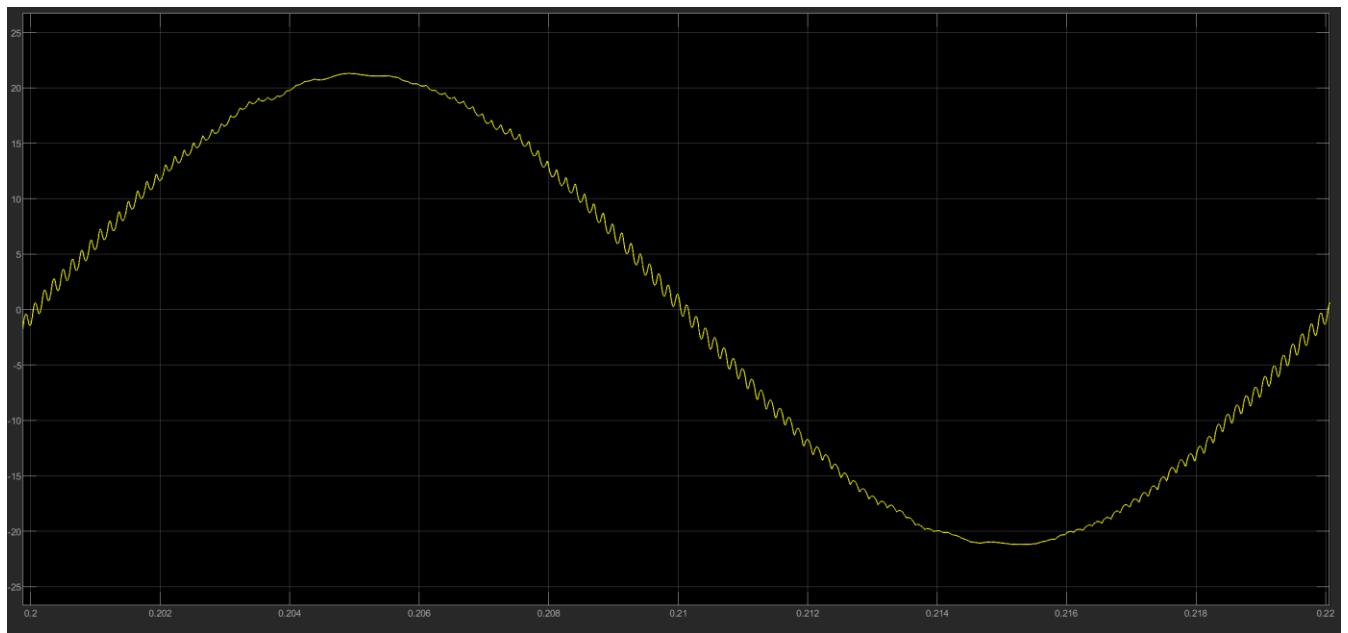


Εικόνα B.14 : Κυματομορφή τάσης εξόδου του αντιστροφέα μετά τη προσθήκη φίλτρου

Από το διάγραμμα (εικόνα B.14) προκύπτουν οι εξής τιμές:

- RMS τιμή τάσης: $V_{f,rms} = 105.4 \text{ V}$
- Τιμή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης τάσης -THD(%) : $THD V_{f,rms} = 2.29 \%$

Ρεύμα στο φορτίο

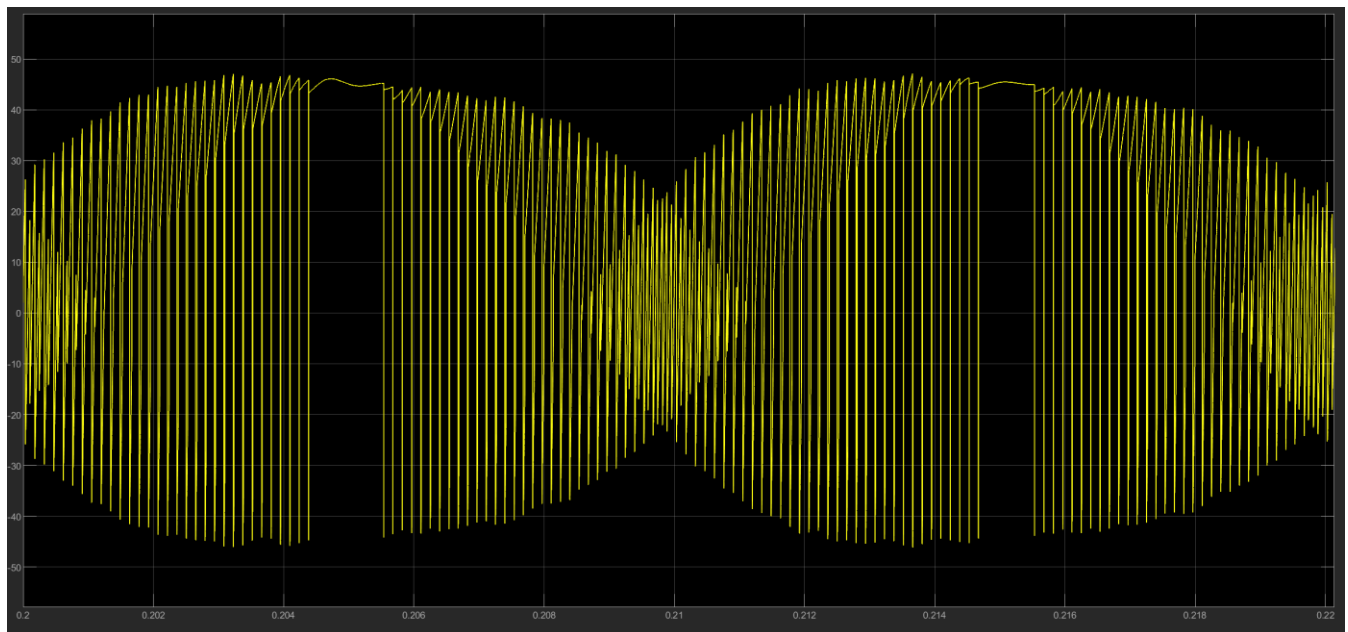


Εικόνα B.15 : Κυματομορφή του ρεύματος που διαρρέει το φορτίο

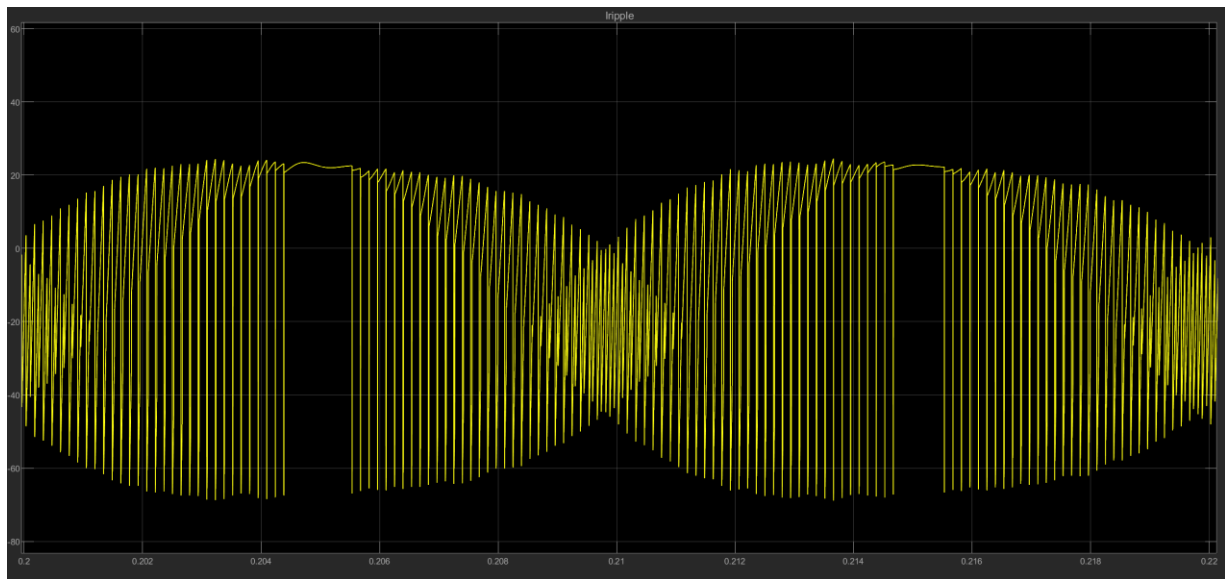
Από το διάγραμμα (εικόνα B.15) προκύπτουν οι εξής τιμές:

- RMS τιμή ρεύματος: $I_{o,rms} = 14.85 \text{ A}$
- Τιμή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης ρεύματος -THD(%) : $THD I_{o,rms} = 2.29\%$

Ρεύμα στην dc πλευρά



Εικόνα B.16 : Κυματομορφή του ρεύματος στη dc πλευρά



Εικόνα Β.17: Κυματομορφή του ρεύματος κυμάτωσης στη dc πλευρά

Από τα διαγράμματα (εικόνα Β.16, Β.17) προκύπτουν οι εξής τιμές:

- Μέση τιμή ρεύματος: $I_{dc,avg} = 22.57 \text{ A}$
- RMS τιμή ρεύματος κυμάτωσης: $I_{dc,ripple,rms} = 24.62 \text{ A}$

5.1.2. Ισχύς φορτίου

Η φαινόμενη και η ενεργός ισχύς του φορτίου υπολογίζονται από το λογισμικό και είναι

$$P_{out} = 3369 \text{ W}$$

$$Q_{out} = 0$$

5.1.3. Απώλειες αγωγής – θεωρητικοί υπολογισμοί

Οι απώλειες αγωγής του αντιστροφέα είναι το άθροισμα των απωλειών των IGBT και των διόδων.

$$P_{cond}^{igbt} = \frac{1}{2} \left(V_{ce0} \cdot \frac{i_p}{\pi} + r_{ce} \cdot \frac{i_p^2}{4} \right) + m_a \cdot \cos \varphi \left(V_{ce0} \cdot \frac{i_p}{8} + r_{ce} \cdot \frac{i_p^2}{3\pi} \right)$$

$$P_{cond}^{diode} = \frac{1}{2} \left(V_{FO} \cdot \frac{i_p}{\pi} + r_F \cdot \frac{i_p^2}{4} \right) + m_a \cdot \cos \varphi \left(V_{FO} \cdot \frac{i_p}{8} + r_F \cdot \frac{i_p^2}{3\pi} \right)$$

Όμως οι διόδοι θεωρούνται ιδανικές, οπότε οι απώλειες του αντιστροφέα αποτελούνται μόνο από τις απώλειες των IGBT.

$$\text{Για το } i_p \text{ ισχύει: } i_p = \sqrt{2} \cdot I_{rms} = \sqrt{2} \cdot n \cdot I'_{rms} = \sqrt{2} \cdot n \cdot \frac{V_{out}}{R'_1} = \sqrt{2} \cdot 2.135 \cdot \frac{230}{15.11} = 45.95 \text{ A}$$

Άρα αντικαθιστώντας τα $V_{ce0} = 1.5 \text{ V}$, $r_{ce} = 15 \text{ m}\Omega$, $i_p = 45.95 \text{ A}$, $m_a = 1$, $\cos\phi = 1$ στην σχέση με τις απώλειες $igbt$ προκύπτει:

$$P_{cond}^{igbt} = 26.9 \text{ W}$$

Δηλαδή:

$$P_{inv} = 4 \cdot P_{cond}^{igbt} = 107.6 \text{ W}$$

5.1.4. Απώλειες αγωγής – υπολογισμοί μέσω Simulink

Οι απώλειες αγωγής του αντιστροφέα υπολογίζονται από την αρχή διατήρησης της ενέργειας, αφαιρώντας την ισχύ εξόδου του αντιστροφέα από την ισχύ εισόδου του.

Οι απώλειες του αντιστροφέα υπολογίζονται ως:

$$P_{cond} = P_{inverter} - P_{OUTinverter} = V_{dc} \cdot I_{dc} - V_{pwm} \cdot I_{pwm} = 3446 - 3369 = 77 \text{ W}$$

Η διαφορά μεταξύ των θεωρητικών υπολογισμών και του λογισμικού οφείλεται στην θεωρητική τιμή της τάσης εξόδου, που ισούται με 230 V, και της τάσης εξόδου του λογισμικού, που ισούται με 250 V. Επίσης, πιθανώς οφείλεται και στη βηματική φύση των υπολογισμών του λογισμικού.

Τα παραπάνω στοιχεία συγκεντρώνονται στον ακόλουθο πίνακα:

Στοιχεία λειτουργίας αντιστροφέα διπολικής διαμόρφωσης με ωμικό φορτίο	
Rms τιμή V_{pwm}	105.7 V
Rms τιμή V_f	105.4 V
Rms τιμή I_L	14.85 A
THD V_{pwm}	101.8 %
THD V_f	2.29 %
THD I_L	2.29 %
P_{load}	3369 W
Q_{load}	0
I_{dc} (μέση τιμή)	22.57 A
Rms τιμή της κυμάτωσης του I_{dc}	24.62 A
Απώλειες αγωγής του αντιστροφέα	77 W

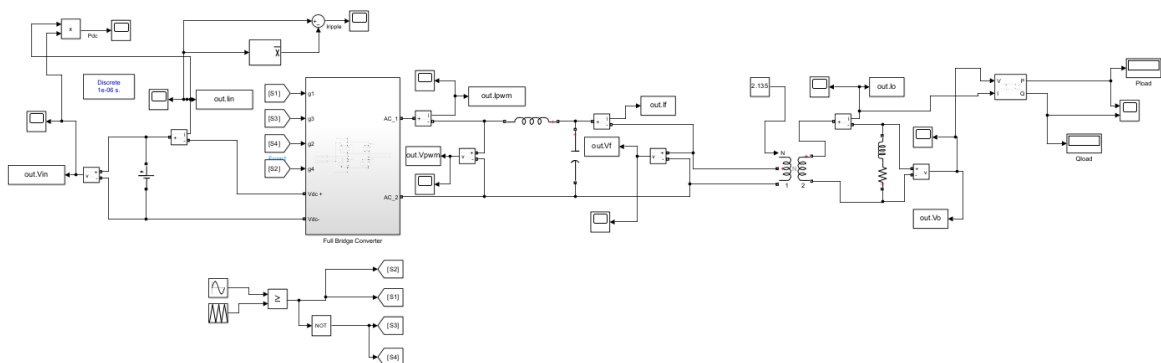
Πίνακας Β.4: Συγκεντρωτικός πίνακας στοιχείων λειτουργίας αντιστροφέα

5.2. Διπολική διαμόρφωση με ωμικοεπαγωγικό φορτίο

Το κύκλωμα διπολικής διαμόρφωσης με ωμικοεπαγωγικό φορτίο φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα (εικόνα Β.18). Η τιμή της ισοδύναμης σύνθετης αντίστασης, καθώς τώρα παρεμβάλλεται ο μετασχηματιστής, καθώς τώρα παρεμβάλλεται ο μετασχηματιστής, δίνεται από τον τύπο:

$$Z'_2 = \frac{V_{out}^2}{S_{out} < -\varphi} = \frac{230^2}{3500 < -25.84} = 15.114 < 25.84 \Omega = 13.603 + j6.587 \Omega$$

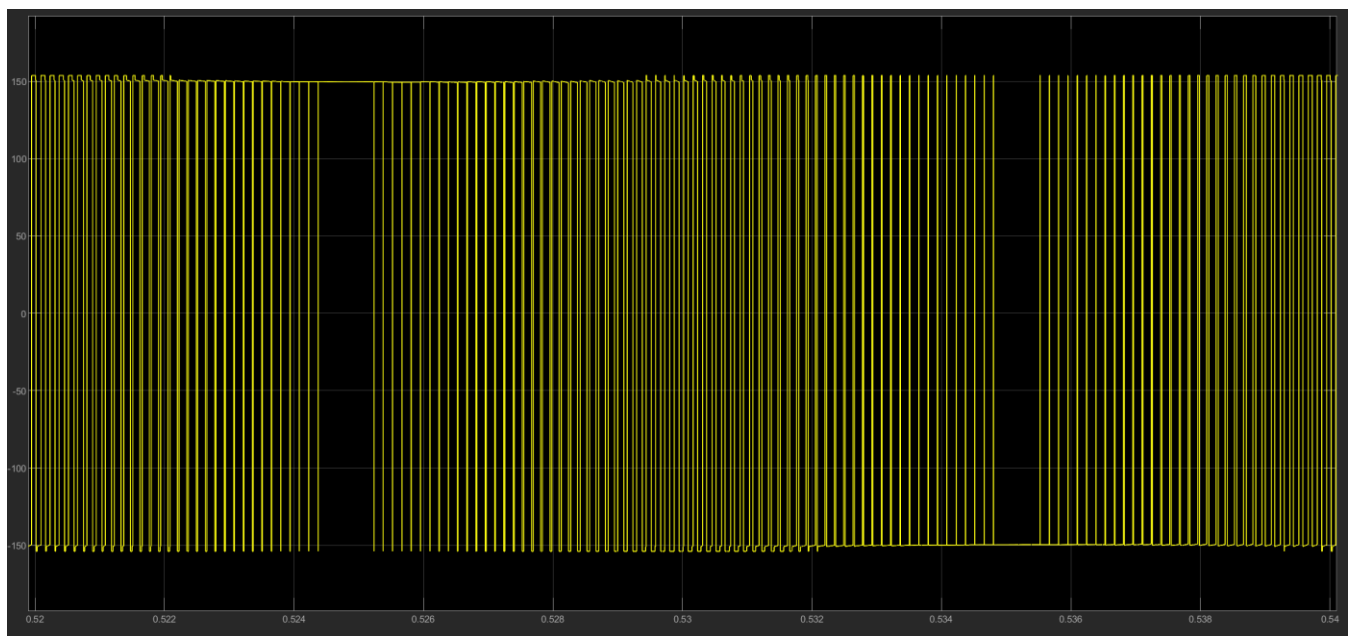
Άρα $R_2 = 13.603 \Omega$ και $L_2 = \frac{6.587}{100\pi} = 20.97 \text{ mH}$.



Εικόνα Β.18: Σχεδίαση κυκλώματος με χρήση Simulink

5.2.1 Κυματομορφές με χρήση Simulink

Τάση εξόδου του αντιστροφέα

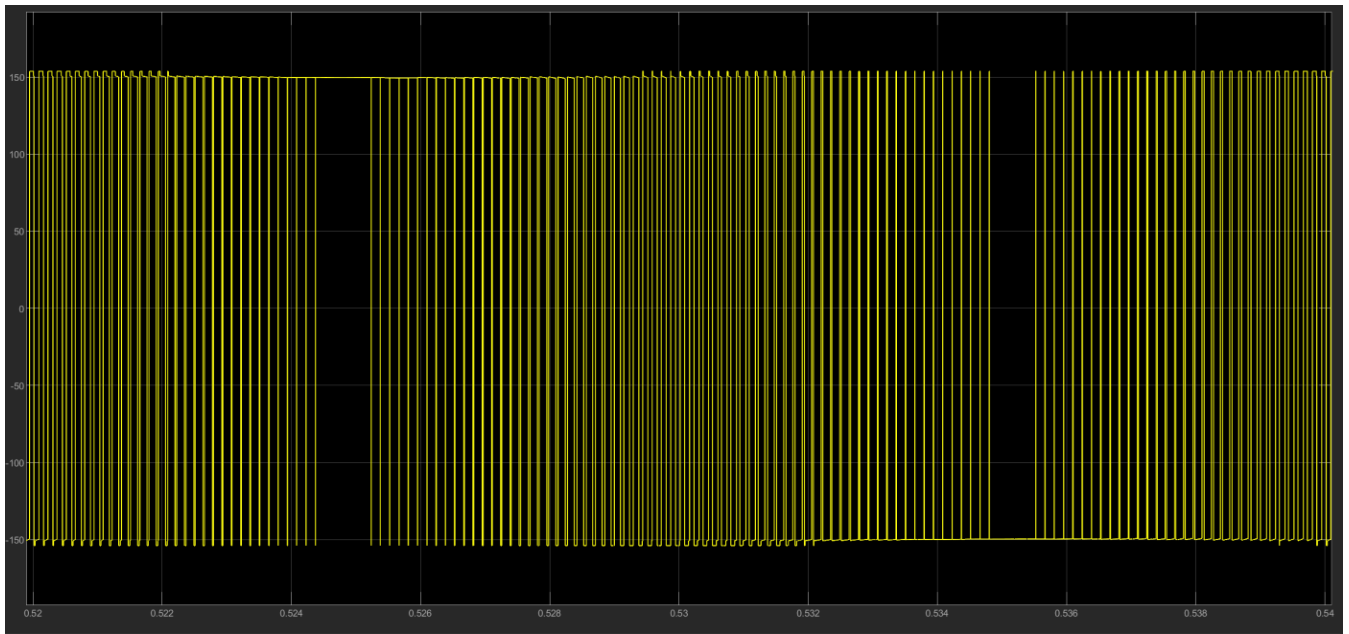


Εικόνα Β.19. : Κυματομορφή τάσης εξόδου του αντιστροφέα

Από το διάγραμμα (εικόνα B.19) προκύπτουν οι εξής τιμές:

- RMS τιμή τάσης: $V_{pwm,rms} = 150.7 \text{ V}$
- Τιμή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης τάσης -THD(%) : $THD V_{pwm,rms} = 101.62 \%$

Τάση μετά το φίλτρο

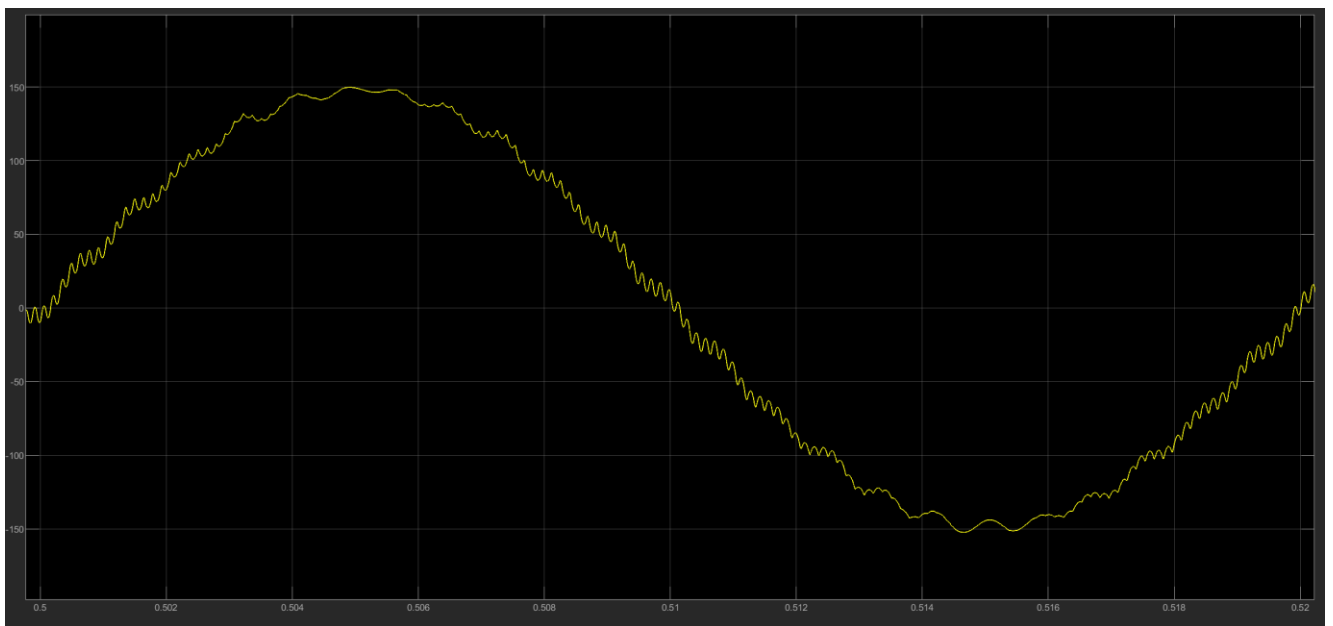


Εικόνα B.20. : Κυματομορφή τάσης εξόδου του αντιστροφέα μετά τη προσθήκη φίλτρου

Από το διάγραμμα (εικόνα B.20) προκύπτουν οι εξής τιμές:

- RMS τιμή τάσης: $V_{f,rms} = 104.5 \text{ V}$
- Τιμή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης τάσης -THD(%) : $THD V_{f,rms} = 3.95 \%$

Ρεύμα στο φορτίο

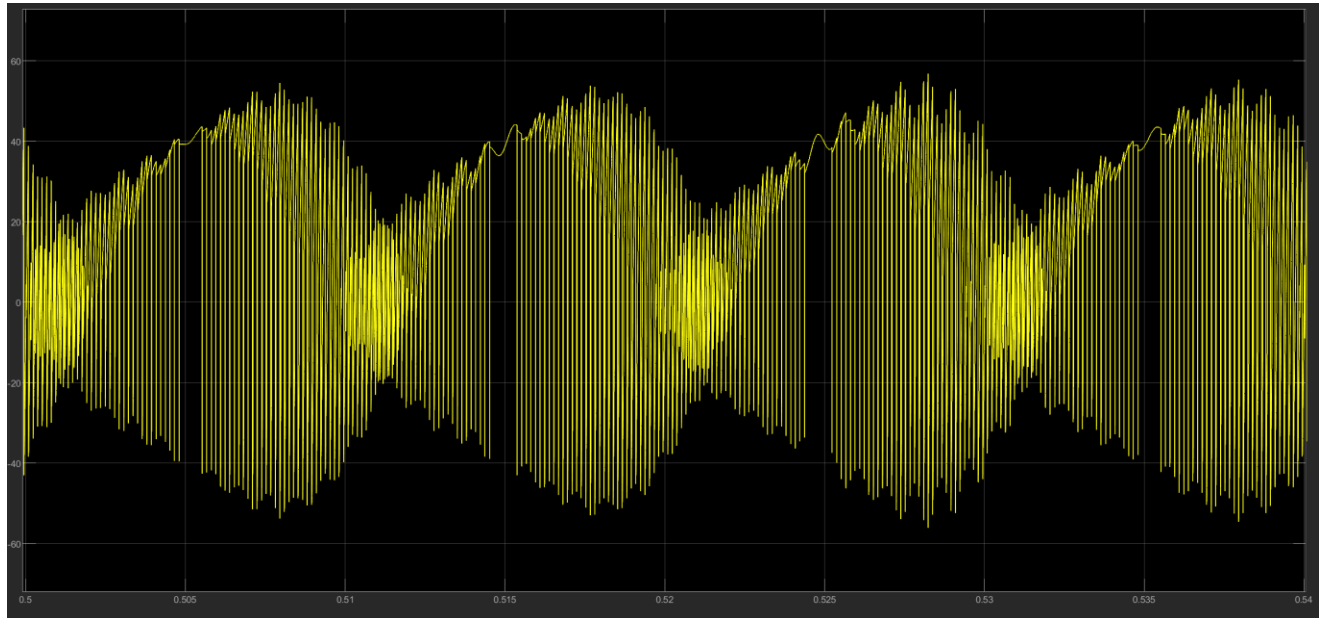


Εικόνα B.21 : Κυματομορφή του ρεύματος που διαρρέει το φορτίο

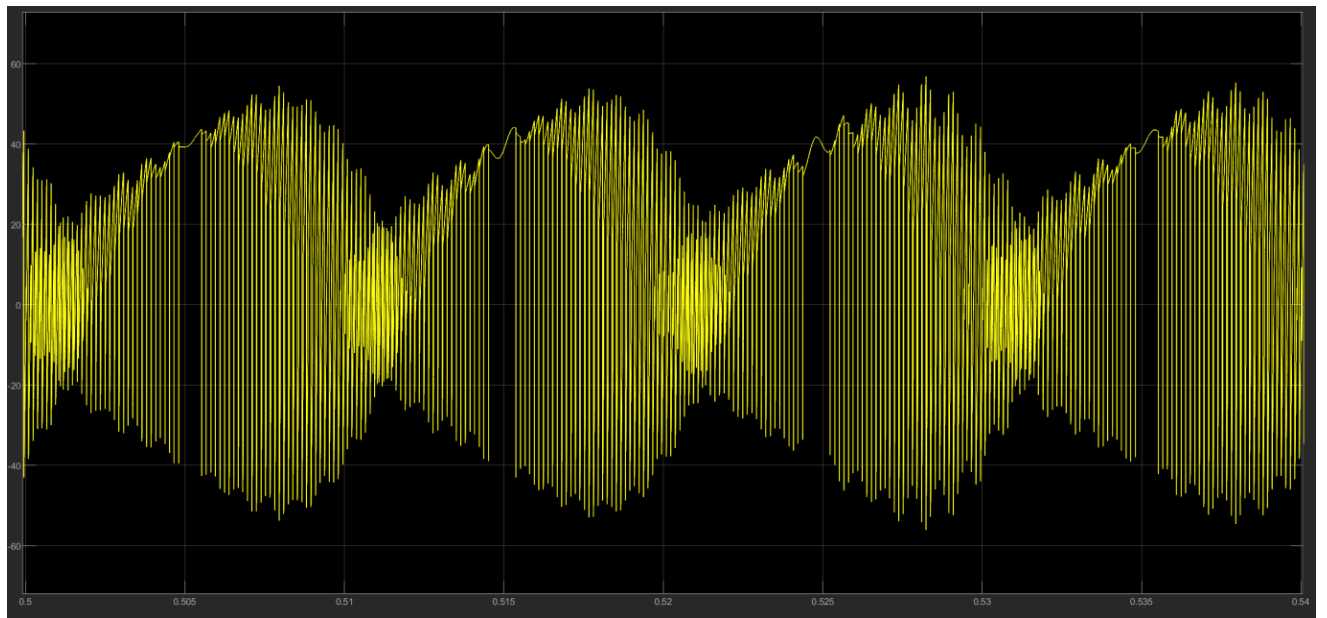
Από το διάγραμμα (εικόνα B.21) προκύπτουν οι εξής τιμές:

- RMS τιμή ρεύματος: $I_{o,rms} = 14.75 \text{ A}$
- Τιμή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης ρεύματος -THD(%) : $THD I_{o,rms} = 0.38 \%$

Ρεύμα στην dc πλευρά



Εικόνα B.22 : Κυματομορφή του ρεύματος στη dc πλευρά



Εικόνα B.23:Κυματομορφή του ρεύματος κυμάτωσης στη dc πλευρά

Από τα διαγράμματα (εικόνα B.22,B.23) προκύπτουν οι εξής τιμές:

- Μέση τιμή ρεύματος: $I_{dc,avg} = 19.98 \text{ A}$
- RMS τιμή ρεύματος κυμάτωσης: $I_{dc,ripple,rms} = 24.96 \text{ A}$

5.2.2.Ισχύς φορτίου

Η φαινόμενη και η ενεργός ισχύς του φορτίου υπολογίζονται από το λογισμικό και είναι

$$P_{out} = 2976 \text{ W}$$

$$Q_{out} = 1441 \text{ Var (κατά μέτρο)}$$

Η αλγεβρική τιμή της άεργου ισχύος είναι $Q_{out} = -1441 \text{ Var}$ επειδή το φορτίο είναι επαγωγικό.

5.2.3. Απώλειες αγωγής – θεωρητικοί υπολογισμοί

Οι απώλειες αγωγής του αντιστροφέα είναι το άθροισμα των απωλειών των igbt και των διόδων.

$$P_{cond}^{igbt} = \frac{1}{2} \left(V_{ce0} \cdot \frac{i_p}{\pi} + r_{ce} \cdot \frac{i_p^2}{4} \right) + m_a \cdot \cos\varphi \left(V_{ce0} \cdot \frac{i_p}{8} + r_{ce} \cdot \frac{i_p^2}{3\pi} \right)$$

$$P_{cond}^{diode} = \frac{1}{2} \left(V_{FO} \cdot \frac{i_p}{\pi} + r_F \cdot \frac{i_p^2}{4} \right) + m_a \cdot \cos\varphi \left(V_{FO} \cdot \frac{i_p}{8} + r_F \cdot \frac{i_p^2}{3\pi} \right)$$

Όμως οι δίοδοι θεωρούνται ιδανικές, οπότε οι απώλειες του αντιστροφέα αποτελούνται μόνο από τις απώλειες των igbt.

$$\text{Για το } i_p \text{ ισχύει: } i_p = \sqrt{2} \cdot I_{rms} = \sqrt{2} \cdot n \cdot I'_{rms} = \sqrt{2} \cdot n \cdot \frac{V_{out}}{Z'_1} = \sqrt{2} \cdot 2.135 \cdot \frac{230}{15.11} = 45.95 \text{ A}$$

Άρα αντικαθιστώντας τα $V_{ce0} = 1.5 \text{ V}$, $r_{ce} = 15 \text{ m}\Omega$, $i_p = 45.95 \text{ A}$, $m_a = 1$, $\cos\varphi = 0.9$ στην σχέση με τις απώλειες igbt προκύπτει:

$$P_{cond}^{diode} = 25.707 \text{ W}$$

Δηλαδή:

$$P_{inv} = 4 \cdot P_{cond}^{diode} = 102.82 \text{ W}$$

5.2.4. Απώλειες αγωγής – υπολογισμοί μέσω Simulink

Οι απώλειες αγωγής του αντιστροφέα υπολογίζονται από την αρχή διατήρησης της ενέργειας, αφαιρώντας την ισχύ εξόδου του αντιστροφέα από την ισχύ εισόδου του.

Οι απώλειες του αντιστροφέα υπολογίζονται ως:

$$P_{cond} = P_{inverter} - P_{OUTinverter} = V_{dc} \cdot I_{dc} - V_{pwm} \cdot I_{pwm} = 3066 - 2976 = 90 \text{ W}$$

Η διαφορά μεταξύ των θεωρητικών υπολογισμών και του λογισμικού οφείλεται στην θεωρητική τιμή της τάσης εξόδου, που ισούται με 230 V, και της τάσης εξόδου του λογισμικού, που ισούται με 250 V. Επίσης, πιθανώς οφείλεται και στη βηματική φύση των υπολογισμών του λογισμικού.

Τα παραπάνω στοιχεία συγκεντρώνονται στον παρακάτω πίνακα.

Στοιχεία λειτουργίας αντιστροφέα διπολικής διαμόρφωσης με ωμικό φορτίο	
Rms τιμή V_{pwm}	150.7 V
Rms τιμή V_f	104.5 V
Rms τιμή I_L	14.75 A
THD V_{pwm}	101.62 %
THD V_f	3.95 %
THD I_L	0.38 %
P_{load}	2976 W
Q_{load}	1441 Var
I_{dc} (μέση τιμή)	19.98 A
Rms τιμή της κυμάτωσης του I_{dc}	24.96 A
Απώλειες αγωγής του αντιστροφέα	90 W

Πίνακας Β.5: Συγκεντρωτικός πίνακας στοιχείων λειτουργίας αντιστροφέα

Ερώτημα 6

Σύγκριση μονοπολικής και διπολικής διαμόρφωσης

Από την παραπάνω διαδικασία, συμπεραίνεται ότι η μονοπολική διαμόρφωση είναι προτιμότερη της διπολικής, λόγω του μικρότερου αρμονικού περιεχομένου της. Αυτό σημαίνει ότι στην μονοπολική διαμόρφωση, για το ίδιο μέγεθος φίλτρου, η ολική αρμονική παραμόρφωση στην έξοδο της διάταξης είναι μικρότερη, ή εναλλακτικά, μπορεί να επιτευχθεί τον ίδιο ποσοστό αρμονικής παραμόρφωσης με μικρότερο φίλτρο. Επίσης, παρατηρείται ότι στη διάταξη με μονοπολική διαμόρφωση ο αντιστροφέας παρουσιάζει μικρότερες απώλειες, κάνοντας το θεωρητικά οικονομικότερο μακροπρόθεσμα.

ΜΕΡΟΣ C

Υλοποίηση συστήματος μετατροπών A και B

Σύμφωνα με την εκφώνηση το ολοκληρωμένο κύκλωμα αποτελείται από τον μετατροπέα dc-dc ανύψωσης τάσης (μετατροπέας A) και τον μετατροπέα dc-ac πλήρους γέφυρας (μετατροπέας B), με τον B να αποτελεί φορτίο του A. Θεωρείται ότι η τάση της Φ/B γεννήτριας είναι ίση με 60 V και ότι ο μετατροπέας B λειτουργεί με το μέγιστο φορτίο του με $\cos\phi$ 0.9 επαγωγικό. Στο μετατροπέα B εφαρμόζεται μονοπολική και διπολική διαμόρφωση.

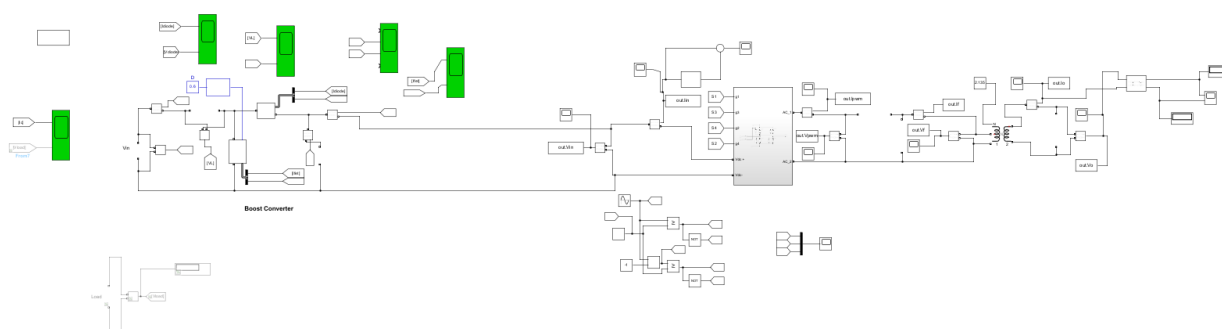
Ερώτημα 1

Κυμάτωση της τάσης εξόδου του μετατροπέα A

Το ζητούμενο είναι να γίνει σύγκριση της κυμάτωσης της τάσης εξόδου του μετατροπέα A, όταν στον B εφαρμόζεται μονοπολική και διπολική διαμόρφωση.

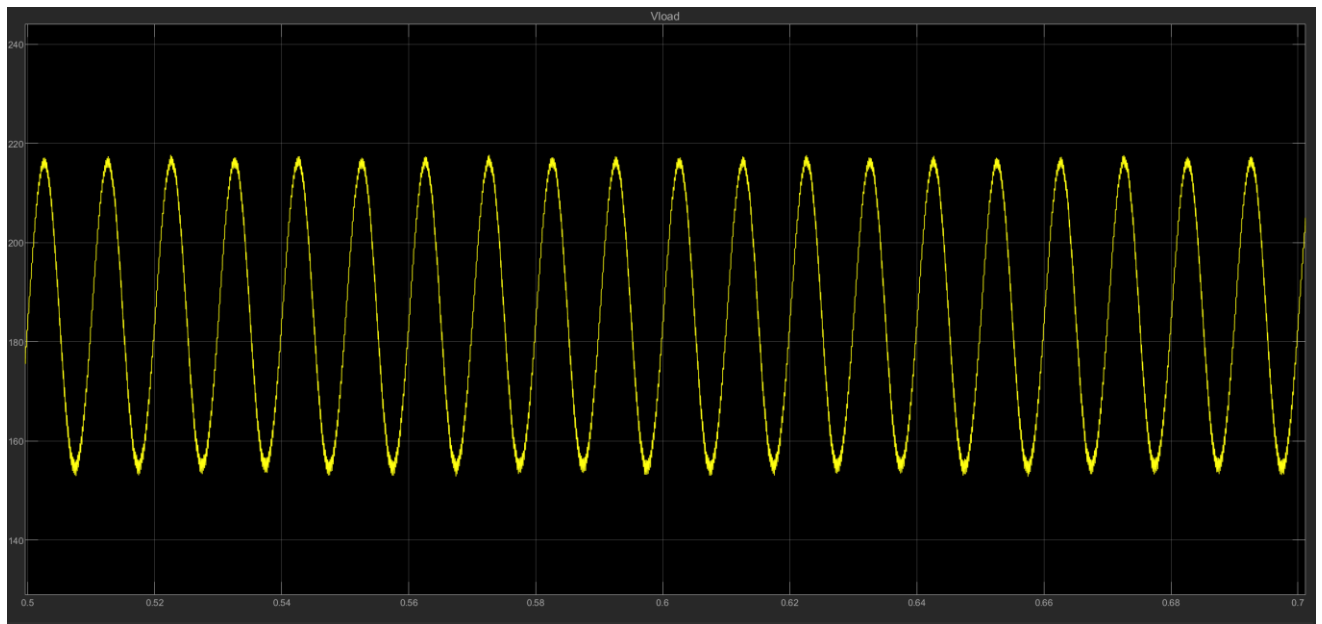
1.1.Μονοπολική διαμόρφωση:

Το κύκλωμα για διπολική διαμόρφωση στο Simulink φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα(εικόνα C.1):



Εικόνα C.1: Σχεδίαση του κυκλώματος με χρήση Simulink

Η τάση εξόδου του μετατροπέα A στην **μονοπολική** διαμόρφωση προκύπτει:



Εικόνα C.2 : Κυματομορφή της τάσης εξόδου του μετατροπέα A

Από το διάγραμμα (εικόνα C.2) προκύπτουν οι εξής τιμές:

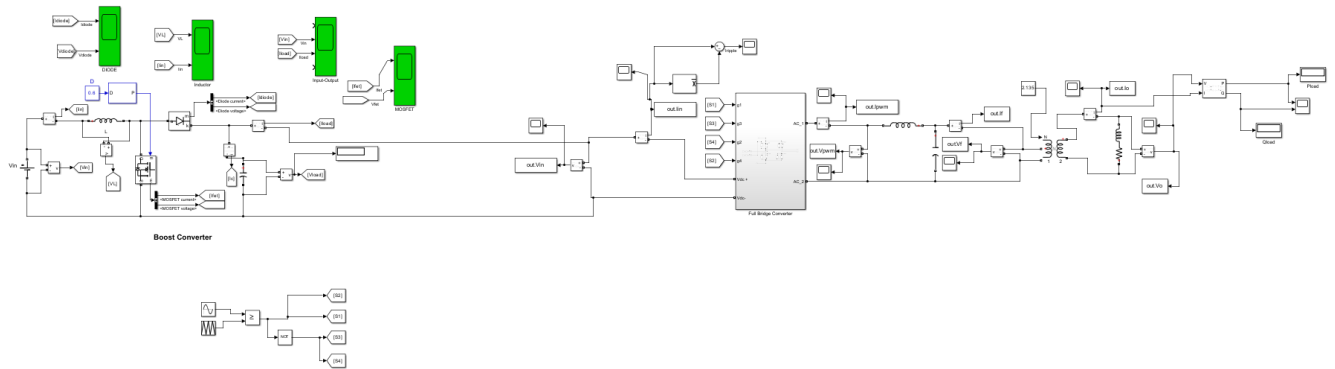
- Μέγιστη τιμή της τάσης εξόδου του μετατροπέα A: $V_{Aout,max} = 217.7 \text{ V}$
- Ελάχιστη τιμή της τάσης εξόδου του μετατροπέα A: $V_{Aout,min} = 152.8 \text{ V}$
- Μέση τιμή της τάσης εξόδου του μετατροπέα A: $V_{Aout,average} = 185.1 \text{ V}$

Η κυμάτωση της τάσης εξόδου του μετατροπέα A είναι:

$$\frac{\Delta V_{Aout}}{V_{Aout,average}} = \frac{V_{Aout,max} - V_{Aout,min}}{V_{Aout,average}} = \frac{217.7 - 152.8}{185.1} = 0.35 \rightarrow$$

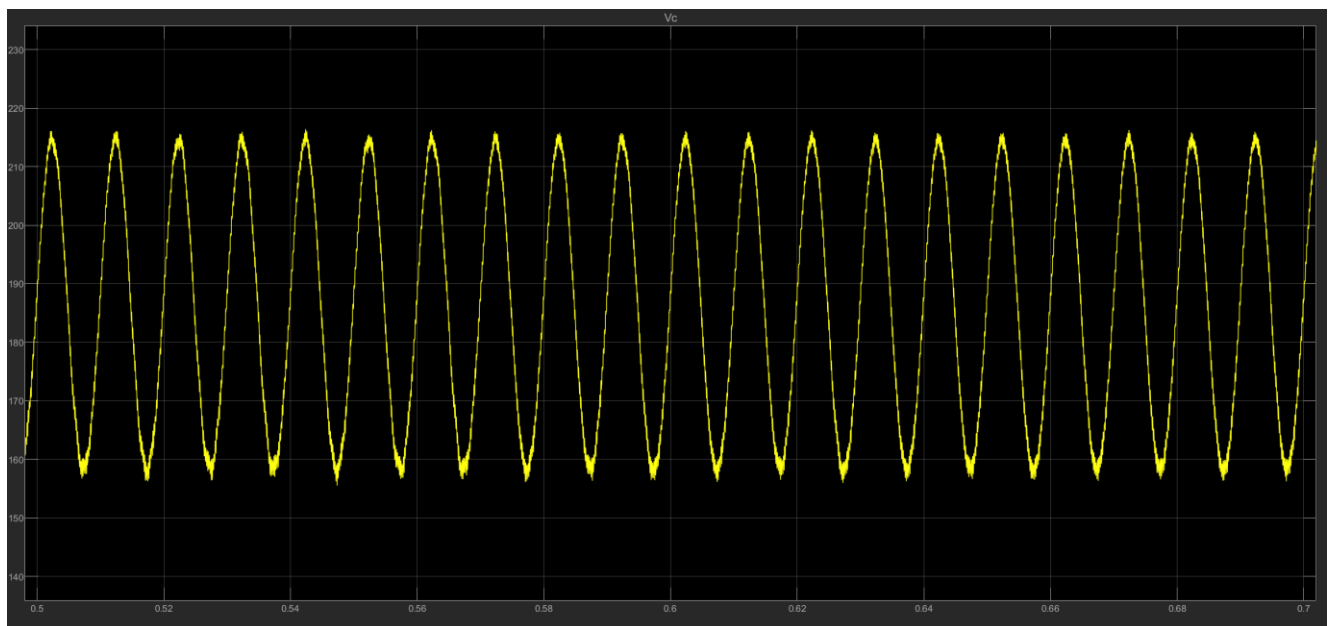
$$V_{Aout,ripple} = 0.35 = 35\%$$

1.2.Διπολική διαμόρφωση:



Εικόνα C.3: Σχεδίαση του κυκλώματος με χρήση Simulink

Η τάση εξόδου του μετατροπέα A στην **διπολική** διαμόρφωση προκύπτει:



Εικόνα C.4 : Κυματομορφή της τάσης εξόδου του μετατροπέα A

Από το διάγραμμα (εικόνα C.4) προκύπτουν οι εξής τιμές:

- Μέγιστη τιμή της τάσης εξόδου του μετατροπέα A: $V_{Aout,max} = 216.4 \text{ V}$
- Ελάχιστη τιμή της τάσης εξόδου του μετατροπέα A: $V_{Aout,min} = 155.5 \text{ V}$
- Μέση τιμή της τάσης εξόδου του μετατροπέα A: $V_{Aout,average} = 186.1 \text{ V}$

Η κυμάτωση της τάσης εξόδου του μετατροπέα A είναι:

$$\frac{\Delta V_{Aout}}{V_{Aout,average}} = \frac{V_{Aout,max} - V_{Aout,min}}{V_{Aout,average}} = \frac{216.4 - 155.5}{186.1} = 0.327 \rightarrow$$
$$V_{Aout,ripple} = 0.327 = 32.7\%$$

Παρατήρηση:

Όταν στον μετατροπέα B εφαρμόζεται μονοπολική διαμόρφωση, η κυμάτωση της τάσης στην έξοδο του μετατροπέα A είναι ελαφρώς μεγαλύτερη από όταν εφαρμόζεται διπολική διαμόρφωση. Ωστόσο και στις δυο περιπτώσεις παρατηρείται αρκετά υψηλή κυμάτωση της τάσης εξόδου του μετατροπέα A.

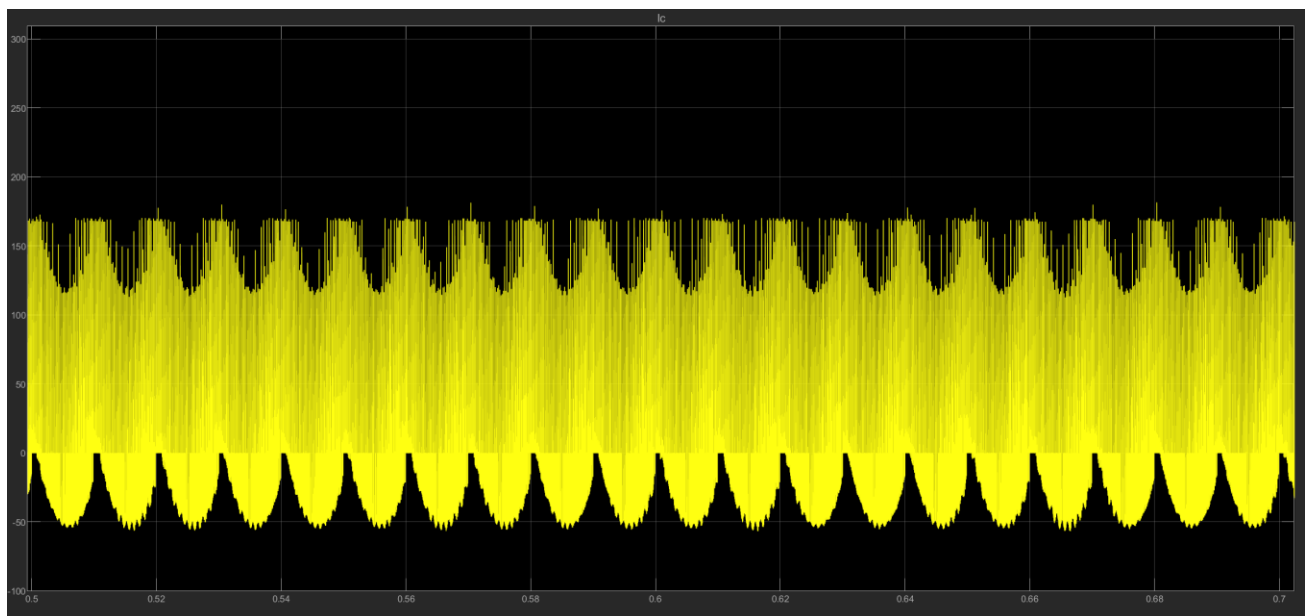
Ερώτημα 2

RMS τιμή του ρεύματος πυκνωτή στην έξοδο του μετατροπέα A

Ζητείται σύγκριση της Rms τιμής του ρεύματος πυκνωτή στην έξοδο του μετατροπέα A όταν στο μετατροπέα B εφαρμόζεται μονοπολική και διπολική διαμόρφωση.

2.1.Μονοπολική διαμόρφωση:

Η rms τιμή του ρεύματος του πυκνωτή στην έξοδο του μετατροπέα A στην μονοπολική διαμόρφωση προκύπτει:



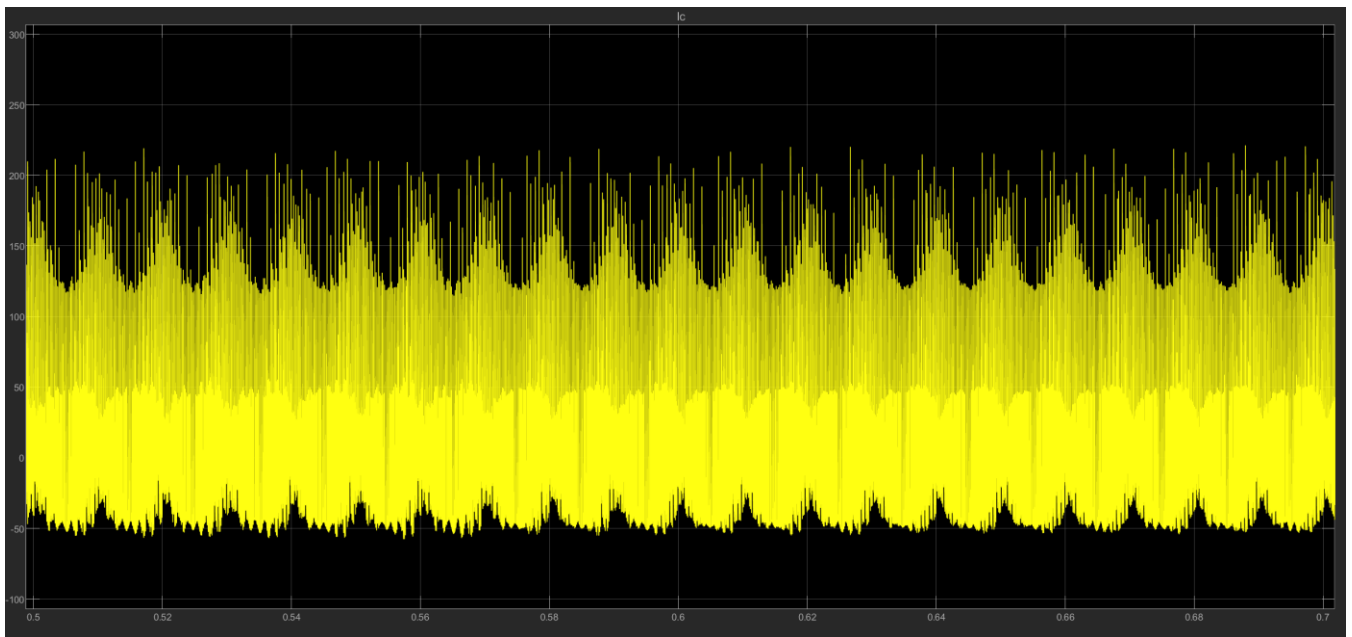
Εικόνα C.5: Κυματομορφή του ρεύματος που διαρρέει τον πυκνωτή

Από το διάγραμμα (εικόνα C.5) προκύπτει η εξής τιμή:

- RMS τιμή της ρεύματος που διαρρέει τον πυκνωτή : $I_{c,rms} = 52.06 \text{ A}$

2.2.Διπολική διαμόρφωση:

Η rms τιμή του ρεύματος του πυκνωτή στην έξοδο του μετατροπέα A στην διπολική διαμόρφωση προέκυψε:



Εικόνα C.6: Κυματομορφή του ρεύματος που διαρρέει τον πυκνωτή

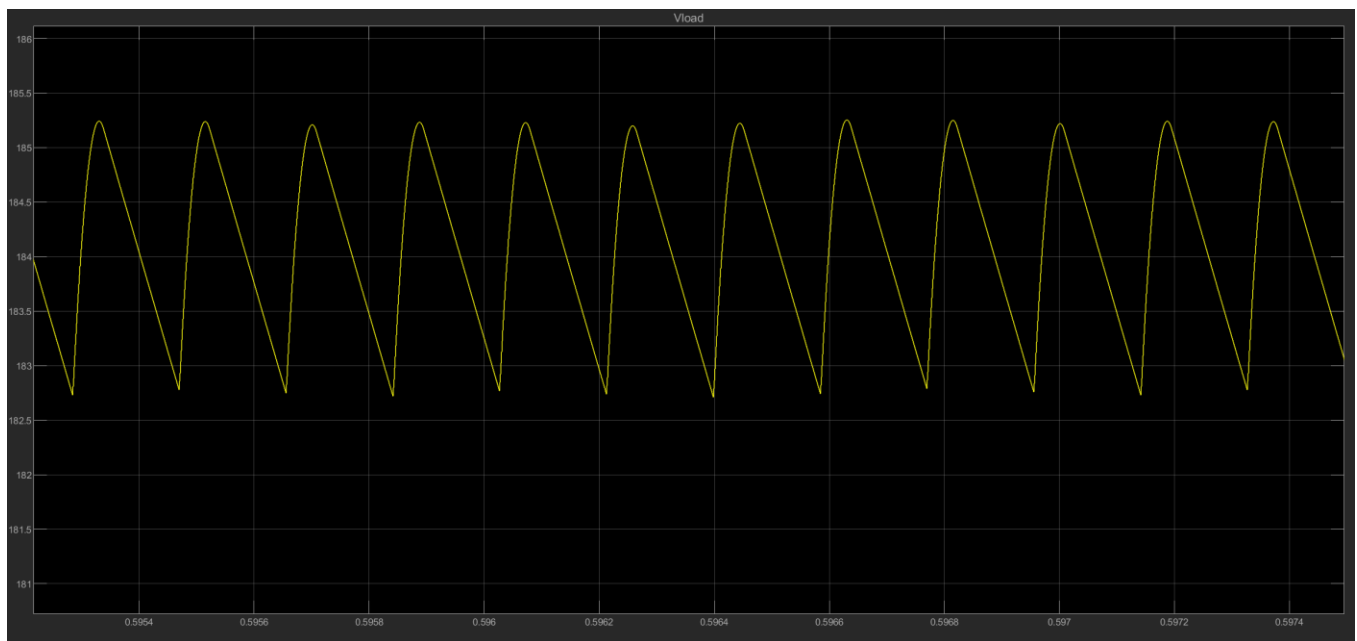
Από το διάγραμμα εικόνα (C.6) προκύπτει η εξής τιμή:

- RMS τιμή της ρεύματος που διαρρέει τον πυκνωτή : $I_{c,rms} = 54.21 \text{ A}$

Παρατήρηση:

Όταν στον μετατροπέα B εφαρμόζεται διπολική διαμόρφωση , η τιμή rms του ρεύματος εξόδου του πυκνωτή στην έξοδο του μετατροπέα A είναι ελαφρώς μεγαλύτερο από όταν εφαρμόζεται μονοπολική διαμόρφωση.

Η κυματομορφή της τάσης εξόδου του μετατροπέα A προκύπτει:



Εικόνα C.8 : Κυματομορφή της τάσης εξόδου του μετατροπέα A

Από το διάγραμμα (εικόνα C.8) προκύπτουν οι εξής τιμές:

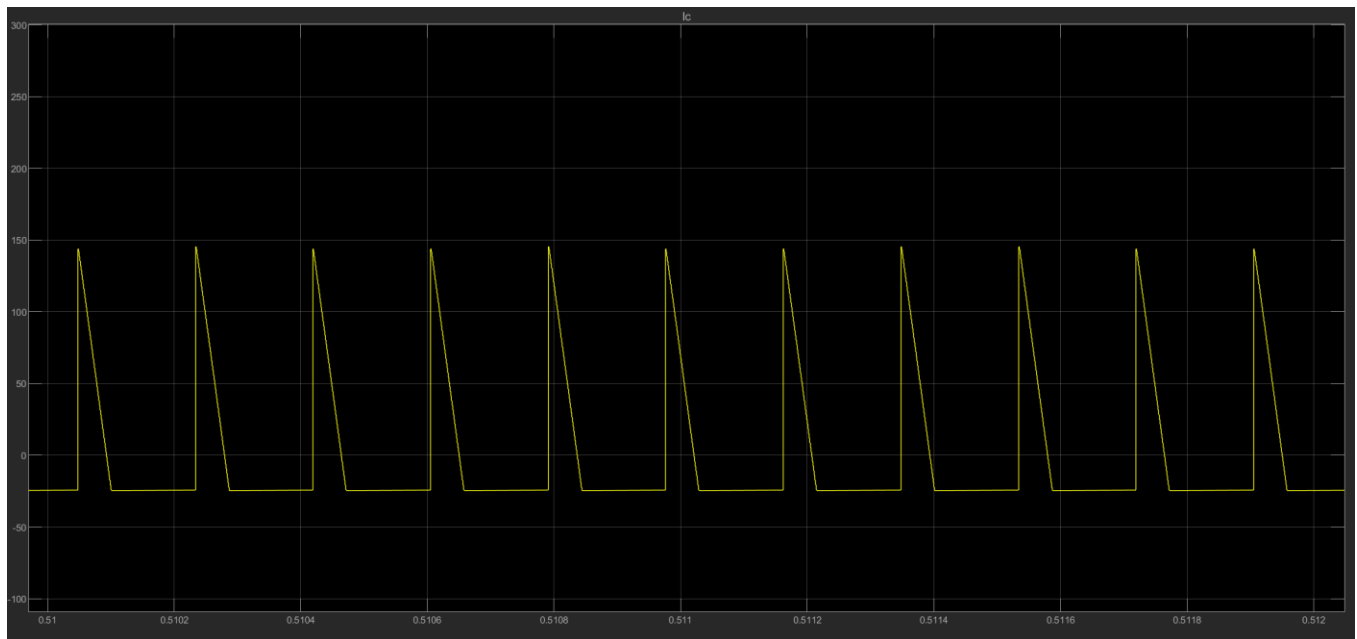
- Μέγιστη τιμή της τάσης εξόδου του μετατροπέα A: $V_{Aout,max} = 185.3 \text{ V}$
- Ελάχιστη τιμή της τάσης εξόδου του μετατροπέα A: $V_{Aout,min} = 182.7 \text{ V}$
- Μέση τιμή της τάσης εξόδου του μετατροπέα A: $V_{Aout,average} = 184.1 \text{ V}$

Η κυμάτωση της τάσης εξόδου του μετατροπέα A είναι:

$$\frac{\Delta V_{Aout}}{V_{Aout,average}} = \frac{V_{Aout,max} - V_{Aout,min}}{V_{Aout,average}} = \frac{185.3 - 182.7}{184.1} = 0.014 \rightarrow$$

$$V_{Aout,ripple} = 0.014 = 1.4\%$$

Η rms τιμή του ρεύματος του πυκνωτή στην έξοδο του μετατροπέα A προκύπτει:



Εικόνα C.9: Κυματομορφή του ρεύματος που διαρρέει τον πυκνωτή

Από το διάγραμμα (εικόνα C.9) προκύπτει η εξής τιμή:

- RMS τιμή της ρεύματος που διαρρέει τον πυκνωτή : $I_{c,rms} = 47.08 \text{ A}$

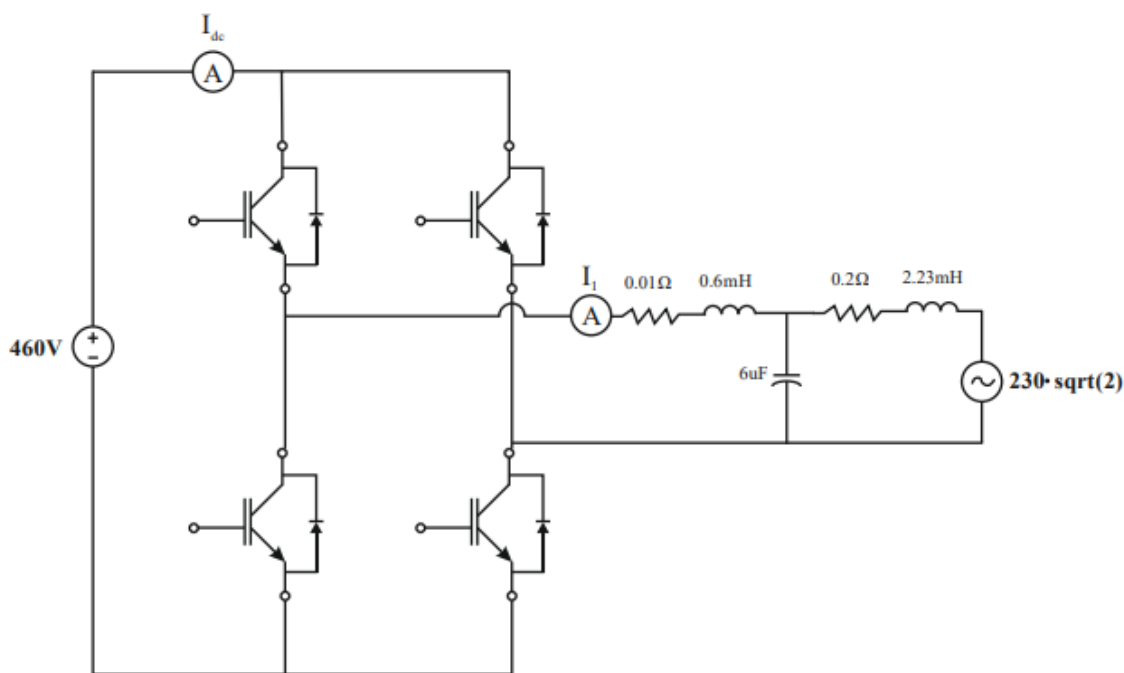
Παρατηρήσεις:

- Η ωμική αντίσταση είναι γραμμικό φορτίο και η κυμάτωση της τάσης στην έξοδο του μετατροπέα A υπό πλήρες φορτίο περιορίζεται στο 1.4 %. Αν αντί για αντίσταση συνδέσουμε τον μετατροπέα B η κυμάτωση αυξάνεται πολύ, είτε εφαρμόζεται μονοπολική είτε διπολική διαμόρφωση στον μετατροπέα B. Αυτό συμβαίνει λόγω της συχνότητας 2ω που εμφανίζουν οι inverters στο dc, στην χωρητικότητα του πυκνωτή και στην ύπαρξη διακοπών
- Η κυμάτωση της τάσης στην έξοδο του dc-dc ανύψωσης μπορεί να βελτιωθεί αυξάνοντας την χωρητικότητα του πυκνωτή (εξομάλυνσης) στην έξοδό του.

ΜΕΡΟΣ D

Έλεγχος μονοφασικού inverter Φ/Β

Στο ακόλουθο σχήμα (εικόνα D.1) παρουσιάζεται η διάταξη ενός μονοφασικού inverter Φ/Β συνδεδεμένου σε ένα δίκτυο χαμηλής τάσης 230 V, 50 Hz. Η εσωτερική αντίσταση του δικτύου φαίνεται στο Σχήμα 2. Θεωρείται βήμα ολοκλήρωσης 10^{-6} s.



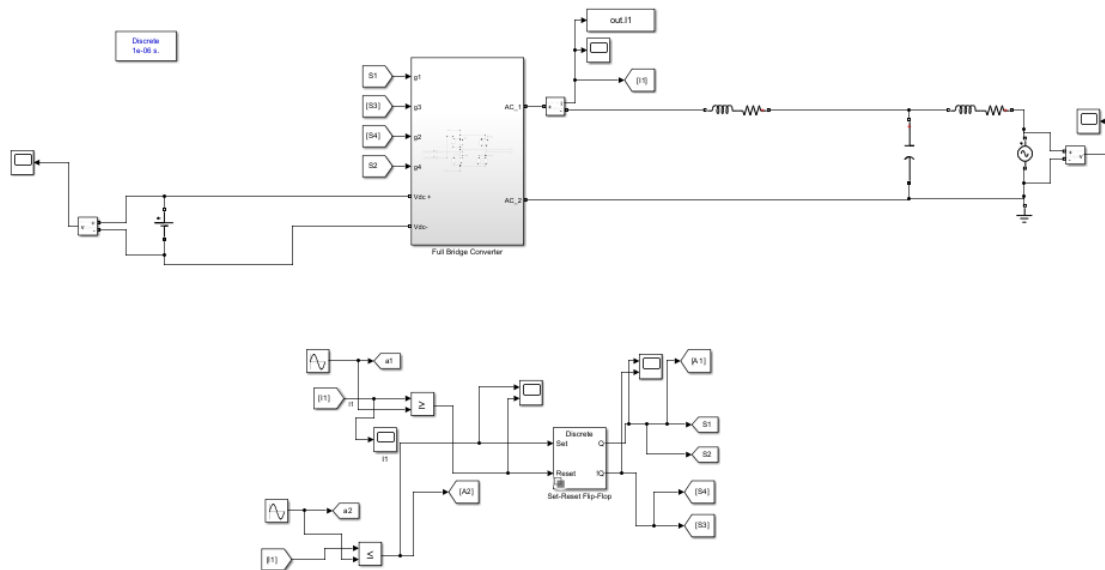
Εικόνα D.1 : Διάταξη μονοφασικού inverter Φ/Β

Ερώτημα 1

Δημιουργία συστήματος διαμόρφωσης

Σε αυτό το κομμάτι της εργασίας ζητείται ο σχεδιασμός και η υλοποίηση ενός συστήματος διαμόρφωσης τέτοιο ώστε ο inverter να λειτουργεί σαν πηγή ρεύματος με ρεύμα $I_1 = 25 \text{ A (rms)}$ το οποίο να έπεται 25° της τάσης του δικτύου. Να χρησιμοποιήσετε έλεγχο ζώνης ρεύματος μεταβλητής συχνότητας διαμόρφωσης. Η ολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος I_1 θα πρέπει να είναι μικρότερο από 4%.

Το κύκλωμα που προκύπτει από την προσομοίωση είναι το ακόλουθο (εικόνα D.2):



Εικόνα D.2: Διάταξη μονοφασικού inverter Φ/Β με έλεγχο ζώνης ρεύματος μεταβλητής συχνότητας διαμόρφωσης

Θα πρέπει η ολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος να είναι μικρότερη του 4%. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιούμε έλεγχο ζώνης ρεύματος μεταβλητής συχνότητας διαμόρφωσης.

Με βάση αυτή τη μέθοδο η τιμή του ρεύματος περιορίζεται ανάμεσα σε δύο ημιτονοειδείς κυματομορφές που αποτελούν το άνω και το κάτω όριο της. Έτσι κάθε φορά που εντοπίζεται τιμή εκτός αυτών των ορίων ενεργοποιούνται οι κατάλληλοι διακόπτες και το ρεύμα επανέρχεται εντός των επιτρεπτών ορίων. Όσον αφορά το εύρος της ζώνης ανοχής, επιθυμούμε να είναι όσο το δυνατό μικρότερο ώστε η κυματομορφή του ρεύματος να είναι περισσότερο απαλλαγμένη από αρμονικές. Παρόλα αυτά η συχνότητα μετάβασης δεν είναι σταθερή και επιδιώκοντας μικρό εύρος μπορεί να γίνει υπερβολικά μεγάλη, με αποτέλεσμα να οδηγήσει και σε μεγάλες απώλειες μετάβασης. Για αυτόν τον λόγο υπάρχει ένας συμβιβασμός ανάμεσα στην παραμόρφωση και στις απώλειες, στη συγκεκριμένη περίπτωση στο 4%.

Για τον έλεγχο ζώνης ρεύματος μεταβλητής συχνότητας διαμόρφωσης χρησιμοποιούνται δύο γεννήτριες ημιτονοειδούς σήματος με ρεύμα $I=25\text{ A (rms)}$ και συχνότητα 50 Hz δύο συγκριτές και μια γεννήτρια σταθερού σήματος. Στις δύο γεννήτριες επιβάλλεται γωνία -25° έτσι ώστε να έπονται της τάσης, όπως ζητείται από τις προδιαγραφές. Επιπλέον με την επιλογή Bias, προσθέτοντας και αφαιρώντας την ίδια μετατόπιση σε κάθε γεννήτρια, αντίστοιχα, δημιουργούνται το άνω και κάτω όριο. Το άνω όριο οδηγείται στο κάτω άκρο του συγκριτή $\geq$ και το κάτω όριο στο κάτω όριο του συγκριτή $\leq$ και το στιγμιαίο ρεύμα του μετατροπέα οδηγείται στο πάνω άκρο των δυο συγκριτών. Αν το ρεύμα γίνει ίσο ή μεγαλύτερο από το άνω όριο, τότε η έξοδος του συγκριτή $\geq$ γίνεται 1 και το ρεύμα μειώνεται. Αν το ρεύμα γίνει ίσο ή μικρότερο από το κάτω όριο, τότε η έξοδος του συγκριτή $\leq$ γίνεται 1

και το ρεύμα αυξάνεται. Προφανώς αυτά τα δύο ενδεχόμενα δεν μπορούν να πραγματοποιηθούν ταυτόχρονα. Στη συνέχεια οι έξοδοι των συγκριτών οδηγούνται σε ένα SR flipflop. Στην είσοδο του S έχουμε τον έλεγχο για το κάτω όριο, ενώ στην είσοδο του R έχουμε τον έλεγχο για το άνω όριο. Στην έξοδο Q έχουν συνδεθεί οι διακόπτες 1 και 4, ενώ στην $\bar{Q}$ οι 2 και 3. Ο πίνακας αλήθειας του flip flop φαίνεται στο Πίνακα D.

<i>S</i>	<i>R</i>	<i>Q</i>	$\bar{Q}$	Comments
0	0	<i>Q</i>	$\bar{Q}$	Hold condition (no change)
1	0	1	0	Flip-flop Set
0	1	0	1	Flip-flop Reset
1	1	0	0	Not used

Εικόνα D.3: Πίνακας αλήθειας του Flip Flop

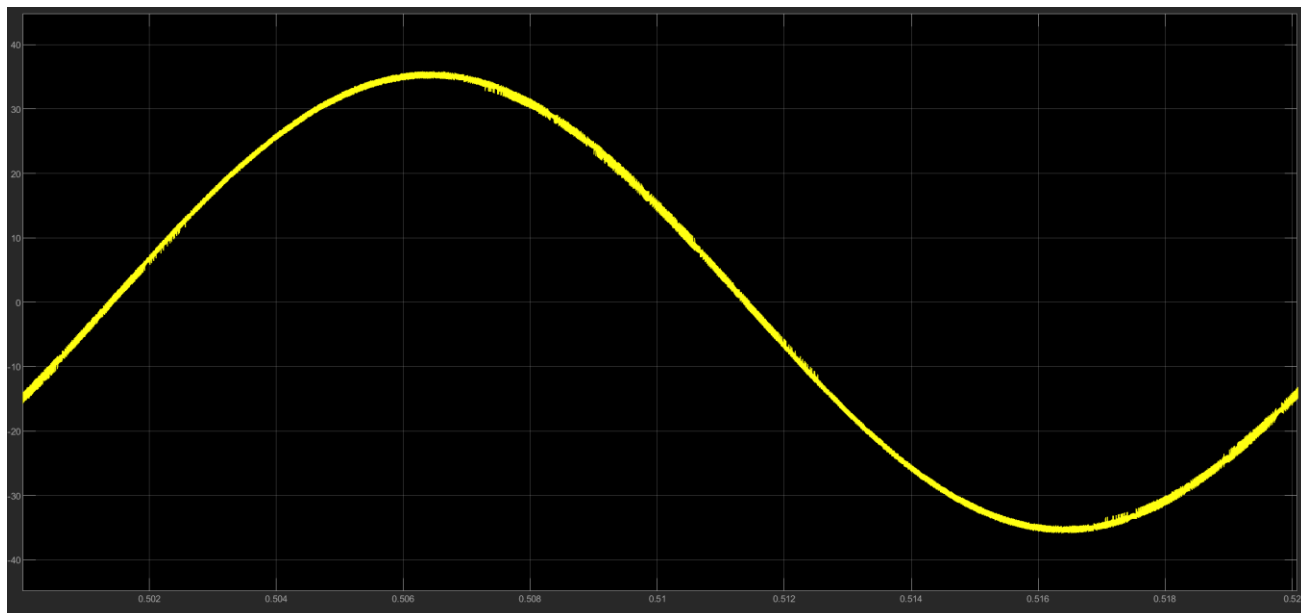
Υλοποιείται η εξής διαδικασία:

1. $S=0, R=0$. Το ρεύμα βρίσκεται μέσα στα επιτρεπτά όρια επομένως δεν χρειάζεται ενεργοποίηση των διακοπτικών μέσων.
2. $S=0, R=1$. Το ρεύμα έχει τιμή μεγαλύτερη του άνω ορίου και απαιτείται μείωση. Για το σκοπό αυτό η έξοδος Q λαμβάνει την τιμή μηδέν, δίνοντας εντολή τους διακόπτες 2,3 να ανοίξουν, ενώ η συμπληρωματική της την τιμή ένα, οπότε οι διακόπτες 1 και 4 κλείνουν.
3. $S=1, R=0$. Το ρεύμα έχει τιμή μικρότερη του κάτω ορίου και απαιτείται αύξηση του. Έτσι η έξοδος Q λαμβάνει την τιμή ένα, δίνοντας εντολή στους διακόπτες 1 και 4 να ανοίξουν και στους διακόπτες 2 και 3 να κλείσουν.

Για να προσδιορίσουμε το εύρος την ζώνης ανοχής με βάση την παραμόρφωση πραγματοποιούμε μια σειρά δοκιμών με αυξανόμενο το Bias.

Παρακάτω παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης με το λογισμικό Simulink:

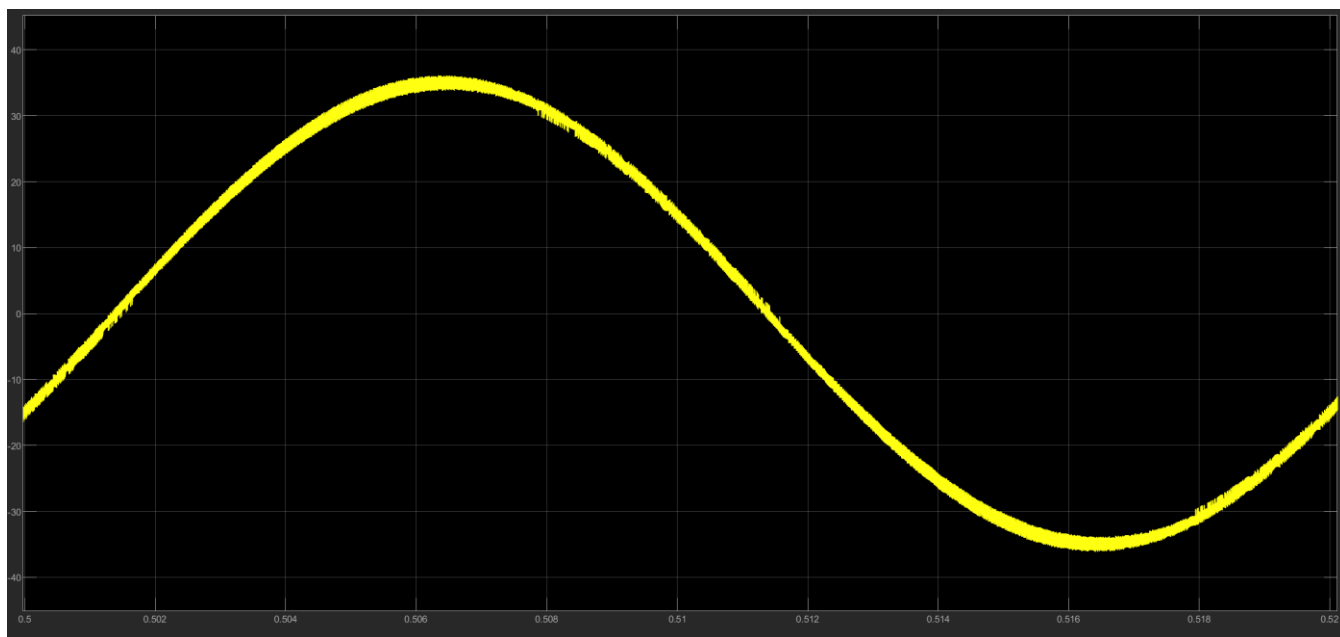
Εύρος ζώνης ανοχής 0.5



Εικόνα D.4 : Ρεύμα εξόδου για εύρος ζώνης 0.5

Η παραμόρφωση προκύπτει: $THD = 1.6 \%$

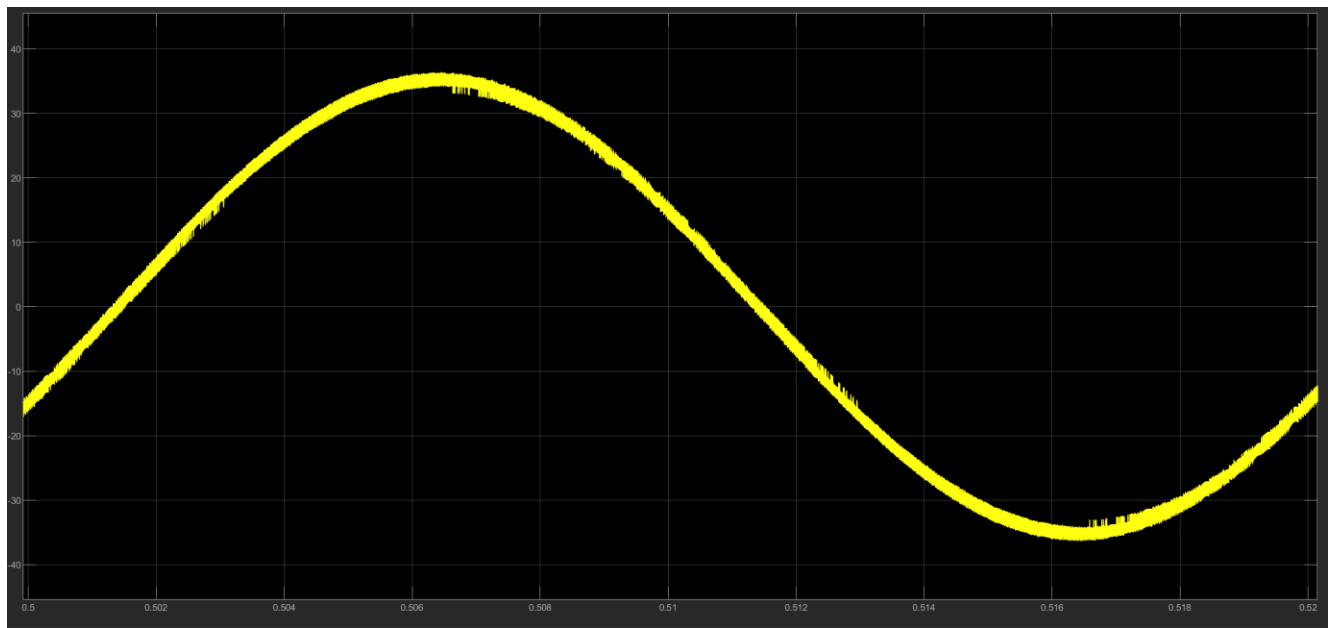
Εύρος ζώνης ανοχής 1



Εικόνα D.5 : Ρεύμα εξόδου για εύρος ζώνης 1

Η παραμόρφωση προκύπτει: $THD = 2.62\%$

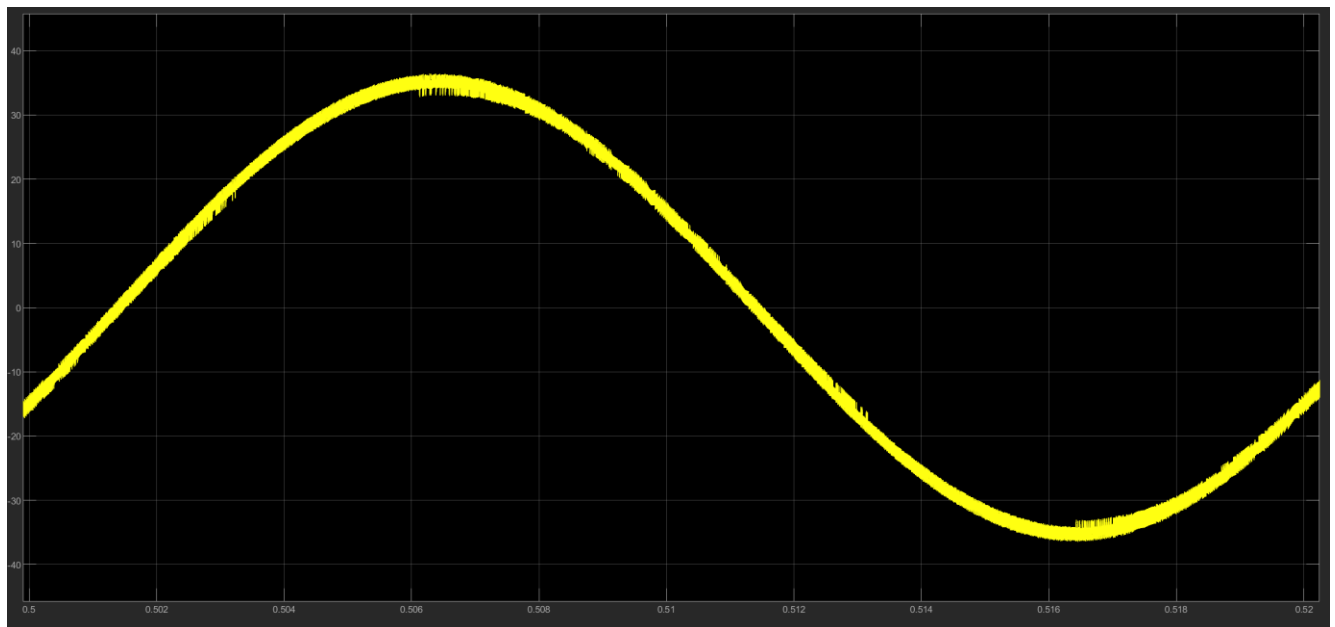
Εύρος ζώνης ανοχής 1.5



Εικόνα D.6: Ρεύμα εξόδου για εύρος ζώνης 1.5

Η παραμόρφωση προκύπτει: $THD = 3.15 \%$

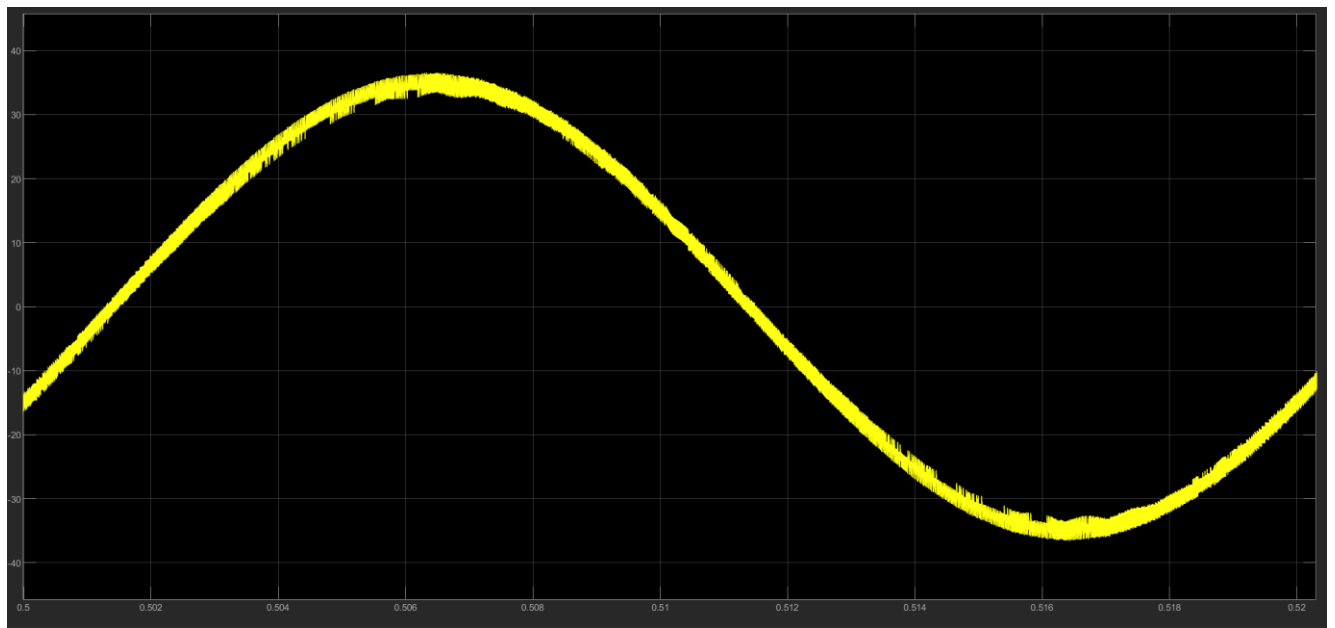
Εύρος ζώνης ανοχής 1.6



Εικόνα D.7 : Ρεύμα εξόδου για εύρος ζώνης 1.6

Η παραμόρφωση προκύπτει: $THD = 3.32 \%$

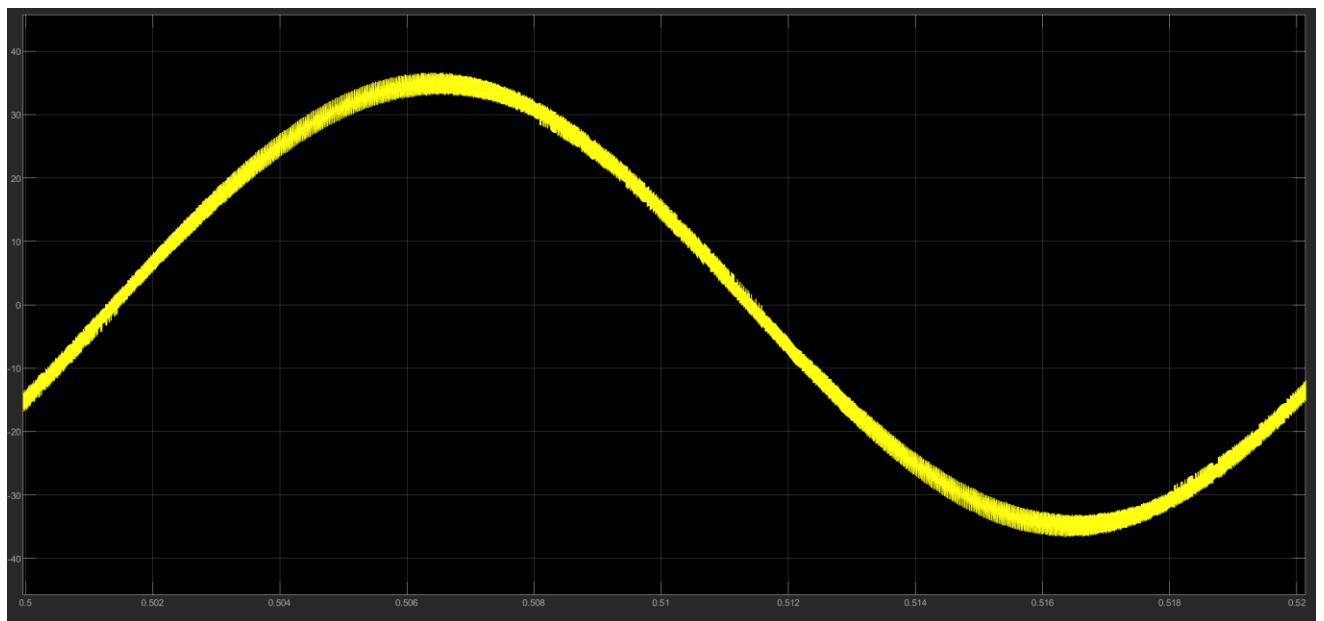
Εύρος ζώνης ανοχής 1.8



Εικόνα D.8 : Ρεύμα εξόδου για εύρος ζώνης 1.8

Η παραμόρφωση προκύπτει: $THD = 3.76 \%$

Εύρος ζώνης ανοχής 2



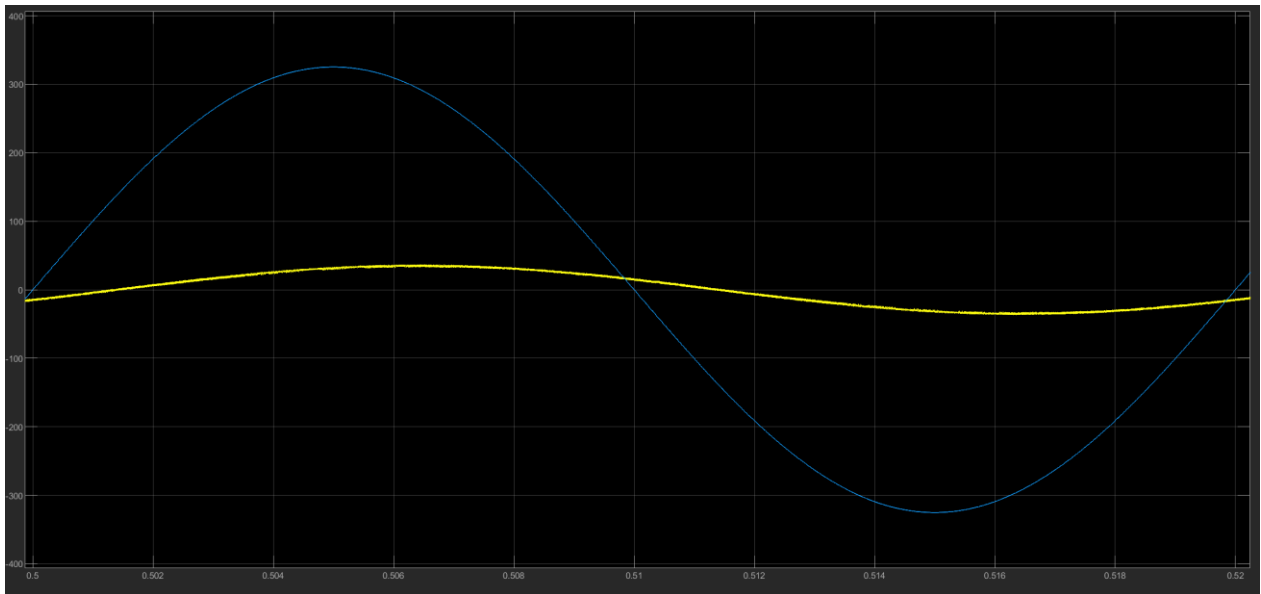
Εικόνα D.9 : Ρεύμα εξόδου για εύρος ζώνης 2

Η παραμόρφωση προκύπτει: $THD = 4.04 \%$

Παρατηρούμε ότι η τιμή για την οποία καλύπτεται ο περιορισμός είναι $Bias = \pm 0.9$ με συνολική αρμονική παραμόρφωση $THD = 3.76\%$.

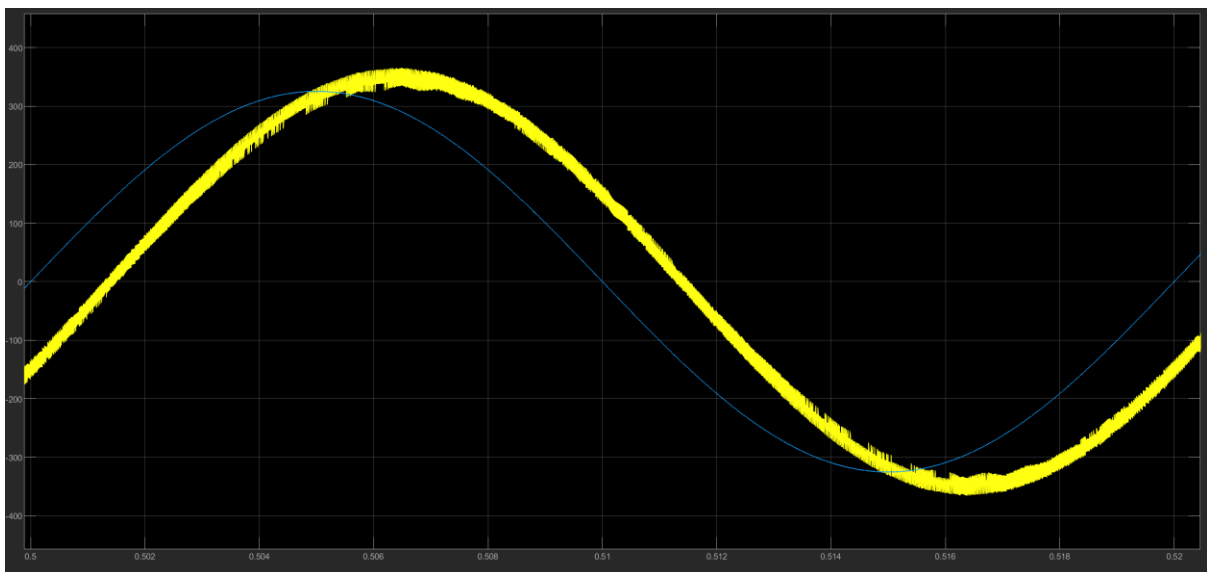
Στα παραπάνω σχήματα είναι εύκολα αντιληπτό ότι η κυματομορφή ρεύματος αποτελείται από περιοχές που το ελεγχόμενο ρεύμα δημιουργεί πυκνώματα και περιοχές που δημιουργεί αραιώματα. Οι περιοχές που εντοπίζονται τα πυκνώματα είναι περιοχές υψηλής συχνότητας μετάβασης, ενώ οι περιοχές που φαίνονται τα αραιώματα είναι περιοχές χαμηλής συχνότητας μετάβασης.

Στο ακόλουθο σχήμα (εικόνα D.10) φαίνεται η ικανοποίηση της απαίτησης για διαφορά φάσης 25° ανάμεσα στο ρεύμα και την τάση του δικτύου.



Εικόνα D.10 : Κυματομορφές τάσης δικτύου και ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα

Το ρεύμα πολλαπλασιάζεται επι 10 για να γίνει πιο εμφανή η διαφορά φάσης στο διάγραμμα. Η κυματομορφή γίνεται:



Εικόνα D.11 : Κυματομορφές τάσης δικτύου και ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα

Ερώτημα 2

Ελάχιστη και μέγιστη συχνότητα μετάβασης

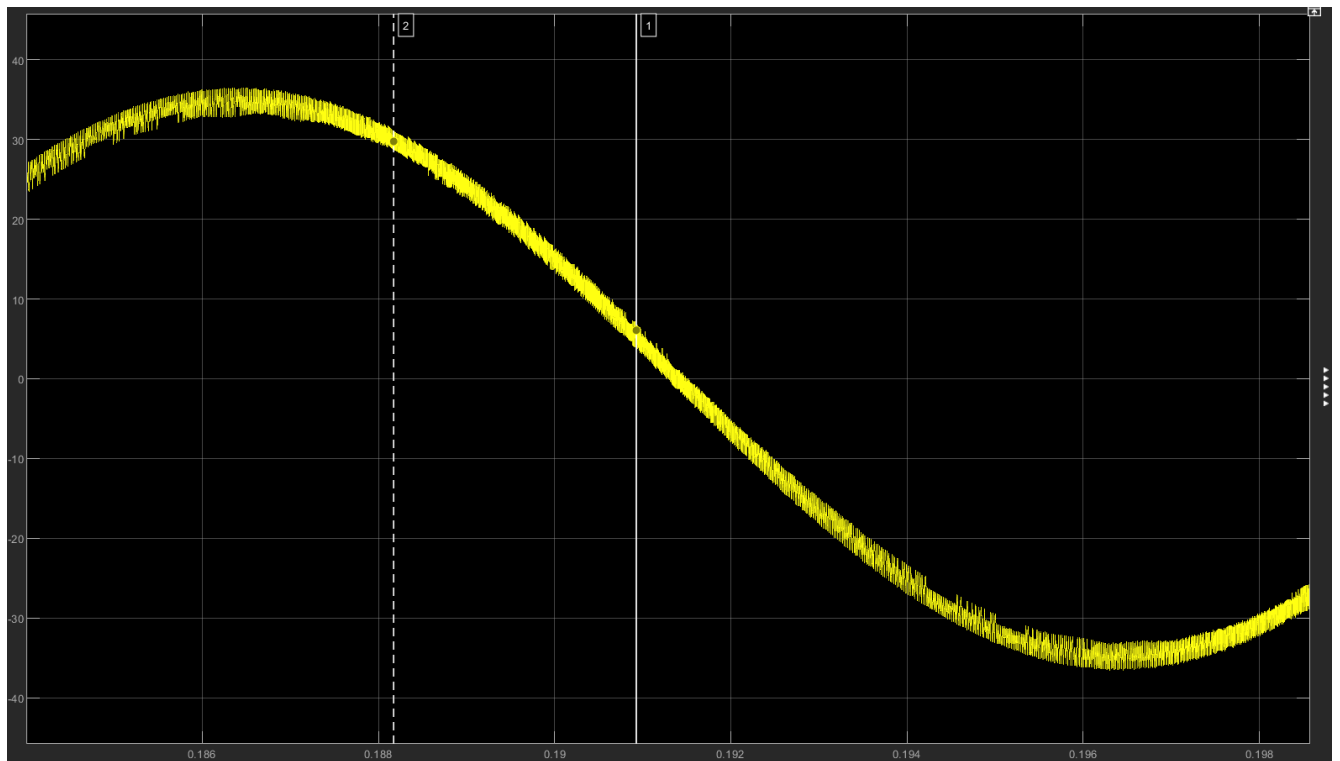
Η συχνότητα μετάβασης του αντιτροφέα είναι άμεσα εξαρτημένη από το εύρος ζώνης της διαμόρφωσης που επιλέγεται. Όσο αυτό μικραίνει, τόσο πιο γρήγορα φτάνει το ρεύμα στα οριά ανοχής, με αποτέλεσμα να ανοιγοκλείνουν οι διακόπτες όλο και πιο συχνά και άρα να αυξάνεται η συχνότητα μετάβασης.

Λόγω της ημιτονοειδούς κυματομορφής του ρεύματος, η πιθανότητα να φτάσει το ελεγχόμενο ρεύμα στα όρια ανοχής δεν είναι η ίδια σε όλα τα σημεία της καμπύλης και επίσης η καμπύλη αλλάζει κοίλα και έχει μεταβλητή παράγωγο, οπότε δημιουργούνται πυκνώματα και αραιώματα πράγμα που σημαίνει ότι η συχνότητα μετάβασης μεταβάλλεται στην διάρκεια μιας περιόδου.

Για να υπολογιστούν οι ακραίες τιμές των συχνοτήτων μετάβασης, πραγματοποιείται μετασχηματισμός Fourier και επιλέγεται από το φάσμα η ελάχιστη και η μέγιστη αντίστοιχα συχνότητα με υπολογισμό πλάτος.

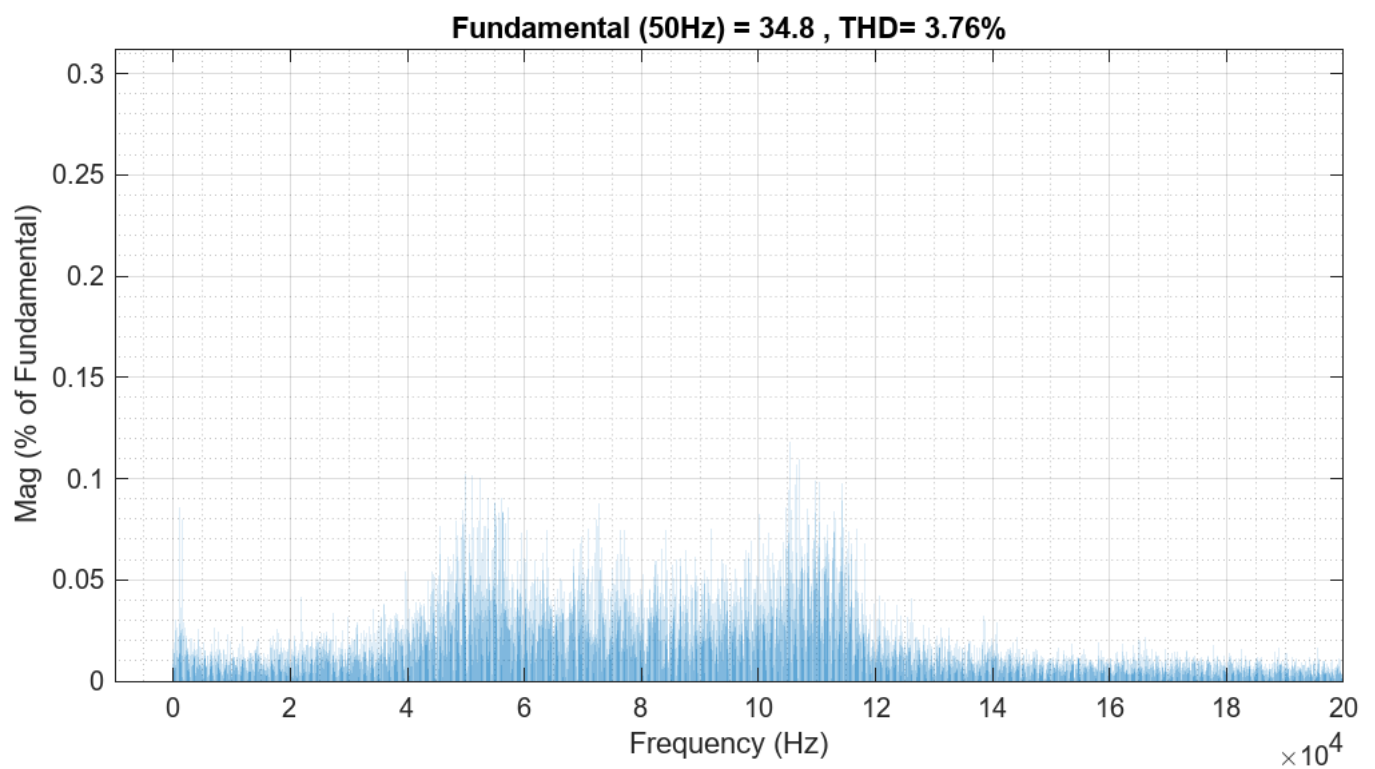


Εικόνα D.12 : Περιοχή μέγιστης αραιώσης



Εικόνα D.13 : Περιοχή μέγιστης πύκνωσης

Μετά από μετασχηματισμό Fourier προκύπτει:

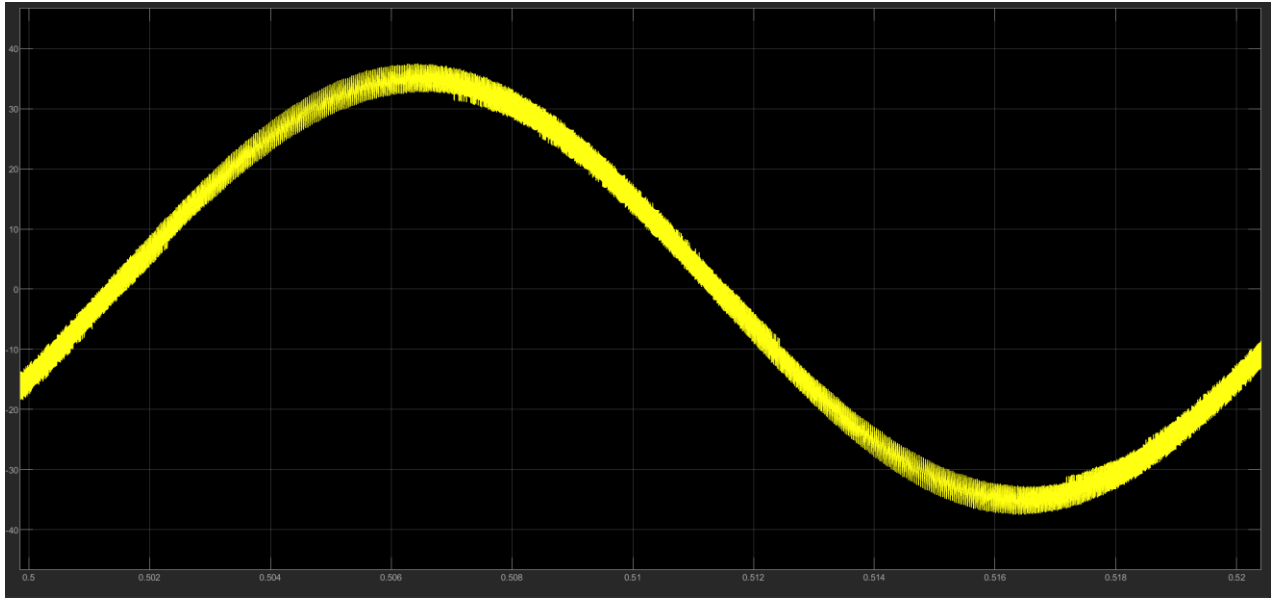


Εικόνα D.14 : Μετασχηματισμός Fourier (4% παραμόρφωση)

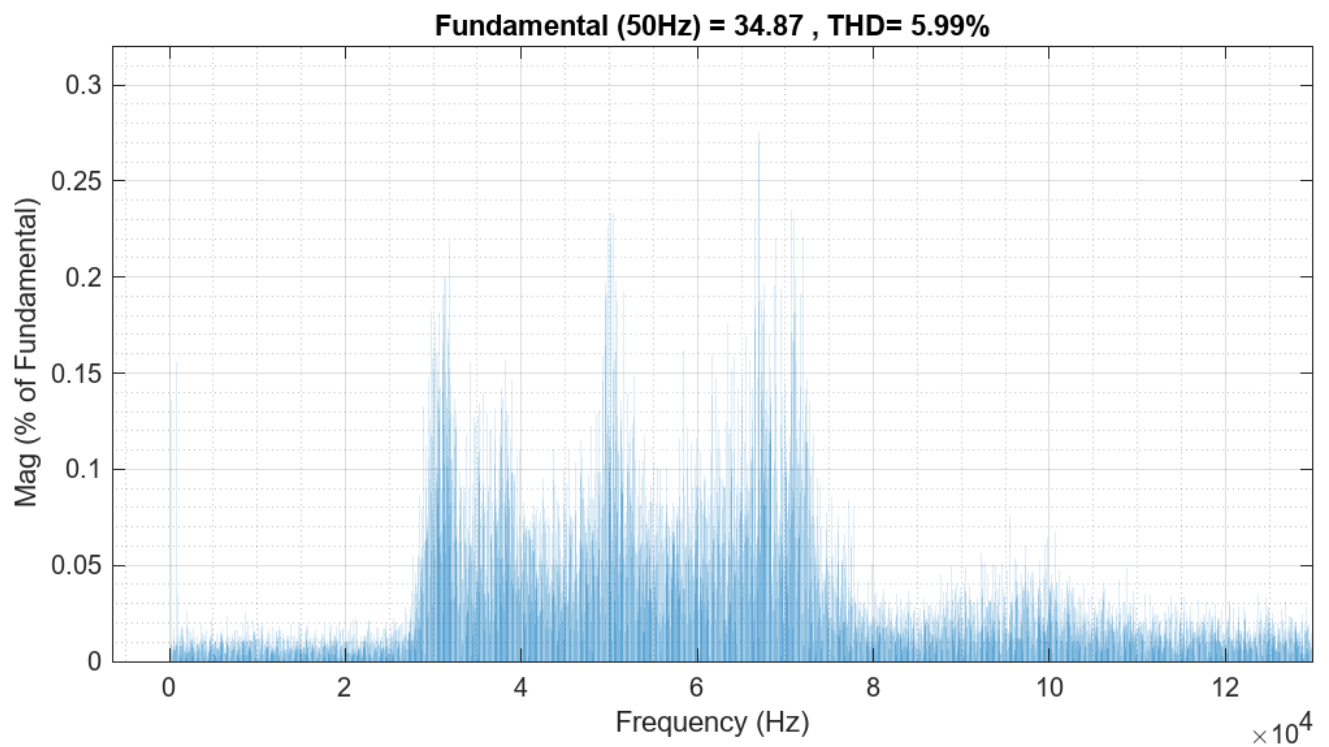
$$f_{s,min,4\%} = 45 \text{ kHz}$$

$$f_{s,max,4\%} = 115 \text{ kHz}$$

Αν ο σχεδιαστικός περιορισμός της ολικής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος αυξηθεί από 4% σε 6%, ακολουθείται η ίδια διαδικασία όπως και στο ερώτημα 1 και προκύπτει $Bias = \pm 1.9$ με συνολική παραμόρφωση $THD = 5.99\%$



Εικόνα D.15 : Ρεύμα εξόδου για εύρος ζώνης 3.8



Εικόνα D.16 : Μετασχηματισμός Fourier (6% παραμόρφωση)

$$f_{s,min,6\%} = 30 \text{ kHz}$$

$$f_{s,max,6\%} = 71 \text{ kHz}$$

Για να καθοριστεί αν υπάρχει κάποια γραμμική συσχέτιση μεταξύ των αποτελεσμάτων των ακραίων συχνοτήτων μετάβασης για τα δύο όρια της ολικής αρμονικής παραμόρφωσης θα γίνει χρήση γραμμικής παρεμβολής.

$$THD1 = 4 \% \rightarrow f_{s,min,4\%} = 45 \text{ kHz} \quad f_{s,max,4\%} = 115 \text{ kHz}$$

$$THD2 = 6 \% \rightarrow f_{s,min,6\%} = 30 \text{ kHz} \quad f_{s,max,6\%} = 71 \text{ kHz}$$

Ισχύει:

$$\frac{THD2 - THD1}{THD1} = 0.5$$

$$\frac{f_{s,min,6\%} - f_{s,min,4\%}}{f_{s,min,4\%}} = -0.33$$

$$\frac{f_{s,max,6\%} - f_{s,max,4\%}}{f_{s,max,4\%}} = -0.382$$

Τα δεδομένα δείχνουν ότι υπάρχει συσχέτιση της αύξησης της συνολικής επιτρεπτής παραμόρφωσης με την μείωση των ακραίων τιμών των συχνοτήτων μετάβασης. Για 50% αύξηση της συνολικής επιτρεπτής παραμόρφωσης υπάρχει 33% μείωση στα ελάχιστα και 38% μείωση στα μέγιστα των συχνοτήτων μετάβασης. Φαίνεται λοιπόν ότι υπάρχει μια αναλογία ανάμεσα στις μεταβολές των ακραίων συχνοτήτων μετάβασης για αλλαγή της συνολικής επιτρεπτής παραμόρφωσης. Ωστόσο, είναι ξεκάθαρο ότι δεν υπάρχει γραμμική αναλογία ανάμεσα στην συνολική επιτρεπτή αρμονική παραμόρφωση και την συχνότητα μετάβασης f_s .

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

Εξαρτήματα μετατροπείας Α

Στο παρόν παράρτημα θα παρουσιαστούν εκτενέστερα τα χαρακτηριστικά των υλικών που χρησιμοποιήθηκαν στον μετατροπεία Α.

A.1.Πηνίο:

Επιλέχθηκε το μοντέλο ΙΗΤΗ-1500ΤΖ-5Α της εταιρείας Vishay.

Series ▲▼	Product Image	Type ▲▼	SMD Case Size ▲▼	Inductance ▲▼	DC ▲▼	Saturation Current (A) ▲▼	Impedance (Ω) ▲▼	DCR MAX. (Ω) ▲▼	Operating Temperature (°C) ▲▼
IHTH-1500TZ-5A	 Enlarge	Power Inductors	1500	33 μH	28.7 A	39.9		0.004	-55 to +155

Εικόνα Π.Α.1 :Μοντέλο πηνίου ΙΗΤΗ-1500ΤΖ-5Α της εταιρείας Vishay

STANDARD ELECTRICAL SPECIFICATIONS								
PART NUMBER	L ₀ INDUCTANCE ± 20 % AT 100 kHz, 0.25 V, 0 A (μH)	DCR TYP. 25 °C (mΩ)	DCR MAX. 25 °C (mΩ)	HEAT RATING CURRENT DC TYP. (A)		SATURATION CURRENT DC TYP. (A)		SRF TYP. (MHz)
				40 °C RISE ⁽¹⁾	80 °C RISE ⁽²⁾	20 % DROP ⁽³⁾	30 % DROP ⁽⁴⁾	
IHTH1500TZEB6R8M5A	6.8	1.1	1.2	63.3	85.8	75.5	106.2	8.3
IHTH1500TZEB100M5A	10	1.6	1.7	52.9	72.1	59.6	85.2	5.7
IHTH1500TZEB220M5A	22	3.7	3.9	34.4	45.8	44.8	59.78	3.5
IHTH1500TZEB330M5A	33	4.9	5.1	28.7	39.0	39.9	56.6	2.6
IHTH1500TZEB470M5A	47	8.9	9.3	20.5	27.9	32.1	45.3	1.9
IHTH1500TZEB680M5A	68	11.8	12.6	17.3	23.0	27.6	39.7	1.6
IHTH1500TZEB101M5A	100	21.5	22.6	12.2	16.8	23.2	33.7	1.2

Εικόνα Π.Α.2 :Standard Electrical Specifications του μοντέλου ΙΗΤΗ-1500ΤΖ-5Α της εταιρείας Vishay

Αναλυτικά τα χαρακτηριστικά του συγκεκριμένου πηνίου δίνονται στο παρακάτω datasheet:

*ihth-1500tz-5a.pdf (vishay.com)

A.2.Πυκνωτής:

Επιλέχθηκε το μοντέλο C44UOGT6700M86K της εταιρίας Kemet.

Table 1 – Ratings & Part Number Reference

Part Number C44U-M D = 85 mm and 116 mm	C	U _{NDC}	dV/dt	I _{pk}	ESL	ESR	I _{rms} *	R _{th}	Dimensions (mm)			SPQ	Weight**
	(μF)	(VDC)	(V/μs)	(Apk)	(nH)	at 10 kHz (mΩ)	40°C at 10 kHz (A _{rms})	(°C/W)	Ø	H	H1	(pcs)	(kg)
C44UHG76650M81K	650	600	5	3,540	45	1.2	59	7.1	85	99.5	101	5	4.4
C44UHG76800M82K	800	600	4	3,575	50	1.4	57	6.4	85	114.5	116	5	4.8
C44UHG76900M83K	900	600	4	3,590	50	1.6	56	5.8	85	124.5	126	5	5.1
C44UHG77100M84K	1,000	600	4	3,600	55	1.7	56	5.6	85	134.5	136	5	5.4
C44UHG77110M85K	1,100	600	3	3,615	55	1.8	57	5.1	85	144.5	146	5	5.6
C44UHG77130M86K	1,300	600	5	7,080	60	1.1	84	3.8	85	178.5	180	5	6.6
C44UHG77210M87K	2,100	600	3	6,900	80	1.7	82	2.6	85	268.5	270	5	9.2
C44UOGT6375M81K	375	900	10	3,630	45	1.5	53	7.1	85	99.5	101	5	4.4
C44UOGT6450M82K	450	900	8	3,570	50	1.8	51	6.4	85	114.5	116	5	4.8
C44UOGT6500M83K	500	900	7	3,545	50	2	50	5.8	85	124.5	126	5	5.1
C44UOGT6550M84K	550	900	6	3,520	55	2.2	49	5.6	85	134.5	136	5	5.3
C44UOGT6600M85K	600	900	6	3,505	55	2.4	49	5.1	85	144.5	146	5	5.6
C44UOGT6700M86K	700	900	10	6,775	60	1.3	77	3.8	85	178.5	180	5	6.7
C44UOGT7120M87K	1,200	900	6	7,010	80	2	76	2.6	85	268.5	270	5	9.1
C44UOGT6900M51K	900	900	7	6,380	45	1.2	82	3.7	116	133	136	4	7.2

Εικόνα Π.Α.3 :Χαρακτηριστικά του μοντέλου C44UOGT6700M86K της εταιρίας Kemet

Αναλυτικά τα χαρακτηριστικά του συγκεκριμένου πυκνωτή δίνονται στο παρακάτω datasheet:

[*KEM F3119 C44U M-1830208.pdf \(mouser.com\)](https://www.mouser.com/datasheet/2/319/C44U_M-1830208.pdf)

A.3.Δίοδος:

Επιλέχθηκε το μοντέλο VS-70HF(R) με voltage code 20 της εταιρίας Vishay.

PRIMARY CHARACTERISTICS	
I _{F(AV)}	70 A
Package	DO-5 (DO-203AB)
Circuit configuration	Single

Εικόνα Π.Α.4 :Κύρια χαρακτηριστικά του μοντέλου VS-70HF(R) με voltage code 20 της εταιρίας Vishay.

MAJOR RATINGS AND CHARACTERISTICS				
PARAMETER	TEST CONDITIONS	70HF(R)		UNITS
		10 TO 120	140/160	
$I_{F(AV)}$		70	70	A
	T_C	140	110	°C
$I_{F(RMS)}$		110	110	A
I_{FSM}	50 Hz	1200	1200	A
	60 Hz	1250	1250	
I^2t	50 Hz	7100	7100	A ² s
	60 Hz	6450	6450	
V_{RRM}	Range	100 to 1200	1400 to 1600	V
T_J		-65 to +180	-65 to +150	°C

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

VOLTAGE RATINGS					
TYPE NUMBER	VOLTAGE CODE	V_{RRM} , MAXIMUM REPETITIVE PEAK REVERSE VOLTAGE V	V_{RSM} , MAXIMUM NON-REPETITIVE PEAK REVERSE VOLTAGE V	$V_{R(BR)}$, MINIMUM AVALANCHE VOLTAGE V	I_{RRM} MAXIMUM AT $T_J = T_J$ MAXIMUM mA
VS-70HF(R)	10	100	200	200	15
	20	200	300	300	
	30	300	400	400	
	40	400	500	500	
	60	600	720	725	9
	80	800	960	950	
	100	1000	1200	1150	
	120	1200	1440	1350	
	140	1400	1650	1550	4.5
	160	1600	1900	1750	

Εικόνα Π.Α.5 :Αναλυτικά χαρακτηριστικά του μοντέλου VS-70HF(R) με voltage code 20 της εταιρίας Vishay.

Αναλυτικά τα χαρακτηριστικά της συγκεκριμένης διόδου δίνονται στο παρακάτω datasheet:

[*vs-70hfrseries.pdf \(vishay.com\)](https://www.vishay.com/docs/70707/vs-70hfrseries.pdf)

A.4.Διακόπτης MOSFET :

Επιλέχθηκε το μοντέλο IPB80P04P4L-08 της εταιρίας Infineon.

Product Summary

V_{DS}	-40	V
$R_{DS(on)}$ (SMD Version)	7.9	mΩ
I_D	-80	A

Εικόνα Π.Α.6 :Κύρια χαρακτηριστικά του μοντέλου IPB80P04P4L-08 της εταιρίας Infineon

Parameter	Symbol	Conditions	Value	Unit
Continuous drain current ¹⁾	I_D	$T_C=25^{\circ}\text{C}$, $V_{GS}=-10\text{V}$	-80	A
		$T_C=100^{\circ}\text{C}$, $V_{GS}=-10\text{V}^{1)}$	-56	
Pulsed drain current ²⁾	$I_{D,pulse}$	$T_C=25^{\circ}\text{C}$	-320	
Avalanche energy, single pulse	E_{AS}	$I_D=-40\text{A}$	24	mJ
Avalanche current, single pulse	I_{AS}	-	-80	A
Gate source voltage	V_{GS}	-	+5/-16	V
Power dissipation	P_{tot}	$T_C=25^{\circ}\text{C}$	75	W
Operating and storage temperature	T_J, T_{stg}	-	-55 ... +175	$^{\circ}\text{C}$
IEC climatic category; DIN IEC 68-1	-	-	55/175/56	

Εικόνα Π.Α.7 :Χαρακτηριστικά του μοντέλου IPB80P04P4L-08 της εταιρίας Infineon

Static characteristics

Drain-source breakdown voltage	$V_{(BR)DSS}$	$V_{GS}=0\text{V}$, $I_D=-1\text{mA}$	-40	-	-	V
Gate threshold voltage	$V_{GS(th)}$	$V_{DS}=V_{GS}$, $I_D=-120\mu\text{A}$	-1.2	-1.7	-2.2	
Zero gate voltage drain current	I_{DSS}	$V_{DS}=-32\text{V}$, $V_{GS}=0\text{V}$, $T_J=25^{\circ}\text{C}$	-	-0.05	-1	μA
		$V_{DS}=-32\text{V}$, $V_{GS}=0\text{V}$, $T_J=125^{\circ}\text{C}^{2)}$	-	-20	-200	
Gate-source leakage current	I_{GSS}	$V_{GS}=-16\text{V}$, $V_{DS}=0\text{V}$	-	-	-100	nA
Drain-source on-state resistance	$R_{DS(on)}$	$V_{GS}=-4.5\text{V}$, $I_D=-40\text{A}$	-	9.9	13.3	m Ω
		$V_{GS}=-4.5\text{V}$, $I_D=-40\text{A}$, SMD version	-	9.6	13	
		$V_{GS}=-10\text{V}$, $I_D=-80\text{A}$	-	6.8	8.2	
		$V_{GS}=-10\text{V}$, $I_D=-80\text{A}$, SMD version	-	6.5	7.9	

Εικόνα Π.Α.8 :Στατικά χαρακτηριστικά του μοντέλου IPB80P04P4L-08 της εταιρίας Infineon

Parameter	Symbol	Conditions	Values			Unit
			min.	typ.	max.	

Dynamic characteristics²⁾

Input capacitance	C_{iss}	$V_{GS}=0V, V_{DS}=-25V,$ $f=1MHz$	-	4177	5430	pF
Output capacitance	C_{oss}		-	1185	1778	
Reverse transfer capacitance	C_{rss}		-	45	90	
Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	$V_{DD}=-20V,$ $V_{GS}=-10V, I_D=-80A,$ $R_G=3.5\Omega$	-	12	-	ns
Rise time	t_r		-	11	-	
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$		-	42	-	
Fall time	t_f		-	35	-	

Εικόνα Π.Α.9 :Δυναμικά χαρακτηριστικά του μοντέλου IPB80P04P4L-08 της εταιρίας Infineon

Αναλυτικά τα χαρακτηριστικά του συγκεκριμένου διακόπτη MOSFET δίνονται στο παρακάτω datasheet:

https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPP_B_I80P04P4L-08-DataSheet-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d4625c167129015c348992484d42